

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES  
Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique

Thèse présentée par :

**DJERIRI Youcef**

Pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat en Sciences**

**Spécialité : Electrotechnique**

*Option : Commande Electrique*

Intitulé de la thèse :


**Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle.**

Présentée devant le jury composé de :

Pr. MASSOUM Ahmed	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Président
Pr. MEROUFEL Abdelkader	Professeur (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Rapporteur
Dr. BENTAALLAH Abderrahim	Maître de Conférences (A) (U.D.L. Sidi Bel-Abbès)	Examineur
Pr. MILOUD Yahia	Professeur (U.T.M. Saida)	Examineur
Dr. MILOUDI Abdellah	Maître de Conférences (A) (U.T.M. Saida)	Examineur
Dr. MEZOUAR Abdelkader	Maître de Conférences (A) (U.T.M. Saida)	Examineur

Soutenue le : 05/11/2015

Laboratoire de Recherche ICEPS (Intelligent Control & Electrical Power Systems)



# **Avant - propos**

# Avant-propos

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire ICEPS (Intelligent Control and Electrical Power Systems) de l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur **Abdelkader MEROUFEL**, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, pour le temps qu'il m'a accordé tout au long de cette thèse, pour ses grandes compétences scientifiques, pour ses conseils, ses remarques toujours constructives et ses remarquables qualités humaines.

Je tiens à remercier Monsieur **Ahmed MASSOUM**, Professeur à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer mes remerciements aux membres du jury examinateurs :

Monsieur **Abderrahim BENTAALLAH**, Maître de Conférences « classe A » à l'Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès, Monsieur **Yahia MILOUD**, Professeur à l'Université Tahar Moulay de Saida, Monsieur **Abdellah MILOUDI**, Maître de Conférences « classe A » à l'Université Tahar Moulay de Saida, Monsieur **Abdelkader MEZOUAR**, Maître de Conférences « classe A » à l'Université Tahar Moulay de Saida, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner ce travail.

Je remercie de tout mon cœur toute ma famille, mes parents, mes frères et sœurs, qui m'ont toujours soutenu et encouragé pendant toute la durée de ces longues études.

Mes remerciements vont également à mes collègues, mes amis, et toute personne ayant aidé, de près ou de loin, directement ou indirectement, à l'aboutissement de ce travail.

**Youcef DJERIRI.**



# **Liste des publications**

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications nationales et internationales :

## COMMUNICATIONS NATIONALES

[1] **Y. Djeriri** et A. Meroufel

« Commande Vectorielle par les Réseaux de Neurones Artificiels d'une MADA Intégrée à un Système Eolien »; 6th International Conference on Electrical Engineering, pp. 33-37, Batna, 11-13, Octobre 2010.

[2] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum, A. Hammoumi

« Commande vectorielle d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) intégrée à un système éolien »; International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010, Oran, 26-27 October 2010.

[3] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum, A. Hammoumi

« Field oriented control for doubly fed induction generator using artificial neural networks dedicated for wind energy conversion system »; EFEEA'10 International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications, Ghardaïa, 2-4 November 2010.

[4] **Y. Djeriri**, A. Meroufel

« Field Oriented Control for Doubly Fed Induction Generator using an Artificial Neural Networks dedicated for Wind Energy Conversion Systems »; International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010, Oran, 26-27 October 2010.

[5] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum, A. Hammoumi

« Filtrage actif des harmoniques par une MADA commandée vectoriellement utilisée dans un système de production éolien »; International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010, Oran, 26-27 October 2010.

[6] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum, A. Hammoumi

« Filtrage actif des harmoniques de courant par une génératrice asynchrone à double alimentation utilisée dans un système de production éolien »; 7<sup>ème</sup> Conférence sur le Génie Electrique, CGE'07, Ecole Militaire Polytechnique, Alger, 12-13 Avril 2011.

[7] **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum and A. Hammoumi

« Using space vector modulation technique to improve direct power control strategy of doubly fed induction generator based wind energy conversion systems »; 7th International Conference on Electrical Engineering, Batna, Algérie, pp.481-487, 08-10 October 2012.

[8] Z. Boudjema, A. Meroufel and **Y. Djeriri**

« Nonlinear control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion »; 2nd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, USTO, Oran, December 11-12, 2012.

## PUBLICATIONS NATIONALES

1) A. Meroufel, **Y. Djeriri**, A. Massoum et A. Hammoumi

« Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée à un système éolien »; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables- CDER, Algérie, Vol.13, No.4, pp. 669-682, 2010.

2) **Y. Djeriri**, A. Meroufel, B. Belabbes and A. Massoum

« Three-level NPC voltage source converter based direct power control of the doubly fed induction generator at low constant switching frequency »; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables- CDER, Algérie, Vol.16, No.1, pp.91-103, 2013.

3) **Y. Djeriri**, A. Meroufel, M. Allam

« Artificial neural network-based robust tracking control for doubly fed induction generator used in wind energy conversion systems »; Journal of Advanced Research in Science and Technology, JARST, Algeria, ISSN 2352-9989, Vol.2, No.1, pp.173-181, January 2015.

4) M. Allam, B. Dehiba, M. Abid, **Y. Djeriri**, R. Adjoudj

« Etude comparative entre la commande vectorielle directe et indirecte de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dédiée à une application éolienne »; Journal of Advanced Research in Science and Technology, JARST, Algeria, ISSN 2352-9989, Vol.1, No.2, pp.88-100, Juin 2014.

## PUBLICATIONS INTERNATIONALES

1. **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum and Z. Boudjema

« Direct power control of a doubly fed induction generator based wind energy conversion systems including a storage unit »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.1, pp.196-204, March 2014.

2. **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum

« Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp. 71-79, June 2014.

3. **Y. Djeriri**, A. Meroufel, A. Massoum and Z. Boudjema

« A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.169-178, June 2014.

4. Z. Boudjema, A. Meroufel, E. Bounadja and **Y. Djeriri**

« Nonlinear control of a doubly fed induction generator supplied by a matrix converter for wind energy conversion systems »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.13, No.4, pp.60-68, December 2013.

5. Z. Boudjema, A. Meroufel and **Y. Djeriri**

« Nonlinear control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion »; Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, Vol.6, No.1, pp.28-35, 2013.

6. Z. Boudjema, A. Meroufel, **Y. Djeriri** and E. Bounadja

« Fuzzy sliding mode control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion »; Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering, Vol.6, No.2, pp.7-14, 2013.



# **Sommaire**

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	01
<b>CHAPITRE 1 : Etat de l'art sur la conversion éolienne</b> .....	06
1.1 - Introduction.....	07
1.2 - Un peu d'histoire.....	07
1.3 - Développement de l'éolien.....	10
1.4 - La situation actuelle.....	11
1.5 - Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne.....	16
1.5.1 - Avantages.....	16
1.5.2 - Inconvénients.....	16
1.6 - Principes physiques de la conversion d'énergie éolienne.....	17
1.6.1 - Quelques notions sur le vent.....	18
1.6.1.1 - Direction et vitesse du vent.....	18
1.6.1.2 - Caractérisation du vent.....	19
1.6.1.3 - L'énergie disponible dans le vent.....	20
1.6.2 - Notions aérodynamiques « théorie de Betz ».....	20
1.7 - Différents types d'aérogénérateurs.....	24
1.7.1 - Eoliennes à axe vertical « VAWT ».....	24
1.7.1.1 - Le rotor de Savonius.....	24
1.7.1.2 - Le rotor de Darrieus .....	25
1.7.1.3 - Le rotor H-type.....	26
1.7.2 - Eoliennes à axe horizontal « HAWT ».....	27
1.8 - Chaîne de conversion éolienne.....	29
1.8.1 - Définition d'un système éolien.....	29
1.8.2 - La constitution d'une éolienne à axe horizontale.....	30
1.8.2.1 - La tour.....	31
1.8.2.2 - Le rotor.....	31
1.8.2.3 - La nacelle.....	32
1.8.2.4 - Le multiplicateur.....	33
1.8.2.5 - La génératrice.....	34
1.9 - Régulation de la puissance d'une éolienne.....	35
1.9.1 - Bilan des forces sur une pale.....	35
1.9.2 - Régulation mécanique.....	35
1.9.2.1 - Contrôle par angle de calage variable « pitch control ».....	37
1.9.2.2 - Contrôle par décrochage aérodynamique passif « passive stall control ».....	38
1.9.2.3 - Contrôle par décrochage aérodynamique actif « active stall control ».....	40



1.9.3 – Régulation électrique (contrôle MPPT).....	40
1.10 - Technologies des systèmes éoliens.....	42
1.10.1 - Les éoliennes à vitesse fixe « FSWT ».....	42
1.10.2 - Les éoliennes à vitesse variable « VSWT ».....	44
1.10.2.1 - Eolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation.....	45
1.10.2.2 - Eolienne à base d'une machine synchrone.....	48
1.10.3 - Intérêts de la vitesse variable.....	49
1.10.3.1 - Eolienne isolée (autonome).....	49
1.10.3.2 - Eolienne connectée au réseau.....	49
1.11 - Capacités de réglages des différentes technologies d'éoliennes.....	50
1.11.1 - Gestion du réseau électrique.....	50
1.11.2 - Capacité de réglage de la tension et de la puissance réactive.....	51
1.11.3 - Capacité de réglage de la fréquence.....	51
1.11.4 - Capacité de fonctionnement en site isolé.....	52
1.12 - Les systèmes de stockage de l'énergie éolienne.....	53
1.12.1 - Le stockage électrochimique.....	53
1.12.2 - Le stockage inertiel.....	53
1.12.3 - Le stockage magnétique.....	54
1.12.4 - Le stockage hydraulique.....	54
1.12.5 - Le stockage thermique.....	54
1.13 - Conclusion.....	55
<b>CHAPITRE 2 : Modélisation de la chaîne de conversion éolienne à base de MADA.....</b>	<b>56</b>
2.1 - Introduction.....	57
2.2 - Description du système.....	58
2.3 - La machine doublement alimentée.....	58
2.3.1 - Définition.....	59
2.3.2 - Classifications.....	59
2.3.2.1 - Machine à double alimentation à rotor bobiné (simple).....	59
2.3.2.2 - Machine à double alimentation en cascade asynchrone.....	60
2.3.2.3 - Machine à double alimentation cascadée à un repère.....	60
2.3.2.4 - Machine à double alimentation sans balais.....	60
2.3.3 - Comparaison entre les différentes MDA.....	61
2.3.4 - Principe de fonctionnement.....	62
2.3.5 - Notions hypo et hyper-synchrone.....	64
2.3.6 - Modes de fonctionnement de la MADA.....	66
2.3.7 - Domaines d'application de la MADA.....	68
2.3.8 - Avantages et inconvénients de la MADA.....	69
2.3.8.1 - Avantages.....	69
2.3.8.2 - Inconvénients.....	70
2.4 - Association convertisseurs – MADA.....	70
2.4.1 - Les différentes configurations.....	70

2.4.1.1 - MADA avec pont à diodes et pont à thyristors « Kramer ».....	70
2.4.1.2 - MADA avec pont à diodes pont à transistors.....	71
2.4.1.3 - MADA avec cyclo-convertisseur « Scherbius ».....	71
2.4.1.4 - MADA avec convertisseurs à MLI (back-to-back).....	72
2.4.2 - Convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de la MADA.....	72
2.4.3 - Caractéristique des interrupteurs à semi-conducteur utilisés.....	74
2.5 - Modélisation et Simulation du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.....	75
2.5.1 - Modèle du vent.....	76
2.5.2 - Modélisation de la turbine éolienne.....	77
2.5.2.1 - Modèle aérodynamique des pales.....	77
2.5.2.2 - Modèle de la partie mécanique.....	82
2.5.3 - Stratégie de maximisation de puissance "MPPT".....	83
2.5.3.1 - Bilan des puissances.....	84
2.5.3.2 - Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.....	84
2.5.3.3 - Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.....	86
2.5.3.4 - Résultats obtenus par simulation.....	87
2.5.4 - Modélisation de machine asynchrone à double alimentation.....	89
2.5.4.1 - Hypothèses simplificatrices.....	89
2.5.4.2 - Modèle de la MADA dans le repère triphasé.....	90
2.5.4.3 - Modèle de la MADA dans le repère de Park.....	92
2.5.4.4 - Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	94
2.5.5 - Modélisation des convertisseurs statiques.....	97
2.5.5.1 - Modélisation du convertisseur côté rotor « CCM ».....	98
2.5.5.2 - Choix de structure des semi-conducteurs.....	101
2.5.5.3 - Commande par MLI du CCM.....	101
2.5.6 - Résultats de simulation.....	103
2.6 - Conclusion.....	105
<b>CHAPITRE 3 : Contrôle vectoriel à flux orienté de la MADA.....</b>	<b>106</b>
3.1 - Introduction.....	107
3.2 - But et principe de la commande vectorielle.....	107
3.3 - Commande vectorielle de la MADA.....	108
3.3.1 - Rappel sur le modèle de la MADA.....	108
3.3.2 - Commande vectorielle directe des puissances (CVD).....	109
3.3.3 - Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI).....	110
3.3.4 - Etude de la régulation.....	111
3.3.4.1 - Objectifs de la régulation.....	111
3.3.4.2 - Synthèse du régulateur PI.....	112
3.4 - Résultats de simulation.....	113
3.4.1 - Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations.....	113
3.4.1.1 - Vitesse du vent constante et puissance réactive variable.....	113
3.4.1.2 - Vitesse du vent variable et puissance réactive constante.....	116

---

3.4.1.3 - Comparaison des performances.....	119
3.4.2 - Test de robustesse.....	121
3.5 - Conclusion.....	123
<b>CHAPITRE 4 : Contrôle direct du couple (DTC) de la MADA.....</b>	<b>125</b>
4.1 - Introduction.....	126
4.2 - Les commandes en amplitude.....	126
4.3 - Caractéristiques principales d'une commande directe du couple.....	127
4.3.1 - Avantages de la DTC.....	127
4.3.2 - Inconvénients de la DTC.....	128
4.4 - Contrôle direct du couple "classique" de la MADA (DTC-C).....	128
4.4.1 - Principe générale.....	128
4.4.2 - Présentation des vecteurs de commutation.....	129
4.4.3 - Contrôle du vecteur flux rotorique.....	130
4.4.4 - Contrôle du couple électromagnétique.....	134
4.4.5 - Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique.....	136
4.4.6 - Sélection d'un vecteur de tension rotorique.....	137
4.4.7 - Elaboration de la table de commutation.....	139
4.4.8 - Schéma de la commande directe du couple.....	139
4.4.9 - Résultats de simulation.....	140
4.4.9.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe.....	140
4.4.9.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT).....	143
4.5 - DTC de la MADA commandée par un onduleur à trois niveaux de tension.....	145
4.5.1 - Introduction.....	145
4.5.2 - Les onduleurs multi-niveaux.....	146
4.5.2.1- Topologies d'onduleurs multi-niveaux.....	146
4.5.2.2 - Présentation de l'onduleur à 3-niveaux à structure NPC.....	147
4.5.3 - DTC de la MADA commandée par un onduleur à 3-niveaux (DTC-3N).....	149
4.5.3.1 - Compérateurs à hystérésis.....	149
4.5.3.2 - Table de commutation .....	150
4.5.4 - Résultats de simulation.....	151
4.6 - Test de robustesse de la DTC-C et DTC-3N.....	154
4.7 - Conclusion.....	156
<b>CHAPITRE 5 : Contrôle direct de puissance (DPC) de la MADA.....</b>	<b>157</b>
5.1 - Introduction.....	158
5.2 - Théorie de la commande directe de puissance.....	158
5.3 - Principe générale de la DPC-C.....	159
5.4 - DPC-C de la MADA.....	160
5.4.1 - Estimation de la puissance active et réactive.....	160
5.4.2 - Choix des compérateurs à hystérésis.....	161
5.4.3 - Elaboration de la table de commutation.....	162

---

5.5 - Résultats de simulation.....	165
5.5.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe.....	165
5.5.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT).....	167
5.6 - Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (SVM).....	169
5.6.1 - Principe de la MLI vectorielle « SVM ».....	169
5.6.2 - Résultats de simulation.....	176
5.6.2.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe.....	176
5.6.2.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT).....	178
5.7 - Test de robustesse de la commande DPC-C et DPC-SVM.....	179
5.8 - Nécessité de stockage.....	180
5.8.1 - Stockage à court terme.....	181
5.8.2 - Stockage à long terme.....	181
5.8.2.1 - Modélisation d'une unité de stockage à long terme.....	182
5.8.2.2 - Résultats de simulation avec unité de stockage.....	183
5.9 - Conclusion.....	185
<b>CHAPITRE 6 : Amélioration des performances de la DTC et DPC par les RNA.....</b>	<b>187</b>
6.1 - Introduction.....	188
6.2 - Historique.....	189
6.3 - Objectifs de la commande par les RNA.....	190
6.4 - Domaines d'application des réseaux de neurones artificiels.....	191
6.5 - Définition des réseaux de neurones.....	191
6.5.1 - Introduction aux réseaux de neurones biologiques.....	192
6.5.2 - Les neurones formels.....	194
6.5.2.1 - Modélisation d'un neurone formel.....	195
6.5.2.2 - Fonctions d'activations.....	197
6.6 - Architecture des réseaux de neurones.....	199
6.6.1 - Les réseaux de neurones non bouclés.....	199
6.6.1.1 - Réseaux de neurones monocouches.....	199
6.6.1.2 - Réseaux de neurones multicouches.....	200
6.6.1.3 - Réseaux de neurones à connexions locales.....	200
6.6.2 - Les réseaux de neurones bouclés.....	201
6.7 - Modèles des réseaux de neurones.....	202
6.7.1 - Modèle de Hopfield.....	202
6.7.2 - Modèle de Kohonen.....	202
6.7.3 - Le modèle de Perceptron.....	203
6.7.4 - Le modèle ADALINE.....	203
6.8 - L'apprentissage.....	204
6.8.1 - Stratégies d'apprentissage.....	204
6.8.1.1 - Données et processus.....	205
6.8.1.2 - Apprentissage en ligne et l'apprentissage hors ligne "batch".....	206
6.8.1.3 - Apprentissage global et apprentissage local.....	206

6.8.2 - Algorithmes d'apprentissages.....	206
6.8.2.1 - Apprentissage par correction d'erreur.....	207
6.8.2.2 - Apprentissage par la règle de Hebb.....	208
6.8.2.3 - Apprentissage compétitif « competitive learning ».....	211
6.2.2.4 - Problème de l'affectation du crédit.....	212
6.8.2.5 - Apprentissage supervisé « supervised learning ».....	212
6.8.2.6 - Apprentissage par renforcement « reinforcement learning ».....	213
6.8.2.7 - Apprentissage Par la règle de perceptron.....	214
6.8.2.8 - Apprentissage par L'ADALINE.....	215
6.8.2.9 - Apprentissage non-supervisé « unsupervised learning ».....	217
6.9 - Les réseaux multicouches et l'approximation des fonctions.....	217
6.9.1 - Le Perceptron Multicouches (MLP).....	217
6.9.1.1 - Structure du réseau MLP.....	217
6.9.1.2 - L'algorithme de la rétropropagation du gradient d'erreur.....	219
6.9.1.3 - Présentation de l'algorithme de rétropropagation.....	219
6.9.2 - Problèmes et propriétés.....	221
6.9.2.1 - Problèmes liés à l'algorithme de rétropropagation.....	221
6.9.2.2 - Propriétés de généralisation et de validation.....	223
6.10 - Commande neuronale directe du couple et de puissance de la MADA.....	224
6.10.1 - Commande neuronale directe du couple (DTC-RNA).....	224
6.10.2 - Commande neuronale directe de puissance (DPC-RNA).....	224
6.11 - Conclusion.....	231
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>232</b>

## ANNEXES

<b>ANNEXE A : Paramètres du système éolien.....</b>	<b>235</b>
A.1. Paramètre de la turbine éolienne.....	235
A.2. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation.....	235
<b>ANNEXE B : Synthèse du régulateur PI pour le contrôle MPPT.....</b>	<b>236</b>
<b>ANNEXE C : La transformation de Concordia et de Clarke.....</b>	<b>237</b>
<b>ANNEXE D : Détermination des séquences de commutation par l'algorithme SVM.....</b>	<b>238</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>	<b>239</b>



# Liste des figures

## LISTE DES FIGURES

### **CHAPITRE 1 :**

Figure 1.1 :	Ancêtres des moulins à vent.	08
Figure 1.2 :	Exemples de moulins à vent.	09
Figure 1.3 :	Première aérogénératrice de Poul LaCour en 1891 à Askov, Danemark.	10
Figure 1.4 :	Capacité éolienne cumulée dans le monde entier.	13
Figure 1.5 :	La ferme éolienne de 10MW à Kabertène (Adrar).	14
Figure 1.6 :	Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol.	15
Figure 1.7 :	Vents locaux à travers le Monde.	18
Figure 1.8 :	Appareils utilisés pour la mesure du vent.	19
Figure 1.9 :	Exemple d'une séquence de vent mesuré et sa distribution de probabilité.	20
Figure 1.10 :	Tube de courant autour d'une éolienne.	21
Figure 1.11 :	Interpolation du facteur de puissance.	22
Figure 1.12 :	Vitesse du vent $v$ et vitesse tangentielle $\Omega r$ .	22
Figure 1.13 :	Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.	23
Figure 1.14 :	Éolienne de Savonius.	25
Figure 1.15 :	Éolienne de Darrieus.	26
Figure 1.16 :	Eolienne de Darrieus de type H.	26
Figure 1.17 :	Exemples des éoliennes horizontales.	27
Figure 1.18 :	Turbines éoliennes en amont et en aval.	28
Figure 1.19 :	Évolution de la taille des aérogénérateurs éoliens.	28
Figure 1.20 :	L'éolienne E126 de 7.5MW d'ENERCON (Allemagne).	29
Figure 1.21 :	Principe de la conversion d'énergie éolienne.	30
Figure 1.22 :	Différentes parties d'une éolienne NORDEX N60 (1300kW).	30
Figure 1.23 :	La tour éolienne et ses composants électroniques à l'intérieur.	31
Figure 1.24 :	Transport de pale d'une turbine éolienne de 1.5MW.	32
Figure 1.25 :	Vue aérienne de la nacelle pendant l'assemblage d'une turbine éolienne.	33
Figure 1.26 :	Multiplicateur de vitesse.	34
Figure 1.27 :	Bilan des forces sur une pale.	35
Figure 1.28 :	Courbe typique d'une turbine éolienne.	36
Figure 1.29 :	Variation de l'angle de calage d'une pale.	37
Figure 1.30 :	Système pitch contrôle.	38
Figure 1.31 :	Flux d'air sur un profil de pale " stall ".	39
Figure 1.32 :	Turbine éolienne commandée par « passive stall ».	39
Figure 1.33 :	Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.	41
Figure 1.34 :	Puissance théorique disponible au niveau de la turbine éolienne.	42
Figure 1.35 :	Eolienne à vitesse fixe à base de la GAS	43
Figure 1.36 :	Caractéristique couple/vitesse d'une MAS à 2 paires de pôles.	43

Figure 1.37 :	Exemple de puissance générée par une éolienne à vitesse fixe de 300kW.	44
Figure 1.38 :	Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.	46
Figure 1.39 :	Zones de contrôle de la MADA.	47
Figure 1.40 :	Eolienne à entraînement direct basée sur une GSAP.	48

