

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



THÈSE

Présentée par :

Mr. GADOUCHE Zoubir

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT (L.M.D)

Spécialité : Énergies Renouvelables

THÈME

Contrôle de puissances active et réactive d'un réseau électrique de source mixte photovoltaïque et éolienne.

Soutenu le 21/12/2022 devant le Jury composé de :

| | | | |
|------------------------|------------------------|-----|--------------------------------|
| Président | Mr : NEGADI Karim | Pr | Université Ibn Khaldoun TIARET |
| Directeur de Thèse | Mr : BELFEDAL Cheikh | Pr | Université Ibn Khaldoun TIARET |
| Co- Directeur de Thèse | Mr : ALLAOUI Tayeb | Pr | Université Ibn Khaldoun TIARET |
| Examineur | Mr : MIHOUB Youcef | MCA | Université Ibn Khaldoun TIARET |
| Examineur | Mr : BELABBAS Belkacem | MCA | Université Ibn Khaldoun TIARET |
| Examineur | Mr : BOUDHIAF Mohammed | MCA | Université ZIAN achour DJELFA |

Année universitaire 2022/2023

Cette thèse a été préparée au Laboratoire de Génie Energétique et Génie Informatique, Département de Génie Electrique, Université Ibn Khaldoun de Tiaret

Remerciement

Tout d'abord, je formule ma gratitude a le bon Dieu tout puissant de m'avoir donné la volonté, la patience, le courage pour accomplir ce travail.

Je tien à exprimer mon profond respect à mon encadreur Mr BELFEDEL.C ainsi que mon co-encadreur Mr ALLAOUI .T pour tout le soutien et l'encouragement.

Je suis très heureux de pouvoir exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur NEGADI.K pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ce travail.

J'exprime mes sincères remerciements à Mr MIHOUB .Y, Mr BELABES .B et Mr BOUDIAF .M pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je tien aussi à exprimer mes remerciements les plus sincères

A tous les enseignants de Département de Génie électrique.

A toutes les personnes qui m'ont aidés, conseillés et orienté, de près ou de loin.

Dédicace

Toutes les lettres ne sauraient trouver les mots qu'il faut.... Tous les mots ne sauraient exprimer la gratitude, L'amour, Le respect, la reconnaissance.....Aussi,

C'est tout simplement que

Je dédie cette thèse..... ?

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé , bonheur , et longue vie et faire en sorte que

jamais je ne vous déçoive , à toi

mon père.

A la lumière de mes jours , la source de mes efforts,

ma mère.

A la flamme de mon cœur , ma vie et mon bonheur ; ***ma femme*** que j'adore ainsi que mon petit prince ***Adem Louai*** Que Dieu le protège.

Mes frères et sœurs : Abed enour et sa petite famille, Younes, Marwa et Lina.... Sans oublier ma belle famille, qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité.

A mes frères Djamel, Mohammed et Ilyes, que ma mère n'a pas enfantée.

A mon ami Mokhtar pour son soutien moral.

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour ce projet soit possible, je vous dis merci infiniment.

Remerciements

Dédicaces

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations et symboles

INTRODUCTION GENERALE.....1

Référence bibliographique (introduction générale).....4

Chapitre I : Etat de l'art sur le système d'énergie hybride

I.1.Introduction.....5

I.2. Energies renouvelables.....5

I.2.1 L'énergie hydraulique.....6

I.2.2 L'énergie de la biomasse.....6

I.2.3 L'énergie de la géothermie.....6

I.2.4 L'énergie solaire.....7

I.2.5 L'énergie éolienne.....7

I.3 Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie.....8

I.3.1 Potentiel solaire.....9

I.3.2 Potentiel éolien.....10

I.3.3 Les énergies géothermiques, issues de la biomasse et hydrauliques.....11

I.4 Transformation de l'énergie du vent et du soleil en électricité.....11

I.4.1 Conversion de l'énergie photovoltaïque.....11

I.4.1.1 Type de systèmes photovoltaïque.....12

I.4.1.1.a Systèmes autonomes.....12

I.4.1.1.b Systèmes photovoltaïques connectés au réseau.....12

I.4.1.2 Avantages et inconvénients d'une installation PV12

I.4.1.2.a Avantages.....12

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|----|
| I.4.1.2.b Inconvénients..... | 13 |
| I.5 Contexte de la conversion d'énergie éolienne..... | 13 |
| I.5.1 Différents types d'aérogénérateurs..... | 13 |
| I.5.2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne..... | 14 |
| I.5.3 Structure des systèmes de conversion de l'énergie éolienne..... | 15 |
| I.5.3.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone..... | 16 |
| I.5.3.2 Systèmes utilisant la machine synchrone..... | 18 |
| I.5.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne..... | 19 |
| I.5.4.1 Avantages de l'énergie éolienne..... | 19 |
| I.5.4.2 désavantages de l'énergie éolienne..... | 19 |
| I.5.5 Les différents types des turbines éoliennes..... | 20 |
| I.5.5.1 Les raisons pour choisir une grande éolienne..... | 20 |
| I.5.5.2 Les raisons pour choisir une éolienne plus petite..... | 21 |
| I.6 Convertisseurs..... | 21 |
| I.7 Conclusion..... | 22 |
| I.8 Référence bibliographique..... | 23 |

Chapitre II : Modélisation de la chaine hybride (éolienne +PV)

| | |
|--|----|
| II.1. Introduction..... | 25 |
| II.2. Modélisation de la chaine éolienne..... | 26 |
| II.2.1 modélisation de la partie mécanique de l'éolienne..... | 26 |
| II.2.1.1 Modélisation de la turbine éolienne à vitesse variable..... | 26 |
| II.2.1.1.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine..... | 27 |
| II.2.1.1.2 Modélisation de la turbine..... | 28 |
| II.2.1.1.2.a. Production d'énergie mécanique..... | 29 |
| II.2.1.1.2.b. Le coefficient de puissance..... | 29 |
| II.2.1.1.2.c. Modèle du multiplicateur..... | 31 |
| II.2.1.1.2.d. Equation dynamique de l'arbre..... | 32 |
| II.2.1.1.2.e. Graphe informationnel causal du modèle de la turbine (GIC)..... | 32 |
| II.2.2. Modélisation de la partie électrique de l'éolienne..... | 34 |
| II.2.2.1 Modélisation de la génératrice Asynchrone à double alimentation..... | 34 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|----|
| II.2.2.1.1. Hypothèses simplificatrices..... | 35 |
| II.2.2.1.2. Equation électrique et magnétique..... | 35 |
| II.2.2.1.2.a. Equation électrique..... | 35 |
| II.2.2.1.2.b. Equation magnétique..... | 36 |
| II.2.2.1.3. Application de la transformation de Park..... | 38 |
| II.2.2.1.4. Modélisation de la MADA dans le repère de Park..... | 39 |
| II.2.2.1.4.a. Equation électrique..... | 39 |
| II.2.2.1.4.b. Equation magnétique..... | 40 |
| II.2.2.1.5. Choix du référentiel..... | 42 |
| II.2.2.1.5.a. Référentiel lié au stator..... | 42 |
| II.2.2.1.5.b. Référentiel lié au rotor..... | 42 |
| II.2.2.1.5.c. Référentiel lié au champ tournant..... | 43 |
| II.2.2.1.6. Equation des puissances et du couple..... | 43 |
| II.2.2.1.7. Equation mécanique..... | 44 |
| II.2.2.1.8. Mise sous forme d'équation d'état..... | 44 |
| II.2.2.1.9. Simulation et interprétation des résultats..... | 46 |
| II.2.2.2. Modélisation du convertisseur Coté machine (CCM)..... | 48 |
| II.3. modélisation de la chaine photovoltaïque..... | 50 |
| II.3.1. Modélisation d'une cellule photovoltaïque..... | 50 |
| II.3.1.1. Circuit équivalent et modèle mathématique..... | 50 |
| II.3.1.1.1. Courbe caractéristique électrique..... | 53 |
| II.3.1.1.2. L'influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement..... | 55 |
| II.3.1.1.2.a. L'influence de l'ensoleillement..... | 55 |
| II.3.1.1.2.b. L'influence de la température..... | 56 |
| II.3.1.2. Les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque..... | 57 |
| II.3.1.2.1. Courant de court-circuit (I_{cc})..... | 57 |
| II.3.1.2.2. Tension de circuit-ouvert (V_{co})..... | 58 |
| II.3.1.2.3. Rendement énergétique..... | 58 |
| II.3.1.2.4. Facteur de forme..... | 58 |
| II.3.2. Association des modules photovoltaïques..... | 59 |
| II.3.2.1. Influence de l'association en série des modules photovoltaïques..... | 59 |
| II.3.2.2. Influence de l'association en parallèle des modules photovoltaïques..... | 60 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|----|
| II.3.2.3. Influence de l'association en série et parallèle..... | 62 |
| II.3.3.. Modélisation de l'Hacheurs survolteur (Boost)..... | 62 |
| II.3.3.1. Modélisation d'un hacheur..... | 63 |
| II.3.3.1.1. Modélisation d'un hacheur élévateur « Boost »..... | 63 |
| II.3.3.1.2. Modèle mathématique équivalent..... | 64 |
| II.4. Modélisation du bus continu..... | 65 |
| II.5. Modélisation du convertisseur Coté réseau (CCR)..... | 66 |
| II.6. Conclusion..... | 68 |
| II.7. Référence bibliographique..... | 69 |

Chapitre III: Contrôle de la chaine hybride

| | |
|--|----|
| III.1. Introduction..... | 71 |
| III.2. Contrôle de la chaine éolienne..... | 71 |
| III.2.1 Contrôle de la partie mécanique de l'éolienne..... | 71 |
| III.2.1.1 Bilan de puissance..... | 71 |
| III.2.1.2. Maximisation de la puissance extraite..... | 72 |
| III.2.1.3. Conception du correcteur de vitesse..... | 74 |
| III.2.1.4. Résultats de simulation..... | 74 |
| III.2.2 Contrôle de la partie électrique de l'éolienne..... | 76 |
| III.2.2.1. Commande vectorielle..... | 76 |
| III.2.2.1.1. Description de la commande..... | 76 |
| III.2.2.1.2. Principe de la commande vectorielle..... | 77 |
| III.2.2.1.3. Variantes de la commande vectorielle..... | 78 |
| III.2.2.1.4. Procédé d'orientation du flux..... | 79 |
| III.2.2.1.5. Modèle de la MADA à flux statorique oriente..... | 79 |
| III.2.2.1.6. Expressions des puissances actives et réactive statoriques..... | 81 |
| III.2.2.1.7. Expressions des tensions rotoriques..... | 82 |
| III.2.2.1.8. Contrôle avec boucle de puissance..... | 84 |
| III.2.2.1.9. Résultats de simulation et interprétations..... | 85 |
| III.3. Contrôle de la chaine photovoltaïque..... | 88 |
| III.3.1. Le contrôle MPPT..... | 88 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|----|
| III.3.2. Les différentes techniques d'MPPT..... | 89 |
| III.3.3. Le fonctionnement de l'algorithme P&O..... | 89 |
| III.4. Contrôle du convertisseur coté réseau..... | 91 |
| III.4.1. Contrôle des courants transitant dans le filtre..... | 91 |
| III.4.2. Contrôle de la tension du bus continu..... | 92 |
| III.4.3. Résultats de simulations..... | 93 |
| III.5. Conclusion..... | 98 |
| III.6. Référence bibliographique..... | 99 |

Chapitre IV: Optimisation de puissance de la chaine éolienne sans capteur de vitesse

| | |
|--|-----|
| IV.1. Introduction..... | 100 |
| IV.2. Observation et estimation pour la machine asynchrone..... | 100 |
| IV.2.1. Filtre de Kalman..... | 102 |
| IV.2.2. Observateur à mode glissant..... | 102 |
| IV.2.3. Estimateur MRAS..... | 103 |
| IV.3. observateur à mode glissant de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation..... | 104 |
| IV.3.1. observateur à mode glissant..... | 104 |
| IV.3.1.1 Généralité..... | 104 |
| IV.3.1.2 Principe..... | 105 |
| IV.3.1.3. Etude de stabilité de l'observateur..... | 105 |
| IV.3.2. Estimation de vitesse..... | 110 |
| IV.4. observateur à mode glissant flou..... | 113 |
| IV.4.1 Notion fondamentales aux systèmes flous..... | 113 |
| IV.4.1.1.Introduction..... | 113 |
| IV.4.1.2. Systèmes flous..... | 114 |
| IV.4.1.3. Théorie des ensembles flous..... | 114 |
| IV.4.1.3.1. Ensembles flous..... | 114 |
| IV.4.1.3.2. Opération sur les ensembles flous..... | 115 |
| IV.4.1.3.3. Propriétés des ensembles flous..... | 116 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|--|-----|
| IV.4.1.3.4. variables linguistiques..... | 116 |
| IV.4.1.3.5. Fonctions d'appartenances..... | 117 |
| IV.4.1.4. Contrôleur flou..... | 118 |
| IV.4.1.4.1. interface de fuzzification..... | 118 |
| IV.4.1.4.2. Base des règles..... | 119 |
| IV.4.1.4.3. Mécanisme d'inférence..... | 119 |
| IV.4.1.4.3.1. Méthodes d'inférence Max- Min..... | 119 |
| IV.4.1.4.3.2. Méthode d'inférence Max-Prod..... | 120 |
| IV.4.1.4.3.3. Méthode d'interférence Somme- Prod..... | 120 |
| IV.4.1.4.4. Interface du Défuzzification..... | 120 |
| IV.4.1.4.4.1. Méthode de centre de gravité..... | 120 |
| IV.4.1.4.4.2. Méthode des hauteurs pondérées..... | 121 |
| IV.4.1.4.4.3. méthode de la moyenne des maximums..... | 121 |
| IV.4.1.4.4.4. Méthode de Maximum..... | 121 |
| IV.4.2. Description du contrôleur flou utilisé..... | 121 |
| IV.4.2.1. Fuzzification..... | 121 |
| IV.4.2.2. inférence..... | 123 |
| IV.4.2.3. Défuzzification..... | 123 |
| IV.5. intégration de l'observateur à mode glissant de vitesse dans la chaine éolienne..... | 124 |
| IV.6 Résultats de simulations..... | 124 |
| IV.6.1 Etude comparative entre les deux méthodes d'estimation de la vitesse rotorique..... | 124 |
| IV.6.2. Evaluation de performance d'observateur à mode glissant flou avec le système de conversion d'énergie éolienne..... | 125 |
| IV.6.3. Test de robustesse..... | 127 |
| IV.6.3.1. Variation de 50% de la résistance statorique..... | 128 |
| IV.6.3.2. Variation de 50% de la résistance rotorique..... | 129 |
| IV.7. Conclusion..... | 130 |
| IV.8. Référence bibliographique..... | 131 |

Chapitre V: Contrôle direct de puissance (DPC) appliqué au système de conversion d'énergie

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|-----|
| V.1. Introduction..... | 133 |
| V.2. l'état de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)..... | 134 |
| V.3. Principe..... | 135 |
| V.4. Contrôle direct de puissance classique (DPC-C)..... | 135 |
| V.4.1. DPC_C du CCM de la chaine hybride..... | 135 |
| V.4.1.1. Topologie de convertisseur..... | 135 |
| V.4.1.2. Estimation de la puissance active et réactive..... | 136 |
| V.4.1.3. Influence de la tension sur le flux rotorique..... | 138 |
| V.4.1.4. Sélection du vecteur tension V_r | 139 |
| V.4.1.5. Comparateurs à hystérésis..... | 140 |
| V.4.1.6. Elaboration de la table de commutation..... | 141 |
| V.4.1.7. Schéma du contrôle direct de puissance (DPC_C)..... | 142 |
| V.4.2. DPC_C du CCR de la chaine hybride..... | 143 |
| V.4.2.1. Comparateurs à hystérésis..... | 144 |
| V.4.2.2. Table de commutation..... | 145 |
| V.4.2.2.1. Etude des variations des puissances instantanées..... | 145 |
| V.4.2.2.2. Elaboration de la table de commutation..... | 148 |
| V.4.2.2.3. Boucle de régulation de la tension du bus continu pour la DPC..... | 149 |
| V.4.3. Résultats de simulation..... | 151 |
| V.4.3.1. Fonctionnement à vitesse du vent fixe..... | 151 |
| V.4.3.1.1. DPC classique du CCM à vitesse fixe..... | 151 |
| V.4.3.1.2. DPC classique du CCR à vitesse fixe..... | 153 |
| V.4.3.2. Fonctionnement à vitesse du vent variable avec contrôle MPPT..... | 154 |
| V.4.3.2.1. DPC classique du CCM à vitesse de vent variable..... | 154 |
| V.4.3.2.2. DPC classique du CCR à vitesse de vent variable..... | 157 |
| V.5. Contrôle direct de puissance par la logique floue (DPC-F) | 158 |
| V.5.1. Description du contrôleur flou du DPC_F utilisé pour CCM..... | 159 |
| V.5.1.1. Fuzzification..... | 160 |
| V.5.1.2. Inférence..... | 160 |
| V.5.1.3. Défuzzification..... | 161 |
| V.5.2. Description du contrôleur flou du DPC_F utilisé pour CCR..... | 162 |
| V.5.3. Résultats de simulation..... | 164 |

TABLE DES MATIERES

| | |
|-------------------------------------|-----|
| V.6. Conclusion..... | 166 |
| V.7. Référence bibliographique..... | 168 |

Chapitre VI: Estimation de position angulaire pour le contrôle direct de puissance à base de régulateur flou (DPC-flou)

| | |
|---|-----|
| VI.1. Introduction..... | 171 |
| VI.2. contrôle directe de puissance (DPC) sans capteur de position..... | 171 |
| VI.2.1. Observateur de flux rotorique..... | 171 |
| VI.2.2. Estimation de la position angulaire | 172 |
| VI.2.3. Schéma globale du contrôle..... | 173 |
| VI.3. Résultats de simulation..... | 174 |
| VI.3.1 Evaluation de performance estimation de position angulaire du système de conversion d'énergie éolienne la commande DPC Flou..... | 174 |
| VI.3.2. Test de robustesse..... | 177 |
| VI.3.2.1. Variation de 50% de la résistance rotorique..... | 178 |
| VI.3.2.2. Variation de 50% de la résistance statorique..... | 179 |
| VI.4. Conclusion..... | 180 |
| VI.5 Référence bibliographique..... | 181 |
| Conclusion générale..... | 182 |
| Perspectives..... | 185 |

ANNEXE A

ANNEXE B

ANNEXE C

RESUME

Liste des Figures

Chapitre I:

| | |
|--|----|
| Figure I.1 la production d'électricité mondiale en 2021..... | 5 |
| Figure I.2 Production d'électricité à partir de sources renouvelable en 2021..... | 6 |
| Figure I.3 Répartition des usages de la filière ER en Algérie..... | 8 |
| Figure I.4 Carte de l'irradiation en Algérie (mois de juillet)..... | 9 |
| Figure I.5 Durée moyenne d'ensoleillement en Algérie..... | 10 |
| Figure I.6Energie moyenne reçue en Algérie..... | 10 |
| Figure 1.7 Carte des vents en Algérie..... | 10 |
| Figure I.8 Technologies d'éoliennes..... | 14 |
| Figure I.9 Coefficient de puissance aérodynamique en fonction de λ et de l'angle de pas des pales..... | 14 |
| Figure I.10 Diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent..... | 15 |
| Figure I.11 Machine asynchrone avec liaison direct au réseau..... | 16 |
| Figure I.12 Machine asynchrone avec liaison indirecte au réseau..... | 17 |
| Figure I.13 MADA avec 2 convertisseurs MLI en cascade reliés au réseau..... | 17 |
| Figure I.14 Machine synchrone reliée au réseau par un ensemble redresseur à diodes, convertisseur DC/DC et onduleur MLI..... | 18 |
| Figure I.15 Machine synchrone au réseau par deux convertisseurs MLI en cascade..... | 18 |

Chapitre II:

| | |
|--|----|
| Figure II.1. Schéma global du système hybride..... | 26 |
| Figure II.2. Système mécanique de l'éolienne..... | 27 |
| Figure II.3. Modèle mécanique simplifiée de la turbine..... | 28 |
| Figure .II.4. Schéma de la turbine éolienne..... | 28 |
| Figure II.5. Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β | 31 |

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|--|----|
| Figure II.6. Graphe informationnel causal du modèle de la turbine..... | 33 |
| Figure II.7. Schéma bloc du modèle de la turbine..... | 34 |
| Figure II.8. Représentation spatiale de la MADA..... | 35 |
| Figure II.9. Transformation de Park..... | 38 |
| Figure II.10. Comportement de la MADA lors d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant à l'instant $t=2.5s$ | 47 |
| Figure II.11. L'onduleur de tension associé au rotor de la MADA..... | 48 |
| Figure II.12. Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque..... | 50 |
| Figure II.13. Schéma électrique asymptotique d'un module photovoltaïque..... | 52 |
| Figure II.14. Caractéristique $I(V)$ d'un module PV..... | 54 |
| Figure II.15. Caractéristique $P(V)$ d'un module PV..... | 55 |
| Figure II.16. Courbes $P(V)$ d'un générateur à divers ensoleillements..... | 55 |
| Figure II.17. Courbes $I(V)$ d'un générateur sous diverses intensités de rayonnement..... | 56 |
| Figure II.18. Courbes $P(V)$ d'un générateur à diverses températures..... | 57 |
| Figure II.19. Courbes $I(V)$ d'un générateur à diverses températures..... | 57 |
| Figure II.20. Caractéristiques résultantes d'un groupement de n_s cellules en série..... | 59 |
| Figure II.21. Caractéristique $I(V)$ d'un groupement de n_s modules en série..... | 60 |
| Figure II.22. Caractéristique $P(V)$ d'un groupement de N_s cellules en série..... | 60 |
| Figure II.23. Caractéristiques résultant d'un groupement de n_p cellules en parallèle..... | 61 |
| Figure II.24. Caractéristique $I(V)$ d'un groupement de n_p cellules en parallèle..... | 61 |
| Figure II.25. Caractéristique $P(V)$ d'un groupement de n_p cellules en parallèle..... | 61 |
| Figure II.26. (a) Architecture classique d'un panneau solaire avec diodes de protection;(b) Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass..... | 62 |
| Figure II.27. Schéma de principe d'un convertisseur Boost..... | 63 |
| Figure II.28. Schéma électrique d'un Boost..... | 64 |
| Figure II.29. Schéma équivalent du hacheur survolteur à $d \in [0, d_{Te}]$ | 64 |
| Figure II.30. Circuit équivalent d'un hacheur survolteur à $t \in [T_e, T_e]$ | 65 |

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|--|----|
| Figure II.31. Représentation du bus continu..... | 66 |
| Figure II.32. Schéma du CCR dans les coordonnées triphasées..... | 67 |
| Chapitre III: | |
| Figure III.1. Diagramme de conversion de puissance..... | 71 |
| Figure III.2. Stratégies de commande de la turbine étudié..... | 72 |
| Figure III.3. Fonctionnement optimal de la turbine..... | 73 |
| Figure III.4. Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse..... | 74 |
| Figure III.5. Allure de vitesse: (a) de vent; (b) Mécanique..... | 75 |
| Figure III.6. Performance de MPPT (a) Le coefficient de puissance (b) Ratio de puissance . | 76 |
| Figure III.7. Analogie entre la commande de la machine à courant continu et la MADA..... | 78 |
| Figure III.8. Position du référentiel par rapport au flux..... | 78 |
| Figure III.9. Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances..... | 83 |
| Figure III.10. Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance..... | 85 |
| Figure III.11. Les puissances active et réactive statoriques..... | 86 |
| Figure III.12. Les courants rotoriques (en quadrature et direct) de la MADA..... | 86 |
| Figure.III.13. profile de vent et la vitesse de la MADA..... | 87 |
| Figure.III.14. les puissances active et réactive statorique..... | 87 |
| Figure.III.15. Les courants rotoriques (en quadrature et direct)..... | 88 |
| Figure III.16. Schéma synoptique du système PV par une commande MPPT | 89 |
| Figure III.17. Organigramme de l'algorithme 'Perturbation et Observation' (P&O)..... | 90 |
| Figure III.18. Caractéristique PPV (VPV)..... | 91 |
| Figure III.19. Schéma synoptique du contrôle de CCR..... | 91 |
| Figure III.20. Contrôle des courants du filtre RL..... | 92 |
| Figure.III.21 Boucle de régulation de la tension du bus continu..... | 93 |

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|---|----|
| Figure.III.22 vitesse de rotation de la MADA..... | 94 |
| Figure.III.23 Tension de réseau et courant de filtre..... | 94 |
| Figure.III.24 Zoom sur la tension et le courant..... | 95 |
| Figure.III.25 Tension de bus continu..... | 95 |
| Figure.III.26 variation de l'éclairement..... | 96 |
| Figure.III.27 Tension de réseau et courant de filtre..... | 97 |
| Figure.III.28 Zoom sur la tension et le courant..... | 97 |
| Figure.III.29 Tension de bus continu..... | 98 |

Chapitre IV:

| | |
|---|-----|
| Figure IV.1 Organigramme représentant les différentes commandes et observations qui s'appliquent sur la machine asynchrone a double alimentation..... | 101 |
| Figure IV.2 Schéma de principe d'un observateur d'état..... | 101 |
| Figure IV.3 Schéma de principe de filtre de kalman..... | 102 |
| Figure IV.4 Schéma de principe d'un observateur à mode glissant..... | 103 |
| Figure IV.5 Schéma de principe d'estimateur de MRAS..... | 103 |
| Figure IV.6 Schéma de l'observateur à mode glissant de vitesse..... | 104 |
| Figure IV.7. Structure de l'étude de stabilité de l'estimateur de vitesse..... | 111 |
| Figure IV.8. Schéma de représentation d'un système flou..... | 114 |
| Figure IV.9. Schéma représentatif de l'évaluation des valeurs selon la logique classique et floue..... | 115 |
| Figure IV.10.Représentation schématique d'un ensemble flou d'une variable linguistique.. | 117 |
| Figure IV.11. Différentes formes pour les fonctions d'appartenances..... | 117 |
| Figure IV.12. Structure générale d'un contrôleur flou..... | 118 |
| Figure IV.13 la fonction d'appartenance pour l'erreur..... | 122 |
| Figure IV.14 la fonction d'appartenance pour la sortie..... | 122 |
| Figure IV. 15 Schéma de la surface du régulateur flou..... | 123 |

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|---|-----|
| Figure IV.16 Schéma d'intégration de l'observateur à mode glissant flou dans la chaîne éolienne..... | 124 |
| Figure IV.17 Vitesse estimée par l'observateur à mode glissant classique et flou..... | 125 |
| Figure IV.18 Performances d'MPPT (a) Forme d'onde de vent (b) coefficient de puissance (Cp)..... | 125 |
| Figure IV.19 Performance d'estimation de vitesse (a) suivi de vitesse (b) erreur d'estimation..... | 126 |
| Figure IV.20 Suivi de puissance de la GADA (a) puissance active (b) puissance réactive... | 127 |
| Figure IV.21 Courants rotorique (quadrature et direct) de la GADA..... | 127 |
| Figure IV.22 Performances de la vitesse estimée..... | 128 |
| Figure IV.23 Suivi de puissance de la GADA (a) puissance active (b) erreur d'extraction de puissance..... | 128 |
| Figure IV.24 Performances de la vitesse estimée..... | 129 |
| Figure IV.25 Suivi de puissance de la GADA (a) puissance active (b) erreur d'extraction de puissance..... | 129 |

Chapitre V:

| | |
|--|-----|
| Figure V.1. Présentation des vecteurs de commutation..... | 136 |
| Figure V.2. Relation entre les flux statorique et rotorique dans le plan (α_r - β_r)..... | 138 |
| Figure V.3. L'évolution de l'extrémité du flux rotorique..... | 139 |
| Figure V.4. Comparateurs à hystérésis pour DPC coté CCM :(a) puissance active, (b) puissance réactive..... | 141 |
| Figure V.5. Présentation des vecteurs de commutation..... | 141 |
| Figure V.6. Configuration de la DPC-C de la MADA..... | 142 |
| Figure V.7 Principe de DPC classique..... | 143 |
| Figure V.8. Répartition du plan de l'espace vectoriel (α , β) pour le control direct de CCR.... | 144 |
| Figure V.9. Comparateurs à hystérésis pour DPC coté CCR :(a) puissance active, (b) puissance réactive..... | 145 |

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|---|-----|
| Figure V.10. Variation normalisées de la puissance active et réactive ($\overline{\Delta P_i}, \overline{\Delta Q_i}$) avec les secteurs..... | 148 |
| Figure V.11. Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu..... | 151 |
| Figure V.12. Les puissances active et réactive pour CCM par DPC classique..... | 152 |
| Figure V.13. Comportement de DPC-C avec le CCM..... | 152 |
| Figure V.14. Comportement de DPC-C avec le CCR..... | 154 |
| Figure V.15. Control DPC-C de CCM à vitesse du vent variable..... | 155 |
| Figure V.16. Analyse harmonique des spectres des courants : phase statorique, phase rotorique..... | 156 |
| Figure V.17. Comportement du Control DPC-C de CCR à vitesse variable..... | 157 |
| Figure V.18 Analyse harmonique de spectre de courant du CCR: phase « a »..... | 158 |
| Figure V.19. Principe de la sélection floue du vecteur de control..... | 159 |
| Figure V.20. Contrôle direct de puissance de la MADA basée sur la logique floue..... | 159 |
| Figure V.21 (a) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance réactive..... | 160 |
| Figure V.21 (b) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance active..... | 160 |
| Figure V.22. Schéma de la surface de DPC Flou pour le secteur θ_1 | 161 |
| Figure V.23. Structure proposée du DPC avec sélection floue..... | 162 |
| Figure V.24 (a) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance active..... | 163 |
| Figure V.24 (b) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance réactive..... | 163 |
| Figure V.25. Comparaison entre les deux techniques de contrôle direct de puissance..... | 164 |
| Figure V.26 Analyse harmonique des spectres des courants de la MADA : phase statorique, phase rotorique..... | 165 |
| Figure V.27. Analyse harmonique de spectre de courant du CCR: phase « a »..... | 166 |

Chapitre VI:

| | |
|---|-----|
| Figure.VI.1 schéma de DPC flou sans capteur avec observateur à mode glissant flou de GADA | 174 |
|---|-----|

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

| | |
|--|-----|
| Figure VI.2 (a) la vitesse de vent | 175 |
| Figure VI.2 (b) les puissances statorique | 175 |
| Figure VI.3 (a) Estimation de position angulaire : Position angulaire | 176 |
| Figure VI.3 (b) Estimation de position angulaire : Erreur estimation | 176 |
| Figure VI.4 (a) Estimation flux rotorique par FSMO : flux rotorique | 176 |
| Figure VI.4 (b) Estimation flux rotorique par FSMO : erreur d'estimation | 176 |
| Figure VI.5 (a) Les courants triphasés rotorique | 176 |
| Figure VI.5 (b) numéro de secteur | 176 |
| Figure.VI.6 Estimation de position angulaire avec (+50% Rr) | 178 |
| Figure.VI.7 Estimation de flux rotorique avec (+50% Rr) | 178 |
| Figure.VI.8 Puissances statorique avec (+50% Rr) | 178 |
| Figure.VI.9 Estimation de position angulaire avec (+50% Rs) | 179 |
| Figure.VI.10 Estimation de flux rotorique avec (+50 Rs) | 179 |
| Figure.VI.11 Puissances statorique avec (+50 Rs) | 179 |

Liste Des Tableaux

| | |
|--|-----|
| TABLEAU I.1 La répartition de la puissance installée par application..... | 8 |
| TABLEAU I.2 Caractéristiques de la production d'énergie solaire dans les régions d'Algérie..... | 9 |
| TABLEAU I.3 classification des turbines éoliennes..... | 20 |
| TABLEAU II.1. Coefficients définissant l'évolution de C_p | 30 |
| TABLEAU.IV.1 matrice d'inférence..... | 123 |
| TABLEAU V.1. Table de sélection des vecteurs optimaux..... | 142 |
| TABLEAU V.2. Vecteurs des tensions à l'entrée du convertisseur CCR..... | 147 |
| TABLEAU V.3. Vecteurs de commande sélectionnés pour θ_1 | 149 |
| TABLEAU V.4. Table de commutation classique..... | 149 |
| TABLEAU V.5 Table d'inférences synthétisées pour le secteur θ_1 | 161 |
| TABLEAU V.6 Table d'inférences synthétisées pour tous les secteurs..... | 161 |
| TABLEAU V.7. Table de règles floues synthétisées pour tous les secteurs..... | 163 |

Notations et symboles

$R_s(\Omega)$: Résistance statorique d'une phase.

$R_r(\Omega)$: Résistance rotorique d'une phase.

$L_s(H)$: Inductance cyclique statorique.

$L_r(H)$: Inductance cyclique rotorique.

$l_s(H)$: Induction propre statorique.

$l_r(H)$: Induction propre rotorique.

$l_{sf}(H)$: Induction de fuite statorique par phase.

$l_{rf}(H)$: Induction de fuite rotorique par phase.

$l_f(H)$: Inductance de fuite totale par phase.

$M_{sr}(H)$: Inductance cyclique mutuelle.

$F(N.m.s^2 / rad^2)$: Coefficient de frottement.

p : Nombre de paire de pôles.

$J(Kg.m^2)$: Moment d'inertie des parties tournante.

g : Glissement de la vitesse mécanique.

σ : Coefficient de dispersion ou (de Blondel).

T_r : La constante de temps rotorique.

T_s : La constante de temps statorique.

T_{ech} : Période d'échantillonnage.

$\theta(rad)$: Position du rotor par rapport au stator.

$\theta_s(rad)$: Angle électrique entre l'axe d et le stator (S) lié au stator.

$\theta_r(rad)$: Angle électrique entre le rotor (R) et L'axe d .

$\delta(rad)$: position de vecteur flux rotorique (position angulaire).

$\omega_s, \omega_r(rad / s)$: Pulsation statorique et rotorique.

$\Omega(rad / s)$: Vitesse de rotation mécanique

$C_{em}(Nm)$: Couple électromagnétique.

$C_r(Nm)$: Couple résistant.

$[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^t (V)$: Vecteur tension statorique en composantes triphasées.

$[v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^t (V)$: Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.

$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t (A)$: Vecteur courant statorique en composantes triphasées

$[I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t (A)$: Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.

$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^t (Wb)$: Vecteur flux statorique en composantes triphasées.

$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^t (Wb)$: Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.

$[P(\theta)]$: Matrice de transformation de Park.

$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: Les tensions statoriques diphasé dans le repère $(\alpha\beta)$.

v_{sd}, v_{sq} : Les tensions statoriques diphasé dans le repère (dq) .

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Les courants statoriques diphasé dans le repère $(\alpha\beta)$.

i_{sd}, i_{sq} : Les courants statoriques diphasé dans le repère (dq) .

$\delta_1, \delta_2, q_1, q_2$: Les gains d'observateur à mode glissant.

S_a, S_b, S_c : États des interrupteurs haut des trois bras de l'onduleur

R_S : La résistance série en (Ω) .

R_P : La résistance parallèle en (Ω) .

I : Le courant généré par la cellule en (A).

I_{pv} : Le photo-courant généré par la cellule en (A).

I_d : Le courant de la diode en (A).

I_o : Le courant de saturation inverse de la diode en (A).

q : La charge de l'électron ($1,60217646 \times 10^{-19} C$).

V : La potentielle thermodynamique en (V).

a : Le facteur de non idéalité de la jonction P-N ($1 \leq A \leq 3$).

T : La température réelle de la jonction en (K).

Notations et symboles

- K : La constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-23} \text{ J/K}$).
- V_t : La tension thermique ($K \cdot T/q$).
- $I_{pv,cell}$: Le photo-courant généré par la cellule en (A).
- $I_{o,cell}$: Le courant de saturation inverse par la cellule en (A).
- $I_{pv,n}$: Le photo-courant généré dans les conditions nominales en (A).
- T_n : La température nominale de la jonction en (K).
- Δ_T : Delta.
- G : L'éclairement de référence en (1000 W/m^2).
- G_n : L'éclairement nominal en (W/m^2).
- $I_{SC,n}$: Courant de saturation en circuit ouvert dans les conditions nominales en (A).
- $V_{oc,n}$: La tension en circuit ouvert dans les conditions nominales en (V).

GADA : Générateur Asynchrone à Double Alimentation

CCM : Convertisseur Côté Machine

CCR : Convertisseur Côté Réseau

FOC : Contrôle par orientation du flux.

DTC : Direct Torque Control

DPC : Direct Power Control

PWM : Pulse Width Modulation

THD : Total Harmonic Distortion

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

SVM : MLI vectorielle ou Space Vector Modulation.

MRAS: Model Référence Adaptative system.

PI: Régulateur Proportionnel et Intégral.

SMO : Sliding Mode Observer (observateur à mode glissant)

FSMO :Fuzzy Sliding Mode Observer (observateur à mode glissant flou)

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

L'électricité est une forme propre d'énergie la plus utilisée dans le monde, sa facilité de transport et sa transformation aisée ont largement contribué au développement de ses applications[1][2]. Elle est aujourd'hui produite, à près de 80 %, à partir de combustibles fossiles (pétrole, gaz,...) ou fissiles (nucléaire), ressources épuisables et polluantes à la fois [3]. Dans ce contexte les sources d'énergies dites renouvelables constituent une bonne alternative pour répondre aux besoins énergétiques de nos pays [4]. En effet, ces sources d'énergie ont l'avantage d'être abondantes, inépuisables et non polluantes. Après de nombreux soubresauts, les contraintes environnementales, le rapprochement de l'échéance d'épuisement des ressources fossiles et fissiles ainsi que les soucis d'indépendance énergétique conduisent depuis les années 1990 à un décollage significatif des filières de production d'électricité d'origine renouvelable.

Cette production par sources d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Les techniques d'extraction de la puissance de ces ressources demandent des recherches et des développements plus approfondis qui visent à fiabiliser, baisser le cout et augmenter l'efficacité énergétique[5][6].

Les énergies renouvelables sont des énergies issues du soleil, du vent, de la géothermie, des chutes d'eau, des marées ou de la biomasse ; leurs exploitations n'engendrent pas ou peu de déchets et d'émissions polluantes : ce sont les énergies de l'avenir ![7].

Aujourd'hui, elles sont sous-exploitées par rapport à leur potentiel et couvrent seulement 20 % de la consommation mondiale d'électricité (en intégrant l'hydroélectricité)[8].

Cependant l'inconvénient majeur réside dans la nature irrégulière de la fourniture énergétique dans le temps. Afin de pallier à cet inconvénient, on a souvent recours à la combinaison de plusieurs sources d'énergie qui permettent une plus grande production d'énergie et une meilleure régularité dans le temps.

La filière étudiée dans cette thèse est l'énergie éolienne associée au solaire photovoltaïque. Afin d'accomplir au mieux cette étude, nous avons structuré le présent mémoire en six principaux chapitres avec une introduction et une conclusion générale :

- Le premier chapitre expose les différentes sources d'énergies renouvelables existantes où notre attention est focalisée sur la production d'électricité éolienne et photovoltaïque, ainsi que sur les principes généraux des machines asynchrones à double alimentation (MADA).
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des éléments qui constituent un système de conversion d'énergie hybride. Dans ce chapitre, nous avons choisi un système éolien à vitesse variable, basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).
- Le troisième chapitre, est consacré au contrôle de la chaîne hybride (éolienne+PV) connecté au réseau électrique où les différents éléments de ce système sont représentés en schémas blocs (figure II.1) et ses équivalents, sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans ce chapitre, la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) introduite dans le modèle de la turbine, repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne et de son injection dans le réseau. Le contrôle indirect de la puissance a été appliqué à la génératrice asynchrone à double alimentation, et d'autre part un contrôle vectoriel appliqué aux courants qui transitent dans le filtre du côté réseau. Dans le but d'améliorer le rendement du générateur photovoltaïque (PV) autrement dit maximiser la puissance délivrée à la charge reliée aux bornes du générateur photovoltaïque, la stratégie MPPT est appliquée. La méthode utilisée pour contrôler le point de puissance maximale est la méthode de perturbation et d'observation (P&O).
- Dans le quatrième chapitre, sont présentées les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique (utilisation des observateurs) et l'historique de ces stratégies avec leurs principes de fonctionnement. Dans ce travail, on a utilisé la technique d'estimation de la vitesse pour une génératrice asynchrone à double alimentation, par l'utilisation d'un observateur à mode glissant de vitesse. Cette structure d'estimation est introduite par Kubota et Matsuse, pour l'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique la machine asynchrone. Pour notre travail, l'observateur à mode glissant du flux est proposé pour l'observation du flux rotorique et le courant statorique de notre observateur de vitesse.
- Le cinquième chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer la technique DPC pour le contrôle des puissances appliquées de notre chaîne hybride, au convertisseur de l'éolienne (CCM) et au convertisseur coté réseau (CCR). Cette stratégie est basée sur la sélection d'un vecteur de tension de telle manière que les erreurs entre les grandeurs

mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Au premier lieu, nous présentons le principe de la DPC classique appliqué au convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) et au convertisseur coté réseau (CCR). Suite aux inconvénients majeurs de cette stratégie de contrôle qui sont les oscillations des puissances et des harmoniques des courants générés, à cause de la fréquence de commutation variable ; nous cherchons à améliorer les performances obtenues avec la DPC classique par le biais de la logique flou (DPC-FLOU).

- Dans le sixième chapitre, nous proposons la technique d'observateur à mode glissant pour estimer la position du rotor et de la vitesse. A cause de ses avantages, nous utilisons l'observateur à mode glissant flou. Même chose pour le contrôle, nous utilisons le DPC flou, aussi pour ses avantages. Dans ce chapitre, La stratégie du contrôle combine le DPC flou sans capteur, le MPPT sans asservissement de vitesse et l'observateur à mode glissant flou pour l'estimation du flux du rotor associé à un observateur de la vitesse du rotor.

Nous concluons par une synthèse des travaux réalisés.

Références bibliographiques

- [1] I. Dincer, « Renewable energy and sustainable development : a crucial review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 4, n° 2, p. 157-175, juin 2000.
- [2] S. R. Bull, « Renewable energy today and tomorrow », *Proc. IEEE*, vol. 89, n° 8, p. 1216-1226, 2001.
- [3] C. Alonso, « Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie », Mémoire en vue de l'obtention de l'habilitation à diriger les recherches, université Paul Sabatier Toulouse III, France, 2003.
- [4] B. Multon, Production d'énergie électrique par sources renouvelables, *Techniques de l'Ingénieur Traité*. 4005.
- [5] R. Said, M. I. Bhatti, et A. I. Hunjra, « Toward Understanding Renewable Energy and Sustainable Development in Developing and Developed Economies: A Review », *Energies*, vol. 15, n° 15, Art. n° 15, janv. 2022, doi: 10.3390/en15155349.
- [6] R. Vakulchuk, I. Overland, et D. Scholten, « Renewable energy and geopolitics: A review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 122, p. 109547, avr. 2020, doi: 10.1016/j.rser.2019.109547.
- [7] B. Soltane, « Conception et commande des machines à aimants permanents dédiées aux énergies renouvelables », *Electrical engineering thesis*, Constantine University, constantine, Algeria, 2010.
- [8] C.-W. Su, K. Khan, M. Umar, et W. Zhang, « Does renewable energy redefine geopolitical risks? », *Energy Policy*, vol. 158, p. 112566, nov. 2021, doi: 10.1016/j.enpol.2021.112566.

Chapitre I :
***Etat de l'art sur le système d'énergie
hybride***

I.1. Introduction

Le terme "système d'énergie hybride" fait allusion aux systèmes de génération d'énergie électrique utilisant plusieurs types de sources. La combinaison des sources d'énergie renouvelable comme l'éolienne, le photovoltaïque ou les petites centrales hydroélectriques peut constituer un complément ou une alternative aux groupes électrogènes diesels[1].

Un système d'énergie hybride est défini comme une installation qui utilise deux ou plus des technologies de la génération d'énergies. L'objectif d'utiliser des technologies multiples est de réunir les avantages et les meilleures caractéristiques opérationnelles de chaque système [2].

I.2. Energies renouvelables

Le développement et l'exploitation des énergies renouvelables ont connu une forte croissance ces dernières années. D'ici 20-30 ans, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Naturellement décentralisées, il est intéressant de les mettre en œuvre sur les lieux de consommation en les transformant directement, soit en chaleur, soit en électricité, selon les besoins [3]. La production de l'électricité décentralisée à partir d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs, tout en respectant l'environnement.

Cependant, le caractère aléatoire des sources impose des règles particulières de dimensionnement et d'exploitation des systèmes de récupération d'énergie. La figure (I.1) présente la production mondiale d'électricité en 2021 [3] et la figure (I.2) fait un zoom sur les énergies renouvelables[4] [5].

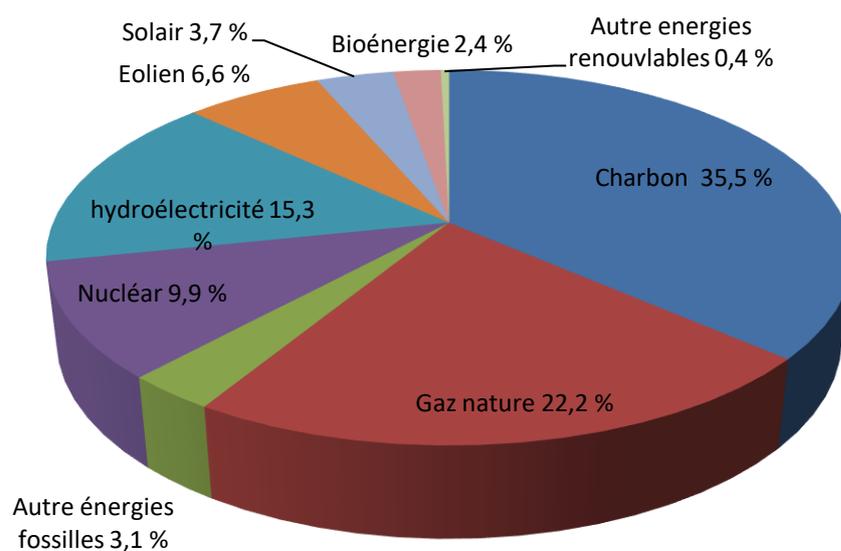


Figure I.1 la production d'électricité mondiale en 2021

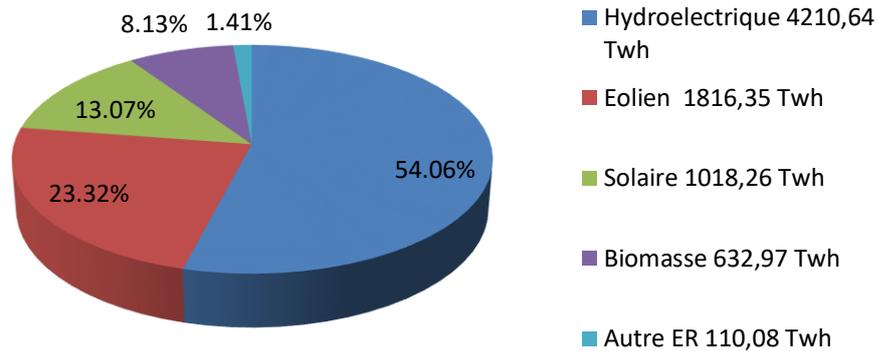


Figure I.2 Production d'électricité à partir de sources renouvelable en 2021

1.2.1 L'énergie hydraulique

L'hydraulique est actuellement la première source renouvelable d'électricité. L'énergie hydroélectrique installée dans le monde en 2021 était estimée à 4210.64 TWh, soit environ 15.3 % de l'énergie électrique mondiale. Près de 54 % de toute l'électricité produite par les énergies renouvelable. On discerne la petite hydraulique (inférieure à 10 MW) et la grande hydraulique (supérieure à 10 MW)[6]. Dans le cadre de la production décentralisée, on va considérer essentiellement la petite hydraulique [5], qui est constituée en grande majorité par des centrales au fil de l'eau qui dépendent du débit des cours d'eau.

1.2.2 L'énergie de la biomasse

La biomasse est répartie en quatre catégories : la biomasse sèche (bois, déchets agricoles...), le biogaz, les déchets municipaux renouvelables solides et la biomasse humide (bioéthanol, biodiesel, huile végétal...).

En 2021, la biomasse est la quatrième source d'électricité renouvelable mondiale avec 8.13% de la production d'électricité mondiale [7].

1.2.3 L'énergie de la géothermie

Classiquement, trois types de géothermie sont distingués selon le niveau de température disponible à l'exploitation :

- la géothermie à haute énergie ou géothermie privilégiée qui exploite des sources hydrothermales très chaudes, ou des forages très profonds où l'eau est injectée sous pression dans la roche. Cette géothermie est surtout utilisée pour produire de l'électricité [8].

- La géothermie de basse énergie : géothermie des nappes profondes (entre quelques centaines et plusieurs milliers de mètres) aux températures situées entre 30 et 100 °C. La principale utilisation est appliquée pour les réseaux de chauffage urbain.
- La géothermie de très basse énergie : géothermie des faibles profondeurs aux niveaux de température compris entre 10 et 30 °C. Sa principale utilisation est le chauffage et la climatisation individuelle.

Par rapport à d'autres énergies renouvelables, la géothermie de profondeur (haute et basse énergie), présente l'avantage de ne pas dépendre des conditions atmosphériques (soleil, pluie, vent). C'est donc une source d'énergie quasi-continue, car elle est interrompue uniquement par des opérations de maintenance sur la centrale géothermique ou le réseau de distribution de l'énergie.

1.2.4 L'énergie solaire

Le soleil est une source quasiment inépuisable d'énergie qui envoie à la surface de la terre un rayonnement qui représente chaque année environ 8400 fois la consommation énergétique de l'humanité. Cela correspond à une puissance instantanée reçue de 1 kilowatt crête par mètre carré (kWc/m²) répartie sur tout le spectre, de l'ultraviolet à l'infrarouge. Les déserts de notre planète reçoivent en 6 heures plus d'énergie du soleil que n'en consomme l'humanité en une année [9].

L'énergie solaire est produite et utilisée selon plusieurs procédés :

- **L'énergie solaire thermique** : qui consiste tout simplement à produire de la chaleur grâce à des panneaux sombres. On peut aussi produire avec de la vapeur à partir de la chaleur du soleil puis convertir la vapeur en électricité.
- **L'énergie solaire photovoltaïque** : qui consiste à produire directement de l'électricité à partir de la lumière, à l'aide de panneaux solaires. Cette forme d'énergie est déjà exploitée dans de nombreux pays, surtout dans les pays ou les régions ne disposant pas de ressources énergétiques conventionnelles tels que les hydrocarbures ou le charbon.
- **L'énergie solaire passive** : est une autre forme d'utilisation de l'énergie solaire qui consiste à utiliser directement la lumière pour le chauffage.

1.2.5 L'énergie éolienne

La ressource éolienne provient du déplacement des masses d'air qui est dû indirectement à l'ensoleillement de la terre. Par le réchauffement de certaines zones de la planète et le refroidissement d'autres, une différence de pression est créée et les masses d'air sont en perpétuel déplacement. Après avoir pendant longtemps oublié cette énergie pourtant exploitée depuis l'antiquité, elle connaît depuis environ 30 ans un essor sans précédent notamment dû aux premiers chocs pétroliers. Dans l'échelle

mondiale, l'énergie éolienne depuis une dizaine d'années maintient une croissance de 30% par an [10]. Selon le Global Wind Energy Council (GWEC), le parc éolien pourrait atteindre une puissance installée de 230 GW en 2020 [11], soit plus de 5 fois la puissance installée en 2005 qui était de 40 GW. Le principal inconvénient de cette source d'énergie est l'indisponibilité et l'imprévisibilité du vent.

1.3 Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie

Le potentiel de l'énergie renouvelable en Algérie est le plus important de l'Afrique du Nord. Le marché des énergies renouvelables est prometteur et leur promotion constitue l'un des axes de la politique énergétique et environnementale du pays. Parmi les objectifs affichés par les pouvoirs publics, le marché local doit atteindre 500 MW l'année 2010, amenant la part de l'électricité produite par les énergies renouvelables à 5% de l'électricité totale produite [12].

Tableau I.1 La répartition de la puissance installée par application

| Application | Puissance installée (KW) | Pourcentage |
|-------------------|--------------------------|-------------|
| Electrification | 1353 | 58% |
| Télécommunication | 498 | 21% |
| Pompage | 288 | 12% |
| Eclairage public | 48 | 2% |
| Autres | 166 | 7% |

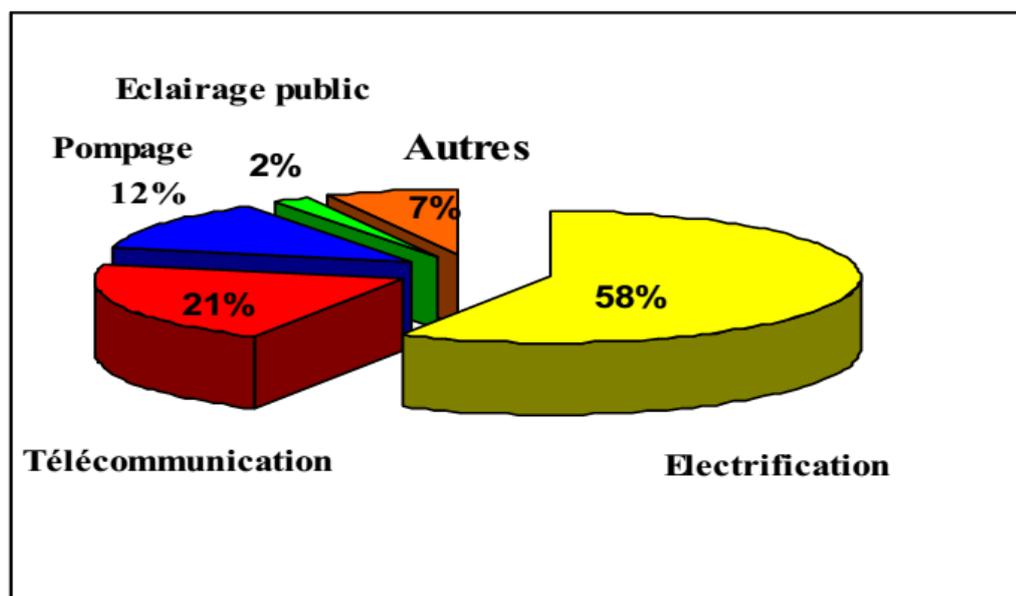


Figure I.3 Répartition des usages de la filière ER en Algérie

1.3.1 Potentiel solaire

Par sa situation privilégiée, l'Algérie dispose du plus grand gisement solaire du bassin méditerranéen. La durée moyenne d'ensoleillement du territoire algérien dépasse les 2000 heures annuelles, pour atteindre près de 3500 heures d'ensoleillement dans le désert du Sahara. Le total d'énergie reçue est estimé à 169 400 TWh/an, soit 5000 fois la consommation d'électricité annuelle du pays [12].

Tableau I.2 caractéristiques de la production d'énergie solaire dans les régions d'Algérie

| Régions | Région côtière | Hauts plateaux | Sahara |
|--|----------------|----------------|--------|
| Durée moyenne d'ensoleillement (heures/an) | 2650 | 3000 | 3500 |
| Energie moyenne reçue (KWh/m ² /an) | 1700 | 1900 | 2650 |

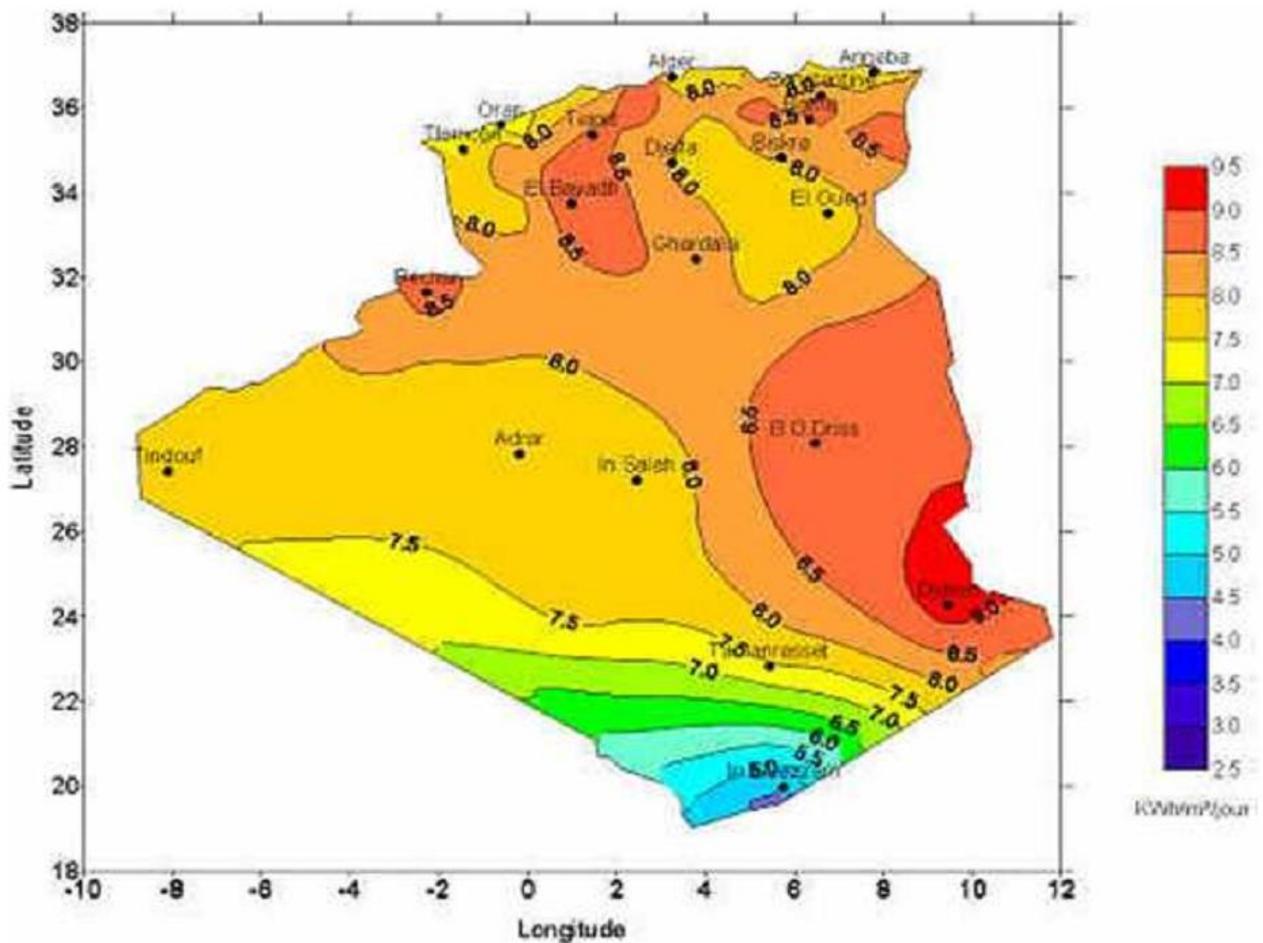


Figure I.4 Carte de l'irradiation en Algérie (mois de juillet)

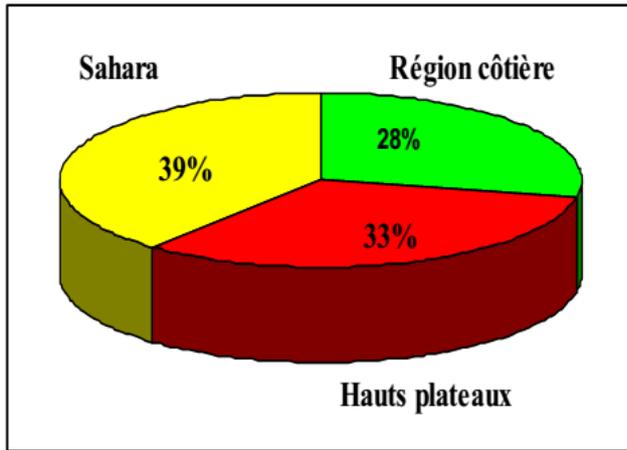


Figure I.5 Durée moyenne d'ensoleillement en Algérie

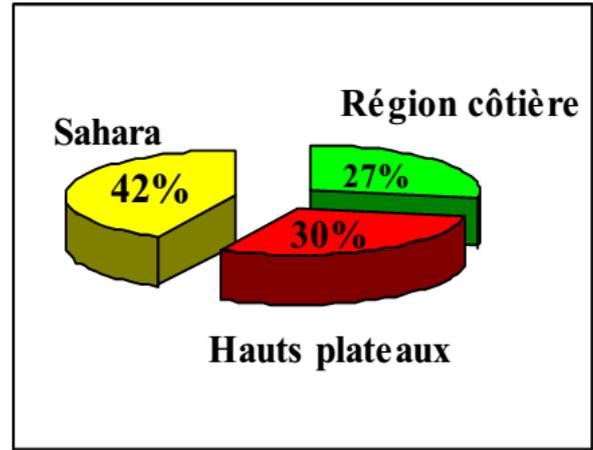


Figure I.6 Energie moyenne reçue en Algérie

1.3.2 Potentiel éolien

Le potentiel éolien diverge selon la situation géographique. Ainsi au nord du pays, le potentiel éolien se caractérise par une vitesse moyenne des vents modérée (1 à 4 m/s) avec des microclimats autour d'Oran, Annaba, sur les hauts plateaux et à Biskra. Ce potentiel énergétique convient parfaitement pour le pompage de l'eau particulièrement sur les Hauts Plateaux. Au Sud, la vitesse moyenne des vents dépasse les 4 (m/s)(plus particulièrement au sud-ouest), avec des vents qui dépassent les 6 (m/s) dans la région d'Adrar [12].

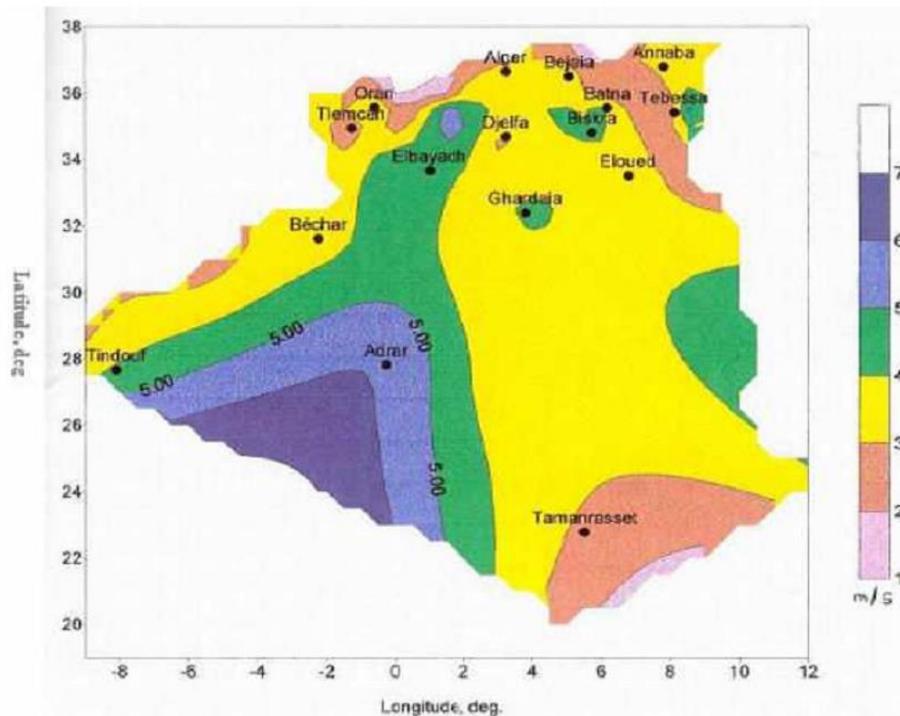


Figure I.7 Carte des vents en Algérie

1.3.3 Les énergies géothermiques, issues de la biomasse et hydrauliques

Plus de 200 sources d'eau chaude ont été répertoriées dans le nord-est et le nord-ouest de l'Algérie. Environ 33% d'entre elles ont des températures supérieures à 45°, la plus chaude étant située à Biskra (118°). Plus au sud, délimité par Biskra au nord, In Salah au sud et Adrar à l'ouest, la nappe albienne constitue une zone de plusieurs milliers de km, caractérisée par une eau à température moyenne de 57°. L'ensemble du débit d'exploitation des sources et de cette nappe représente une puissance estimée à 700MW/an.