## **CHAPITRE 2 :**

Figure 2.1 :	Système de conversion éolienne à base de la MADA.	58
Figure 2.2 :	Schéma de principe la MADA à rotor bobiné simple.	59
Figure 2.3 :	Machine asynchrone à rotor bobiné (standard).	59
Figure 2.4 :	Schéma de principe de la MADA en cascade asynchrone.	60
Figure 2.5 :	Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.	60
Figure 2.6 :	Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.	61
Figure 2.7 :	Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA.	64
Figure 2.8 :	Machine à rotor bobiné classique connecté à deux sources triphasées.	65
Figure 2.9 :	Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.	66
Figure 2.10 :	MADA avec structure Kramer.	70
Figure 2.11 :	MADA avec structure Scherbius.	71
Figure 2.12 :	MADA avec structure back-to-back.	72
Figure 2.13 :	Structure d'une éolienne à base de MADA en utilisant plusieurs modules de convertisseurs statiques à deux niveaux en parallèle.	73
Figure 2.14 :	Structure d'une éolienne à base de MADA en utilisant un convertisseur NPC multi-niveaux.	74
Figure 2.15 :	Chaîne de conversion d'énergie éolienne à base de la MADA.	76
Figure 2.16 :	Simulation du profile de la vitesse du vent.	77
Figure 2.17 :	Coefficient de puissance $C_p$ en fonction de $\lambda$ pour différents $\beta$ .	79
Figure 2.18 :	- Puissance aérodynamique générée par la turbine éolienne.	80
Figure 2.19 :	Coefficient du couple $C_c$ en fonction de $\lambda$ pour différents $\beta$ .	81
Figure 2.20 :	Caractéristique du couple aérodynamique de la turbine.	81
Figure 2.21 :	Modèle mécanique de la turbine éolienne.	82
Figure 2.22 :	Schéma bloc du modèle de la turbine.	83
Figure 2.23 :	Diagramme de conversion de puissance.	84
Figure 2.24 :	Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.	86
Figure 2.25 :	Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.	87
Figure 2.26 :	Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de vitesse.	88
Figure 2.27 :	Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de vitesse.	89
Figure 2.28 :	Représentation de la MADA dans le système triphasé.	90
Figure 2.29 :	Repères de référence : statorique ( $\alpha_s$ - $\beta_s$ ), rotorique ( $\alpha_r$ - $\beta_r$ ) et tournant (d-q).	92
Figure 2.30 :	Orientation du repère de Park.	95
Figure 2.31 :	Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.	97
Figure 2.32 :	La structure AC-DC-AC (en anglais « back-to-back »).	98



Figure 2.33 :	Représentation schématique d'un onduleur de tension alimente le rotor de la MADA.	99
Figure 2.34 :	Schéma simplifié de l'onduleur triphasé.	99
Figure 2.35 :	Principe de commande en MLI-ST.	103
Figure 2.36 :	Comportement de la MADA intégrée au système éolien.	104

### **CHAPITRE 3 :**

Figure 3.1 :	Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC.	108
Figure 3.2 :	Schéma bloc du système à commander.	109
Figure 3.3 :	Schéma bloc de la commande directe de la MADA.	110
Figure 3.4 :	Schéma bloc de la commande indirecte de la MADA.	111
Figure 3.5 :	Schéma bloc d'un système régulé par un PI.	112
Figure 3.6 :	Commande en puissances de la MADA par la méthode directe (test de suivi de consigne).	114
Figure 3.7 :	Commande en puissances de la MADA par la méthode indirecte (test de suivi de consigne).	115
Figure 3.8 :	Commande en puissances de la MADA par la méthode directe (FP=1).	117
Figure 3.9 :	Commande en puissances de la MADA par la méthode indirecte (FP=1).	118
Figure 3.10 :	Comparaison des performances: commande vectorielle directe et indirecte.	119
Figure 3.11 :	Effet de la perturbation sur les performances de la commande directe et indirecte.	120
Figure 3.12 :	La commande vectorielle directe vis-à-vis aux variations paramétriques de la MADA.	122
Figure 3.13 :	La commande vectorielle indirecte vis-à-vis aux variations paramétriques de la MADA.	122

### **CHAPITRE 4 :**

Figure 4.1 :	Structure des commandes en amplitude.	127
Figure 4.2 :	Structure de la commande du système de conversion d'énergie éolienne.	128
Figure 4.3 :	Elaboration du vecteur de tension rotorique à partir des états de commutation de l'onduleur.	129
Figure 4.4 :	Présentation des vecteurs de commutation.	130
Figure 4.5 :	Évolution du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha_r$ - $\beta_r$ ).	131
Figure 4.6 :	Pilotage du vecteur flux rotorique à l'aide des vecteurs tensions rotoriques.	132
Figure 4.7 :	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux rotorique.	133
Figure 4.8 :	La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).	134
Figure 4.9 :	Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.	135
Figure 4.10 :	Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.	138
Figure 4.11 :	Structure de la commande directe de couple et de flux de la MADA.	140
Figure 4.12 :	Commande directe du couple de la MADA à flux rotorique constant.	141
Figure 4.13 :	Commande directe du couple de la MADA à flux rotorique variable.	142
Figure 4.14 :	Commande directe du couple de la MADA à vitesse du vent variable.	144

Figure 4.15 :	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.	145
Figure 4.16 :	Schéma électrique du convertisseur triphasé à structure NPC.	147
Figure 4.17 :	Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension.	148
Figure 4.18 :	Schéma du contrôle DTC avec un onduleur à 3-niveaux NPC.	149
Figure 4.19 :	Comparateurs à hystérésis utilisés pour contrôler (a) le flux, (b) le couple	150
Figure 4.20 :	DTC de la MADA pilotée par un onduleur à 3-niveaux à structure NPC.	152
Figure 4.21 :	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique	153
Figure 4.22 :	DTC-3N de la MADA à vitesse du vent variable (contrôle MPPT).	154
Figure 4.23 :	DTC-C versus les variations paramétriques de la MADA.	155
Figure 4.24 :	DTC-3N versus les variations paramétriques de la MADA.	155

## **CHAPITRE 5 :**

Figure 5.1 :	Configuration de la DPC-C de la MADA.	160
Figure 5.2 :	La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).	161
Figure 5.3 :	Comparateurs à hystérésis : (a) puissance active, (b) puissance réactive.	162
Figure 5.4 :	Découplage de la puissance active et réactive de la MADA par DPC-C.	165
Figure 5.5 :	Comportement de la MADA avec la commande DPC-C.	166
Figure 5.6 :	Commande DPC-C de la MADA à vitesse du vent variable et FP=1.	167
Figure 5.7 :	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique	168
Figure 5.8 :	États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.	170
Figure 5.9 :	Représentation des vecteurs de tension dans le repère ( $\alpha$ - $\beta$ ).	170
Figure 5.10 :	Décomposition d'un vecteur de tension de référence $V_{r\_ref}$ .	171
Figure 5.11 :	Définition du vecteur moyen.	173
Figure 5.12 :	Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_e$ .	174
Figure 5.13 :	Schéma de principe de la modulation vectorielle.	176
Figure 5.14 :	Schéma bloc de la structure de contrôle DPC-SVM appliquée à la MADA.	176
Figure 5.15 :	Résultats de simulation de la DPC-SVM de la MADA ( $m=35$ et $r=0.9$ ).	177
Figure 5.16 :	DPC-SVM de la MADA avec contrôle MPPT à FP=1 ( $m=35$ et $r=0.9$ ).	178
Figure 5.17 :	Spectre harmonique des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.	179
Figure 5.18 :	DPC-C vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.	179
Figure 5.19 :	DPC-SVM vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.	180
Figure 5.20 :	Insertion d'une unité de stockage dans un système éolien.	182
Figure 5.21 :	Profile du vent utilisé pour l'étude du stockage.	183
Figure 5.22 :	Résultats de simulation de la DPC-SVM avec unité de stockage.	184

## **CHAPITRE 6 :**

Figure 6.1 :	Structure d'un réseau de neurone biologique et le cerveau humain.	192
Figure 6.2 :	Modèle d'un neurone biologique.	193
Figure 6.3 :	Transmission de l'information entre les neurones biologiques.	193

Figure 6.4 :	Modèle d'un neurone artificiel.	194
Figure 6.5 :	Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel.	197
Figure 6.6 :	Fonctions d'activations:	197
Figure 6.7 :	Schéma d'un réseau de neurones monocouche	199
Figure 6.8 :	Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Perceptron multicouches).	200
Figure 6.9 :	Schéma d'un réseau de neurones à connexions locales.	201
Figure 6.10 :	Schéma de réseau de neurones bouclé.	201
Figure 6.11 :	Forme canonique d'un réseau de neurones bouclé	202
Figure 6.12 :	Le modèle de Kohonen.	203
Figure 6.13 :	La séparation linéaire entre la classe A et B.	204
Figure 6.14 :	Principe de l'apprentissage.	205
Figure 6.15 :	Principe de fonctionnement et d'analyse des processus.	205
Figure 6.16 :	Trajectoire de la descente du gradient.	208
Figure 6.17 :	Représentation graphique de la règle «instar» lors d'une activité post synaptique positive.	211
Figure 6.18 :	Schéma bloc de l'apprentissage supervisé.	213
Figure 6.19 :	Apprentissage par la règle de perceptron.	214
Figure 6.20 :	Apprentissage par la règle de perceptron	215
Figure 6.21 :	Présentation des écarts entre $d(k)$ et $y(k)$ .	216
Figure 6.22 :	Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée.	218
Figure 6.23 :	Apprentissage des réseaux de neurone par l'algorithme de rétropropagation.	219
Figure 6.24 :	Algorithme de rétropropagation.	220
Figure 6.25 :	Commande directe du couple de la MADA basée sur les RNA.	224
Figure 6.26 :	L'architecture du RNA-MLP à structure 3-35-3 utilisé.	225
Figure 6.27 :	Résultats de simulation de la commande DTC-RNA appliquée à la MADA.	226
Figure 6.28 :	La DTC-RNA vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.	227
Figure 6.29 :	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique	228
Figure 6.30 :	Commande directe de puissance de la MADA à base des RNA.	228
Figure 6.31 :	Résultats de simulation de la commande DPC-RNA appliquée à la MADA.	229
Figure 6.32 :	La DPC-RNA vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.	230
Figure 6.33 :	Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.	231

## **ANNEXE B :**

Figure B.1 :	Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.	236
--------------	--	-----



# Liste des tableaux

## LISTE DES TABLEAUX

### **CHAPITRE 1 :**

Tableau 1.1 :	Echelle Beaufort.	19
Tableau 1.2 :	Classification des turbines éoliennes.	28
Tableau 1.3 :	Capacités de réglage des différentes éoliennes.	52

### **CHAPITRE 2 :**

Tableau 2.1 :	Classification et comparaison des différentes variantes de la MDA.	62
Tableau 2.2 :	Modes opérationnels de la MADA.	68
Tableau 2.3 :	Caractéristiques d'interrupteurs à semi-conducteur.	75

### **CHAPITRE 4 :**

Tableau 4.1 :	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.	138
Tableau 4.2 :	Table de commutation de la DTC définissant les vecteurs optimaux sélectionnés dans chaque secteur du convertisseur CCM.	139
Tableau 4.3 :	Table de commutation pour l'onduleur à 3-niveaux NPC.	151

### **CHAPITRE 5 :**

Tableau 5.1 :	Table de sélection des vecteurs optimaux (puissance active et réactive.	163
Tableau 5.2 :	Suivi de la variation de la puissance réactive.	164
Tableau 5.3 :	Table de mise à jour des secteurs.	164
Tableau 5.4 :	Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DPC.	164
Tableau 5.5 :	Calcul des Tensions rotoriques.	172
Tableau 5.6 :	Identification du secteur.	174
Tableau 5.7 :	Signaux de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor CCM.	175

### **CHAPITRE 6 :**

Tableau 6.1 :	Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel.	195
Tableau 6.2 :	Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.	198
Tableau 6.3 :	Comparaison entre l'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne.	206

### **ANNEXE A :**

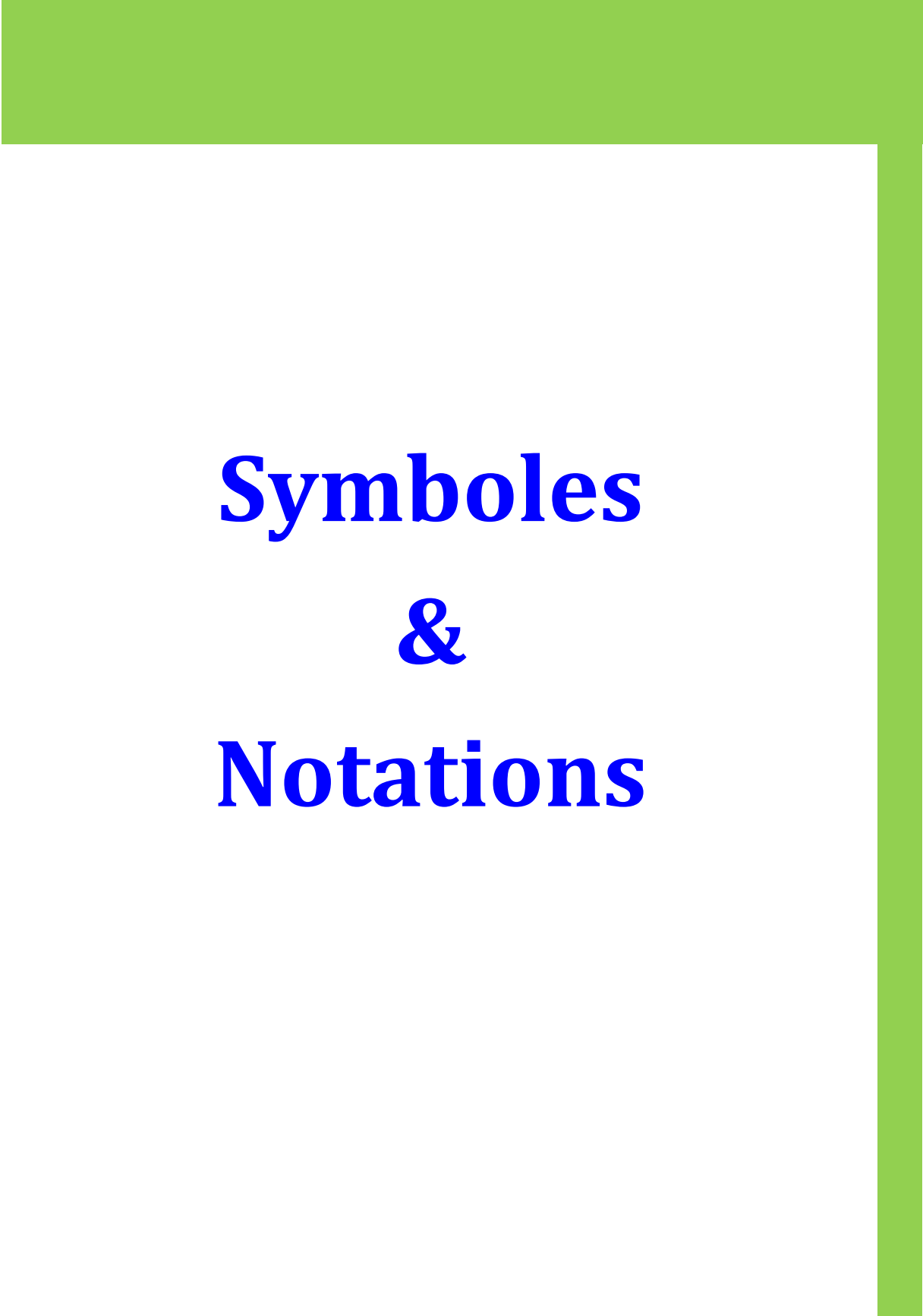
Tableau A.1 :	Paramètres de la turbine éolienne de 1.5MW.	235
Tableau A.2 :	Paramètres de la MADA de 1.5MW.	235

### **ANNEXE C :**

Tableau C.1 :	La transformation de Concordia et de Clarke.	237
---------------	--	-----

### **ANNEXE D :**

Tableau D.1 :	Description des séquences de conduction des interrupteurs.	238
---------------	--	-----



# **Symboles & Notations**

# GLOSSAIRE

## **1. EN FRANÇAIS**

ADEME	: Agence De l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie.
BDV	: Boite de vitesse.
CCM	: Convertisseur Coté Machine.
CCR	: Convertisseur Coté Réseau.
CDER	: Centre de Développement des Energies Renouvelables.
CVD	: Commande Vectorielle Directe.
CVI	: Commande Vectorielle Indirecte.
FP	: Facteur de Puissance.
FTBF	: Fonction de Transfert en Boucle Fermée.
FTBO	: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.
GADA	: Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.
GAS	: Génératrice Asynchrone à Cagel.
GI	: Générateur à Induction.
GSAP	: Génératrice Synchrone à Aimants Permanents.
GSRB	: Génératrice Synchrone à Rotor Bobiné.
HYPER	: Hypersynchronisme.
HYPO	: Hyposynchronisme.
MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
MAS	: Machine Asynchrone à Cage.
MCC	: Machine à Courant Continu.
MDA	: Machine à Double Alimentation.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
MS	: Machine Synchrone.
MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents.
PI	: Proportionnel Intégral.
RNA	: Réseaux de Neurones Artificiels.

## **2. EN ANGLAIS**

AC	: Alternatif Current.
ADALINE	: ADaptive LINear Element or ADaptive LInear Neuron.
ANN	: Artificial Neural Networks.
AWEA	: American Wind Energy Association.
BDFIM	: Brushless Doubly Fed Induction Machine.
BJT	: Bipolar Junction Transistor.
CDFIM :	: Cascaded Doubly Fed Induction Machine.
DC	: Direct Current.
DFIG	: Doubly Fed Induction Generator.

DFIM	: Doubly Fed Induction Machine.
DFM	: Doubly Fed Machine.
DPC	: Direct Power Control.
DTC	: Direct Torque Control.
EWEA	: European Wind Energy Association.
FOC	: Field Oriented Control.
FSWT	: Fixed Speed Wind Turbine
GTO	: Gate Turn-Off Thyristor.
GWEC	: Global Wind Energy Council.
HAWT	: Horizontal Axis Wind Turbine.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor.
IGCT	: Integrated Gate Commutated Thyristor.
LM	: Levenberg-Marquardt.
MLP	: Multi Layer Perceptron.
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking.
NPC	: Neutral Point Clamped.
PMSG	: Permanent Magnet Synchronous Generator.
PWM	: Pulse Width Modulation.
SDFIM	: Single Doubly Fed Induction Machine.
SFCDFIM	: Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine.
SG	: Synchronous Generator.
SGIC	: Squirrel Cage Induction Generator.
SVM	: Space Vector Modulation.
THD	: Total Harmonic Distortion.
VAWT	: Vertical Axis Wind Turbine.
VSWT	: Variable Speed Wind Turbine.
WECS	: Wind Energy Conversion Systems.
WWEA	: World Wind Energy Association.

## NOTATIONS

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables.

- **Symboles spécifiques à la turbine :**

$v$	(m/s)	Vitesse du vent,
$m$	(Kg)	Masse de l'air,
$P_t$	(W)	Puissance aérodynamique de la turbine,
$P_g$	(W)	Puissance mécanique de la génératrice,
$P_v$	(W)	Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé,
$\rho$	(Kg/m <sup>3</sup> )	Masse volumique de l'air en température ambiante (15°C),
$S$	(m <sup>2</sup> )	Surface circulaire balayée par la turbine $S = \pi.R^2$ ,
$C_p$	(-)	Coefficient de puissance,



$C_{p-max}$	(-)	Coefficient de puissance relatif à l'extraction maximale de puissance,
$C_c$	(-)	Coefficient du couple,
$C_{c-max}$	(-)	Coefficient du couple relatif à l'extraction maximale de puissance,
$\Omega_t$	(rad/s)	Vitesse mécanique de la turbine,
$\Omega_g$	(rad/s)	Vitesse mécanique de la génératrice,
$\Omega_t^*$	(rad/s)	Vitesse de référence de la turbine,
$\Omega_g^*$	(rad/s)	Vitesse de référence de la génératrice,
$R$	(m)	Longueur d'une pale (Rayon de l'éolienne),
$G$	(-)	Gain du multiplicateur,
$\lambda$	(-)	Vitesse relative ou Ratio de vitesse,
$\lambda_{opt}$	(-)	Vitesse relative optimale,
$\beta$	(deg)	Angle de calage des pales,
$\alpha$	(deg)	Angle d'incidence des pales,
$C_g$	(N.m)	Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice,
$C_g^*$	(N.m)	Couple mécanique de référence
$C_t$	(N.m)	Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine,
$C_f$	(N.m)	Couple de frottement visqueux,
$J_t$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie de la turbine,
$J_g$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie de la génératrice,
$J$	(Kg.m <sup>2</sup> )	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice »,
$K_p$	(-)	Composante proportionnelle du correcteur <i>PI</i> ,
$K_i$	(-)	Composante intégrale du correcteur <i>PI</i> ,

• **Paramètres de modélisation de la MADA :**

$R_s$	( $\Omega$ )	Résistance statorique par phase,
$R_r$	( $\Omega$ )	Résistance rotorique par phase,
$L_s$	(H)	Inductance cyclique statorique par phase,
$L_r$	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase,
$L_m$	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), inductance magnétisante,
$l_s$	(H)	Inductance propre d'une phase statorique,
$l_r$	(H)	Inductance propre d'une phase rotorique,
$m_s$	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
$m_r$	(H)	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,
$M$	(H)	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
$\sigma$	(-)	Coefficient de dispersion de Blondel,
$p$	(-)	Nombre de paires de pôles,
$f_v$	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
$C_{em}$	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice

• **Repères :**

( $s_a, s_b, s_c$ ) Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique,

$(r_a, r_b, r_c)$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
$(d, q)$	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
$(\alpha, \beta)$	Axes de référentiel de Concordia/Clarke (repère de Park fixe au stator),
$\theta_{sr}$ (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
$\theta_s$ (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe $(d)$ ,
$\theta_r$ (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe $(d)$ .

• **Grandeurs électriques au stator :**

$v_{s a, b, c}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$v_{s d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$v_{s \alpha, \beta}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[V_s]_{3 \times 1} = [v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c statoriques,
$V_s$	(V)	Module du vecteur de tension statorique,
$i_{s a, b, c}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{s d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{s \alpha, \beta}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[I_s]_{3 \times 1} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$	(A)	Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques,
$P_s$	(W)	Puissance active statorique,
$Q_s$	(VAr)	Puissance réactive statorique.
$P_{stock}$	(W)	Puissance active stockée,
$P_{réseau}$	(W)	Puissance fournie au réseau,

• **Grandeurs électriques au rotor :**

$v_{r a, b, c}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$v_{r d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$v_{r \alpha, \beta}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[V_r]_{3 \times 1} = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]^T$	(V)	Vecteur des tensions instantanées des phases a, b et c rotoriques,
$V_r$	(V)	Module du vecteur de tension rotorique,
$i_{r a, b, c}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{r d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(d, q)$ ,
$i_{r \alpha, \beta}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$[I_r]_{3 \times 1} = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$	(A)	Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques,
$P_r$	(W)	Puissance active rotorique,
$Q_r$	(VAr)	Puissance réactive rotorique.

• **Grandeurs magnétiques au stator :**

$\phi_{s a, b, c}$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au stator,
$\phi_{s \alpha, \beta}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\phi_{s d, q}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ .
$[\Psi_s]_{3 \times 1} = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques,
$\Psi_s$	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique.