Le potentiel de biomasse se répartit entre les déchets issus des activités humaines, déchets urbains et agricoles non recyclés, estimés à 1,33 MTEP/an (Tonne équivalent pétrole) et de l'énergie issue du bois des forêts [12]. Cette dernière représente 37 MTEP/an et le potentiel récupérable est de 3,7 MTEP/an. La part de l'énergie hydraulique dans la production nationale d'électricité est encore faible (1,7% de la production installée), cela est dû au nombre insuffisant de sites et à la faible exploitation de ceux existants.

1.4 Transformation de l'énergie du vent et du soleil en électricité

A la différence des énergies fossiles, les énergies renouvelables (issues du soleil, du vent, de la chaleur de la terre, de l'eau ou encore de la biomasse) sont des énergies à ressource illimitée. Les énergies renouvelables regroupent un certain nombre de filières technologiques selon la source d'énergie valorisée et l'énergie utile obtenue. Les filières étudiées dans ce travail sont l'énergie éolienne et solaire photovoltaïque.

1.4.1 Conversion de l'énergie photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière [13]. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque (GPV) qui a une caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire présentant un point de puissance maximale. La caractéristique I-V du GPV dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. De plus, le point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge qu'il alimente. Afin d'extraire en chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV, nous introduisons un étage d'adaptation entre le générateur et la charge pour coupler les deux éléments le plus parfaitement possible. Le problème du couplage parfait entre un générateur photovoltaïque et une charge de type

continue n'est pas encore réellement résolu. Un des verrous technologiques qui existe dans ce type de couplage est le problème du transfert de la puissance maximale du générateur photovoltaïque (GPV) à la charge qui souffre souvent d'une mauvaise adaptation. Le point de fonctionnement qui en découle est alors parfois très éloigné du point de puissance maximale (PPM). La littérature propose une grande quantité de solutions sur l'algorithme de contrôle qui effectue une recherche de point de puissance maximale lorsque le GPV est couplé à une charge à travers un convertisseur statique.

1.4.1.1 Type de systèmes photovoltaïque

Les systèmes PV sont deux types : autonomes et reliés au réseau [14] :

1.4.1.1.a Systèmes autonomes

C'est un système photovoltaïque complètement indépendant d'autre source d'énergie et qui alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau électrique. Dans la majorité des cas, un système autonome exigera des batteries pour stocker l'énergie. Ils servent habituellement à alimenter les maisons en site isolé, sur des îles, en montagne ainsi qu'à des applications comme la surveillance à distance et le pompage de l'eau. En règle générale, les systèmes PV autonomes sont installés là où ils constituent la source d'énergie électrique la plus économique.

1.4.1.1.b Systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Le champ photovoltaïque est couplé directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur courant continu-courant alternatif (CC-CA). Étant donné que l'énergie est normalement emmagasinée dans le réseau même, les accumulateurs ne sont pas nécessaires à moins que vous ne vouliez une forme autonome d'énergie pendant les pannes d'électricité. L'énergie produite est consommée sur place, le surplus étant injecté dans le réseau, qui alimente les maisons de nuit ou pendant les jours sans soleil.

1.4.1.2 Avantages et inconvénients d'une installation PV[7],[15]

1.4.1.2.a Avantages

- D'abord, une haute fiabilité. L'installation ne comporte pas de pièces mobiles qui la rendent particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux.
- Ensuite, le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au Mégawatt.

- Le coût de fonctionnement est très faible, vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.
- La technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique, car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

1.4.1.2.b Inconvénients

- La fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 %, avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour les faibles demandes d'énergie en régions isolées.
- Le faible rendement des panneaux photovoltaïques s'explique par le fonctionnement même des cellules. Pour arriver à déplacer un électron, il faut que l'énergie du rayonnement soit au moins égale à 1 eV. Tous les rayons incidents ayant une énergie plus faible ne seront donc pas transformés en électricité. De même, les rayons lumineux dont l'énergie est supérieure à 1 eV perdront cette énergie, le reste sera dissipé sous forme de chaleur.
- Tributaire des conditions météorologiques.
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru.
- Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.

1.5 Contexte de la conversion d'énergie éolienne

1.5.1 Différents types d'aérogénérateurs

Il existe deux grandes catégories d'éoliennes selon la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice [16]:

- Les turbines éoliennes à axe horizontal
- Les turbines éoliennes à axe vertical



Figure I.8 Technologies d'éoliennes[16].

Sur le plan aérodynamique, on peut comparer les différents types de turbines en comparant leurs coefficients aérodynamiques de puissance ou de couple en fonction de la vitesse normalisée λ .

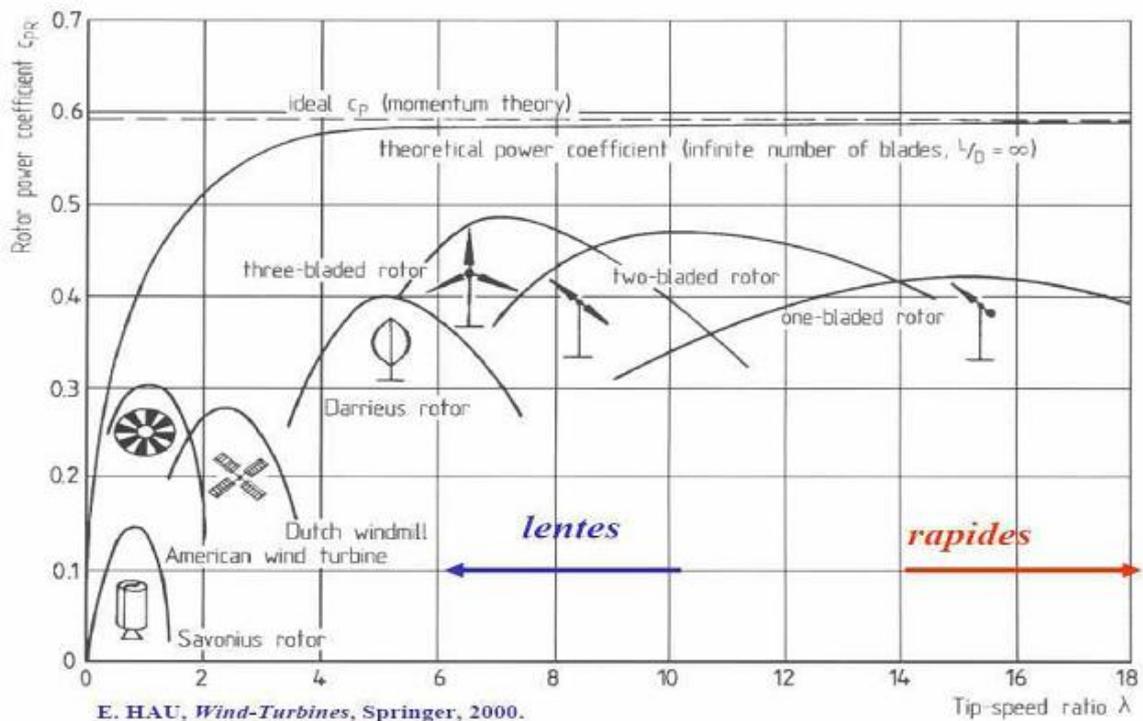


Figure I.9 Coefficient de puissance aérodynamique en fonction de λ et de l'angle des pales[17].

I.5.2 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

Les objectifs de la régulation sont d'assurer la sécurité de l'éolienne par vents forts et de limiter la puissance. Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer sur son arbre une puissance nominale P_n qui est obtenue à partir d'une vitesse nominale du vent V_n . Lorsque la vitesse du vent est supérieure à V_n la turbine éolienne doit modifier ses paramètres, afin d'éviter la destruction mécanique, de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante.

A côté de la vitesse nominale V_n , on spécifie aussi[18] :

- La vitesse de démarrage, V_d à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie.
- La vitesse maximale du vent, V_M , pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

Les vitesses V_n , V_d et V_M définissent quatre zones sur le diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent (figure I.10) :

- La zone I, où $P = 0$ (la turbine ne fonctionne pas).
- La zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V .
- La zone III, où la vitesse de rotation est maintenue constante et où la puissance P fournie reste égale à P_n .
- La zone IV, dans laquelle le système de sûreté de fonctionnement arrête le transfert de l'énergie.

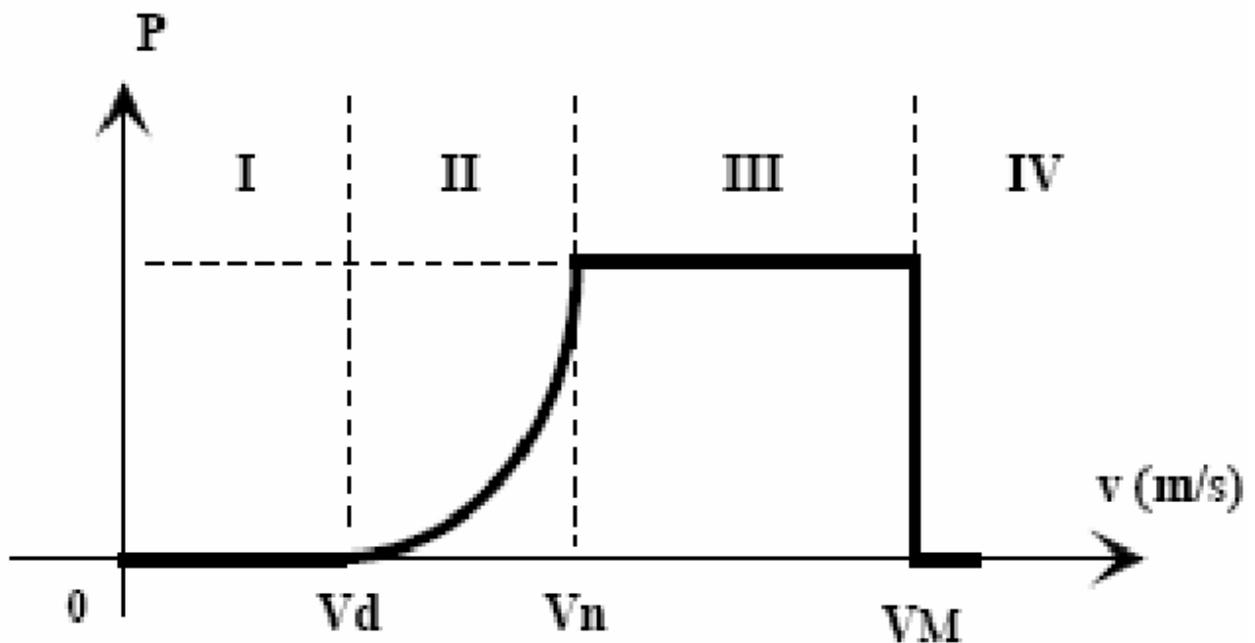


Figure I.10 Diagramme de la puissance utile en fonction de la vitesse du vent.

1.5.3 Structure des systèmes de conversion de l'énergie éolienne

La conversion de l'énergie cinétique en énergie électrique se fait en deux étapes : au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique puis au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique. En fonction du type de générateur utilisé, il existe actuellement trois principaux types de systèmes éoliens :

- Système éolien à vitesse fixe avec machine asynchrone à cage (S.E.I.G.)

- Système éolien à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation (D.F.I.G.ou MADA)
- Système éolien à vitesse variable avec machine synchrone à inducteur bobiné ou à aimants.

1.5.3.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone

La machine asynchrone équipe actuellement une grande partie du parc éolien. Elle a l'avantage d'être robuste et de faible coût.

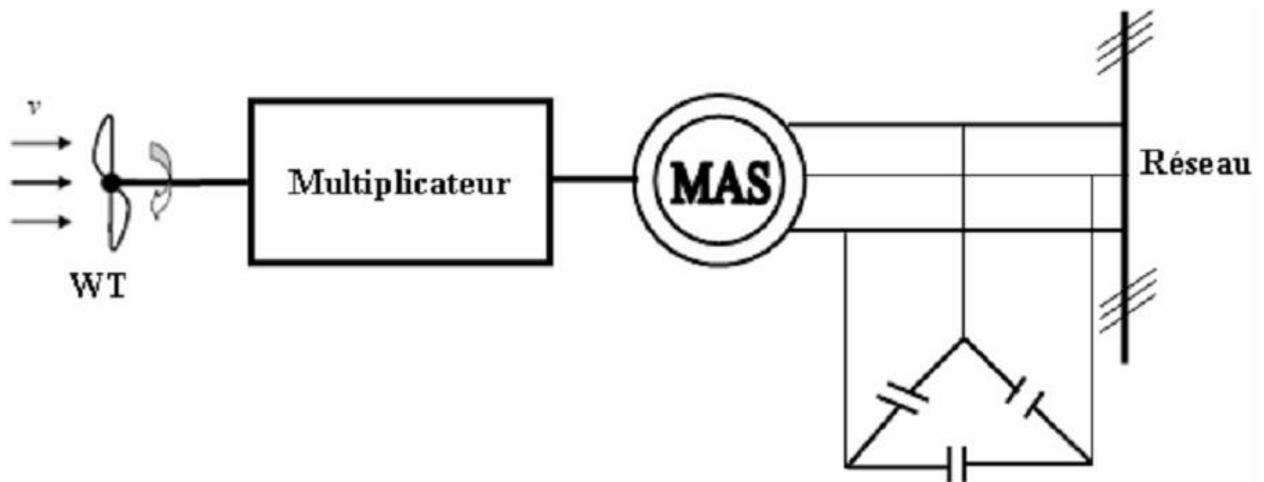


Figure I.11 Machine asynchrone avec liaison direct au réseau.

Une topologie consiste à relier directement une MAS à cage d'écureuil au réseau (Figure I.11). Un multiplicateur est associé à la machine et un banc de condensateurs assure sa magnétisation. La vitesse de rotation peut alors être faiblement variable, limitée par le glissement maximum de la MAS. L'avantage de cette architecture est sa simplicité et son faible coût. Son principal inconvénient est d'une part l'impossibilité de fonctionnement à vitesse variable, ce qui réduit la puissance pouvant être puisée du vent et d'autre part, les problèmes d'accrochage/décrochage au réseau [19]. Cette structure est largement employée au Danemark depuis les années 70. Le dispositif de la figure (I.12) permet de fonctionner à vitesse variable. Le redresseur à diodes fournit une tension continue variable en fonction de la vitesse de rotation de l'éolienne qui peut être exploitée par un onduleur MLI pour renvoyer sur le réseau une tension alternative à la fréquence adéquate et des courants sinusoïdaux.

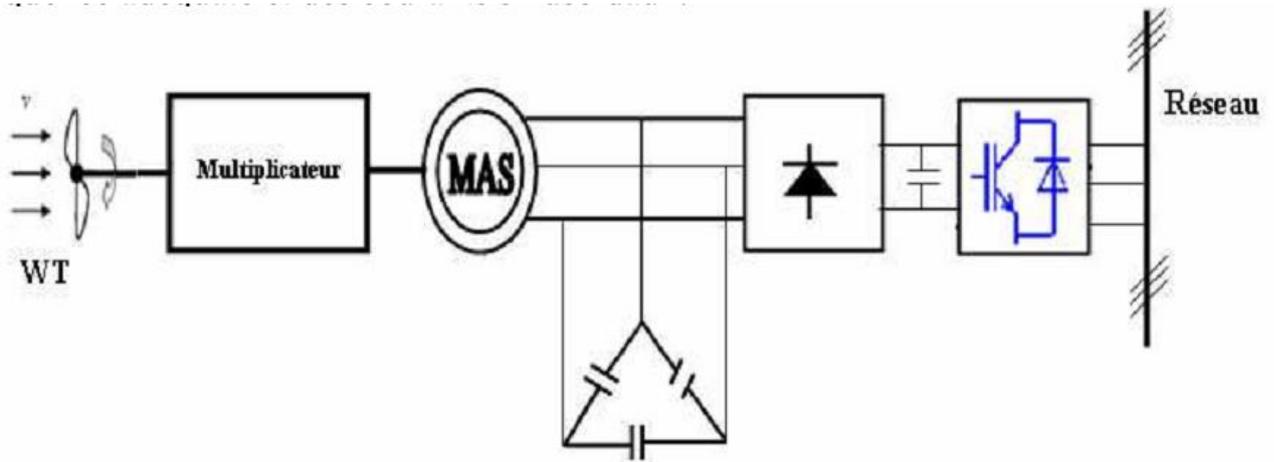


Figure 1.12 Machine asynchrone avec liaison indirecte au réseau

La magnétisation de la machine s'effectue avec un banc de condensateurs. Cette solution met en œuvre des convertisseurs de puissance qui doivent être dimensionnés pour la puissance totale envoyée par le générateur sur le réseau (coût et perte importants) et des condensateurs pénalisants en termes de coût. Ces inconvénients ont freiné le développement industriel de cette structure.

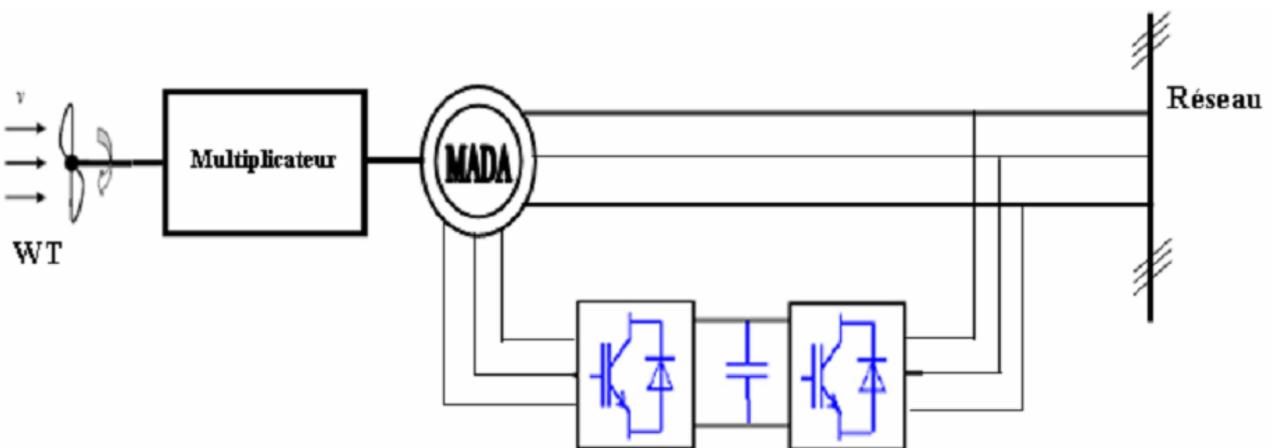


Figure 1.13 MADA avec 2 convertisseurs MLI en cascade reliés au réseau.

La figure (1.13) montre une configuration avec la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). La MADA a la particularité de disposer de deux bobinages triphasés au stator et au rotor. L'un est relié directement au réseau et transfère la plus grande partie de la puissance, alors que l'autre de moindre puissance permet de faire varier les courants rotoriques d'excitation de la MADA. C'est sur ce bobinage de moindre puissance que le convertisseur de puissance, composé d'un ensemble redresseur/onduleur MLI en cascade, est inséré afin de contrôler la vitesse de rotation de la machine. Un tel dispositif a l'avantage de fonctionner à vitesse variable en faisant intervenir un convertisseur de faible puissance. Celui-ci a une puissance de l'ordre de 30 % de la puissance nominale fournie au réseau [20].

I.5.3.2 Systèmes utilisant la machine synchrone

La Machine Synchrone (MS) a l'avantage d'avoir un bon rendement et un bon couple massique notamment pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Ces qualités sont contrebalancées par un coût plus élevé que la MAS. Plusieurs structures sont possibles pour la machine synchrone. On notera que pour chaque topologie, il est possible de s'affranchir du multiplicateur de vitesse en utilisant une machine synchrone à aimants permanents à grand nombre de paires de pôles.

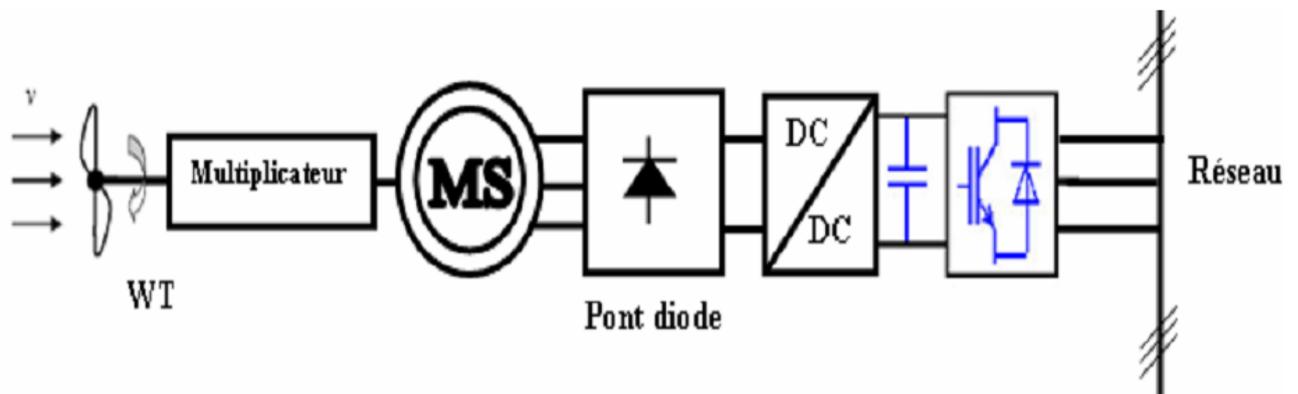


Figure I.14 Machine synchrone reliée au réseau par un ensemble redresseur à diodes, convertisseur DC/DC et onduleur MLI.

Un redresseur à diodes, associé ou non à un convertisseur DC/DC, peut être utilisé (figure I.14). Cette solution est avantageuse sur le plan économique, mais la qualité des courants de la génératrice est moins bonne qu'avec un redresseur MLI ; de plus le nombre de degrés de liberté sur l'ensemble de la chaîne de conversion est plus faible (trois contre quatre).

La machine synchrone peut être associée à un redresseur MLI qui permet de fonctionner à vitesse variable et donc de maximiser la puissance (figure I.15). La topologie utilisant un redresseur à diodes et un boost comme convertisseur DC/DC est considérée comme la configuration optimale par Carlsson au regard du coût, de la qualité de l'énergie et du facteur de puissance[20].

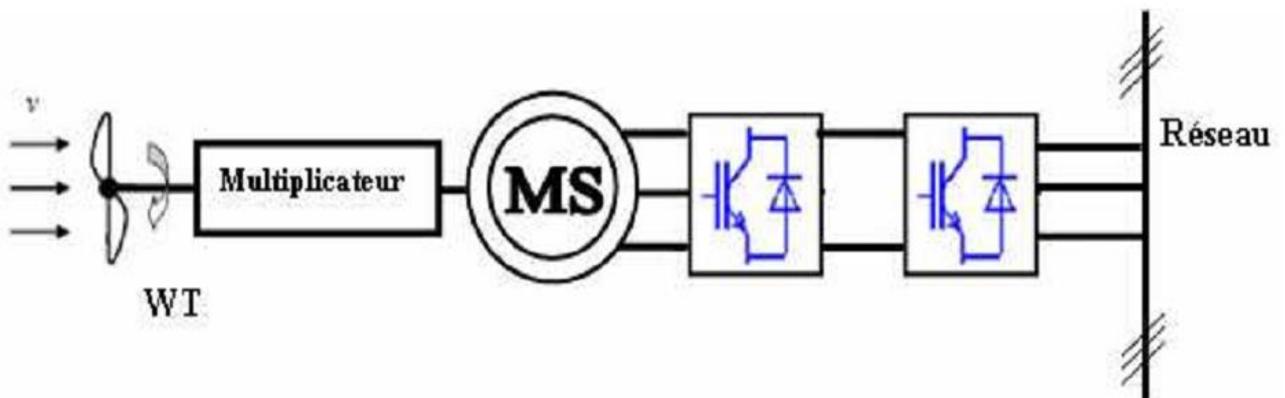


Figure I.15 Machine synchrone au réseau par deux convertisseurs MLI en cascade

La structure de la figure (I.15) peut aussi être utilisée avec une MAS[21]. Dans ce cas, le redresseur MLI assure la magnétisation de la machine asynchrone et le banc de condensateurs n'est plus nécessaire.

1.5.4 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des désavantages qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement.

1.5.4.1 Avantages de l'énergie éolienne [22][23]

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable inépuisable, c'est-à-dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.
- L'énergie éolienne n'est pas une énergie à risque comme l'énergie nucléaire, ne produit évidemment pas de déchets radioactifs et on connaît sa durée de vie.
- Du point de vue écologique : L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement car l'exploitation de cette énergie évite déjà aujourd'hui l'émission de 6.3 millions de tonnes de CO₂, 21 mille tonnes de SO₂ et 17.5 mille tonnes de NO_x. Ces émissions sont les principaux responsables des pluies acides[24].
- Lorsque de grands parcs d'éoliennes sont installés sur des terres agricoles, seulement environ 2% du sol est requis pour les éoliennes. La surface restante est disponible pour l'exploitation agricole, l'élevage et d'autres utilisations.
- Une éolienne est en grande partie recyclable, car construite en acier. Après son temps de fonctionnement (environ 20 ans), elle est entièrement démontable.
- L'énergie éolienne crée plus d'emplois par unité d'électricité produite que n'importe quelle source d'énergie traditionnelle [22]
- C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables.
- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut de plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.
- Ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà.

1.5.4.2 désavantages de l'énergie éolienne [22][23][24]

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolienne a quelques désavantages.

- L'impact visuel : Ça reste néanmoins un thème subjectif.

- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique lié à la vitesse de rotation du rotor qui doit être limitée.
- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs. D'autres études démontrent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas par les aéroturbines.
- Interférences électromagnétiques : la rotation de l'hélice de l'éolienne peut causer des problèmes particuliers, parce qu'elle crée des signaux parasites intermittents qui interfèrent avec les trajectoires originales de transmission hertzienne. Cependant, dans la plupart des cas, si des interférences électromagnétiques apparaissent, il existe des solutions bon marché et efficaces comme par exemple l'installation d'un récepteur ou transmetteur pour renforcer le signal original.
- Sécurité : il y a peu de chance d'avoir des dégâts ou des morts suite à une cassure ou une fragmentation de l'hélice. Les dangers peuvent aussi être minimisés en éloignant les turbines des zones résidentielles, mais surtout en effectuant des contrôles sérieux lors de la construction des turbines.

1.5.5 Les différents types des turbines éoliennes

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. Le tableau I.3 présente une classification des turbines éoliennes.

Tableau I.2: classification des turbines éoliennes[23].

| Echelle | Diamètre de l'hélice | Puissance délivrée |
|---------|----------------------|--------------------|
| Petite | Moins de 12 m | Moins de 40 KW |
| Moyenne | 12 m à 45 m | De 40 KW à 1 MW |
| Grande | 46 m et plus | 1 MW et plus |

1.5.5.1 Les raisons pour choisir une grande éolienne

- Le principe des économies d'échelle vaut évidemment également pour les éoliennes. Ainsi, une grande éolienne produit normalement de l'électricité à un moindre coût qu'une petite. La raison pour cela est que les coûts de fondations, de construction, de raccordement au réseau et d'autres composants de l'éolienne (le système contrôle-commande par exemple) sont plus ou moins les mêmes, quel que soit la taille de l'éolienne.

- Les grandes éoliennes sont particulièrement appropriées à l'installation en mer. Le coût des fondations n'augmente pas proportionnellement avec la taille de l'éolienne, et les coûts d'entretien sont dans une large mesure indépendants de la taille.
- Dans les zones où il est difficile de trouver des sites pour plus qu'une seule éolienne, une grande éolienne avec une tour haute tire mieux partie de la ressource éolienne qu'une petite.

1.5.5.2 Les raisons pour choisir une éolienne plus petite

- Il arrive que le réseau électrique local soit trop faible pour supporter la production électrique d'une grande éolienne. C'est souvent le cas dans les parties les plus extérieures du réseau où la densité de la population et les besoins en électricité est très basse.
- La production d'électricité est moins fluctuante dans un parc éolien composé de plusieurs petites éoliennes, étant donné que les variations du vent sont aléatoires, ayant donc tendance à s'annuler. Et en plus, comme déjà mentionné, le choix d'éoliennes plutôt petites peut se révéler avantageux dans un réseau électrique faible.
- Les coûts liés à l'usage de très grandes grues et à la construction de chemins suffisamment robustes pour supporter le transport des composants de l'éolienne constituent un autre facteur qui, dans certains endroits, rend plus économique le choix de petites éoliennes.
- Avec plusieurs éoliennes d'une moindre puissance, on assure la répartition du risque en cas de défaillance temporaire d'une éolienne (p.ex. par suite d'une foudre).

Des considérations esthétiques du paysage peuvent parfois dicter le choix d'éoliennes plus petites. Cependant, il faut savoir, que la vitesse de rotation d'un grand rotor est en général beaucoup moins rapide que celles d'un petit, ce qui a pour résultat qu'une seule grande éolienne attire souvent moins l'attention que plusieurs petites.

On distingue aussi le "grand éolien", qui concerne les machines de plus de 250 KW, de l'éolien de moyenne puissance (entre 36 KW et 250 KW) et du petit éolien (inférieur à 36 KW)[23].

Il existe deux principaux types d'éoliennes qui se différencient essentiellement dans leur organe capteur d'énergie à savoir l'aéro-turbine. En effet, selon la disposition de la turbine par rapport au sol on obtient une éolienne à axe vertical ou à axe horizontal.

1.6 Convertisseurs

Dans un système de conversion des énergies renouvelables, des convertisseurs sont utilisés pour charger des batteries de stockage et pour transformer le courant continu en courant alternatif et inversement. Trois types de convertisseurs sont souvent rencontrés dans les énergies renouvelables: les redresseurs, les onduleurs et les hacheurs [25].

Les redresseurs réalisent la conversion CA/CC. Dans le système de conversion des énergies renouvelables, ils sont souvent utilisés pour charger des batteries à partir d'une source à CA. Ce sont des appareils relativement simples, pas chers et à bon rendement. Les onduleurs convertissent le CC en CA. Ils peuvent fonctionner en autonome pour alimenter des charges à CA ou en parallèle avec des sources à CA. Les onduleurs sont autonomes lorsqu'ils imposent leur propre fréquence à la charge.

L'onduleur non autonome exige la présence d'une source à CA pour fonctionner. Il y a aussi des onduleurs qui peuvent assurer les deux régimes de fonctionnement : autonome ou en parallèle avec un autre générateur. Ceux-ci sont les plus flexibles, mais sont aussi les plus chers. Parfois, les fonctionnements de redresseur et de l'onduleur sont réalisés par un seul appareil. Les hacheurs, le troisième type de convertisseur, permettent de réaliser la conversion CC/CC, par exemple, pour adapter la tension entre deux sources.

1.7 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu des possibilités des énergies renouvelables, en nous focalisant davantage sur les filières éolienne et photovoltaïque et les technologies associées. Nous avons ainsi présenté les différents types de générateurs électriques utilisés dans les turbines éoliennes et les principales applications des éoliennes. Nous nous sommes particulièrement intéressés aux machines asynchrone à double alimentation, utilisées dans notre travail. Nous avons enfin présenté différentes variantes de convertisseurs utilisés dans les énergies renouvelables.

1.8 Références bibliographiques

- [1] M. Mann, « Economics of renewable hydrogen it's about more than production », Renewable hydrogen energy.
- [2] F. Baghdadi, « Modélisation et simulation des performances d'une installation hybride de conversion d'énergies renouvelables », Mémoire magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou -Algérie-, 2011.
- [3] « Les capacités électriques renouvelables dans le monde : statistiques 2022 | Connaissances des énergies », 19 avril 2022. <https://www.connaissancedesenergies.org/les-capacites-electriques-renouvelables-dans-le-monde-statistiques-2022-220419> (consulté le 12 janvier 2023).
- [4] « Renewable Energy Market Update 2022 », 2022.
- [5] « La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde (collection chiffres et statiques ». Quizième inventaire , Edition 2013.
- [6] « Technologies ». [https://www.irena.org/Data/View-data-by-topic/Capacity-and-Generation / Technologies](https://www.irena.org/Data/View-data-by-topic/Capacity-and-Generation/Technologies) (consulté le 19 janvier 2023).
- [7] B. Soltane, « Conception et commande des machines à aimant permanents dédiées aux énergies renouvelables », Thèse de doctorat en électrotechnique, université de Constantine, Constantine, Algérie, 2010.
- [8] « www.ets-net.org ».
- [9] A. Attar, « Les énergies renouvelables », ancien PDG de Sonatrach et ancien Ministre des Ressources en Eau.
- [10] J. F. Walker et N. Jenkins, « Wind energy technology », John Wiley & Sons, 1997.
- [11] S. Winjnbergen, « Wind Force 12. A blueprint to achieve 12% of the world's electricity from wind power by 2020 », Global Wind Energy Council (GWEC) report, 2005.
- [12] « www.neal-dz.net ».
- [13] S. Petibon, « Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques », Thèse de doctorat en génie Electrique, Toulouse, France, 2009.
- [14] D. Turcotte, M. Ross, et F. Sheriff, « Photovoltaic hybrid System Sizing and Simulation Tools », Canada, 2001.
- [15] « www.energies-renouvelables.org ».
- [16] E. Hau, *Wind-turbines, fundamentals, technologies, application, economics*, Springer. 2000.
- [17] M. Ivan, « Modélisation et réalisation d'une chaîne de conversion éolienne petite puissance », Laboratoire d'électrotechnique de Montpellier (LEM).
- [18] « L'Energie Eolienne », Dossier REE No 5, 2005.

- [19] F. Poitiers, « Etude et Commande de Génératrice Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne », Thèse de doctorat, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [20] O. Carlson, A. Grauers, J. Svensson, et A. Larsson, « A Comparison of Electrical Systems for Variable Speed Operation of Wind Turbines », 1994.
- [21] C. Wagner Pereira, L'énergie éolienne : Principe de fonctionnement, développement viable, Mai 2006.
- [22] R. Kezerli, « Alimentation et commande d'une MADA connectée au réseau local, en utilisant les convertisseurs multi niveaux », Mémoire magister, Université des sciences et la technologie « Houari Boumediene », Alger, Algérie, 2009.
- [23] R. Redjem, « Etude d'une chaine de conversion d'énergie éolienne », Mémoire magister, Université de Constantine, Algérie.
- [24] C. Haritza, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure d'arts et matière. Centre de Bordeaux, France, 2003.
- [25] G. Siguier, *L'électronique de puissance*, Dounoud. 1990.

Chapitre II :
Modélisation de la chaîne hybride
(éolienne +PV)

II.1. Introduction

Un modèle est un outil pour comprendre, étudier, concevoir une architecture physique ou algorithmique, et pour commander ou piloter un objet ou un système. Le modèle peut être de connaissance ou comportemental ou tenir des deux. Il sera également la résultante entre une précision souhaitée et un niveau de complexité accepté (à la construction et à l'usage). Il est ainsi souvent nécessaire d'établir des hypothèses simplificatrices en accord avec le compromis précision/complexité [1].

Cette partie de la thèse est consacrée à la modélisation des éléments constituant un système de conversion d'énergie hybride. Dans ce chapitre, nous avons choisi un système éolien à vitesse variable basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), comme illustré sur la figure (II.1). Ce choix a été justifié auparavant dans le premier chapitre, lorsque nous avons comparé les générateurs communément utilisés dans un système de production éolien. Cette chaîne éolienne est liée en parallèle avec un générateur photovoltaïque. Ces deux sources d'énergie sont connectées au réseau au travers d'un convertisseur à MLI (Figure II.1).

Du point de vue système, la chaîne de conversion peut être divisée en quatre parties interactives qui peuvent être modélisées séparément.

En premier lieu, nous présentons la modélisation de la chaîne éolienne, qui est divisée en deux parties, la partie mécanique d'éolienne incluant le multiplicateur et la partie électrique concernant la MADA avec le convertisseur à MLI (CCM)

En second lieu, nous présenterons la modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque, puis nous décrirons les modèles mathématiques des composants du système. Ainsi, la modélisation du système de conversion photovoltaïque suppose la modélisation du générateur photovoltaïque : la cellule PV, les panneaux, leurs connections, et le convertisseur DC-DC (Boost). Troisièmement, la modélisation du bus continu qui lie les deux sources d'énergie en parallèle et finalement, nous présenterons le modèle de convertisseur coté réseau (CCR) avec leur liaison de filtre RL au réseau.

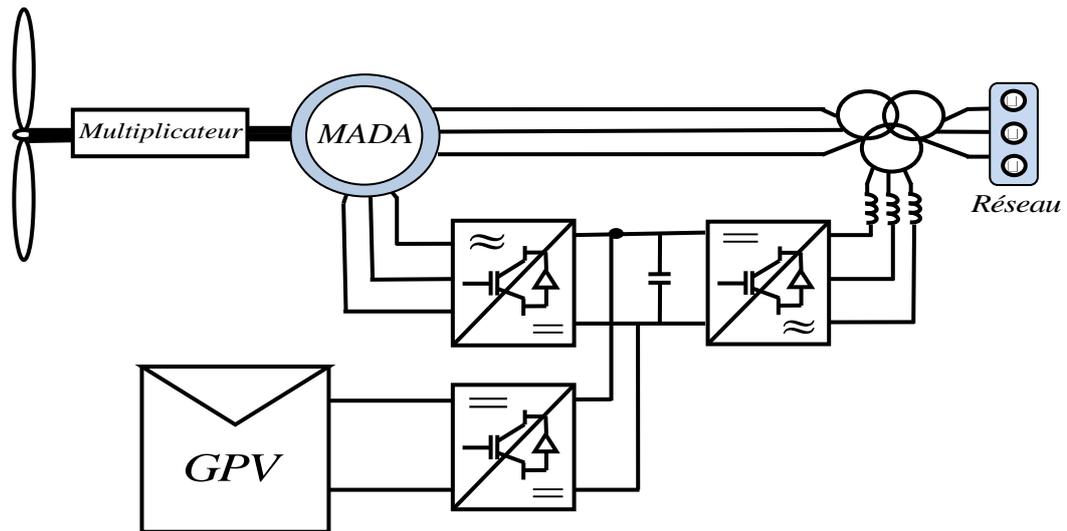


Figure II.1. Schéma global du système hybride

II.2. Modélisation de la chaîne éolienne

II.2.1. modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

Le système mécanique complet est constitué de trois pales reliées au moyeu, couplées à l'arbre lent, relié à son tour au multiplicateur de vitesse qui transforme la vitesse lente de l'arbre du rotor éolien en une vitesse beaucoup plus élevée, compatible avec la plage de vitesse de fonctionnement du générateur électrique [2].

Le vent qui passe par les pales crée des efforts qui vont générer un couple. Ce couple associé au couple de la génératrice va définir, en fonction de la puissance produite par la génératrice, la vitesse de rotation de l'ensemble. La modélisation du système exige alors la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du système mécanique de transmission, du générateur électrique et du système de commande. La modélisation du vent a déjà fait l'objet de nombreux travaux [3],[4] et par conséquent, elle ne sera pas détaillée dans le cadre de ce travail.

II.2.1.1 Modélisation de la turbine éolienne à vitesse variable

La vitesse du vent qui représente la grandeur d'entrée du système de conversion d'énergie éolienne, a une variation aléatoire et une caractéristique très fluctuante. Alors la modélisation de la turbine éolienne est indispensable et cela pour une meilleure exploitation de la vitesse du vent [5].

II.2.1.1.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

La partie mécanique de la turbine que nous étudions comprend trois pales orientables de longueur R . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse $\Omega_{turbine}$ qui est relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique (figure II.2).

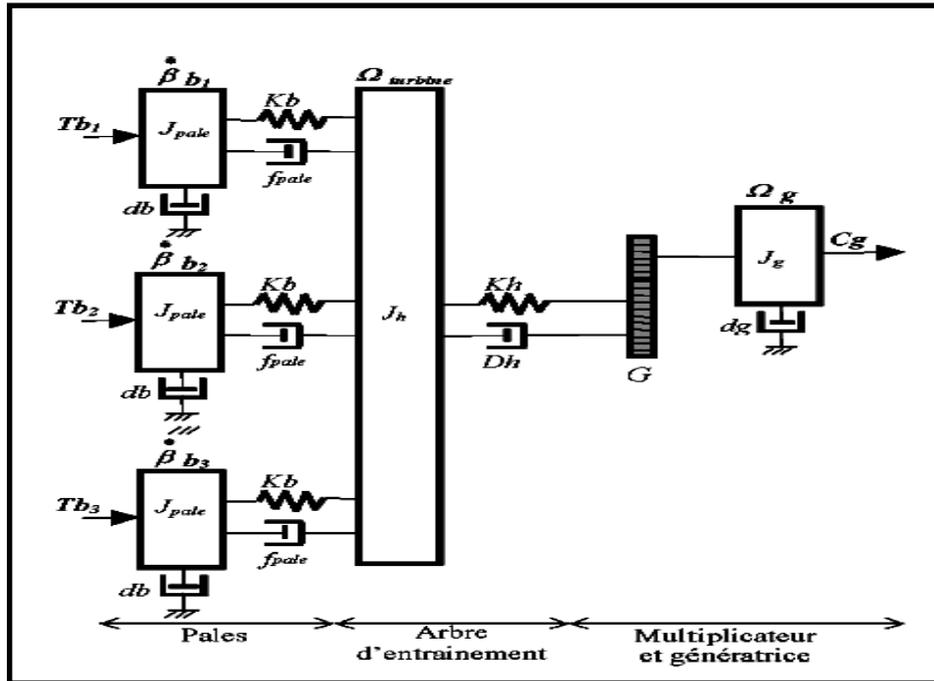


Figure II.2. Système mécanique de l'éolienne

Les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc :

- La même inertie J_{pale} ;
- La même élasticité Kb ;
- Le même coefficient de frottement par rapport à l'air db .

Ces pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support f_{pale} . Les vitesses d'orientation de chaque pale sont notées $\dot{\beta} b_1$, $\dot{\beta} b_2$, $\dot{\beta} b_3$. Chaque pale reçoit une force Tb_1, Tb_2, Tb_3 qui dépend de la vitesse de vent qui lui est appliquée.

L'arbre d'entraînement des pales est caractérisé par :

- Son inertie J_h .
- Son élasticité Kh .
- Son coefficient de frottement par rapport au multiplicateur Dh

Le rotor de la génératrice possède :

- Une inertie J_g .
- Un coefficient de frottement dg ;

Ce rotor transmet un couple entraînant (C_g) à la génératrice électrique et tourne à une vitesse notée Ω_{mec}

Si l'on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales, donc une égalité de toutes les forces de poussée ($Tb_1 = Tb_2 = Tb_3$), alors on peut considérer l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De par la conception aérodynamique des pales, leur coefficient de frottement par rapport à l'air (db) est très faible et peut être ignoré. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

On obtient alors un modèle mécanique comportant deux masses (Figure II.3).

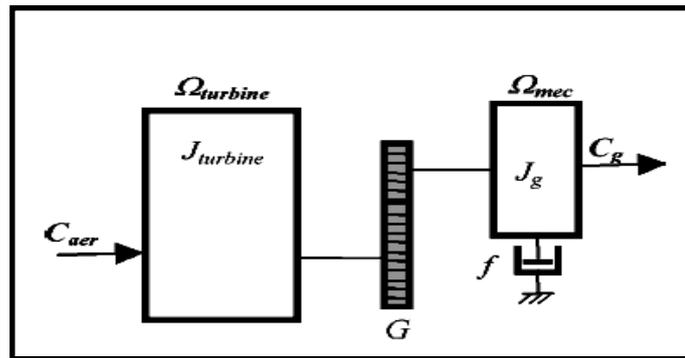


Figure II.3. Modèle mécanique simplifié de la turbine.

II.2.1.1.2. Modélisation de la turbine

Le dispositif, que nous étudions ici, est constitué d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse de gain G (figure II.4).

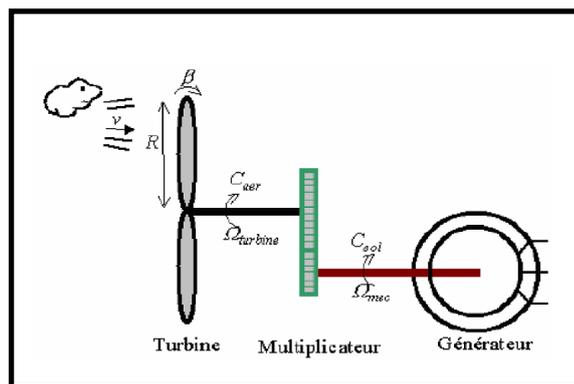


Figure II.4. Schéma de la turbine éolienne

II.2.1.1.2.a. Production d'énergie mécanique

La puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi[6]:

$$P_{aéro} = \frac{P_m}{P_v} \cdot P_v = C_p \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_1^3 \quad (II.1)$$

Avec :

$$\lambda = \frac{R.\Omega_{turbine}}{V_1} \quad (II.2)$$

Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesse G , la puissance mécanique P_{mg} disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par :

$$P_{aéro} = \frac{1}{2} . C_p \left(\frac{R.\Omega_{mec}}{G.V_1} \right) . \rho . \pi . R^2 . V_1^3 \quad (II.3)$$

Avec :

C_p : Coefficient de puissance.

λ : Vitesse spécifique.

β : Angle d'inclinaison des pales [$^\circ$].

ρ : Densité de l'air.

R : Longueur de la pale.

V_1 : Vitesse du vent.

$\Omega_{turbine}$: Vitesse de rotation de la turbine (avant le multiplicateur).

Ω_{mec} : Vitesse de rotation du générateur (après le multiplicateur).

G : Rapport du multiplicateur.

$$G = \frac{\Omega_{mec}}{\Omega_{turbine}} \quad (II.4)$$

II.2.1.1.2.b. Le coefficient de puissance

Le coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. La modélisation du couple éolien va donc dépendre essentiellement de la prise en compte de la spécificité du coefficient $C_p(\lambda, \beta)$ puisqu'il dépend grandement du type et de la caractéristique de la turbine. Plusieurs expressions du coefficient de puissance ont été proposées dans la littérature [7], ou par des constructeurs de turbines éoliennes.

La turbine à vent est un système aérodynamique complexe à modéliser, cependant des modèles mathématiques simples sont souvent utilisés. L'expression du coefficient de puissance que nous allons utiliser dans notre étude est donnée par [7] :

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1 \cdot \left(C_2 \cdot \frac{1}{\lambda_i} - C_3 \cdot \beta - C_4 \right) \cdot \exp\left(\frac{-C_5}{\lambda_i}\right) + C_6 \cdot \lambda_i \quad (\text{II.5})$$

Dans cette formule, le paramètre λ_i dépend également de λ et β

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{1 + \beta^3} \quad (\text{II.6})$$

Les six coefficients définis, $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ dépendent de la turbine considérée sont présentés dans le tableau suivants [7]:

Tableau II.1. Coefficients définissant l'évolution de.

| Coefficient | Valeur |
|-------------|--------|
| C_1 | 0.5176 |
| C_2 | 116 |
| C_3 | 0.4 |
| C_4 | 5 |
| C_5 | 21 |
| C_6 | 0.0068 |

La figure (II.5) représente le coefficient de puissance C_p , calculé à partir de l'équation (II.5), en fonction du rapport de vitesse λ pour différents angles d'inclinaison des pales β_i . On remarque que si, pour un angle constant β_i , on pouvait maintenir le coefficient de vitesse λ constant et égal λ_{opt} à chaque instant, la puissance captée par l'éolienne serait maximale [8]. Cette figure montre le λ_{opt} correspondant à un angle d'inclinaison des pales β_i . Cette condition ne peut être vérifiée qu'avec l'utilisation de la vitesse variable. En effet, afin de maintenir $\lambda = \lambda_{opt}$, il est nécessaire de faire varier la vitesse de rotation du générateur et de l'éolienne avec les variations de la vitesse du vent, selon l'équation (II.2).

Pour un fonctionnement à vitesse de rotation fixe, le coefficient λ varie avec la vitesse du vent : la puissance captée est maximale seulement pour une vitesse du vent donnée (généralement la vitesse nominale de fonctionnement).

Le fonctionnement à vitesse de rotation variable permet d'optimiser l'énergie captée par l'éolienne mais demande la mise en œuvre d'un convertisseur avec sa commande, ce qui entraîne un surcoût par rapport à la vitesse fixe.

Sur cette figure, plusieurs courbes sont distinguées, mais nous sommes intéressés à celle qui possède le plus haut sommet. Cette courbe est caractérisée par le point optimal ($\lambda_{opt} = 8.1$, $C_{p\ max} = 0.48$ et $\beta = 0^\circ$) qui est le point correspondant au maximum du coefficient de puissance C_p et donc au maximum de la puissance mécanique récupérée [9].

Nous remarquons que l'augmentation de β , permet de dégrader le coefficient C_p , et par conséquent, provoquer la diminution de la puissance mécanique récupérée sur l'axe de la turbine éolienne.

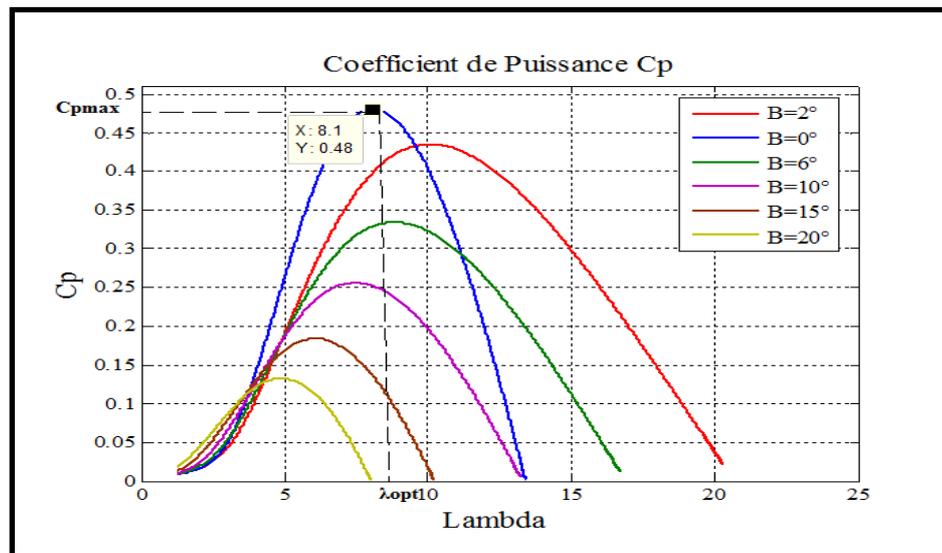


Figure II.5. Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour différents β

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique est donc directement déterminé par [10]:

$$C_{aéro} = \frac{P_{aéro}}{\Omega_{turbine}} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V_1^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (II.7)$$

II.2.1.1.2.c. Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse de la génératrice (Figure II.4). Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aéro}}{G} \quad (II.8)$$

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (II.9)$$

II.2.1.1.2.d. Equation dynamique de l'arbre

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie $J_{turbine}$, elle comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice [10].

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_g \quad (II.10)$$

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (C_{mec}) appliqué au rotor :

$$J \cdot \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} \quad (II.11)$$

Où J est l'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice. Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} , et le couple issu du multiplicateur C_g .

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (II.12)$$

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f :

$$C_{vis} = f \cdot \Omega_{mec} \quad (II.13)$$

Avec :

$$f = \frac{f_{turbine}}{G^2} + f_g \quad (II.14)$$

II.2.1.1.2.e. Graphe informationnel causal du modèle de la turbine (GIC)

Une représentation globale du modèle de cette turbine utilisant le graphe informationnel causal est montré par la figure (II.6).

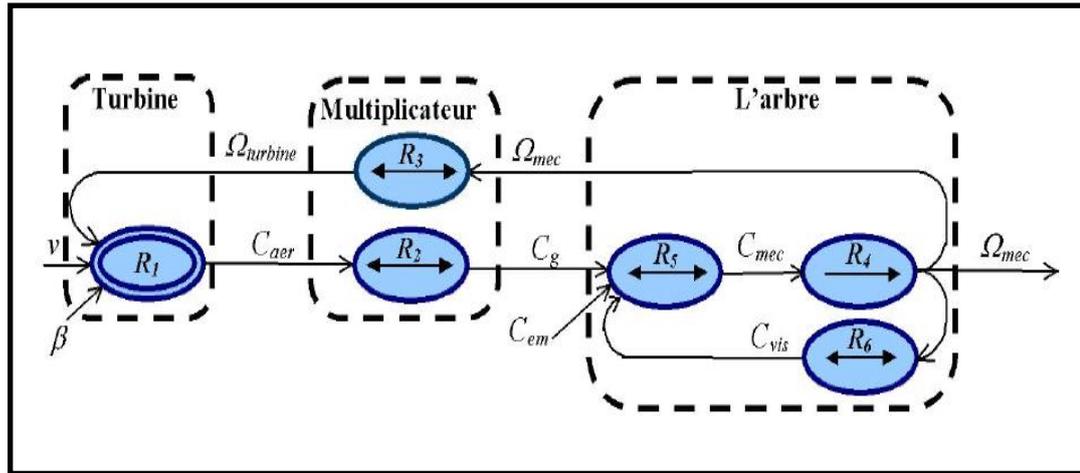


Figure II.6. Graphe informationnel causal du modèle de la turbine.

Avec :

R_1 = l'équation (II.7).

R_2 = l'équation (II.8).

R_3 = l'équation (II.9).

R_4 = l'équation (II.10).

R_5 = l'équation (II.11).

R_6 = l'équation (II.12).

Ce graphe illustre les principes de causes à effets des grandeurs qui interviennent au niveau de la turbine. Cette dernière génère le couple aérodynamique (relation R_1) qui est appliqué au multiplicateur. Les entrées de la turbine sont la vitesse du vent, l'angle d'orientation des pales, et la vitesse de rotation de la turbine. Le modèle du multiplicateur transforme la vitesse mécanique et le couple aérodynamique respectivement en vitesse de rotation de la turbine et en couple de multiplicateur (relations R_4 et R_3). Le modèle de l'arbre décrit la dynamique de la vitesse mécanique, il a donc deux entrées : le couple du multiplicateur et le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

Le GIC montre que la vitesse de la turbine peut être contrôlée par action sur deux entrées : l'angle d'orientation des pales et le couple électromagnétique de la génératrice. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine se déduit aisément du GIC et est représenté par la figure (II.7).

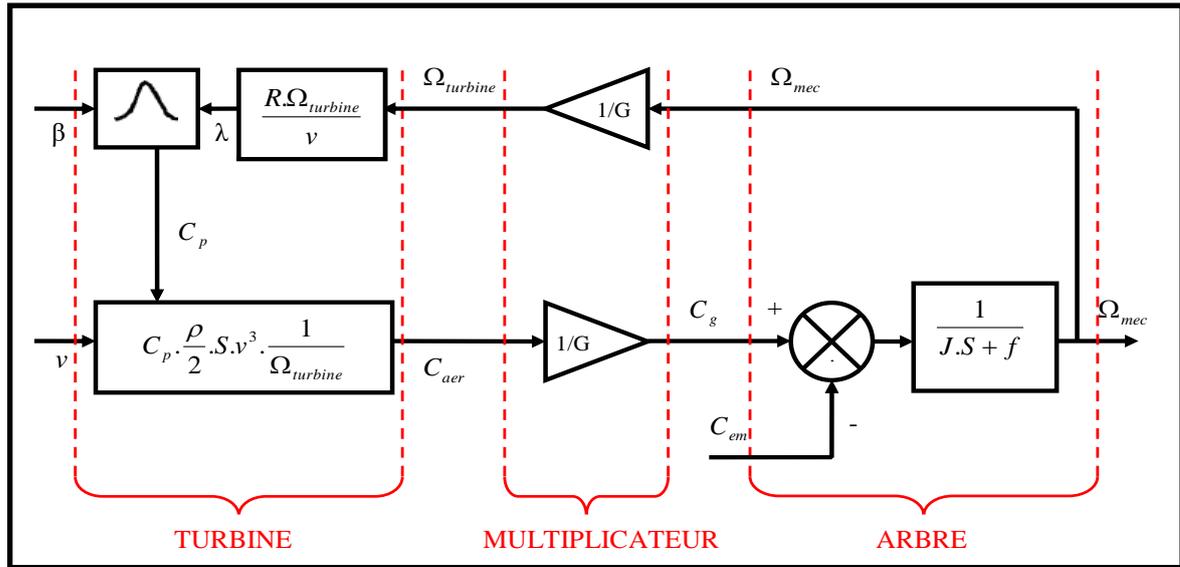


Figure II.7. Schéma bloc du modèle de la turbine.

II.2.2. Modélisation de la partie électrique de l'éolienne

II.2.2.1. Modélisation de la génératrice Asynchrone à double alimentation

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

La machine asynchrone à double alimentation comporte trois bobines statoriques décalées entre elles par un angle de $(\frac{2\pi}{3})$, et aussi trois bobines rotoriques identiques et similaires à celles du stator.

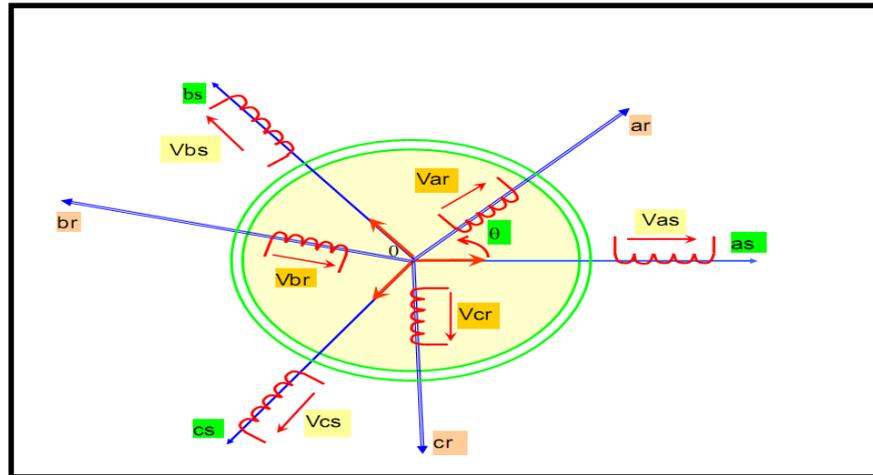


Figure II.8. Représentation spatiale de la MADA.

Avec :

a_s, b_s, c_s : Phases du stator.

a_r, b_r, c_r : Phases du rotor.

II.2.2.1.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Afin d'établir un modèle simple, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, qui sont :

- La machine est de constitution symétrique, par conséquent, la somme des courants et des tensions est égale à zéro.
- On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté donc seuls les enroulements inducteurs et induits sont parcourus par des courants (absence de phénomène d'hystérésis et de courants de Foucault).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé. Les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

II.2.2.1.2. Equation électrique et magnétique

Dans le domaine de la modélisation des machines électriques, il y a deux approches différentes, une première qui est basée sur le calcul des champs et qui demande un moyen de calcul très puissant. Cette méthode s'adresse beaucoup plus au constructeur. Une deuxième approche est basée sur le modèle électromécanique où on trouve plus de simplifications. Dans notre cas nous allons nous baser sur cette dernière.

II.2.2.1.2.a. Equation électrique

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions des enroulements aux flux totalisés et aux courants dans les bobinages, elles obéissent à l'équation suivante.

$$V = R i + \frac{d\phi}{dt} \quad (II.15)$$

De là, on déduit celle des phases statoriques et rotoriques sous forme matricielle (simple et condensée)

➤ Au niveau du stator

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$[v_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (II.17)$$

➤ Au niveau du rotor

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

$$[v_{rabc}] = R_r [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (II.19)$$

Avec :

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Les tensions simples triphasées au stator.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants statoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Les flux propres au stator.

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Les tensions simples triphasées au rotor.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Les courants rotoriques.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Les flux propres au rotor.

R_s : La résistance des enroulements statoriques.

R_r : La résistance des enroulements rotoriques.

II.2.2.1.2.b. Equation magnétique

On définit le vecteur flux par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

Les vecteurs courants par :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne. La forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^t = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

Avec :

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

M_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

M_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

II.2.2.1.3. Application de la transformation de Park

La transformation de Park, définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$, permet de ramener les variables du repère triphasé (a, b, c) sur les axes d'un repère diphasé tournant $(d, q, 0)$. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère (figure II.9).

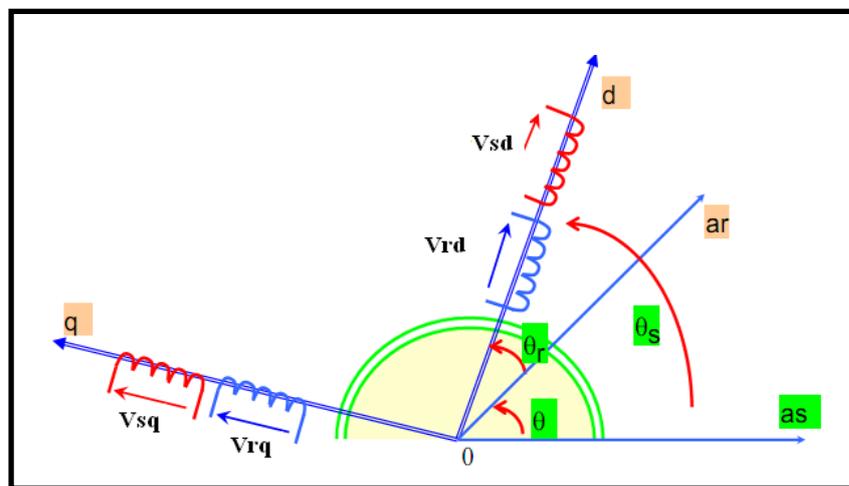


Figure II.9. Transformation de Park

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (respectivement par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (respectivement rotoriques). On remarque sur la figure (II.9) que θ_s et θ_r sont naturellement liés à θ par la relation rigide.

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (II.25)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta_s)]$ définie par :

$$[p(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Et son inverse est défini par

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

On a ainsi :

$$[i_{dqo}] = [P(\theta_s)][i_{abc}] \quad (II.28)$$

$$[V_{dqo}] = [P(\theta_s)][V_{abc}] \quad (II.29)$$

$$[\phi_{dqo}] = [P(\theta_s)][\phi_{abc}] \quad (II.30)$$

La matrice $[P(\theta_s)]$ représente la matrice de transformation appliquée au stator. la transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

II.2.2.1.4. Modélisation de la MADA dans le repère de Park

II.2.2.1.4.a. Equation électrique

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (II.31)$$

La transformation linéaire $[P(\theta_s)]$ appliquée à l'équation (II.31)

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}\left([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}]\right) \quad (II.32)$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\theta_s)]$

$$[V_{sdqo}] = [R_s][i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}([\phi_{sdqo}]) + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}\left([P(\theta_s)]^{-1}\right)[\phi_{sdqo}] \quad (II.33)$$

On démontre que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt}\left([P(\theta_s)]^{-1}\right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (II.34)$$

On obtient les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\phi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (II.35)$$

Ou :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (II.36)$$

De façon analogue, la transformation des grandeurs rotoriques conduit au système :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\phi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (II.37)$$

Ou :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.38)$$

II.2.2.1.4.b. Equation magnétique

Les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axes (d, q, o) et les flux d'axes (a, b, c) :

$$[\phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][\phi_{sabc}] \text{ et } [\phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][\phi_{rabc}] \quad (II.39)$$

En développant les expressions des flux, elles deviennent :

➤ Au niveau du stator

$$[\phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][[L_s][i_{sabc}] + [M_{SR}][i_{rabc}]] \quad (II.40)$$

Soit :

$$[\phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{SR}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (II.41)$$

➤ Au niveau du rotor

$$[\phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][[M_{SR}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]] \quad (II.42)$$

Soit :

$$[\phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (II.43)$$

On démontre que :

$$[P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s - 2M_s \end{bmatrix} \quad (II.44)$$

$$[P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} = \frac{3}{2}M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

On définit :

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$L_{so} = l_s + 2M_s$: L'inductance homopolaire statorique.

Ainsi l'expression des flux totalisés prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{so} = L_{so} i_{so} \end{cases} \quad (II.46)$$

On obtient de la même manière pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \\ \phi_{ro} = L_{ro} i_{ro} \end{cases} \quad (II.47)$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_{ro} = l_r + 2M_r$: Inductance homopolaire rotorique.