• **Grandeurs magnétiques au rotor :**

$\phi_{r a, b, c}$	(Wb)	Vecteur de flux magnétiques au rotor,
$\phi_{r \alpha, \beta}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère $(\alpha, \beta)$ ,
$\phi_{r d, q}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant $(d, q)$ .
$[\Psi_r]_{3 \times 1} = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$	(Wb)	Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques,
$\Psi_r$	(Wb)	Module du vecteur de flux rotorique.

• **Grandeurs mécaniques :**

$\omega_r$	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
$\omega_s$	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques (champ tournant),
$\omega_{sr}$	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
$g$	(-)	Glissement de la vitesse de rotation,
$f_s$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statoriques,
$f_r$	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques,
$N_s$	(tr/min)	Vitesse du champ tournant,
$N_r$	(tr/min)	Vitesse mécanique nominale de rotation.

• **Transformations :**

$s$	Opérateur de Laplace,
$P(\theta)$	Transformation de Park : $X_{s a, b, c} \rightarrow X_{s d, q}$ et $X_{r a, b, c} \rightarrow X_{r d, q}$ ,
$C_{32}$	Transformation de Concordia/Clarke : $X_{s a, b, c} \rightarrow X_{s \alpha, \beta}$ et $X_{r a, b, c} \rightarrow X_{r \alpha, \beta}$ ,

• **Grandeurs de commande de la MADA :**

$P_s^*$	(W)	Consigne de la puissance active statorique,
$\hat{P}_s$	(W)	Puissance active statorique estimée,
$Q_s^*$	(VAr)	Consigne de la puissance réactive statorique,

$\hat{Q}_s$	(VAr)	Puissance réactive statorique estimée,
$C_{em}^*$	(N.m)	Consigne du couple électromagnétique,
$\hat{C}_{em}$	(N.m)	Couple électromagnétique estimé,
$\Psi_r^*$	(Wb)	Consigne du flux rotorique,
$\hat{\Psi}_r$	(Wb)	Flux rotorique estimé,
$C_d$	(-)	Terme de couplage sur l'axe d pour la commande vectorielle,
$C_q$	(-)	Terme de couplage sur l'axe q pour la commande vectorielle,
$F_d$	(-)	Terme de compensation sur l'axe d pour la commande vectorielle,
$F_q$	(-)	Terme de compensation sur l'axe q pour la commande vectorielle,
$R_d$	(-)	Régulateur de puissance sur l'axe d pour la commande vectorielle directe,
$R_q$	(-)	Régulateur de puissance sur l'axe q pour la commande vectorielle directe,
$R_{d-p}$	(-)	Régulateur de puissance sur l'axe d pour la commande vectorielle indirecte,
$R_{q-p}$	(-)	Régulateur de puissance sur l'axe q pour la commande vectorielle indirecte,
$R_{d-c}$	(-)	Régulateur de courant sur l'axe d pour la commande vectorielle indirecte,
$R_{q-c}$	(-)	Régulateur de courant sur l'axe q pour la commande vectorielle indirecte,
$v_{rd}^*, v_{rq}^*$	(V)	Tensions rotoriques de référence dans le repère $(d, q)$ ,
$K_p, K_i$	(-)	Composantes proportionnelle et intégrale du correcteur PI,
$T_e$	(s)	Période d'échantillonnage,
$r$	(-)	Taux de modulation (indice de réglage),
$m$	(-)	Indice de modulation,
$f_p$	(Hz)	Fréquence de porteuse,
$f_r$	(Hz)	Fréquence de référence,
$Z(i)$	(-)	Zone de flux rotorique
$\delta$	(deg)	Déphasage entre le vecteur flux statorique et rotorique,
$\omega_n$	(rad/s)	Pulsation naturelle,
$\xi$	(-)	Facteur d'amortissement,
$\varepsilon$	(-)	Erreur statique,
$S_a, S_b, S_c$	(-)	Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur,
$H_F$	(-)	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis de flux rotorique,
$H_C$	(-)	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis du couple,
$H_P$	(-)	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis de la puissance active,
$H_Q$	(-)	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis de la puissance réctive,
$\Delta P_s$	(W)	Largeur de la bande à hystérésis de la puissance active,
$\Delta Q_s$	(VAr)	Largeur de la bande à hystérésis de la puissance réactive,
$\Delta C_{em}$	(N.m)	Largeur de la bande à hystérésis du couple électromagnétique,
$\Delta \Psi_r$	(Wb)	Largeur de la bande à hystérésis du flux rotorique.



# **Introduction générale**

# Introduction générale

L'électricité est devenue de plus en plus primordiale pour l'humanité. En effet, l'accès à l'électricité, est la garantie de meilleures conditions de vie (hygiène, santé, éducation,... etc.) et un facteur essentiel pour un développement économique. L'industrialisation très forte des dernières décennies et la prolifération des appareils domestiques électriques (chauffage, climatisation, lavage, médicale, informatique,... etc.) ont mené à des besoins planétaires immenses en énergie électrique. Aujourd'hui, plus de 2 milliards d'êtres humains n'ont pas l'accès à l'électricité pour cause d'économie fragile, d'infrastructures lourdes et coûteuses, de zones difficiles d'accès et d'habitat dispersé [ENER], [FIGA].

Face à cela et avec la diminution du stock mondial en hydrocarbure, et loin de l'utilisation des énergies fossiles polluantes (pétrole, gaz et charbon) plus en plus envahissantes et destructives pour l'environnement, plusieurs pays se sont tournés vers les énergies renouvelables. En effet, un véritable challenge mondial est pris au sérieux aujourd'hui, aussi bien sur la politique de réduction des émissions de gaz à effet de serre (principalement le CO<sub>2</sub>) [CAM03], en les ramenant à leur niveau de 1990 [NU98], que sur celui de l'exploitation des ressources d'énergie renouvelable. Ceci a été recommandé à la 3<sup>ème</sup> Conférence des Parties de la Convention – Cadre des Nations Unies sur les changements climatiques qui s'est tenue à Kyoto (Japon) en décembre 1997.

Dans cette logique que les pays industrialisés ont massivement fait recours aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques traditionnelles, mais le risque d'accident nucléaire (par ex. catastrophe Tchernobyl à l'Ukraine du 26 avril 1986 et celle de Fukushima au Japon du 11 Mars 2011), le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures. Pour ces raisons, la vision du monde entier pour cette source d'énergie a été changée. En fait, l'Allemagne, première grande puissance industrielle à l'Union Européen, a décidé de fermer ses derniers réacteurs nucléaires d'ici 2022, suite à la catastrophe nucléaire de Fukushima au Japon. Au total, l'Allemagne compte 17 réacteurs qui fournissent 23% de son besoin de l'électricité, sept des huit plus anciens réacteurs allemands avaient été déjà mis à l'arrêt juste après la catastrophe japonaise en mars 2011 [FIGA].

Pour faire face à ces différents problèmes, il s'avère nécessaire de faire appel à des sources d'énergie nouvelles qui seront sans conséquence pour l'homme et l'environnement. C'est ainsi que plusieurs pays se sont lancés dans le développement et l'utilisation des sources d'énergie renouvelables comme : le solaire, la biomasse, la géothermie, la marémotrice, l'hydraulique,... etc. Parmi ces sources d'énergie, l'éolienne est la plus prometteuse à travers le monde en terme de développement. D'un part, car l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement représente, au niveau mondial, un gisement considérable [GHE11] ; d'autre part, les aides institutionnelles et gouvernementales, conjointement avec le potentiel éolien et le développement des technologies de conversion des énergies. Tous ces facteurs ont permis le développement rapide de l'énergie éolienne avec une croissance annuelle de 30% et une pénétration du marché de l'électricité de 12% en 2014 [GWEC].

Après des siècles d'évolution et des recherches plus poussées depuis quelques décennies, plusieurs pays se sont, aujourd'hui résolument tournés vers l'énergie éolienne. Les plus avancés dans le domaine dans le monde sont respectivement : la Chine, les Etats-Unis, l'Allemagne, l'Espagne, l'Inde et le Royaume-Uni. Depuis les années 1990, l'amélioration de la technologie des éoliennes a permis de construire des aérogénérateurs de plus de 5MW et le développement d'éoliennes de 10MW est en cours. Ces unités se sont démocratisées et on en retrouve aujourd'hui dans plusieurs pays. Avec certains projets d'énergie éolienne développés ("offshore", au large des côtes) de grandes centrales éoliennes fournissent de l'électricité dans certaines parties du monde, à un prix concurrentiel à celui de l'énergie produite par les installations conventionnelles (par ex. : les centrales nucléaires et les centrales thermiques au mazout ou au charbon).

L'Algérie amorce une dynamique d'énergie verte en lançant un programme ambitieux de développement des énergies renouvelables et d'efficacité énergétique. Cette vision du gouvernement algérien s'appuie sur une stratégie axée sur la mise en valeur des ressources inépuisables comme le solaire et l'éolien, et leurs utilisations pour diversifier les sources d'énergie et préparer l'Algérie de demain [MEM15].

Grâce à la combinaison des initiatives et des intelligences, l'Algérie s'engage dans une nouvelle énergétique durable. Le programme consiste à installer une puissance d'origine renouvelable de près de 22000MW entre 2011 et 2030 dont 12000MW seront dédiés à couvrir la demande nationale en électricité et 10000MW à l'exportation. L'exportation de l'électricité est toutefois conditionnée par l'existence d'une garantie d'achat à long terme, de partenaires fiables et de financements extérieurs [MEM15].

Il y a lieu de signaler que l'intérêt qu'a donné le gouvernement algérien au secteur des énergies renouvelables fait que plusieurs universités algériennes orientent leurs recherches vers cet axe. C'est dans cet objectif que vient s'insérer cette thèse qui porte sur l'une de ces énergies renouvelables qui est l'énergie éolienne.

Les éoliennes de dernière génération fonctionnent à vitesse variable. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter le rendement énergétique, de baisser les charges mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite. Par rapport aux éoliennes à vitesse fixe ce sont les algorithmes de commande qui permettent de contrôler les puissances active et réactive produite par l'éolienne à chaque instant [CAM03].

Actuellement, le marché des générateurs éoliens à vitesse variable s'est orienté vers des puissances supérieures à 1MW notamment pour tirer parti au maximum du gisement éolien sur le site d'implantation. Ces générateurs utilisent souvent la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) comme génératrice étant donné ses avantages. En effet, le schéma de raccordement le plus typique de cette machine consiste à raccorder le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers deux convertisseurs statiques en mode back-to-back (un coté rotor CCM et l'autre coté réseau CCR). Cette dernière configuration permet un fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable ce qui donne la possibilité de produire le maximum de puissance possible sur une large plage de variation de la vitesse ( $\pm 30\%$  autour de la vitesse de synchronisme). Par ailleurs, les convertisseurs statiques utilisés pour le contrôle de cette machine peuvent être dimensionnés pour transiter seulement une fraction de la puissance totale (qui représente la puissance du glissement). Ceci implique moins de pertes par commutations, un

coût de production du convertisseur moins élevé et une réduction de la taille des filtres passifs impliquant ainsi une réduction des coûts et des pertes additionnelles.

Le sujet de cette thèse consiste à concevoir des stratégies de commande simples à implémenter d'un système de conversion éolien, connecté au réseau reposant sur la machine asynchrone à double alimentation pilotée par le Convertisseur Coté Machine (CCM). C'est donc dans ce cadre que nous allons développer notre étude pour un système de conversion éolienne permettant de fournir une puissance constante au réseau tout en offrant des services systèmes tel que la prestation de l'énergie réactive pour la correction du facteur de puissance. L'utilisation de ces stratégies de commande sera discutée en montrant leurs avantages en terme de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, de réduction des ondulations des puissances et du couple tout en diminuant le contenu harmonique des courants générés par la MADA.

A la lumière de ce constat, le mémoire sera divisé en six chapitres pour décrire le travail envisagé.

Dans le premier chapitre, nous présenterons une étude sur l'état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne. Nous exposerons quelques statistiques sur le développement de l'énergie éolienne dans le monde entier au cours des dernières années. Nous décrivons les différents composants constituant l'aérogénérateur ainsi que les différents types d'éoliennes existantes en détaillant leurs avantages et leurs inconvénients. Ensuite, les différentes machines électriques utilisées pour la conversion éolienne seront étudiées pour montrer les avantages de la machine asynchrone à double alimentation surtout en grande puissance et en vitesse variable. L'importance de l'utilisation des systèmes de stockage sera discutée aussi, à la fin de ce chapitre.

Le second chapitre, sera consacré à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation à partir de laquelle sont reposés les travaux de cette thèse. En effet, à travers ce chapitre la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés dans le premier temps. Dans le second lieu, nous présenterons la modélisation des différents éléments constituant le système pour établir les différentes commandes associées. C'est aussi dans ce chapitre que la stratégie MPPT (Maximum Power Point Tracking) est présentée. Cette dernière repose sur le principe de l'extraction du maximum de puissance de l'éolienne pour chaque vitesse du vent. Une fois cette partie mécanique en fonctionnement, nous allons nous attacher à la génération d'électricité par la modélisation de la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA) et de son convertisseur statique qui alimente le rotor. Des résultats de simulation seront présentés dans l'objectif de vérifier la stratégie de contrôle MPPT et de valider le modèle de la génératrice utilisée.

Dans le troisième chapitre, la commande vectorielle (plus spécifiquement celle avec orientation du flux statorique) va nous permettre de réaliser une commande indépendante de la puissance active et réactive de la MADA, en utilisant des régulateurs classiques de type Proportionnel-Intégral (PI). Deux types de commandes vectorielles sont développés ici. La première appelée commande vectorielle directe (CVD) dans laquelle on effectue la régulation directement des puissances sans prendre en compte les couplages internes existants entre les énergies dans la MADA. La deuxième c'est la commande vectorielle indirecte (CVI) qui s'occupe d'abord du réglage des courants rotoriques de la MADA ensuite le réglage en cascade des puissances. Ce



chapitre est terminé par une comparaison entre les deux commandes en terme : de suivi des consignes, de sensibilité aux perturbations et de robustesse vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.

Dans le quatrième chapitre on propose une technique de commande appelée DTC (Direct Torque Control) appliquée au convertisseur à deux niveaux de tension côté MADA « CCM ». Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine [MOU14], [TRE09], [TRE11]. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent ici. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et de flux. Pour améliorer les défauts de la commande DTC classique (DTC-C), nous avons préposé la stratégie de contrôle DTC-3N, en utilisant un onduleur de tension à trois niveaux, de type NPC (Neutral Point Clamped). Il présente plusieurs avantages, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, faible taux de distorsion harmonique et faible fréquence de commutation [GHE11], [TOU08], [ZAI07], [ZAI11]. Des simulations sont présentées pour illustrer les performances rapportées par la DTC-3N.

Le cinquième chapitre est réservé à la technique de contrôle DPC (Direct Power Control). Elle est basée sur le concept du contrôle direct du couple étudié dans le chapitre précédent. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive de la MADA à travers le convertisseur CCM. Les états de commutation de ce convertisseur sont sélectionnés à partir d'une table de commutation. Cette dernière est alimentée par deux comparateurs à hystérésis dont les entrées sont les erreurs instantanées obtenues de la différence entre la valeur de référence et estimée de la puissance active et réactive ce qui représente la DPC classique (DPC-C). La référence de la puissance réactive peut être maintenue nulle pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Pour surmonter les inconvénients de la DPC-C, tels que les ondulations des puissances et la fréquence de commutation variable, la DPC est combinée avec la technique MLI vectorielle (SVM). Cette commande (DPC-SVM) diffère de la commande classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de commutation constante pour le convertisseur CCM. La table de vérité et les comparateurs à hystérésis sont éliminés. A la fin du chapitre, nous examinerons l'utilisation d'un système de stockage d'énergie pour préserver une puissance active constante au réseau électrique. Le système étudié comporte une unité de stockage à long terme (batteries), cette dernière est associée en parallèle avec le bus continu du système de conversion éolienne.

Le dernier chapitre sera consacré au développement d'une technique basée sur les Réseaux Neurones Artificiels (RNA) pour améliorer les performances de la commande directe du couple et de puissance. Cette méthode consiste à remplacer les comparateurs classiques et les tables de sélection appliquées aux DTC-C et DPC-C de la machine asynchrone à double alimentation par un contrôleur neuronal. Donc, deux stratégies intelligentes de contrôle (DTC-RNA et DPC-RNA) seront présentées et évaluées par des résultats de simulation.

On clôturera la thèse par une conclusion générale où la finalité de l'objectif est mise en valeur par une description des résultats dont les performances sont jugées très satisfaisantes et prometteuses. Des perspectives intéressantes seront indiquées vers la fin pour apporter une contribution à l'amélioration du fonctionnement du système éolien à base de la MADA.

# Chapitre 1 :

## Etat de l'art sur la conversion éolienne

*Ce chapitre est entièrement consacré aux généralités sur les systèmes éoliens, il ouvre une petite fenêtre sur le passé de « l'homme et le vent ». Un bref état de l'art sur l'énergie éolienne, y est également donné, on donne aussi un aperçu sur les principales théories et lois qui régissent la conversion de cette énergie exploitée par l'homme il y'a des millénaires, ainsi que les différentes structures existantes et utilisées dans le domaine actuel de l'énergie éolienne.*

## **1.1 - Introduction**

L'énergie éolienne est employée pendant longtemps dans les fermes pour rectifier les grains ou l'eau de pompe sous forme de moulin de vent. Le principe est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Aujourd'hui, ce principe est appliqué à l'énergie éolienne dans le système d'alimentation, mais on la transforme en énergie électrique par l'emploi d'aérogénérateurs. Le nouvel intérêt porté à l'énergie éolienne depuis la moitié des années 70 résulte de deux préoccupations: d'une part, la protection de l'environnement et l'économie des combustibles fossiles qui en résulte. D'autre part, l'évolution des technologies rend la conversion de cette énergie de plus en plus rentable et donc son utilisation devient économiquement compétitive par rapport aux sources traditionnelles de même puissance.

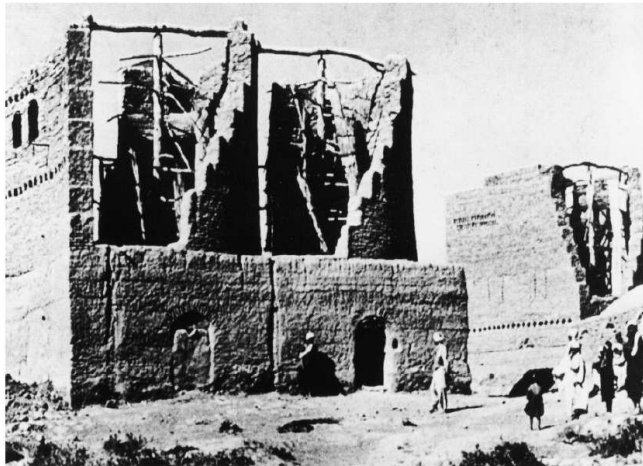
Bien que les aérogénérateurs aient atteint une certaine maturité technique, la technologie des aérogénérateurs continue d'évoluer. Les éoliennes de dernière génération fonctionnent à vitesse variable. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter le rendement énergétique, de diminuer les efforts mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite, par rapport aux éoliennes à vitesse fixe. C'est le développement des variateurs électroniques qui permet de contrôler la vitesse de rotation des éoliennes à chaque instant. Le vent est une grandeur aléatoire, de nature très fluctuante. Les variations de la puissance résultante des fluctuations du vent constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne.

De ce fait, les éoliennes sont considérées comme des génératrices de puissance variable. Connectées sur un réseau électrique, les générateurs éoliens n'imposent pas l'amplitude de la tension et ne règlent pas le rapport puissance-fréquence, autrement dit, elles ne participent pas aux services systèmes, et donc perturbent d'autant plus la stabilité des réseaux que leur taux de pénétration est important. Avec l'utilisation de l'électronique de puissance, de nouvelles technologies sont apparues pour optimiser cette génération d'énergie.

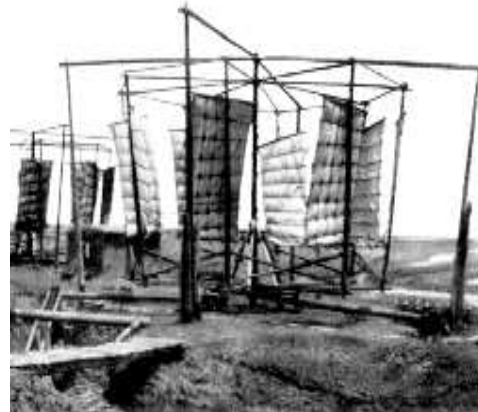
## **1.2 - Un peu d'histoire**

Le vent causé par le mouvement de l'air contient une grande quantité d'énergie. L'utilisation de cette énergie pour effectuer un travail est une pratique aussi vieille que l'histoire. Il y a environ 5000 ans, les égyptiens furent les premiers à capter cette source d'énergie dans le domaine maritime. Ils s'en servirent pour déplacer de petites embarcations à l'aide d'une voile. Les Chinois sont, à cette époque, les premiers à prendre la mer sur des radeaux de fortune.

Quant aux premières éoliennes, il faut remonter jusqu'à 4000 années en arrière pour en trouver la trace. C'est sous le règne d'Hammourabi, roi de Babylone, qu'apparurent les premiers systèmes d'irrigation entraînés par le vent et on utilisait déjà en Perse les premiers moulins à vent à axe vertical pour moudre du grain [RIO07], des moulins à vent semblables et extrêmement primitifs ont survécu en Afghanistan jusqu'à nos jours comme le montre la figure 1.1. Petit à petit, cette technologie commença à faire son chemin vers les pays méditerranéens et l'Europe Centrale.



(a) Moudre les grains en Afghanistan 1977.



(b) Pompage de l'eau en Chine.

*Fig.1.1 - Ancêtres des moulins à vent. [HAU06]*

Bien que des éoliennes soient déjà présentes en Occident bien avant le 12<sup>ème</sup> siècle, c'est à cette période qu'elles connurent un réel essor. On les appela « moulins à vent », car leur principale utilisation était de moudre le grain.

Le premier moulin à vent à axe horizontal est apparu en Angleterre vers 1180, en France en 1190 en Allemagne en 1222 et au Danemark en 1259. En Europe, les performances des moulins à vent ont été constamment améliorées entre le 12<sup>ème</sup> et le 19<sup>ème</sup> siècle. Dans les années 1800, environ 20000 moulins à vent étaient en service en France pour transporter de l'eau d'irrigation, et au Pays Bas 90% de l'énergie utilisée dans l'industrie provenait du vent. Vers la fin du 19<sup>ème</sup> siècle, des moulins à vent d'un rotor de 20 à 30 mètres de diamètre étaient présents en Europe. Ils étaient utilisés non seulement pour moudre des grains mais aussi pour le pompage d'eau. L'industrialisation a mené à la disparition progressive des moulins à vent, même si en 1904 l'énergie éolienne fournissait encore 11% de l'énergie industrielle hollandaise et l'Allemagne avait plus de 18000 unités installées [BOY06]. Par ailleurs, la construction d'éoliennes multi-pales ne se développe pas sur le vieux continent mais en Amérique où elle apparaît en 1870. Elle conquiert tout le pays et revient en Europe, lieu de sa conception, en 1876, où elle s'implante alors, sous le nom de moulin Américain.

Il existe plusieurs types de ces machines, la plus connue étant celle à quatre ailes en toile. Jusqu'à la révolution industrielle, les moulins à vent et les roues à aubes furent les principaux moteurs de l'activité économique de cette époque. Au fil des siècles, les différentes techniques de captage du vent se sont sans cesse perfectionnées, jusqu'à ce que la vapeur et l'électricité sonnent le glas de l'éolien pour un temps. La figure 1.2 présente quelques designs construits à travers l'Europe et les États-Unis.



(a) Moulin à vent – Danemark.



(b) Tour-moulin à vent – Grec.



(c) Moulin à vent – Allemagne.



(d) Moulin à vent – États-Unis.

Fig.1.2 - Exemples de moulins à vent. [HAU06]

C'est le physicien et mathématicien Lord Kelvin qui eut le premier la brillante idée de coupler une génératrice électrique à un moulin à vent. Ce premier pas vers les premiers aérogénérateurs modernes remonte à 1802. Mais les premières applications concluantes durent attendre un demi-siècle de plus, lorsque Zénobe Gramme inventa la dynamo. C'est en 1888 que la première éolienne reliée à un système de stockage du courant vit le jour. On doit cette réalisation au chercheur américain Charles Brush. L'idée était là, mais pas encore les performances. Elles ne tardèrent pas à monter en flèche grâce aux travaux du danois Poul LaCour, qui découvrit en 1891 que le nombre de pales ainsi que leur forme ont une très nette influence sur le rendement. Grâce à cette découverte majeure sur l'aérodynamisme et le perfectionnement des générateurs, les éoliennes montèrent sans cesse en puissance [HAU06].

Des moulins à vent qui produisaient de l'électricité, innovation danoise de 1891, Poul LaCour fut le premier à avoir utilisé les anciens moulins à vent pour produire de l'électricité au 19<sup>ème</sup> siècle (voir figure 1.3). Elles permirent aux habitants des zones rurales de produire leur propre électricité pour faire marcher les ampoules, les outils et, ensuite, les radios. Cependant, dans les années trente du 20<sup>ème</sup> siècle, malgré les services qu'elle avait rendus à la société, les jours de l'énergie éolienne semblaient être comptés. Alors que la demande énergétique augmentait et que

les réseaux électriques atteignaient les zones rurales, des millions de petits moulins à vent tombèrent en désuétude et furent remplacés par de grandes centrales brûlant des combustibles fossiles bon marché et abondants [HAU06].



*Fig.1.3 - Première aérogénératrice de Poul LaCour en 1891 à Askov, Danemark. [HAU06]*

Il ne fait aucun doute que les moulins à vent ont connu dans le passé, un grand succès. Ils ont fourni à l'homme l'énergie mécanique qui manquait à l'époque, à la réalisation de ses desseins. Mais avec l'invention de la machine à vapeur, du moteur à explosion et du moteur diesel, le développement de l'électricité, leur exploitation est négligée et souvent abandonnée. L'utilisation du vent semble par conséquent de plus en plus délaissée et son avenir très compromis jusqu'à la crise pétrolière de 1973.

### **1.3 - Développement de l'éolien**

Suite à la panique engendrée par les deux chocs pétroliers 1973 et 1979, qui déboucha sur la recherche d'énergies alternatives et avec la diminution du stock mondial en hydrocarbure et surtout la crainte d'une pollution de plus en plus envahissante et destructive pour l'environnement, l'énergie éolienne revient au premier plan de l'actualité et connaît un développement galopant. On cherche surtout à l'utiliser pour produire de l'énergie électrique suivant le principe exploité dans toutes les centrales électriques conventionnelles. Ainsi la demande mondiale d'éoliennes connaît une croissance rapide depuis une vingtaine d'années; la majorité de la demande découle du souci d'aménager des centrales électriques utilisant des combustibles « moins polluants ».

C'est dans ce contexte que l'énergie éolienne est considérablement développée ces dernières années, ainsi la conception des éoliennes s'est orientée vers la conception des prototypes d'éolienne qui dépasse le 1MW. Cette tendance s'est concrétisée avec la conception et l'installation de plusieurs prototypes d'éoliennes à savoir l'E112 d'ENERCON (4.5MW en 2002) [WOB03], la M5000 de REPOWER et MULTIBRID (5MW en 2004) et l'E126 d'ENERCON de 6MW et 7.5MW en 2007 et 2010 respectivement [RAP10]. Ces éoliennes de grande puissance

sont destinées principalement aux applications offshores [GHE11], [LIS11]. Des prototypes de 10MW fabriqués par les constructeurs CLIPPER WINDPOWER et WINDTEC sont déjà en cours de développement, alors qu'ils vont être commercialisés dans un futur proche [GHE11].

#### **1.4 - La situation actuelle**

Malgré la crise financière de ces dernières années et ses conséquences sur le monde entier, le marché mondial de l'éolien a pu résister. Le chiffre d'affaires du secteur éolien dans le monde entier a atteint le 60 milliards d'euros (75 milliards de dollars) en 2012, après 50 milliards d'euros en 2011. En effet, en 2012 près de 100 pays ont installés des capacités d'énergie éolienne sur leur territoire, parmi eux 34 pays européens davantage que sur n'importe quel autre continent. Le rythme de croissance de l'éolien dans le monde reste globalement soutenu, selon le rapport annuel de l'association mondiale de l'énergie éolienne (World Wind Energy Association - WWEA) publié en mai 2013 [WWEA], la puissance éolienne mondiale installée durant l'année 2012 est de l'ordre de 44609MW, soit une puissance mondiale cumulée de plus de 282GW. La plus grande partie de la puissance installée se trouve en Europe avec environ 107GW et qui représente 38% de la capacité éolienne mondiale, dont plus de 98.5% de cette puissance est localisée uniquement à l'Union Européenne. En Europe, cette filière assure déjà la consommation électrique de 30 millions de foyers (c'est à dire 6.3% de la demande d'électricité) et permettrait d'éviter la production de 140 millions de tonnes de gaz carbonique par an, soit l'équivalent de la circulation de 33% des voitures de l'Union Européenne selon l'EWEA (European Wind Energy Association) [ADEME], [AWEA].

A l'Union Européenne, trois pays venant largement en tête dans la filière éolienne:

L'Allemagne, avec une puissance cumulée d'environ 31.3GW fin 2012, rester le leader mondial et le principal marché en Europe dans cette filière, continue depuis 1999 à installer une moyenne de 2GW de puissance supplémentaire par an. Selon la Banque allemande de développement (KFW BANKENGRUPPE), le développement de l'éolien terrestre en Allemagne et des autres filières renouvelables permet au pays de faire 2 milliards d'euros d'économie chaque année en évitant l'importation de combustibles fossiles (ce constat va à l'encontre de l'idée reçue selon laquelle l'électricité renouvelable serait plus chère que l'électricité fossile). Cette nette reprise du marché allemand s'explique par un choix politique et une stratégie énergétique clairs, car la catastrophe de Fukushima en mars 2011 au Japon a définitivement convaincu le gouvernement d'établir une stratégie de sortie du nucléaire d'ici à 2022 et d'augmenter significativement la part des énergies renouvelables dans son mix électrique. A titre d'exemple, quatre Länder allemands ont satisfait à plus de 46% de leurs besoins en électricité en utilisant l'énergie éolienne [REN21].

L'Espagne, continue d'occuper la deuxième place en Europe avec un parc éolien de 22.8GW. Depuis 2002, elle est adoptée le même rythme de l'Allemagne et développe sa puissance installée d'environ 2GW par an également. A la faveur d'une mauvaise année de production en Allemagne, l'Espagne est redevenue en 2012 le premier producteur européen d'électricité éolienne avec 48.5TWh contre 46TWh pour l'Allemagne. Il est noté que 21% des éoliennes de l'Europe sont implantées sur le territoire espagnol.



L'Italie est en 2012 le troisième marché éolien de l'Europe selon [WWEA], le pays a installé près de 1272MW supplémentaires durant l'année 2012, portant la puissance du parc éolien italien à 8144MW.

Le Royaume-Uni qui voit ses ressources pétrolières de la mer du Nord diminuer rapidement année après année, a décidé d'exploiter au plus tôt son gisement éolien qui est le plus important d'Europe. Plusieurs projets en cours sont les plus importants au monde dans la situation actuelle. En 2012, le Royaume-Uni a connecté davantage de puissance éolienne offshore que de puissance terrestre. Cependant, 75% des nouvelles fermes offshore britanniques ont été installées, ce qui porte la puissance du parc éolien offshore du royaume à 2948MW, soit une puissance totale cumulée de l'ordre de 8445MW. L'objectif du gouvernement britannique est d'atteindre une puissance éolienne offshore de 18GW d'ici à 2020.

La France qui possède le second potentiel éolien d'Europe après les îles britanniques grâce notamment à son littoral étendu est en retard face à ses voisins européens avec seulement 7473MW installée fin 2012. Ce retard enregistré dans la filière éolienne est due principalement à la politique de production nucléaire du pays, c'est le pays qui recourt le plus au nucléaire pour produire de l'électricité (environ 80% de la consommation d'énergie électrique). Alors, que l'objectif du pays pour l'année 2020 est d'atteindre une puissance éolienne de 25GW (19GW terrestre et 6GW offshore), soit 10% de la production nationale d'électricité, selon l'Agence De l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME) [ADEM].

Le Portugal et le Danemark sont également actifs dans la filière avec respectivement 4525MW et 4162MW. Selon les premières estimations, la puissance éolienne européenne installée sera atteindre 180GW à l'horizon 2020.

Dans le continent asiatique, la Chine est le principal acteur dans la filière éolienne qui a vu sa puissance éolienne augmenter de 62.3GW en 2011 à 75.3GW en 2012 soit une puissance installée en une année de 13GW. La Chine a doublée sa puissance éolienne presque 12 fois par rapport à celui enregistrée en 2007 (6000MW), ce qui lui permet d'assumer environ 75% de la capacité éolienne du continent asiatique. Alors que les perspectives pour le marché chinois sont toujours positives, elle vise une capacité éolienne totale de 100GW à l'horizon 2015.

L'Inde vient en deuxième position après la Chine avec 18.3GW de puissance éolienne installée, c'est l'équivalent de 18% de la capacité éolienne asiatique.

Tous les autres pays du continent ont des parts de marché plus faible que 3%, à savoir le Japon et la Turquie avec respectivement 2.6GW et 2.3GW.

Touts ces investissements dans la filière permettent à l'Asie de cumuler près de 100GW, c'est l'équivalent de 35.5% de la capacité éolienne du monde entier.

Dans le continent américain, l'Amérique du Nord ne se laisse pas distancer par rapport à l'Europe et l'Asie, et représente près du quart (23.4%) de la puissance éolienne installée dans le monde, soit environ 66.1GW.

En 2012, les éléments positifs de croissance sont à chercher du côté des États-Unis. Selon [WWEA], les États-Unis ont installées une nouvelle puissance de 13GW durant l'année 2012 comme la Chine, ce qui constitue un nouveau record (le précédent record était de 6.7GW, établi en 2011). Cette puissance additionnelle, qui représente un investissement privé de l'ordre de 25 milliards de dollars (19 milliards d'euros), permet au pays de franchir le cap des 59.9GW, ce qui

équivalent à la consommation d'électricité de 15 millions de foyers américains. Selon l'AWEA (American Wind Energy Association) [AWEA], l'éolien a été en 2012 la première filière sur le plan de la puissance électrique additionnelle avec une part de 42% (55% en comptant l'ensemble des filières renouvelables).

De l'autre côté le marché canadien se développe lentement ces dernières années. Canada a installée 936MW durant l'année 2012, portant la puissance du son parc éolien à 6201MW, ce qui représente le reste de la puissance éolienne de l'Amérique du Nord.

Cependant, pour l'Amérique Latine et du Centre la puissance éolienne totale installée dans les deux continents n'excède pas le 5100MW.

L'Australie est aussi moins développée dans le domaine de l'énergie éolienne avec seulement 2584MW installée fin 2012. Mais, il faut quand même noter que l'état de l'Australie du Sud a satisfait 20% de ses demandes en utilisant l'énergie éolienne.

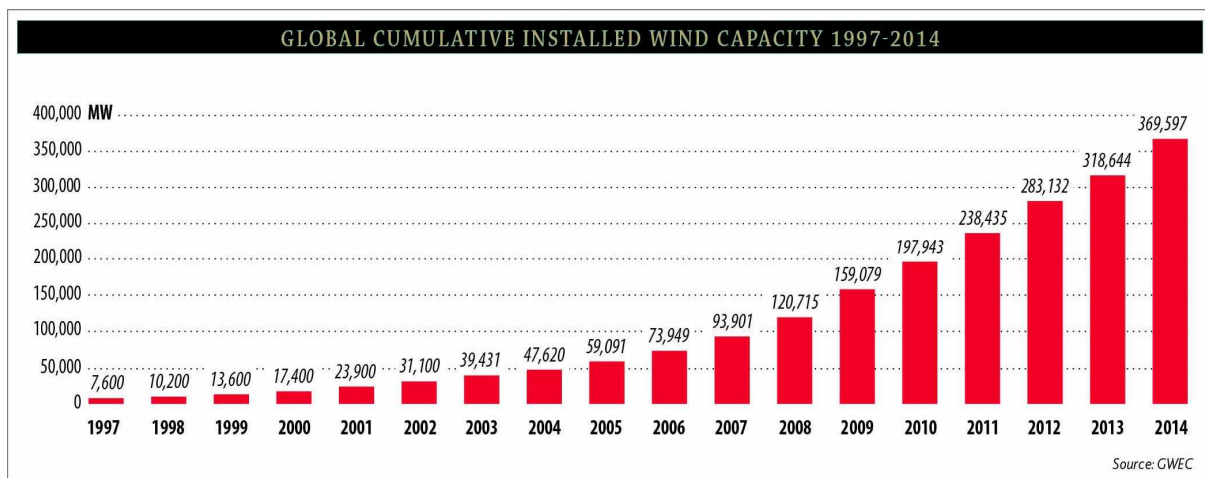


Fig.1.4 - Capacité éolienne cumulée dans le monde entier. [GWEC]

En Afrique, toutes les éoliennes installées dans le continent jusqu'à l'an 2012 ont une capacité totale de 1074MW (0.4% de la capacité globale), avec seulement 71MW a été additionnée durant l'année 2012. Seuls l'Ethiopie et la Tunisie ont installés des nouvelles capacités a inclus des nouvelles fermes éoliennes en 2012.

En Afrique du Nord, le développement de la puissance éolienne continue principalement en Egypte, Maroc et aussi bien la Tunisie avec respectivement 550MW, 291MW et 104MW, 88% de la capacité éolienne africaine se trouve dans ces trois pays. L'Ethiopie était le seul pays Sub-saharien avec des installations importantes, et une capacité totale de 51MW.

Bien que la plupart des pays d'Afrique du Nord aient annoncés des projets ambitieux de l'énergie éolienne, incluant récemment l'Algérie, mais le progrès réel en 2012 n'était pas très important. Le printemps arabe aura très probablement comme conséquence un environnement politique plus stable plutôt à plus long terme, et actuellement les conditions d'investissement dans la filière éolienne ne sont pas encore idéales.

En ce qui concerne l'Algérie, l'énergie éolienne n'est pas encore connue à l'heure actuelle le développement qui permettrait leur exploitation, malgré le gisement éolien dont dispose l'Algérie [KAS06]. Ceci constitue un atout majeur qui pourra être valorisé pour faire de l'Algérie un fournisseur en énergie électrique.

Un premier pas a été déjà fait par le groupe Sonelgaz en 13 décembre 2010, qui a confié la réalisation de la première ferme éolienne de Kabertène à Adrar d'une puissance totale de 10MW (figure 1.5). Douze éoliennes d'une puissance unitaire de 0.85MW chacune, installées dans cette ferme ont été mises en service le 8 juin 2014.



Fig.1.5 - La ferme éolienne de 10MW à Kabertène (Adrar).

Signalons que la ferme éolienne d'Adrar, première du genre à l'échelle nationale, d'une capacité de 10 mégawatts, est implantée sur une superficie de 30 hectares, dans la zone de Kabertène, 72 kilomètres au nord de la wilaya d'Adrar. Elle est constituée de 12 éoliennes de 850kW chacune et d'une puissance cumulée de 10.2MW dont six ont été déjà réceptionnées en juin 2014. Les turbines utilisées dans ce parc sont de type « G52/850/50-60Hz » fournies par le constructeur espagnol GAMESA, équipées par des générateurs asynchrones à double alimentation (GADA).

Cette nouvelle centrale de production d'électricité, dont les travaux ont été entamés en 2011, appartient à la phase pilote du programme national des énergies renouvelables, qui consiste en l'installation d'une puissance globale en énergies renouvelables de 22GW à l'horizon 2030.

Dans le cadre de l'intégration nationale, les capacités de réalisation nationales ont été associées à ce projet attribué au consortium algéro-français (CEGELEC). C'est ainsi que deux sociétés du Groupe Sonelgaz, à savoir ETTERKIB et INERGA, ont pris en charge les travaux de génie civil et de montage des installations.

L'implication de ces dernières traduit la vision stratégique de l'Algérie qui vise à développer tant l'intégration nationale que la maîtrise des nouvelles techniques dans le domaine des énergies renouvelables. Le choix de la région de Kabertène, relevant territorialement de la commune de Tsabit, a été fait suite à une étude cartographique sur les grandes régions de vent en Algérie, et à l'issue de laquelle deux régions dont Adrar ont été définies.

Cette wilaya verra également la réalisation de huit nouvelles centrales électriques exploitant des énergies renouvelables, pour une production globale de plus de 270 mégawatts [TRIB].

Il importe de dire que si Sonelgaz veut développer l'éolien dans certaines régions, notamment au sud du pays, c'est pour alimenter en électricité des villes et des villages enclavés. Ces projets s'inscrivent ainsi dans un vaste plan de développement des régions sahariennes, initié par le gouvernement pour fixer les populations locales et avant tout satisfaire leurs demandes en électricité.

Deux autres fermes éoliennes de 20MW chacune devraient être réalisées, des études seront menées pour détecter les emplacements favorables afin de réaliser d'autres projets sur la période 2016-2030 pour une puissance d'environ 1.7GW [PER14].

Etant engagée dans une nouvelle phase d'exploitation des énergies renouvelables, l'Algérie prévoit d'atteindre à l'horizon 2030 près de 40% de la production nationale d'électricité de sources renouvelables. Bien que le choix de l'énergie solaire soit prédominant, l'énergie éolienne représente le deuxième axe de production de ce programme. Avant d'étudier la possibilité d'implanter une ferme éolienne dans une région donnée, il est nécessaire de faire des études du gisement éolien pour une connaissance précise de la météorologie du vent.

Le potentiel éolien en Algérie diffère selon la situation géographique. Ainsi au nord du pays, le potentiel éolien se caractérise par une vitesse moyenne des vents modérée (1 à 4m/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 4m/s, plus particulièrement au sud-ouest, avec des vents qui dépassent les 6m/s dans la région d'Adrar [PER14]. La figure 1.6, présente la cartographie des vents en Algérie.

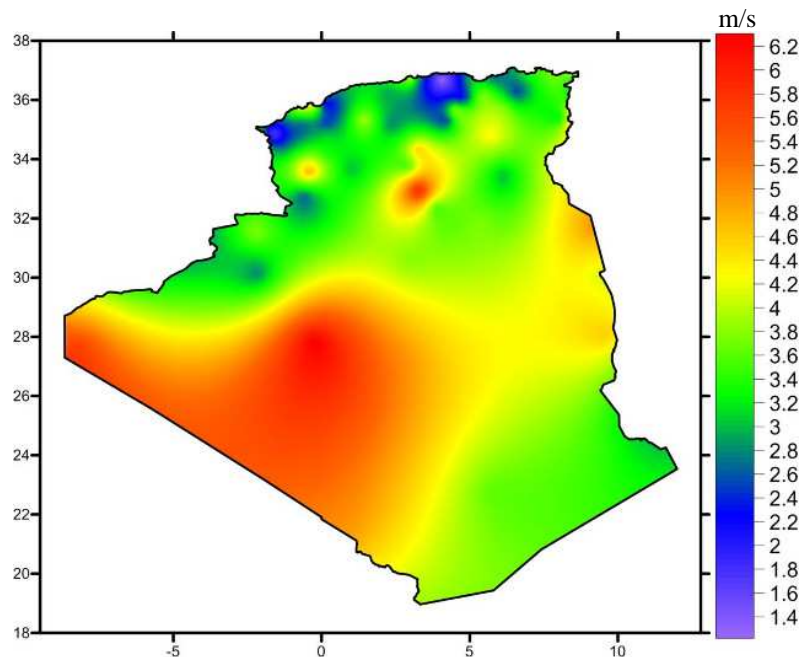


Fig.1.6 - Carte annuelle des vents (m/s) à 10m du sol. [PER14]

Il est évident que certains pays doivent réagir très vite s'ils veulent remplir leurs obligations de 2020, sur le moyen et long termes, les perspectives de croissance de la filière restent intéressantes. [WWEA] estime une capacité globale de plus de 500GW à l'horizon 2016, et environ 1000GW

(soit 1TW) sera possible par l'année 2020. D'autre part, [EWEA] estime que 12% de l'électricité mondiale sera d'origine éolienne en 2020 et plus de 20% en 2040.

## **1.5 - Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne**

### **1.5.1 - Avantages**

Outre les nombreux avantages qu'elle partage avec les autres sources renouvelables d'énergie, l'exploitation de l'énergie du vent présente une série d'avantages propres [DJE09] :

- ✓ Il s'agit d'une forme d'énergie indéfiniment durable et propre ;
- ✓ Elle ne nécessite aucun carburant ;
- ✓ Elle ne crée pas de gaz à effet de serre (sauf si l'on considère que ce type d'énergie est intermittent et nécessite l'utilisation de centrales thermiques constamment au ralenti afin de réguler les variations imprévisibles de la production éolienne) ;
- ✓ Chaque mégawattheure d'électricité produit par l'énergie éolienne aide à réduire de 0.8 à 0.9 tonne les émissions de CO<sub>2</sub> rejetées chaque année par la production d'électricité d'origine thermique ;
- ✓ Elle ne produit pas de déchets toxiques ou radioactifs car elle est entièrement en métal et plastique ;
- ✓ Lorsque de grands parcs d'éoliennes sont installés sur des terres agricoles, seulement 2 % du sol environ est requis pour les éoliennes. La surface restante est disponible pour l'exploitation agricole, l'élevage et d'autres utilisations ;
- ✓ Les propriétaires fonciers reçoivent souvent un paiement pour l'utilisation de leur terrain, ce qui augmente leur revenu ainsi que la valeur du terrain, les loyers sont autour de 2000 à 3000€ par an et par éolienne implantée sur leur terrain ;
- ✓ L'énergie éolienne se révèle une excellente ressource d'appoint d'autres énergies, notamment durant les pics de consommation, en hiver par exemple ;
- ✓ Cette source d'énergie est également très intéressante pour les pays en voie de développement. Elle répond au besoin urgent d'énergie qu'ont ces pays pour se développer. L'installation d'un parc ou d'une turbine éolienne est relativement simple. Le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport à des énergies plus traditionnelles. Enfin, ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà ;
- ✓ Les éoliennes permettent au travers de la taxe professionnelle de participer au développement local avec une contribution annuelle de l'ordre de 10 000€ par MW (ce chiffre peut varier en fonction des communautés de communes concernées). Certaines communes rurales peuvent ainsi revivre et assurer des travaux pour lesquels elles s'endettaient jusque là ;
- ✓ Une éolienne est en grande partie recyclable car se construite en acier. Après son temps de fonctionnement (environ 20 ans) elle est entièrement démontable, on peut même si besoin retirer la fondation en béton. Elle n'aura laissé aucun produit contaminant autour d'elle et pourra être très facilement remplacée.