Quand les sommes des composantes (a, b, c) sont nulles, la troisième équation est toujours vérifiée car elle est identiquement nulle.

Les équations de Park (Statoriques et rotoriques) s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (II.48)$$

Les flux sont donnés dans le système :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.49)$$

II.2.2.1.5. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent des objectifs de l'application.

II.2.2.1.5.a. Référentiel lié au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta}{dt} = -\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (II.50)$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (II.51)$$

Ce référentiel est préférable lors de l'étude des grandeurs rotoriques.

II.2.2.1.5.b. Référentiel lié au rotor

Il est avantageux pour l'étude des grandeurs statoriques. Il se traduit par la relation :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0, \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (II.52)$$

Et les équations de tension deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \phi_{sq} \omega_s \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \phi_{sd} \omega_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (II.53)$$

II.2.2.1.5.c. Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (II.54)$$

Ce choix est préférable en vue d'étudier la commande ou on a besoin d'une orientation du flux, et ne résume aucune simplification.

II.2.2.1.6. Equation des puissances et du couple

La puissance électrique instantanée P_E fournie aux enroulements statoriques et rotoriques s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q

$$P_E = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (II.55)$$

Elle se décompose en trois termes :

1. puissance dissipée en pertes joule :

$$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (II.56)$$

2. puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétiques avec les sources :

$$P_{ech} = i_{sd} \left(\frac{d\phi_{sd}}{dt} \right) + i_{sq} \left(\frac{d\phi_{sq}}{dt} \right) + i_{rd} \left(\frac{d\phi_{rd}}{dt} \right) + i_{rq} \left(\frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) \quad (II.57)$$

3. puissance mécanique P_{mec} regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_{mec} = (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \left(\frac{d\phi_s}{dt} \right) + (\phi_{rd} i_{rq} - \phi_{rq} i_{rd}) \left(\frac{d\phi_r}{dt} \right) \quad (II.58)$$

En tenant compte des équations des flux (II.58), on peut donc écrire que :

$$P_{mec} = (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \left(\frac{d}{dt} (\theta_s - \theta_r) \right) \quad (II.59)$$

Or la puissance mécanique est aussi égale à :

$$P_{mec} = C_{em} \cdot \Omega \quad (II.60)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_m}{P} \quad (II.61)$$

On en tire l'expression scalaire du couple :

$$C_{em} = P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (II.62)$$

On peut exprimer l'équation du couple par d'autres expressions telles que :

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (II.63a)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (II.63b)$$

$$C_{em} = P \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} (\phi_{rd} \phi_{sq} - \phi_{sd} \phi_{rq}) \quad (II.63c)$$

$$C_{em} = P (\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq}) \quad (II.63d)$$

II.2.2.1.7. Equation mécanique

Le principe fondamental de la dynamique nous permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega_{mec} \quad (II.64)$$

$$\text{Avec : } \Omega_{mec} = \frac{\omega}{P}$$

II.2.2.1.8. Mise sous forme d'équation d'état

La modélisation d'un système par la représentation des variables d'état en vue de le commander est une approche appréciée par tout automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi variable. Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation[11].

Pour la machine asynchrone double alimentation, plusieurs combinaisons sont possibles pour le choix du vecteur d'état :

$$\begin{aligned} X &= [\phi_{sd} \ \phi_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T \\ X &= [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T \\ X &= [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{sd} \ \phi_{sq}]^T \end{aligned} \quad (II.65)$$

Pour une bonne représentation de la machine asynchrone, nous considérons comme variables d'état les flux statoriques (ϕ_{sd}, ϕ_{sq}) , les flux rotoriques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) .

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.66)$$

Cette représentation offre une structure dynamique simple.

On a les équations de tensions en fonctions en fonction des composants du flux statorique et rotorique :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sd} &= \frac{1}{\delta T_s} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rd} \\ V_{sq} &= \frac{1}{\delta T_s} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rq} \\ V_{rd} &= \frac{1}{\delta T_r} \phi_{rd} - \omega_r \phi_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sd} \\ V_{rq} &= \frac{1}{\delta T_r} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sq} \end{aligned} \right. \quad (II.67)$$

Donc, on peut les écrire sous la forme :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\phi_{sd}}{dt} &= \frac{-1}{\delta T_s} \phi_{sd} + \omega_s \phi_{sq} + \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rd} + V_{sd} \\ \frac{d\phi_{sq}}{dt} &= \frac{-1}{\delta T_s} \phi_{sq} - \omega_s \phi_{sd} + \frac{M_{sr}}{\delta T_s L_r} \phi_{rq} + V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= \frac{-1}{\delta T_r} \phi_{rd} + \omega_r \phi_{rq} + \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sd} + V_{rd} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} &= \frac{-1}{\delta T_r} \phi_{rq} + \omega_r \phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\delta T_r L_r} \phi_{sq} + V_{rq} \end{aligned} \right. \quad (II.68)$$

Et en utilisant l'équation du couple

$$C_{em} = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) \quad (II.69)$$

II.2.2.1.9. Simulation et interprétation des résultats

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/Simulink traitant le comportement d'une machine asynchrone à double alimentation. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan $(d-q)$) liée au champ tournant. Les paramètres utilisés de la machine en simulation sont données en (annexe A).

Les résultats montrés sur les figures ci-dessous (figure II.10) sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, de puissance 7,5MW, alimentée directement par deux sources de tension triphasées parfaites, l'une au niveau du stator avec une fréquence de 50Hz du réseau sinusoïdal 220/380V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 12.44V et une fréquence égale à la fréquence rotorique $g\omega_s$.

La simulation s'effectue au départ d'un démarrage à vide. On remarque que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

L'analyse des courbes représente l'évolution des flux statoriques signalant que ces flux (ϕ_{sd}, ϕ_{sq}) prennent tous des régimes transitoires oscillatoires et se stabilisent aux valeurs respectivement de $[1.21, -0.02] Wb$.

Après un régime transitoire, on constate que le comportement de la vitesse de la MADA à vide atteint sa valeur crête proche de 157rad/s au bout d'un temps égal à 0.7s.

La courbe représentant les variations des couples électromagnétiques montre que l'amplitude du couple atteint une valeur qui avoisine (200N.m), pendant la phase de démarrage. Puis se stabilise à une valeur proche de (1N.m), cette valeur est définie par le couple de frottement de la machine.

Après que le régime permanent s'est établi. On applique un couple de charge à la machine $C_r=+5.2N.m$ dans un instant ($t=2.5s$).

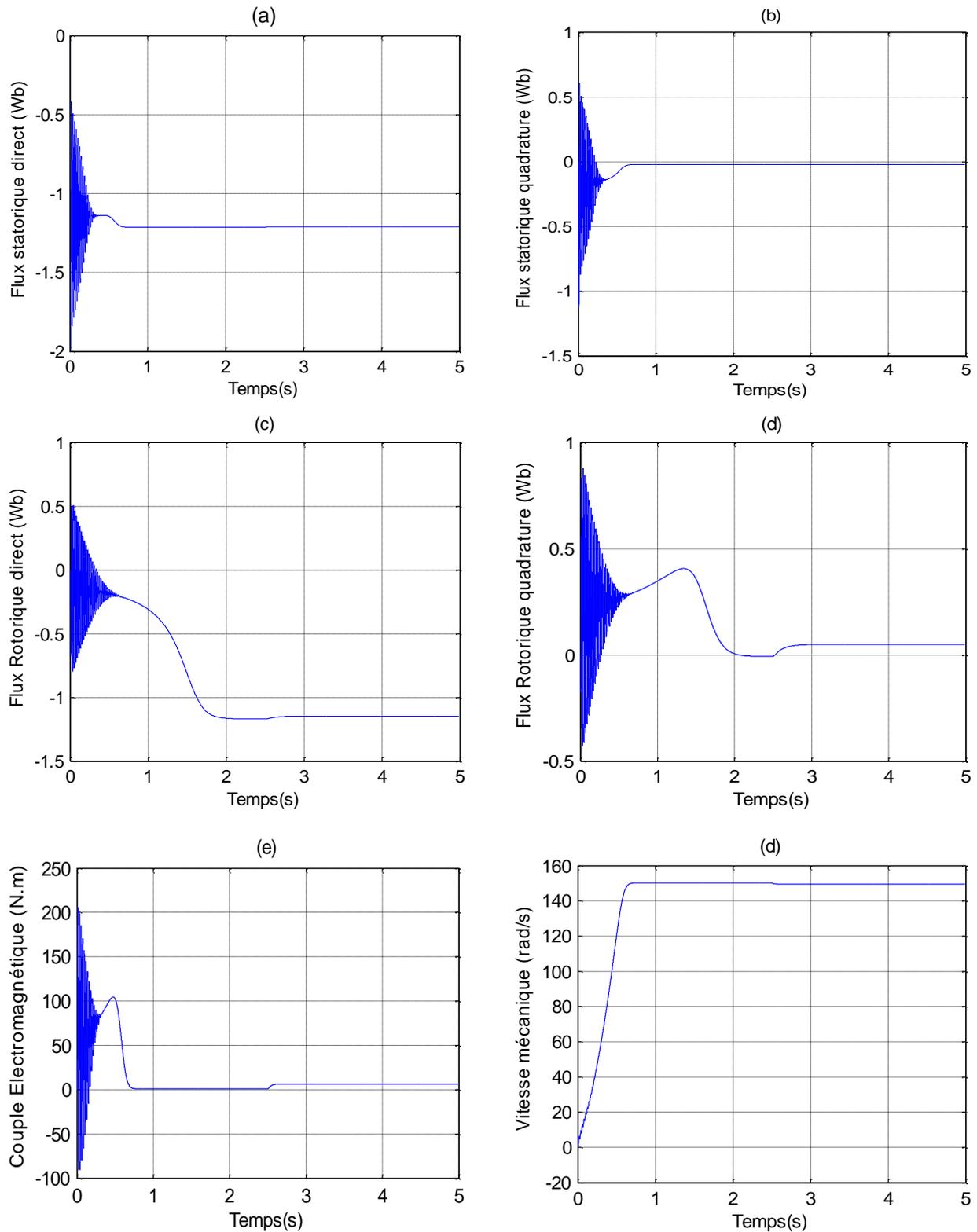


Figure II.10. Comportement de la MADA lors d'un démarrage à vide avec application d'un couple résistant à l'instant $t=2.5s$

On observe dès l'application du couple résistant, que le couple électromagnétique augmente afin de compenser le couple résistant ; cette augmentation induit une légère diminution de la vitesse qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement nominal de la machine.

Comme on peut souligner un autre point important, c'est la variation notée au niveau du flux lors de l'application du couple résistant, ceci met en évidence le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

Nous avons constaté sur l'ensemble des figures représentées, que la machine présente un régime de démarrage lent, avec des dépassements plus importants, ce qui nécessite l'introduction d'une commande pour améliorer les performances dynamiques de la machine.

II.2.2.2. Modélisation du convertisseur Coté machine (CCM)

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à thyristors GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement reste très proche de celui du hacheur, c'est-à-dire que le séquençage imposé aux interrupteurs statoriques réalise une Modulation de Largeur des Impulsions de tension appliquées aux enroulements rotoriques de la MADA [12].

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut-être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif « o » représenté par (figure II.11) :

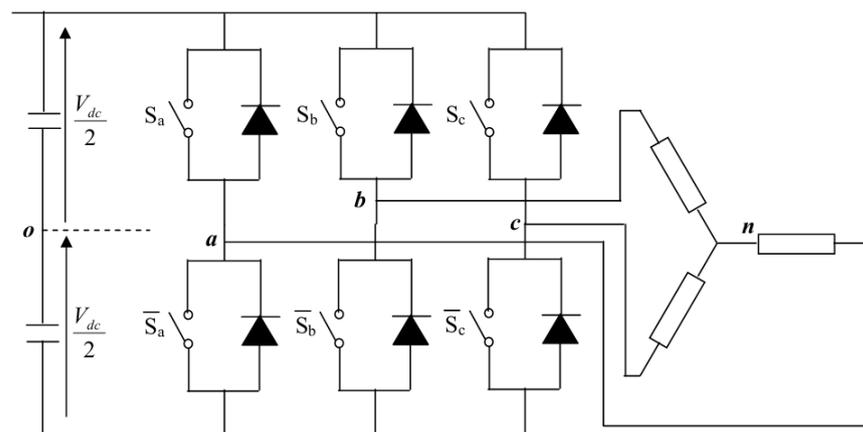


Figure II.11. L'onduleur de tension associé au rotor de la MADA.

$$v_{io} = V_{dc} \left(S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (II.70)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MADA), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} , et v_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (II.71)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ac}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (II.72)$$

En faisant apparaître la point « o », les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (II.73)$$

En remplaçant(II.73) dans (II.72), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (II.74)$$

Les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (II.75)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (II.76)$$

L'utilisation de l'expression(II.70) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.77)$$

II.3. modélisation de la chaîne photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque est la ressource énergétique la plus abondante sur terre. Elle est à l'origine de la majorité des énergies renouvelables, mais elle est très atténuée. L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice, lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière.

Pour comprendre le fonctionnement de cette énergie et en optimiser son utilisation, nous effectuons dans cette partie la modélisation de ce convertisseur traité.

II.3.1. Modélisation d'une cellule photovoltaïque

II.3.1.1. Circuit équivalent et modèle mathématique

Le circuit électrique équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque (modèle à une diode) est illustré sur la figure ci-après. Il complète le schéma précédent en introduisant deux résistances R_s et R_p qui modélisent les défauts de la cellule[13].

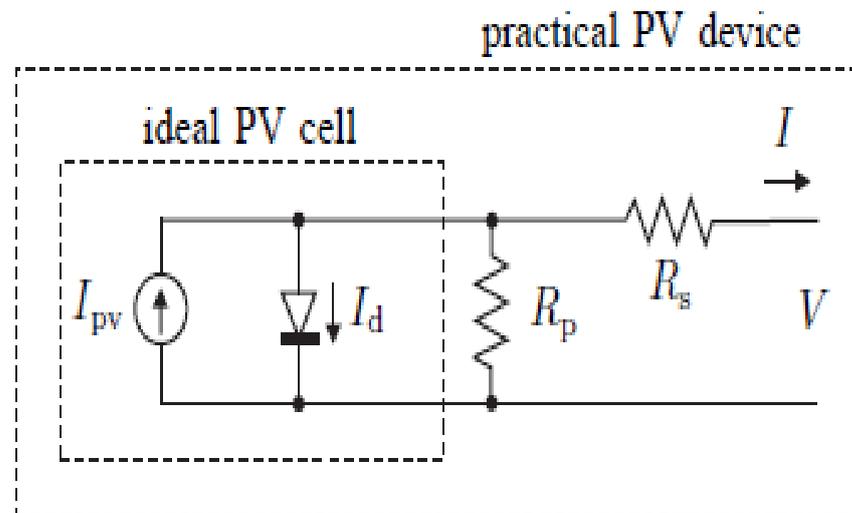


Figure II.12. Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque[14].

Le fonctionnement du circuit en générateur peut ainsi être formalisé par un système d'équations résultant des lois de Kirchhoff [14]. L'équation de base de la théorie des semi-conducteurs qui décrit mathématiquement la caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque idéale est la suivante[14] :

$$I = I_{pv} - I_d - I_p \quad (II.78)$$

Le courant délivré d'une jonction P-N en Silicium et la tension a ses bornes est donnée par : (I_d et I_p) par leurs équations dans l'équation (II.78).

$$I_d = I_o \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{aKT} \right) - 1 \right] \quad (II.79)$$

Le courant I_p est donné par l'équation suivant :

$$I_p = \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (II.80)$$

On remplace ces courants (I_d et I_p) par leurs équations dans l'équation (II.78) , on obtient :

$$I = I_{pv} - I_o \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{aKT} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (II.81)$$

On suppose que $R_s \gg R_p$ ce qui fait $I_p \approx 0$, on aura donc :

$$I = I_{pv} - I_o \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{aKT} \right) - 1 \right] \quad (II.82)$$

$$I = I_{pv,cell} - I_{o,cell} \left[\exp \left(\frac{qV}{aKT} \right) - 1 \right] \quad (II.83)$$

I : Le courant généré par la cellule [A].

I_{pv} : Le photo-courant généré par la cellule [A].

I_d : Le courant de la diode [A].

I_o : Le courant de saturation inverse de la diode [A].

V : La potentielle thermodynamique [V].

q : La charge de l'électron ($1,60217646 \times 10^{-19} C$)

a : Le facteur de non idéalité de la jonction P-N ($1 \leq a \leq 3$)

K : La constante de Boltzmann ($1,3806503 \times 10^{-23} j/k$)

T : La température réelle de la jonction [K].

Si on pose N_s , le nombre de cellules connectées en série et N_p , le nombre de cellules connectées en parallèle .on obtient un générateur photovoltaïque dont le modèle est le suivant :

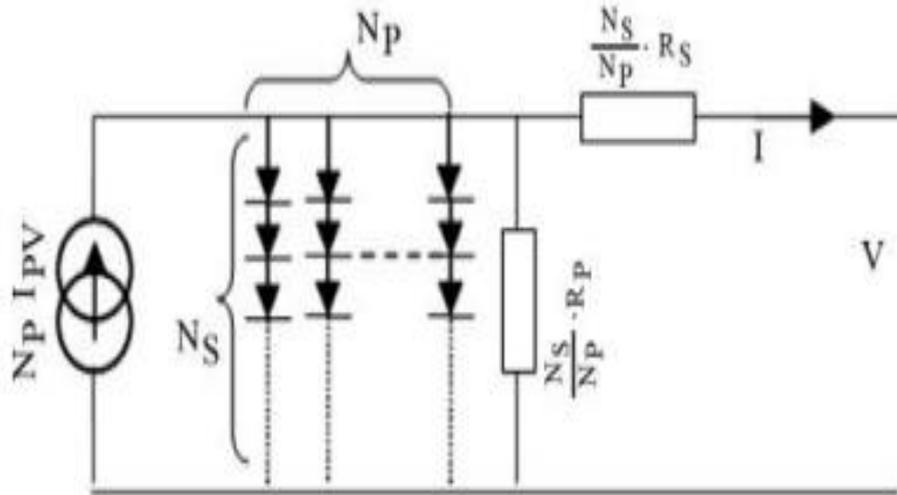


Figure II.13. Schéma électrique asymptotique d'un module photovoltaïque.

L'association des cellules en série permet d'augmenter la tension et l'association en parallèle des cellules permet d'accroître le courant.

La relation entre le courant et la tension dans un générateur photovoltaïque GPV, constitué de plusieurs cellules connectées en série et en parallèle, est donnée par l'équation suivante :

$$I = N_p \cdot I_{pv} - N_p \cdot I_o \left[\exp \left(\frac{q(V + \frac{N_s}{N_p} R_s \cdot I)}{N_s \cdot a \cdot K \cdot T} \right) - 1 \right] \quad (II.84)$$

$$I = N_p \cdot I_{pv} - N_p \cdot I_o \left[\exp \left(\frac{(V + \frac{N_s}{N_p} R_s \cdot I)}{a \cdot V_t} \right) - 1 \right] \quad (II.85)$$

Avec : $V_t = (N_s \cdot K \cdot T) / q$, la tension thermique

Le photo-courant I_{pv} de la cellule qui dépend de la température et de l'irradiation solaire, est exprimé par :

$$I_{pv} = (I_{pv,n} + K_I \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad (II.86)$$

$$\Delta_T = T - T_n \quad (II.87)$$

$I_{pv,n}$ Le photo-courant généré dans les conditions nominales [A].

T_n La température de la jonction dans les conditions nominales [K].

T La température [K].

G L'ensoleillement réel [w/m^2].

G_n L'ensoleillement nominal [w/m^2].

I_o Le courant inverse de saturation de la diode s'exprime en fonction des caractéristiques du matériau et de la température comme suit[15] :

$$I_o = \frac{I_{sc,n} + C\Delta_T}{\exp\left(\frac{V_{oc,n} + K_V\Delta_T}{aV_t}\right) - 1} \quad (II.88)$$

Ce modèle sera utilisé pour simuler les variations des grandeurs électriques d'un générateur photovoltaïque GPV en fonction des variations climatiques :

$$I_o = I_{o,n} \left(\frac{T_n}{T}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_g}{aK} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T}\right)\right] \quad (II.89)$$

$$I_{o,n} = \frac{I_{sc,n}}{\exp\left(\frac{V_{oc,n}}{aV_{t,n}}\right) - 1} \quad (II.90)$$

$$I_{pv,n} = \frac{R_p + R_s}{R_p} I_{sc,n} \quad (II.91)$$

$I_{sc,n}$: Courant de saturation en circuit ouvert dans les conditions nominales [A]

$V_{oc,n}$: La tension en circuit ouvert dans les conditions nominales [V].

K_N : Coefficient de voltage thermique [V /K].

R_p : Résistance parelle [Ω].

R_s : Résistance série [Ω].

II.3.1.1.1. Courbe caractéristique électrique :

Une cellule photovoltaïque est définie par sa courbe caractéristique électrique (courant-tension). Elle indique la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule, depuis le court-circuit jusqu'au circuit ouvert.

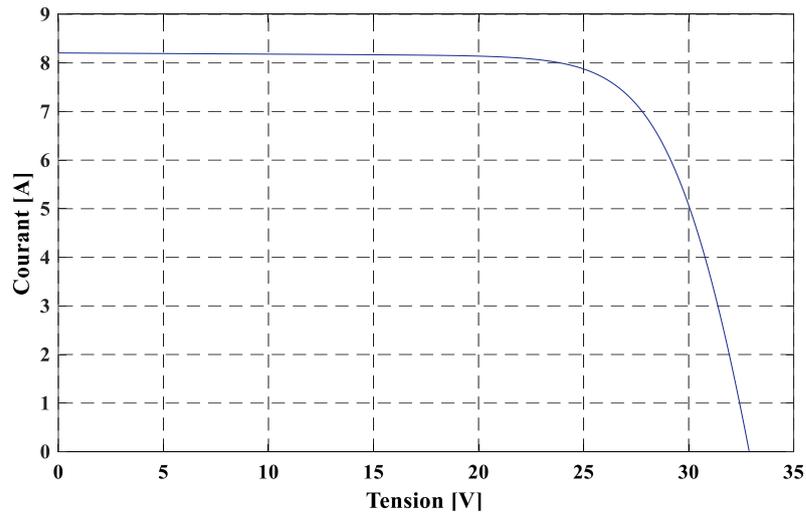


Figure II.14. Caractéristique I(V) d'un module PV.

La caractéristique fondamentale du générateur photovoltaïque donnée pour un éclairement et une température donnée (condition standards : $T=250C$, $G=1000 W/m^2$), n'impose ni le courant ni la tension de fonctionnement ; seule la courbe I (V) est fixée. C'est la valeur de la charge aux bornes du générateur qui va déterminer le point de fonctionnement du système photovoltaïque.

La figure (II.14) présente trois zones essentielles :

- **La zone (I)** : [0 v - 25 v] où le courant reste constant quelle que soit la tension, pour cette région, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.

- **La zone (II)** : [25 v – 30 v] correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.

- **La zone (III)** : [30 v – 35 v] qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

On peut aussi présenter la caractéristique (puissance - tension) qui montre un point de fonctionnement maximal.

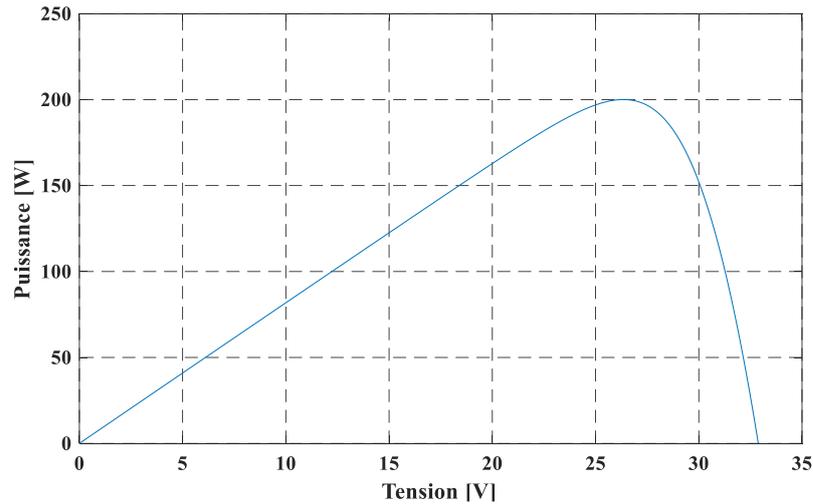


Figure II.15. Caractéristique $P(V)$ d'un module PV.

II.3.1.1.2. L'influence de la température et l'ensoleillement sur le rendement

On peut remarquer que la caractéristique $I=f(V)$ et $P=f(V)$ d'un GPV dépend fortement de l'ensoleillement et de la température, ceci devient très évident en évaluant les équations (II.14, II.15). Pour des valeurs choisies de la température et de l'ensoleillement en traçant les résultats.

II.3.1.1.2.a. L'influence de l'ensoleillement

Les figures (II.16) et (II.17) représentent les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ respectivement d'un GPV pour une température constante ($T=25^{\circ}\text{C}$) et un ensoleillement variable.

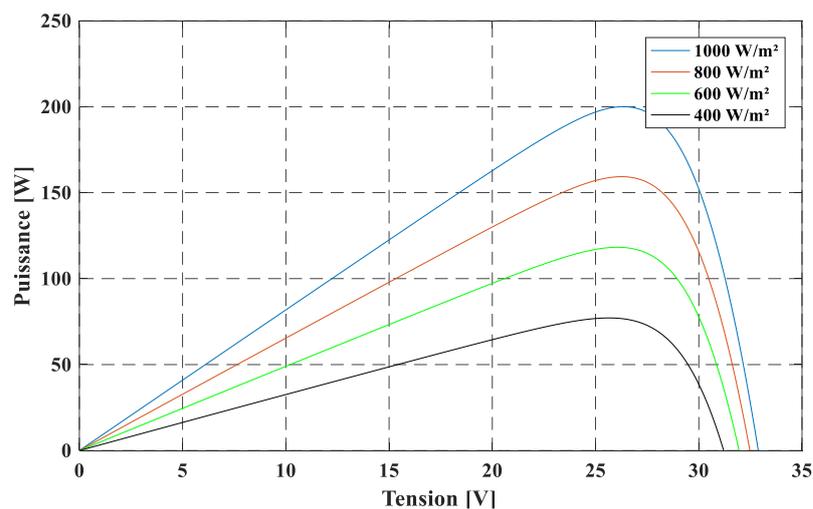


Figure II.16. Courbes $P(V)$ d'un générateur à divers ensoleillements.

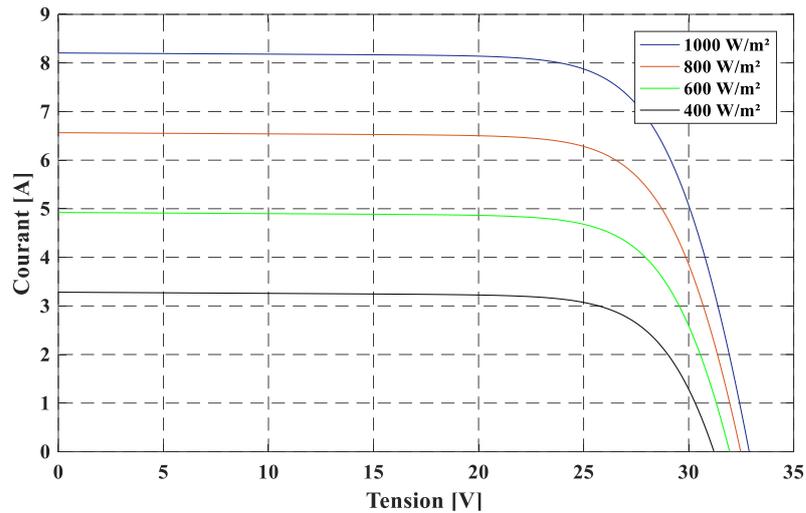


Figure II.17. Courbes I(V) d'un générateur sous diverses intensités de rayonnement.

D'une part, on peut remarquer que les points de fonctionnement à puissance maximale se déplacent peu et se situent autour d'une valeur d'environ 32V.

D'autre part, on peut aussi remarquer que le courant est directement proportionnel au rayonnement solaire. Par contre, la tension est relativement peu dégradée. On en déduit donc que le générateur peut fournir une tension correcte, même à faible éclairage.

Enfin, il est important de noter que, lorsque l'éclairement est plus faible, la tension du générateur varie à son tour. Elle baisse avec l'éclairement (variation logarithmique). Seules les cellules au Silicium amorphe permettent un fonctionnement dans ces conditions, grâce à une tension encore assez élevée. C'est pour cette raison que le Silicium amorphe peut être utilisé sous éclairage artificiel, contrairement au Silicium cristallin. Ceci va beaucoup contribuer dans notre choix de cellules.

II.3.1.1.2.b. L'influence de la température

Les figures (II.18) et(II.19) représentent les caractéristiques P(V) et I(V) respectivement d'un générateur photovoltaïque pour un ensoleillement constant ($G=1000W/m^2$) et une température variable.

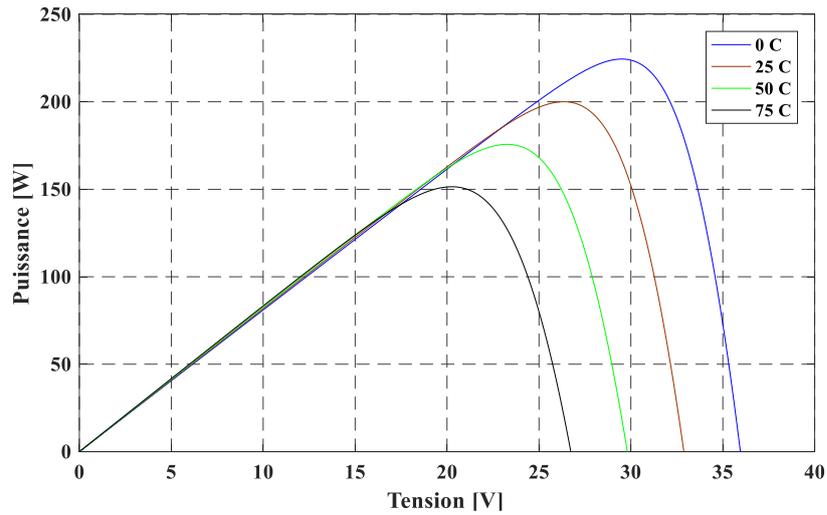


Figure II.18. Courbes P(V) d'un générateur à diverses températures.

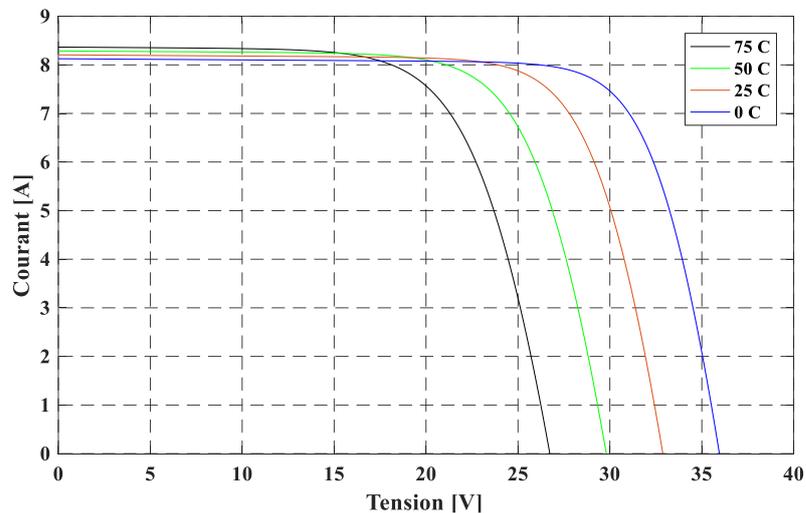


Figure II.19. Courbes I(V) d'un générateur à diverses températures.

D'après ces graphes, on voit que le courant du générateur est presque constant, par contre la variation de la température est inversement proportionnelle par rapport à la tension du générateur.

II.3.1.2. Les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir des courbes courant-tension, ou de l'équation caractéristique[16].

II.3.1.2.1. Courant de court-circuit (I_{cc})

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_s nulle et R_p infinie), ce courant se confond avec le photo-courant I_{pv} , dans le cas contraire en annulant la tension v dans l'équation (II.81), on obtient :

$$I_{cc} = I_{pv} - I_o \left[\exp\left(\frac{e(I_{cc} \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right] - \frac{(I_{cc} \cdot R_s)}{R_p} \quad (II.92)$$

Pour la plupart des cellules (dont la résistance série est faible), on peut négliger le terme $I_o \left[\exp\left(\frac{e(I_{cc} \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right]$ devant I_{pv} . L'expression approchée du courant de court-circuit est alors :

$$I_{cc} \approx \frac{I_{pv}}{\left(1 + \frac{R_s}{R_p}\right)} \quad (II.93)$$

Quantitativement, il a la plus grande valeur du courant généré par la cellule (pratiquement $I_{cc} = I_{pv}$) [11].

II.3.1.2.2. Tension de circuit-ouvert (V_{co})

C'est la tension V_{co} pour laquelle le courant débité par le générateur photovoltaïque est nul (c'est la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur photovoltaïque) [16].

$$I_{cc} - I_o \left[\exp\left(\frac{e(V_{pv})}{n \cdot k \cdot T}\right) - 1 \right] - \frac{(V_{pv})}{R_p} = 0 \quad (II.94)$$

Dans le cas idéal, sa valeur est légèrement inférieure à :

$$V_{co} = V_T \ln \left[\frac{I_{pv}}{I_o} + 1 \right] \quad (II.95)$$

II.3.1.2.3. Rendement énergétique

C'est le rapport entre la puissance électrique maximale fournie par la cellule $P_{max}(I_{opt}, V_{opt})$ et la puissance solaire incidente. Il est donné par :

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_{inc}} = \frac{I_{opt} V_{opt}}{P_{inc}} \quad (II.96)$$

Avec P_{inc} est égale au produit de l'éclairement et de la surface totale des photopiles. Ce paramètre reflète la qualité de conversion de l'énergie solaire en énergie électrique [16]

II.3.1.2.4. Facteur de forme

On appelle facteur de forme FF , dit aussi facteur de courbe ou facteur de remplissage (fill factor), le rapport entre la puissance maximum fournie par la cellule $P_{max}(I_{opt}, V_{opt})$ et le produit du courant de court-circuit I_{cc} par la tension de circuit-ouvert (c'est-à-dire la puissance maximale d'une cellule idéale). Le facteur de forme indique la qualité de la cellule ; plus il s'approche de l'unité

plus la cellule est performante, Il est de l'ordre de 0.7 pour les cellules performantes ; et diminue avec la température. Il traduit l'influence des pertes par les deux résistances parasites R_s et R_p . Il est défini par [16]:

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{cc} V_{co}} = \frac{I_{opt} V_{opt}}{I_{cc} V_{co}} \quad (II.97)$$

II.3.2. Association des modules photovoltaïques

II.3.2.1. Influence de l'association en série des modules photovoltaïques

Une association de N_s cellules en série permet d'augmenter la tension du générateur photovoltaïque (GPV). Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultant du groupement série est obtenue par addition des tensions élémentaires de chaque cellule, (Voir Figure II.20). L'équation (II.98) résume les caractéristiques électriques d'une association série de N_s cellules.

Ce système d'association est généralement le plus communément utilisé pour les modules photovoltaïques du commerce. Comme la surface des cellules devient de plus en plus importante, le courant produit par une seule cellule augmente régulièrement au fur et à mesure de l'évolution technologique, alors que sa tension reste toujours très faible. L'association série permet ainsi d'augmenter la tension de l'ensemble, donc d'accroître la puissance de l'ensemble. Les panneaux commerciaux constitués de cellules de première génération sont habituellement réalisés en associant 36cellules en série :

$$V_{cons} = 0.6 * 36 = 21.6 V \quad (II.98)$$

Afin d'obtenir une tension optimale du panneau V_{opt} proche de celle d'une tension de batterie de 12V[17].

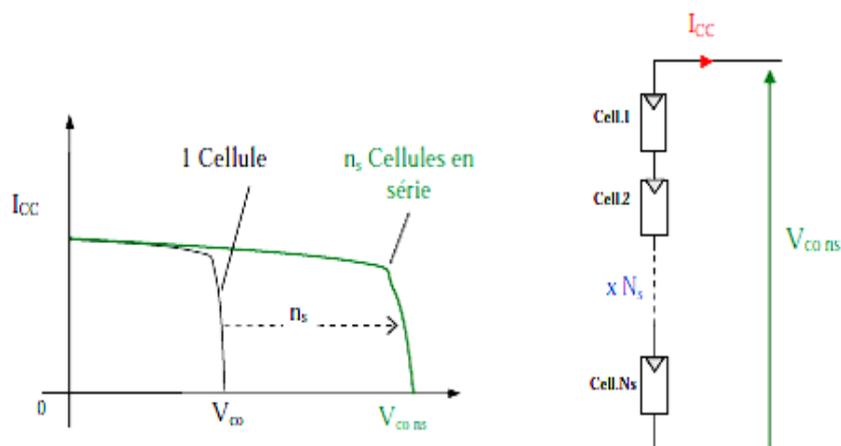


Figure II.20. Caractéristiques résultantes d'un groupement de N_s cellules en série [17]

La caractéristique d'un groupement de N_s modules photovoltaïques en série est représentée par les figures(II.21), (II.22).

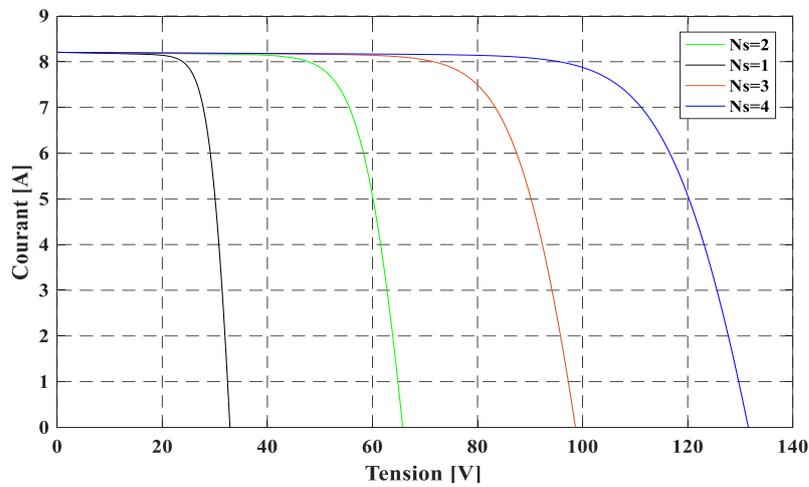


Figure II.21. Caractéristique I(V) d'un groupement de N_s modules en série.

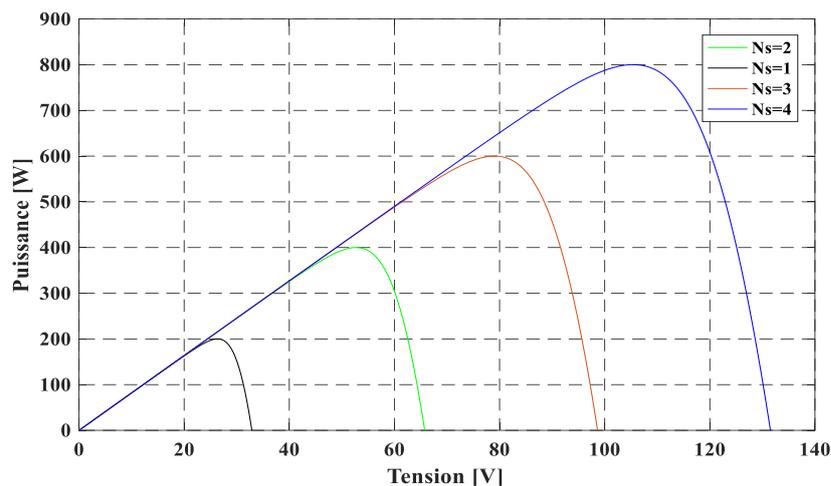


Figure II.22. Caractéristique P(V) d'un groupement de N_s cellules en série.

On remarque que l'association en série des modules photovoltaïques délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'un module ; seul le point de puissance maximale se déplace proportionnellement avec l'augmentation de tension.

II.3.2.2. Influence de l'association en parallèle des modules photovoltaïques

D'autre part, une association parallèle de N_p cellules est possible et permet d'accroître le courant de sortie du générateur ainsi créé. Dans un groupement de cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultant du groupement est obtenue par addition des courants, (Voir Figure II.23). L'équation (II.99) résume à son tour les caractéristiques électriques d'une association parallèle de N_p cellules[17].

$$I_{sc}(N_p) = N_p \cdot I_{sc} \quad \text{avec : } V_{co}(N_p) = V_{co} \quad (II.99)$$

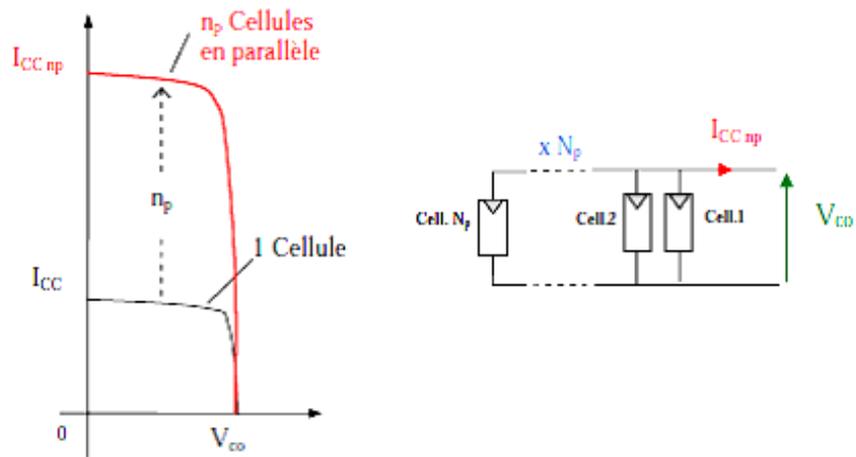


Figure II.23. Caractéristiques résultant d'un groupement de N_p cellules en parallèle [17]

La caractéristique d'un groupement de N_p modules photovoltaïques en parallèle est représentée par la figure suivante :

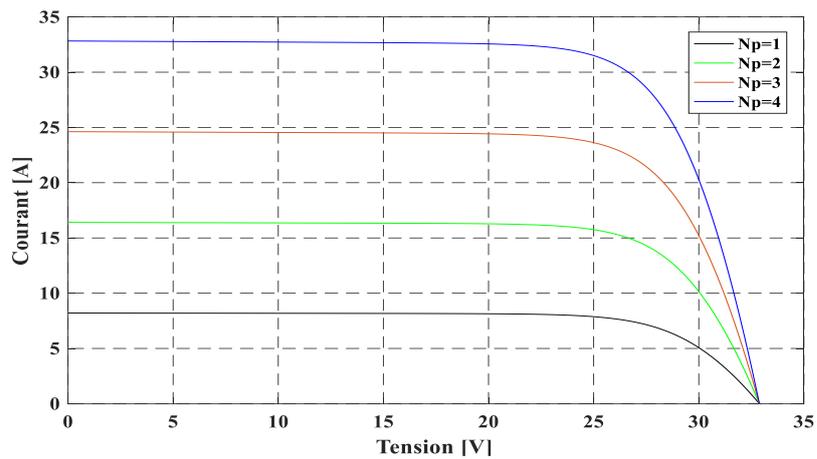


Figure II.24. Caractéristique I(V) d'un groupement de N_p cellules en parallèle .

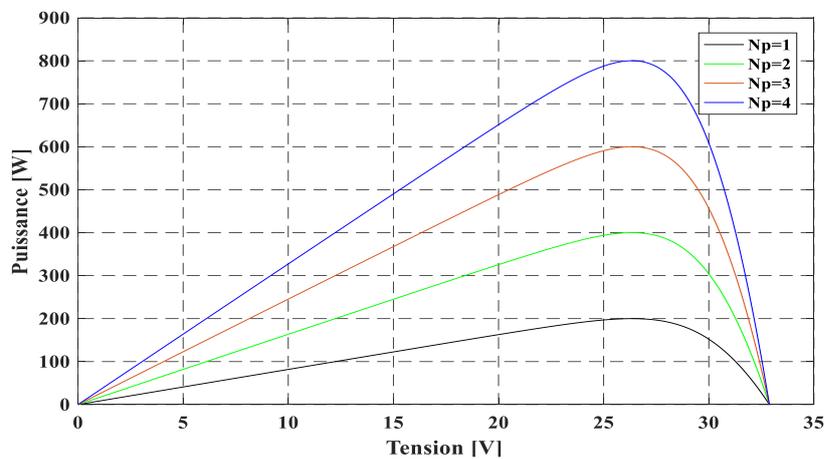


Figure II.25. Caractéristique P(V) d'un groupement de N_p cellules en parallèle.

II.3.2.3. Influence de l'association en série et parallèle

Au sein d'un module PV, les cellules interconnectées sont rassemblées en bloc de x cellules et un module PV est constitué de la mise en série de a blocs et de b blocs en parallèle [18]. Les deux types de regroupement sont en effet possibles et souvent utilisés afin d'obtenir en sortie des valeurs de tension et intensité souhaitées. Ainsi, pour N_s cellules en série, constituant des branches elles-mêmes N_p en parallèle, la puissance disponible en sortie du générateur PV est donnée par [19]:

$$P_{pv} = N_s \cdot V_{pv} * N_p \cdot I_{pv} \quad (II.100)$$

Le générateur photovoltaïque est constitué d'un réseau série-parallèle de nombreux modules photovoltaïques, regroupés en panneaux photovoltaïques constitués de modules identiques uniformément exposés et protégés par les diodes by-pass (voir figure II.26) [19].

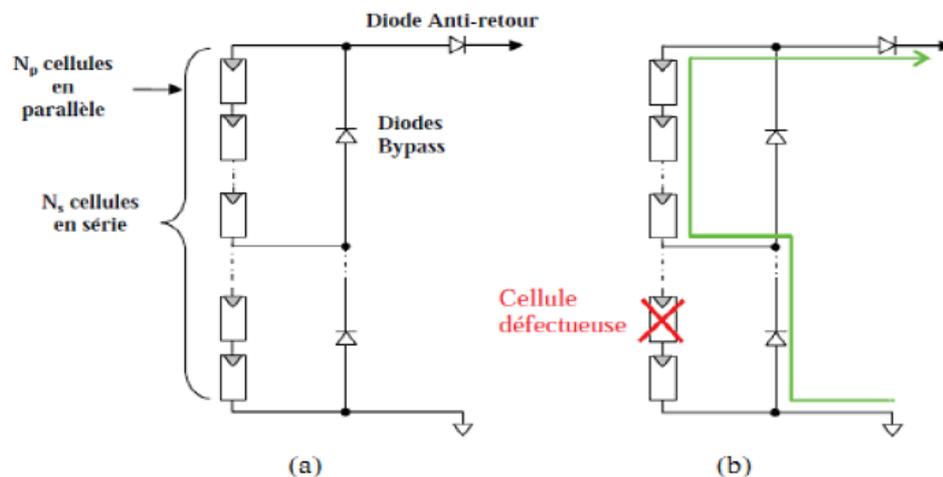


Figure II.26. (a) Architecture classique d'un panneau solaire avec diodes de protection; (b) Défaillance d'une des cellules du module PV et activation de la diode by-pass [19].

Contrairement à l'association en série des modules photovoltaïques. On remarque que la tension de cette association reste constante à 32 V (tension d'un module seul), mais le courant débité est égale à la somme des courants débités par chaque module.

Le point de puissance maximale se déplace proportionnellement avec l'augmentation du courant, on conclut que l'assemblage des modules en série et/ou en parallèle permet de fixer différentes tensions et puissances.

II.3.3. Modélisation de l'Hacheurs survolteur (Boost)

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de « Boost » ou hacheur parallèle [16].

Ce modèle de hacheur Boost, est utilisé pour augmenter la tension de sortie, par rapport à la source. Sa forme la plus simple est présentée comme suit[20]. Donc, un convertisseur Boost, est une alimentation à découpage qui permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et diminuer ainsi, le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré[21].

Le convertisseur statique continu/continu (DC/DC utilisé, est le plus fréquemment utilisé comme convertisseur élévateur (Boost)[22].

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie U_s est supérieure à celle de l'entrée U_e . Pour un rapport cyclique α donné, et en régime de conduction continu, la tension moyenne à la sortie est donnée par[23] :

$$U_i = \frac{1}{1-\alpha} U_o \quad (\text{II.101})$$

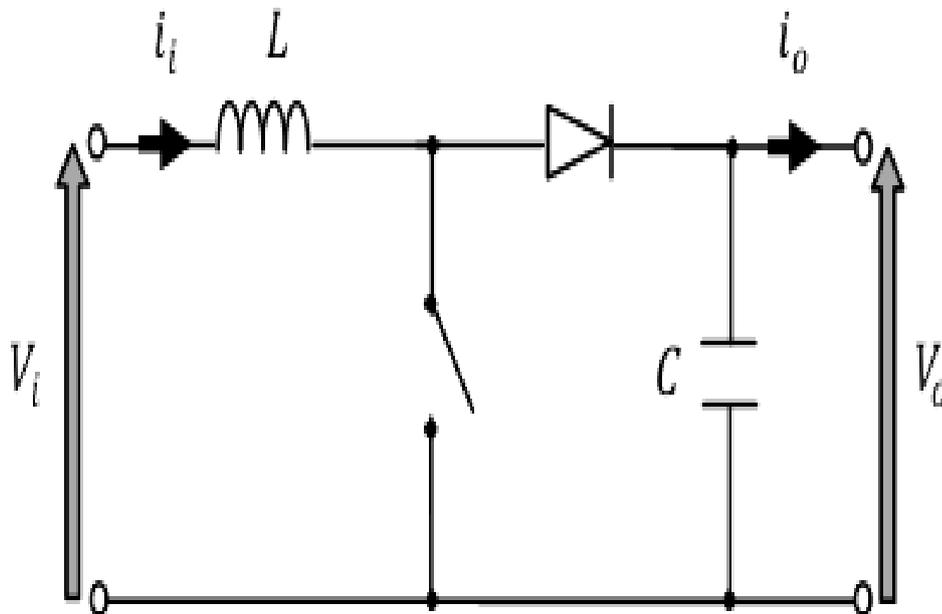


Figure II.27. Schéma de principe d'un convertisseur Boost[11][25].

II.3.3.1. Modélisation d'un hacheur

Le hacheur étudié dans ce système est un hacheur BOOST, le but est de convertir la tension continue en tension continue.

II.3.2.1.1. Modélisation d'un hacheur élévateur « Boost »

Quand l'interrupteur K est fermé pendant la durée αT_e , le courant dans l'inductance croît linéairement. La tension aux bornes de K est nulle. Pendant le temps $t \in [\alpha T_e, T_e]$, l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre D . On a alors $V_k = V_o$, en écrivant que la tension aux bornes de l'inductance est nulle, on arrive à[24]:

$$V_o(1-\alpha) = V_i \quad (\text{II.102})$$

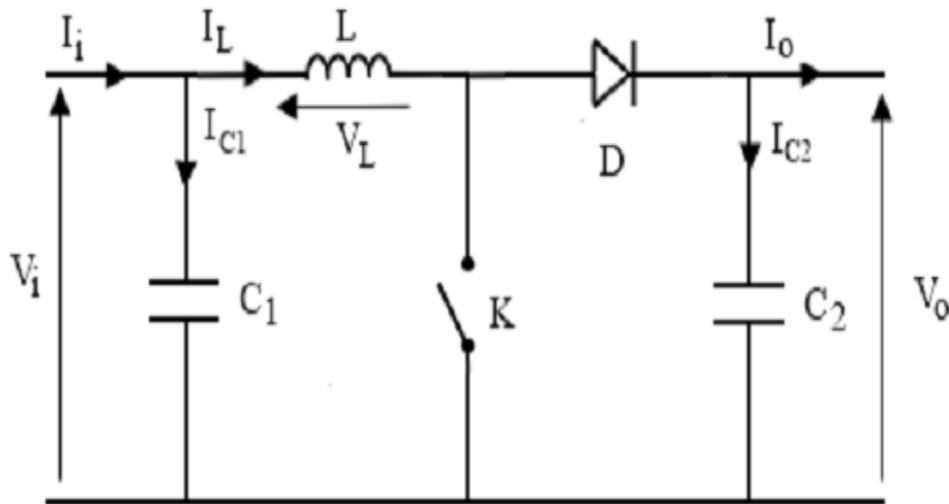


Figure II.28. Schéma électrique d'un BOOST[24].

II.3.3.1.2. Modèle mathématique équivalent

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. Celui de la figure (II.29), présente le circuit équivalent du BOOST lorsque K est fermé c.-à-d. entre \$[0, \alpha T_e]\$[24].

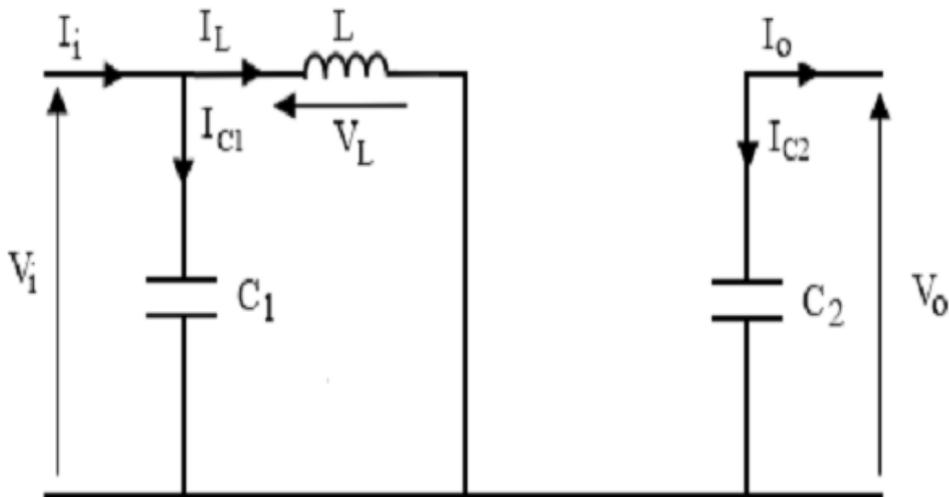


Figure II.29. Schéma équivalent du hacheur survolteur à \$d \in [0, d T_e]\$[24].

L'application des lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne :

$$I_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i(t) - I_L(t) \quad (\text{II.103})$$

$$I_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o}{dt} = -I_o(t) \quad (\text{II.104})$$

$$V_L(t) = L \frac{dI_L}{dt} = -V_i(t) \quad (\text{II.105})$$

À l'état ouvert de l'interrupteur K, le circuit équivalent au fonctionnement du BOOST est le suivant :

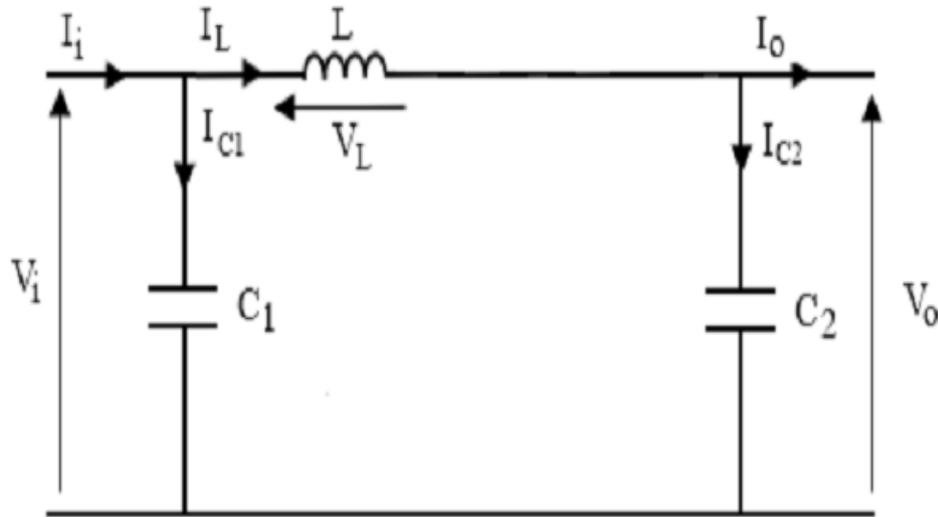


Figure II.30. Circuit équivalent d'un hacheur survolteur à $t \in [T_e, T_e]$ [24].

$$I_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i(t) - I_L(t) \quad (\text{II.106})$$

$$I_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o}{dt} = I_L(t) - I_o(t) \quad (\text{II.107})$$

$$V_L(t) = L \frac{dI_L}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \quad (\text{II.108})$$

II.4. Modélisation du bus continu

Ce système est caractérisé par deux sources énergétiques (éolienne et photovoltaïque). Le couplage des deux sources est fait par l'intermédiaire d'un bus continu, comme indiqué sur la figure (II.31).

Le bus continu est un élément de stockage d'énergie, représenté par une capacité qui sert de source tampon d'énergie entre la source hybride et le convertisseur coté réseau. Il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit.

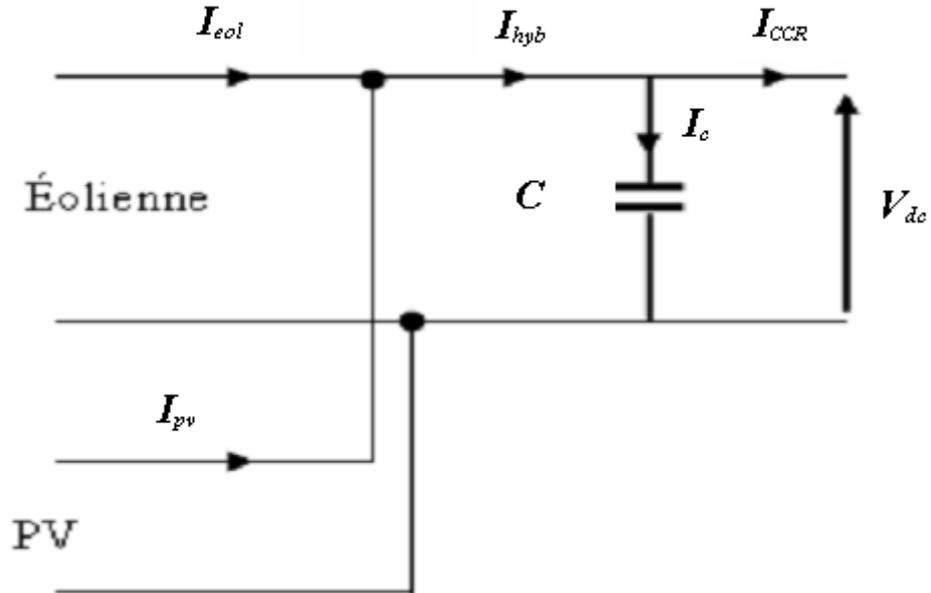


Figure II.31. Représentation du bus continu.

Chaque convertisseur exerce son influence sur ce circuit, par le courant qu'il donne ou qu'il prend au condensateur. L'évolution temporelle de la tension à ses bornes est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_c \cdot dt \quad (\text{II.109})$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent les courants modulés par la source hybride et le CCR.

$$I_c = I_{hyb} - I_{CCR} = (I_{eol} + I_{pv}) - I_{CCR} \quad (\text{II.110})$$

II.5. Modélisation du convertisseur Coté réseau (CCR)

Pour le modèle dynamique du système, on va diviser l'étude du convertisseur en trois parties : le coté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le coté continu (figure II.32). Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le cote continu. Ensuite la liaison entre le coté alternatif et le coté continu au travers des interrupteurs, ces derniers étant complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante [25]:

$$S_j = \begin{cases} 1, \bar{S}_j = 0 \\ 0, \bar{S}_j = 1 \end{cases} \text{ Pour } j=a, b, c$$

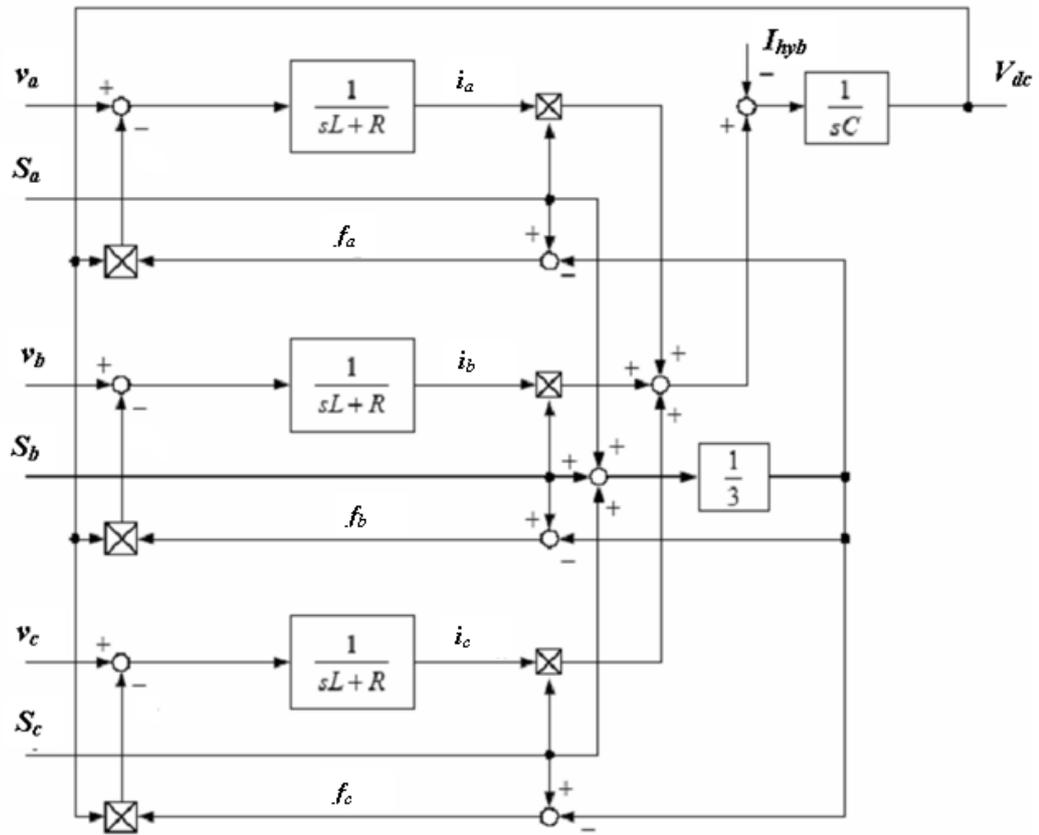


Figure II.32. Schéma du CCR dans les coordonnées triphasées.

Les tensions de phases d'entrée et le courant de sortie peuvent être écrits en fonction de S_j, V_{dc} et les courants d'entrée i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} .

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \tag{II.111}$$

Les tensions d'entrée entre phases peuvent être décrites par :

$$\begin{aligned} u_{ab} &= (S_a - S_b)V_{dc} \\ u_{bc} &= (S_b - S_c)V_{dc} \\ u_{ca} &= (S_c - S_a)V_{dc} \end{aligned} \tag{II.112}$$

Les équations de tension pour le système triphasé équilibré sans raccordement neutre peuvent être écrites ainsi :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{II.113}$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_a &= \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b &= \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c &= \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{aligned} \quad (\text{II.114})$$

Finalement ; on peut écrire l'équation (II.109) par :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) - I_{hyb} \quad (\text{II.115})$$

Avec :

$$I_c = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.116})$$

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les quatre parties essentielles du système de conversion d'énergie hybride, la première représente la chaîne éolienne qui a été divisée en deux, les deux divisions sont :

- Mécanique qui contient la turbine, et la transmission mécanique
- Electrique, et nous avons étudié la modélisation de la MADA. En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi, dont la complexité a été réduite

La deuxième partie présente la modélisation du générateur photovoltaïque et son étage d'adaptation (Boost), et la troisième partie parle sur la liaison des deux sources d'énergie (le bus continu), et finalement on a parlé sur la modélisation du convertisseur coté réseau (CCR).

Sachant que le modèle de la MADA est fortement couplé, il est utile de trouver une méthode de commande permettant de rendre le contrôle de la puissance active et réactive indépendant. Ainsi, le chapitre suivant fera l'objet du découplage des puissances active et réactive par la commande vectorielle. Et pour le choix du point optimal de fonctionnement des deux sources d'énergie (éolienne et photovoltaïque), les algorithmes MPPT sont appliqués.