### **1.5.2 - Inconvénients**

L'énergie éolienne a également des désavantages qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement [DJE09] :

- ✖ L'inconvénient majeur des énergies renouvelables vient de la non régularité des ressources (à l'exception de l'énergie géothermique). De même, la source d'énergie éolienne (vent) étant stochastique, donc la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante.
- ✖ L'impact visuel: les éoliennes installées sur terre ont tendance à défigurer le paysage, mais après l'apparition des fermes offshore on commence à oublier cette idée reçue.
- ✖ Les riverains déplorent le bruit des éoliennes: le bruit peut être d'origine mécanique ou d'origine aérodynamique, il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée. En effet, selon l'ADEME, le niveau sonore d'une éolienne est de 50dB à 150 mètres et devient imperceptible au delà de 400 mètres. Dans la plupart des cas, le bruit du vent dans les branches est supérieur à celui engendré par l'éolienne;
- ✖ La réception des ondes hertziennes peut être perturbée, ce qui provoque une image bruitée sur les récepteurs de télévision. Dans ce cas, il est fréquent que la société implantant les éoliennes finance la construction d'un nouvel émetteur de télévision;
- ✖ Des flashes très puissants sont émis toutes les cinq secondes en haut des mats éoliens à la demande de l'aviation civile. Plus le parc éolien est dense plus ce risque de collision est grand, des lumières sur les pales peuvent réduire ce danger. Cependant, ces flashes perturbent la quiétude nocturne de la campagne et sont une pollution lumineuse supplémentaire;
- ✖ L'impact sur les oiseaux: certaines études montrent que les oiseaux migrateurs s'adaptent aux obstacles et peuvent éviter les parcs éoliens [EWEA]. D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les pales des éoliennes. Plusieurs études sur les éoliennes montrent que le nombre d'oiseaux tués par les éoliennes est négligeable par rapport au nombre qui meurt en raison d'autres activités humaines. Par exemple, au Royaume-Uni, où il y a quelques centaines d'éoliennes, il y a environ chaque année un oiseau tué par une éolienne et 10 millions par les voitures.
- ✖ Les parcs éoliens produisent des interférences avec les radars et en particulier avec les radars météorologiques. En effet, les éoliennes peuvent constituer un obstacle à la propagation de l'onde. Selon la proximité et la densité du parc d'éoliennes, ceci peut constituer un blocage majeur à basse altitude donnant une zone d'ombre dans les données. De plus, comme les pales sont en rotation, le radar note leur vitesse de déplacement qui est indifférentiable d'une cible en mouvement comme la pluie. Habituellement, on filtre les échos indésirables de sol par leur vitesse Doppler. Dans le cas d'une précipitation, la vitesse enregistrée sera un mélange entre la vitesse des gouttes et celle des pales ce qui peut mener à une fausse interprétation des mouvements de l'air. Une étude sur ce possible interférence est donc nécessaire lors de l'examen d'un projet d'éoliennes ;
- ✖ Par son principe de fonctionnement même, une éolienne absorbe l'énergie du vent et le rend turbulent, créant ainsi un effet de sillage jusqu'à 10 diamètres de rotor derrière elle.

### ***1.6 - Principes physiques de la conversion d'énergie éolienne***

L'exploitation efficace de l'énergie du vent est une tâche difficile. Comme pour toutes les sources d'énergie, la problématique du rendement d'exploitation est toujours mise en jeu, même si

cette question s'avère spécifique dans le cas des énergies renouvelables dont le gisement est « gratuit » et durable contrairement aux sources d'énergie fossile. Avant d'aborder les aspects techniques de l'étude, nous allons synthétiser les caractéristiques du gisement éolien.

### 1.6.1 - Quelques notions sur le vent

Le vent est causé par le déplacement de la masse 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 parties, une différence de pression est créée et les masses d'air sont en perpétuel déplacement. C'est pourquoi, le vent est une grandeur stochastique, intermittente qui dépend d'un ensemble de facteurs tels que la situation géographique, les saisons, l'altitude, la température et la hauteur de captage. Elle est surtout élevée pendant la période d'hiver et au niveau des mers (offshore). Le vent est défini par sa direction et sa vitesse.

#### 1.6.1.1 - Direction et vitesse du vent

Le vent souffle en principe des zones de hautes pressions vers les zones de basses pressions. Aux latitudes moyennes et aux grandes latitudes, sa direction est cependant modifiée du fait de la rotation de la terre. Le vent devient alors parallèle aux isobares au lieu de leur être perpendiculaire (figure 1.7) [ADJ11].



Fig.1.7 - Vents locaux à travers le Monde.

Dans l'hémisphère nord, le vent tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre autour des aires cycloniques et dans le sens direct autour des zones anticycloniques. Dans l'hémisphère sud, les sens sont inversés par rapport aux précédents (figure 1.7).

En réalité, le vent est mesuré par un anémomètre complété par une girouette qui génère les grandeurs fondamentales que sont la vitesse et la direction (figure 1.8). Il en existe plusieurs types classés en deux catégories principales (les anémomètres à rotation et les anémomètres à pression).

Les signaux électroniques émis par l'anémomètre sont utilisés par le système de contrôle-commande de l'éolienne pour démarrer l'éolienne lorsque la vitesse du vent atteint approximativement 5m/s. De même, le système de commande électronique arrête automatiquement l'éolienne si la vitesse du vent est supérieure à 25m/s afin d'assurer la protection de l'éolienne.

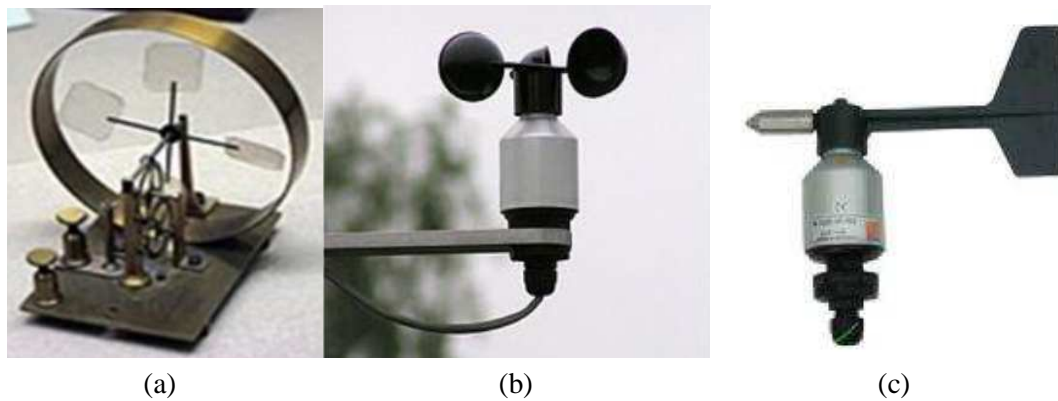


Fig.1.8 - Appareils utilisés pour la mesure du vent : a- Anémomètre à rotation, b- Anémomètre à pression, c- Girouette.

Une graduation a été établie, selon l'échelle Beaufort qui divise les vents en fonction de leurs vitesses en 17 catégories dont nous citons quelques unes au tableau 1.1 :

Degrés Beaufort	Vitesse du vent (m/s)	Vitesse du vent (km/h)	Pression sur surface plane (daN/m <sup>2</sup> )	Description générale
0	0 à 0.4	< 1	-	Calme
3	3.5 à 5.5	12 à 19	3.2 (5m/s)	Petite brise
4	5.5 à 8	20 à 28	6.4 (7m/s)	Jolie brise
6	11.4 à 13.9	39 à 49	22 (13m/s)	Vent frais
8	17.4 à 20.4	62 à 74	52 (20m/s)	Coup de vent
11	28.4 à 32.5	103 à 117	117 (30m/s)	Violente tempête
17	54.1 à 60	202 à 220	470 (60m/s)	Cyclone

Tab.1.1 - Echelle Beaufort. [MAT06]

En effet, pour implanter un parc éolien, la prospection des sites possibles constitue le premier travail à effectuer pour juger de la capacité de production d'une centrale éolienne. Des relevés météorologiques complets sur les sites présumés doivent être effectués au moins pendant une année pour déterminer la possibilité ou non d'implanter le parc. Non seulement il faut connaître la vitesse moyenne du vent, mais aussi sa variation en fonction de l'altitude.

Les vents les plus intéressants qui donnent finalement le plus d'énergie annuelle, sont les vents réguliers qui ont une vitesse de 6 à 10m/s [MAT06].

### 1.6.1.2 - Caractérisation du vent

Les caractéristiques du vent déterminent non seulement la quantité d'énergie qui s'applique à la turbine mais également les contraintes de fonctionnement (turbulences, valeurs extrémales,...) qui jouent aussi sur la durée de vie. On utilise très souvent des distributions statistiques [TRA10] (distribution de *Weibull* ou de *Rayleigh*) générées à partir de campagnes de mesures à long terme qui permettent d'offrir une vision cohérente de l'efficacité du gisement pour les études sur les aérogénérateurs. Une caractéristique importante de la ressource de vent est sa variabilité ou intermittence. Le vent est en effet fortement variable, tant géographiquement que temporellement.



En outre, cette variabilité est amplifiée par la relation cubique qui existe entre vent et puissance générée par la turbine éolienne. La représentation dynamique du gisement est ainsi une problématique à part entière. Pour cela, à partir des distributions statistiques corrélées à une modélisation stochastique de la turbulence, il est possible de générer une séquence temporelle de la vitesse du vent, par exemple par inversion de la distribution [TRA10]. Sur la figure 1.9 est présenté l'exemple d'une séquence de vent réelle, extraite par une méthode de classification de la vitesse du vent. Cette extraction est basée sur des données mesurées durant plusieurs mois sur un site donnée [TRA10], cette démarche consiste à extraire des profils temporels, ici de 10 minutes, qui respectent au mieux les caractéristiques probabilistes (moments d'ordre 1 à  $n$ ) du gisement.

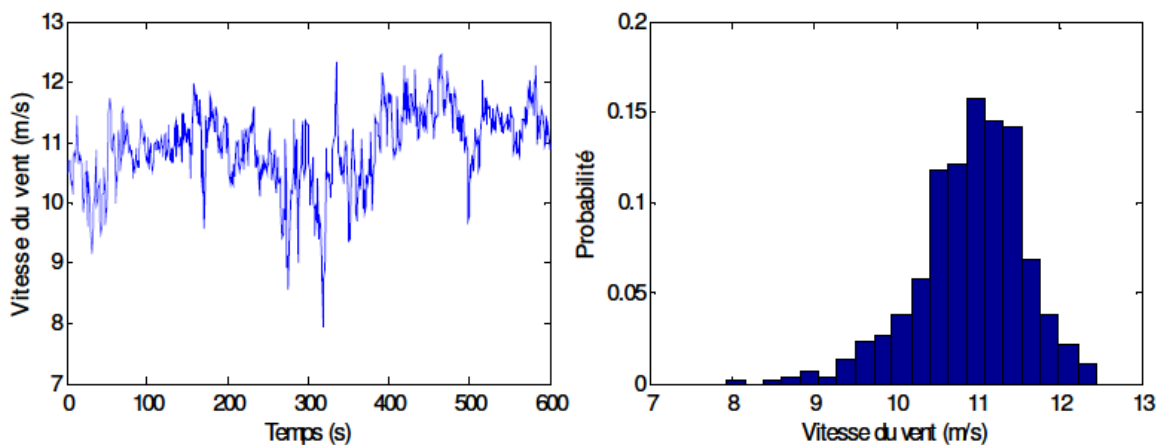


Fig.1.9 - Exemple d'une séquence de vent mesuré et sa distribution de probabilité.

### 1.6.1.3 - L'énergie disponible dans le vent

L'énergie éolienne provient de l'énergie cinétique du vent. En effet, si nous considérons une masse d'air,  $m$ , qui se déplace avec la vitesse  $v$ , l'énergie cinétique de cette masse est donnée par :

$$E_c = \frac{1}{2}mv^2 \quad (1.1)$$

Si, pendant l'unité de temps, cette énergie pouvait être complètement récupérée à l'aide d'une hélice qui balaie une surface  $S$ , située perpendiculairement à la direction de la vitesse du vent, la puissance instantanée fournie serait, alors:

$$P_v = \frac{1}{2}\rho Sv^3 \quad (1.2)$$

Avec :

$S$  : la surface d'aire balayée par les pales ( $m^2$ );

$\rho$  : la masse volumique de l'air, en général elle est égale  $1.225\text{kg}/m^3$  à la pression atmosphérique à  $15^\circ\text{C}$ ;

$v$  : vitesse du vent (m/s).

Cependant, cette puissance ne pourra jamais être extraite dans sa totalité par le dispositif de conversion (aérogénérateur), à cause de la vitesse non nulle des masses d'air derrière lui [MUL04]. Donc, il est important de rappeler quelques notions théoriques de l'aérodynamique.

## 1.6.2 - Notions aérodynamiques « théorie de Betz »

### a) Le coefficient de puissance « power coefficient »

La théorie globale du moteur éolien à axe horizontal a été établie par le savant Allemand Albert Betz dans les années 1920. Betz suppose que le moteur éolien est placé dans un air animé à l'infini en amont d'une vitesse  $v_1$  et à l'infini en aval d'une vitesse  $v_2$  (figure 1.10).

La production d'énergie ne pouvant se faire que par la conversion de l'énergie cinétique, la vitesse  $v_2$  est nécessairement inférieure à  $v_1$ .

En supposant que la vitesse du vent traversant le rotor est égale à la moyenne entre la vitesse du vent non perturbé à l'avant de l'éolienne  $v_1$  et la vitesse du vent après passage à travers le rotor

$v_2$  soit  $\frac{v_1 + v_2}{2}$ .

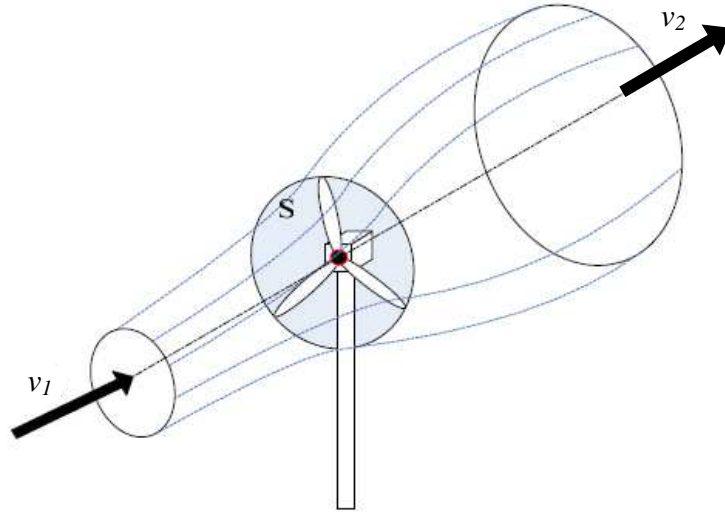


Fig.1.10 - Tube de courant autour d'une éolienne.

La masse d'air en mouvement de densité  $\rho$  traversant la surface  $S$  des pales en une seconde est donnée par:

$$m = \frac{1}{2} \rho S (v_1 + v_2) \quad (1.3)$$

La puissance  $P_i$  alors extraite s'exprime par la moitié du produit de la masse et de la diminution de la vitesse du vent (seconde loi de Newton):

$$P_i = \frac{1}{2} m (v_1^2 - v_2^2) \quad (1.4)$$

Soit en remplaçant l'expression (1.3) dans (1.4), on obtient:

$$P_i = \frac{1}{4} \rho S (v_1 + v_2) (v_1^2 - v_2^2) \quad (1.5)$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface  $S$  sans diminution de vitesse, soit à la vitesse  $v_1$ , la puissance  $P_v$  correspondante serait alors :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S v_1^3 \quad (1.6)$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est alors:

$$\frac{P_t}{P_v} = \frac{1}{2} \left( 1 + \left( \frac{v_1}{v_2} \right) \right) \left( 1 - \left( \frac{v_1}{v_2} \right)^2 \right) \quad (1.7)$$

Si on représente la caractéristique correspondante à l'équation (1.7) (voir figure 1.11), on s'aperçoit que le ratio  $P_t/P_v$  appelé aussi coefficient de puissance  $C_p$  présente un maxima de  $16/27$  soit  $0.593$ . C'est cette limite théorique appelée limite de Betz qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Dorénavant, pour alléger l'écriture, nous allons considérer que le symbole  $v$  correspond à  $v_1$  pour la vitesse du vent.

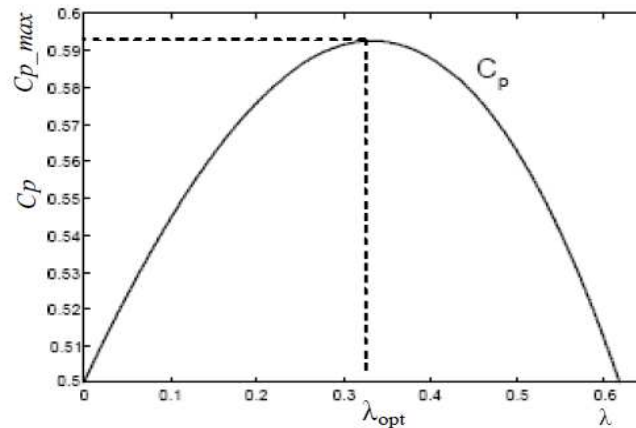


Fig.1.11 - Interpolation du facteur de puissance.

Cette limite n'est en réalité jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de l'angle de calage des pâles  $\beta$  [COU08] et la vitesse relative  $\lambda$ , représentant le rapport de la vitesse tangentielle de l'extrémité des pâles de l'éolienne ( $\Omega, R$ ) sur la vitesse instantanée du vent  $v$  (voir figure 1.12). Alors [TRA10] :

$$C_p = C_p(\lambda, \beta) \quad (1.8)$$

Avec:

$$\lambda = \frac{R\Omega_t}{v} \quad (1.9)$$

Où  $\Omega_t$  est la vitesse mécanique de rotation de l'aérogénérateur en [rad/s], et  $R$ : le rayon de la turbine éolienne en [m].

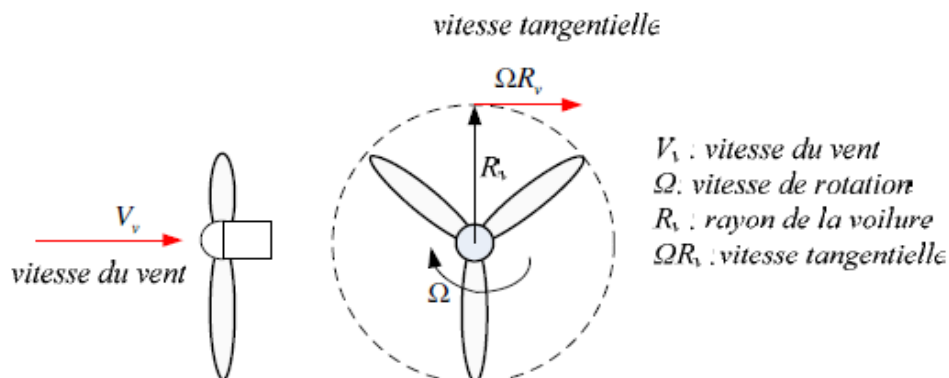


Fig.1.12 - Vitesse du vent  $v$  et vitesse tangentielle  $\Omega R$ .

Donc, la limite de Betz caractérise l'aptitude de l'aérogénérateur à capter de l'énergie éolienne. La puissance correspondante est donc donnée par :

$$P_t = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.10)$$

De cette façon, la puissance maximale pouvant être recueillie par une éolienne est calculée par à la limite de Betz:

$$P_t^{max} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p^{max} = 0.593 P_v \quad (1.11)$$

Où  $C_p^{max}$  est le coefficient de puissance maximal.

Sous cette forme, la formule de Betz montre que l'énergie maximale susceptible d'être extraite par un aérogénérateur ne peut dépasser en aucun cas 59.3% de l'énergie cinétique de la masse d'air qui le traverse par seconde [HEI98].

Ainsi, on peut définir la notion de rendement aérodynamique  $\eta_a$  de l'éolienne par le rapport:

$$\eta_a = \frac{C_p}{C_p^{max}} = \frac{C_p}{0.593} \quad (1.12)$$

En pratique, la valeur du maximum du coefficient de puissance approche la valeur de 0.48 avec une turbine tripale. Ce qui donne un rendement aérodynamique de 81% pour les turbines éoliennes actuelles [LECO4].

Le graphique de la figure 1.13 donne une vue sur les coefficients de puissance  $C_p$  habituels en fonction de la vitesse réduite pour différents types d'éoliennes [GOU82]:

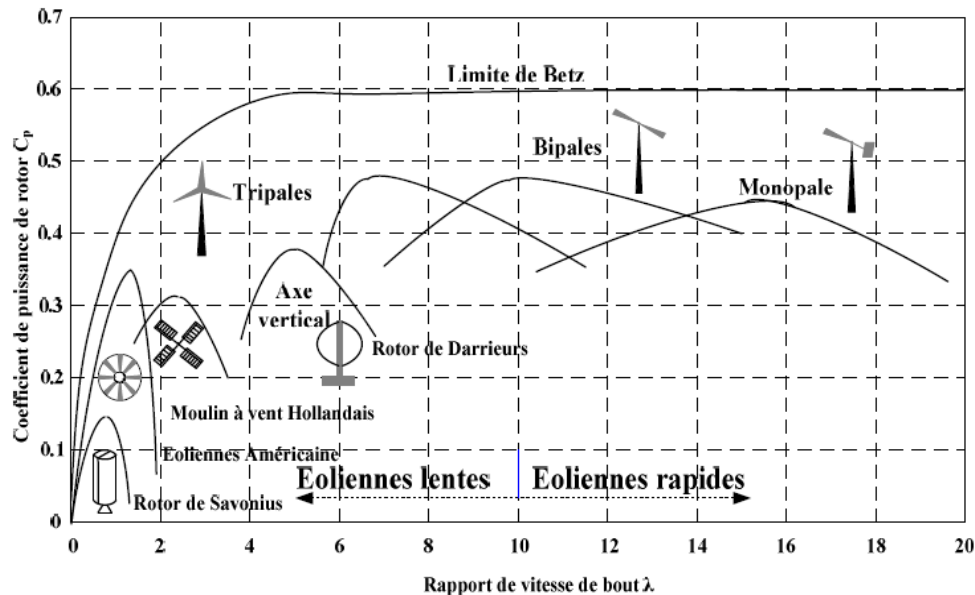


Fig.1.13 - Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes.

Les éoliennes à marche lente sont munies d'un grand nombre de pales (entre 20 et 40), leur inertie importante impose en général une limitation du diamètre à environ 8m. Leur coefficient de puissance (figure 1.13) atteint rapidement sa valeur maximale lors de la montée en vitesse mais décroît également rapidement par la suite. Les éoliennes à marche rapide sont beaucoup plus répandues et pratiquement toutes dédiées à la production d'énergie électrique. Elles possèdent

généralement entre 1 et 3 pales fixes ou orientables pour contrôler la vitesse de rotation. Les pales peuvent atteindre des longueurs de 80m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts.

Les éoliennes tripales sont les plus répandues car elles représentent un compromis entre les vibrations causées par la rotation et le coût de l'aérogénérateur. De plus, leur coefficient de puissance (figure 1.13) atteint des valeurs élevées et décroît lentement lorsque la vitesse augmente. Elles fonctionnent rarement au dessous d'une vitesse de vent de 3m/s [HEI98].

### **b) Le coefficient du couple « torque coefficient »**

Le coefficient du couple  $C_c$  est assez proche du coefficient de puissance  $C_p$ . Il est fort utile afin de calculer la valeur des couples produits pour différents points de fonctionnement notamment à vitesse de rotation  $\Omega_t$  nulle. En effet, au démarrage, il y a bien un couple sur l'arbre dû à la force du vent sur les pales tandis que la puissance est nulle, ce qui correspond à une valeur de  $C_p$  nulle pour une valeur de  $C_c$  non nulle. L'expression du couple est donc la suivante:

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{RP_t}{\lambda v} = \frac{1}{2} \frac{C_p}{\lambda} \rho \pi R^3 v^2 \quad (1.13)$$

Et alors, la valeur du coefficient du couple  $C_c$  est déterminée par la formule suivante:

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} = \frac{C_t}{\frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2} \quad (1.14)$$

Le coefficient  $C_c$  s'exprime, comme le coefficient  $C_p$ , en fonction de la vitesse du vent  $v$  et de vitesse de rotation de la turbine  $\Omega_t$ , donc en fonction du ratio de vitesse  $\lambda$ .

## **1.7 - Différents types d'aérogénérateurs**

Les solutions techniques permettant de capter l'énergie du vent sont très variées. Deux familles de turbines existent : les aérogénérateurs à axe vertical, en anglais VAWT : *Vertical Axis Wind Turbine* et les aérogénérateurs à axe horizontal, HAWT : *Horizontal Axis Wind Turbine*.

### **1.7.1 - Eoliennes à axe vertical « VAWT »**

Les VAWT sont très peu mises en jeu de nos jours car elles sont moins performantes que celles à axe horizontal, elles tournent en moyenne 2 à 8 fois moins vite qu'une tripale classique avec le même rayon. Les VAWT fonctionnent sur le même principe que les roues hydrauliques avec une direction du vent perpendiculaire à l'axe de rotation. La conception verticale offre l'avantage de mettre la machinerie au sol (accès plus facile à la génératrice et au multiplicateur ce qui facilite la maintenance et l'entretien), mais cela impose que l'éolienne fonctionne avec des vents proches du sol, moins forts qu'en hauteurs car freinés par le relief. De par son axe vertical, il y a symétrie de révolution et le vent peut provenir de toutes les directions sans avoir à orienter le rotor. Par contre ce type d'éolienne ne peut pas démarrer automatiquement, il faut la lancer dès l'apparition d'un vent suffisamment fort pour permettre la production. En ce qui concerne leur implantation, elles ont une emprise au sol plus importante que les éoliennes à tour car elles sont haubanées sur de grandes distances. En effet, les câbles des haubans doivent passer au dessus des pales. Cela représente un inconvénient majeur sur un site agricole par exemple. Les principaux capteurs à axe vertical sont le rotor de Savonius, le rotor de Darrieus classique et Darrieus en forme de H :

#### **1.7.1.1 - Le rotor de Savonius**

Inventé par le finlandais Sigurd Savonius en 1924, ce rotor est basé sur le principe de "traînée différentielle" utilisé dans les anémomètres: les efforts exercés par le vent sur chacune des faces

d'un corps creux sont d'intensité différente, il en résulte alors un couple moteur entraînant la rotation de l'ensemble. L'effet est ici renforcé par la circulation d'air entre deux demi-cylindres qui augmente le couple moteur (figure 1.14).

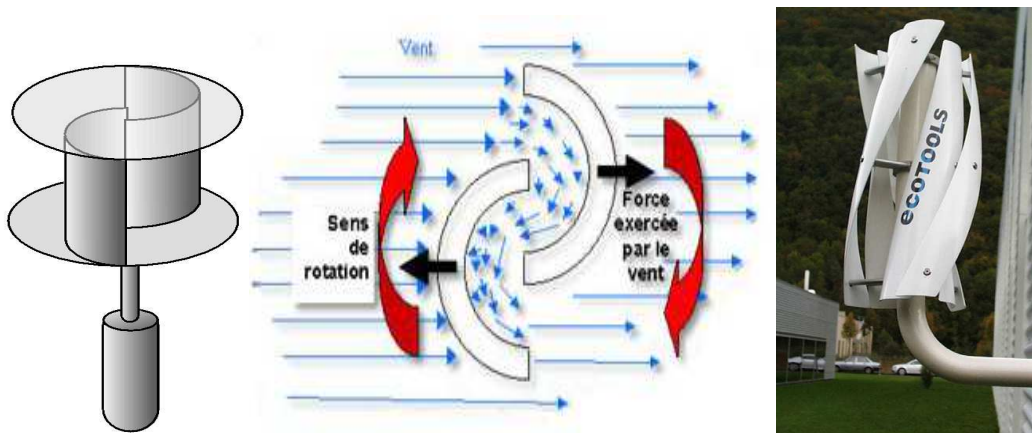


Fig.1.14 - Éolienne de Savonius.

De ce fait, l'aérogénérateur à rotor de Savonius est complètement insensible à la direction du vent dans un plan horizontal. La valeur de la vitesse réduite peu élevée environ 8 fois moins que pour les tripales classiques offre des caractéristiques intéressantes du point de vue de l'acoustique et de la sécurité, cet aspect étant fortement lié à la vitesse linéaire en bout de pales. Toutefois, ces propriétés impliquent l'usage d'une génératrice à grand nombre de pôles et très souvent des machines sur mesure.

Le démarrage à faible vitesse de vent est également un point fort. Ainsi, malgré une certaine faiblesse du coefficient de puissance (0.15 à 0.2), les avantages précédents auxquels s'ajoute une "certaine" esthétique en font une solution bien adaptée aux sites urbains.

Les dimensions géométriques d'une telle voilure sont limitées. En effet, vu les efforts mécaniques devant être supportés par le mat, les éoliennes de type Savonius ne peuvent pas être de taille trop imposantes. C'est pour cette raison qu'elles sont utilisées dans l'éolien de petite puissance.

### 1.7.1.2 - Le rotor de Darrieus

Conçue par l'ingénieur français George Darrieus en 1931, l'éolienne de Darrieus est caractérisée par ses pales de rotor en forme de "C" qui la font ressembler un peu à un «bateur d'œufs» (voir figure 1.15). Le rotor de Darrieus fonctionne grâce à la portance et se base sur le fait qu'un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles (figure 1.15) est soumis à des forces de direction et d'intensité variables. La résultante de ces forces génère alors un couple moteur entraînant la rotation du dispositif. Ces forces sont créées par la combinaison de la vitesse propre de déplacement du profil et de la vitesse du vent. Cela signifie que la rotation du dispositif ne peut pas s'amorcer d'elle-même. Lorsqu'elle est à l'arrêt, l'éolienne doit donc être lancée par un dispositif annexe (ex. montage d'une petite éolienne Savonius sur son même rotor). Cependant, ceci ne constitue qu'un inconvénient mineur dans le cas d'une éolienne raccordée au réseau, étant donné qu'il est alors possible d'utiliser la génératrice comme un moteur absorbant du courant du réseau pour démarrer l'éolienne.

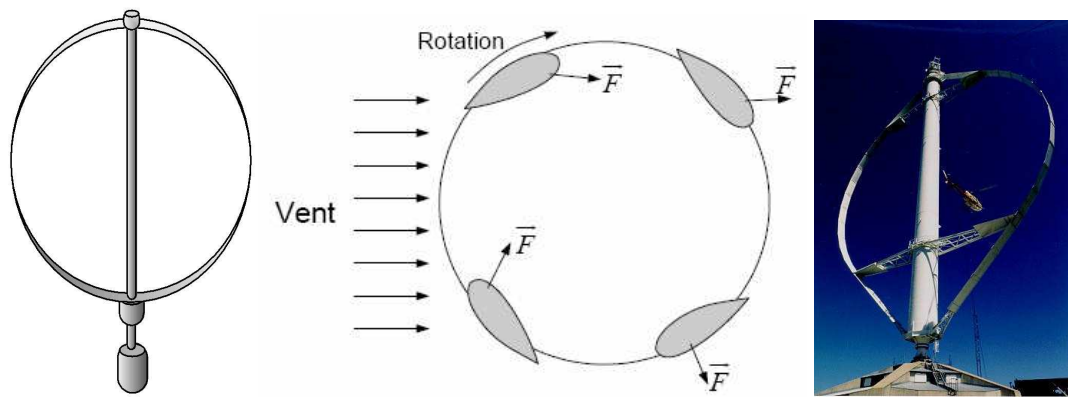


Fig.1.15 - Éolienne de Darrieus.

### 1.7.1.3 - Le rotor H-type

D'autre type de rotor vertical est connu sous l'appellation de rotor en "H" ou le rotor de *Musgrove*, dont les lames prennent une forme de "H" (voir figure 1.16). Ce type de rotor peut démarrer seule, produise de l'énergie dès les très faibles vents (1m/s), ne nécessite pas de régulation mécanique et résiste à des vents violents.

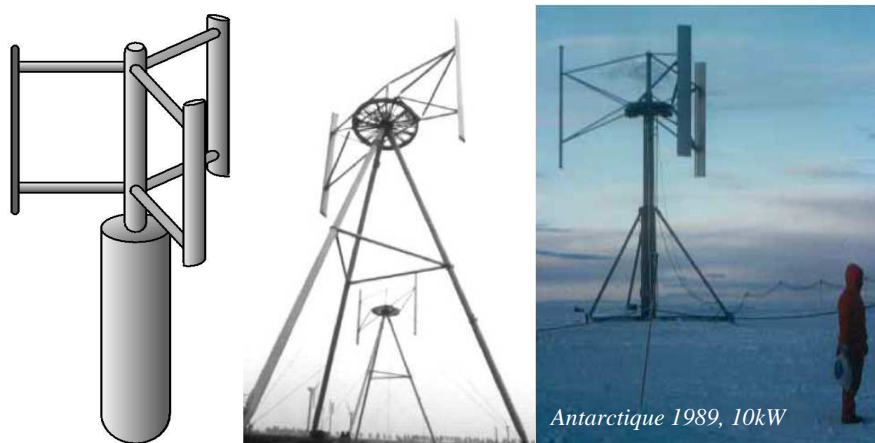


Fig.1.16 - Eolienne de Darrieus de type H.

On trouve désormais des éoliennes à axes verticaux développées pour la production d'électricité dans les zones isolées. Ce sont des machines de faible puissance, de 100W à 25kW. Elles sont destinées à des utilisations permanentes. Par exemple la charge de batteries servant à alimenter un chalet en montagne. Elles sont de conception simple et robuste et ne nécessitent pas ou peu d'entretien.

Même si quelques grands projets industriels ont été réalisés, les VAWT restent toutefois marginales et peu utilisées voire actuellement abandonnées. En effet la présence du capteur d'énergie près du sol l'expose aux turbulences et au gradient de vent ce qui réduit son efficacité. Elles sont de plus exposées à des problèmes d'aéroélasticité dus aux fortes contraintes qu'elles subissent, la surface qu'elles occupent au sol est très importante pour les puissances élevées, et la présence d'un dispositif auxiliaire de démarrage est nécessaire. La majorité des VAWT tourne à faible vitesse, ce qui est très pénalisant dans les applications de génération d'électricité avec

connexion au réseau public (50 ou 60Hz) car la boîte de vitesses doit permettre une importante démultiplication. Le faible rendement aérodynamique (autrement dit un faible coefficient de puissance) et la quantité de vent réduite qu'elles reçoivent au niveau du sol constituent les principaux handicaps des VAWT face aux HAWT.

### 1.7.2 - Eoliennes à axe horizontal « HAWT »

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion. Dans ce cas, la portance n'est pas utilisée pour maintenir un avion en vol mais pour générer un couple moteur entraînant la rotation. La plupart des éoliennes installées sont à axe horizontal (figure 1.17). Ce choix présente plusieurs avantages, comme la faible vitesse d'amorçage (cut-in) et un coefficient de puissance relativement élevé [MAT06]. Toutefois, la boîte de vitesses (multiplicateur) et la génératrice doivent être installées en haut de la tour, ce qui pose des problèmes mécaniques et économiques. Par ailleurs un organe supplémentaire pour l'orientation des pales face au vent est fortement nécessaire.

Selon son nombre de pales, une HAWT est dite mono-pale, bipale, tripale ou multi-pale. Une éolienne mono-pale est moins coûteuse car les matériaux sont en moindre quantité et, par ailleurs, les pertes aérodynamiques par poussée sont minimales. Cependant, un contrepoids est nécessaire et ce type d'éolienne n'est pas très utilisé à cause de cela. Tout comme les rotors mono-pales, les rotors bipales doivent être munis d'un rotor basculant pour éviter que l'éolienne ne reçoive des chocs trop forts chaque fois qu'une pale de rotor passe devant la tour [LOP07]. Donc, pratiquement toutes les turbines éoliennes installées ou à installer prochainement sont du type tripale. Celles-ci sont plus stables car la charge aérodynamique est relativement uniforme et elles présentent le coefficient de puissance le plus élevé actuellement (proche de 0.48).



a) Parc offshore



b) Parc onshore

Fig.1.17 - Exemples des éoliennes horizontales.

Suivant leur orientation en fonction du vent, les HAWT sont dites en « amont » (up-wind) ou en « aval » (down-wind). La figure 1.18 montre les deux types mentionnés. Les premières ont le rotor face au vent; puisque le flux d'air atteint le rotor sans obstacle, le problème de « l'ombre de la tour » (tower shadow) est bien moindre. Néanmoins, un mécanisme d'orientation est essentiel



pour maintenir en permanence le rotor face au vent. Les éoliennes à rotor en aval n'ont pas besoin de ce mécanisme d'orientation mais le rotor est placé de l'autre côté de la tour: il peut donc y avoir une charge inégale sur les pales quand elles passent dans l'ombre de la tour. De ces deux types d'éoliennes, celle en amont est largement prédominante.

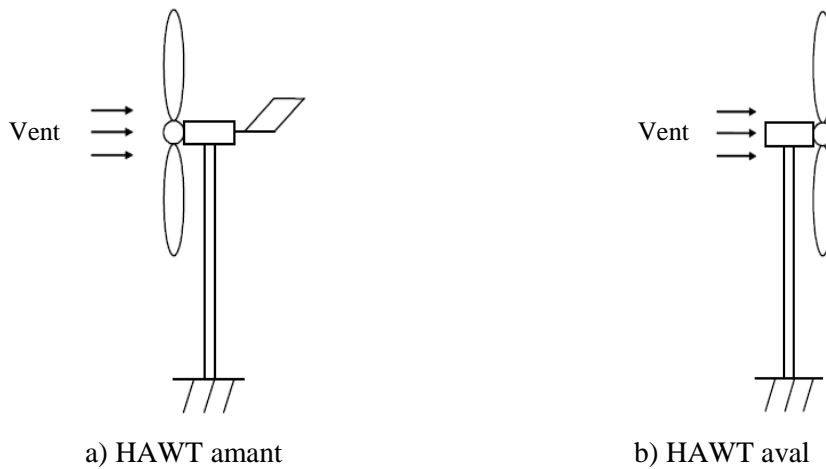


Fig.1.18 - Turbines éoliennes en amont et en aval.

La plupart des éoliennes actuellement installées utilisent des turbines à axe horizontal. Le tableau 1.2 propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice.

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance délivrée
Petite	Moins de 12m	Moins de 40kW
Moyenne	12 à 45m	40kW à 1MW
Grande	46m et plus	Plus de 1MW

Tab.1.2 - Classification des turbines éoliennes.

Avec le développement récent et le besoin de fournir des puissances croissantes au réseau, les constructeurs et les chercheurs mettent au point des éoliennes de plus en plus puissantes et donc plus grandes, ce que présente la figure 1.19.

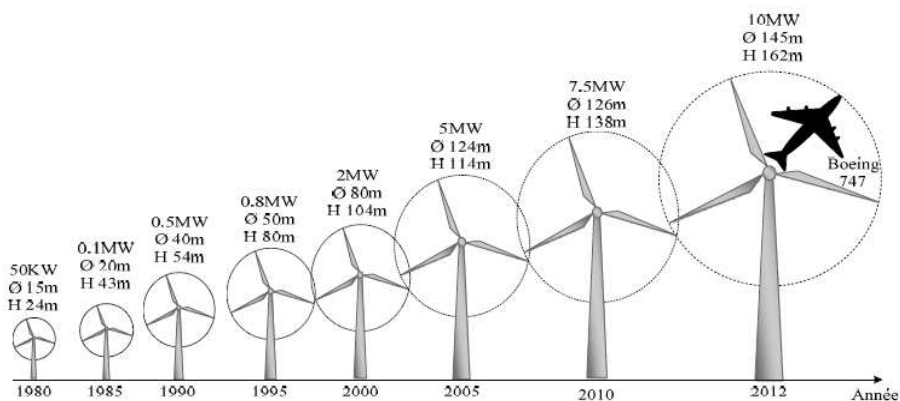


Fig.1.19 - Évolution de la taille des aérogénérateurs éoliens ( $\varnothing$ : diamètre de rotor, H: l'hauteur de tour).

Pour utiliser le maximum de la force du vent, on cherche à ce que l'hélice balaie une surface où le vent est maximum. Pour cela les éoliennes sont très haut perchées pour ne pas subir les effets de sol qui freinent le vent.

C'est ainsi dans ce cadre, que le constructeur allemand ENERCON a finalisé début 2011 la construction de l'éolienne la plus puissante du monde, à savoir l'E126, avec un diamètre de turbine de 126m, une hauteur totale de 198m et une puissance de 7.5MW équipée d'un générateur synchrone à aimants permanents (GSAP) (figure 1.20). Cette éolienne implantée sur un site test à Magdebourg en Allemagne est capable de produire à elle seule 14 millions de kWh, assez pour alimenter en électricité 15000 personnes. L'installation de telles machines se justifie par la diminution des zones potentielles d'installation, ce qui est notamment le cas en Allemagne.



Fig.1.20 - L'éolienne E126 de 7.5MW d'ENERCON (Allemagne).

Une course a démarrée pour la construction d'un prototype de 10MW, elle regroupera le constructeur norvégien SWAY, l'anglais CLIPPER WINDPOWER et l'américain AMSC. Le constructeur norvégien SWAY prévoit de construire cette éolienne en eaux profondes i.e. : une éolienne de 10MW flottante.

## 1.8 - Chaîne de conversion éolienne

### 1.8.1 - Définition d'un système éolien

Un aérogénérateur, plus communément est appelé éolien. Une éolienne est un système de conversion d'énergie a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, ce système connus sous l'appellation anglaise : *Wind Energy Conversion Systems* (WECS) (figure 1.21).

Ses différents éléments sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. Pour parvenir à cet objectif, idéalement, une éolienne doit comporter :

- ▲ Un système qui permet de la contrôler mécaniquement (orientation des pales de l'éolienne, orientation de la nacelle).
- ▲ Un système qui permet de la contrôler électriquement (Machine électrique associée à l'électronique de commande).

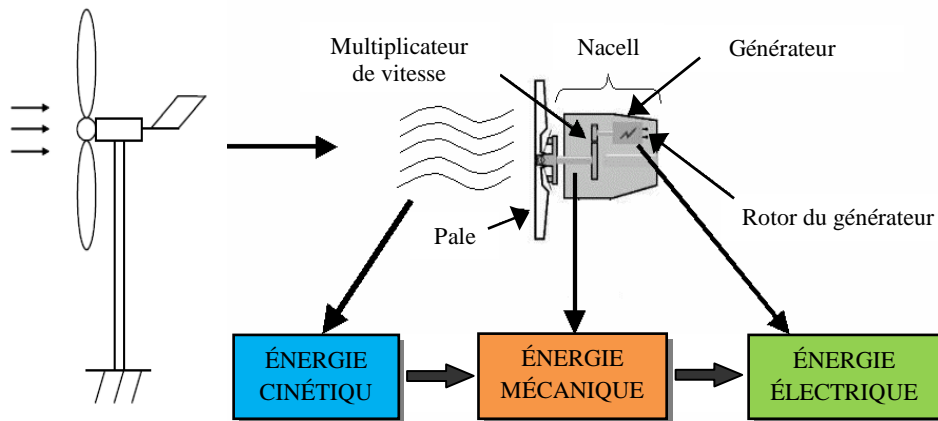
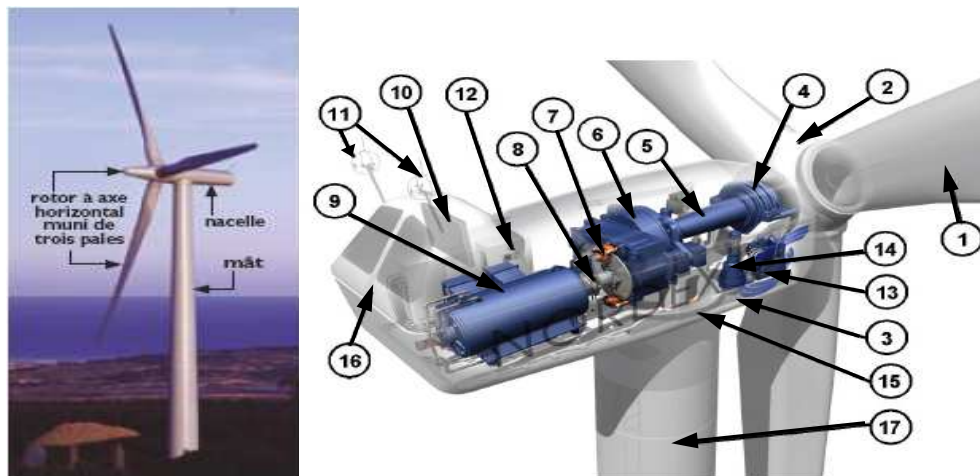


Fig.1.21 - Principe de la conversion d'énergie éolienne.

### 1.8.2 - La constitution d'une éolienne à axe horizontal

Bien que simple en apparence, la turbine éolienne constitue un système complexe faisant aux domaines de l'aérodynamique, de la mécanique, de l'électricité, du génie civil et de l'ingénierie de contrôle. Le concept technologique à axe horizontal à trois pales constitue l'éolienne moderne contemporaine. La figure 1.22, présente ses principaux composants.



- 1 : Pales en composite fibre de verre. Pas fixe, profil de type stall.
- 2 : Moyeu du rotor en fonte.
- 3 : Structure de la turbine en fonte ductile ou en acier soudé galvanisé à chaud.
- 4 : Paliers du rotor à double rangée de billes.
- 5 : Arbre lent du rotor en acier haute résistance.
- 6 : Multiplicateur de vitesse à 3 étages (1 train épicycloïdal et 2 trains parallèles).
- 7 : Frein à disque sur l'arbre rapide avec témoin d'usure.
- 8 : Accouplement avec la génératrice de type flexible.
- 9 : Génératrice (800/2000 kW) asynchrone refroidie à l'eau.
- 10 : Radiateur de refroidissement intégré au système multiplicateur-génératrice.
- 11 : Système de mesure de vent (anémomètre et girouette).
- 12 : Système de contrôle surveillance et pilote la turbine.
- 13 : Système hydraulique pour les freins d'extrémité de la pale et le système d'orientation.
- 14 : Entraînement d'orientation de la tourelle à deux trains d'engrenages.
- 15 : Paliers du système d'orientation équipés d'un frein à disque.
- 16 : Capot de la nacelle en structure acier recouvert de composite fibre de verre.
- 17 : Tour en acier tubulaire (plusieurs hauteurs possibles).