II.7. Références bibliographiques

- [1] L. Belhadji, « Optimisation du contrôle d'un système hydraulique réversible à vitesse variable », Thèse de doctorat, Grenoble, France, 2013.
- [2] K. TAHIR, « Commande d'une machine synchrone destinée à l'énergie éolienne », thèse doctorat LMD, Université Ibn Khaldoun, TIARET-Algérie, 2017.
- [3] C. Nichita, D. Luca, B. Dakyo, et E. Ceanga, « Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, n° 4, p. 523–529, 2002.
- [4] H. Camblong, « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable », Tése de doctorat, ENSAM, Paris, 2003.
- [5] S. Ameziane, « Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien », Mémoire Magister en électrotechnique, Université de Batna, algérie, 2009.
- [6] R. Kezerli, « Alimentation et commande d'une MADA connectée au réseau local, en utilisant les convertisseur multi niveaux », Mémoire magister, Université des sciences et de la technologie-Houari Boumediene-, Algérie, 2009.
- [7] samir Metatla, « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA », Mémoire Magister en électrotechnique, Ecole Nationale supérieure Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [8] F. Messai, « Contribution à l'étude d'une génératrice à réductance variable », Mémoire Magister en électrotechnique, Université Mentouri, Constantine -Algérie-, 2009.
- [9] M. Hammoudi, « Etude de l'influence de l'éolienne sur le réseau de distribution », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université des sciences et de la technologie-Houari Boumediene-, Alger, Algérie, 2010.
- [10] S. El aimani, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, Lille-France-, 2004.
- [11] T. Tadjer, « commande floue et observateurs par mode glissant:application à une machine asynchrone triphasée », mémoire de magistre en électrotechnique, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, Oran-algérie, 2010.
- [12] J.-P. Caron et J.-P. Hautier, *modélisation et commande de la machine asynchrone*, TECHNIP. France.
- [13] M. G. Villalva et J. R. Gazoli, « Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays », in *COBEP'09*, Brasil, 2009, p. 1244-1254.
- [14] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, et others, « Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays », in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP'09. Brazilian*, 2009, p. 1244–1254.
- [15] R. Merahi, R. Chenni, et M. Houbes, « Modélisation et Simulation d'un Module PV par MatLab », *J. Sci. Res. N 0*, vol. 1, 2010.

- [16] W. Bensaci, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », Thèse, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2012.
- [17] B. Fellah, « Système hybride photovoltaïque-éolien, de production d'électricité. Application aux sites de Tlemcen et de Bouzaréah », Thèse, Abou-Bakr Belkaid de Tlemcen, tlemcen, 2012.
- [18] S. Vighetti, « Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion », Docteur, Institut Polytechnique de Grenoble, Grenoble, 2010.
- [19] hocine Soualmi et M. R. Maarouf, « Modilisation et Commande d'un système hybride éolien/Photovoltaïque connecter au réseau », Projet de fin d'étude, Ibn Khaldoun Tiaret, Tiaret, 2015.
- [20] S. Ndoye, I. Ly, F. I. Barro, O. H. Lemrabott, et G. Sissoko, « Modélisation et Simulation Sous MATLAB/SIMULINK de La Chaîne D'Alimentation D'une Station Relais de Télécommunications en énergie solaire photovoltaïque dans une zone isolée du réseau électrique », *J. Sci.*, vol. 9, n° 2, p. 45-55, 2009.
- [21] M. Meddah, M. Bourahla, et N. Bouchetata, « Synthèse des convertisseurs statiques DC/AC pour les systèmes photovoltaïques ».
- [22] Z. Ayache, A. Bendaoud, H. Slimani, B. Benazza, H. Miloudi, et A. Bentaallah, « Commande MPPT et Contrôle d'un Système Photovoltaïque par la Logique Floue ».
- [23] E. hadj Benali, « Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension : application au générateur photovoltaïque », Projet de fin d'étude, Ibn Khaldoun Tiaret, Tiaret, 2012.
- [24] S. Belagraa et Z. Hallil, « Choix, Dimensionnement et Topologie des systèmes photovoltaïque raccordé au réseau électrique », Projet de fin d'étude, Ibn Khaldoun Tiaret, Tiaret, 2015.
- [25] B. Soltane, « Conception et commande des machines à aimants permanents dédiées aux énergies renouvelables », thèse de doctorat en électrotechnique, université de constantine, Constantine, Algérie, 2010.

Chapitre III:
Contrôle de la chaîne hybride

III.1. Introduction

Le fonctionnement à vitesse variable demande la définition d'une stratégie de contrôle globale de l'aérogénérateur, c'est-à-dire préciser comment utiliser les actionneurs disponibles, pour satisfaire les objectifs de contrôle et les contraintes de fonctionnement de l'aérogénérateur.

Ce premier chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.

III.2. Contrôle de la chaîne éolienne

III.2.1 Contrôle de la partie mécanique de l'éolienne

III.2.1.1 Bilan de puissance

L'équation (III.1) quantifie la puissance captée par la turbine éolienne. Cette puissance peut être essentiellement maximisée en ajustant le coefficient C_p . Ce coefficient dépend de la vitesse de la génératrice (ou du ratio de la vitesse λ), l'utilisation d'une éolienne à vitesse variable permet de maximiser la puissance électrique générée (le couple) en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quel que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice. En régime permanent, la puissance aérodynamique $P_{aér}$ diminuée des pertes (représentées par les frottements visqueux) est convertie directement en puissance électrique (figure III.1).

$$P_{elec} = P_{aér} - P_{ertes} \quad (III.1)$$

La puissance mécanique stockée dans l'inertie totale J et apparaissant sur l'arbre de la génératrice (P_{mec}) est exprimée comme étant le produit entre le couple mécanique (C_{mec}) et la vitesse (Ω_{mec}).

$$P_{mec} = C_{mec} \cdot \Omega_{mec} \quad (III.2)$$

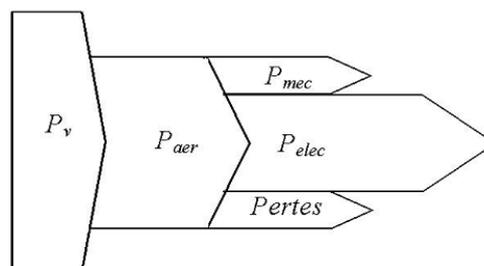


Figure III.1. Diagramme de conversion de puissance.

Dans cette partie, nous présentons l'une des différentes stratégies pour contrôler le couple électromagnétique (et indirectement la puissance électromagnétique convertie), afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée. Ce principe est connu sous la

terminologie Maximum Power Point Tracking (M.P.P.T) et correspond à la zone 2 de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne. A travers la bibliographie, nous avons distingué deux familles de structures de commande pour la maximisation de la puissance extraite [1]:

- Le contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.
- Le contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.



Figure III.2. Stratégies de commande de la turbine étudiée.

Dans notre mémoire, nous sommes intéressés au contrôle du couple électromagnétique par asservissement de la vitesse mécanique en utilisant le simple régulateur classique PI.

III.2.1.2. Maximisation de la puissance extraite

Le vent est une grandeur stochastique, de nature très fluctuante. Ces fluctuations constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance.

Pour cette étude, on supposera que la machine électrique et son variateur sont idéaux, donc, quelle que soit la puissance générée, le couple électromagnétique développé est à tout instant égal à sa valeur de référence.

$$C_{em} = C_{em_ref} \quad (III.3)$$

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

Comme a été expliqué auparavant, la vitesse est influencée par l'application de trois couples : Un couple éolien, un couple électromagnétique et un couple résistant. En regroupant l'action de ces trois couples, la vitesse mécanique n'est plus régie que par l'action de deux couples, le couple issu du multiplicateur C_g et le couple électromagnétique C_{em} .

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_g - f \cdot \Omega_{mec} - C_{mec}) \quad (III.4)$$

La structure de commande consiste à régler le couple qui apparaît sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence

Le couple électromagnétique de référence C_{em_ref} qui permet d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{ref} est obtenu par la relation suivante :

$$C_{em_ref} = PI.(\Omega_{ref} - \Omega_{mec}) \quad (III.5)$$

PI : est le régulateur de vitesse ;

Ω_{ref} : est la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer ($\Omega_{turbine_ref}$) pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, on a donc :

$$\Omega_{ref} = G.(\Omega_{turbine_ref}) \quad (III.6)$$

La référence de la vitesse de la turbine correspond à celle qui correspond à la valeur optimale du ratio de vitesse $\lambda_{Cp\ max}$ (à β constant et égal à 0°), permettant d'obtenir la valeur maximale du C_p . figure (III.3).

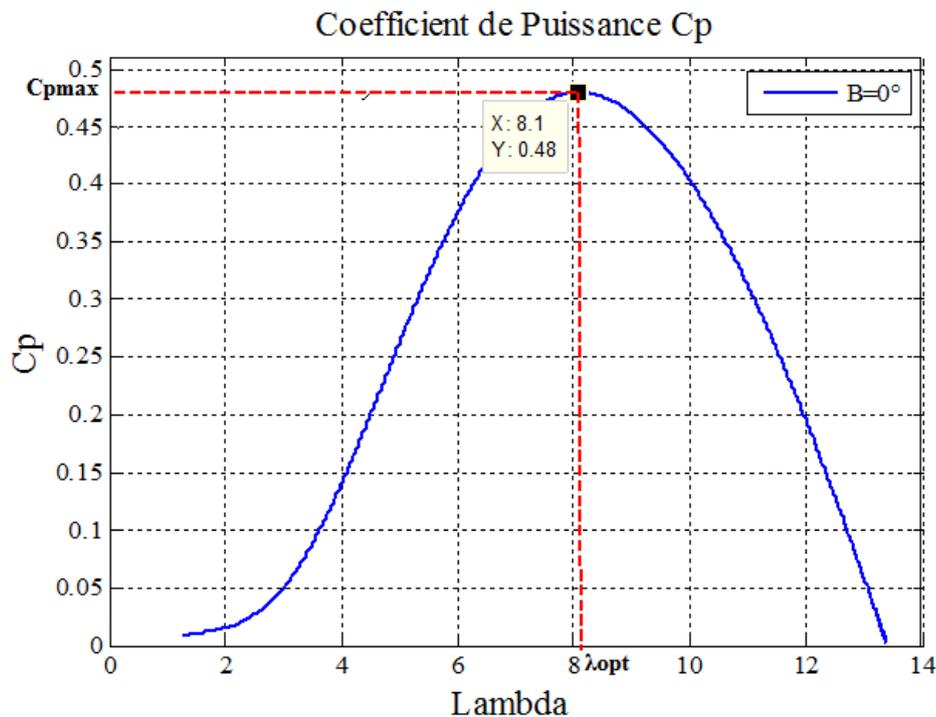


Figure III.3. Fonctionnement optimal de la turbine.

Elle est obtenue à partir de l'inversion de l'équation (III.7) :

$$\Omega_{turbine_ref} = \frac{\lambda_{Cp\ max} \cdot V_1}{R} \quad (III.7)$$

III.2.1.3. Conception du correcteur de vitesse

L'action du correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

- asservir la vitesse mécanique à sa valeur de référence.
- atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

La représentation simplifiée sous forme de schéma bloc présenté dans la figure (III.4).

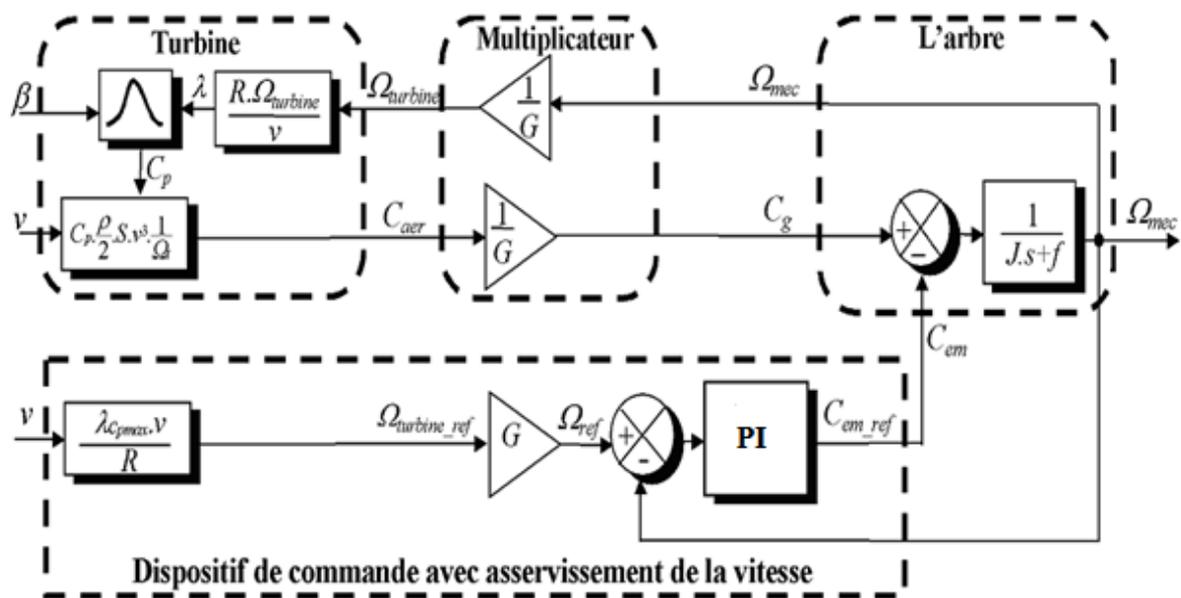


Figure III.4. Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite avec asservissement de la vitesse.

Différentes technologies du correcteur peuvent être considérées pour l'asservissement de vitesse. Dans l'annexe (C) nous détaillons le type de régulateur de correcteur proportionnel intégral (PI).

III.2.1.4. Résultats de simulation

Le modèle de la turbine présenté dans la figure (III.4) ainsi que toutes les structures de commande sont faits sous l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats de la simulation que nous allons présenter sont prévus pour une turbine de 10 kW, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe (A).

Afin d'exploiter le maximum d'énergie cinétique du vent disponible, le système nommé MPPT est indispensable. La puissance captée par la turbine éolienne peut être essentiellement maximisée en ajustant le coefficient C_p . Ce coefficient dépend de la vitesse de la génératrice (ou encore du ratio de

vitesse λ). A cet effet, il est nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée (le couple) en ajustant la vitesse de rotation de la turbine à sa valeur de référence quelle que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice.

Nous avons effectué des simulations pour asservir la vitesse mécanique. Pour montrer cela, on a adapté un régulateur classique de type PI (Annexe C). La simulation du fonctionnement de la turbine a été réalisée par le logiciel Matlab/Simulink pendant une durée égale à 10 s

La figure (III.5.a) présente le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne dont la valeur moyenne est autour de (6.5m/s). Cette vitesse est estimée en l'Algérie et en particulier dans le sud et l'ouest.

Les résultats de la simulation montrent que la variation de la vitesse mécanique (rotor) figure (III.5.b) est adaptée à la variation de la vitesse du vent. Ceci montre l'influence de la variation de la vitesse mécanique en fonction de la vitesse du vent, et on constate que la vitesse mécanique suit à chaque instant sa valeur de référence.

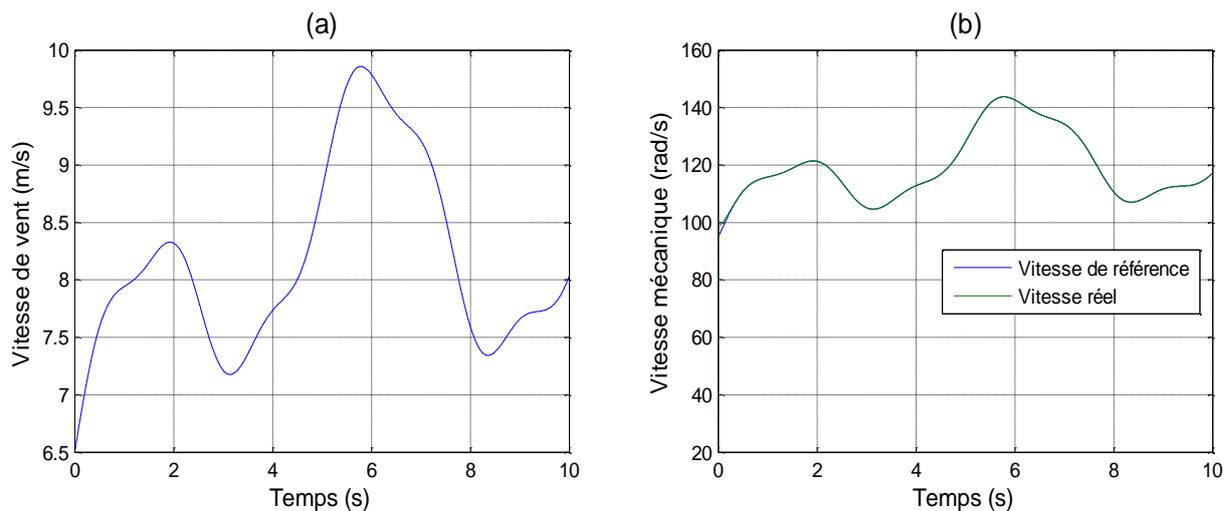


Figure III.5. Allure de la vitesse : (a) du vent; (b) Mécanique.

Concernant le coefficient de puissance représenté dans la figure (III.6.a) est obtenu pour un angle de calage fixe ($\beta = 0^\circ$), qui nous donne un $\lambda_{opt} = 8.1$ montré dans la figure (III.6.b).

On remarque que le C_p et λ atteignent ces valeurs maximums, ils cherchent à être gardé en maximum possible dont le but d'augmenter la production, et varie légèrement selon le changement de la vitesse du vent.

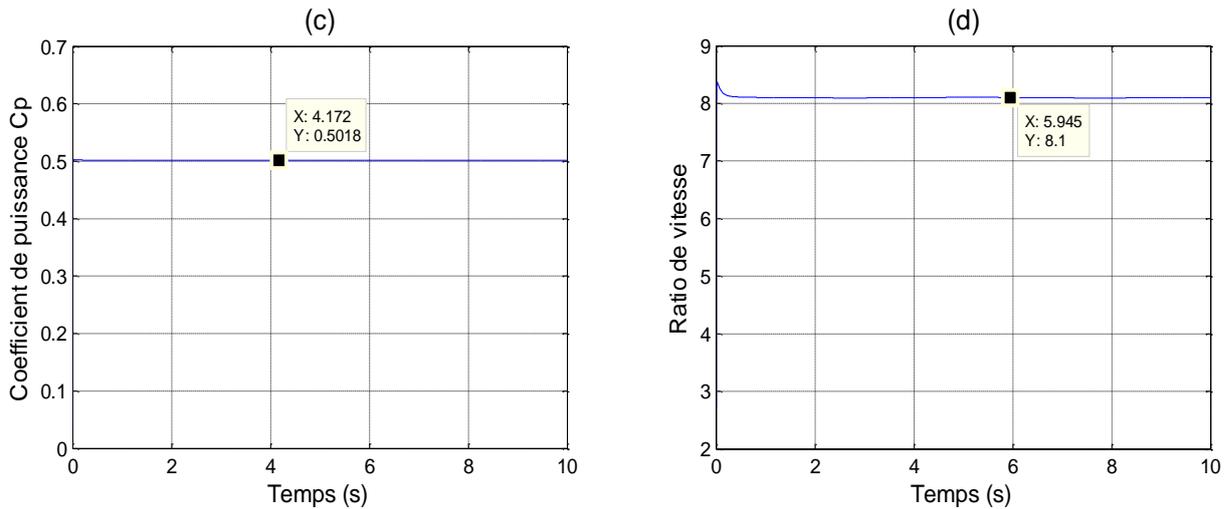


Figure III.6. Performance de MPPT (a) Le coefficient de puissance (b) Ratio de puissance $\hat{\lambda}$.

III.2.2 Contrôle de la partie électrique de l'éolienne

III.2.2.1. Commande vectorielle

III.2.2.1.1. Description de la commande

Les qualités de la machine à courant continu, résumées essentiellement dans le découplage naturel entre le flux et le couple, ont fait de cette machine pendant longtemps, le meilleur moyen utilisé dans les entraînements électrique à vitesse variable [2].

Cependant, la présence du collecteur mécanique dont est dotée la machine à courant continu, limite son emploi à des domaines où la vitesse et la puissance sont relativement réduites. Cette limitation a contraint les chercheurs à la remplacer par la machine asynchrone à cage ou à rotor bobiné. En effet, la machine à induction de par sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible coût, nécessite peu d'entretien, qualités que ne possède pas la machine à courant continu. En revanche, la commande de la machine à induction est difficile. Cette difficulté vient du fait que dans cette machine le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor. Par conséquent, toute variation du couple induite par augmentation ou diminution du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage des grandeurs du couple et du flux [2].

Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse en 1971 ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (field oriented control) ou la commande par orientation du flux, elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct de repère choisi. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques,

plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant du point de vue rapidité et précision. L'application de cette dernière à la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée [3] et constitue actuellement un domaine de recherche.

III.2.2.1.2. Principe de la commande vectorielle

La commande d'une machine à courant alternatif est effectuée en général par deux techniques, l'une classique (commande scalaire), et l'autre moderne (commande vectorielle). Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quel que soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [3]. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. Le principe de cette dernière consiste à transformer le modèle de la machine asynchrone à une structure similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée et compensée.

En effet, en absence de la saturation et de la réaction magnétique d'induit, le flux principal de l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation I_f . Il n'est pas affecté par le courant d'induit I_a à cause de l'orientation perpendiculaire des flux statoriques et rotoriques. C'est pourquoi, le couple électromagnétique d'une machine à courant continu à excitation séparée est directement proportionnel au courant de l'induit I_a pour une valeur constante du flux, ce qui présente un réglage rapide du couple. Et pour la machine asynchrone, l'angle entre les deux champs statoriques et rotoriques est différent de 90° . L'idée proposée par Blaschke et Hasse, c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée figure (III.7). Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct. Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante figure (III.8).

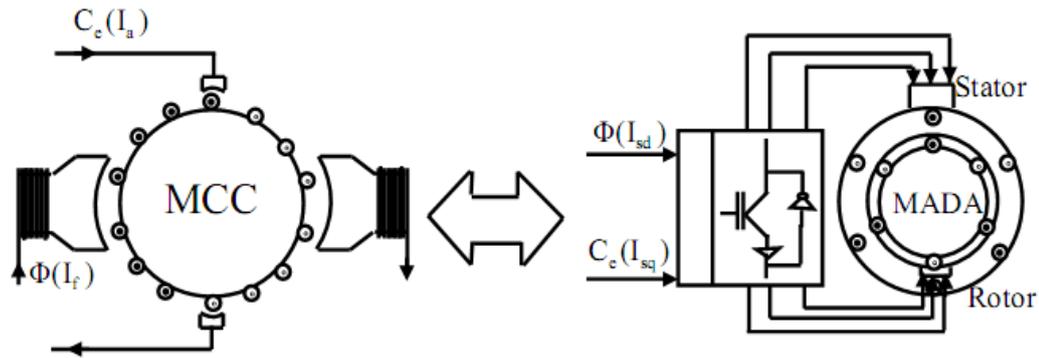


Figure III.7. Analogie entre la commande de la machine à courant continu et la MADA.

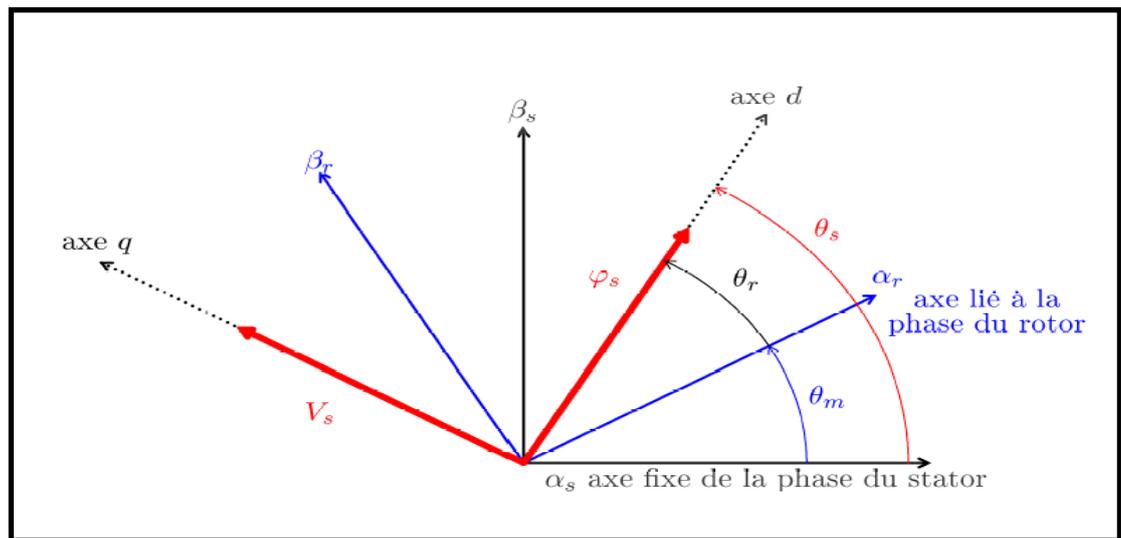


Figure III.8. Position du référentiel par rapport au flux

III.2.2.1.3. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer[2][3][4] :

- ❖ Suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
 - Commande en courant (CurrentControlledInverter).
- ❖ Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - Commande vectorielle de flux rotorique ;
 - Commande vectorielle de flux statorique ;
 - Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- ❖ Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

III.2.2.1.4. Procédé d'orientation du flux

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Par le choix du repère lié au champ tournant, il découle que le flux à orienter statorique, rotorique ou d'entrefer doit coïncider avec l'axe «d». Afin d'obtenir un couple maximal, nous devons imposer l'une des conditions suivantes [2] :

A. Orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

B. Orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s \\ \phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

C. Orientation du flux magnétisant :

$$\begin{cases} \phi_d = \phi \\ \phi_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Dans le cadre de cette thèse, nous développons la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du repère (d, q) suivant le flux statorique. Cette dernière se décompose en trois parties :

- Le contrôle du flux
- Le contrôle des courants statoriques
- Le découplage ou compensation.

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

III.2.2.1.5. Modèle de la MADA à flux statorique orienté

Dans ce qui suit nous allons supposer que l'axe «d» du repère de Park est orienté suivant le flux statorique. Ce choix n'est pas au hasard, mais il se justifie par le fait que la machine est souvent couplée à un réseau puissant de tension et de fréquence constante, ce qui entraîne un flux constant au stator de la machine[5].

Nous rappelons le système d'équations différentielles électrique et magnétique décrivant la machine asynchrone à double alimentation dans un repère lié au champ tournant qui est donné dans les systèmes d'équation (II. 48) et (II. 49).

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine asynchrone à double alimentation. On oriente le repère (d, q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique ϕ_s .

Ainsi :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \phi_s \\ \phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les systèmes d'équation (III. 48) et (III. 49) peuvent se simplifier sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Si on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse souvent acceptée pour les machines de grande puissance utilisées pour la production d'énergie éolienne les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante[2][5]:

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

L'expression du couple électromagnétique devient alors :

$$C_{em} = -P \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_s i_{rq} \quad (\text{III.15})$$

Cette relation rappelle la relation du couple électromagnétique de la MCC à excitation séparée, donc le fonctionnement de la MADA est similaire à celui de la MCC (Machine à Courant Continu).

Si l'on suppose que le réseau électrique est stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique ϕ_s constant. Cette considération associée à l'équation (III.15) montre que le couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel au courant rotorique i_{rq} en quadrature.

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie par la MADA, il est pratique d'élaborer un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive. Un tel modèle peut être élaboré en établissant les relations qui lient les puissances active et réactive aux courants et tensions rotoriques.

III.2.2.1.6. Expressions des puissances actives et réactive statoriques

Les puissances active et réactive statorique, dans le repère orthogonal, s'écrivent :

$$\begin{cases} P = v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq} \\ Q = v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq} \end{cases} \quad (III.16)$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P = v_s i_{sq} \\ Q = v_s i_{sd} \end{cases} \quad (III.17)$$

Les puissances active P et réactive Q sont donc en fonction des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} respectivement, sur les quels nous avons aucune action directe. Nous devons donc chercher une relation entre les courants rotoriques et les courants statoriques.

A partir des expressions des flux statoriques, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (III.18)$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rq} \\ Q = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (III.19)$$

Il ressort de l'expression (III.19) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la

puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe «q», et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe «d» à une constante près " $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$ " imposée par le réseau[5].

III.2.2.1.7. Expressions des tensions rotoriques

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine. En remplaçant dans l'équation des flux, les courants statoriques par l'expression (III.18), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M_{sr} V_s}{\omega_s L_s} \\ \phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad (III.20)$$

En introduisant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques, on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M_{sr} V_s}{L_s} \end{cases} \quad (III.21)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques déphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M_{sr} V_s}{L_s} \end{cases} \quad (III.22)$$

A partir des équations que nous venons de mettre en place, il est possible d'établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques que cela engendre. En examinant les équations (III.19) et (III.21), on peut imaginer le schéma bloc de la MADA qui est le système à réguler ; comportant en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives engendrées figure (III.9).

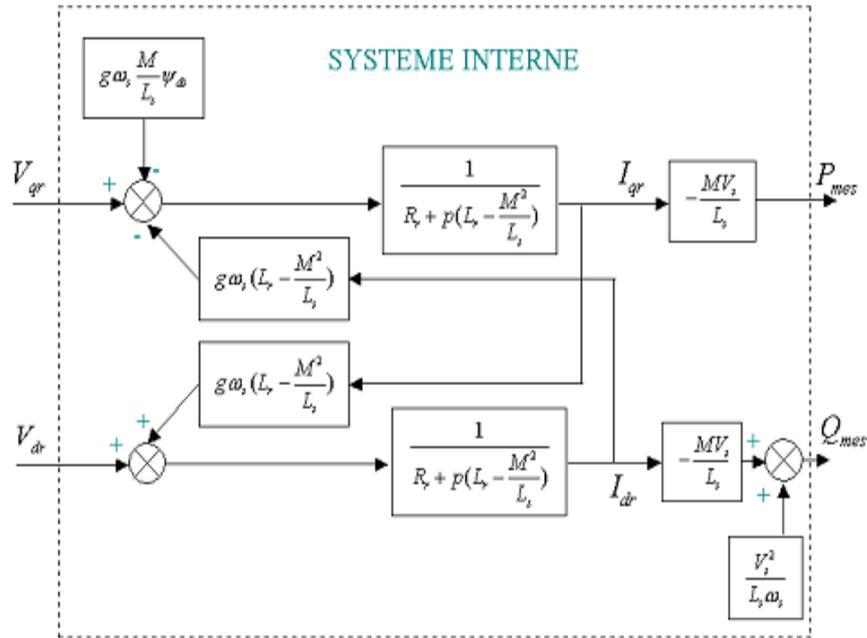


Figure III.9. Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

Avec :

V_{rd} et V_{rq} : Les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus.

L'expression $\left(L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s}\right)$ représente le terme de couplage entre l'axe direct et l'axe quadrature, son influence entre les deux axes reste minimale. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser. Le terme $g \frac{M_{sr} V_s}{L_s}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable, car il entraîne une erreur de traînage.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactives statoriques. Il montre également que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe «q» rotorique et la puissance active pour l'axe «d» rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal[6][7].

Ainsi, il existe deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [8] :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode est appelée **méthode directe**, car les régulateurs de puissances contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode, appelée **méthode indirecte**, découle directement des équations (III.19) et (III.21).

La méthode indirecte quant à elle, a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ; ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants. A partir du bloc de commande nous pouvons élaborer deux structures, l'une utilise une boucle régulant le courant, et l'autre se base sur la première en lui ajoutant une boucle régulant les puissances qui est nommée la Commande indirecte avec boucle de puissance.

III.2.2.1.8. Contrôle avec boucle de puissance

Elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine défini au paragraphe précédent ; tout en gardant les mêmes hypothèses.

En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine, mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la MADA.

On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courant rotoriques[7]:

Nous aurons donc un bloc de commande constitué de deux sous-systèmes. Le premier calcule les courants de référence à partir des consignes (Puissances actives et réactives), le deuxième calcule les tensions de référence à partir des courants rotoriques calculés par le premier sous-système [9].

Ce type de structure figure (III.10) est composé de deux boucles, la première est celle du courant tel qu'effectuée dans la section précédente, et la deuxième boucle est celle des puissances. Ainsi on aboutit à une régulation de la puissance à partir de consignes que l'on impose. Les gains des régulateurs de courants sont établis de la même manière que précédemment. Les régulateurs intervenants dans la boucle de puissance sont de type proportionnel intégral, car celui-ci offre des résultats suffisamment probants. Ces derniers seront illustrés dans (l'annexe B)[9].

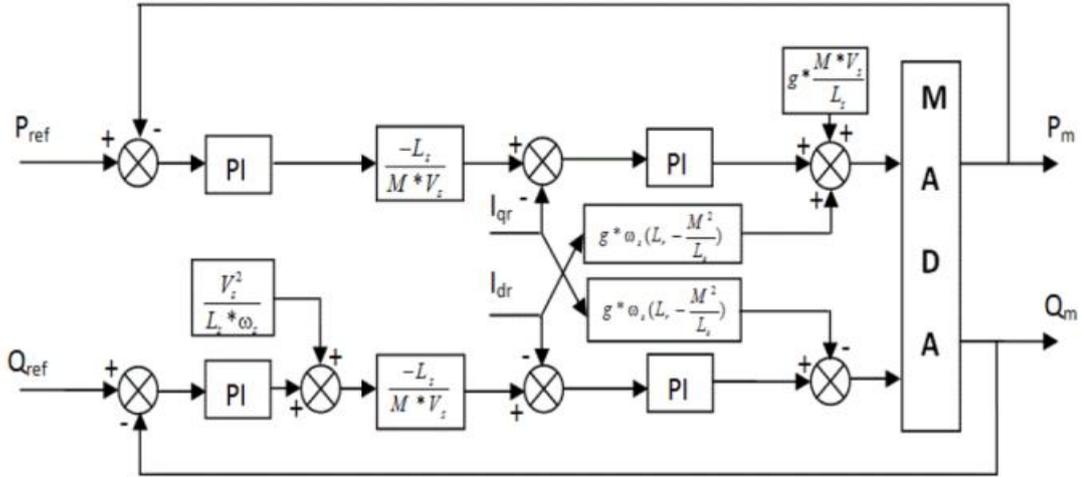


Figure III.10. Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.

III.2.2.1.9. Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirecte des puissances actives et réactives par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB.

Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse constante.

La stratégie de la commande indirecte de puissances de la MADA a été validée par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA utilisée pour la simulation sont donnés par l'annexe A. On a réalisé deux points de fonctionnement, l'un à vitesse fixe (110 rad/s) et l'autre à vitesse variable (turbine éolienne).

La vitesse du vent est modélisée sous la forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques :

$$v_v(t) = 6.5 + (0.5 * \sin(0.1047 * t) + 2 * \sin(0.2665 * t) + \sin(1.2930 * t) + 0.2 * \sin(3.6645 * t))$$

A vitesse fixe nous avons soumis le système à un échelon pour la puissance active, et pour une vitesse variable, on a la puissance active statorique de référence P_s^* qui est la multiplication de C_{em} (obtenu par la commande MPPT) et la vitesse de rotation de la MADA.

Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse constante.

- **Vitesse de rotation fixe**

Les figures ci-dessus représentent les résultats de la simulation obtenue par la commande du convertisseur CCM c'est la commande indirect des puissances générées au niveau du stator de la MADA. La commande permet de découpler les expressions de la puissance active et réactive du générateur ou encoure celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique contrôle la puissance active, et la composante directe contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été suivies par la MADA pour les deux puissances active et réactive.

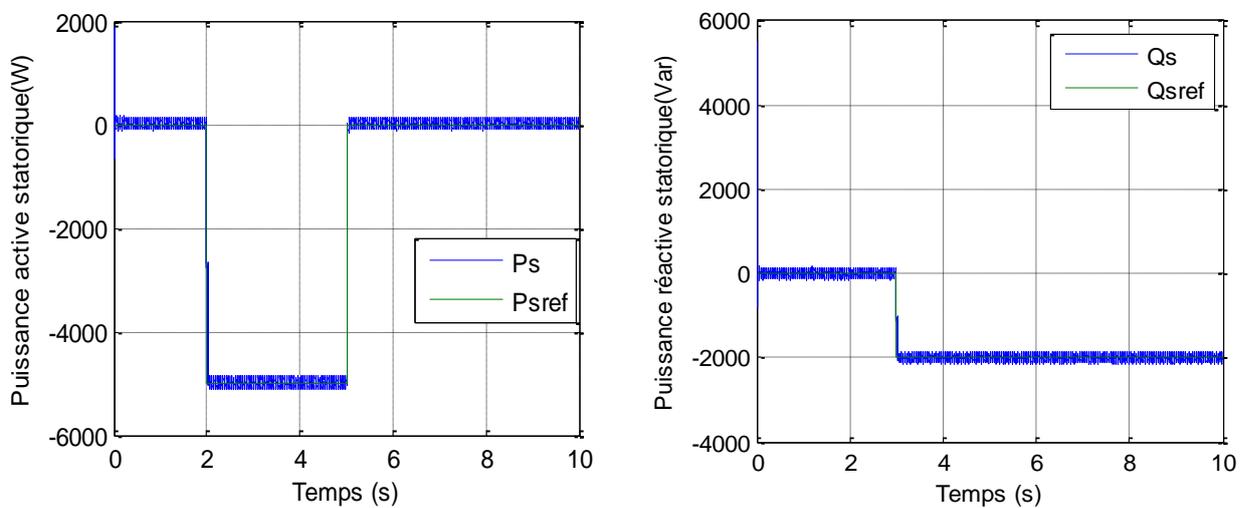


Figure III.11. Les puissances active et réactive statoriques

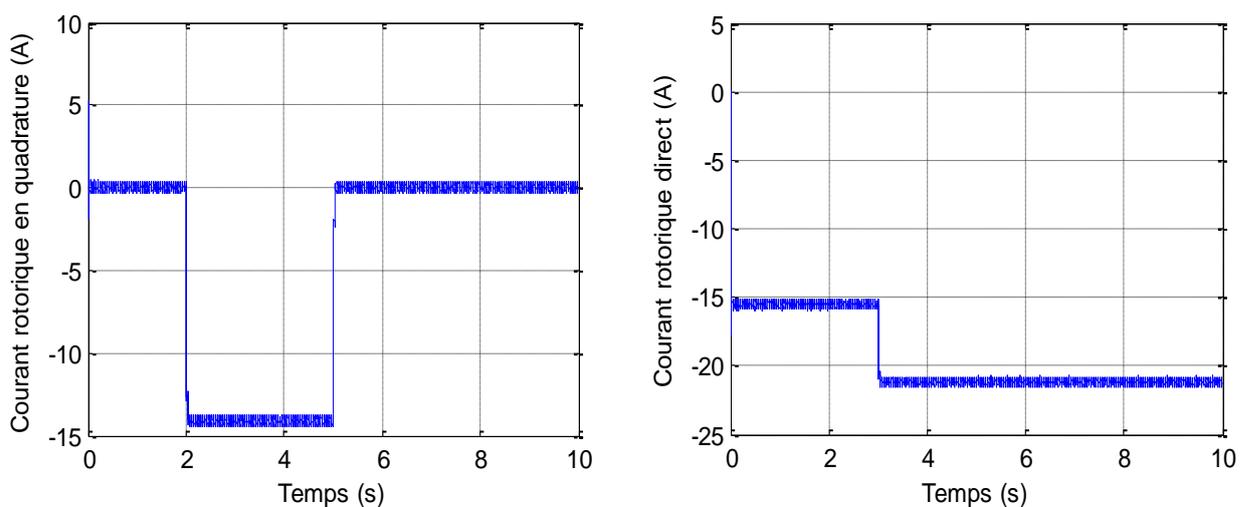


Figure III.12. Les courants rotoriques (en quadrature et direct) de la MADA.

- **vitesse de rotation variable**

Nous remarquons que les grandeurs de référence ont été bien suivies pour les deux puissances active et réactive. La puissance active statorique a la même allure que celle de la vitesse du vent.

La Figure (III.13) montre que la turbine présente une bonne adaptation à la variation du vent grâce à la commande MPPT.

Nous remarquons également que la puissance active (Figure.III.14) est négative ce qui signifie que la MADA produit de l'énergie et la fournit au réseau.

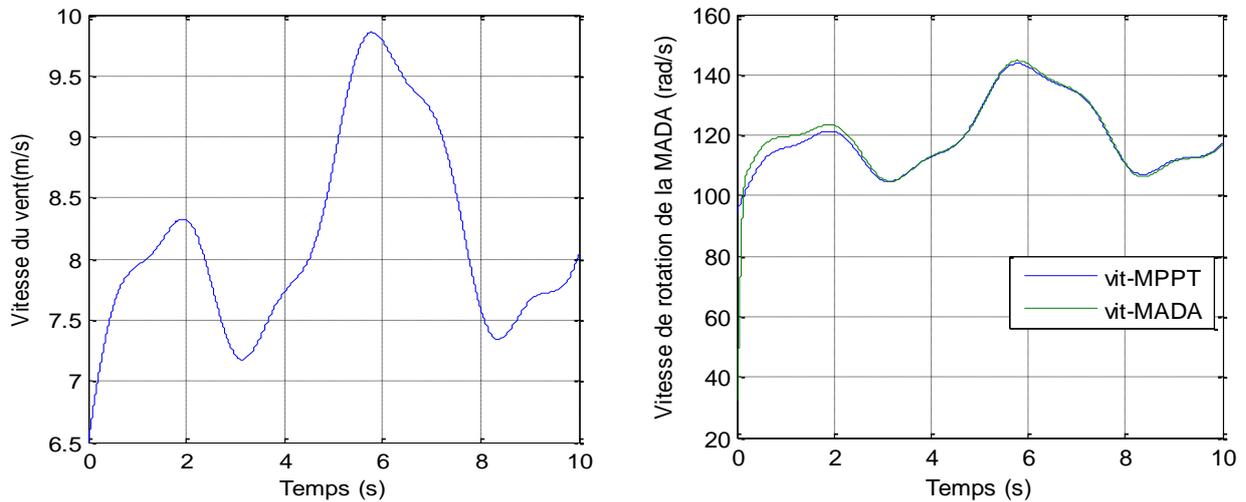


Figure.III.13.profil du vent et de la vitesse de la MADA

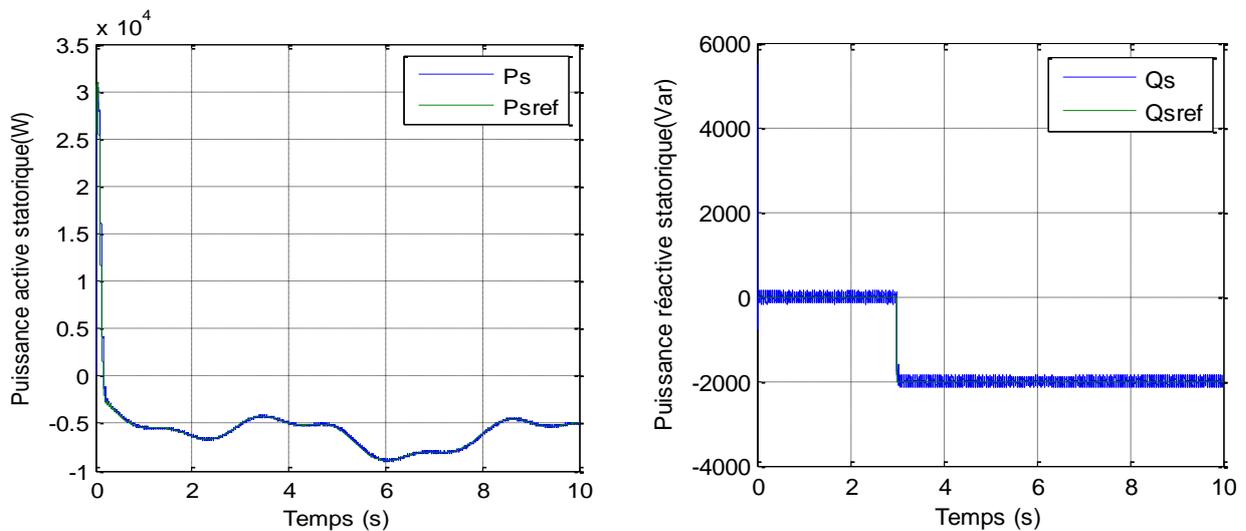


Figure.III.14. les puissances active et réactive statorique

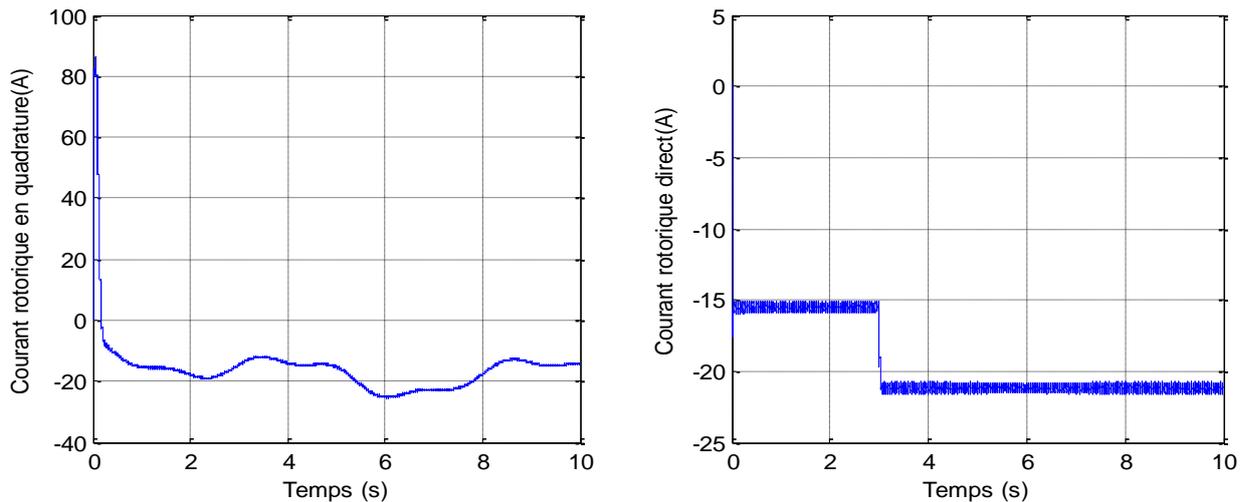


Figure.III.15. Les courants rotoriques (en quadrature et direct)

III.3. Contrôle de la chaîne photovoltaïque

Dans le but d'améliorer le rendement du générateur photovoltaïque (PV) autrement dit maximiser la puissance délivrée à la charge reliée aux bornes du générateur[10], et transférer à la charge la technique utilisée classiquement, il faut utiliser un étage d'adaptation entre le GPV et la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant grâce à un paramètre de contrôle, le transfert du maximum de puissance[11]. Donc plusieurs critères d'optimisation de l'efficacité du système photovoltaïque ont été appliqués. Parmi ces techniques on trouve la technique de Poursuite du Point de Puissance Maximale, connue par Maximum Power Point Tracking (MPPT) [10].

III.3.1. Le contrôle MPPT

Le contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un organe fonctionnel du système PV. Il permet de chercher le point de fonctionnement optimal du générateur PV dans des conditions météorologiques et de charge stables. Que ce soit une commande analogique ou digitale, le principe de régulation est basé sur la variation automatique du rapport cyclique D à la valeur adéquate de manière à maximiser la puissance à la sortie du panneau PV[10].

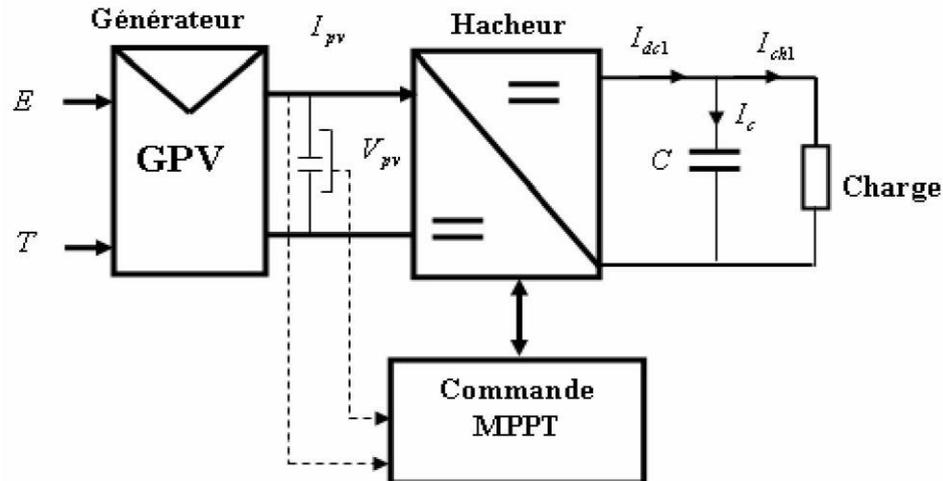


Figure III.16. Schéma synoptique du système PV par une commande MPPT[10].

III.3.2. Les différentes techniques d'MPPT

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT[12]. Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du module solaire pour que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système[13].

Le point de puissance maximale est habituellement contrôlé par deux variables de commande, la tension ou la puissance, qui sont à chaque fois mesurées et employées à nouveau dans une boucle pour déterminer si le module solaire est au point de puissance maximale. Parmi les méthodes proposées pour la recherche de ce point, il existe des méthodes classiques et des méthodes optimales:

- Méthodes conventionnelles (classiques) :
 - Méthodes à contre réaction de tension.
 - Méthodes à contre réaction de courant.
 - Méthodes à contre réaction de puissance :
 - ✓ Méthode de perturbation et d'observation (P&O).
 - ✓ Méthode de conductance incrémentée (IncCond).
- Méthodes optimales (sinusoidal extremum seeking control) (sin ESC)[10].

III.3.3. Le fonctionnement de l'algorithme P&O

La méthode utilisée pour contrôler le point de puissance maximale est la méthode de perturbation et d'observation (P&O). Cette dernière est une approche largement répandue pour la détermination du point PPM. Ce dernier utilise comme entrée les valeurs de la tension V du panneau et

le courant I du panneau, et comme sortie soit la valeur de la tension de référence V_{ref} soit le rapport cyclique. Comme son nom l'indique la méthode de P&O, fonctionne par la perturbation du système soit par l'augmentation ou la diminution de la tension de fonctionnement et d'observer son impact sur la puissance de sortie du panneau. La figure (III.17) donne l'organigramme de cet algorithme.

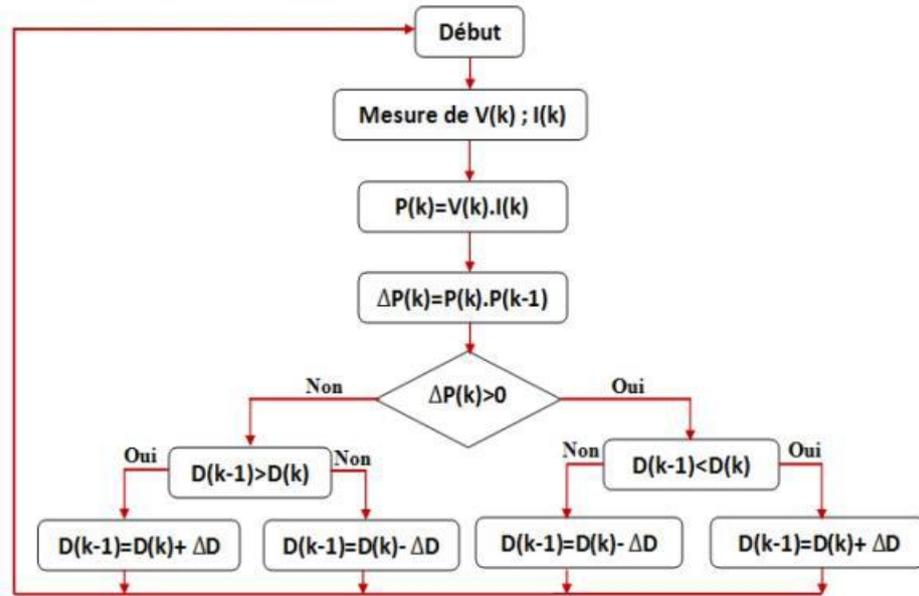


Figure III.17. Organigramme de l'algorithme 'Perturbation et Observation' (P&O)[12]

Cet algorithme est conçu de sorte qu'il fonctionne sur un calculateur et donc à chaque cycle de l'algorithme, V et I sont mesurés pour calculer $P(k)$. Cette valeur $P(k)$ est comparée avec celle de $P(k-1)$. Si la puissance de sortie a augmenté depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie continuera dans la même direction que celle qui a été prise au dernier cycle. Si la puissance de sortie a diminué depuis la dernière mesure, la tension V du GPV est perturbée dans la direction opposée à celle de l'itération précédente[14]. L'algorithme MPPT 'P&O' est le plus couramment utilisé dans les produits commerciaux photovoltaïques[12]. La figure (III.18) montre bien que l'on se rapproche alors dans chaque cas du Point Maximum de Puissance (MPP)[10].

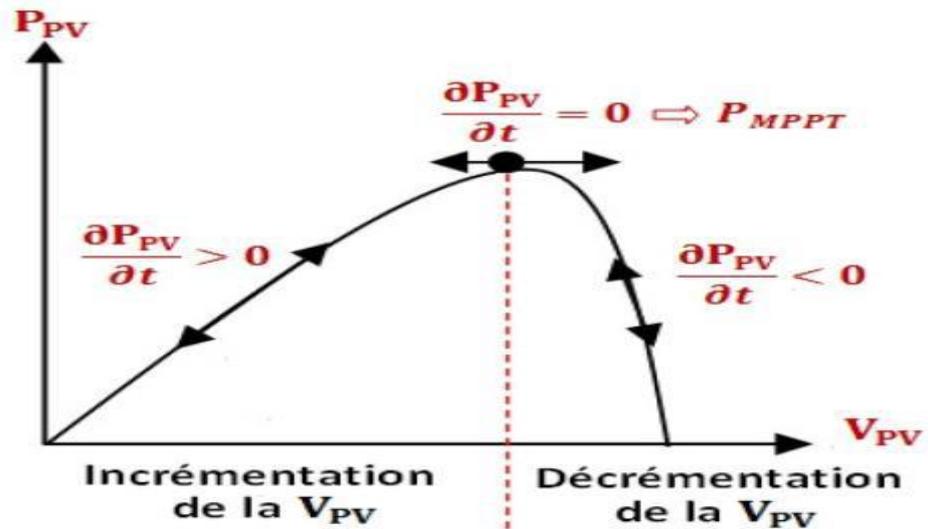


Figure III.18. Caractéristique $P_{PV}(V_{PV})$ [12].

III.4. Contrôle du convertisseur coté réseau[15]

Dans cette étape, nous nous intéressons au contrôle et à la connexion du convertisseur coté réseau (CCR), avec le réseau électrique via le filtre RL. Schéma synoptique de cette commande représenté par Figure (III.19).

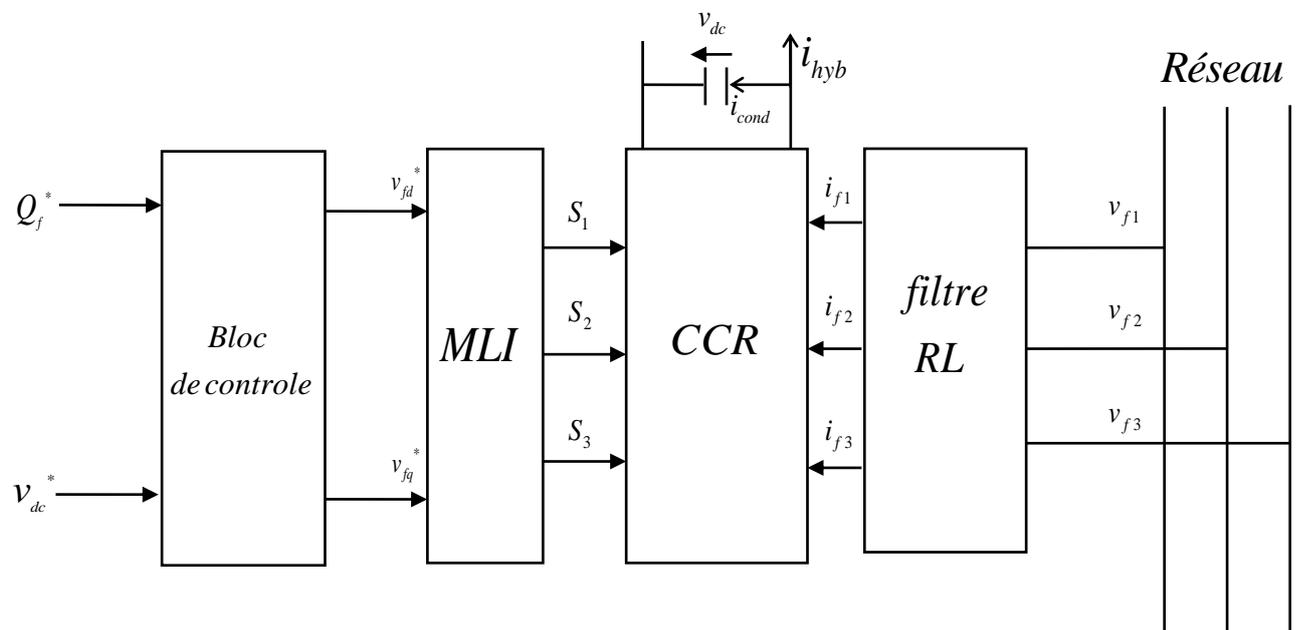


Figure III.19. Schéma synoptique du contrôle de CCR

III.4.1. Contrôle des courants transitant dans le filtre

Dans le repère (d, q) lié au champ tournant statorique, on a les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{fd} = R_f \cdot i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} + e_{fd} \\ v_{fq} = R_f \cdot i_{fq} + L_f \frac{di_{fq}}{dt} + e_{fq} \end{cases} \quad (III.23)$$

$$\begin{cases} e_{fd} = \omega_s \cdot L_f \cdot i_{fq} \\ e_{fq} = -\omega_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + v_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

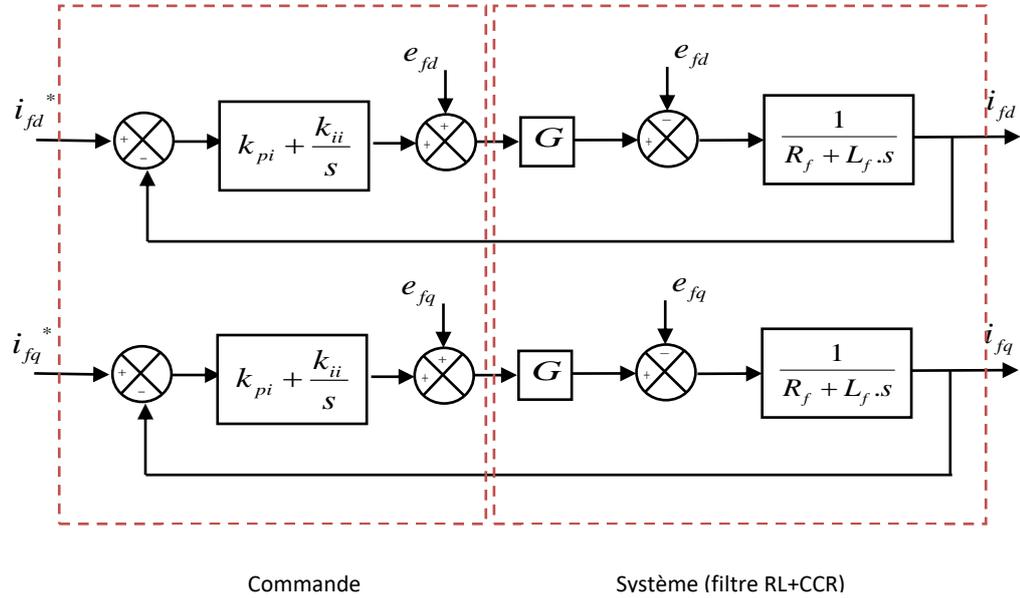


Figure III.20. Contrôle des courants du filtre RL

Avec :

V_{f123}, i_{f123} : Les tensions et les courants du réseau

V_{fdq}, i_{fdq} : Les tensions et les courants du réseau dans le repère (d, q)

R_f, L_f Résistance et inductance du filtre.

III.4.2. Contrôle de la tension du bus continu

Nous pouvons exprimer les puissances mises en jeu sur le bus continu :

$$\begin{cases} P_{red} = v_{dc} \cdot i_{red} \\ P_c = v_{dc} \cdot i_{cond} \\ P_{ond} = v_{dc} \cdot i_{ond} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

La liaison entre ces puissances est exprimée par la relation :

$$P_{red} = P_c + P_{ond} \quad (\text{III.26})$$

On a aussi, si en négligeant les pertes dans la résistance R_f du filtre RL

$$\begin{cases} P_f = v_{sq} \cdot i_{fq} \\ Q_f = v_{sq} \cdot i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Si l'on néglige l'ensemble des pertes joule devant la puissance échangée entre le rotor de la MADA et le réseau électrique, on peut alors écrire :

$$P_f = P_{red} = P_c + P_{ond} \quad (III.28)$$

La référence de puissance pour le condensateur est liée au courant de référence circulant dans le condensateur :

$$P_c^* = v_{dc} \cdot i_{cond}^* \quad (III.29)$$

La Figure (III.21) présente le schéma bloc de contrôle de tension du bus continu avec un régulateur PI

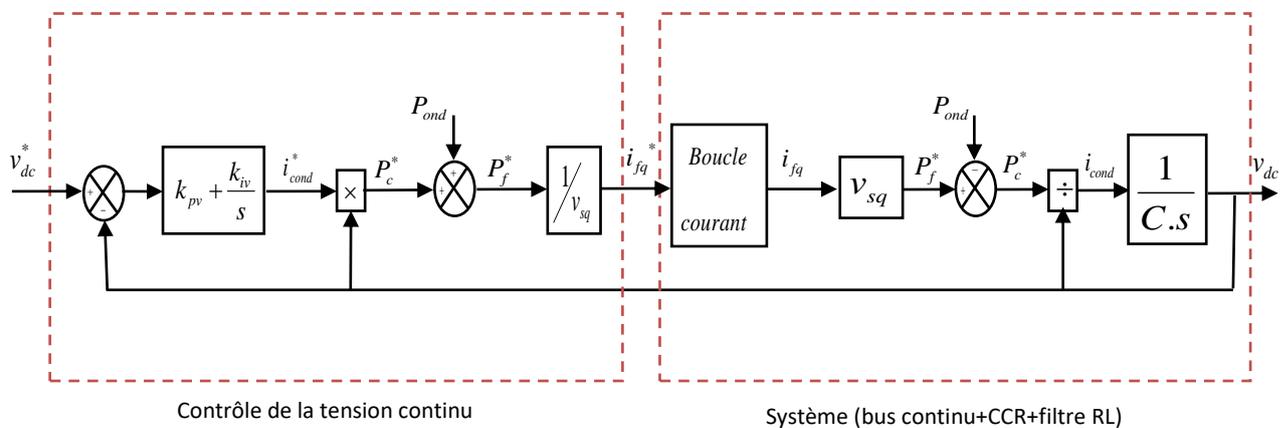


Figure.III.21 Boucle de régulation de la tension du bus continu[15].

III.4.3. Résultats de simulations

Pour tester le comportement du système hybride soumis à des variations climatiques (vent et éclairage), nous avons utilisé un profil de la variation de vitesse de la MADA représenté dans la figure (III.22) avec un éclairage constant de valeur moyenne 1000W/m².

Les figures (III.23) et (III.24) montrent respectivement les résultats de simulation de la tension et le courant (éolienne+PV) pour des conditions météorologiques moyennes (éclairage 1000 w/m² et température 25°C), et la vitesse de rotation variée suivant la figure (III.22) en deux mode de fonctionnement (hypo-synchrone et hyper-synchrone).

D'après la figure (III.25), on observe que la tension du bus continu reste en moyenne égale à 620V.

Nous remarquons sur les Figure(III.24) que la tension du réseau est déphasée de ($\pi/2$) par rapport au courant du filtre, ce qui montre que nous avons un facteur de puissance unitaire et que la puissance active injectée est négative, ce qui confirme que la chaîne hybride injecte de l'énergie électrique au

réseau, avec une variation d'amplitude lorsqu'il y a un changement de mode de fonctionnement de la MADA (hypo-synchrone et hyper-synchrone).

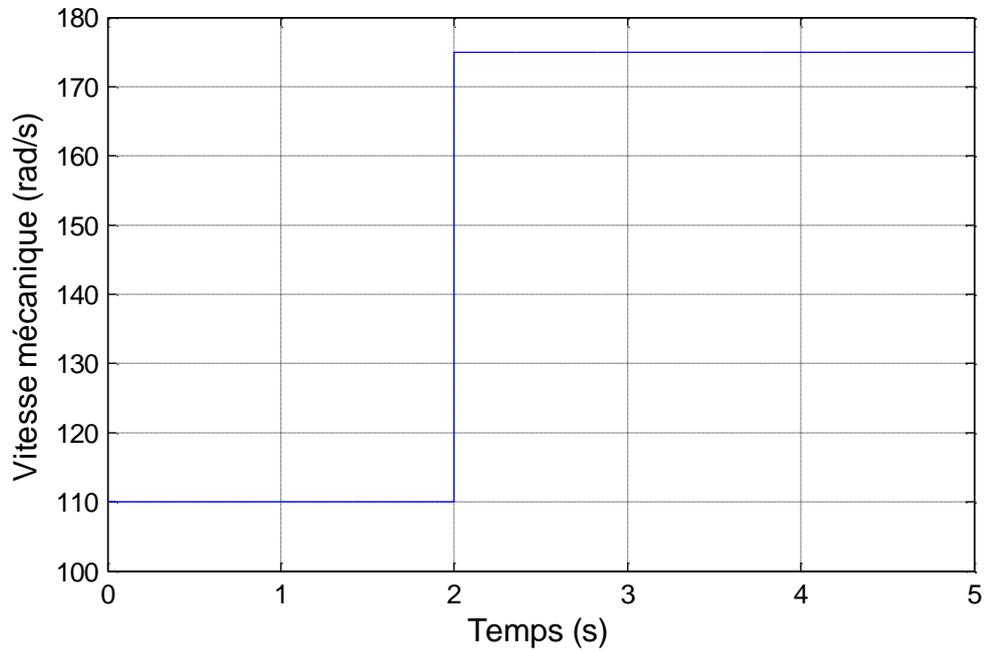


Figure.III.22 vitesse de rotation de la MADA.

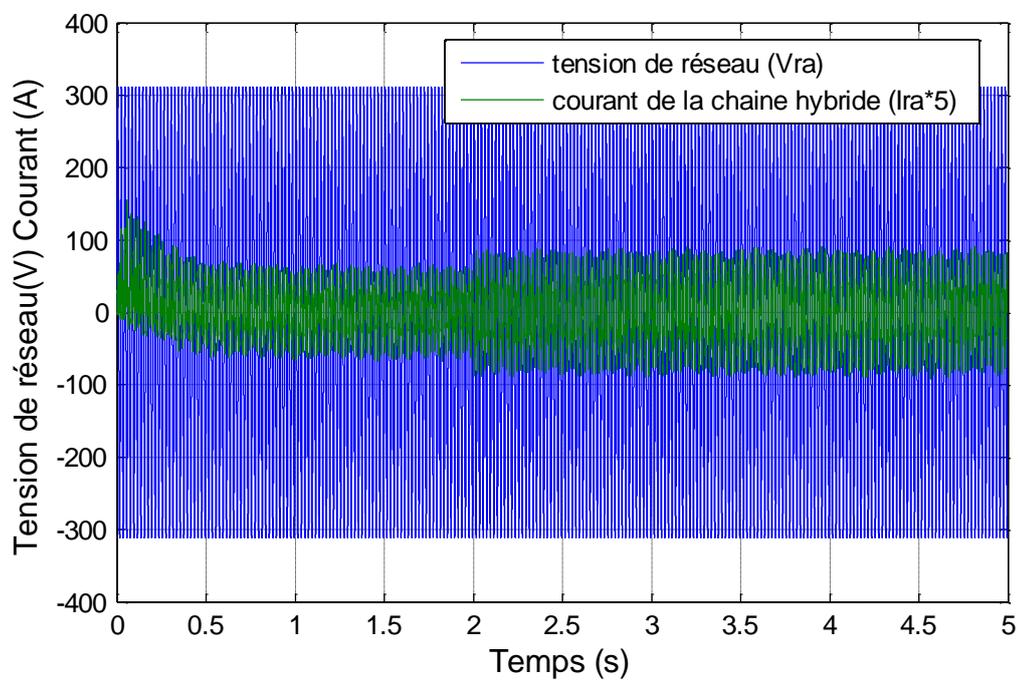


Figure.III.23 Tension de réseau et courant de filtre.

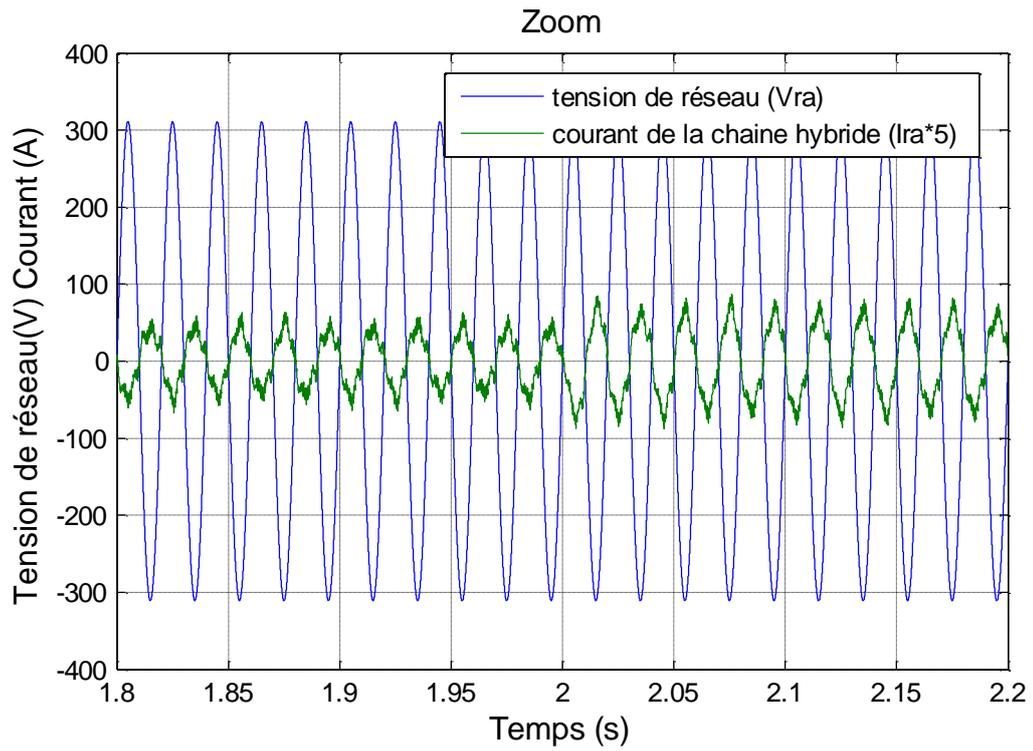


Figure.III.24 Zoom sur la tension et le courant.

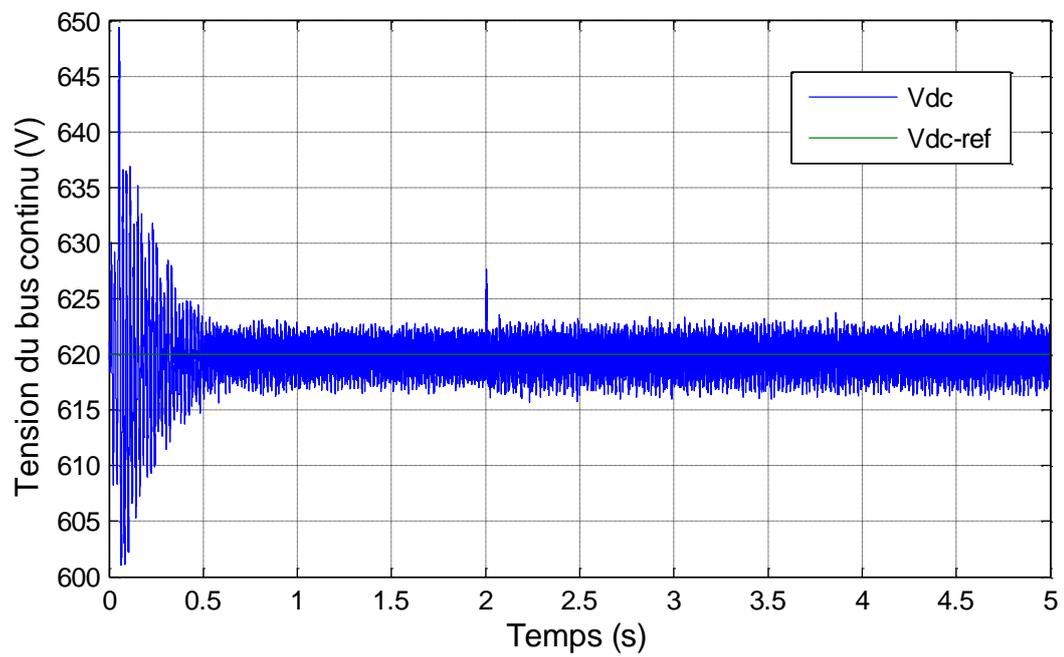


Figure.III.25 Tension du bus continu.

Pour tester l'efficacité de l'algorithme utilisé dans le système de conversion photovoltaïque, nous avons utilisé un profil d'éclairement représenté dans la figure (III.26) avec une température constante égale à 25°C.

D'après la figure (III.29), on observe que la tension du bus continu reste en moyenne égale à 620V. La figure (III.28) montre le maintien du courant déphasé de $(\pi/2)$ par rapport à sa force électromotrice. Nous remarquons sur la Figure(III.28) que la tension du réseau de la chaîne hybride est déphasée de $(\pi/2)$ avec le courant du filtre, ce qui montre que nous avons un facteur de puissance unitaire et que la puissance active injectée est négative, ce qui confirme que la chaîne hybride injecte de l'énergie électrique au réseau, avec une variation d'amplitude, lorsque il y a un changement de l'éclairement.

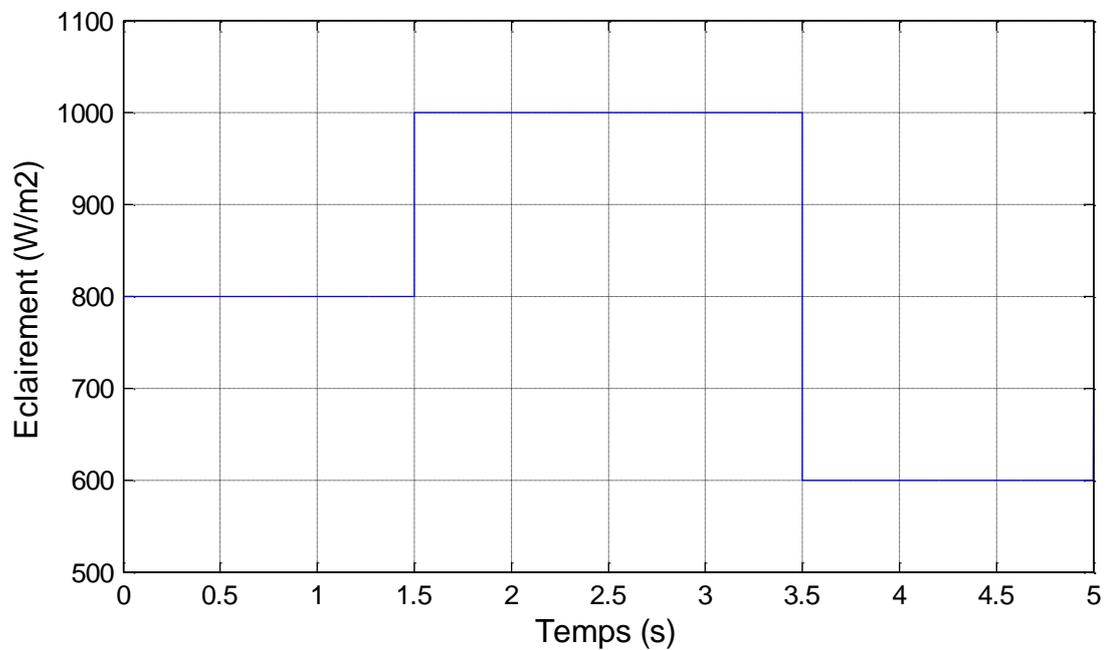


Figure.III.26 variation de l'éclairement.

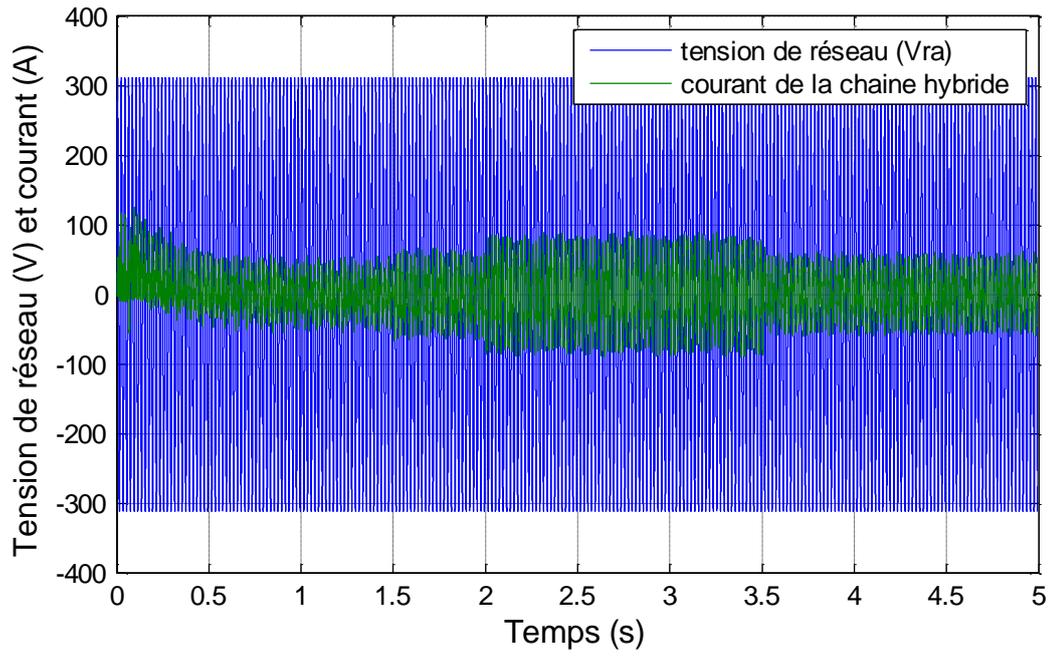


Figure.III.27 Tension de réseau et courant de filtre.

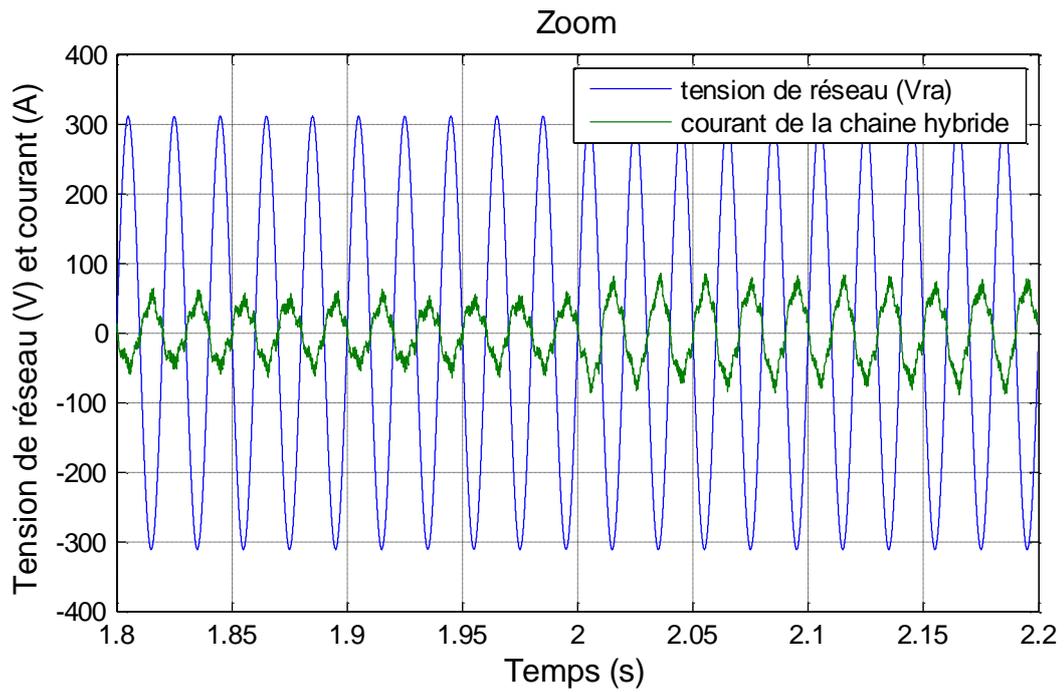


Figure.III.28 Zoom sur la tension et le courant.

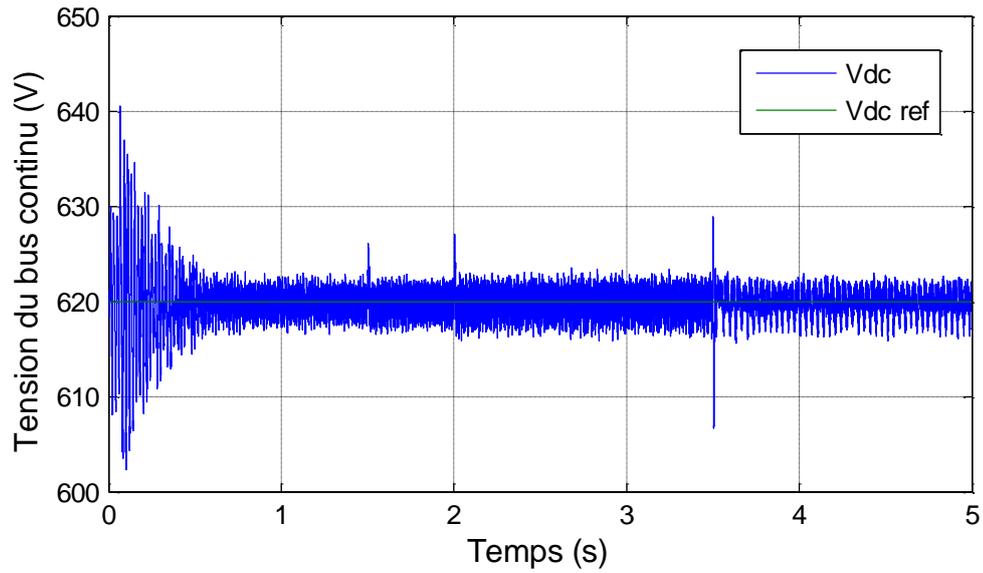


Figure.III.29 Tension du bus continu.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un système d'énergie hybride constitué par une éolienne associée à des panneaux photovoltaïques. Les lois classiques de commande des différentes parties du système ont été aussi détaillées. Les résultats des différentes simulations réalisées, ont été commentés et ont permis de valider les modèles mathématiques du système hybride (éolien et photovoltaïque).

III.6. Références bibliographiques

- [1] S. EL Aimani, « Modélisation de différentes technologies d'éolienne intégrées dans un réseau de moyenne tension », thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, FRANCE, 2004.
- [2] R. Kezerli, « Alimentation et commande d'une MADA connectée au réseau local, en utilisant les convertisseurs multi niveaux », Mémoire magister, Université des sciences et la technologie « Houari Boumediene », Alger, Algérie, 2009.
- [3] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Mémoire magister, Université El hadj lakhdar Batna, Algérie, 2009.
- [4] I. hamzaoui, « Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur », Mémoire magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [5] S. Metatla, « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA », Mémoire magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [6] F. Poitiers, « Etude et Commande de Génératrice Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne », thèse de doctorat, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, FRANCE, 2003.
- [7] A. Moussa Siddo et I. Soumana Nouhou, « Etude du générateur asynchrone pour l'utilisation dans la production de l'énergie éolienne », Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007.
- [8] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production d'éolienne », thèse de doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy I, FRANCE.
- [9] Y. A. Bencherif, « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation pour la production de l'énergie éolienne », Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [10] C. Mati, « Simulation et commande optimale d'un système de pompage d'énergie dans un système photovoltaïque », Mémoire magister, université Ferhat abbas -Sétif, Algérie.
- [11] F. Z. Zerhoni, M. H. Zerhoni, M. Zegrar, et A. B. Stambouli, *Recherche du maximum de puissance d'un générateur photovoltaïque*. Mediamira Science Publisher, 2012.
- [12] H. Mabrouk, S. Mebrouk, A. B. H. Adamou-Mitiche, et M. Saraoui, « Etude de la technique d'optimisation sur le système de pompage photovoltaïque au fil de soleil », *Rev. Energ. Renouvelables*, vol. 17, n° 4, p. 579–588, 2014.
- [13] M. F. Yaden *et al.*, « Conception et réalisation d'un système photovoltaïque muni d'une commande MPPT numérique », *Rev. Energ. Renouvelables*, vol. 14, n° 1, p. 171–186, 2011.
- [14] A. Talha et S. Boukhalifa, « Développement d'une Méthode MPPT pour un Système Photovoltaïque ».
- [15] A. Gaillared, « 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 d'Henri Poincaré, Nancy I, FRANCE, 2010.

Chapitre IV:
***Optimisation de puissance de la
chaine éolienne sans capteur de
vitesse***

IV.1. Introduction

Le contrôle sans capteur mécanique suscite un grand intérêt dans toute la gamme de puissance des entraînements à vitesse variable. Pour les variateurs de faible puissance, le coût et l'encombrement du capteur de vitesse étaient prohibitifs vis-à-vis de ceux du variateur. De plus beaucoup d'applications de faible puissance ne nécessitent pas une connaissance précise de la vitesse. Pour les moteurs de forte puissance, ce n'est pas le coût du capteur qui intervient en premier, mais les problèmes liés à son montage et à sa maintenance. Il n'y a pas toujours de bout d'arbre de machine disponible pour le capteur de vitesse. De plus sur les équipements de grandes puissances, les vibrations et les mouvements axiaux détériorent le capteur et son accouplement, ainsi que la qualité des mesures de vitesse[1].

Toutes ces considérations amènent à remplacer les capteurs de vitesse par des estimateurs ou des observateurs [1].

Dans ce chapitre, on présente les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique (utilisation des observateurs) et l'historique de ces stratégies et leurs principes de fonctionnement.

IV.2. Observation et estimation pour la machine asynchrone

L'objectif d'un observateur ou d'un estimateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe. Pour la machine asynchrone, il y a différentes structures d'observateurs d'état, elles sont très performantes. Les algorithmes d'observation utilisent le modèle analytique de la machine qui permet l'estimation de la vitesse et du flux rotorique à partir des courants et tensions du statorique [2].

La structure d'observateur est celle indiquée sur la figure (IV.2). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains 'K' permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [3].

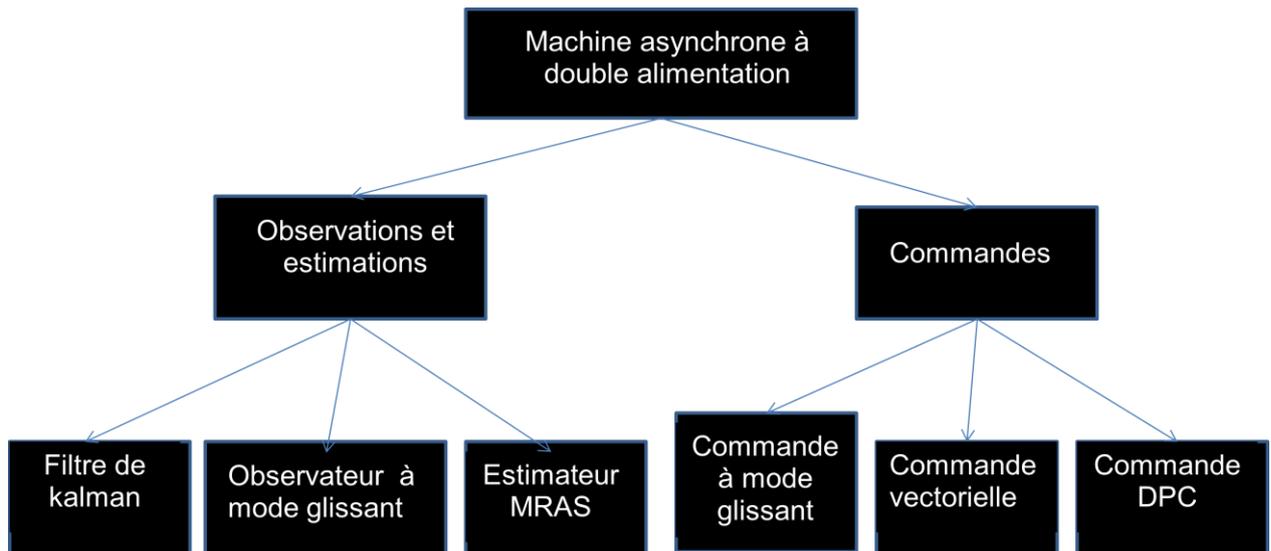


Figure IV.1 Organigramme représentant les différentes commandes et observations qui s’appliquent sur la machine asynchrone a double alimentation

Parmi les méthodes d’observations, on peut citer les observateurs déterministes suivants (figure IV.1) :

- Le filtre de kalman.
- L’observateur à structure variable par mode glissant.
- les estimateurs basés sur la théorie du système adaptatif avec modèle de référence ‘MRAS’.

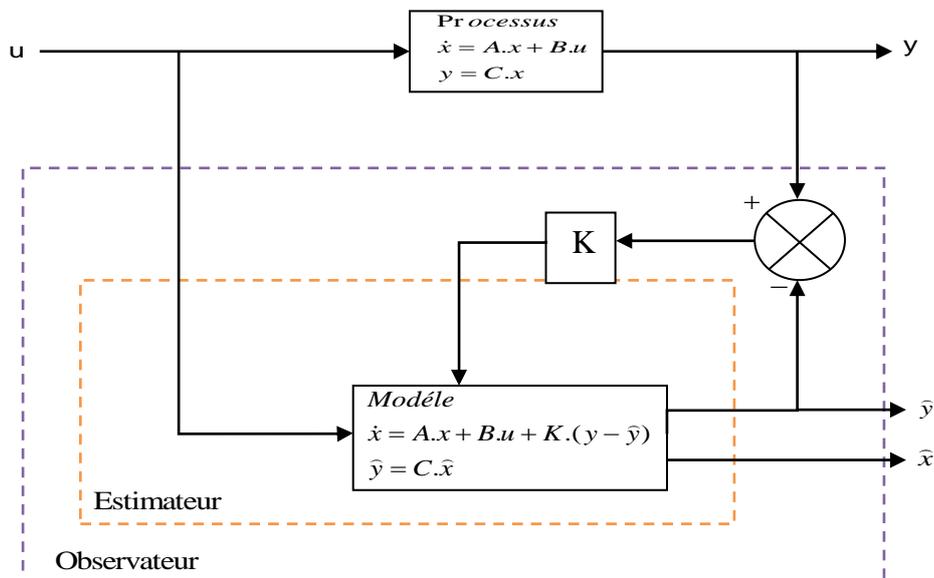


Figure IV.2 Schéma de principe d’un observateur d’état.

IV.2.1. Filtre de Kalman

En 1960, *Rudolf Kalman* a introduit son approche en se basant sur une présentation d'état discrète et linéaire d'un processus. La forme continue de ce filtre a ensuite été développée par *Richard Bucy* et *Rudolf Kalman* [5].

Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée, dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courants statoriques, flux rotoriques et vitesse).

Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets du bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique[2]. La structure du filtre de kalman est représentée par (figure IV.3) :

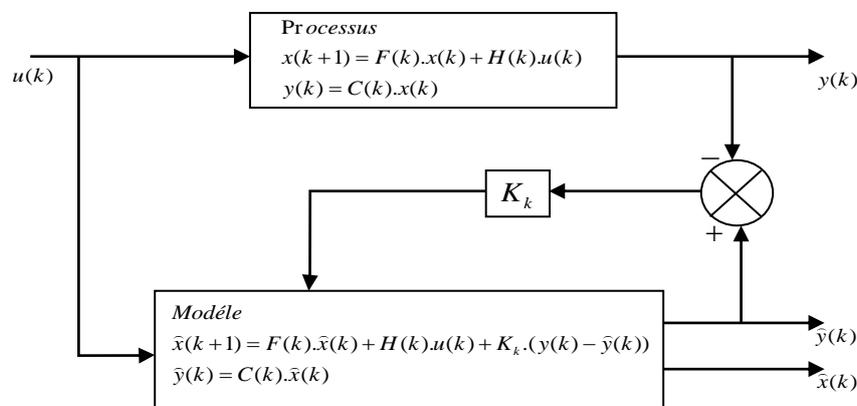


Figure IV.3 Schéma de principe du filtre de kalman

IV.2.2. Observateur à mode glissant

Les observateurs par mode de glissement sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant[5].

Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant tels que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes [7], ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. *Benchai*[7] a proposé une commande et une observation d'un moteur à induction en utilisant la technique par mode glissant, le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs avec des limites des commutations. Structure d'observateur à mode glissant (figure IV.4) :

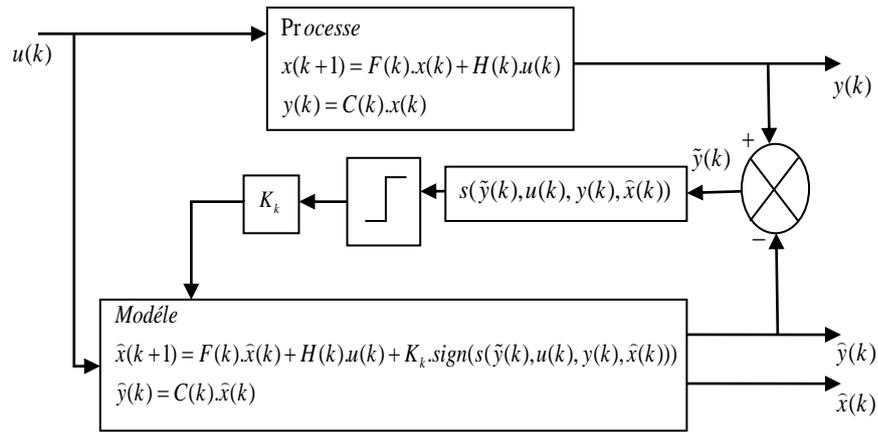


Figure IV.4 Schéma de principe d'un observateur à mode glissant

Turnisé et autres [6] ont présenté un observateur adaptatif par mode glissant pour la commande à flux orienté sans capteur de la machine à induction. L'observateur détecte les composants du flux du rotor dans le référentiel stationnaire par des équations électriques du moteur, ainsi il a identifié la vitesse par une relation additionnelle obtenue par une fonction de Lyapunov. Dans les travaux de Derdiyok et autres [7], la vitesse a été considérée comme un paramètre, et pour soulever le problème de la variation paramétrique une estimation de la résistance rotorique a été faite.

IV.2.3. Estimateur MRAS

La méthode de MRAS, introduit par Landau [8], est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le schéma de structure MRAS représenté par (figure IV.5):

- Le premier est appelé « modèle de référence »
- L'autre sera nommé « modèle adaptatif »

Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer, alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence [9],[10].

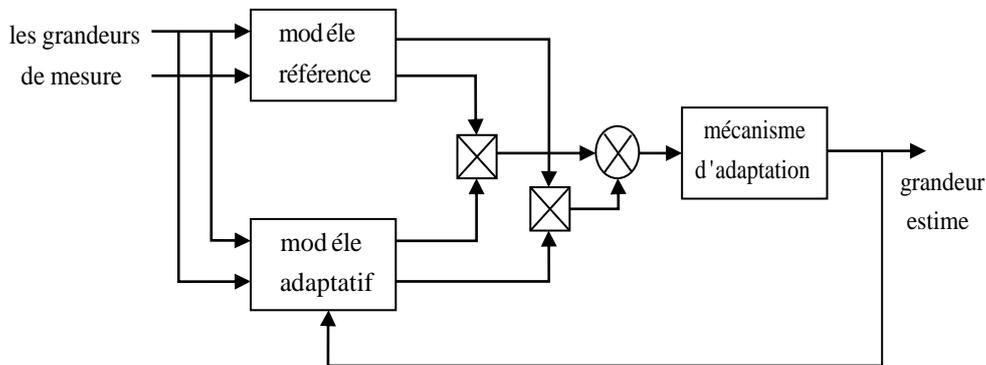


Figure IV.5 Schéma de principe d'estimateur de MRAS [10]

IV.3. observateur à mode glissant de vitesse de la machine asynchrone à double alimentation

Dans ce travail ,on a utilisé la technique d'estimation de la vitesse pour une génératrice asynchrone à double alimentation, par l'utilisation d'un observateur à mode glissant de vitesse (figure IV.6), cette structure d'estimation est introduite par *Kubota* et *Matsuse* dans [13], pour l'estimation de la vitesse et la résistance rotorique de la machine asynchrone

Pour notre travail l'observateur à mode glissant de flux est proposé pour l'observation de flux rotorique et le courant statorique de notre observateur de vitesse (figure IV.6) [14].

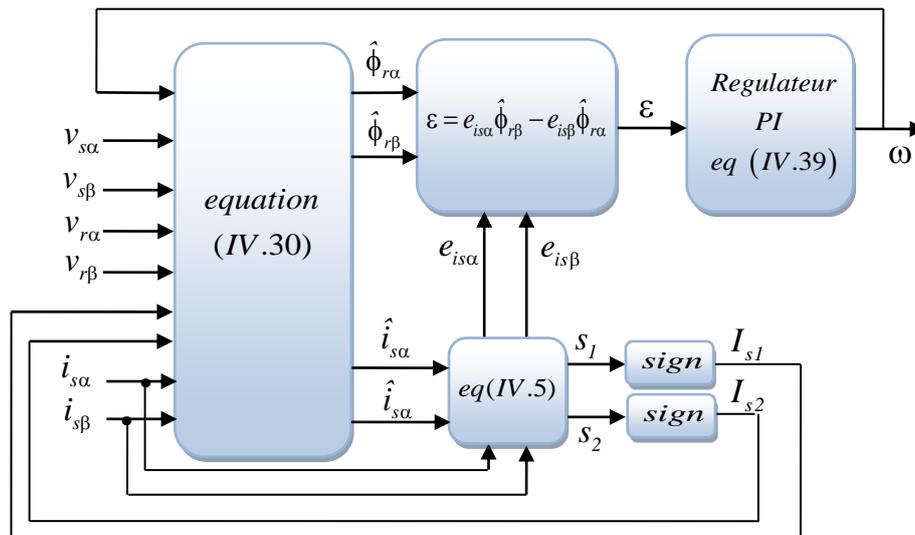


Figure IV.6 Schéma de l'observateur à mode glissant de vitesse.

IV.3.1. observateur à mode glissant

IV.3.1.1 Généralité

Les observateurs par mode glissant sont basés sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques linéaires incertains. Ils ont également les mêmes caractéristiques de robustesse que les contrôleurs par mode glissant. Pour les deux dernières décennies, beaucoup de chercheurs ont proposé différents algorithmes basés sur les modes glissants, ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variation de glissement, qui est défini comme étant la surface de glissement.

Préservant les principaux avantages de la commande par mode glissant tels que les propriétés de convergence en temps fini ou de robustesse par rapport aux incertitudes, ils garantissent une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. *Benchaib*[7] a proposé une commande et un observateur d'un moteur à induction en utilisant la technique par mode glissant. Le modèle d'observateur est une copie du système original, qui a des gains correcteurs et des limites de commutation[15].

IV.3.1.2 Principe

L'observateur par mode glissant est réputé pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques grâce à l'utilisation de grands gains de correction. Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système donné vers la surface de glissement choisie et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre[6].

La mise en œuvre de l'utilisation des modes glissants, nécessite principalement deux étapes,

- le choix de la surface
- l'établissement des conditions de la convergence.

La surface de glissement représente le comportement dynamique désiré du système. Le but est de coïncider la trajectoire d'état du système à cette surface de glissement définie par :

$$S = \{x : s(x, t) = 0\} \quad (IV.1)$$

Pour réaliser ce but, la solution peut être calculée à condition que la quantité $s(x, t) = 0$ soit stable. La commande doit être choisie telle que les dynamiques du système se convergent vers les surfaces de glissement en respectant les critères de stabilité de Lyapunov. Le but est de forcer les états du système à poursuivre la surface de glissement définie par l'erreur ($s = \hat{x} - x$). Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V > 0$ définie par la fonction de Lyapunov ($V = \frac{1}{2} s^T s$). Pour que cette fonction décroisse, on suppose que sa dérivée est définie négative. Cela est assuré si la dérivée est choisie comme suit :

$$\dot{V} = -s^T K s \quad (IV.2)$$

Où K est une matrice définie positive pour que le système soit stable.

IV.3.1.3. Etude de stabilité de l'observateur

L'observateur par mode glissant a été proposé pour l'observation du flux rotorique et du courant statorique. C'est une copie du modèle de la machine asynchrone, à laquelle on ajoute un terme correcteur, qui assure la convergence de x vers \hat{x} . Les équations de l'observateur sont données les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\lambda i_{s\alpha} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + K \omega_r \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} - K V_{r\alpha} + \Lambda_1 I_s \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\lambda i_{s\beta} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - K \omega_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} - K V_{r\beta} + \Lambda_2 I_s \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \omega_r \hat{\phi}_{r\beta} + V_{r\alpha} + \Lambda_3 I_s \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \omega_r \hat{\phi}_{r\alpha} + V_{r\beta} + \Lambda_4 I_s \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

Ou $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 sont des gains d'observateur, avec $\Lambda_j = [\Lambda_{j1} \ \Lambda_{j2}]$ pour $j \in \{1, 2, 3, 4\}$.

I_s Est un vecteur colonne :

$$I_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Avec :

$$S_{ob} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

$$\Gamma = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -\omega_r K \\ \omega_r K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

$$\text{Et } \beta = \left[\frac{K}{T_r} \right]^2 + K^2 \omega^2$$

Le choix de Γ est fait pour procurer une synthèse simple des gains d'observateur. On site que :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ e_2 = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \\ e_3 = \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \\ e_4 = \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \end{array} \right. \quad (IV.7)$$

Les dynamiques des erreurs d'estimation sont données par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \frac{K}{T_r} e_3 + K\omega_r e_4 - \Lambda_1 I_s \\ \dot{e}_2 = \frac{K}{T_r} e_4 + K\omega_r e_3 - \Lambda_2 I_s \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 - K\omega_r e_4 - \Lambda_3 I_s \\ \dot{e}_3 = -\frac{1}{T_r} e_3 + K\omega_r e_4 - \Lambda_3 I_s \end{cases} \quad (IV.8)$$

L'analyse de la stabilité du système d'équation (IV.8) consiste à la détermination de Λ_1 et Λ_2 , pour assurer l'accessibilité de la surface de glissement ($S_{ob} = 0$).

Par la suite, Λ_3 et Λ_4 sont déterminées de telle sorte que le système d'ordre réduit obtenu lorsque $S_{ob} = \dot{S}_{ob} = 0$ est localement stable. On a le résultat suivant :

Proposition : Supposons que $\hat{\phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\phi}_{r\beta}$ sont bornées. On considère le système d'équation (IV.8) avec les matrices des gains de l'observateur suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \Delta \quad (IV.9)$$

Et

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \left(q_1 - \frac{1}{T_r} \right) \delta_1 & -p\omega_r \delta_2 \\ p\omega_r \delta_1 & \left(q_2 - \frac{1}{T_r} \right) \delta_2 \end{pmatrix} \quad (IV.10)$$

Alors que :

$$\begin{cases} \delta_1 > \rho_3 + |\hat{\phi}_{r\alpha}| + a_{\max} |e_1| + b_{\max} |e_2| \\ \delta_2 > \rho_4 + |\hat{\phi}_{r\beta}| + b_{\max} |e_1| + a_{\max} |e_2| \end{cases} \quad (IV.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} a_{\max} = 2T_r p^2 K \eta_1 \eta_2 \\ b_{\max} = pT_r^2 \eta_2 \left(\frac{1}{K} + 2p^2 \eta_1^2 \right) \end{cases} \quad (IV.12)$$

$$\begin{cases} |\phi_{r\alpha}| \leq \rho_3 \\ |\phi_{r\beta}| \leq \rho_4 \\ q_1, q_2 > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Et :

$$\Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Puis, les résultats suivants se produisent.

1. La surface à deux dimensions $S_{ob} = 0$ est accessible et $(e_1(t), e_2(t))$ converge vers zéro.
2. La dynamique d'ordre réduit obtenue $S_{ob} = \dot{S}_{ob} = 0$ sont données par

$$\sum_{i=1}^2 \begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Lorsque $q_1, q_2 > 0$: Les erreurs d'estimation e_3 et e_4 sont exponentiellement stable.

Preuve :

- 1) Laissez-nous utiliser la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S_{ob}^T S_{ob} \quad (\text{IV.16})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\dot{V} = S_{ob}^T \dot{S}_{ob} \quad (\text{IV.17})$$

On a :

$$\dot{S}_{ob} = \Gamma \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

On remplaçant le système des équations (IV.8) dans (IV.18) :

$$\dot{S}_{ob} = \Gamma \left[\begin{pmatrix} \frac{K}{T_r} & pK\omega_r \\ -pK\omega_r & \frac{K}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} \right] + \dot{\Gamma} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

Ou :

$$\dot{\Gamma} = \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

Avec :

$$a = \frac{-K}{T_r} \frac{2p^2 K^2 \omega_r \dot{\omega}_r}{\beta^2} \quad (\text{IV.21})$$

Et :

$$b = pK \frac{\beta \dot{\omega}_r - 2p^2 K^2 \omega_r^2 \dot{\omega}_r}{\beta^2} \quad (\text{IV.22})$$

Nous tenons en compte la matrice des gains d'observateur (IV.9) et l'inverse de la matrice Γ :

$$\Gamma^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & p\omega_r K \\ -p\omega_r K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

On obtient :

$$\dot{V} = S_{ob}^T \left[\begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{IV.24})$$

Après développement, il est clair que $\dot{V} < 0$ tant que les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{cases} \delta_1 > |e_3 + ae_1 - be_2| \\ \delta_2 > |e_4 + be_1 - ae_2| \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Cependant :

$$\begin{cases} |e_3 + ae_1 - be_2| \\ |e_4 + be_1 - ae_2| \end{cases} \leq \begin{cases} |e_3| + |ae_1 - be_2| \\ |e_4| + |be_1 - ae_2| \end{cases} \leq \begin{cases} \rho_3 + |\hat{\phi}_{r\alpha}| + a_{\max} |e_1| + b_{\max} |e_2| \\ \rho_4 + |\hat{\phi}_{r\beta}| + b_{\max} |e_1| + a_{\max} |e_2| \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Ainsi, la surface $S_{ob} = 0$ sera atteinte dans un temps fini. Depuis la matrice Γ inversible, la convergence à zéro de $(e_1(t), e_2(t))$ suit facilement.

- 2) Pour $S_{ob} = 0$, le vecteur de commutation équivalent \tilde{I}_s est obtenu en utilisant la propriété d'invariance de S_{ob} . C'est :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \Gamma^{-1} \left[\begin{pmatrix} \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_4 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \tilde{\mathbf{I}}_s \right] \quad (\text{IV.27})$$

À savoir :

$$\tilde{\mathbf{I}}_s = \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{e}_3}{\delta_1} \\ \frac{\mathbf{e}_4}{\delta_2} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

Le système d'ordre réduit Σ_1 de l'erreur d'observation peut s'écrire comme suit :

$$\Sigma_1 = \begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_3 = \frac{-1}{T_r} \mathbf{e}_3 - p \omega_r \mathbf{e}_4 - \Lambda_3 \tilde{\mathbf{I}}_s \\ \dot{\mathbf{e}}_4 = p \omega_r \mathbf{e}_3 - \frac{1}{T_r} \mathbf{e}_4 - \Lambda_4 \tilde{\mathbf{I}}_s \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

En substituant $\tilde{\mathbf{I}}_s$ et $\begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix}$ dans Σ_1 mène au résultat de cette partie.

IV.3.2. Estimation de la vitesse

Cette structure de l'estimateur est introduite par *kubota et Matsuse* dans [16], pour l'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique. La figure (IV.5) représente la technique d'estimation de la vitesse rotorique.

Le modèle de l'observateur à mode glissant, c'est un modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel fixe. Nous considérons comme variables d'états les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$).

Il est représenté par l'équation (IV.30) :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\lambda i_{s\alpha} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + K \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} - K V_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\lambda i_{s\beta} + K \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} - K \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} - K V_{r\beta} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\beta} + V_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}_r \hat{\phi}_{r\alpha} + V_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

On voit bien la vitesse $\hat{\omega}_r$ qui apparaît explicitement dans (IV.30).

Le problème rencontré par cette méthode, est l'intégration en boucle ouverte. La solution d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs a été efficace, mais pas en basses vitesses[17].

On peut définir, alors une erreur vectorielle

$$\varepsilon = \phi_r - \hat{\phi}_r \quad (IV.31)$$

La dérive de cette erreur

$$\dot{\varepsilon} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \varepsilon + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\phi}_r \quad (IV.32)$$

Il est important de s'assurer que le système (IV.32) sera stable, cela exige naturellement la convergence de l'erreur ε et de la différence $(\omega - \hat{\omega})$ vers zéro. Comme il a été mentionné par *Schauder* dans[18]. La stabilité de cet algorithme est étudiée, en utilisant le critère d'hyper stabilité de *Popov*. En effet la dérivée de l'erreur est composée de deux termes. Le premier relié directement à l'erreur du flux, peut être défini comme un système linéaire. Le second terme relié à l'erreur de la vitesse, est un système non-linéaire, cela est illustré dans la figure(IV.7).

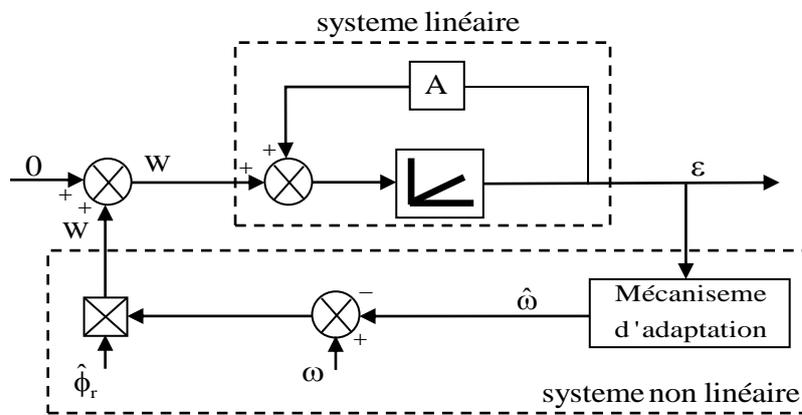


Figure IV.7. Structure de l'étude de stabilité de l'estimateur de vitesse.

L'équation (IV.32) peut être exprimée sous la forme :

$$\dot{\varepsilon} = [A]\varepsilon - [W] \quad (IV.33)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [W] = (\omega - \hat{\omega}) \hat{\phi}_r$$

La matrice $[A]$ sera considérée comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire. Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable. La deuxième partie de l'équation (IV.33) doit également tendre vers zéro, sinon vers une quantité à énergie minimale tout en incluant le mécanisme d'adaptation qui doit satisfaire le critère d'hyper stabilité de *popov* suivant :

$$\int_0^t \varepsilon^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (IV.34)$$

Avec : $t \geq 0$ et γ^2 est une constante positive.

Schauder dans [18], propose la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q(\varepsilon) d\tau \quad (IV.35)$$

En utilisant l'expression de $\hat{\omega}$ donnée par l'équation (IV.35) et en remplaçant ε et W par leurs valeurs dans (IV.34), on obtient :

$$\int_0^t \left\{ [\varepsilon]^T \cdot [\hat{\phi}_r] \left[\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \right] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (IV.36)$$

La solution de cette équation est fournie par la relation suivante :

$$\int_0^t K \left(\frac{df(t)}{dt} \right) f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2, K > 0 \quad (IV.37)$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'inégalité de *popov* (IV.36), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = k_i (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \phi_{r\beta}) \\ Q_2 = k_p (\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \phi_{r\beta}) \end{cases} \quad (IV.38)$$

En remplaçant (IV.38) dans l'équation (IV.35), la valeur estimée $\hat{\omega}_r$ sera donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\omega}_r = k_p (\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\beta}) + k_i \int_0^t (\varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\beta}) d\tau \quad (IV.39)$$

L'équation (IV.39) représente le mécanisme d'adaptation de l'estimateur de vitesse, et cette équation est représentée par un régulateur « PI », leur erreur d'entrée ε est calculée par l'équation (IV.40) :

$$\varepsilon = e_{is\alpha} \hat{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} \quad (IV.40)$$

Les gains k_p et k_i sont des gains positifs et arbitrairement choisis.

IV.4. observateur à mode glissant flou

L'existence du phénomène de chattering lié à la fonction discontinu de mode glissant « sign », nous aide à rechercher une solution. La solution est de remplacer la fonction discontinu « sign » par un régulateur de nature flou équation (IV.41)[14].

L'observateur à mode glissant flou maintient la robustesse de l'observateur à mode glissant classique, en plus il affaiblit le phénomène de chattering[19].

$$\dot{\hat{x}} = Ax + Bu + K_s \text{sign}(y - \hat{y}) \xrightarrow{\text{observateur flou}} \dot{\hat{x}} = Ax + Bu + K_s S_F \quad (IV.41)$$

Avec : $S_F = \text{régulateur flou}(e, \dot{e})$

IV.4.1 Notion fondamentales aux systèmes flous

IV.4.1.1. Introduction

Les bases de la logique floue furent jetées dans les années soixante, suite aux travaux du professeur(*Lotfi A. Zadeh* : d'origine iranienne) [20] à l'université américaine de Berkeley (Californie), sur ce qu'il dénomma « Fuzzy sets » ou sous-ensembles flous[21].

Des 1972, le Japon s'intéressa à la logique floue et créa une fondation pour la recherche sur les systèmes flous qui prendra par la suite le nom de l'IFSA (International Fuzzy Systems Association). En 1974 *M.Mamdani* expérimentait la théorie énoncée par *Zadeh* sur une chaudière à vapeur. Grâce au chercheur japonais *M.Sugeno*, la logique floue a été introduite au Japon dès 1985. L'apparition de la logique floue dans le domaine de la commande a donné la possibilité de surmonter plusieurs problèmes liés à la complexité du fonctionnement, au non linéarité et parfois même à l'absence du modèle. Et la logique floue est l'une des techniques les plus prometteuses ; plusieurs chercheurs se penchent vers cet outil qui leur permet de prendre en compte toute sorte de connaissances qualitative. Cette technique est caractérisée par beaucoup d'avantages, par le fait qu'elle permet de capter le savoir humain et l'expertise de l'opérateur[15].

Dans ce chapitre, on donnera une vue d'ensemble sur la théorie des ensembles flous et la synthèse des systèmes flous qui sont la base de la conception des régulateurs flous.

IV.4.1.2. Systèmes flous

Un système flou est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les fait passer dans un système flou, pour avoir une sortie scalaire (sorties nettes). La structure de ce traitement est présentée par le schéma suivant :

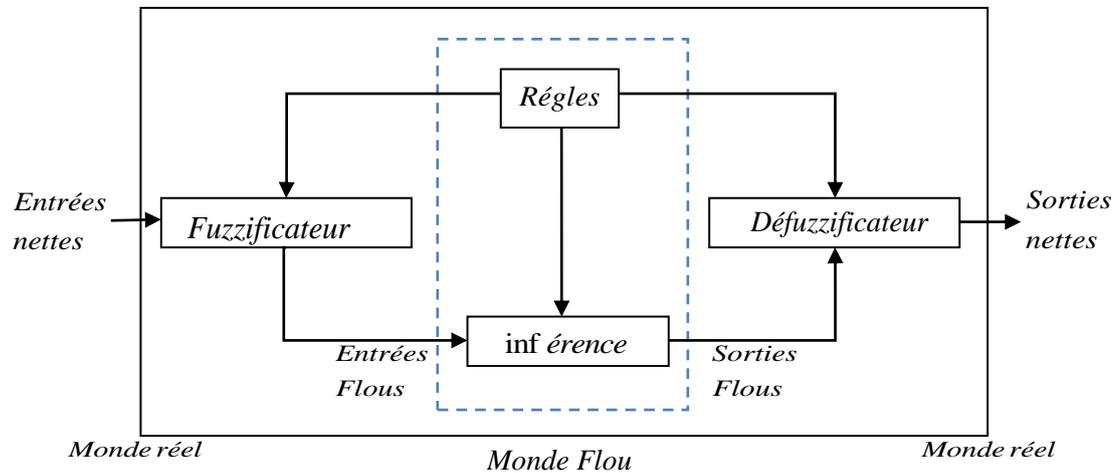


Figure IV.8. Schéma de représentation d'un système flou

- l'interface de fuzzificateur, pour passer du monde réel au monde flou.
- Mécanisme d'inférence avec les règles pour le traitement des données.
- Défuzzificateur pour passer du monde flou au monde réel.

IV.4.1.3. Théorie des ensembles flous

L'idée de la logique floue est de capturer l'impression de la pensée humaine et de l'exprimer avec des outils mathématiques appropriés.

La logique floue est basée sur un principe dit d'incompatibilité, énoncée par le père fondateur de cette discipline, *L.Zadeh*, qui stipule «*Plus la complexité d'un système croît, notre aptitude à donner des explications précises et significatives de son comportement diminue, jusqu'à ce que la précision et la signification deviennent deux propriétés mutuellement exclusives. Plus on veut tendre vers les problèmes du monde réel, plus le flou devient la solution*» [22].

IV.4.1.3.1. Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe. Par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des « grands » s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m. Plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des « grands » est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme « vieux » ou « adulte »), de situations intermédiaires

entre le tout et le rien (« presque vrai »), le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de « tiède » à « chaud » selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives (« environ 12 ans »). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à des classes[23].

Donc un ensemble flou sera alors utilisé pour modéliser l'incertitude et les imprécisions. Il est défini sur un ensemble de valeurs, appelé l'univers du discours X par une fonction d'appartenance $\mu(x)$ comprise généralement entre 0 et 1 et qui quantifie le degré avec lequel chaque élément x de X appartient à cet ensemble.

Prenons un exemple simple d'évaluation de la température de l'eau d'un récipient par les mots[24]:

Froide : F, Tiède : T, Chaude : C.

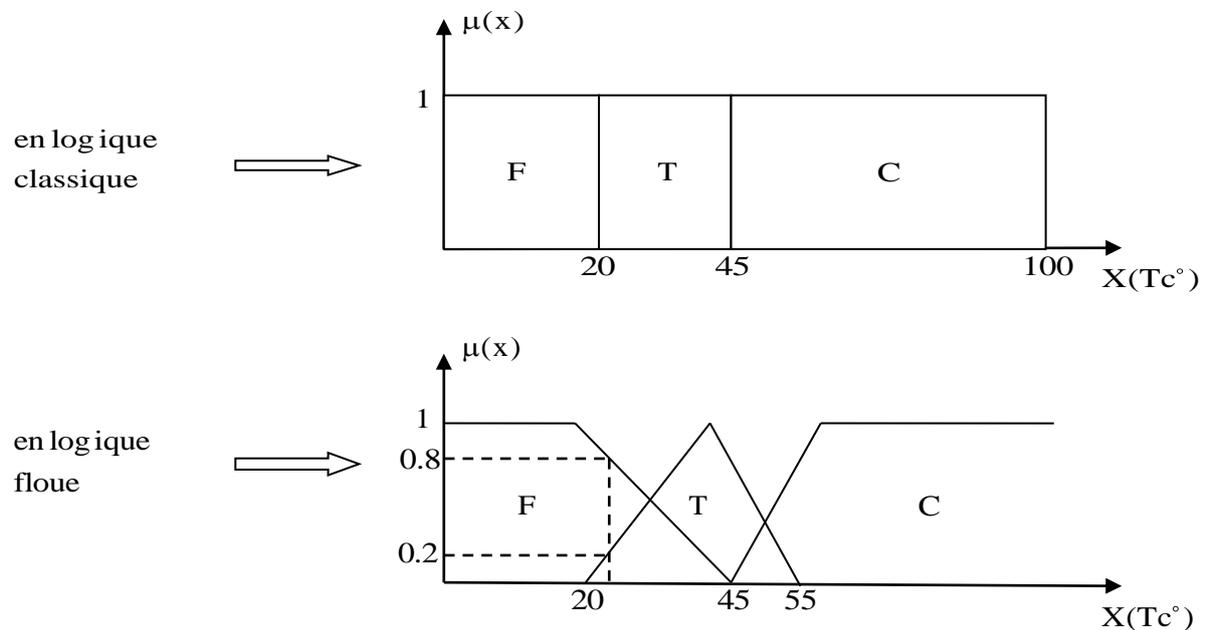


Figure IV.9. Schéma représentatif de l'évaluation des valeurs selon la logique classique et floue.

IV.4.1.3.2. Opération sur les ensembles flous [15]

Comme dans la théorie des ensembles classique, on définit l'intersection et l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou, ces relations sont traduites par les opérateurs « et », « ou » et « non » et « alors »

➤ L'opérateur « ET », qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B, peut être réalisé par :

- La fonction « Min » :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.42})$$

- La fonction arithmétique « Produit » :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (IV.43)$$

➤ L'opérateur « **OU** », qui correspond à l'union de deux ensembles A et B, peut être réalisé par :

- La fonction « **Max** » :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (IV.44)$$

- La fonction arithmétique « **somme** » :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (IV.45)$$

➤ L'opérateur « **Non** » est réalisé par :

$$\mu_{A^-}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (IV.46)$$

IV.4.1.3.3. Propriétés des ensembles flous

Soit une fonction $T : [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$ telle que $\forall x, y, z \in [0, 1]$:

1. Commutativité : $xTy = yTx$.
2. Associativité : $xT(yTz) = (xTy)Tz$.
3. Distribution : $xT(yTz) = (xTy)T(xTz)$.
4. Idempotence : $xTx = x$.
5. Monotonie : $xTz \leq yTz$ si $x \leq y$.
6. Admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre : $0Tx = 0, 1Tx = x$.

IV.4.1.3.4. variables linguistiques

La description d'une situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres, mais des mots ou des phrases exprimés en langage naturel ou artificiel. La raison pour laquelle, on utilise des mots ou des phrases à la place des nombres, est que le caractère linguistique est moins spécifique que le caractère numérique [15].

Par exemple :

- **Quelque** : **Q**, **Beaucoup** : **B**, **Souvent** : **S**.
- **Chaud** : **C**, **Froid** : **F**, **Rapide** : **R**, **Lent** : **L**.

Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques, elle est caractérisée par un triplet $(U, T(U), X)$ où :

- U est le nom de la variable
- $T(U)$ l'ensemble des termes primaires affectés à la variable

- X est le référentiel sur lequel sont définis les sous-ensembles (termes).

Exemple

La pression (U), peut être interprétée comme variable linguistique. Elle peut être décomposée en un ensemble des termes suivants :

$T(\text{Pression}) = \{\text{faible, basse, moyenne, forte, élevée}\}$. Chaque terme dans T est caractérisé par un ensemble flou dans un domaine de variation $U = [100 \text{ psi}, 2300 \text{ psi}]$.

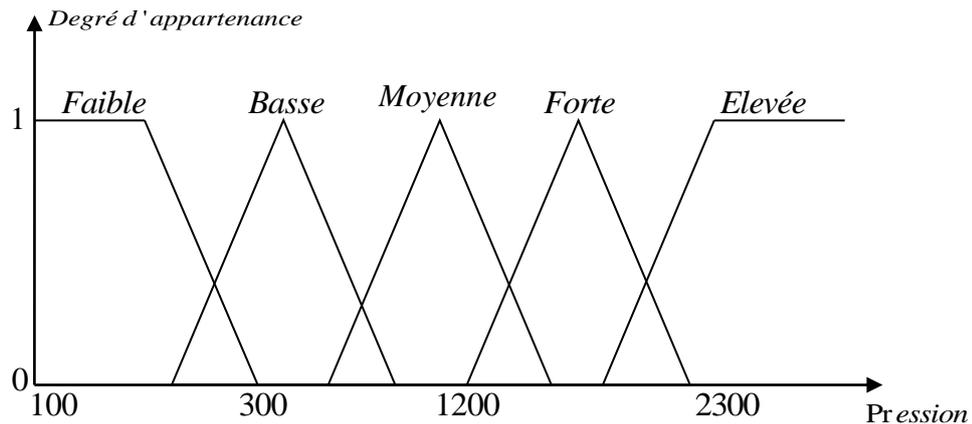


Figure IV.10. Représentation schématique d'un ensemble flou d'une variable linguistique

IV.4.1.3.5. Fonctions d'appartenances

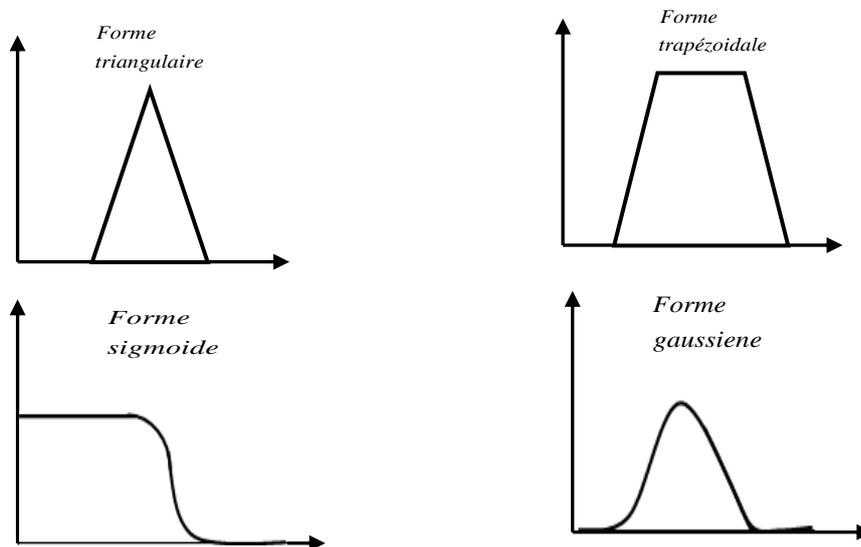


Figure IV.11. Différentes formes pour les fonctions d'appartenances

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenances est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, il est attribué à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1 [23].

IV.4.1.4. Contrôleur flou

Un contrôleur flou est un système flou conçu pour commander un processus qui permet de déterminer la commande à appliquer à un processus. La valeur de cette commande est déterminée à partir des valeurs des variables d'entrées par des relations floues, ou règles floues.

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux :

- Base de connaissances (règles et paramètres des fonctions d'appartenances).
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence.
- Fuzzification.
- Défuzzification.

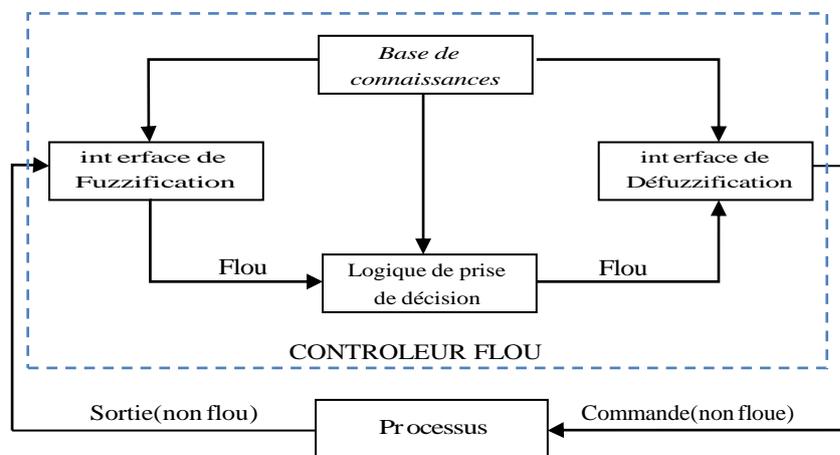


Figure IV.12. Structure générale d'un contrôleur flou

IV.4.1.4.1. interface de fuzzification

La fuzzification comprend :

- L'adaptation des variables d'entrées.
- L'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée.