Fig.1.22 - Différentes parties d'une éolienne NORDEX N60 (1300kW). [MUL04]

Néanmoins, une éolienne "classique" est principalement constituée de trois parties: les pales (entre 1 et 3), la nacelle et la tour. Chacune de ces parties doit être minutieusement étudiée et modélisée de façon à obtenir un meilleur rendement et une bonne fiabilité du système ainsi qu'un faible coût d'investissement. Les principales parties d'une éolienne sont:

### 1.8.2.1 - La tour

La tour ou le mât, est généralement un tube d'acier ou de béton ou éventuellement un treillis métallique, elle doit être placée le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. La tour a la forme d'un tronc en cône où, à l'intérieur, sont disposés les câbles de transport de l'énergie électrique, les éléments de contrôle, les appareillages de connexion au réseau de distribution ainsi que l'échelle d'accès à la nacelle (voir figure 1.23).



Fig.1.23 - La tour éolienne et ses composants électroniques à l'intérieur.

Typiquement une éolienne de 1MW a une hauteur de 80 mètres, ce qui correspond à la hauteur d'un immeuble de 32 étages. Toutefois, la quantité de matière mise en œuvre représente un coût non négligeable et le poids doit être limité. Un compromis consiste généralement à prendre une tour de taille très légèrement supérieure au diamètre du rotor de l'aérogénérateur (exemple: éolienne NORDEX N90 2.3MW : diamètre de 80m, mât de 90m de hauteur).

### 1.8.2.2 - Le rotor

Il est constitué des pales et du moyeu. C'est la partie tournante de l'éolienne. Le rotor est entraîné par l'énergie du vent, il est branché directement ou indirectement, via un système de boîte de vitesse, au système mécanique qui utilisera l'énergie captée.

Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente le bon compromis entre l'effort mécanique, le bruit acoustique, le comportement vibratoire, le coût, et la vitesse de rotation pour les grandes turbines éoliennes.

Les rotors avec plus de trois pales ne sont pas communs puisqu'ils sont plus chers (plus de pales). La turbulence de vent de ralentissement d'une pale peut affecter les autres pales puisqu'elles sont plus étroites entre eux.

Les turbines mono-pale et bipales sont employées pour des vitesses de rotation plus élevées et par conséquent pour les faibles couple. C'est un avantage de point de vue la réduction de rapport de vitesse par rapport aux turbines tripales, donc diminution de la masse du rotor, de la taille de la boîte de vitesse et du coût. Cependant, augmentation de bruit acoustique qui varie proportionnellement à la vitesse d'extrémité de la pale.

De plus, un nombre pair de pales doit être évité pour des raisons de stabilité. En effet, lorsque la pale supérieure atteint le point le plus extrême, elle capte la puissance maximale du vent. A ce moment, la pale inférieure traverse la zone abritée du vent par la tour. Cette disposition tend à faire fléchir l'ensemble de la turbine vers l'arrière. Ceci explique pourquoi 80% des fabricants fabriquent des aérogénérateurs tripales.

Les rotors à vitesse fixe sont souvent munis d'un système d'orientation de la pale permettant à la génératrice (généralement une machine asynchrone à cage d'écureuil) de fonctionner au voisinage du synchronisme et d'être connectée directement au réseau sans dispositif d'électronique de puissance. Ce système allie ainsi simplicité et faible coût.

Les rotors à vitesse variable sont souvent moins coûteux car le dispositif d'orientation des pales est simplifié voire supprimé. Toutefois, une interface d'électronique de puissance entre le générateur et le réseau ou la charge est nécessaire. Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont dépendront les performances aérodynamiques et les matériaux dont elles sont constituées.

Actuellement, les matériaux composites tels la fibre de verre et plus récemment la fibre de carbone sont très utilisés car ils allient légèreté et bonne résistance mécanique. La figure 1.24 illustre le transport de pale d'une éolienne de 1.5MW de puissance.



Fig.1.24 - Transport de pale d'une turbine éolienne de 1.5MW.

### 1.8.2.3 - La nacelle

La nacelle est la salle des machines de la turbine, elle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur qui est généralement une machine asynchrone et les systèmes

hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). A cela viennent s'ajouter le système de refroidissement par air ou par eau, un anémomètre et le système électronique de gestion de l'éolienne.

L'assemblage des différents éléments abrités par la nacelle se fait en plein air comme le montre la figure 1.25, où on peut voir une partie de la nacelle qui supporte l'arbre mécanique, le multiplicateur de vitesse et sur la face, la bague qui sert à fixer le moyeu.



Fig.1.25 - Vue aérienne de la nacelle pendant l'assemblage d'une turbine éolienne.

#### 1.8.2.4 - Le multiplicateur

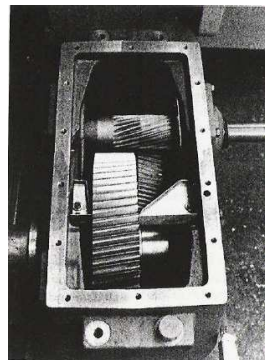
Les rotors dont le diamètre est supérieur à 5m ont des vitesses de rotation trop faibles pour pouvoir entraîner directement un alternateur classique. Il est donc indispensable pour ces machines d'interposer entre l'aéromoteur et l'alternateur un multiplicateur (boîte de vitesse élévatrice) pour adapter la vitesse de rotation de l'aéromoteur à celle du générateur (figure 1.26-a). A titre d'exemple, une turbine d'une capacité de 1MW avec un rotor de 52m de diamètre tourne à la vitesse de 20tr/min, alors que le générateur tourne à 1500tr/min. Le rapport de transmission de la boîte est alors égal à  $1500/20$  soit 75.

Les boîtes de vitesses à roues dentées sont fabriquées de deux manières différentes. Une première possibilité est l'arbre parallèle ou système d'engrenages de train simple (figure 1.26-b), et l'autre est le train planétaire ou épicycloïdal (figure 1.26-c). Le rapport de transmission procuré par un seul étage est limité, pour que la différence entre les arbres ne soit pas trop défavorable. Les étages d'engrenages parallèles sont construits avec un rapport de transmission jusqu'à 1:6, et ceux épicycloïdaux de 1:12. Les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance ont généralement besoin de plus d'un étage.

Bien qu'il soit possible d'adapter les boîtes de vitesse d'autres types de machine aux turbines éoliennes, celles-ci sont soumises à des contraintes particulières qui ne sont pas souvent rencontrées dans d'autres applications, un dimensionnement spécifique est alors très souvent employé [LOP07].



(a)



(b)



(c)

Fig.1.26 - Multiplicateur de vitesse. [HAU06]

Cependant, les problèmes majeurs liés à la présence de ses multiplicateurs sont: les vibrations, le bruit acoustique et les coûts de maintenance.

### 1.8.2.5 - La génératrice

C'est dans les générateurs que se passe le deuxième niveau de conversion de l'énergie éolienne (mécanique-électrique). Il existe trois principaux types de turbines éoliennes, dont les différences principales concernent la technologie du générateur et la méthode de contrôle mise en œuvre pour prévenir les risques de surcharge en cas de vitesses de vent supérieures à la vitesse nominale. Il est à signaler que selon le type de la machine électrique utilisée on classe aussi les éoliennes en deux types, il s'agit des éoliennes à vitesse fixe et éoliennes à vitesse variable.

Les différentes technologies des générateurs dont on parlera dans la suite de ce chapitre sont :

- ▲ Le générateur asynchrone à cage d'écurueil « GAS », en anglais : *Squirrel Cage Induction Generator* « SCIG ».
- ▲ Le générateur asynchrone à rotor bobiné à double alimentation « GADA », en anglais : *Doubly Fed Induction Generator* « DFIG ».
- ▲ Le générateur synchrone à rotor bobiné « GSRB » et à aimants permanents « GSAP », en anglais : *Synchronous Generator* « SG » et *Permanent Magnet Synchronous Generator* « PMSG ».

Une éolienne à axe horizontal comporte aussi :

Un système de refroidissement qui comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à huile pour le multiplicateur. Il existe certaines éoliennes comportant un refroidissement à l'eau.

Une armoire de commande qui comporte tous les convertisseurs d'électronique de puissance (onduleur, redresseur), ainsi que les systèmes de régulation de puissance, de courant et de tension et d'orientation des pales et de la nacelle; ainsi que les appareils de protection et de mesure.

Un système de contrôle-commande comporte un ordinateur qui surveille en permanence l'état de l'éolienne tout en contrôlant le dispositif d'orientation. En cas de défaillance (par exemple une surchauffe du multiplicateur ou de la génératrice), le système arrête automatiquement l'éolienne et le signale transmis à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique.

## 1.9 - Régulation de la puissance d'une éolienne

### 1.9.1 - Bilan des forces sur une pale

La figure 1.27 représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur [BER99]. La vitesse du vent arrivant face à cette pale, est représentée par le vecteur  $\vec{V}$ . Le vecteur  $\vec{V}_{rot}$  représente la composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée  $\vec{V}_{res}$ . L'action du vent sur la pale produit une force qui se décompose en une poussée axiale  $\vec{F}_{ax}$  directement compensée par la résistance mécanique du mat et une poussée en direction de la rotation  $\vec{F}_{rot}$  qui produit effectivement le déplacement.

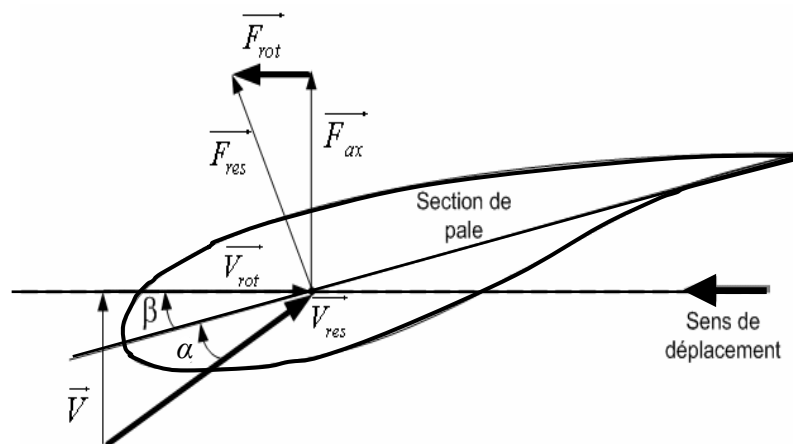


Fig. 1.27 - Bilan des forces sur une pale.

Chaque turbine éolienne est ainsi dimensionnée pour que cette force atteigne sa valeur nominale pour une vitesse de vent nominale donnée. Lorsque la vitesse de vent devient trop élevée ou si la génératrice nécessite une vitesse de rotation fixe, la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale.

### 1.9.2 - Régulation mécanique

Les objectifs de la régulation mécanique sont d'assurer la sécurité de l'éolienne par vents forts d'une part et délimiter la puissance extraite par la turbine éolienne d'autre part. En effet, cette turbine est dimensionnée pour développer sur son arbre une puissance nécessaire, dénommée puissance nominale  $P_n$ . Cette puissance  $P_n$  est obtenue à partir de la vitesse  $v_n$  (vitesse nominale) du vent relatif. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à  $v_n$  la turbine éolienne doit modifier ses



paramètres afin d'éviter sa destruction mécanique, en faisant de sorte que sa vitesse de rotation reste pratiquement constante.

A coté de la vitesse nominale  $v_n$  qui varie entre 11m/s et 15m/s en fonction des technologies, on spécifie aussi [LOP07] :

- ♣ La vitesse de démarrage  $v_d$  (*cut-in*), à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie. Selon les constructeurs,  $v_d$  varie entre 2.5m/s et 4m/s pour les éoliennes de forte puissance.
- ♣ La vitesse maximale du vent  $v_m$  (*cut-off*), pour laquelle la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement. Pour la grande majorité des éoliennes,  $v_m$  vaut 25m/s.

Quatre zones principales de fonctionnement peuvent être distinguées (voir figure 1.28):

- La zone I, la vitesse du vent est trop faible. La turbine peut tourner mais l'énergie à capter est négligeable ( $P=0$ ).
- La zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent  $v$ . Lorsque la vitesse de la génératrice atteint une valeur seuil, un algorithme de commande sera appliqué pour permettre à la turbine d'extraire la puissance maximale du vent. Pour ce but, l'angle de calage des pales  $\beta$  est maintenu constant à sa valeur minimale (généralement  $\beta=0^\circ$ ). Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle.
- La zone III, correspond aux vitesses de vent élevées pour les quelles la vitesse de rotation de la turbine est limitée à une valeur maximale pour limiter la puissance  $P$  fournie par l'éolienne égale à la puissance nominale  $P_n$ , afin de ne pas subir de dégâts. Cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge.
- La zone IV, lorsque la vitesse du vent dépasse la vitesse maximale admissible par l'éolienne  $v_m$ , les pales de la turbine sont mises en drapeaux ( $\beta=90^\circ$ ) afin de protéger la partie mécanique de l'éolienne et d'éviter son endommagement. Dans ce cas, la turbine s'arrête et la puissance extraite par la l'aérogénérateur sera nulle ( $P_g=0$ ).

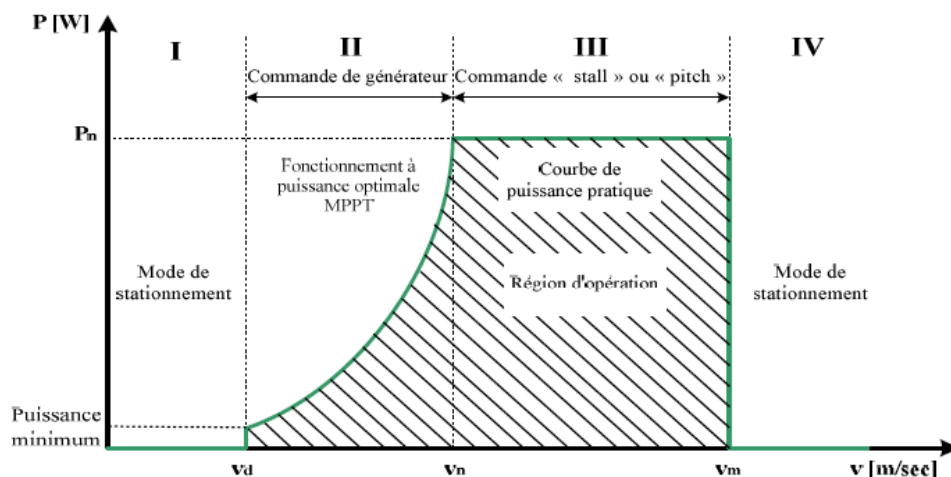


Fig.1.28 - Courbe typique d'une turbine éolienne.

Généralement, il existe quatre systèmes de régulation mécanique pour contrôler la vitesse de l'éolienne par rapport à la vitesse du vent. Autrement dit, pour limiter la puissance extraite de la turbine, à la valeur de la puissance nominale de la génératrice :

- 1) Le système à calage ou à pas variable « *pitch control* » qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent pour maintenir une puissance sensiblement constante dans la zone III de vitesse. Cette technique est plutôt utilisée sur les éoliennes à vitesse variable de moyenne et fortes puissances.
- 2) Le système à décrochage aérodynamique passif « *passive stall control* », le plus robuste car c'est la forme des pales qui conduit à une perte de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent, mais la courbe de puissance chute plus vite: il s'agit donc d'une solution passive. Ce système de contrôle est généralement destiné aux éoliennes à vitesse fixe.
- 3) Le système à décrochage aérodynamique actif « *active stall control* », ce n'est qu'une combinaison des deux méthodes précédemment citées. Les turbines les plus modernes et de grande capacité utilisent déjà cette technique comme le proposent certains fabricants danois. Pour les vents faibles et modérés, la commande est de type « *pitch* », et pour le réglage sur la plage à puissance nominale, les pales sont orientées de façon à forcer la perte de portance, ce qui est équivalent à la méthode « *passive stall* ».
- 4) Le système d'orientation « *yaw control* », pour les vents supérieurs à  $v_m$  (vent élevée), un dispositif oriente automatiquement la nacelle face au vent grâce à une mesure de la direction du vent effectuée par la girouette située à l'arrière de la nacelle, ce qui annule toute conversion d'énergie. Ce type de commande est cependant limitée aux petites turbines éoliennes car cette méthode engendre des efforts mécaniques importants au niveau du mat et des pales. Les éoliennes de plus grande taille ne peuvent pas adopter cette méthode de régulation de puissance sans provoquer des efforts pouvant endommager l'éolienne.

Les trois premiers systèmes de commande aérodynamiques sont intéressants pour le contrôle des éoliennes de grande puissance, la partie suivante explique brièvement ces trois stratégies :

#### 1.9.2.1 - Contrôle par angle de calage variable « *pitch control* » [PAO09]

##### Principe :

L'angle d'incidence  $\alpha$  peut être diminué (ou augmenté) fortement par augmentation (ou diminution) de l'angle de calage  $\beta$  de quelques dizaines de degrés (20 à 30° généralement). Les forces aérodynamiques s'exerçant sur les pales sont donc ainsi réduites (à la fois pour la portance et pour la trainée) (figure 1.29). Le couple est maintenu pratiquement constant et peut être annulé par « mise en drapeau » des pales ( $\beta = 90^\circ$ ) à la vitesse maximale, la puissance est donc limitée. Ce type de commande est plus utilisé pour les éoliennes de moyenne et grande taille.

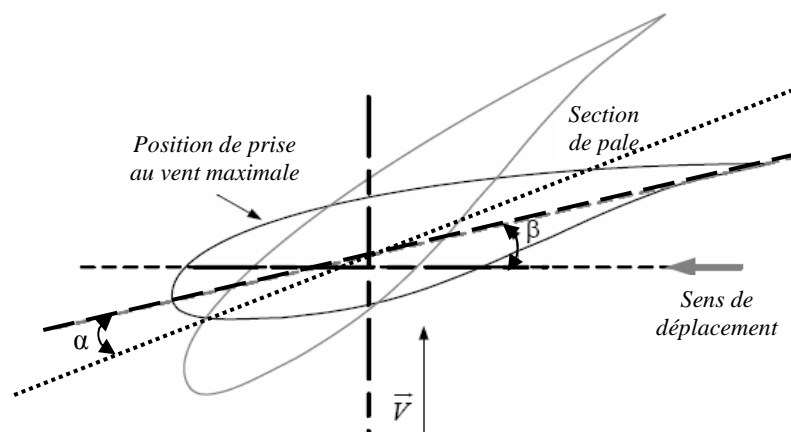


Fig.1.29 - Variation de l'angle de calage d'une pale.

**Avantages :**

La diminution de l'angle d'incidence  $\alpha$  jusqu'à une valeur nulle ou négative limite toutes les forces aérodynamiques sur les pales, ce qui réduit considérablement les efforts à vitesse de vent élevée. Comme la force de poussée axiale est également diminuée, les efforts sur la tour sont réduits. Cet avantage est encore amplifié à vitesse variable puisque l'excès d'énergie pendant une rafale (dont la variation est trop brutale pour que le mécanisme d'orientation puisse compenser les effets) peut être stocké dans l'inertie du rotor par variation de sa vitesse (si le générateur l'accepte) alors que la puissance transmise reste pratiquement constante. Donc, il n'y a pas besoin des freins mécaniques puissants pour les arrêts d'urgence, un frein de « parking » est suffisant. Les éoliennes qui possèdent ce système de régulation mécanique peuvent fournir plus d'énergie que les éoliennes à décrochage « *stall* » dans les mêmes conditions de fonctionnement, même quand la densité de l'air est faible (sites sur les hauteurs ou de grandes températures).

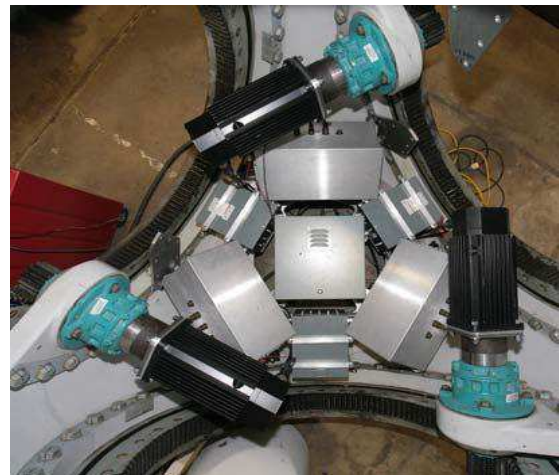
**Inconvénients :**

Les actionneurs nécessaires sont de puissance supérieure à celles du système « *stall* ». L'énergie nécessaire aux actionneurs doit être transmise au moyeu de la turbine; si les actionneurs sont électriques, cela nécessite également des contacts glissants bagues/charbons sujets à l'usure et nécessitant un entretien. De plus, le système de commande a besoin d'une sensibilité suffisante pour suivre les variations du vent, ce qui augmente les coûts.

Les deux images suivantes montrent deux types d'actionneurs qui permettent de limiter la puissance au niveau de la turbine éolienne, chaque pale est munie de son propre actionneur « *pitch control* », la figure 1.30 montre un dispositif « *pitch* » utilisant un actionneur hydraulique (figure 1.30-a) et trois moteurs électriques (figure 1.30-b).



(a) [BUR01]



(b) [PAO09]

Fig.1.30 - Système *pitch* contrôle, utilisant : (a) un actionneur hydraulique, (b) 3 moteurs électriques placés à l'intérieur du moyeu.

**1.9.2.2 - Contrôle par décrochage aérodynamique passif « *passive stall control* »****Principe :**

Ce type de commande en boucle ouverte est basé sur une conception appropriée du profil de la pale. Lorsque la vitesse du vent dépasse la valeur nominale, le flux d'air du côté supérieur de la pale commence à perdre de la vitesse, ce qui forme des vortex, ces turbulences causent une perte

de sustentation aérodynamique de la pale et permettent la dissipation de l'excès de puissance (figure 1.31). Cette commande agit uniquement pour limiter la puissance à des vents forts, régulant la puissance à sa valeur nominale ou plus faible. Le fonctionnement à vents faibles reste sans aucune commande donc la puissance obtenue dépend des caractéristiques mécaniques de la turbine et des caractéristiques électriques de la machine.

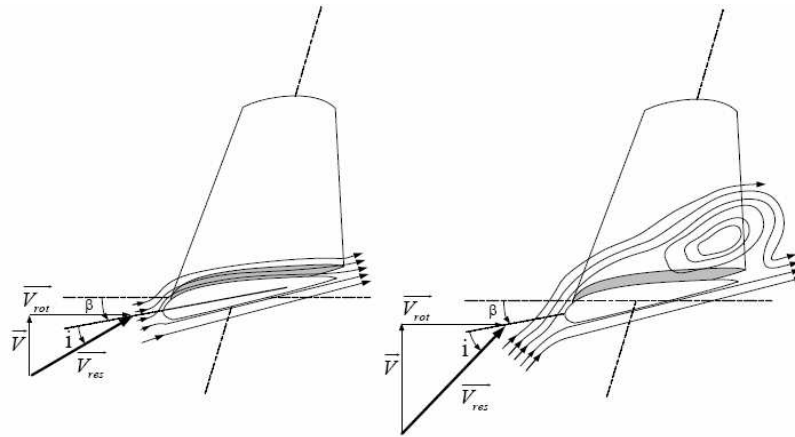


Fig.1.31 - Flux d'air sur un profil de pale " stall ".

#### Avantages :

Ce concept simple et normalement robuste ne fait intervenir aucun système mécanique ou électrique auxiliaire, ce qui facilite la maintenance et baisse le coût d'entretien et de fabrication.

#### Inconvénients :

Suivant les indications de la figure 1.32, on constate que la commande « *passive stall* » ne peut pas garder la puissance capturée  $P_m$  à une valeur constante. Elle peut dépasser la puissance nominale à quelques vitesses du vent, qui n'est pas un dispositif souhaitable.