Les entrées dans un système flou sont en général mesurées à l'aide d'organes de mesures qui sont le plus souvent de type analogique. Etant donné que, l'implémentation du système flou se fait toujours en numérique, il faut d'abord convertir les entrées analogiques en digital, puis on procède à la fuzzification. L'adaptation des entrées permet de garantir l'appartenance de celle-ci à l'univers du discours choisi[23].

La dernière étape de fuzzification est la génération des degrés d'appartenances à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Par ailleurs, les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont : triangulaire, trapézoïdale, gaussienne, sigmoïde...etc.

IV.4.1.4.2. Base des règles

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base des règles. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Généralement, on utilise le terme matrice d'inférence pour décrire ces règles floues.

Ainsi, elle est constituée par une collection des règles données sous la forme « si...alors ».

Ces règles sont de types[26] :

- Mamdani : cette méthode consiste à utiliser l'opérateur « Min » pour le « ET », et l'opérateur « Max » pour le « OU ».
- Sugeno : la règle générale de cette méthode est donnée sous forme de composition d'opérateurs arithmétique.

IV.4.1.4.3. Mécanisme d'inférence

Le moteur d'inférence est le noyau du système flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Dans les règles floues interviennent les opérateurs « ET » et « OU ». L'opérateur « ET » s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « OU » lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs. Pour le réglage par la logique floue, on utilise en général l'une des méthodes suivantes[27]:

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh).

IV.4.1.4.3.1. Méthodes d'inférence Max- Min

La méthode d'inférence Max-min, réalise l'opérateur « ET » par la fonction Min (minimum). La conclusion dans chaque règle, introduite par « Alors », est réalisée par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (opérateur OU) par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-min ou (implication de Mamdani), est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence

IV.4.1.4.3.2. Méthode d'inférence Max-Prod

La méthode d'inférence Max-Prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur « ET » par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « Alors », est réalisée par la

formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

IV.4.1.4.3.3. Méthode d'inférence Somme-Prod

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence Somme-Prod réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «OU» par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur «ET» est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle, précédée par « Alors », liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur « ET », est réalisée par la fonction du produit.

- La méthode Max-Min est la plus utilisée à cause de sa simplicité.

IV.4.1.4.4. Interface du Défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de Défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de Défuzzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de Défuzzification existent, les plus utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.
- Méthode de la moyenne des maximums.
- Méthode de Maximum.

IV.4.1.4.4.1. Méthode de centre de gravité

C'est la méthode de Défuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dU_n = \frac{\int x\mu_R(x)dx}{\int \mu_R(x)dx} \quad (IV.47)$$

IV.4.1.4.4.2. Méthode des hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode du centre de gravité, quand les fonctions d'appartenances ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x\mu_R(x)dx}{\sum \mu_R(x)dx} \quad (IV.48)$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenances de la variable de sortie sont des singletons.

IV.4.1.4.4.3. méthode de la moyenne des maximums

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de tous les maximums, dans le cas où il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

IV.4.1.4.4.4. Méthode de Maximum

Cette méthode génère une commande qui représente l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette méthode est simple, rapide et facile, mais elle présente certains inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale et ne tient pas en compte de l'effet de toutes les règles.

IV.4.2. Description du contrôleur flou utilisé

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour l'estimation de la vitesse rotorique exige les choix des paramètres suivants [27]:

- des variables linguistiques.
- des fonctions d'appartenances.
- de la méthode d'inférence.
- de la stratégie de fuzzification.

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani.

IV.4.2.1. Fuzzification

Les entrées du contrôleur flou sont :

- e : l'erreur qui est définie par

$$e(k) = i_s(k) - \hat{i}_s(k). \quad (IV.49)$$

Avec:

$$\begin{cases} e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ e_{is\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.50)$$

- de : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par:

$$de(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (IV.51)$$

T_e : Période d'échantillonnage.

Le régulateur admet pour chaque variable d'entrée les sept fonctions d'appartenances :

- NG : Négatif Grand
- NM : Négatif moyen
- NP : Négative Petit
- ZE : Egale zéro
- PP : positif petit
- PM : positif moyen
- PG : positif Grand

Pour la sortie, on a les fonctions d'appartenances :

- NG : Négatif Grand
- NM : Négatif moyen
- NP : Négative Petit
- ZE : Egale zéro
- PP : positif petit
- PM : positif moyen
- PG : positif Grand

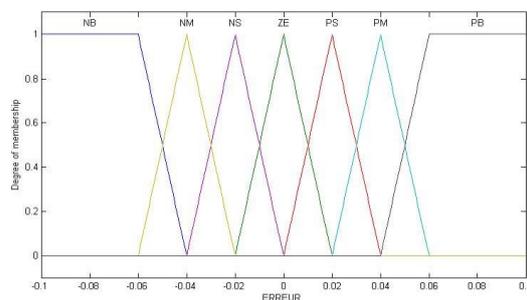


Figure IV.13 la fonction d'appartenance pour l'erreur

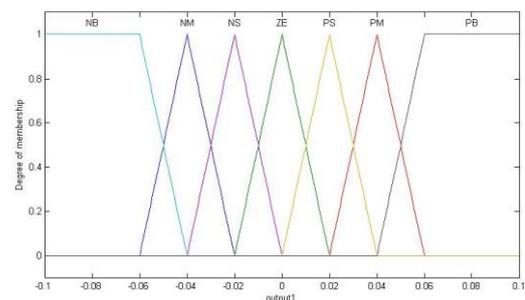


Figure IV.14 la fonction d'appartenance pour la sortie

IV.4.2.2. inférence

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par la logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est par le système flou[25].

Ces règles doivent tenir en compte du système à régler, ainsi que des buts du réglage envisagé.

Notre matrice d'inférence prendra la forme suivant :

TABLEAU.IV.1 matrice d'inférence[28].

| $d \backslash e$ | e | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
|------------------|-----|------|------|------|------|------|------|------|
| PG | | ZE | PP | PM | PG | PG | PG | PG |
| PM | | NP | ZE | PP | PM | PG | PG | PG |
| PP | | NM | NP | ZE | PP | PM | PG | PG |
| ZE | | NG | NM | NP | ZE | PP | PM | PG |
| NP | | NG | NG | NM | NP | ZE | PP | PM |
| NM | | NG | NG | NG | NM | NP | ZE | PP |
| NG | | NG | NG | NG | NG | NM | NP | ZE |

IV.4.2.3. Défuzzification

La méthode d'inférence utilisée est la méthode Min-Max, on prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité. Le régulateur utilisé est de type Mamdani.

Le régulateur flou est représenté par sa surface caractéristique (figure. IV.14) qui exprime les variations de la sortie en fonction des entrées.

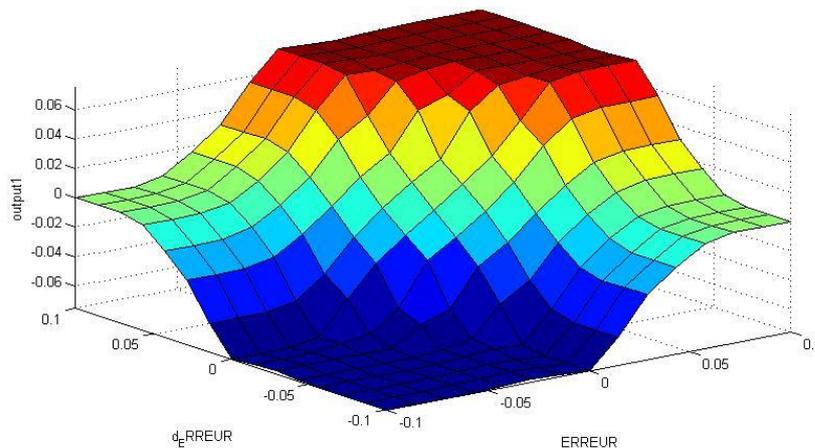


Figure IV. 15 Schéma de la surface du régulateur flou

IV.5. intégration de l'observateur à mode glissant de vitesse dans la chaîne éolienne

Pour appliquer le control des puissances de la chaîne éolienne sans capteur mécanique, nous devons apporter quelques modifications au schéma de la structure générale de commande de la figure (III.10). Nous remplaçons la vitesse mesurée pour le MPPT via l'encodeur incrémental par une vitesse estimée à travers l'observateur à mode à de glissement que nous avons développé précédemment figure (IV.6). Ainsi la vitesse estimée est utilisée comme entrée de MPPT figure (IV.16) mais aussi pour calculer l'angle θ_r . La relation (IV.52) prend la forme suivante :

$$\theta_r = \frac{d\omega_r}{dt} \quad (IV.52)$$

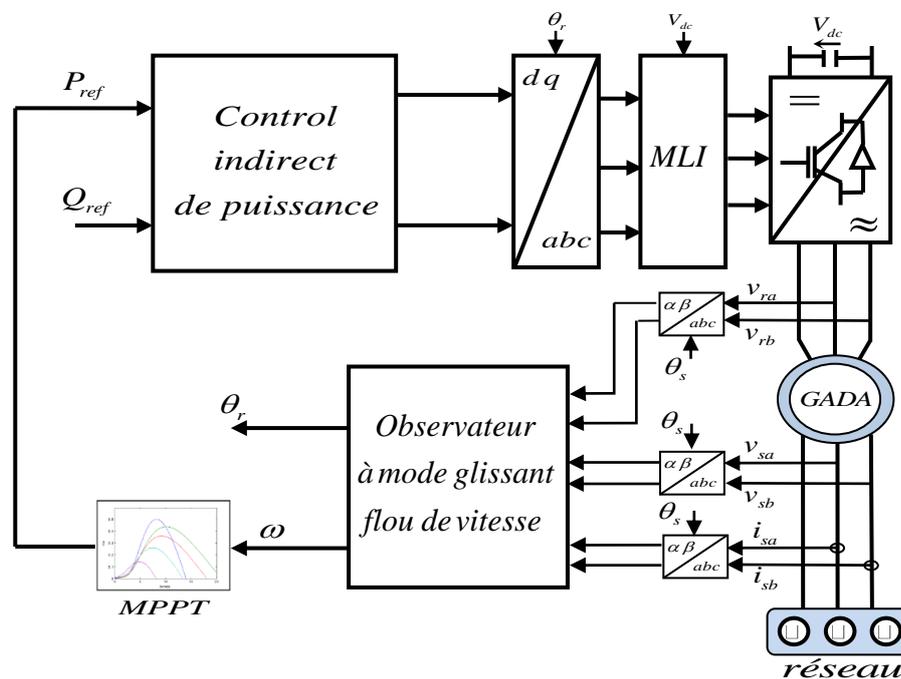


Figure IV.16 Schéma d'intégration de l'observateur à mode glissant flu dans la chaîne éolienne

IV.6 Résultats de simulations

Dans le but de tester l'algorithme de l'observateur à mode glissant flu avec la chaîne de control de puissance du système éolienne de la génératrice asynchrone à double alimentation, des simulations numériques ont été effectuées. On a divisé la discussion des résultats en trois parties :

IV.6.1 Etude comparative entre les deux méthodes d'estimation de la vitesse rotorique

Dans cet étude on a testé les performances des deux méthodes avec un test de variation vitesse ; avec application d'une référence de vitesse de 100 rad/s à 0s puis de 130 rad/s à 0.75 s, puis de 160 rad/s à 1.5 s et puis on revenant à 100 rad/s pour le reste de temps de simulation.

Les deux observateurs de vitesse (mode glissant et mode glissant flu) sont utilisés avec le control indirect de puissance pour estimation de la vitesse rotorique de la génératrice asynchrone à

double alimentation, avec une puissance active égale (-5000 w) et la puissance réactive (0 var). Dans la (figure IV.17) est un test de suivi de vitesse pour la GADA dans les conditions nominales. La vitesse estimée par l'observateur à mode glissant flou, elle a une dynamique rapide comparativement avec l'observateur classique. On peut voir dans la (figure IV.17) l'effet de chattering dans la vitesse estimée par l'observateur à mode glissant classique ; et ce phénomène est doué de la nature de la fonction « sign » ; comparativement avec la vitesse estimée par l'observateur à mode glissant flou où ce phénomène n'existe pas, grâce à l'utilisation du contrôleur flou.

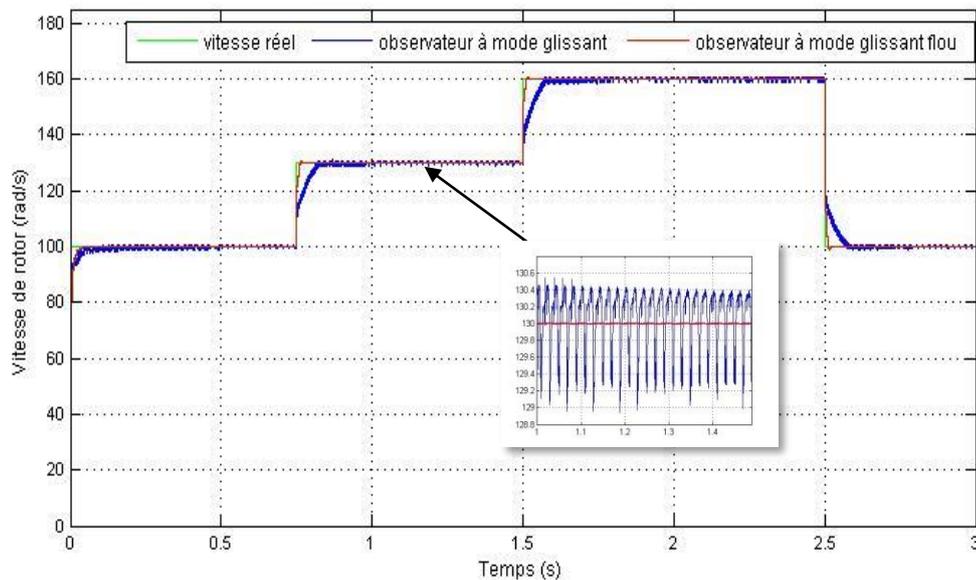


Figure IV.17 Vitesse estimée par l'observateur à mode glissant classique et flou.

IV.6.2. Evaluation de la performance d'observateur à mode glissant flou avec le système de conversion d'énergie éolienne

Dans ce test on intégrant l'observateur à mode glissant flou de vitesse dans la chaîne éolienne pour optimiser (ou maximiser) la puissance active de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

La vitesse du vent est modélisée par l'expression (IV.53), et l'allure du vent est présentée par la figure IV.18(a).

$$v(t) = 6.5 + (0.5 * \sin(0.1047 * t) + 2 * \sin(0.2665 * t) + \sin(1.2930 * t) + 0.2 * \sin(3.6645 * t)) \quad (IV.53)$$

Figure IV.18 (b) montre que le coefficient de puissance est dans l'environ du point maximal ($C_p \text{ max}=0.5$) et démontre que le control d'MPPT est appliqué dans le système de conversion d'énergie éolienne (le mode de suivi de la puissance maximale).

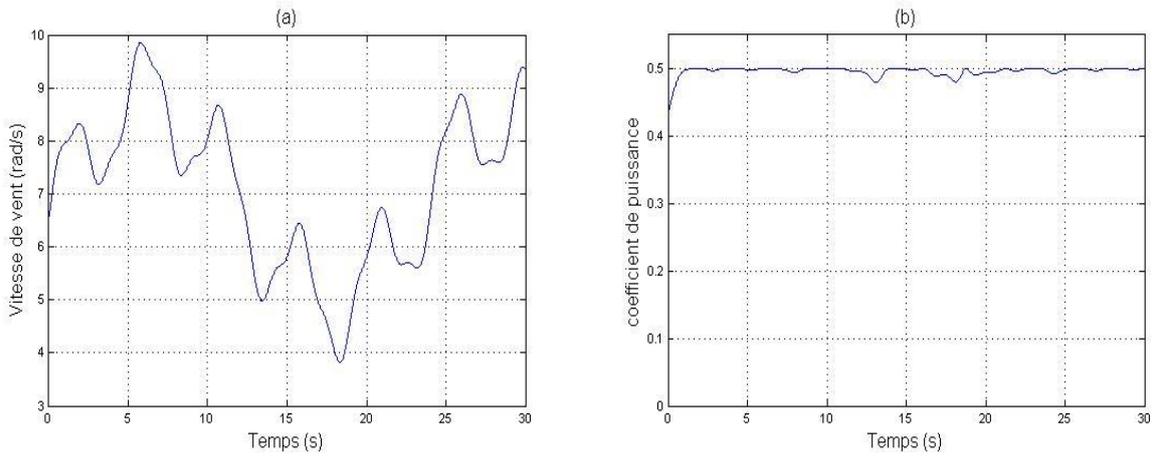


Figure IV.18 Performances d'MPPT (a) Forme d'onde de vent (b) coefficient de puissance (Cp)

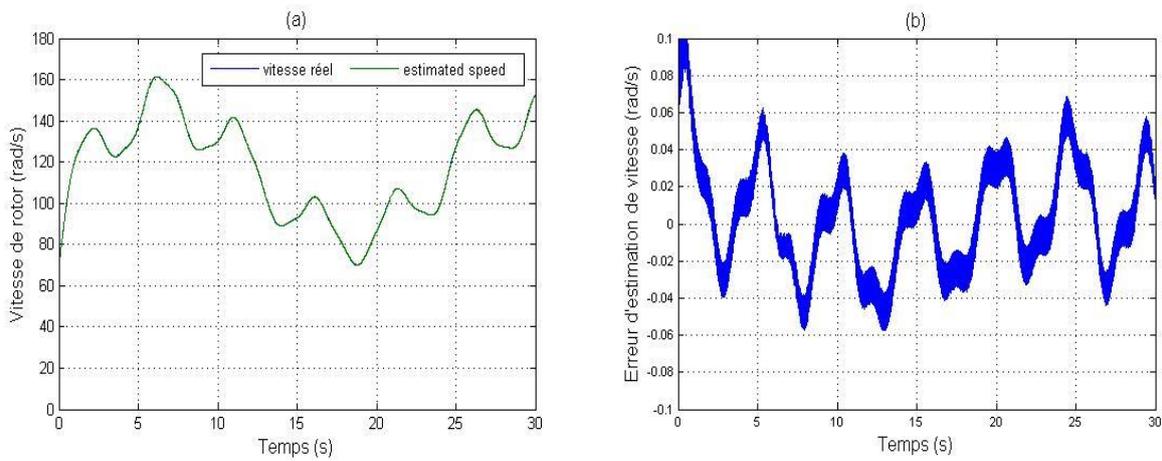


Figure IV.19 Performance d'estimation de vitesse (a) suivi de vitesse (b) erreur d'estimation

La vitesse du rotor estimée et réelle sont présentées dans la figure IV.19(a), et l'erreur d'estimation dans la figure IV.19(b) avec un intervalle d'erreur égal $[-0.06 \ 0.06]$ rad/s. Ces résultats confirment que cette méthode d'estimation de vitesse en temps réel (observateur à mode glissant flu) est efficace sous les conditions de variation de vitesse du vent.

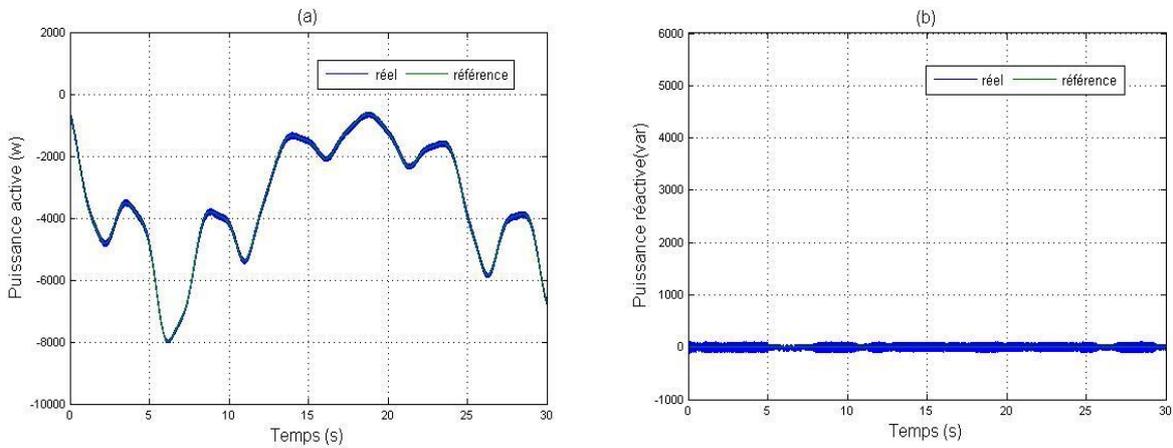


Figure IV.20 Suivi de puissances de la GADA (a) puissance active (b) puissance réactive

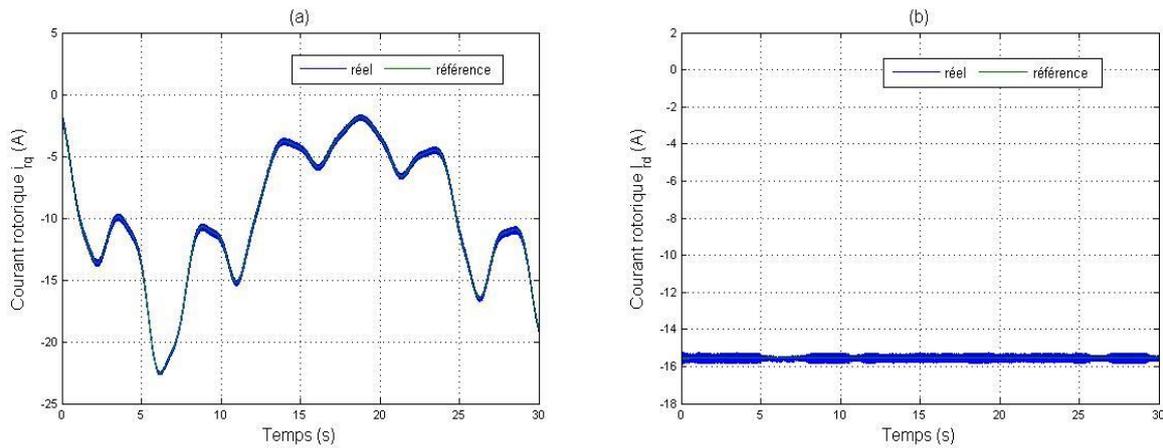


Figure IV.21 Courants rotoriques (quadrature et direct) de la GADA

L'effet de la variation de la vitesse du vent sur la puissance de référence est présenté dans figure IV.20(a). Les puissances active et réactive suivent leurs valeurs de références sans erreur statique et avec une réponse dynamique très rapide. Figure IV.20(b) montre la puissance réactive qui suit sa référence ($Q_{ref}=0$), en plus elle n'est pas infectée par la variation de la puissance active, ceci démontre le découplage du control indirect de puissance.

Figure IV.21 présente les courants rotoriques dans le repaire de park (i_{rd}, i_{rq}), sur la figure IV.21(a) on observe que la variation de la puissance active dépend de la variation du courant rotorique i_{rq} , et sur la figure IV.21(b) le courant rotorique i_{rd} reste constant.

IV.6.3. Test de robustesse

L'identification des paramètres de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives pour ces paramètres. En plus, les valeurs paramétriques sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, saturation de circuits magnétique, forme de l'entrefer, effet pelliculaire....etc.). Pour cela nous avons pensé qu'il est préférable de tester l'influence des changements paramétriques sur les performances de réglage et d'estimation de la vitesse, les courants statoriques et des flux rotoriques.

En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire dans le modèle de la machine des variations sur les paramètres, alors que notre observateur utilise toujours les paramètres nominaux.

IV.6.3.1. Variation de 50% de la résistance statorique

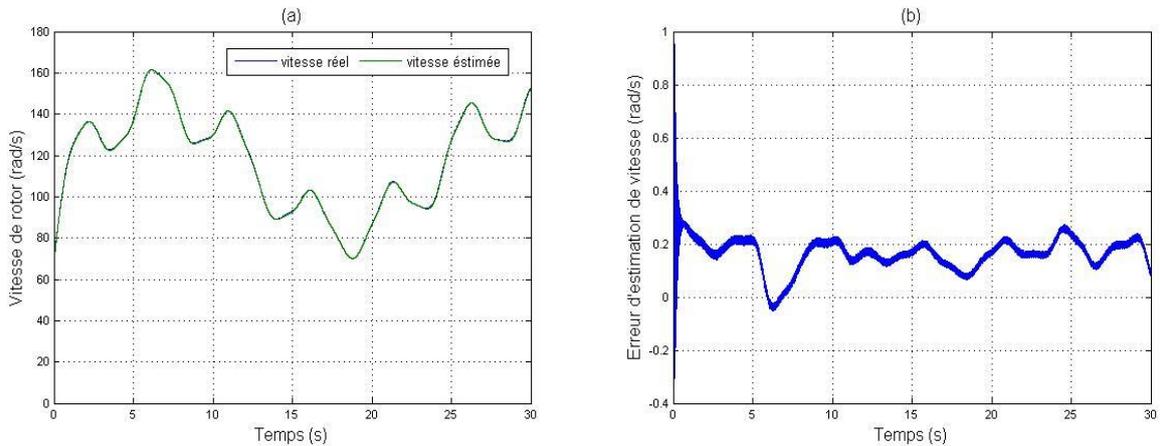


Figure IV.22 Performances de la vitesse estimée.

Figure IV.22(a) présente les vitesses réelle et estimée de la GADA, figure IV.22(b) montre l'allure d'erreur d'estimation de la vitesse, avec une marge d'erreur de $[0 \ 0.3]$ rad/s. d'après ces résultats, on peut observer que ce n'est pas un grand effet de la variation de la résistance statorique sur notre observateur à mode glissant flou pour l'estimation de la vitesse et de la position rotorique.

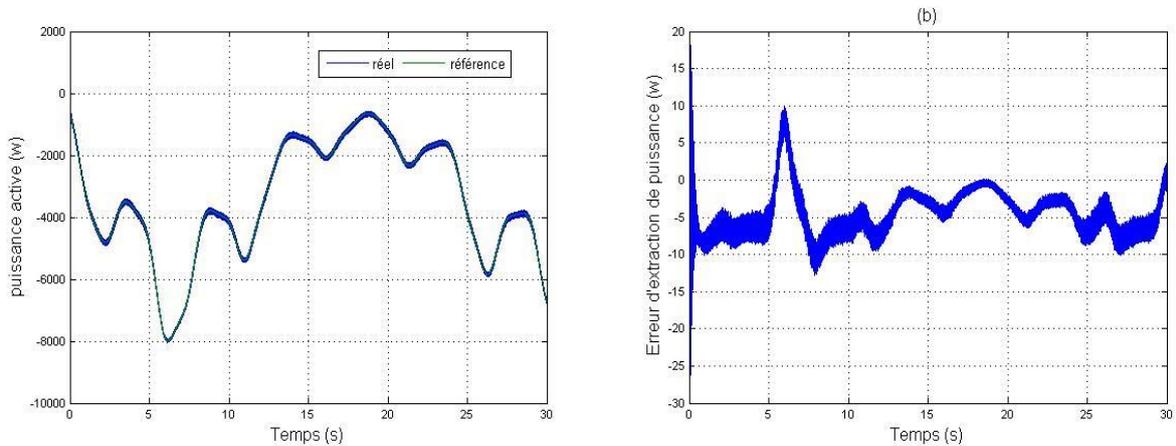


Figure IV.23 suivi de puissance de la GADA (a) puissance active (b) erreur d'extraction de puissance " $p_{ref} - p_{ref} (+50 * R_s)$ "

La Figure IV.23(a) présente la réponse du contrôle de puissance de la GADA, et la figure IV.23(b) représente l'erreur entre la référence de puissance dans les conditions normales et la référence de puissance dans le cas de variations paramétriques de la résistance statorique ($+50\% R_s$). D'après la figure IV.23(b) l'erreur entre les deux puissances de référence est entre $[-10 \ 10]$ w. lorsque on parle de pourcentage, le maximum d'erreur est de 0.13% ($\Delta P(t) / P_{ref}(t) = 10/8000 = 0.13\%$).

IV.6.3.2. Variation de 50% de la résistance rotorique

Pour la variation de la résistance rotorique, on a un maximum d'erreur de 3.7 rad/s pour une vitesse de 160 rad/s, donc en pourcentage, on a 2.31% ($3.7/160= 2.31\%$), ces résultats sont présentés dans la figure IV.24(b).

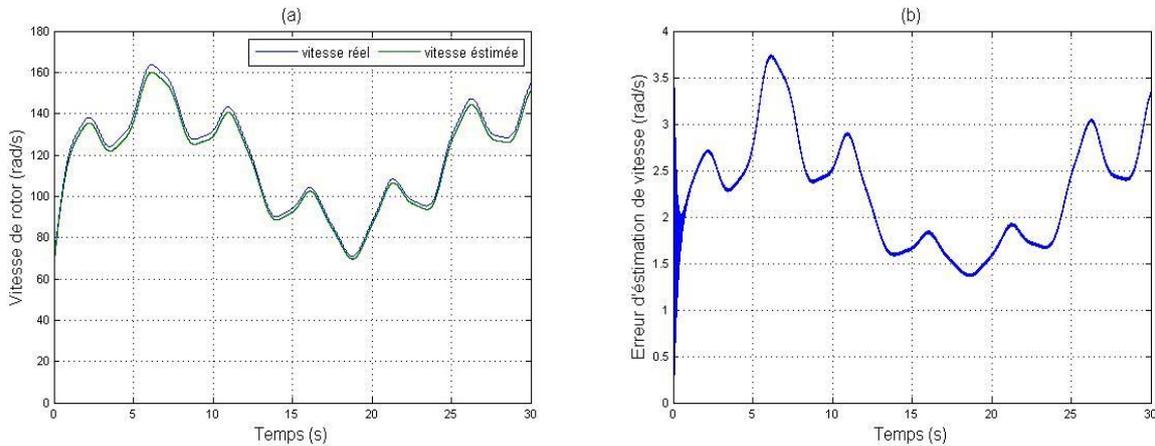


Figure IV.24 Performances de la vitesse estimée.

Erreur maximale d'extraction de puissance avec l'MPPT est 220 w, pour les conditions normales l'extraction de puissance égale à 8000 w, avec un pourcentage d'erreur de 2.5 % ($220/8000= 2.5\%$), ces résultats sont présentés dans la figure (IV.25).

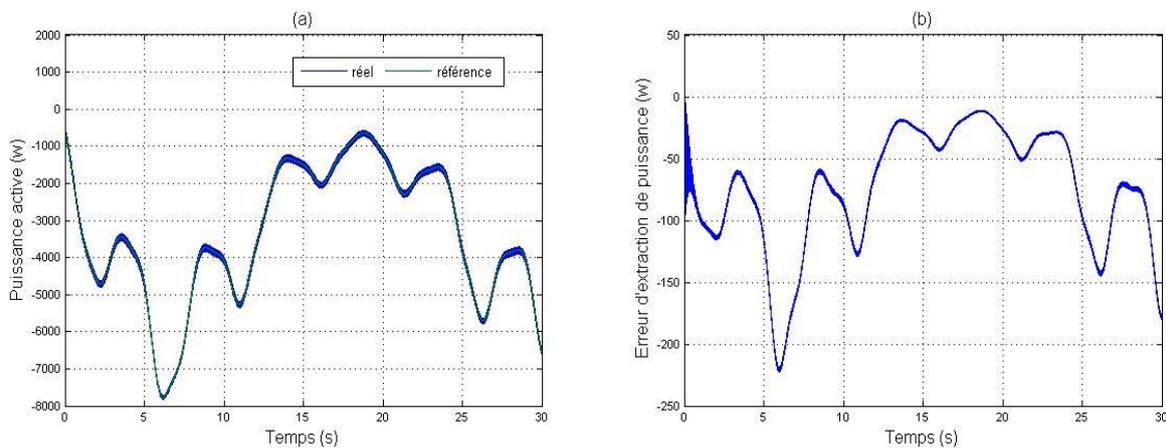


Figure IV.25 suivi de puissance de la GADA (a) puissance active (b) erreur d'extraction de puissance " $p_{ref} - p_{ref} (+50 * R_r)$ "

Pour ce test de variation paramétrique, nous remarquons que l'erreur d'extraction de puissance est augmentée, mais elle reste dans les valeurs désirables.

IV.7. Conclusion

Ce chapitre présente l'optimisation de puissance sans capteur d'une éolienne à base de génératrice asynchrone à double alimentation, avec utilisation d'un observateur à mode glissant flou pour estimer la vitesse et la position rotorique de la GADA. La vitesse estimée est utilisée dans l'MPPT pour extraire la puissance maximale, cette puissance utilisée comme référence pour le contrôle de la puissance active. Les résultats de simulation présentent les avantages de l'observateur à mode glissant flou par rapport à l'observateur à mode glissant classique pour l'estimation de vitesse et la réduction de chattering. Les tests de robustesse par la variation paramétrique ont été faits dans ce travail, pour confirmer la robustesse de notre observateur à mode glissant flou.

Nous pouvons améliorer ce travail par l'utilisation d'un estimateur de résistance rotorique pour éliminer l'erreur statique de vitesse, lorsqu'il y a une variation dans la résistance rotorique.

IV.8. Références bibliographiques

- [1] Bernar De fornél et J. Louis, *Identification et observation des actionneurs électrique*, vol. 1.
- [2] Franck Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat en génie Electrique, Institut National des sciences appliquées de Lyon, Lyon-France-, 2005.
- [3] G. Lefebvre, « Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse: Application à la traction ferroviaire », Thèse de doctorat en génie Electrique, Université de Lyon, Lyon-France-, 2016.
- [4] Malek Ghanes, « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université de Nantes, Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes, 2005.
- [5] Ismaïl ZEIN, « Application du filtre de Kalman et de l'observateur de Luenberger à la commande de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne.
- [6] Souad Chaouch, « Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Laboratoire des Systèmes de propulsion -induction Electromagnétique LSP-IE de L'université de Batna, 2005.
- [7] A. Benchaïb, « Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de France, Paris, 1998.
- [8] M. Tursini and R. petrella. and F.F parasiliti, « Adaptive sliding-mode observer for speed sensorless control of induction motors », *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, n° 5, p. 1380-1387, oct. 2000.
- [9] A. Derdiyok, M. K. Guven, H. ur. Reman, N. Inanc, and L. Xu, « Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine », *IEEE Trans. Ind. Electronics.*, vol. 49, n° 5, p. 1177-1182, oct. 2002.
- [10] I. Landau, « Elimination of the real positivity condition in the design of parallel MRAS », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 23, n° 6, p. 1015-1020, déc. 1978, doi: 10.1109/TAC.1978.1101891.
- [11] Imad Alrouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat en génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Nancy-France, 2004.
- [12] Georges Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en génie Electrique, L'institut national polytechnique de Toulouse, Toulouse-France, 2007.
- [13] H. Kubota et K. Matsuse, « Speed sensor less field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n° 5, p. 1219-1224, oct. 1994.
- [14] **Z. Gadouche, C. Belfedal, T. allaoui, et B. Belabbas, « Speed-Sensorless DFIG Wind Turbine for Power Optimization Using Fuzzy Sliding Mode Observer », *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 7, n° 2, p. 613-621, 2017.**

- [15] Tadjer Tlidja, « commande floue et observateurs par mode glissant: application à une machine asynchrone triphasée », Mémoire de magister en électrotechnique, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, Oran-Algérie, 2010.
- [16] H. Kubota et K. Matsuse, « Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, n° 5, p. 1219-1224, oct. 1994, doi: 10.1109/28.315232.
- [17] Rezgui Salah Eddine, « Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS », mémoire de magister en électrotechnique, Université de Constantine, Constantine -Algérie-, 2009.
- [18] C. Schauder, « Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, n° 5, p. 1054-1061, oct. 1992, doi: 10.1109/28.158829.
- [19] D. Keighobadi, P. Doostdar, et A. Fakkar, « Fuzzy Sliding Mode Observer for Vehicular Attitude Heading Reference System », *Positioning*, vol. 4, p. 215-226, 2014.
- [20] L. A. Zadeh, « Fuzzy logic, neural networks and soft computing », *Journal A*, vol. 36, n° 2, p. 21-28.
- [21] M. Loudini, « contribution à la modélisation et à la commande intelligente d'un bras de robot manipulateur flexible », Thèse de doctorat en automatique, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach-Algérie-, 2007.
- [22] M. M. Henicue, « l'utilisation des réseaux de neurones artificiels et des systèmes flous pour la linéarisation et la commande de processus. Chimique non linéaires », Mémoire de magistère en électrotechnique, Ecole national polytechnique, Alger -Algérie-, 1997.
- [23] Abdelhalim Tlemçani, « Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série », Thèse de doctorat en automatique, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach-Algérie-, 2007.
- [24] A. Boulkroune, « Commande floue adaptative avec et sans observateur des systèmes non linéaires incertains », Thèse de doctorat en automatique, Ecole nationale polytechnique, Alger - Algérie-, 2009.
- [25] Khaldoun Aissa, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôle par la méthode à flux orienté », thèse de doctorat en génie électrique, Université de Boumerdes, Boumerdes-Algerie-, 2007.
- [26] D. Bouali et T. Tadjer, « commande flou d'un moteur asynchrone », PFE, université de Tiaret.
- [27] Zine Souhila Rached, « Etude d'une commande floue adaptative appliquée à la machine asynchrone », Mémoire de fin d'études en génie électrique, Université de Tiaret, Tiaret-Algérie-, 2011.
- [28] A. Daoud et A. Midoun, « Commande Floue de la Charge d'une Batterie dans une Installation Photovoltaïque », *Energ. Ren.: ICPWE*, p. 67-72, 2003.

Chapitre V:
Contrôle direct de puissance (DPC)
appliqué au système de conversion
d'énergie

V.1. Introduction

Dans le but de chercher des meilleures performances pour notre système, au point de vue robustesse et qualité d'énergie, nous inspectons d'autres techniques de contrôle plus performantes que le contrôle vectoriel[1]. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluées. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC) et de la puissance (DPC). Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects, comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine[2].

Le principe du contrôle direct qui était une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control) a été proposé en 1986 par *Takahashi* [3]. La similarité qui existe entre les convertisseurs à MLI pour le contrôle d'une machine ou un réseau, a permis l'apparition d'une technique de contrôle homologue au DTC, appelée Contrôle Direct de Puissance ou *DPC* (Direct Power Control) [1] où il a deux boucles de contrôle direct des puissances instantanées active et réactive. Deux configurations du DPC ont été proposées pour la génération des ordres de commande des interrupteurs constituant le convertisseur à *MLI*, la première est basée sur la sélection directe de la séquence de commutation par le biais d'une table de commutation prédéfinie, la deuxième utilise un bloc de modulation vectorielle de largeur d'impulsion[4].

Ce chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer la technique DPC pour le contrôle des puissances de notre chaîne hybride appliquée au convertisseur de l'éolienne (CCM) et au convertisseur coté réseau (CCR) (figure II.1). Cette stratégie est basée sur la sélection d'un vecteur de tension, de telle manière que les erreurs entre les grandeurs mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis[5],[6],[7]. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine [1].

Au premier lieu nous présentons le principe de la DPC classique appliquée au convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) et au convertisseur coté réseau (CCR). Suite aux inconvénients majeurs de cette stratégie de contrôle qui sont les oscillations des puissances et les harmoniques des courants générés, à cause de la fréquence de commutation variable [1],[7] ; nous cherchons à améliorer les performances obtenues avec la DPC classique par le biais de la logique floue (DPC-FLOU). Dans cette dernière nous remplaçons la table de commutation par une autre table de structure particulière, dont la sélection des vecteurs de commande est basée sur l'application des

règles floues. Les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, converties en variables floues, sont utilisées directement pour la sélection du vecteur de commande adéquat[4].

A la fin, des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances apportées par les deux techniques de contrôle proposées DPC classique (DPC-C) et DPC par la logique floue (DPC-F) dans le contrôle du système de conversion d'énergie hybride (éolienne et PV).

V.2. Etat de l'art du contrôle direct de puissance (DPC)

Le but du contrôle direct en général était d'éliminer la boucle de régulation interne des variables contrôlées et le modulateur *MLI*, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie [4]. La première application développée dans cet axe était le contrôle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à *MLI* en 1986 par *I.Takahashi* [3], qui est connue sous la dénomination de contrôle direct de couple (DTC) où le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement en absence de modulateur *MLI* [8].

Le principe de base du contrôle directe de puissance a été proposé en 1991 par *T.Ohnishi* [9], cette technique utilise toujours l'élément de modulateur *MLI*, mais les tensions de références sont obtenues à partir des signes des erreurs des puissances actives et réactives au lieu des courants triphasés instantanés. Par la suite, le contrôle direct de puissance a été proposé par *T.Neghouchi* [10] en 1998, pour le contrôle des puissances du réseau. Cette méthode est basée sur la sélection du vecteur tension à partir d'une table de commutation pour le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. En suite, cette approche a été développée et différentes configurations ont été proposées par *M. Malinowski* [11], qui se subdivisent en deux catégories :

- DPC utilisant le vecteur de tension (*V-DPC*): les références [10],[12] et [13] établissant des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère (α,β) .
- DPC utilisant le flux virtuel: dans[11],[14] et [15], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle, sont les oscillations des puissances et les harmoniques des courants générées par la MADA, à cause de la fréquence de commutation variable [16] ,[7]. Il y a d'autres techniques de la commande DPC, afin d'affranchir ces contraintes :

- DPC-SVM (SVM : Space Vector Modulation): dans cette méthode nous remplaçons

la table de commutation par une modulation de type vectorielle [16], [17].

- DPC prédictives dans [18] et [19].
- DPC avec des techniques d'intelligence artificiel : comme la logique flou dans [20] et [21], et le réseau de neurones[1].

Le principe du contrôle direct de puissance est apposé dans plusieurs applications de commande: Filtrage actif dans [22], commande des machines électrique [23], interconnexion au réseau [24].

V.3. Principe

Le contrôle direct de puissance *DPC* est basé sur la sélection des vecteurs de tension, prédéfini dans une table de commutation, appliqué au convertisseur à *MLI* triphasé. Ces vecteurs de tension représentent des séquences des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le convertisseur à *MLI*. la sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées (S_p, S_q) entre les références des puissances active et réactive (P^*, Q^*) et les valeurs réelles (P, Q), fournies par deux comparateurs à hystérésis, ainsi que sur la position angulaire du vecteur " θ " (vecteur du flux pour CCM, vecteur de tension du réseau pour CCR)[4],[1],[2].

V.4. Contrôle direct de puissance classique (DPC-C)

V.4.1. DPC_C du CCM de la chaine hybride

Quatre à cinq années après le contrôle vectoriel, une nouvelle technique de commande apparait pour les machines tournantes : le contrôle direct. Ces stratégies de contrôle sont plus simples et plus robustes que le contrôle vectoriel à cause de la moindre dépendance des paramètres de la MADA.

V.4.1.1. Topologie de convertisseur

Le convertisseur de puissance utilisé dans le coté rotor de la machine "CCM" est un onduleur de tension classique à deux niveaux. Ce dernier permet d'atteindre huit positions distinctes dans les plans de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

On définit le vecteur \bar{V}_r comme la combinaison des trois tensions simples :

$$\bar{V}_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (V.1)$$

Un onduleur triphasé peut produire huit combinaisons différentes suivant l'état de commande des interrupteurs :

$V_0(0\ 0\ 0)$, $V_1(1\ 0\ 0)$, $V_2(1\ 1\ 0)$, $V_3(0\ 1\ 0)$, $V_4(0\ 1\ 1)$, $V_5(0\ 0\ 1)$, $V_6(1\ 0\ 1)$, $V_7(1\ 1\ 1)$.

Les huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tension qui vont être appliqués aux bornes du circuit rotorique de la MADA. Il y a des vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. Les positions spatiales dans le plan (α, β) des vecteurs actifs de tensions sont montrées dans la figure (V.1).

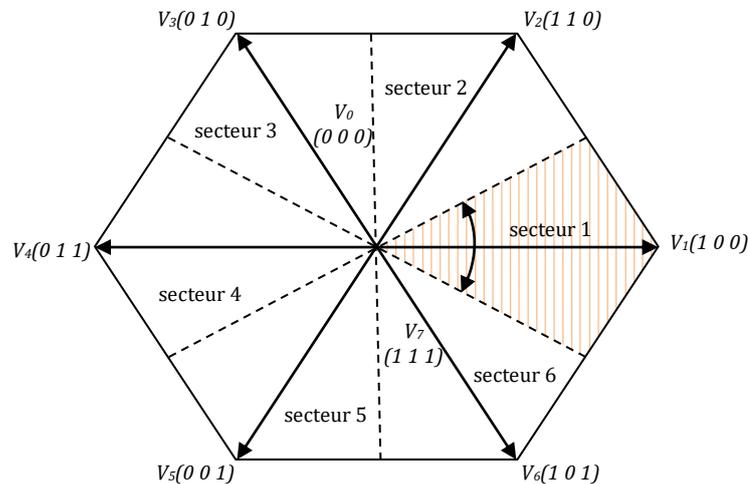


Figure V.1. Présentation des vecteurs de commutation.

Le principe de fonctionnement du contrôle est relativement simple avec trois étages, on a la partie estimation des puissances active et réactive, ensuite les contrôleurs par hystérésis et enfin la table de sélection des vecteurs optimaux permet de donner les signaux nécessaires pour contrôler le convertisseur coté machine. la figure (V.6) présente le principe de fonctionnement du contrôle direct de puissance classique (DPC-C)[25].

V.4.1.2. Estimation de la puissance active et réactive

Il y a trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive :

- 1) la mesure des courants et des tensions ;
- 2) l'estimation des tensions du réseau et la mesure des courants ;
- 3) l'estimation du flux virtuel et la mesure des courants.

Au lieu de mesurer les puissances sur la ligne, en capturant les courants rotoriques, et en estimons P_s et Q_s . Cette approche donne un contrôle anticipé des puissances dans les enroulements statoriques. Rappelons que la commande DPC sera effectuée sur la base du modèle simplifié de la MADA (voir chapitre II), c'est à dire celui établi en négligeant la résistance de la phase statorique. Nous pouvons trouver les relations de P_s et Q_s en fonction des deux composantes du flux rotorique dans la référence du référentiel (α, β_r) . Ce référentiel tourne solidaires avec le rotor de la

MADA[5]. Les puissances actives et réactives sont contrôlées par deux comparateurs à hystérésis, les valeurs mesurées des puissances étant estimées à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_s \phi_{r\beta} \\ Q_s = \frac{3}{2} V_s \left(\frac{1}{\sigma L_s} \psi_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (V.2)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \psi_s \\ \phi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \\ |\bar{\psi}_s| = \frac{|\bar{V}_s|}{\omega_s} \end{cases} \quad (V.3)$$

En introduisant l'angle δ qui se trouve entre le vecteur flux statorique et rotorique, P_s et Q_s deviennent :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\psi_s| |\psi_r| \sin \delta \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\psi_s| \left(\frac{L_m}{L_r} |\psi_r| \cos \delta - |\psi_s| \right) \end{cases} \quad (V.4)$$

La dérivée des deux équations dans (V.4) donne :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| \frac{d(|\psi_r| \sin \delta)}{dt} \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\psi_s| \frac{d(|\psi_r| \cos \delta)}{dt} \end{cases} \quad (V.5)$$

Avec δ est l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.

Comme on le voit dans l'équation (V.5), on peut déduire que la variation de la puissance active et réactive dépend respectivement de la variation de la position " δ " et des amplitudes des flux statorique et rotorique (figure V.2).

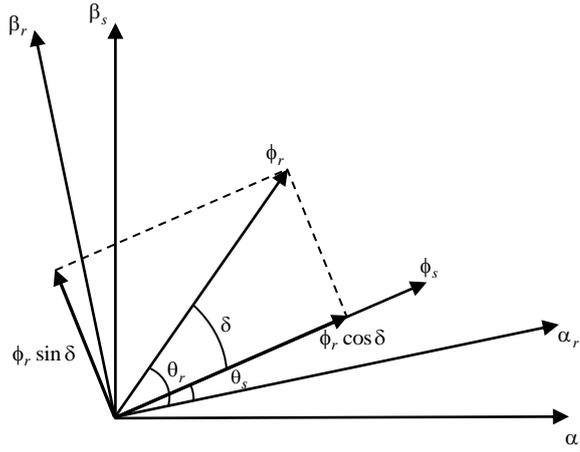


Figure V.2. Relation entre les flux statorique et rotorique dans le plan $(\alpha_r\text{-}\beta_r)$.

V.4.1.3. Influence de la tension sur le flux rotorique

A partir du modèle vectoriel de la machine dans le référentiel fixe (α_r, β_r) , ainsi, de l'expression de la tension rotorique :

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \quad (\text{V.6})$$

Le flux rotorique peut être exprimé par la relation suivante :

$$\bar{\phi}_r = \int_0^t (\bar{V}_r - R_r \bar{i}_r) dt \quad (\text{V.7})$$

Pour simplifier, on considère que la chute de tension ' $R_r I_r$ ' est négligeable par rapport à la tension V_r (se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), donc on obtient la relation suivante :

$$\bar{\phi}_r = \bar{\phi}_{r0} + \int_0^t \bar{V}_r dt \quad (\text{V.8})$$

Où $\bar{\phi}_{r0}$ est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

$$\bar{\phi}_r = \bar{\phi}_{r0} + \bar{V}_r T_e \quad (\text{V.9})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0 T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , donc le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire:

$$\bar{\phi}_r(k+1) \approx \bar{\phi}_r(k) + \bar{V}_r T_e \quad (\text{V.10})$$

Avec :

$\bar{\phi}_r(k)$: Le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\phi}_r(k+1)$: Le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

L'extrémité du vecteur rotorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension V_r , ce principe est décrit par la figure (V.3). Si l'intervalle est suffisamment petit, nous avons :

$$\Delta\bar{\phi}_r = \bar{V}_r T_e \quad (V.11)$$

$\Delta\bar{\phi}_r$: La variation du vecteur flux rotorique ($\bar{\phi}_r(k+1) - \bar{\phi}_r(k)$).

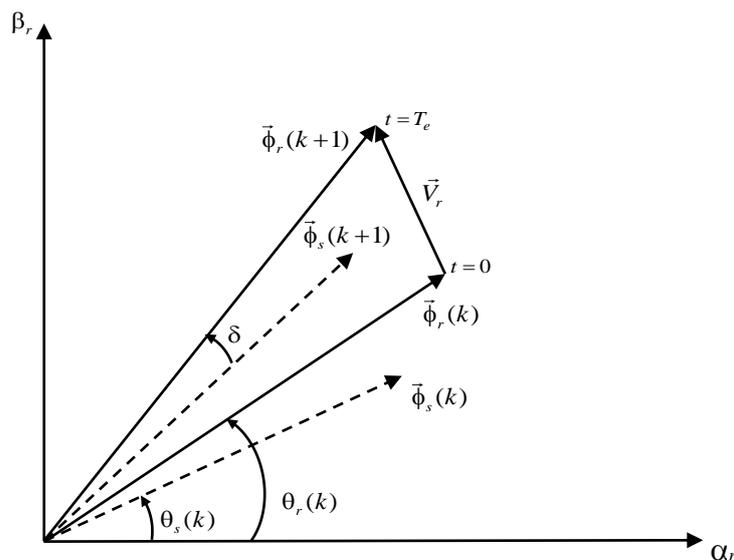


Figure V.3. L'évolution de l'extrémité du flux rotorique.

Nous déduisons d'équation (V.11) que :

La direction de la variation du vecteur flux rotorique est celle du vecteur tension ; donc, l'extrémité du vecteur flux ϕ_r se déplace sur une droite dont la direction est celle du vecteur tension sélectionné durant T_e .

Donc $\bar{\phi}_r$ est linéairement proportionnel à V_r .

- Si \bar{V}_r a le même sens que $\bar{\phi}_r$, le flux augmente.
- Si \bar{V}_r a le sens opposé de $\bar{\phi}_r$, le flux diminue.

V.4.1.4. Sélection du vecteur tension V_r

On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_r dans le référentiel fixe par rapport au rotor, en le décomposant en six zones (N=6) symétriques par rapport aux directions des vecteurs

tensions non nuls. La position du vecteur flux rotorique dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$.

Le contrôle des puissances active et réactive est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls :

- Si V_{i-2} est sélectionné, alors, l'amplitude du flux croît et la position du flux croît
- Si V_{i-1} est sélectionné, alors, l'amplitude du flux décroît et la position du flux croît
- Si V_{i+2} est sélectionné, alors, l'amplitude du flux croît et la position du flux décroît
- Si V_{i+1} est sélectionné, alors, l'amplitude du flux décroît et la position du flux décroît
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors, le vecteur s'arrête, ce qui engendre un blocage de la position.

V.4.1.5. Comparateurs à hystérésis

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée au contrôle de la puissance active et réactive. Ces comparateurs (figure V.4) doivent permettre de contrôler l'échange des puissances entre la MADA et le réseau électrique dans les deux sens et avec les deux modes de fonctionnement hypo et hyper-synchrone de la MADA.

Le DPC pour la MADA est basée sur la sélection d'un vecteur de tension rotorique de telle manière que les erreurs entre les grandeurs mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis [1].

Ces comparateurs à hystérésis, appliqués sur la puissance active et réactive, permettent de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \varepsilon Q_s \geq \Delta Q_s & \Rightarrow S_q = 1 \\ \text{Si } \varepsilon Q_s \leq -\Delta Q_s & \Rightarrow S_q = -1 \\ \text{Si } \varepsilon P_s \geq \Delta P_s & \Rightarrow S_p = 1 \\ \text{Si } -\varepsilon P_s \leq \Delta P_s \leq \Delta P_s & \Rightarrow S_p = 1 \\ \text{Si } \varepsilon P_s \leq -\Delta P_s & \Rightarrow S_p = -1 \end{array} \right. \quad (\text{V.12})$$

Les comparateurs analogiques ont un désavantage notable : la fréquence d'échantillonnage est variable. Ce problème peut être éliminé, si on utilise des comparateurs discrets, les variations des puissances ne sont pas maintenues exactement dans la bande d'hystérésis, mais on fonctionne à temps d'échantillonnage fixe[5].

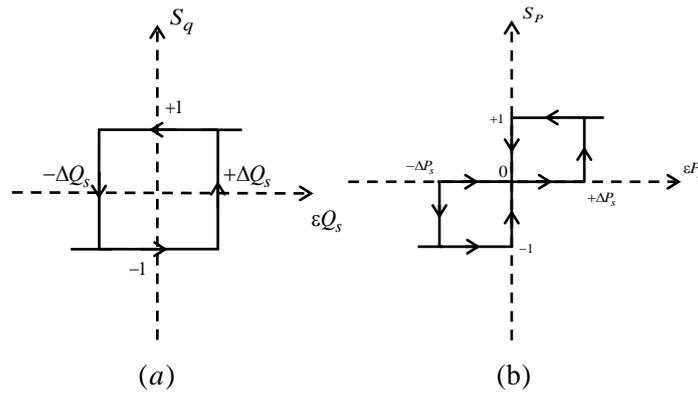


Figure V.4. Comparateurs à hystérésis pour DPC coté CCM : (a) puissance active, (b) puissance réactive

V.4.1.6. Elaboration de la table de commutation

Pour sélectionner le vecteur de tension rotorique optimum, il faut connaître la position relative du flux rotorique dans les six sextants. Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, il peut produire huit combinaisons différentes qui engendrent huit vecteurs de tension, qui peuvent être appliqués aux bornes rotoriques de la MADA.

Il y a six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. Les positions spatiales dans le plan (α_r, β_r) des vecteurs actifs de tensions sont montrées dans la figure (V.5)

Le partage du plan complexe en six secteurs $SEC(i), (i=1, \dots, 6)$ peut être déterminé par la relation suivante :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq SEC(i) \leq \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \tag{V.13}$$

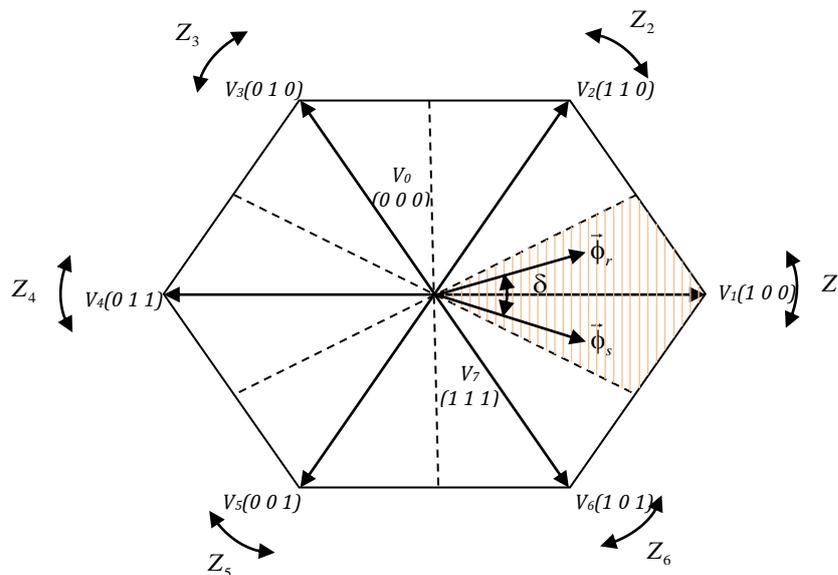


Figure V.5. Présentation des vecteurs de commutation.

Il en découle que le tableau (V.1) des vecteurs optimaux est dérivé de la même manière en donnant la priorité au contrôle de la puissance active sur la puissance réactive. Les signaux de S_p et S_q , ainsi que la position du vecteur flux rotorique δ , représentent les entrées de cette table de vérité, alors que les états de commutation S_a, S_b, S_c représentent sa sortie[1].

TABLEAU V.1. Table de sélection des vecteurs optimaux[13].

| S_q | S_p | Secteur 1 | Secteur 2 | Secteur 3 | Secteur 4 | Secteur 5 | Secteur 6 |
|-------|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 | 1 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 |
| | 0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 |
| | -1 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 | V_2 |
| -1 | 1 | V_6 | V_1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 |
| | 0 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 | V_0 | V_7 |
| | -1 | V_2 | V_3 | V_4 | V_5 | V_6 | V_1 |

V.4.1.7. Schéma du contrôle direct de puissance (DPC_C)

La structure détaillée de la commande directe de puissance DPC de la MADA est présentée à la figure (V.6). La structure est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule transformation de référentiel est nécessaire, les boucles de régulation proportionnelle et intégrale ont été remplacées par des régulateurs à hystérésis et aucun découplage par compensation n'est pas nécessaire.

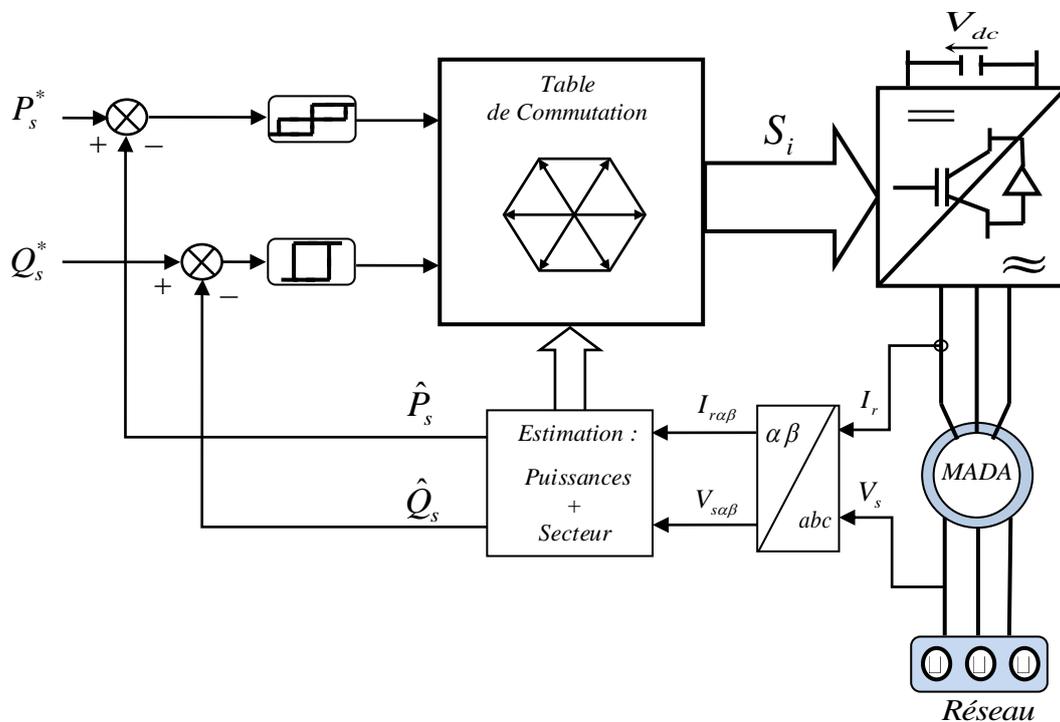


Figure V.6. Configuration de la DPC-C de la MADA.

V.4.2. DPC_C du CCR de la chaîne hybride

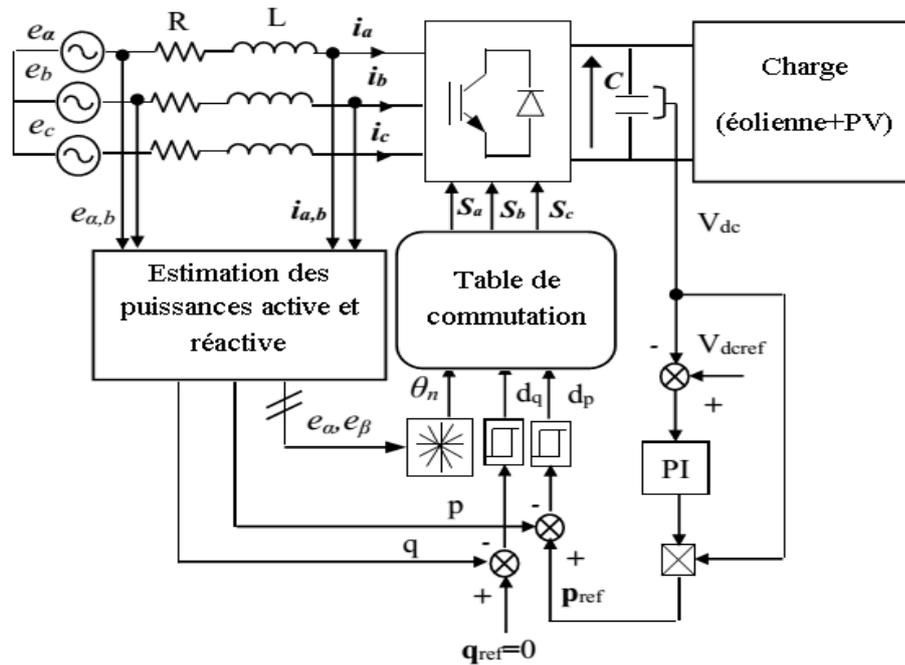


Figure V.7 Principe de DPC classique

L'idée principale du DPC est illustrée par la figure (V.7). Les erreurs entre les valeurs de référence des puissances active et réactive instantanées et leurs mesures sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux qui déterminent avec l'aide d'un tableau de commutations et la valeur du secteur où se trouve la tension du réseau, l'état de commutation des interrupteurs. La boucle de tension du bus continu est réglée avec un correcteur PI[26].

Afin d'augmenter la précision et aussi pour éviter les problèmes rencontrés aux frontières de chaque vecteur de commande, le plan de l'espace vectoriel est divisé en douze secteurs de 30° chacun (figure :V.8).

Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} < \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad (\text{V.14})$$

Selon l'angle du vecteur de la tension de source référence sur l'axe (α), le secteur ou le vecteur est localisé sera sélectionné. L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère (α, β), indiquée par l'équation (V.15)[27]:

$$\theta = \arctan\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad (\text{V.15})$$

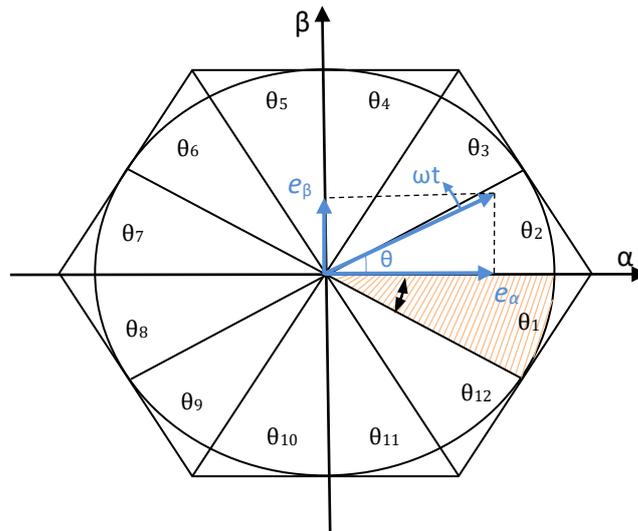


Figure V.8. Répartition du plan de l'espace vectoriel (α, β) pour le contrôle direct de CCR.

L'objectif du DPC est de permettre au convertisseur à MLI de CCR d'échanger avec le réseau des puissances instantanées active et réactive, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières [4]. La tension du bus continu est régulée pour un contrôle de la puissance active et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire est obtenu en imposant la puissance réactive à une valeur nulle[27].

V.4.2.1. Comparateurs à hystérésis

Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux de la figure (V.9), permettent d'établir deux sorties logiques S_p et S_q qui prennent l'état 1 pour une augmentation de la variable contrôlée et l'état 0 pour une diminution :

$$\begin{cases} S_p = 1 & p \leq p_{ref} - \Delta p \\ S_p = 0 & p \geq p_{ref} + \Delta p \\ S_q = 1 & q \leq q_{ref} - \Delta q \\ S_q = 0 & q \geq q_{ref} + \Delta q \end{cases} \quad (V.16)$$

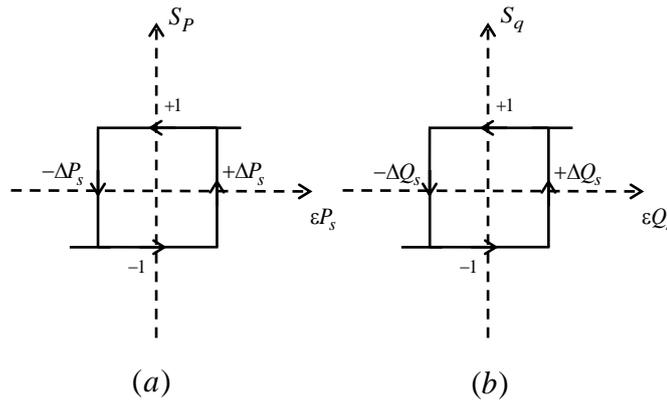


Figure V.9. Comparateurs à hystérésis pour DPC coté CCR :(a) puissance active, (b) puissance réactive.

V.4.2.2. Table de commutation

Afin d'aboutir à une table de commutation assurant un contrôle simultané des puissances active et réactive, durant tous les secteurs, il est indispensable d'étudier les variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de contrôle sur ces dernières, et cela au cours d'une période complète de la tension du réseau[2].

V 4.2.2.1. Etude des variations des puissances instantanées

Dans le repère stationnaire (α , β) et avec système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par le CCR, figure (V.1), est régie par les deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(e_{\alpha} - v_{\alpha} - ri_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(e_{\beta} - v_{\beta} - ri_{\beta}) \end{cases} \quad (V.17)$$

De l'équation précédente, (V.17), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants $[i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$ peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du convertisseur $[v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T$. En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau $[e_{\alpha} \ e_{\beta}]^T$, du vecteur du contrôle appliqué $[v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T$, et du courant actuel avec un degré moindre[4],[2].

L'effet de la résistance "r" de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre peut être adoptée, sur une période de commutation T_s , de l'équation (V.17). Alors, les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - v_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - v_\beta(k)) \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, il est alors possible d'écrire $e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k)$. Tenant compte de la commutation, elles sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} \Delta P = e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta Q = e_\beta(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

En substituant l'équation (V.18) dans (V.19) on obtient :

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\alpha(k) + e_\beta(k) \cdot v_\beta(k)] \\ \Delta Q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\beta(k) + e_\beta(k) \cdot v_\alpha(k)] \end{cases} \quad (\text{V.20})$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du convertisseur (vecteur de contrôle) appliqué durant la période de commutation et du vecteur des tensions du réseau. En effet, pour chacun des huit vecteurs de contrôle possible, et à une position donnée du vecteur $e_{\alpha\beta}$, une variation des puissances active et réactive est atteinte.

Comme résultat, il existe plusieurs façons de sélectionner le vecteur de contrôle contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour $i = (0, 1, 2, \dots, 6)$, les variations de ces puissances instantanées sont données par les expressions suivantes[4],[2]:

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha i}(k) + e_\beta(k) \cdot v_{\beta i}(k)] \\ \Delta Q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\beta i}(k) + e_\beta(k) \cdot v_{\alpha i}(k)] \quad i = 0, 1, 2, \dots, 6 \end{cases} \quad (\text{V.21})$$

Dans le plan (α, β) le vecteur tension du réseau peut être exprimé en fonction de sa position angulaire " θ " en utilisant la formule suivante :

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos(\theta) \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin(\theta) \end{cases} \quad \text{avec : } \|e_{\alpha\beta}\| = E_{\text{efficace}} \quad (\text{V.22})$$

Utilisant l'expression (V.22), l'équation (V.21) peut être réécrite sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} \Delta P_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| (v_{\alpha i} \cos(\theta) + v_{\beta i} \sin(\theta)) \\ \Delta Q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| (v_{\alpha i} \cos(\theta) + v_{\beta i} \sin(\theta)) \quad i = 0, 1, 2, \dots, 6 \end{cases} \quad (V.23)$$

Les vecteurs des tensions du convertisseur, correspondants à toutes les séquences de commutation possibles, sont représentés vectoriellement dans le plan (α, β) comme le décrit la figure (V.2). Les valeurs des composantes de ces vecteurs en grandeurs réelles et normalisées sont mentionnées dans le tableau V.2.

TABLEAU V.2. Vecteurs des tensions à l'entrée du convertisseur CCR

| I | v_a | v_b | v_c | $v_{\alpha i}$ | $v_{\beta i}$ | $\bar{v}_{\alpha i}$ | $\bar{v}_{\beta i}$ |
|-----|---------------|---------------|---------------|----------------------|----------------------|----------------------|---------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | $2/3 v_{dc}$ | $-1/3 v_{dc}$ | $1/3 v_{dc}$ | $\sqrt{2/3} v_{dc}$ | 0 | 1 | 0 |
| 2 | $1/3 v_{dc}$ | $1/3 v_{dc}$ | $-2/3 v_{dc}$ | $1/\sqrt{6} v_{dc}$ | $1/\sqrt{2} v_{dc}$ | 1/2 | $\sqrt{3}/2$ |
| 3 | $-1/3 v_{dc}$ | $2/3 v_{dc}$ | $-1/3 v_{dc}$ | $-1/\sqrt{6} v_{dc}$ | $1/\sqrt{2} v_{dc}$ | -1/2 | $\sqrt{3}/2$ |
| 4 | $-2/3 v_{dc}$ | $1/3 v_{dc}$ | $1/3 v_{dc}$ | $-\sqrt{2/3} v_{dc}$ | 0 | -1 | 0 |
| 5 | $-1/3 v_{dc}$ | $-1/3 v_{dc}$ | $2/3 v_{dc}$ | $-1/\sqrt{6} v_{dc}$ | $-1/\sqrt{2} v_{dc}$ | -1/2 | $-\sqrt{3}/2$ |
| 6 | $1/3 v_{dc}$ | $-2/3 v_{dc}$ | $1/3 v_{dc}$ | $1/\sqrt{6} v_{dc}$ | $-1/\sqrt{2} v_{dc}$ | 1/2 | $-\sqrt{3}/2$ |

Les variables $v_{\alpha i}$ et $v_{\beta i}$ sont les composantes normalisées du vecteur $v_{\alpha\beta}$ définies comme suit :

$$\bar{v}_{\alpha i} = \frac{v_{\alpha i}}{\|v_{\alpha\beta}\|}, \bar{v}_{\beta i} = \frac{v_{\beta i}}{\|v_{\alpha\beta}\|}, \|v_{\alpha\beta}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \quad (V.24)$$

Ces deux grandeurs peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \bar{v}_{\alpha i} = \cos\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \bar{v}_{\beta i} = \sin\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (V.25)$$

Les variations normalisées des puissances active et réactive sont alors données par :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P_i} = \frac{\Delta P_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} (\bar{v}_{\alpha i} \cos(\theta) + \bar{v}_{\beta i} \sin(\theta)) \\ \overline{\Delta Q_i} = \frac{\Delta Q_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} (v_{\beta i} \cos(\theta) - v_{\alpha i} \sin(\theta)) \end{cases} \quad (V.26)$$

En substituant (V.25) dans (V.26) alors :

$$\begin{cases} \overline{\Delta P_i} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta Q_i} = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (V.27)$$

Pour: $i = 1, 2, 3, \dots, 6$;
$$\begin{cases} \overline{\Delta P_0} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|}, -\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6 \\ \overline{\Delta Q_0} = 0 \end{cases} \quad (V.28)$$

La tension du bus continu doit être supérieure par rapport à l'amplitude de la tension composée du réseau, pour assurer le fonctionnement élévateur (boost convert) du redresseur à MLI, donc la condition suivante doit être satisfaite :

$$\frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \leq \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (V.29)$$

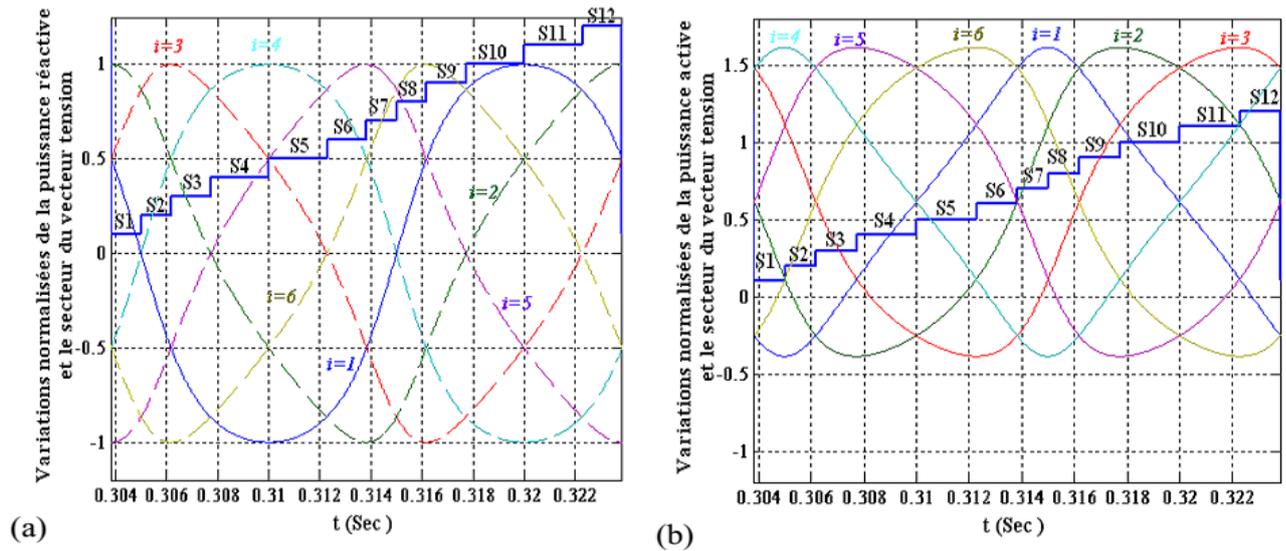


Figure V.10. Variations normalisées de la puissance active et réactive($\overline{\Delta P_i}, \overline{\Delta Q_i}$) avec les secteurs[2].

V 4.2.2.2.Elaboration de la table de commutation [4][20]:

La sélection des vecteurs de contrôle est basée sur le signe de la variation provoquée sur les puissances active et réactive. En fonction des sorties logiques S_p et S_q des comparateurs à hystérésis, le vecteur choisi doit assurer une augmentation ou une diminution de chacune des puissances active et réactive. Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour le secteur "1" sont représentés dans le tableau (V.3).

TABLEAU V.3. Vecteurs de commande sélectionnés pour θ_1

| Secteur 1 | | $\overline{\Delta Q_1}$ | |
|-------------------------|-------------------------------|-------------------------------|-------------------------------|
| | | $> 0 \leftrightarrow S_q = 1$ | $< 0 \leftrightarrow S_q = 0$ |
| $\overline{\Delta P_1}$ | $> 0 \leftrightarrow S_p = 1$ | v_3, v_2 | v_4, v_5 |
| | $< 0 \leftrightarrow S_p = 0$ | v_1 | v_6 |

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la nouvelle table de commutation présentée par le tableau (V.4).

TABLEAU V.4. Table de commutation classique[20]

| S_p | S_q | θ_1 | θ_2 | θ_3 | θ_4 | θ_5 | θ_6 | θ_7 | θ_8 | θ_9 | θ_{10} | θ_{11} | θ_{12} |
|-------|-------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|---------------|---------------|---------------|
| 1 | 0 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 |
| | 1 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 |
| 0 | 0 | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 |
| | 1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 |

V 4.2.2.3. Boucle de régulation de la tension du bus continu pour la DPC

Pour le DPC du convertisseur à MLI coté réseau CCR, la tension du bus continu V_{dc} est contrôlée par l'ajustement de la puissance active. A cet effet, un contrôleur est utilisé dans la boucle de régulation de cette tension pour fournir la référence de la puissance active instantanée P_{g_ref} . La référence de la puissance réactive Q_{g_ref} est imposée nulle pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur.[2].

Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevées pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence V_{dc_ref} et la tension mesurée V_{dc} . Il est également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension V_{dc} . Dans ce travail un régulateur de type PI est utilisé pour contrôler cette tension.

En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante [10]:

$$P = V_{dc} \cdot i_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R} \quad (V.30)$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{R}{1 + \frac{R.C}{2}s} \quad (V.31)$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-après :

$$P = \frac{3}{2} \cdot E_{\max} \cdot I_{\max} \quad (V.32)$$

Si nous prenons comme grandeur à régler, pour une raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant l'amplitude constante de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{V_{dc}^2(s)}{I_{\max}(s)} = \frac{3}{2} E_{\max} \frac{R}{1 + \frac{R.C}{2}s} \quad (V.33)$$

Dans la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence [4][2]. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans la boucle de régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension V_{dc} . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu i_{dc} nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge. L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après :

$$V_{dc} \cdot i_{dc} = \frac{3}{2} \cdot E_{\max} \cdot I_{\max} \quad (V.34)$$

Les paramètres du régulateur PI utilisé pour la tension du bus continu sont calculés sur le principe de compensation du pôle dominant. Ces derniers sont donnés par l'équation (V.35) :

$$\begin{cases} T_i = \frac{3.R.E_{\max}}{4.\pi.f_c} \\ K_p = \frac{C.R}{2.T_i} \end{cases} \text{ Avec } f_c \text{ la fréquence de coupure} \quad (V.35)$$

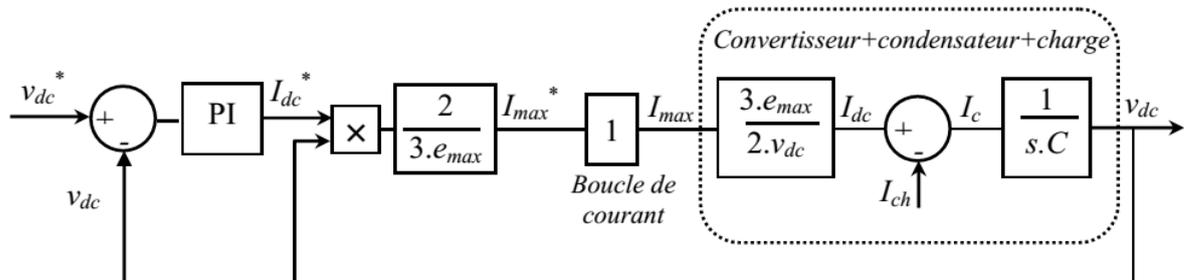


Figure V.11. Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

V.4.3. Résultats de simulation

Dans cette section le control DPC de la GADA de 7.5 kW (annexe A) a été testé par simulation sous environnement MATLAB/SIMULINK. Deux types de tests ont été appliqué au système de la figure (V.6), afin d'observer le comportement de sa régulation :

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

V.4.3.1. Fonctionnement à vitesse du vent fixe

V.4.3.1.1. DPC classique du CCM à vitesse fixe

Dans cet essai, une vitesse fixe de 125 rad/s est appliquée sur les pales de la turbine éolienne, ce qui correspond à un mode hypo synchrone de la MADA. Donc ce premier essai consiste à imposer des échelons de la puissance active et réactive, ce qui nous permet de vérifier le découplage entre les deux puissances de la MADA (figure V.12).

D'après les résultats de simulation obtenus de la figure (V.12), on peut dire que le découplage entre la puissance active et réactive est toujours réalisé avec des grandes performances (suivi des consignes, temps de réponse très rapide, erreur statique minimale... etc.).

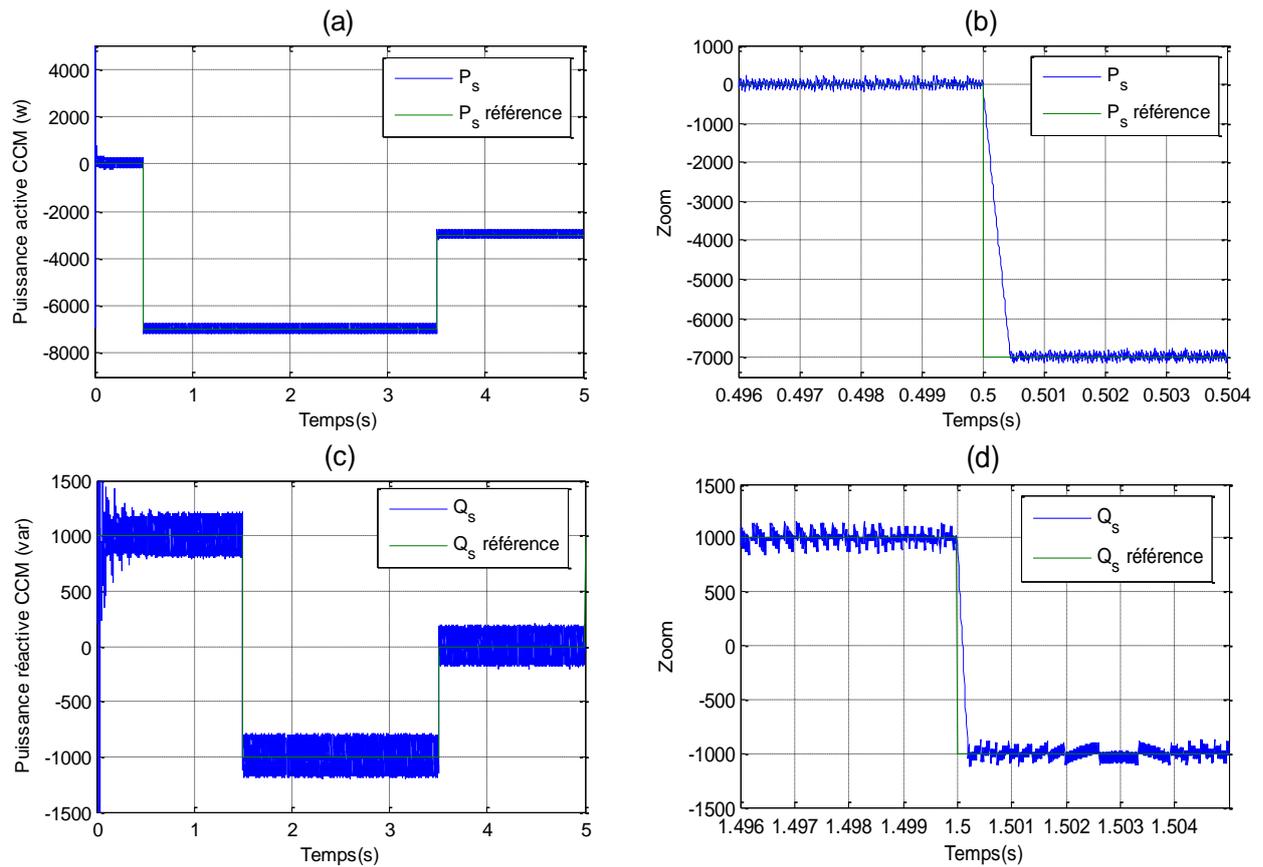


Figure V.12. Les puissances active et réactive pour CCM par DPC classique

La figure (V.13) représente le comportement de la MADA dans le cas du control DPC classique, le courant statorique généré par la MADA (figure V.13a) qui possède une allure sinusoïdale mais fluctuée à cause de la variation de la fréquence de commutation (figure V.13b). Le courant rotorique (figure V.13c) semble aussi sinusoïdale mais bruité (figure V.13d), ceci est du toujours à la fréquence de commutation variable du DPC classique à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis. La figure (V.13e) montre l'allure du couple électromagnétique de la MADA, Ce dernier représente une image de la puissance active.

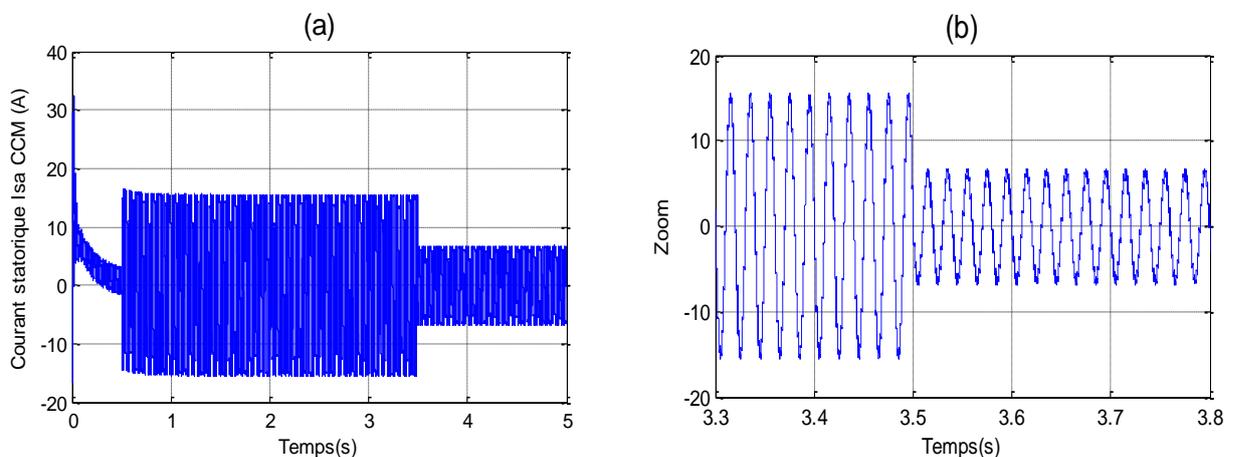


Figure V.13. Comportement de DPC-C avec le CCM.

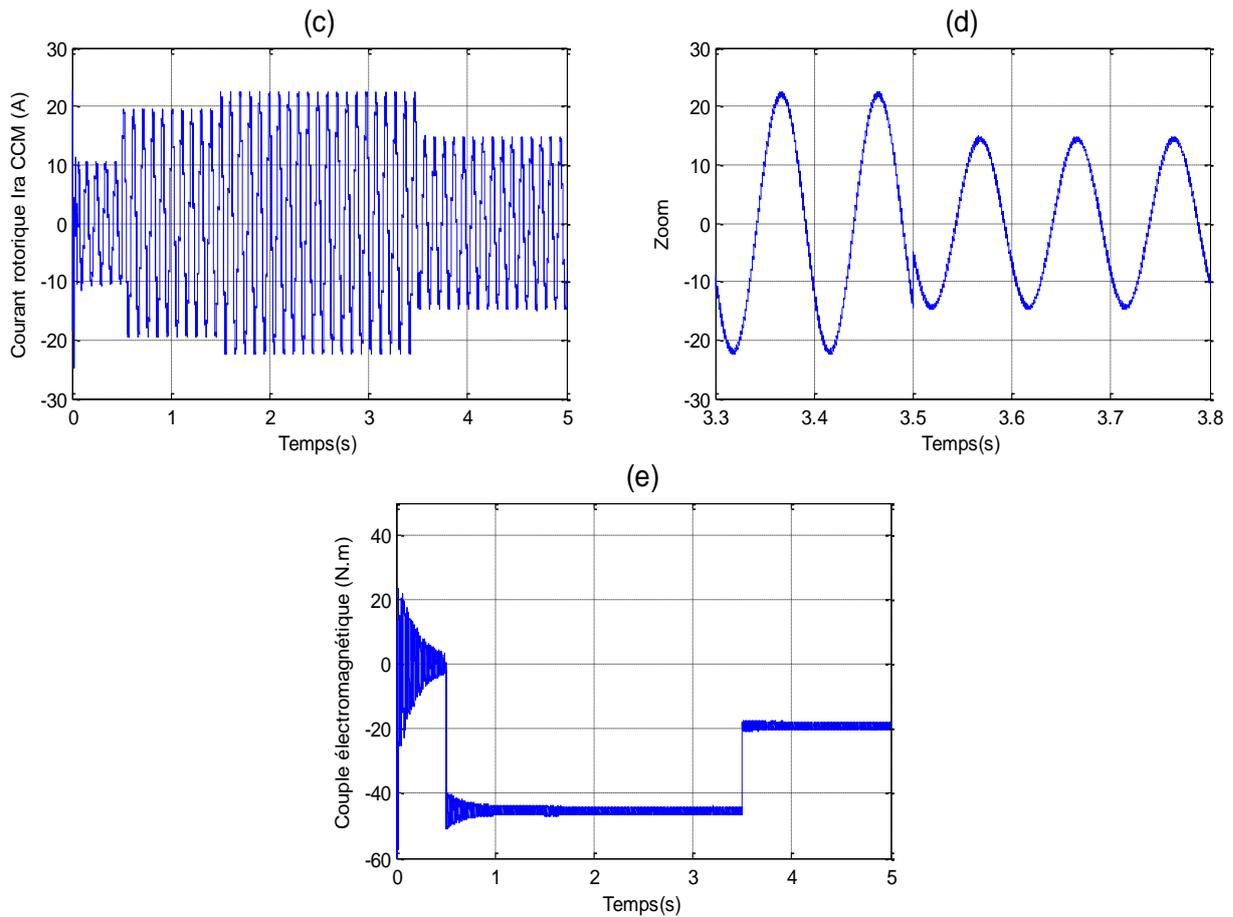


Figure V.13. Comportement de DPC-C avec le CCM (suite).

V.4.3.1.2. DPC classique du CCR à vitesse fixe

Pour la figure (V.14) nous notons que le DPC classique de CCR est capable de contrôler indépendamment la puissance à une valeur différente de zéro, ce qui permet au convertisseur CCR d'échanger de la puissance réactive avec le réseau. Dans ce test, la référence de la puissance réactive subit un échelon brutal de -2000VAR à $+2000\text{VAR}$. Nous constatons que la puissance réactive suit sa nouvelle référence sans affecter la puissance active, grâce au découplage parfait du contrôle de ces puissances. D'après la figure (V.14a) le contrôle direct de puissance assure un bon suivi de la référence de la puissance active, fournie par le régulateur PI, et maintient la puissance réactive au zéro. On observe d'après la figure (V.14c) qu'il y a une absorption des courants sinusoïdaux.

Nous remarquons à travers la figure (V.14e) que la variation de la référence de puissance provoque un léger dépassement de la tension du bus continu. Après un régime transitoire, la tension du bus continu est maintenue constante proche de sa référence.

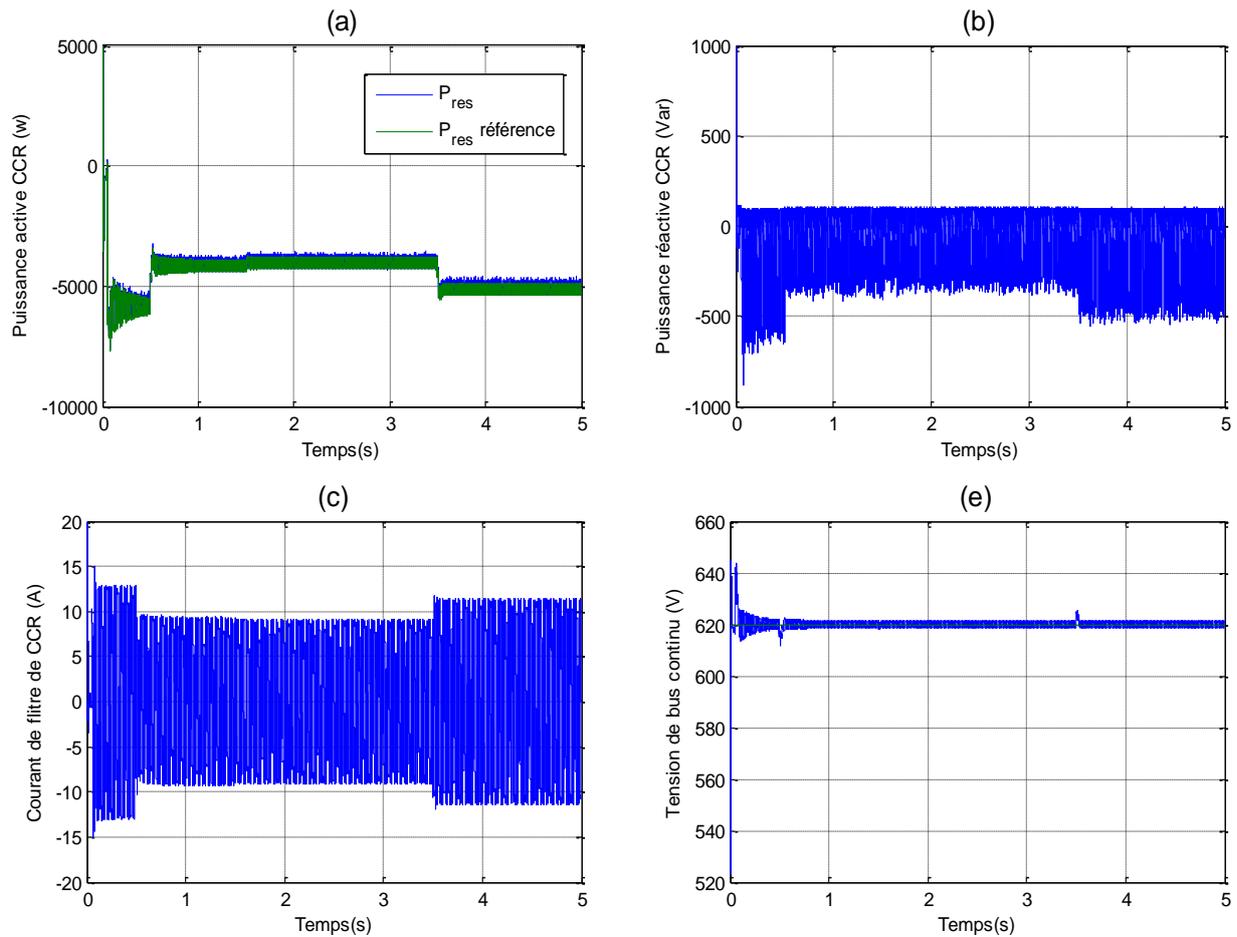


Figure V.14. Comportement de DPC-C avec le CCR.

V.4.3.2. Fonctionnement à vitesse du vent variable avec contrôle MPPT

V.4.3.2.1. DPC classique du CCM à vitesse de vent variable

Dans les résultats du deuxième test (figure V.15), la consigne de la puissance réactive est maintenue nulle (figure V.15b), afin d'assurer un facteur de puissance unitaire coté stator (figure V.17h) et de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau (figure V.15d). La consigne de la puissance active permet de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal quel que soit la vitesse du vent (figure V.15a) ; ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation de la technique MPPT.

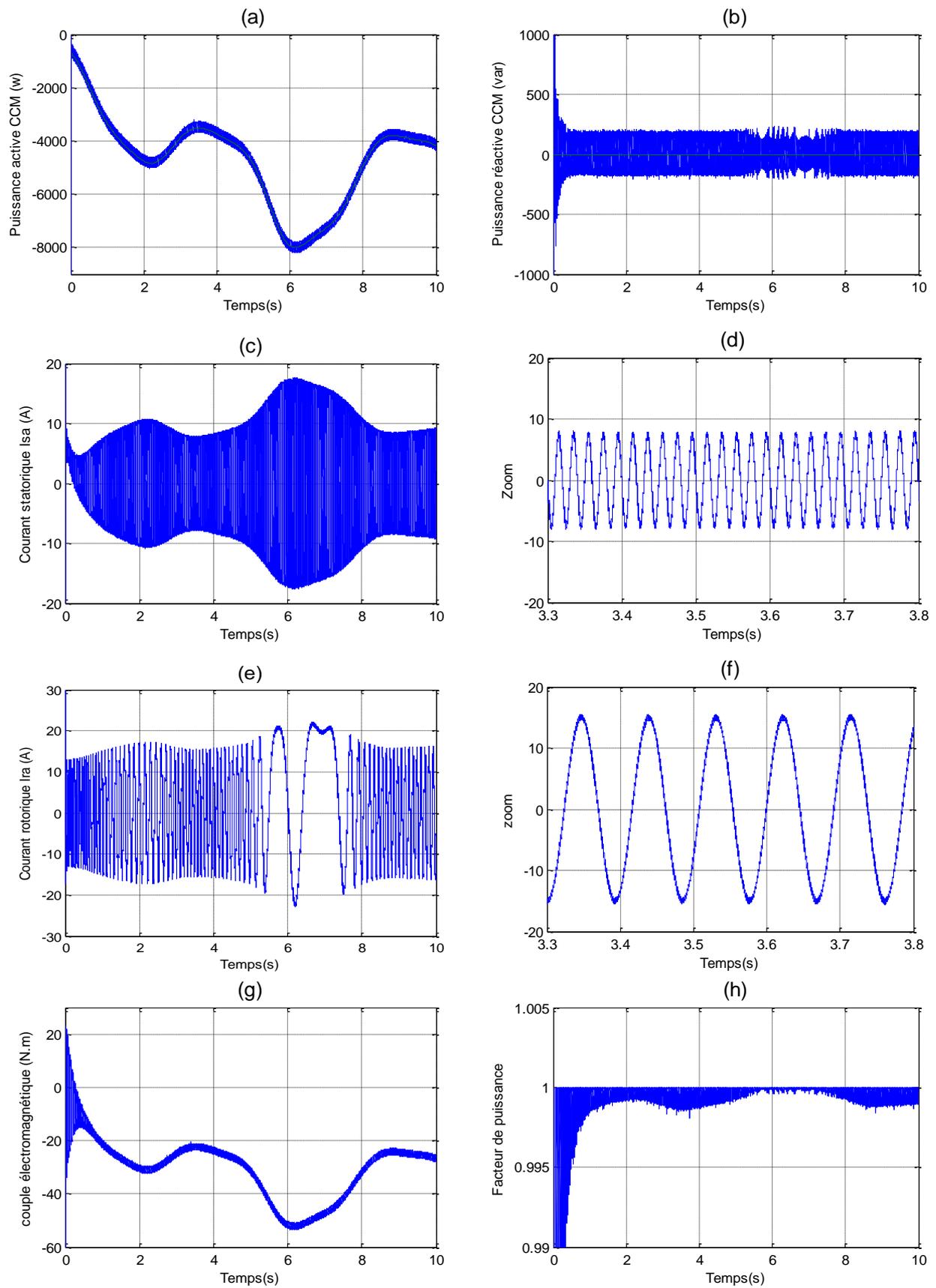


Figure V.15. Contrôle DPC-C de CCM à vitesse du vent variable.

Malgré ça, cette technique proposée (DPC-C), présente de fortes oscillations (fluctuations) aux niveaux des puissances et un taux de distorsion harmonique (THD) un peu élevé pour le courant statorique généré par rapport à la commande vectorielle. Cet inconvénient dû à la fréquence de commutation variable, produite par les comparateurs à hystérésis et la table de commutation utilisées par cette technique de commande. Ces oscillations peuvent causer des échauffements des interrupteurs.

Afin de mieux illustrer l'effet de la commande DPC-C sur la qualité du signal fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à vitesse fixe (figure V.13), mais avec une puissance active constante ($P_s = -7000$ W) et un facteur de puissance unitaire ($Q_s = 0$ Var).

La figure (V.16) montre respectivement les spectres harmoniques des courants de la phase « a » statorique et rotorique envoyés par la MADA au réseau de distribution. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic distortion : THD) est de (1.82%) pour le courant statorique et de (1.46 %) pour le courant rotorique. Notons comme remarque que le pas de simulation est égale à ($T_s = 1e-5$).

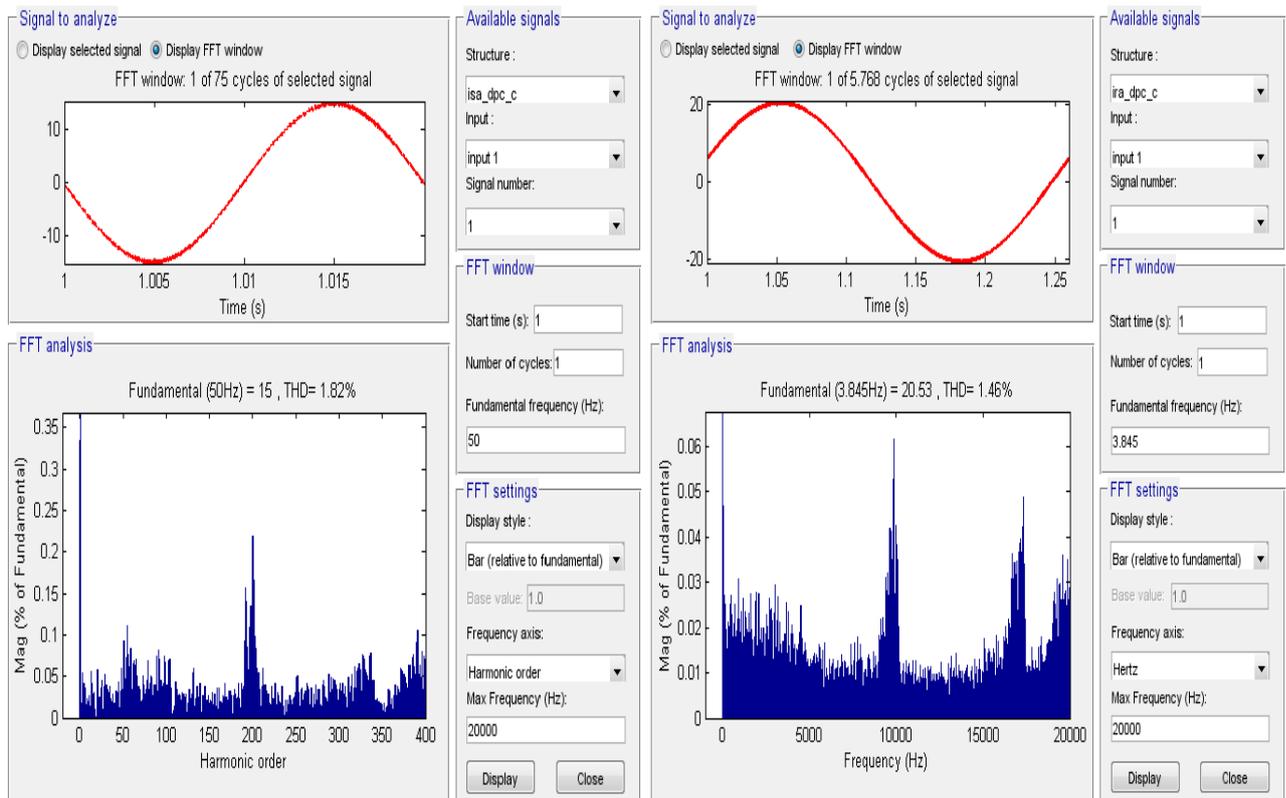


Figure V.16. Analyse harmonique des spectres des courants : phase statorique, phase rotorique.

V.4.3.2.2. DPC classique du CCR à vitesse de vent variable

La puissance réactive qui transite au réseau est imposée nulle ($q_{g_ref}=0$). La référence de la tension du bus continu est égale à $V_{dc_ref} = 620V$ et la puissance active qui transite au réseau est générée par le régulateur de la tension du bus continu.

Les figures (V.17 : a, b, e), montrent respectivement que la tension du bus continu et la puissance active et réactive qui transitent au réseau électrique suivent bien leurs références correspondantes. Cela est obtenu par le contrôle direct de la puissance appliquée au convertisseur coté réseau CCR. Nous remarquons que la tension du bus continu présente un court régime transitoire et en suite elle se stabilise à sa valeur de consigne imposée $V_{dc_ref} = 620V$.

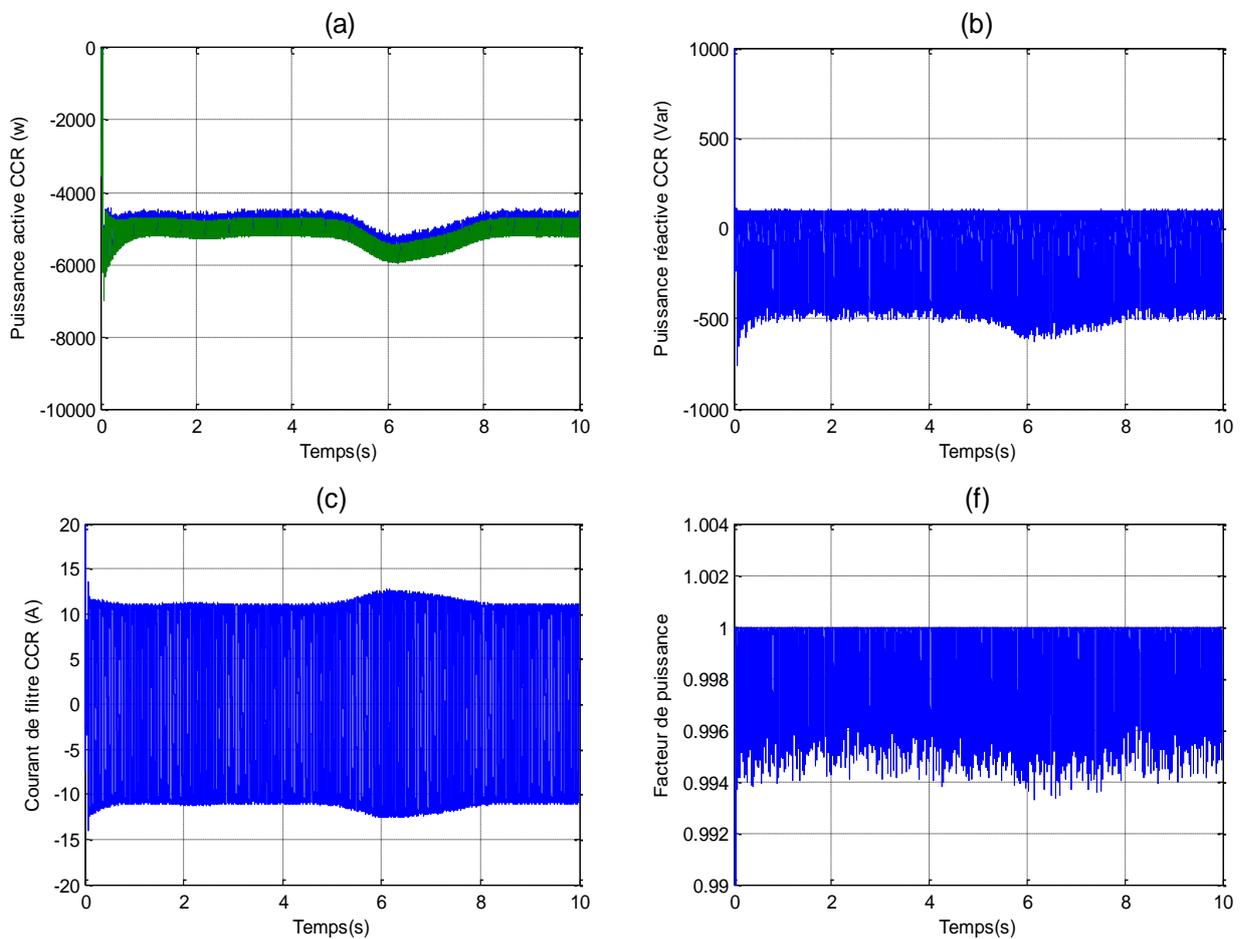


Figure V.17. Comportement du Contrôle DPC-C de CCR à vitesse variable

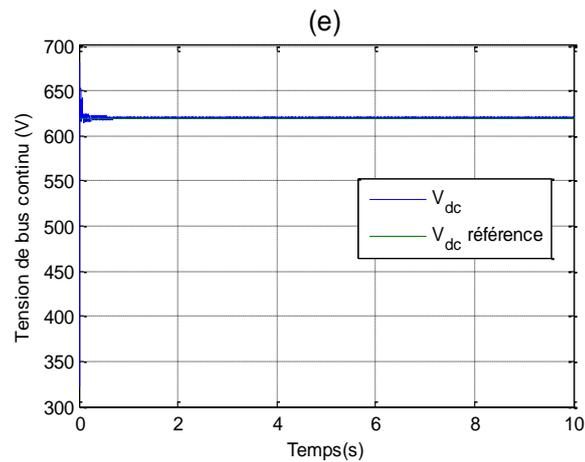


Figure V.17. Comportement du Contrôle DPC-C de CCR à vitesse variable (suite)

La figure (V.18) présente le spectre d'harmonique du courant envoyé au réseau par le système hybride (éolien et PV). Nous observons que les courants sont quasi-sinusoïdaux, mais ils présentent un taux de distorsion admissible de THD=3.34%

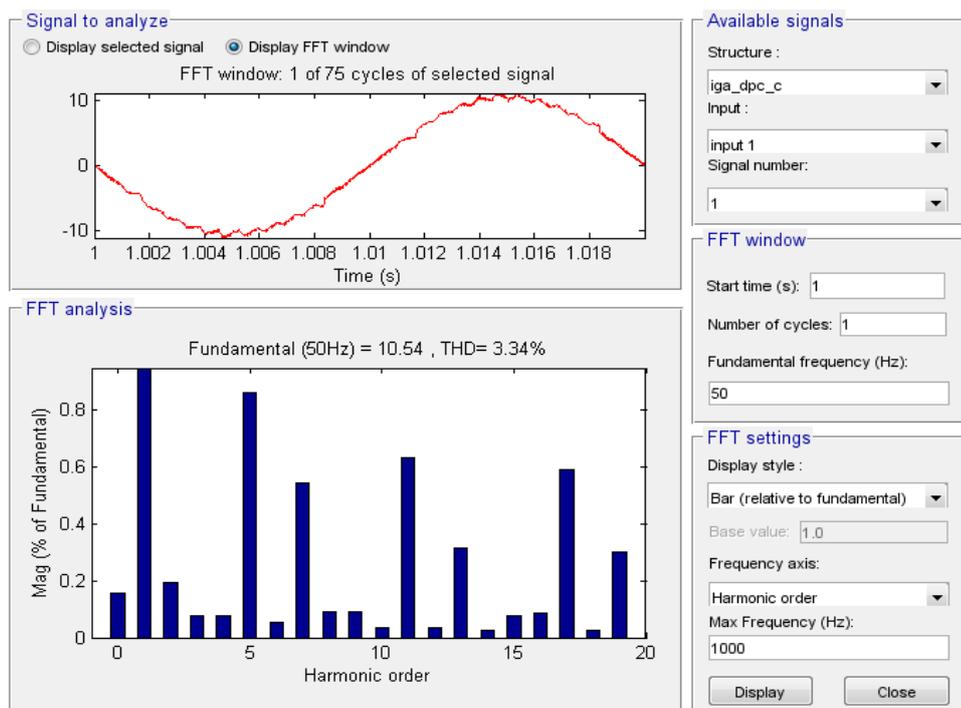


Figure V.18 Analyse harmonique du spectre de courant du CCR: phase « a ».

V.5. Contrôle direct de puissance par la logique floue (DPC-F)

Dans la suite, on va étudier le contrôle direct de la puissance basé sur la logique floue, afin d'obtenir un contrôle robuste qui augmente la fiabilité et améliore le rendement énergétique de la MADA. Pour atteindre ces objectifs, les comparateurs conventionnels et la table de sélection de contrôle classique (DPC-C) sont remplacés par un simple contrôleur flou, afin d'obtenir une

fréquence de commutation fixe, qui nous amène à une réduction considérable du taux d'harmoniques des courants dans le DPC-flou proposé.

Ces règles utilisent directement les erreurs des puissances active et réactive comme variables floues. La configuration du DPC proposée est illustrée sur la figure (V.20), dont le principe de sélection du vecteur de commande (S_a, S_b, S_c) est donné sur la figure (V.19)[20]

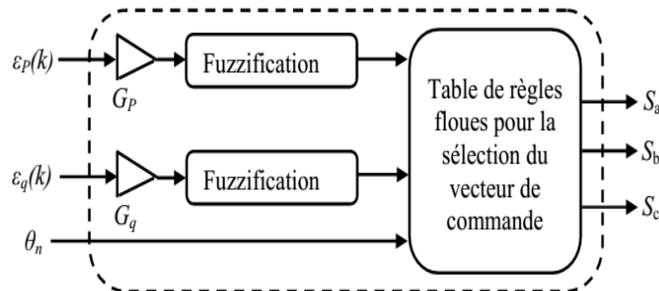


Figure V.19. Principe de la sélection floue du vecteur de contrôle.

V.5.1. Description du contrôleur flou du DPC_F utilisé pour CCM[28]

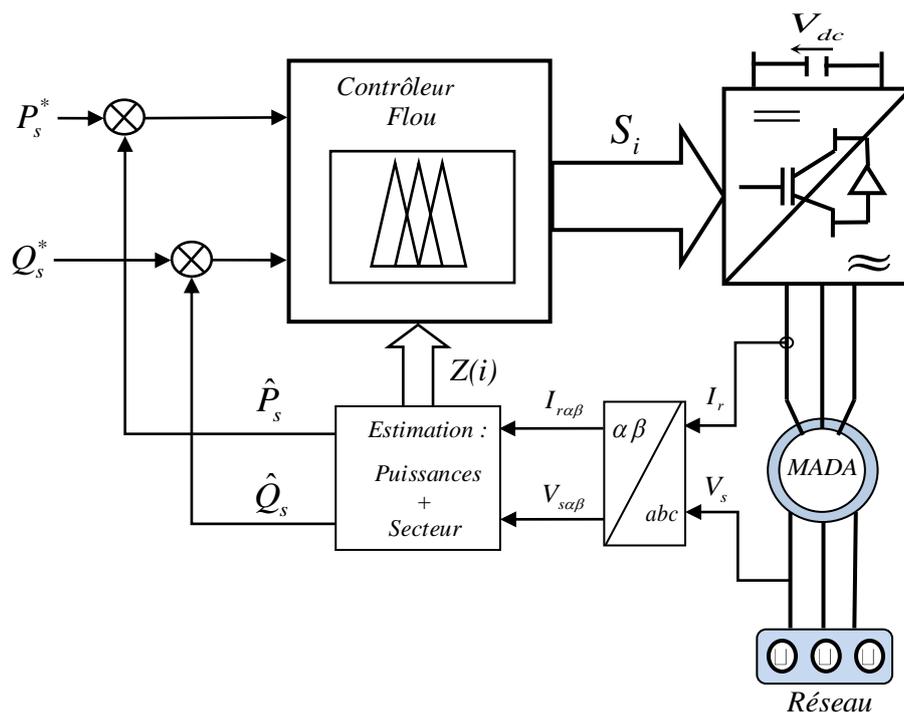


Figure V.20. Contrôle direct de puissance de la MADA basé sur la logique floue.

Généralement, la conception d'un régulateur flou exige les choix des paramètres suivants [29]:

- des variables linguistiques.
- des fonctions d'appartenance.
- de la méthode d'inférence.
- de la stratégie de fuzzification.

V.5.1.1. Fuzzification

Les entrées du contrôleur flou sont :

- εp : Erreurs de suivi de référence de puissance active.
- εq : Erreurs de suivi de référence de puissance réactive.

Avec :

$$\begin{cases} \varepsilon p = P^* - P \\ \varepsilon q = Q^* - Q \end{cases} \quad (V.36)$$

Le régulateur admet trois fonctions d'appartenance pour l'entrée de εp (N : Négatif, Z : zéro, P : positif), et deux fonctions d'appartenance pour l'entrée de εq (N : Négatif, P : positif).

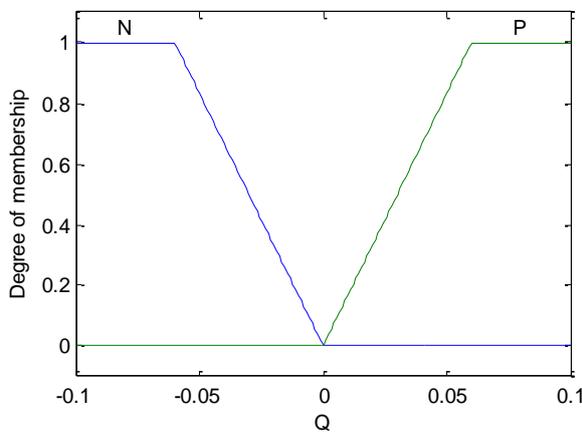


Figure V.21 (a) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance réactive

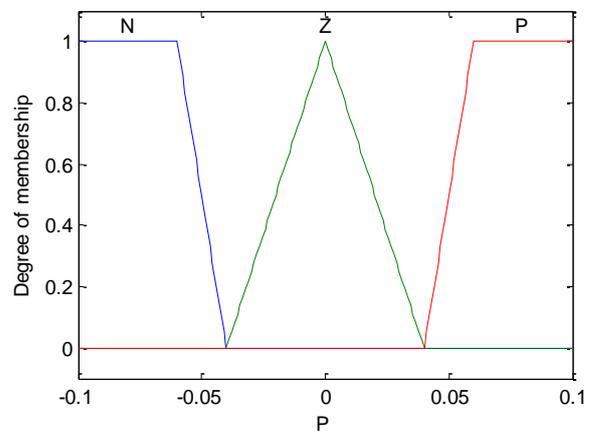


Figure V.21 (b) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance active

Pour la sortie, le contrôleur flou proposé dans ce travail utilise un algorithme basé sur le schéma simple de Sugeno. Les fonctions d'appartenance sont des constantes qui représentent le numéro du vecteur de tension.

V.5.1.2. Inférence

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par la logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou[30].

Ces règles doivent tenir en compte le système à régler, ainsi que les buts du réglage envisagés.

Les vecteurs de tension pour le secteur θ_1 prendront la forme suivante :

Règle 1 : Si εp est P et εq est P alors $v_i = v_5$

Règle 2 : Si εp est Z et εq est P alors $v_i = v_7$

Règle 3 : Si εp est N et εq est P alors $v_i = v_3$

Règle 4 : Si εp est P et εq est N alors $v_i = v_6$

Règle 5 : Si εp est Z et εq est N alors $v_i = v_0$

Règle 6 : Si εp est N et εq est N alors $v_i = v_2$ A

TABLEAU V.5 Table d'inférences synthétisées pour le secteur θ_1

| $\varepsilon q \backslash \varepsilon p$ | N | Z | P |
|--|-------|-------|-------|
| N | v_3 | v_7 | v_5 |
| Z | v_2 | v_0 | v_6 |

L'ensemble des règles floues synthétisées pour tous les secteurs du flux rotorique est indiqué dans le tableau V.6 :

Tableau V.6 Table d'inférences synthétisées pour tous les secteurs

| εq | εp | θ_1 | θ_2 | θ_3 | θ_4 | θ_5 | θ_6 |
|-----------------|-----------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| N | N | v_3 | v_4 | v_5 | v_6 | v_1 | v_2 |
| | Z | v_7 | v_0 | v_7 | v_0 | v_7 | v_0 |
| | P | v_5 | v_6 | v_1 | v_2 | v_3 | v_4 |
| Z | N | v_2 | v_3 | v_4 | v_5 | v_6 | v_1 |
| | Z | v_0 | v_7 | v_0 | v_7 | v_0 | v_7 |
| | P | v_6 | v_1 | v_2 | v_3 | v_4 | v_5 |

V.5.1.3. Défuzzification

La méthode d'inférence utilisée est la méthode Min-Max, on prend comme critère de défuzzification la méthode du "wtaver". Le contrôleur flou utilisé est de type sugeno.

Le contrôleur flou est représenté par sa surface caractéristique (figure V.22) qui exprime les variations de la sortie en fonction des entrées.

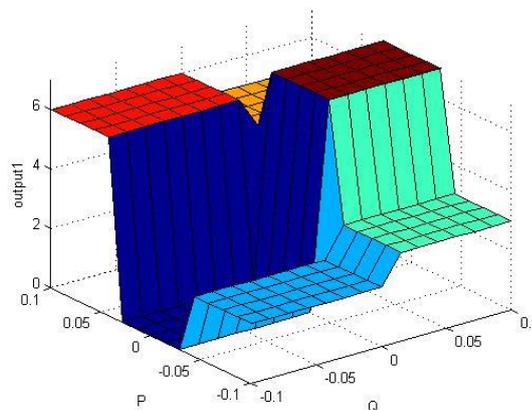


Figure V.22. Schéma de la surface de DPC Flou pour le secteur θ_1

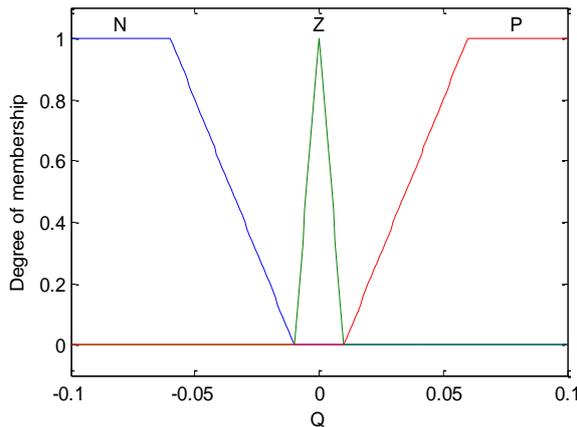


Figure V.24 (a) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance active

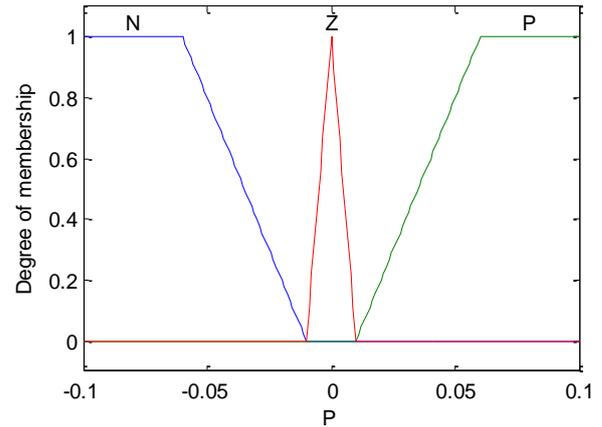


Figure V.24 (b) Fonctions d'appartenance de l'erreur de la puissance réactive

D'après les courbes des variations des puissances active et réactive produites par l'ensemble des vecteurs de commande durant le secteur θ_1 , les neuf règles floues synthétisées sont les suivantes :

Règle 1 : Si ε_p est N et ε_q est N alors $v_i = v_6$

Règle 2 : Si ε_p est N et ε_q est Z alors $v_i = v_1$

Règle 3 : Si ε_p est N et ε_q est P alors $v_i = v_1$

Règle 4 : Si ε_p est Z et ε_q est N alors $v_i = v_6$

Règle 5 : Si ε_p est Z et ε_q est Z alors $v_i = v_7$

Règle 6 : Si ε_p est Z et ε_q est P alors $v_i = v_1$

Règle 7 : Si ε_p est P et ε_q est N alors $v_i = v_5$

Règle 8 : Si ε_p est P et ε_q est Z alors $v_i = v_7$

Règle 9 : Si ε_p est P et ε_q est P alors $v_i = v_2$

L'ensemble des règles floues synthétisées pour tous les secteurs de la tension du réseau est indiqué dans le tableau V.7 :

TABLEAU V.7. Table de règles floues synthétisées pour tous les secteurs

| ε_p | ε_q | θ_1 | θ_2 | θ_3 | θ_4 | θ_5 | θ_6 | θ_7 | θ_8 | θ_9 | θ_{10} | θ_{11} | θ_{12} |
|-----------------|-----------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|---------------|---------------|---------------|
| N | N | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 |
| | Z | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 |
| | P | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 |
| Z | N | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 |
| | Z | v_7 | v_0 | v_7 | v_0 |
| | P | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 |
| P | N | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 |
| | Z | v_7 | v_0 | v_7 | v_0 |
| | P | v_2 | v_3 | v_3 | v_4 | v_4 | v_5 | v_5 | v_6 | v_6 | v_1 | v_1 | v_2 |

V.5.3. Résultats de simulation

Les résultats de cette partie représentent une étude comparative entre les deux techniques de contrôle direct de puissance (DPC classique et DPC-flou).

La figure (V.25a) représente les deux puissances actives générées par la MADA, lors de l'application des méthodes de contrôle direct de puissance DPC_C et DPC_F, d'après la figure, on observe que l'ondulation de la puissance active est diminuée de façons claires, lors de l'application du DPC-F par rapport à la technique du DPC-C.

D'après la figure (V.25 b), malgré le dépassement au début, la puissance réactive générée par la MADA lors de l'application du DPC_F suit sa référence et avec une ondulation plus petite que la puissance réactive générée lors de l'application du DPC_C, et sa revient à l'utilisation du régulateur flou.

Les figures (V.25 c) et (V.25 d) représentent les puissances générées par le convertisseur coté réseau CCR, les deux figures montrent la diminution d'ondulation des puissances active et réactive. La figure (V.25 c).

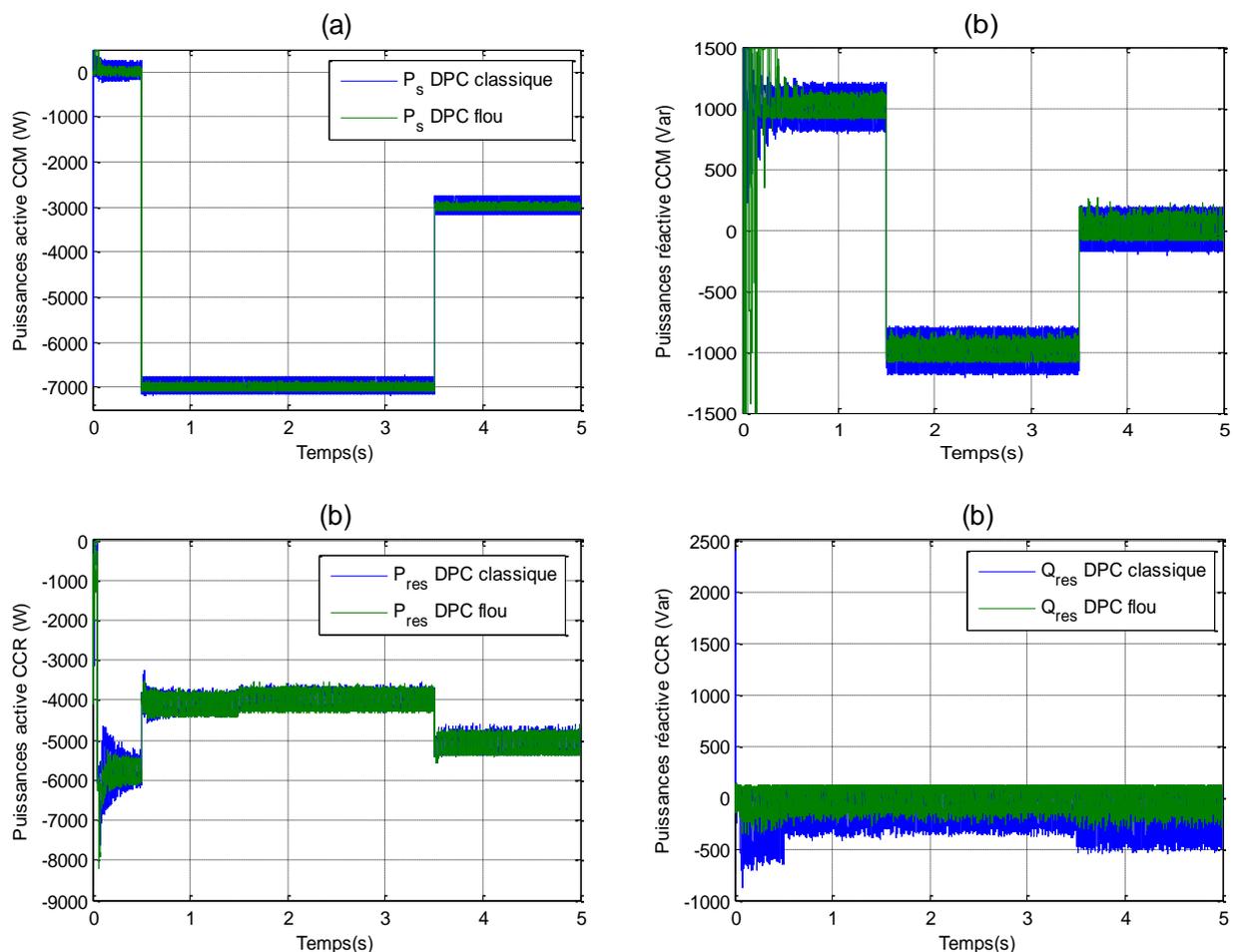


Figure V.25. Comparaison entre les deux techniques de contrôle direct de puissance

Comme l'étape précédente (DPC_C), pour mieux illustrer l'effet de la commande DPC_F sur la qualité du signal fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à vitesse fixe (145 rad/s), mais avec une puissance active constante ($P_s = -7000$ W) et un facteur de puissance unitaire ($Q_s = 0$ Var).

La figure(V.26), expose les résultats obtenus de l'analyse spectrale des courants de la stratégie DPC-F à savoir le courant statorique et rotorique. Ces résultats montrent que la DPC-F garantit une meilleure qualité de la forme d'onde du courant rotorique, dont le taux de distorsion harmonique (THD) passe de 1.46% pour la DPC-C à 0.61% pour la DPC-F. Le courant statorique (le THD) passe de 1.82 % pour DPC-C à 0.60% pour la DPC-F.

La figure (V.27) présente le spectre d'harmonique du courant envoyé au réseau par le système hybride (éolien et PV). Nous observons que le courant du réseau à un taux de distorsion d'harmonique de 2.88% au lieu de 3.34% du DPC-C.

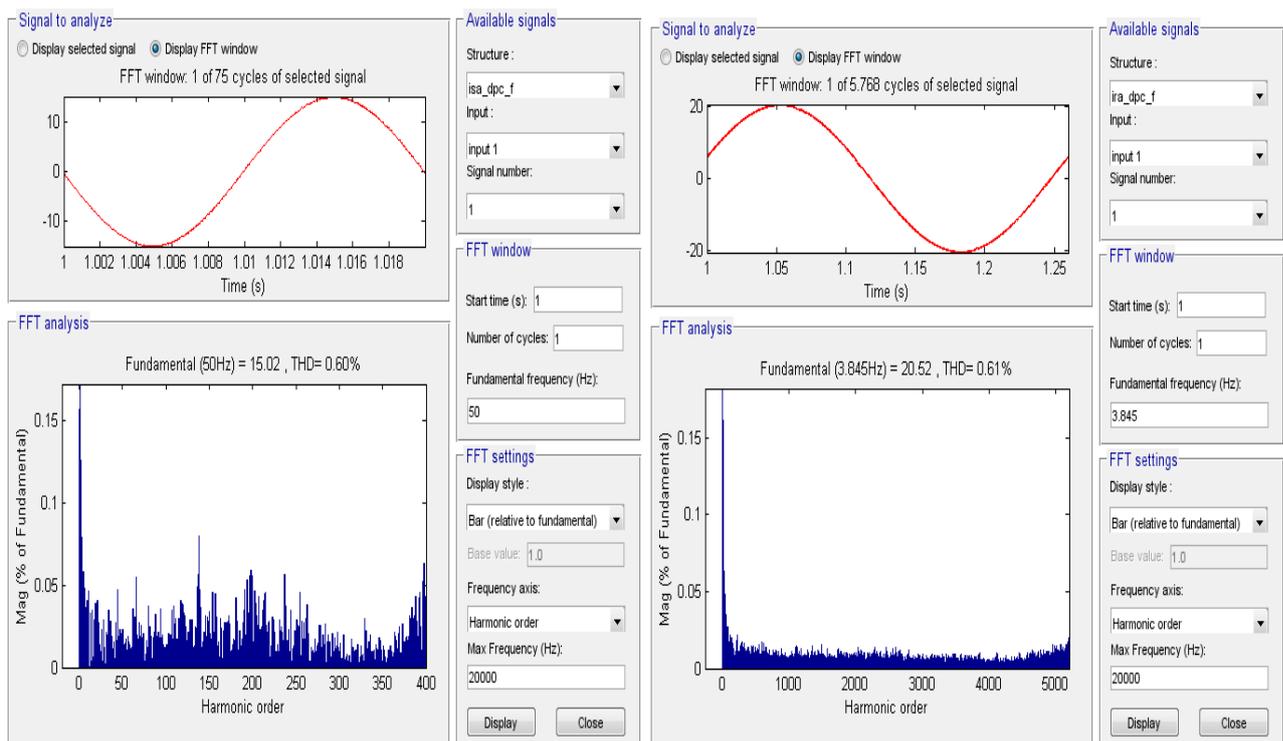


Figure V.26. Analyse harmonique des spectres des courants de la MADA : phase statorique, phase rotorique.

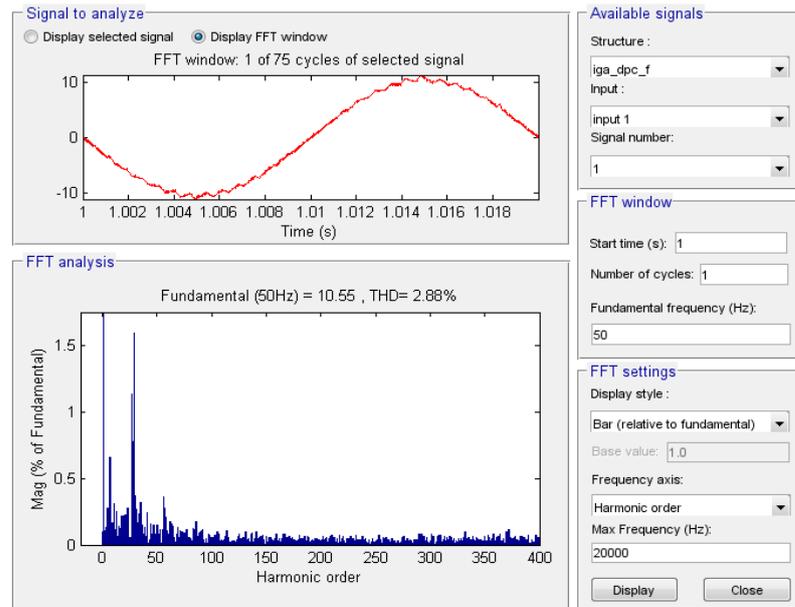


Figure V.27. Analyse harmonique de spectre de courant du CCR : phase « a »

V.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure du contrôle direct de puissance DPC. Cette méthode de contrôle est très prépondérante dans le domaine de recherche et le domaine industriel, afin d'aboutir à un contrôle performant qui répondre aux exigences industrielles modernes. La configuration et le principe du DPC classique basé sur la table de commutation pour le contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) et du convertisseur coté réseau (CCR) de la chaîne hybride ont été détaillés.

Nous avons montré dans ce chapitre l'apport de la loi de contrôle DPC pour le découplage entre la puissance active et réactive de la MADA. La DPC classique (DPC-C) permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple. Elle apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de contrôle vectoriel. Cependant, cette stratégie de contrôle en raison de la fréquence de commutation variable, présente l'inconvénient d'avoir un THD élevé des courants statoriques injectés dans le réseau électrique.

Afin de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs des convertisseurs « CCM » et « CCR » et dont le but de réduire les ondulations des puissances et les harmoniques des courants délivrées dans le réseau électrique, la technique de la logique floue a été combinée avec la DPC. Suivant les résultats de simulation obtenus, la DPC-Flou fournit une solution en évitant les inconvénients de la DPC classique (DPC-C). Donc, le but commun de cette stratégie de contrôle a été achevé, à savoir : le prélèvement des courants sinusoïdaux, tout réduisant le taux harmoniques et en

garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de contrôle utilisée pour le contrôle du système de conversion complet et atteste les performances désirées. Ainsi, elle nous a permis d'atteindre les objectifs voulus à savoir :

- ✓ Réglage de la vitesse de rotation de la turbine pour optimiser le rendement aérodynamique.
- ✓ Réglage du facteur de puissance du système de conversion d'énergie éolienne vu par le réseau.
- ✓ L'extraction du maximum de puissance active en fonction de la vitesse du vent.

V.7. Référence bibliographique

- [1] Y. Djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse Doctorat en Sciences, Spécialité Electrotechnique, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbes, Algérie, 2015. Consulté le: 12 janvier 2017. [En ligne]. Disponible sur: <http://rdoc.univ-sba.dz:8080/jspui/handle/123456789/1054>
- [2] A. Moualdia, « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne », Thèse de Doctorat En Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2014.
- [3] I. Takahashi et T. Noguchi, « A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, n° 5, p. 820-827, sept. 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [4] A. Bouafia, *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes électroniques de puissance : application aux redresseurs MLI*. École nationale supérieure d'ingénieurs (Poitiers), 2010. Consulté le: 11 janvier 2017. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.theses.fr/2010POIT2297>
- [5] E.Tremblay, « Contribution à la commande de l'éolienne a MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique », Maîtrise en génie électrique, Université du Québec, Montréal, Canada, 2009.
- [6] E. Tremblay, S. Atayde, et A. Chandra, « Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSP-Based Implementation Approach », *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, n° 3, p. 288-299, juill. 2011, doi: 10.1109/TSTE.2011.2113381.
- [7] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum, et Z. Boudjema, « A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG », *Journal of Electrical Engineering*, vol. 14, n° 2, p. 169-168, juin 2014.
- [8] C. Attaianese, G. Tomasso, A. Damiano, I. Marongiu, et A. Perfetto, « Direct torque and flux control of induction motor drives », in *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, mai 1997, vol. 2, p. 642-648 vol.2. doi: 10.1109/PEDS.1997.627435.
- [9] T. Ohnishi, « Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control », in , *1991 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91*, oct. 1991, p. 819-824 vol.1. doi: 10.1109/IECON.1991.239183.
- [10] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, et I. Takahashi, « Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n° 3, p. 473-479, mai 1998, doi: 10.1109/28.673716.
- [11] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, et G. D. Marques, « Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, n° 4, p. 1019-1027, juill. 2001, doi: 10.1109/28.936392.

- [12] L. Xu et P. Cartwright, « Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n° 3, p. 750-758, sept. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.875472.
- [13] R. Datta et V. T. Ranganathan, « Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n° 3, p. 390-399, mai 2001, doi: 10.1109/63.923772.
- [14] M. Malinowski, M. Jasinski, et M. P. Kazmierkowski, « Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 2, p. 447-454, avr. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.825278.
- [15] P. Antoniewicz et M. P. Kazmierkowski, « Virtual-Flux-Based Predictive Direct Power Control of AC/DC Converters With Online Inductance Estimation », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 12, p. 4381-4390, déc. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2007519.
- [16] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum, et A. Hammoumi, « Using space vector modulation technique to improve direct power control strategy of doubly fed induction generator based wind energy conversion systems », Batna, Algérie, oct. 2012, p. 481-487.
- [17] C. Belfedal, S. Moreau, G. Champenois, T. Allaoui, et M. Denai, « Comparison of PI and Direct Power Control with SVM of Doubly Fed Induction Generator », *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 8, n° 2, p. 633-641, 2008.
- [18] S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, et J. R. T. Apraiz, « Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n° 3, p. 1261-1271, juin 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.893162.
- [19] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, et M. Kazmierkowski, « Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 5, p. 2516-2523, sept. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2002065.
- [20] A. Bouafia, F. Krim, et J. P. Gaubert, « Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 6, p. 1984-1992, juin 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2014746.
- [21] H. Z. Boroujeni, M. F. Othman, A. H. Shirdel, R. Rahmani, P. Movahedi, et E. S. Toosi, « Improving waveform quality in direct power control of DFIG using fuzzy controller », *Neural Comput & Applic*, vol. 26, n° 4, p. 949-955, mai 2015, doi: 10.1007/s00521-014-1725-7.
- [22] B. S. Chen et G. Joós, « Direct Power Control of Active Filters With Averaged Switching Frequency Regulation », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 6, p. 2729-2737, nov. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2004958.
- [23] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, et S. Arnalte, « Direct Power Control Applied to Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, n° 5, p. 2328-2336, sept. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.2001907.
- [24] L. A. Serpa, S. Ponnaluri, P. M. Barbosa, et J. W. Kolar, « A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters »,

- IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, n° 5, p. 1388-1400, sept. 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.904438.
- [25] S. Thierno Lamarana, « Commande non linéaire de l'éolienne à MADA pour une participation au réglage de la fréquence du réseau », Maîtrise en génie électrique, Université du Québec, Montréal, Canada, 2012.
- [26] Amaia Lopez de Heredia Bermeo, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension », Thèse en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2006.
- [27] A. Sahli, « Filtrage actif et contrôle de puissances : application aux systèmes photovoltaïques interconnectés au réseau », Mémoire magister, Université Ferhat Abbas, Sétif-Algérie, 2012.
- [28] **Z. Gadouche, C. Belfedal, T. Allaoui, M. Denai, et M. Bey, « Hybrid Renewable Energy System Controlled with Intelligent Direct Power Control », *JESA*, vol. 55, n° 4, p. 467-475, août 2022, doi: 10.18280/jesa.550405.**
- [29] Zine Souhila Rached, « Etude d'une commande floue adaptative appliquée à la machine asynchrone », Mémoire de fin d'études en génie électrique, université de Tiaret, Tiaret-Algérie-, 2011.
- [30] Aissa Khaldoun, « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôle par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat en génie Electrique, Université de Boumerdes, Boumerdes-Algérie-, 2007.

Chapitre VI:

***Estimation de position angulaire pour
le contrôle direct de puissance à base
de régulateur flou (DPC-flou)***

VI.1. Introduction

Le contrôle direct de la puissance (DPC) est une technique prometteuse pour le contrôle des systèmes éoliennes basés sur la GADA en raison de ses caractéristiques attrayantes, telles qu'une réponse dynamique rapide, une structure de contrôle simple et une faible dépendance aux paramètres [1]. Cependant, dans le DPC pour une GADA, il nécessite les informations de position du rotor pour l'estimation du secteur. La robustesse du système peut être augmentée par un contrôle de position sans capteur[2]. Cette position du rotor est ensuite utilisée pour transformer le flux du stator ou du rotor, du référentiel stator vers le référentiel rotor, selon que le secteur du flux stator ou le secteur du flux rotor est utilisé pour la sélection du vecteur tension. L'absence de ces informations sur la position du rotor par le capteur peut entraîner des problèmes de sécurité et de stabilité de l'ensemble du système éolienne[2].

Pour résoudre ce problème, Nous proposons la technique d'observateur à mode glissant pour estimer la position du rotor et de la vitesse.

A cause de ces avantages, nous utilisons l'observateur à mode glissant flou (chapitre IV). Même chose pour le contrôle nous utilisons le DPC flou, aussi pour ces avantages (chapitre V).

Dans ce chapitre, La stratégie du contrôle combine le DPC flou sans capteur et MPPT sans asservissement de vitesse et l'observateur à mode glissant flou pour l'estimation du flux rotor associé à un observateur de vitesse rotor.

VI.2. contrôle directe de puissance (DPC) sans capteur de position

Pour appliquer le control direct de puissance sans capteur mécanique, nous devons apporter quelques modifications au schéma de la structure générale de commande de la figure (II.1). Nous remplaçons la position angulaire θ_r pour le calcul du numéro du secteur et pour les matrices de transformation via l'encodeur incrémental par une position estimée à travers l'observateur à mode de glissement que nous avons développé précédemment figure (IV.5).

VI.2.1. Observateur de flux rotorique

Cette structure de l'estimateur est introduite par *Benchaib*[3], pour estimer les flux rotoriques et *kibuta*[4] pour l'estimation de la vitesse et de la résistance rotorique.

Le modèle de l'observateur à mode glissant, c'est un modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans un référentiel fixe. Nous considérons comme variables d'états les courants statoriques (i_{sa}, i_{sb}) , les flux rotoriques $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$.

Il est représenté par l'équation (VI.1) :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\lambda\hat{i}_{s\alpha} + K\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} + K\hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} - KV_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\lambda\hat{i}_{s\beta} + K\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} - K\hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} - KV_{r\beta} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r}\hat{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + V_{r\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = \frac{M_{sr}}{T_r}\hat{i}_{s\beta} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + V_{r\beta} \end{cases} \quad (VI.1)$$

On voit bien la vitesse $\hat{\omega}$ qui apparaît explicitement dans (VI.1).

VI.2.2. Estimation de la position angulaire

Souvent dans le cas d'une MADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique R_s est négligée lors de la synthèse de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique

En adoptant donc l'hypothèse d'une résistance statorique R_s négligeable et le flux statorique est constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la MADA), et orienté selon l'axe d , on déduit[5]:

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \\ \phi_{sd} = \phi_s \end{cases} \quad (VI.2)$$

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s = \omega\phi_s \end{cases} \quad (VI.3)$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \end{cases} \quad (VI.4)$$

A partir de l'équation (VI.4), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (VI.6)$$

On a la relation du flux rotorique dans ce système :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (VI.7)$$

En remplaçant dans l'équation des flux (VI.7), les courants statoriques par l'expression (VI.6), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_s \\ \phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (\text{VI.8})$$

On peut écrire aussi l'expression de l'équation (VI.8) dans le repère stationnaire (α, β)

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{M_{sr}}{L_s} \phi_s \\ \phi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{VI.9})$$

On peut remarquer qu'aucune intégration n'est nécessaire pour l'estimation du flux en (VI.9), qui représente un avantage important particulièrement du point de vue implémentation numérique.

A partir de ces deux expressions, on peut calculer le module du flux rotorique et la position angulaire δ :

$$|\overline{\phi}_r| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{VI.10})$$

$$\delta = \theta_r = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (\text{VI.11})$$

VI.2.3. Schéma globale du contrôle

La structure détaillée du contrôle directe de la puissance DPC de la GADA est présentée à la figure (VI.1). Pour appliquer le control des puissances de la chaine éolienne sans capteur mécanique, nous devons apporter quelques modifications au schéma de la structure générale de commande de la figure (II.1). Nous remplaçons la vitesse mesurée pour le MPPT via l'encodeur incrémental par une vitesse estimée à travers l'observateur du mode glissant.

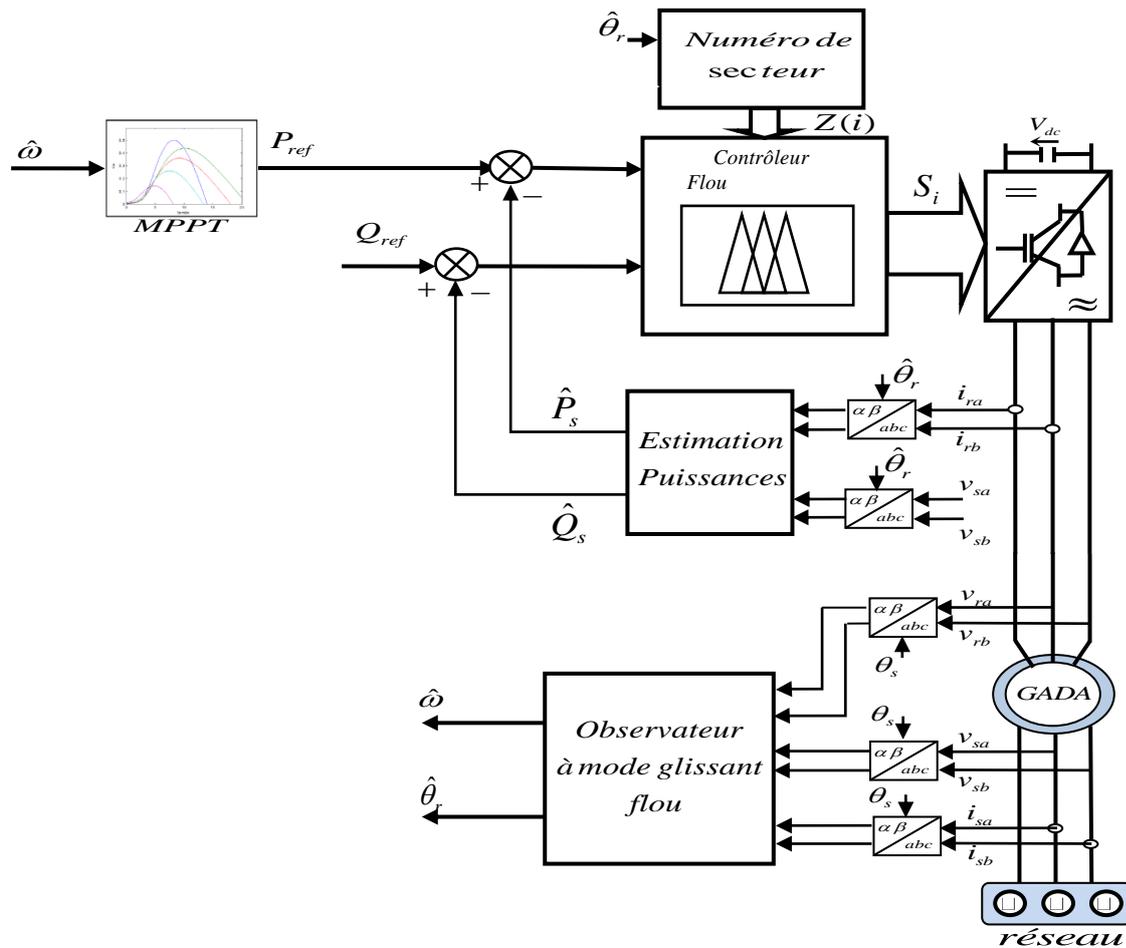


Figure.VI.1 schéma de DPC flou sans capteur avec observateur à mode glissant flou de GADA

VI.3. Résultats de simulation

Afin de valider le contrôle direct de puissance (DPC) à base de régulateur flou et tester les performances d'observateur à mode glissant flou pour l'estimation de la position angulaire du rotor, deux types de tests ont été appliqués au système de la figure (VI.1) :

VI.3.1 Evaluation de la performance, estimation de la position angulaire du système de conversion d'énergie éolienne de la commande DPC Floue

Dans cette partie, on va étudier les performances d'une chaîne éolienne, contrôlée par la commande DPC floue, avec l'observateur à mode glissant flou pour l'estimation de la vitesse et la position angulaire. Le schéma global du système étudié dans cette partie est présenté dans la figure VI.1

La vitesse du vent est modélisée par l'expression (VI.7), et l'allure du vent est présentée par la figure VI.4(a).

$$v(t) = 6.5 + (0.5 * \sin(0.1047 * t) + 2 * \sin(0.2665 * t) + \sin(1.2930 * t) + 0.2 * \sin(3.6645 * t)) \quad (VI.7)$$

D'après la figure VI.2(b), la valeur de référence de la puissance réactive est constante et égale à zéro ($Q = 0$ var), et les valeurs réelles des puissances active et réactive suivent bien leurs valeurs

de référence pendant la variation de la vitesse du rotor du régime hypo-synchrone à la vitesse hyper-synchrone.

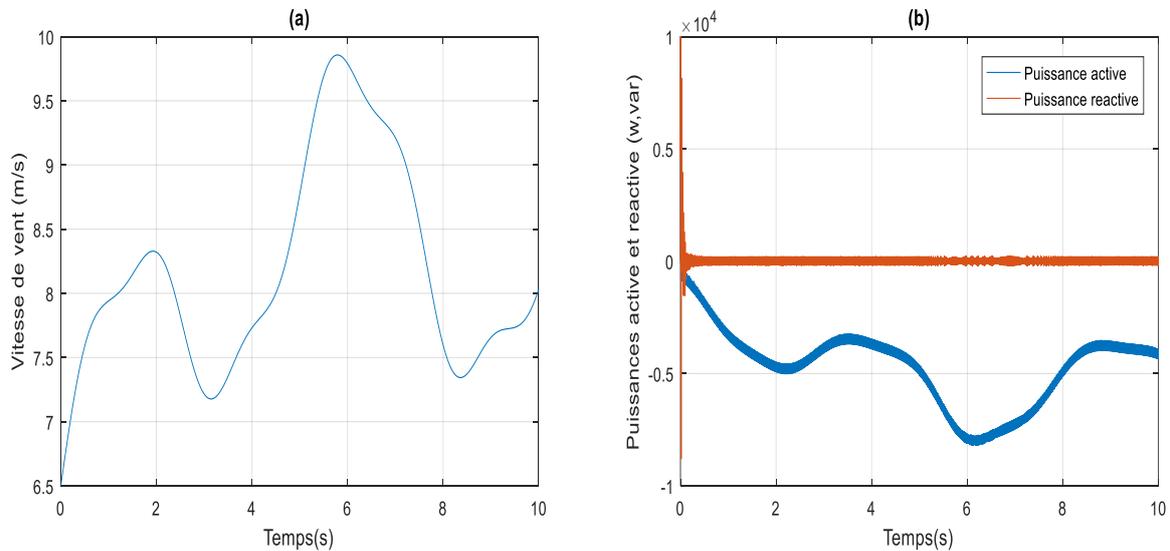


Figure VI.2 la vitesse du vent (a) les puissances statorique (b)

La position angulaire estimée obtenue à partir de l'observateur à mode glissant flou (FSMO) correspond bien à la position réelle figure VI.3(a) avec une erreur d'estimation qui converge toujours vers zéro figure VI.3(b).

A partir de la figure VI.4(b), le flux du rotor estimé obtenu par le « FSMO » suit bien le flux du rotor réel avec une erreur qui converge vers zéro, ce qui garantit une bonne acquisition de la position angulaire.

Le numéro du secteur change de séquence lors du changement du mode de fonctionnement (figure VI.5b), car le flux rotorique tourne dans une direction opposée, vue depuis le repaire rotorique (α , β).

Les courants rotoriques changent avec la variation de la vitesse car ($f_r = g \cdot f_s$), g est le glissement. Aussi à partir de la vitesse de synchronisme, les courants rotoriques changent de sens, comme illustré à la figure VI.5(a).

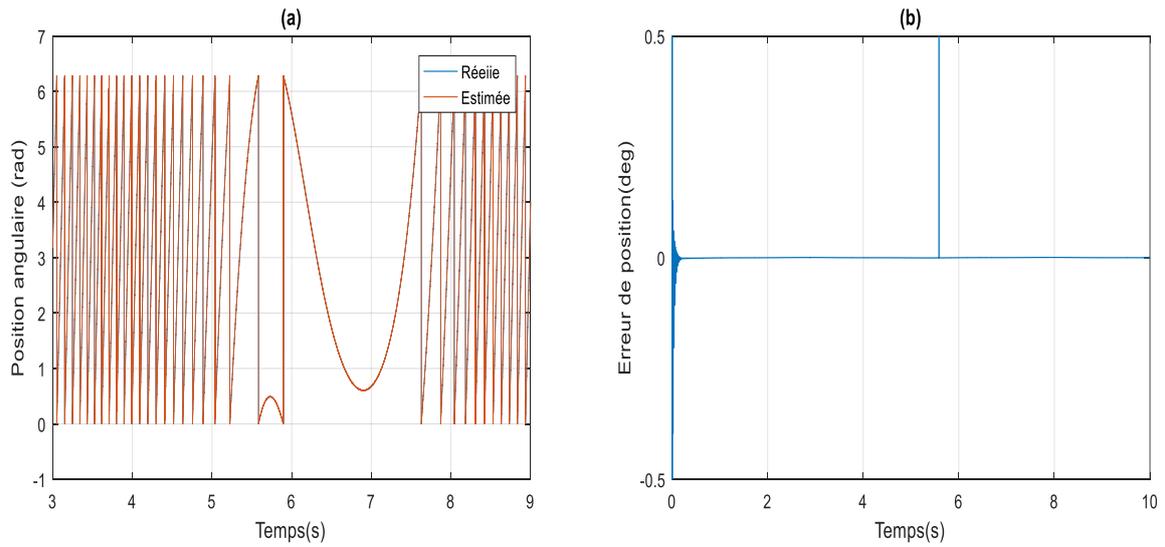


Figure VI.3 Estimation de position angulaire : Position angulaire(a) erreur estimation (b)

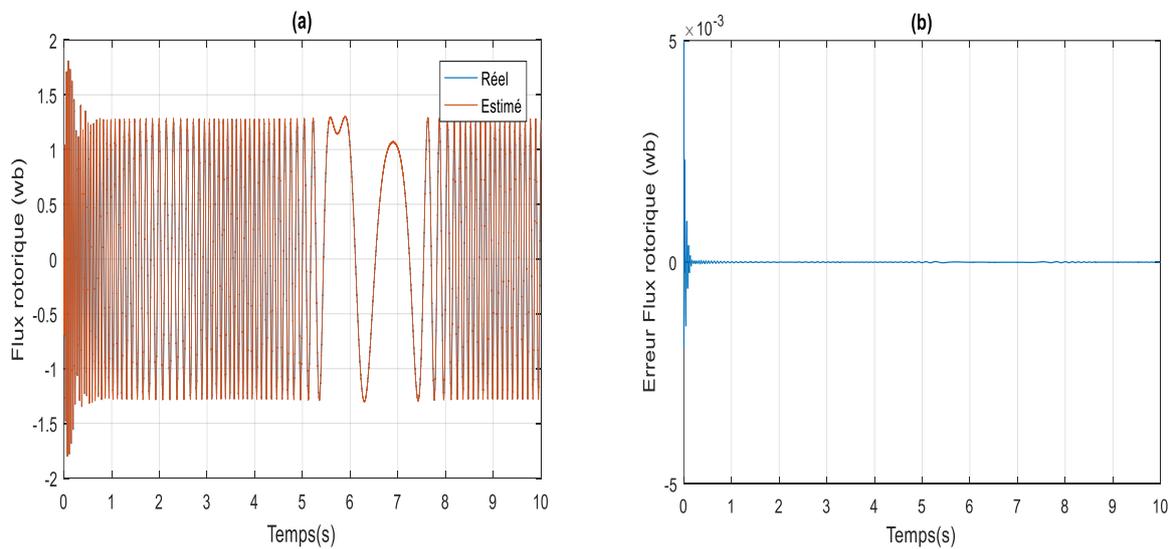


Figure VI.4 Estimation flux rotorique par FSMO : flux rotorique (a) erreur d'estimation (b)

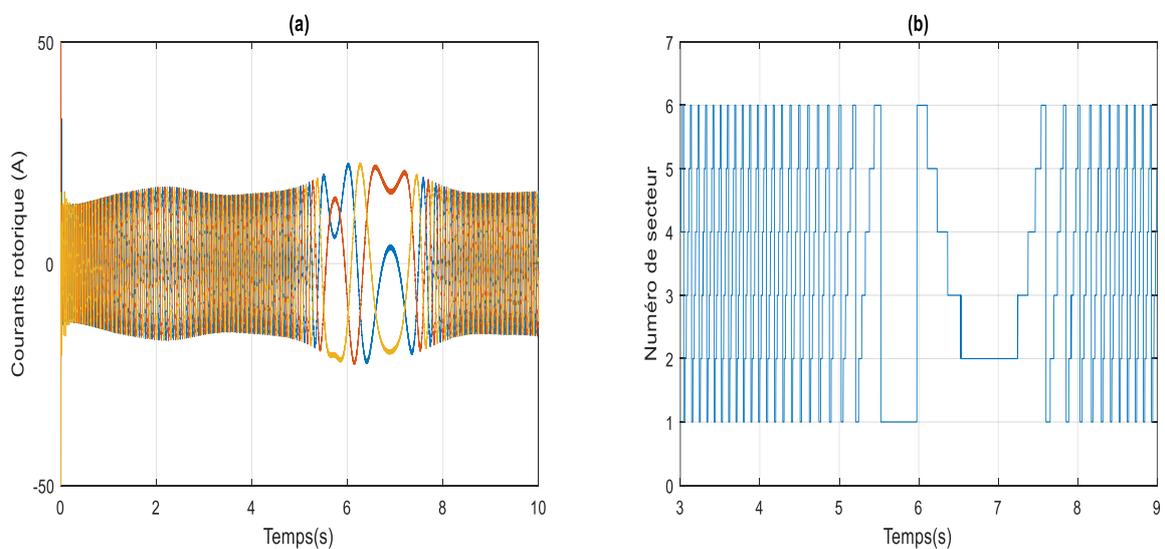


Figure VI.5 Les courants triphasés rotorique (a) et numéro de secteur (b).

VI.3.2. Test de robustesse

L'identification des paramètres de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives pour ces paramètres. En plus, les valeurs paramétriques sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, saturation de circuits magnétique, forme de l'entrefer, effet pelliculaire...etc.). Pour cela nous avons pensé qu'il est préférable de tester l'influence des changements paramétriques sur les performances de contrôle, sur l'estimation de la vitesse, sur les courants statoriques et sur les flux rotoriques.

En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire dans le modèle de la machine des variations sur les paramètres, alors que notre observateur utilise toujours les paramètres nominaux.

Dans cette section, nous présentons les grandeurs les plus significatives : la position angulaire, le flux rotorique et les puissances active et réactive statoriques.

Les performances de la stratégie de contrôle DPC FOU avec estimation de la position angulaire proposée dans des conditions de fonctionnement variable (vitesse du vent), donc il y a les deux modes de fonctionnement (hypo-synchrone et hyper-synchrone).

Les positions angulaires réelle et estimée sont représentées sur les figures (VI.6a) et (VI.11a), tandis que l'erreur de position angulaire est représentée sur les figures (VI.6b) et (VI.9b). À partir de la figure (VI.6b), une erreur marginale de position angulaire d'angle inférieure à 0,05 (degré) est montrée pour la variation de R_r . Et à partir de la figure (VI.9b) une erreur marginale de 0.1 (degré) pour la variation R_s . Donc, on constate que Pour les variations paramétriques de R_r et R_s , il n'y a pas une grande influence sur la position angulaire.

En ce qui concerne la figure (VI.7a), le flux du rotor estimé suit bien le flux du rotor réel, mais cette fois avec une erreur marginale de 0.015 (wb) (figure VI.7b), en pourcentage par rapport à la valeur crête du flux (1.3 wb), elle est de (0.015/1.3=1.15%). Mais cette erreur n'a aucun effet, sur l'estimation de la position angulaire, comme le montre la figure (VI.6). Même chose pour la figure (VI.10) pour la variation de la résistance statorique.

Les figures (VI.8a) et (VI.11b), représentent les puissances actives dans l'état normal et avec une augmentation de 50% des résistances R_r et R_s , on constate qu'il n'y a pas une grande influence sur la puissance générée.

Ramarque : la différence entre la puissance normale et la puissance avec la variation de 50% de la résistance rotorique (R_r), pendant le mode de fonctionnement hyper-synchrone, présentée dans la figure (VI.10a), liée à l'erreur d'estimation de la vitesse est présentée par la figure (IV.23).

VI.3.2.1. Variation de 50% de la résistance rotorique

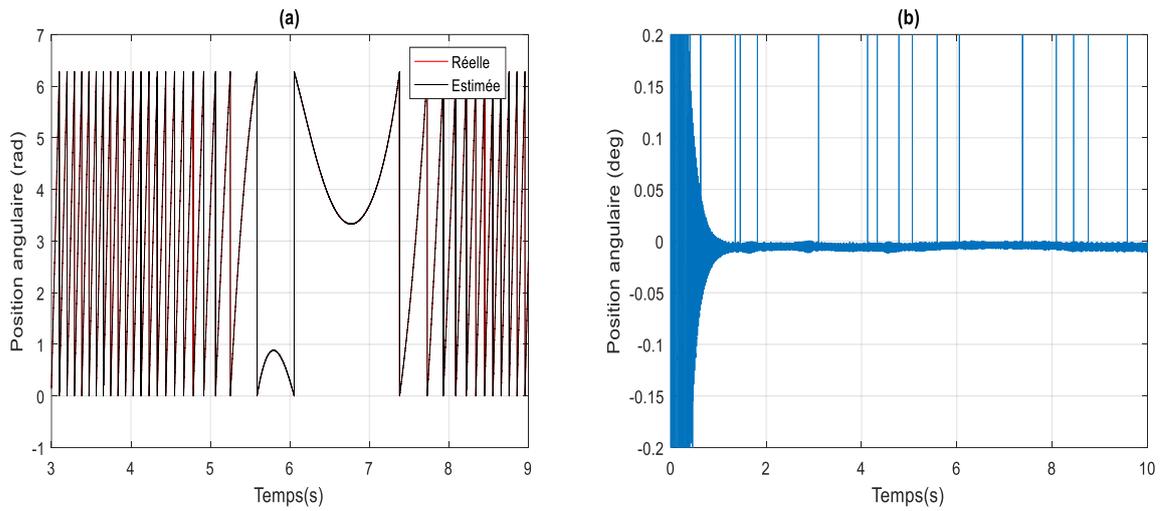


Figure.VI.6 Estimation de position angulaire avec (+50% Rr)

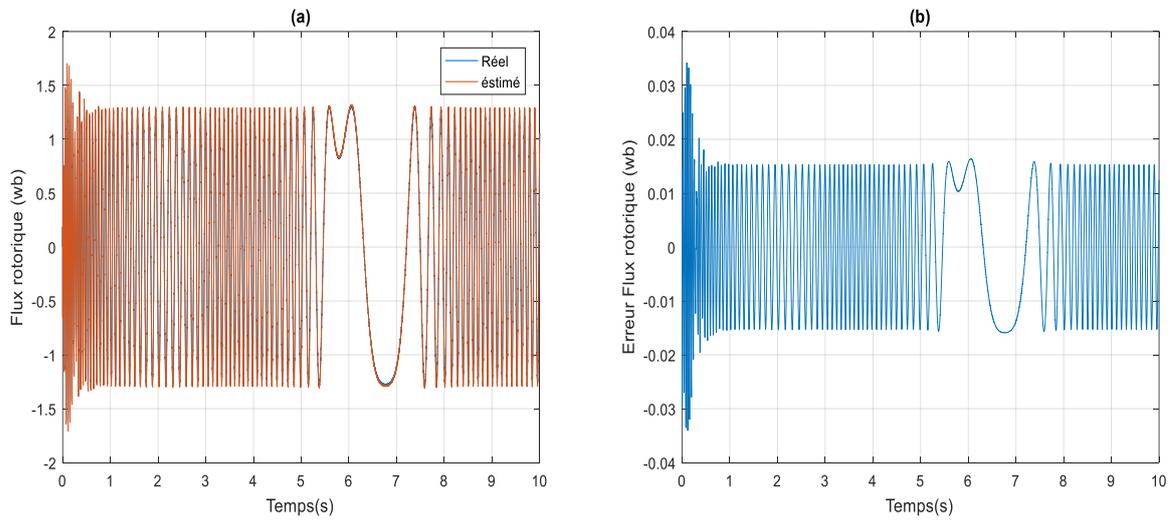


Figure.VI.7 Estimation de flux rotorique

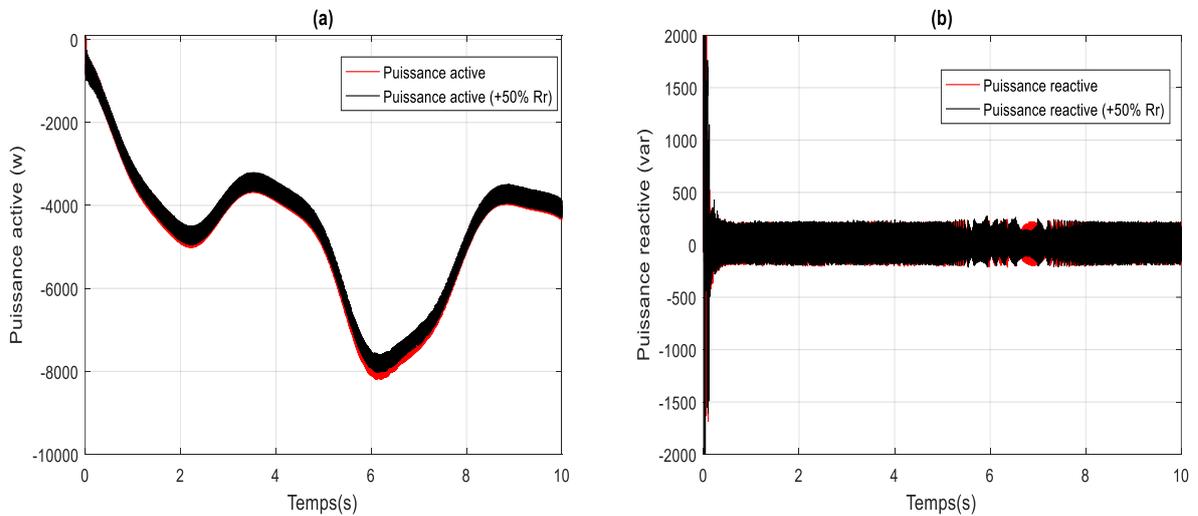


Figure.VI.8 Puissances statorique

VI.3.2.2. Variation de 50% de la résistance statorique

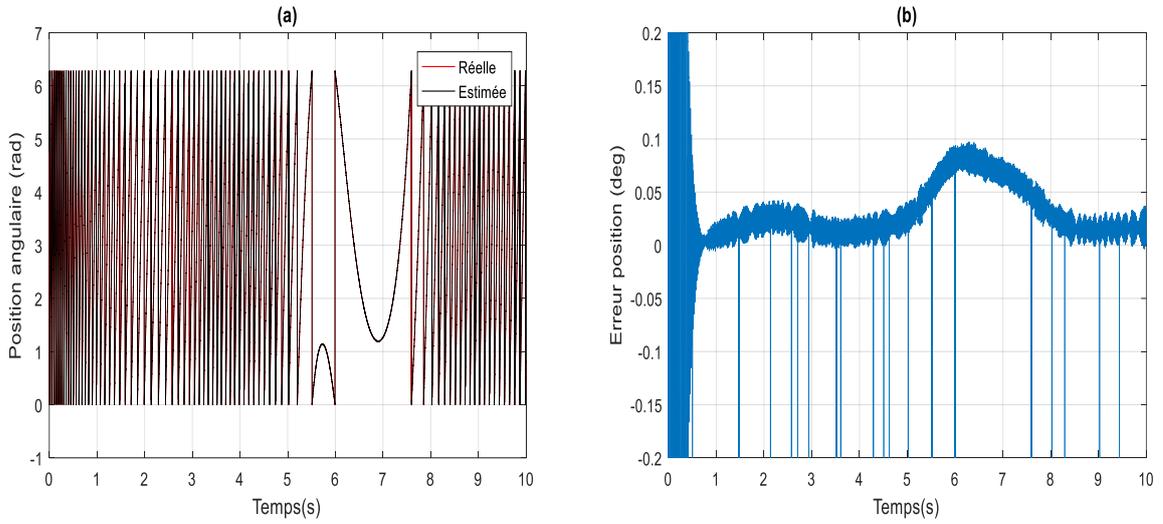


Figure.VI.9 Estimation de position angulaire avec (+50% R_s)

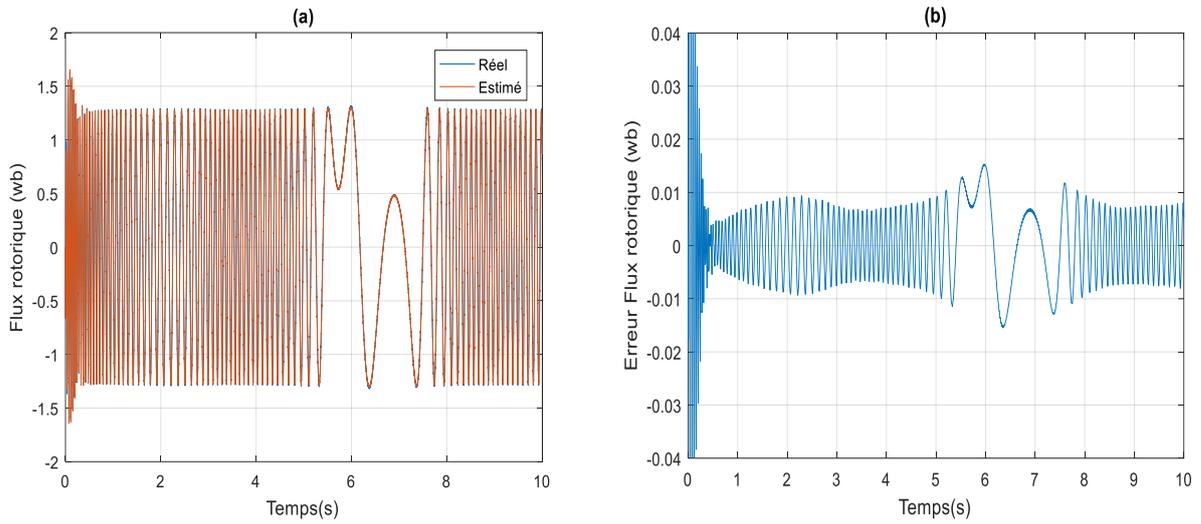


Figure.VI.10 Estimation de flux rotorique avec (+50 R_s)

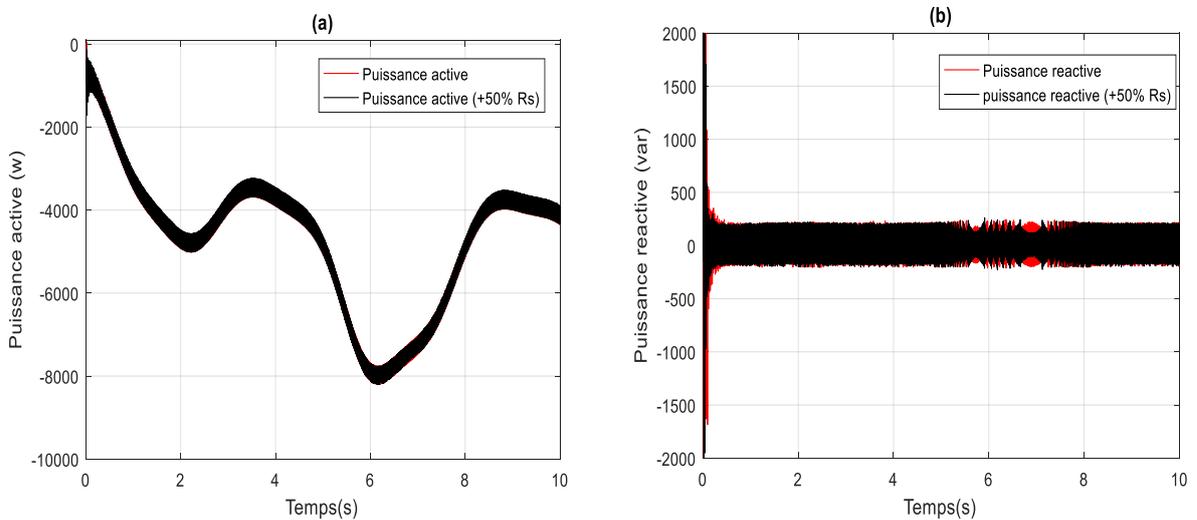


Figure.VI.11 Puissances statoriques

VI.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contrôle direct de la puissance à base de régulateur flou sans capteur avec un observateur à mode glissant flou du flux rotorique, pour estimer la vitesse et la position angulaire.

La vitesse est estimée par le mécanisme d'adaptation en utilisant un régulateur de type PI-classique. Les flux observés par observateur à mode glissant sont utilisés pour reconstruire l'erreur du régulateur et l'estimation de la position angulaire.

La position estimée et les grandeurs observées convergent rapidement vers leurs valeurs réelles correspondantes. La validité de cet estimateur a été montrée par les résultats de la simulation.

VI.5 References bibliographiques

- [1] L. Xu et P. Cartwright, « Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n° 3, p. 750-758, sept. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.875472.
- [2] R. M. Prasad et M. A. Mulla, « Rotor Position-Sensorless Algorithms for Direct Power Control of Rotor-Tied DFIG », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 6, p. 6213-6217, juin 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3040705.
- [3] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet, et M. Tadjine, « Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 1, p. 128-138, févr. 1999, doi: 10.1109/41.744404.
- [4] H. Kubota et K. Matsuse, « Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation », *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, n° 5, p. 1219-1224, oct. 1994, doi: 10.1109/28.315232.
- [5] Y. djeriri, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », PhD thesis in science, Djillali liabes University, Sidi belabbas, Algeria, 2015.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse concernent, d'une façon générale, l'étude, la modélisation et le contrôle par simulation des systèmes de la production de l'électricité à partir de ressources renouvelables mixtes (éolienne et photovoltaïque). L'objectif premier est d'effectuer un état de l'art de la question, d'évaluer les potentialités de chaque structure et de proposer des solutions aux nouvelles contraintes imposées aux générateurs éoliens et photovoltaïques en termes de qualité d'énergie.

Notre travail s'est déroulé selon les chapitres suivants :

Chapitre 2 : Le système éolien a d'abord été modélisé. Dans celui-ci, le stator est relié au réseau et le rotor de la machine est connecté au bus continu à travers un convertisseur AC/DC par l'intermédiaire des convertisseurs électroniques bidirectionnels en courant (convertisseur côté machine CCM et convertisseur côté réseau CCR) qui sont contrôlés par la technique MLI.

Concernant le générateur photovoltaïque, nous avons pu simuler correctement les caractéristiques courant-tension données par les constructeurs de panneaux solaires à partir d'une approximation polynomiale qui prend en compte les variations de l'éclairement et de la température. Par la suite, des modèles de simulation pour les éléments d'interconnexion ont été développés sous environnement MATLAB/Simulink.

Chapitre 3 : La synthèse des travaux, afin de mieux cerner le projet. Cette étape s'est intéressée à l'optimisation du rendement (MPPT) des deux sources de la chaîne hybride. Pour l'éolienne, le contrôle MPPT proposé repose sur utilisation de la vitesse du vent pour commander la MADA.

Nous avons pu noter alors, que la MADA fonctionnait d'une façon efficace dans les conditions auxquelles nous l'avons soumise. Cela prouve la viabilité de son application dans un système éolien.

Grâce au contrôle des puissances actives et réactives de la MADA, celle-ci devient un outil intéressant pour le gestionnaire du réseau. L'opérateur système est ainsi doté d'un dispositif qui lui est utile, car ces puissances peuvent être positives ou négatives.

A travers cette étude, nous obtenons non seulement un moyen de production de l'énergie avec un rendement optimal, mais aussi un outil améliorant et contribuant à la qualité d'énergie du réseau.

Concernant le générateur photovoltaïque, nous avons pu simuler correctement les caractéristiques courant-tension données par les constructeurs de panneaux solaires à partir d'une approximation polynomiale, prenant en compte les variations de l'éclairement et de la température. L'approche adoptée a permis d'améliorer diverses parties de la chaîne en commençant par l'assemblage des cellules, les protections à mettre en œuvre pour assurer une grande durée de vie du générateur, le choix et la mise en œuvre de commandes MPPT performantes ainsi que l'étude et la conception d'étages d'adaptation à haut rendement adaptés aux contraintes de l'énergie solaire

Chapitre 4 : Présente l'optimisation de puissance sans capteur, d'une éolienne avec l'utilisation d'un observateur à mode glissant flou pour estimer la vitesse et la position rotorique de la MADA. La vitesse estimée est utilisée dans l' MPPT pour extraire la puissance maximale qui est utilisée comme référence pour le control de la puissance active. Les résultats de simulation présentent les avantages de l'observateur à mode glissant flou par rapport à l'observateur à mode glissant classique, pour l'estimation de la vitesse et de la réduction de chattering. Les tests de robustesse par la variation paramétrique ont été faits dans ce travail, pour confirmer la robustesse de notre observateur à mode glissant flou.

Chapitre 5 : nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure du contrôle direct de la puissance DPC. Cette méthode de contrôle est très prépondérante dans le domaine de la recherche et dans le domaine industriel, afin d'aboutir à un contrôle performant qui répond aux exigences industrielles modernes. La configuration, le principe du DPC classique basés sur la table de commutation pour le contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) et du convertisseur coté réseau (CCR) de la chaîne hybride ont été détaillés. Afin de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs des convertisseurs « CCM » et « CCR » et dont le but de réduire les ondulations des puissances et les harmoniques des courants délivrées dans le réseau électrique, la technique de la logique floue a été combinée avec la DPC.

Chapitre 6 : nous avons présenté le contrôle direct de la puissance à base du régulateur flou sans capteur avec un observateur à mode glissant flou du flux rotorique pour estimer la vitesse de la position angulaire. La vitesse est estimée par le mécanisme d'adaptation en utilisant un régulateur de type PI-classique. Les flux observés par observateur à mode glissant

sont utilisés pour reconstruire l'erreur du régulateur et l'estimation de la position angulaire. La position estimée et les grandeurs observées convergent rapidement vers leurs valeurs réelles correspondantes. La validité de cet estimateur a été montrée par les résultats de la simulation.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de contrôle utilisé pour le contrôle du système de conversion complet et atteste les performances désirées. Ainsi, elle nous a permis d'atteindre les objectifs voulus à savoir :

- ✓ Réglage de la vitesse de rotation de la turbine pour optimiser le rendement aérodynamique.
- ✓ Réglage du facteur de puissance du système de conversion d'énergie éolienne vu par le réseau.
- ✓ L'extraction du maximum de puissance active en fonction de la vitesse du vent.
- ✓ Assurer une bonne qualité d'énergie générée

Perspectives

On peut confirmer que les objectifs principaux visés ont été atteints. Des études complémentaires sont bien évidemment nécessaires. Donc, nous pouvons mentionner quelques perspectives :

- Application des algorithmes MPPT intelligents pour le système photovoltaïque.
- Utilisation d'un système de stockage pour augmenter la fiabilité de système.
- Une étude expérimentale pour les travaux réalisés en simulation.

Annexes

Annexe A

1- Paramètres de la MADA :

- Puissance nominale : $P_n=7.5$ KW ;
- Tension d'alimentation : $V_{eff}=220$ V/380 V ;
- Fréquence d'alimentation : $f=50$ Hz ;
- Nombre de paires de Pôles : $P=2$;
- Résistance d'une phase statorique : $R_s=0,455$ Ω ;
- Résistance d'une phase rotorique : $R_r=0,62$ Ω ;
- Inductance d'une phase statorique : $L_s=0,084$ H ;
- Inductance d'une phase rotorique : $L_r=0,081$ H ;
- Inductance Mutuelle : $M_{sr}=0,078$ H ;
- Moment d'inertie du rotor : $J_g=0,3125$ Kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $F_g=6,73.10^{-3}$ N.m.s⁻¹.

2- Paramètres de la turbine éolienne :

- Puissance nominale : $P_n=10$ KW ;
- Nombre de pale : $P=3$;
- Diamètre d'une pale : $R=3$ m ;
- Gain du multiplicateur : $G=5,4$;
- Moment d'inertie de la turbine : $J_{turbine}=0,042$ Kg.m² ;
- Coefficient de viscosité : $F_{turbine}=0,017$ N.m.s⁻¹.

3- Paramètres de panneau photovoltaïque :

- Résistance en série : $R_s = 0.221\Omega$;
- Résistance en parallèle : $R_p = 415.405\Omega$;
- Nombre des panneaux en parallèles : $N_{pp} = 12$;
- Nombre des panneaux en séries : $N_{ss} = 10$;
- Le photo-courant généré dans les conditions nominales : $I_{pv n} = 8.21A$;
- Le photo-courant généré : $I_{pv} = 8,21A$;

- La tension en circuit ouvert dans les conditions nominales : $V_{ocn} = 32.9V$;
- La tension en circuit ouvert : $V_{oc} = 32.9V$;
- Courant de saturation en circuit ouvert : $I_{sc} = 8.214A$;
- Courant maximal : $I_{mp} = 7.61A$;
- Tension maximal : $V_{mp} = 26.3V$;
- Tension/température coefficient : $K_v = 0,1230$;
- Courant/température coefficient : $K_i = 0,0032$;
- L'enseillement nominal : $G_n = 1000w/m^2$;
- Le facteur de non idéalité de la jonction P-N : $a = 1.3$;
- La constante de Boltzmann : $K = 1.3806503 \cdot 10^{-23} J / K$;
- La charge de l'électron : $q = 1.60217646 \cdot 10^{-19} C$;
- La température de la jonction dans les conditions nominales : $T_n = 298.15K$;

4- Paramètre d'un hacheur boost :

- Capacité: $C = 10^{-3} F$;
- Inductance : $L = 11 \cdot 10^{-6} H$;

5- Paramètres de filtre RL et de bus continu:

- Résistance de filtre : 0.3Ω ;
- Inductance de filtre : $0.014 H$;
- Bus continu : $2 \cdot 10^{-3} F$.

Annexe B

On à utiliser pour contrôler le convertisseur coté machine la commande vectorielle indirecte avec boucle de puissance

1) Réglage de courant :

D'après les équations de modèle de la MADA pour le contrôle des puissances le schéma fonctionnel du contrôle du courant est représenté par Figure (B.1)

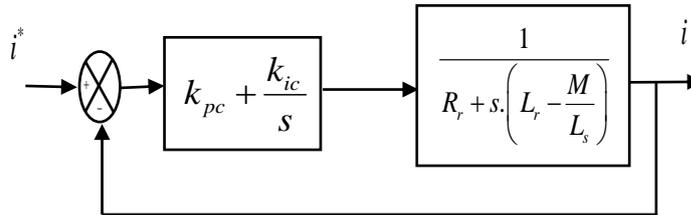


Figure.B.1 schéma bloc de réglage du courant par PI

on a choisit la méthode de compensation des poles pour le dimensionnement des gains de régulateur et on a obtenir:

$$k_{pc} = \frac{L_r - \frac{M^2}{L_s}}{\tau_1} \quad (B.1)$$

$$k_{ic} = \frac{R_r}{\tau_1} \quad (B.2)$$

2) Réglage de puissance :

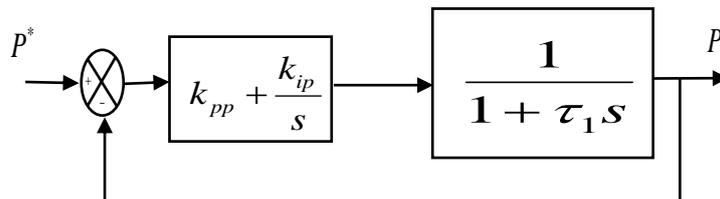


Figure.B.2 schéma bloc de réglage du puissance

Par la même méthode de compensation des pôles on a les coefficients du régulateur PI de puissance:

$$k_{pp} = \frac{\tau_1}{\tau_2} \quad (B.3)$$

$$k_{ip} = \frac{1}{\tau_2} \quad (B.4)$$

Annexe C

Dimensionnement du régulateur PI de vitesse mécanique (MPPT). Le calcul des gains de régulateur est basé sur le principe de compensation des pôles.

La boucle de régulation de vitesse est présentée par la figure (C.1)

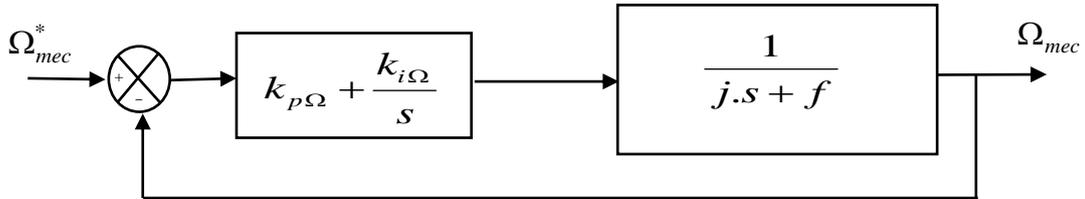


Figure C.1 Schéma de régulation de la vitesse

Le régulateur PI est donné par la relation suivante

$$PI(s) = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (C.1)$$

Par compensation :

$$\frac{f}{j} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \quad (C.2)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{\Omega_{mec}}{\Omega_{mec}^*} = \frac{1}{\frac{j}{K_{p\Omega}} s + 1} \quad (C.3)$$

Avec une comparaison du système de premier ordre :

$$\frac{\Omega_{mec}}{\Omega_{mec}^*} = \frac{K}{1 + \tau.s} \quad (C.4)$$

$$\tau = \frac{j}{K_{p\Omega}} \quad (C.5)$$

Les gains de régulateur de vitesse sont :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{j}{\tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (\text{C.6})$$

الملخص: الهدف من عملنا هذا هو معالجة وتحسين إدارة الاستطاعة النشطة و الردية المنتجة للشبكة الكهربائية من طرف منبع مختلط المصدر فيها الكهروضوئية و طاقة الرياح. التحكم المستعمل في البداية هو عبارة عن تحكم إشعاعي يعتمد على المنظمات الكلاسيكية. لكن الاضطرابات الموجودة، مثل التغير في سرعة الرياح والتغير في مستوى الإضاءة تتطلب استخدام تقنيات التحكم أكثر قوة. ظهرت أنظمة تحكم أخرى منافسة للتحكم الإشعاعي مثل التحكم بدون لاقط السرعات الميكانيكي والتحكم المباشر للاستطاعة.

النتائج المحصل عليها تسلط الضوء على فعالية أنظمة التحكم المقترحة المتأنة. ومع ذلك، فإن وجود الدالة "سيني" ومنظمات التباطؤ تنتج مشاكل المتمثلة في تشوه المتغيرات المنتجة من طرف المنبع الهجين. التقنيات المقترحة لمعالجة المشكل هي استعمال الذكاء الصناعي المتمثل في المنطق الغامض: المقدر الذي نظام الانزلاق الغامض والتحكم المباشر في الاستطاعة باستعمال المنطق الغامض.

الكلمات المفتاحية: الكهروضوئية، طاقة الرياح، التحكم الإشعاعي، التحكم بدون لاقط، التحكم المباشر في الاستطاعة، المنطق الغامض.

Résumé : L'objectif de notre travail est de traiter et optimiser la gestion de puissance active et réactive produit d'un réseau électrique de source mixte photovoltaïque et éolienne. Le contrôle consiste à utiliser la commande vectorielle et l'introduction des correcteurs classiques. Cependant les perturbations imposées, telles que la variation de vitesse du vent et éclairage nocturne exigent l'utilisation des techniques de réglage plus robustes. Des stratégies de contrôle sont apparues comme concurrentielles à la technique de contrôle vectoriel classique à savoir le contrôle sans capteur par utilisation d'observateur à mode glissant (SMO) et le contrôle directe de puissance (DPC).

Les résultats obtenus mettent en évidence l'efficacité des stratégies des contrôles proposées en termes de robustesse. Cependant, la présence de la fonction « sign » et les correcteurs à hystérésis pose le problème de fluctuations sur les différentes grandeurs de sortie de la chaîne. Les techniques que sont été proposés pour remédier ces problèmes, nous avons opté pour les techniques d'intelligence artificielle à base de la logique floue : observateur à mode glissant flou et le contrôle directe de puissance par la logique floue (DPC-Flou).

Mots clés : Photovoltaïque, éolienne, Contrôle vectoriel, Contrôle sans capteur, Observateur à mode glissant, Contrôle direct de puissance, Logique floue.

Abstract : The objective of our work is to treat and optimize the active and reactive power produced management by mixed source (photovoltaic and wind) in an electrical network. The control consists in using the vector control and the introduction of the classical correctors. However, the imposed disturbances, such as the variation of wind speed and night lighting require the use of more robust adjustment techniques. Control strategies appeared to be competitive with the conventional vector control technique, namely sensorless control using sliding mode observer (SMO) and direct power control (DPC).

The results obtained demonstrate the effectiveness of the proposed control strategies in terms of robustness. However, the presence of the "sign" function and the hysteresis correctors poses the problem of fluctuations on the various output variables of the hybrid chain. The techniques that have been used to remedy these problems, we have opted for artificial intelligence techniques based on fuzzy logic: fuzzy sliding mode observer (FSMO) and fuzzy direct control of power by (F-DPC).

Keywords : Photovoltaic, Wind turbine, Vector control, Sensorless control, Sliding mode observer, Direct power control (DPC), Fuzzy logic.