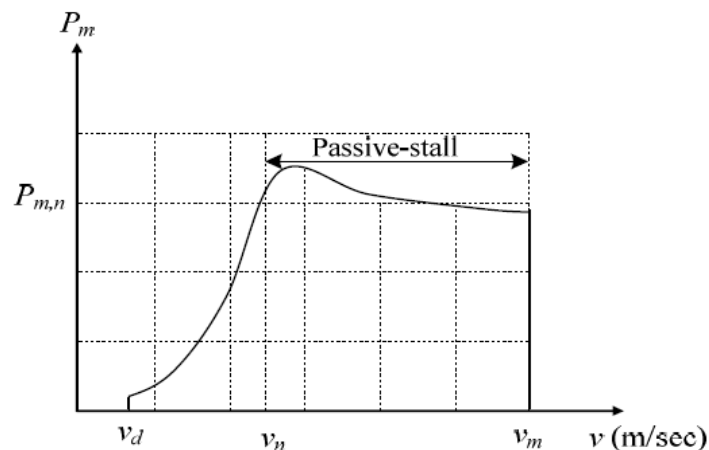


Fig.1.32 - Turbine éolienne commandée par « *passive stall* ».

La puissance captée par la turbine est seulement fonction de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation. Il n'y a donc aucune possibilité d'adaptation. En cas de défaut sur le réseau, si l'énergie captée ne peut lui être transmise, il est nécessaire de disposer de freins dimensionnés pour absorber l'énergie cinétique de la turbine ainsi que l'énergie captée pendant le freinage, même en cas de problème sur la transmission, ce qui suppose un système de freinage sur l'arbre de la turbine lui-même (couple de freinage très élevé). Généralement, les constructeurs prévoient

de pouvoir utiliser les extrémités des pales comme aérofreins en les faisant pivoter de  $90^\circ$  en cas d'urgence. Dans ce cas, le système de freinage mécanique peut être monté derrière le multiplicateur de vitesse où le couple est plus faible.

Un freinage d'urgence peut également être assuré par le générateur à condition de prévoir un circuit électrique résistif de récupération d'énergie connecté (freinage rhéostatique). Par ailleurs, en fonctionnement normal, le générateur doit être capable de freiner la turbine et d'imposer le décrochage alors que la vitesse du vent croît, ce qui peut nécessiter un dimensionnement supérieur à celui correspondant aux conditions nominales [LAV05].

Les pales doivent être construites spécialement et une technologie sophistiquée est nécessaire pour cela. De même, sans une analyse aérodynamique soignée, des problèmes de vibrations peuvent se présenter [MAT06].

### **1.9.2.3 - Contrôle par décrochage aérodynamique actif « active stall control »**

#### **Principe :**

L'angle d'incidence  $\alpha$  peut être augmenté (ou diminué) légèrement par diminution (où augmentation) de l'angle de calage  $\beta$  de quelques degrés ( $3^\circ$  à  $5^\circ$  généralement). Le décrochage peut être légèrement avancé (où retardé). Le couple est maintenu pratiquement constant jusqu'au décrochage total où il chute rapidement. La puissance peut donc être limitée à sa valeur nominale.

#### **Avantages :**

Il y a possibilité d'adaptation de la turbine aux conditions d'exploitation. Les actionneurs électriques ou hydrauliques nécessaires sont de taille réduite. Les mouvements de rotation des pales restent de faible amplitude. La possibilité de provoquer un décrochage volontairement facilite les conditions de freinage. Le frein mécanique peut être monté derrière le multiplicateur de vitesse où le couple est plus faible, et il n'est utilisé que comme frein de « parking ».

#### **Inconvénients :**

Car ce système de mécanique profite des avantages du système « *pitch* », il possède donc les mêmes inconvénients de ce dernier, à savoir le coût élevé de fabrication et d'entretien ainsi la difficulté de maintenance.

### **1.9.3 – Régulation électrique (contrôle MPPT)**

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitation au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique ou électrique, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie. On parle alors de recherche du point de fonctionnement à puissance maximum (*MPPT en anglais Maximum Power Point Tracking*). Ces systèmes utilisent différents moyens afin d'obtenir ce point de puissance maximum. Il est possible de modifier l'angle de calage des pales, ou la vitesse de rotation de l'hélice ou bien encore jouer sur la commande de la génératrice. La recherche du maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance. De tels systèmes introduisent aussi des sécurités qui permettent par exemple de limiter la puissance produite lorsque le vent devient trop important et risque d'endommager l'éolienne [MOU14].

Selon la littérature spécialisée, la commande des turbines éoliennes se fait de préférence par les moyens mécaniques aérodynamiques qui sont décrits précédemment. Cependant, en suivant les

principes de conversion de l'énergie du vent il apparaît qu'une autre forme de faire la régulation de la puissance produite par l'éolienne est d'agir sur sa vitesse de rotation. Plusieurs configurations sont réalisables, avec des machines synchrones ou asynchrones et c'est ici que le domaine des asservissements des machines électriques prend sa place. Il y a déjà quelques d'années que cette discipline a développé différentes formes de commande de vitesse parmi lesquelles plusieurs sont applicables aux systèmes de conversion éoliens [LOP07].

Les systèmes traditionnels fonctionnent typiquement à fréquence fixe, imposée par le réseau auquel ils sont connectés. Le fait de travailler à fréquence fixe et donc, à vitesse de rotation presque fixe, implique qu'il n'y a qu'une seule vitesse de vent pour laquelle l'énergie disponible est correctement exploitée. Pour les autres vitesses de vent, la capture d'énergie se fait de façon sous-optimale.

Pour donner intérêt à la vitesse variable, on donne l'exemple de la figure 1.33; d'où pour une vitesse de vent  $v_1$  et une vitesse mécanique de la génératrice  $\Omega_1$ ; on obtient une puissance nominale  $P_1$  (point A). Si la vitesse du vent passe de  $v_1$  à  $v_2$ , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance  $P_2$  se trouve sur la 2<sup>ème</sup> caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieure  $\Omega_2$ . Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée.

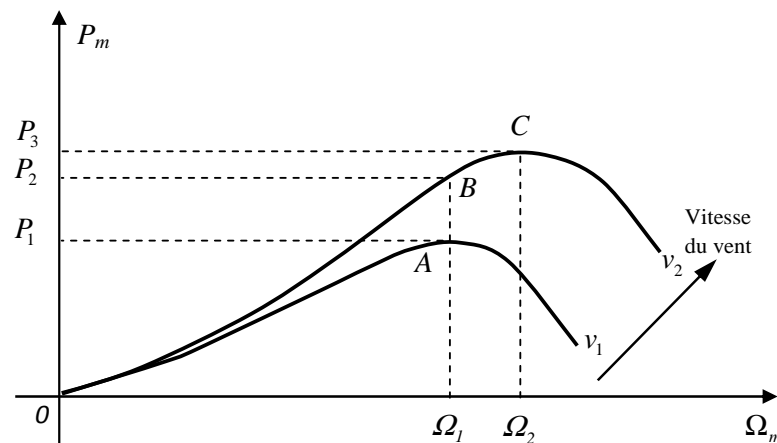


Fig.1.33 - Caractéristique de la puissance générée en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.

Au vu de la caractéristique au-dessus (figure 1.33), il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe, les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités.

Pour cela, et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent.

L'MPPT peut être définie comme étant une stratégie de gestion permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs éoliens à travers une électronique de puissance

permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système à travers la variation de la vitesse du vent [TRA10].

Les caractéristiques de la figure 1.34 représentent les allures des puissances théoriquement disponibles au niveau d'une turbine éolienne de grande puissance en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice pour différentes vitesses du vent. Au vu de ces caractéristiques, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe (par exemple 1900tr/min sur la figure 1.34) les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités. Pour atteindre ces maxima, la machine devra pouvoir fonctionner entre 1200 et 2000tr/min pour cet exemple (courbe de réglage MPPT) [GHE11].

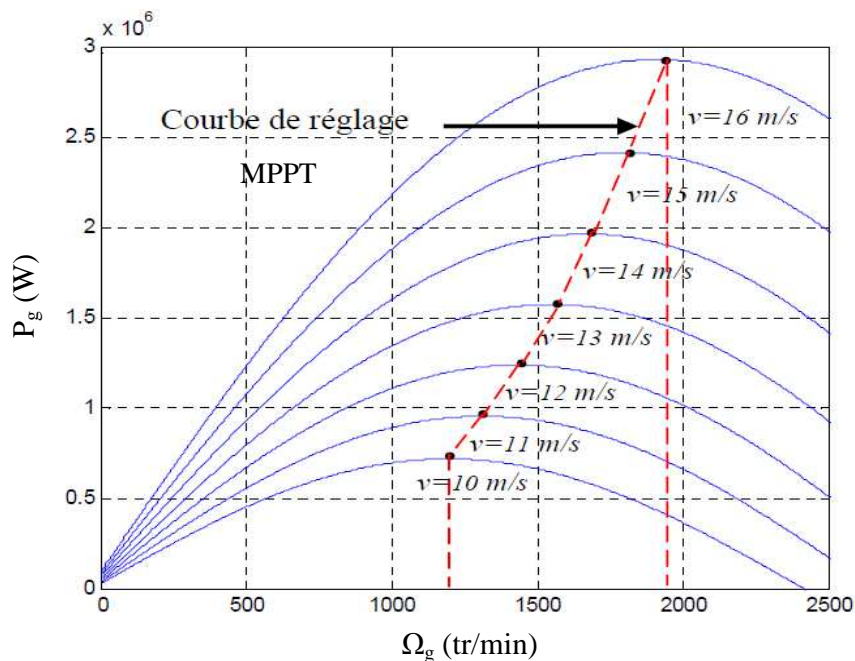


Fig. 1.34 - Puissance théorique disponible au niveau de la turbine éolienne.

Donc, l'objectif de cette stratégie est double, d'une part de protéger l'éolienne contre le vent fort et d'autre part de délimiter la puissance. En effet, la turbine éolienne est dimensionnée pour fournir une puissance nominale  $P_n$  à une vitesse de vent nominale  $v_n$ , au-delà de cette vitesse les paramètres de la turbine doivent évoluer afin de fournir la puissance nominale et de ne pas produire au-delà d'une vitesse maximale  $v_m$  qui pourrait endommager la turbine.

### 1.10 - Technologies des systèmes éoliens

Il existe essentiellement deux technologies d'éoliennes, celles dont la vitesse est fixe, appelées en anglais FSWT : *Fixed Speed Wind Turbine* et celles dont la vitesse est variable, VSWT : *Variable Speed Wind Turbine*. La partie suivante décrit d'une manière assez générale le fonctionnement de ces deux procédés.

#### 1.10.1 - Les éoliennes à vitesse fixe « FSWT »

Les premières éoliennes mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une génératrice asynchrone à cage d'écureuil (GAS) ou ce qu'on appelle générateur à induction (GI). Le dispositif le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur par l'intermédiaire du multiplicateur de

vitesse et à connecter directement le stator de la machine au réseau (figure 1.35). Cette simple configuration du système (aucune interface entre le stator et le réseau et pas de contacts glissants) permet de limiter la maintenance sur la machine, réduire le coût d'entretien et d'augmenter la robustesse du système; rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne.

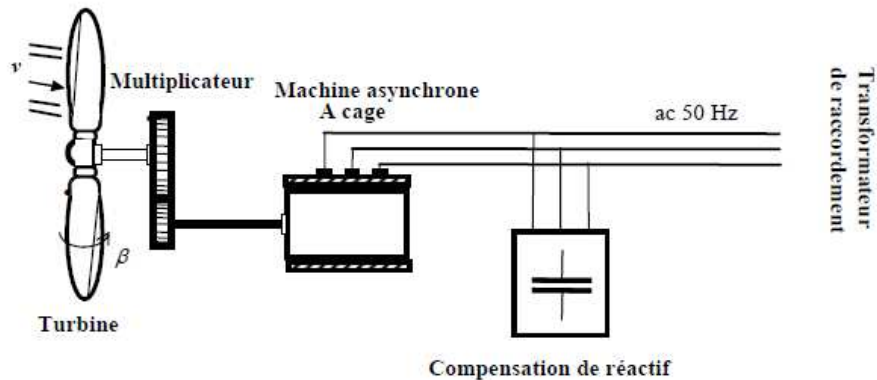


Fig.1.35 - Eolienne à vitesse fixe à base de la GAS.

Cette machine a un nombre de paire de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (le glissement nominal de ce type d'éolienne est souvent de l'ordre de 1-2% [SLO03]). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs.

La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la figure 1.36.

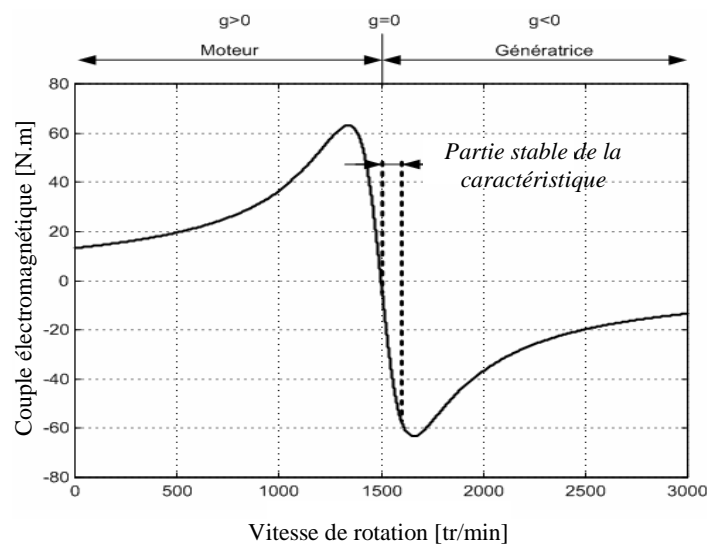


Fig.1.36 - Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles.

Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme (point  $g=0$ ), dans le cas de la caractéristique de la figure 1.36, la génératrice devra garder une vitesse comprise entre 1500 et 1600tr/min.



La rotation des pales par des actionneurs, hydrauliques ou électriques, permet l'augmentation de l'angle de calage  $\beta$ . La puissance peut alors être limitée à la puissance nominale de la génératrice. Lors de fort vent, cette technique permet la mise en drapeau des pales ( $\beta=90^\circ$ ).

Ce type de convertisseur électromécanique est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance globale du réseau. Celui-ci peut-être toutefois amélioré par l'adjonction d'un banc de condensateur ou d'un convertisseur de puissance.

Les éoliennes à vitesse fixe sont utilisées principalement pour de faibles puissances (généralement inférieures à 1MW). Elles sont appréciées pour leur robustesse et leur simplicité mécanique facilitant la maintenance. Par contre la puissance extraite n'est pas optimisée (vitesse fixe), le coût de maintenance essentiellement imputé au multiplicateur est élevé et la puissance réactive n'est pas contrôlée (uniquement compensée). Par ailleurs la connexion directe de la génératrice au réseau entraîne une très forte sensibilité lors de la présence de défaut sur celui-ci [TEN09]. De plus les variations du couple mécanique sont fréquentes puisque le système d'orientation des pales est souvent en action pour pallier les variations de la vitesse du vent. Ces variations de couple produisent de brusques variations du courant débité sur le réseau entraînant ainsi des perturbations.

La figure 1.37 montre un enregistrement de la puissance générée par une éolienne réelle de 300kW [DAV07] soumise à un vent moyen de 12m/s.

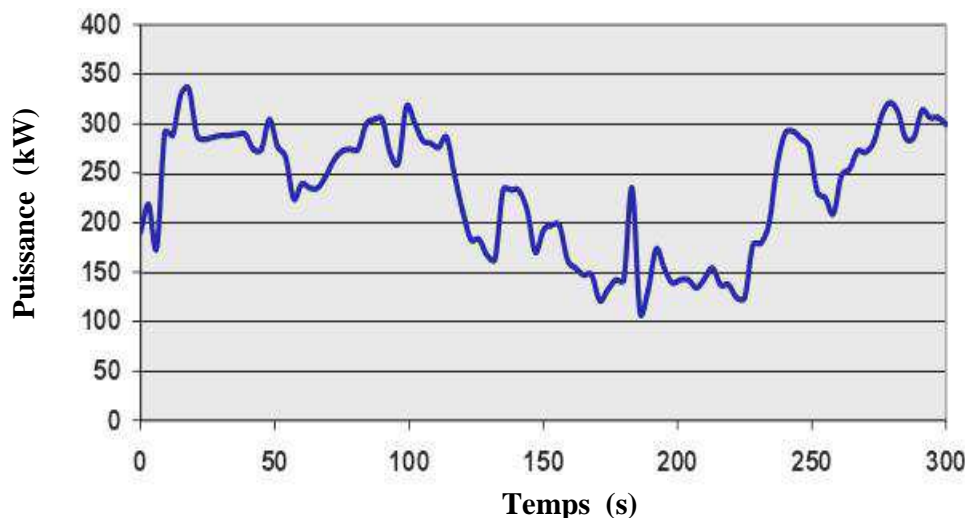


Fig.1.37 - Exemple de puissance générée par une éolienne à vitesse fixe de 300kW.

Cet enregistrement, qui illustre le caractère très fluctuant de la puissance générée par ce type d'éolienne, montre que cette puissance peut subir des variations de plus de 100kW en 3 secondes et que la puissance nominale peut être dépassée de plus de 10%. Ce type d'éolienne n'offre donc quasiment pas de possibilité de réglage de la puissance générée, d'autant plus que la connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau.

### 1.10.2 - Les éoliennes à vitesse variable « VSWT »

Les éoliennes à vitesse variable sont initialement conçues afin d'augmenter l'efficacité de la conversion énergétique en adaptant la vitesse de la turbine à la vitesse du vent.

De nombreuses études ont montré l'intérêt de la vitesse variable pour les éoliennes sur le plan énergétique, y compris dans le petit éolien [LAN02], [MIR05], où le surcoût entraîné par la vitesse variable du fait de l'électronique de puissance et de réglage supplémentaire est compensé par le surplus de production.

Actuellement, les éoliennes de forte puissance, connectées aux réseaux de moyenne tension, fonctionnent sous vitesse variable. Ce fonctionnement à vitesse variable est devenu possible grâce au développement des convertisseurs statiques et de leurs dispositifs de commande. Ces convertisseurs présentent donc un coût d'installation plus élevé mais le fait de convertir plus d'énergie leur permet de produire à des coûts inférieurs.

Les avantages principaux des VSWT comparées au FSWT sont les suivants [FRA05] :

- ✓ La simplicité du système d'orientation des pales. Grâce au contrôle de la vitesse du générateur, les constantes de temps mécaniques des pales peuvent être plus longues, réduisant la complexité du système d'orientation des pales et son dimensionnement par rapport à la puissance nominale  $P_n$ ;
- ✓ La réduction des efforts mécaniques grâce à l'adaptation de la vitesse de la turbine lors des variations du vent. De ce fait, l'incidence des rafales de vent sur la puissance générée peut être affaiblie;
- ✓ La réduction du bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est lente;
- ✓ L'autorisation d'une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique;
- ✓ L'augmentation de la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance peut être aisément converti.

On distingue deux types d'éoliennes à vitesse variable, classés en fonction de la plage de variation de vitesse qu'elles peuvent couvrir.

### **1.10.2.1 - Eolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation**

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a été utilisée pendant des années, pour les entraînements à vitesse variable. Pour les éoliennes utilisant cette machine comme génératrice (GADA), le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté aussi au réseau mais à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté GADA et convertisseur coté réseau) (figure 1.38). Cette interface permet de découpler partiellement la vitesse mécanique du rotor de la fréquence du réseau. Cette machine sera adoptée pour le reste du travail de thèse.

Pour les générateurs à base de machine asynchrone, la différence entre la vitesse mécanique du rotor  $\Omega_g$  et la vitesse dite synchrone  $\Omega_s$  (imposée par la fréquence du réseau), est définie par le glissement  $g$ , dont:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_g}{\Omega_s} \quad (1.15)$$

Le glissement est fonction de la résistance que présente le circuit rotorique. Ainsi, pour les machines à circuit rotorique bobiné, une façon de rendre variable la vitesse mécanique de ce générateur est de rendre variable le glissement en modifiant la résistance du circuit rotorique.

Plutôt que de dissiper cette puissance, il est beaucoup plus intéressant de la renvoyer sur le réseau au moyen de deux convertisseurs d'électroniques de puissance reliés par un bus continu (figure 1.38).

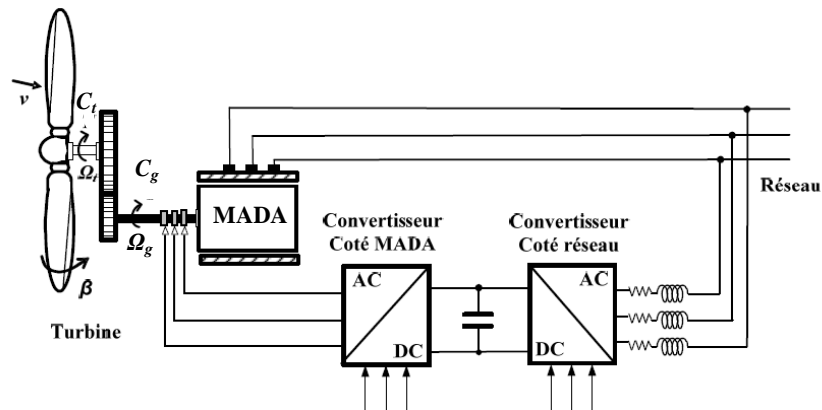


Fig.1.38 - Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

Le circuit rotorique est rendu accessible grâce à un système de balais-bagues. En conséquence, la puissance transitant à travers le circuit rotorique est rendue variable et deux fonctionnements peuvent être distingués:

- ♣ Si la vitesse mécanique est supérieure à la vitesse synchronique ( $\Omega_g > \Omega_s$ ), dans ce cas le glissement devient négatif ( $g < 0$ ). Donc, un fonctionnement hypersynchrone est obtenu pour lequel la puissance est extraite du circuit rotorique et est envoyée sur le réseau à travers les convertisseurs de puissance.
- ♣ Sinon  $\Omega_g < \Omega_s$ , alors le glissement prend une valeur positive ( $g > 0$ ). Donc, un fonctionnement hyposynchrone est obtenu et la puissance circule alors du réseau vers le circuit rotorique.

Seule une variation de la vitesse de +/-30% (correspondant à la valeur du glissement  $g$ ) autour de la vitesse de synchronisme est acceptable; ceci va engendrer une limitation de la puissance circulant dans le circuit rotorique ( $|g.P_s|$ ). Comme seule une fraction de la puissance est rendue variable, la chaîne de conversion électronique est dimensionnée pour une moindre puissance (30% de la puissance nominale de la machine) et présente donc un coût réduit.

Par conséquent, les éoliennes à base de la MADA procurent ainsi plusieurs avantages:

- ♣ Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux, nécessitant ainsi un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de machine asynchrone à cage ou à aimant permanent [POI03] ;
- ♣ Les pertes liées aux convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de génération est amélioré ;
- ♣ Le dimensionnement des filtres est réduit et, de ce fait, leur coût s'en trouve amoindri ;
- ♣ Le facteur de puissance peut être réglé car la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de façon similaire à un alternateur synchrone [TAN95] ;
- ♣ Les puissances active et réactive de ce type de générateurs peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce aux convertisseurs connectés sur le circuit électrique du rotor [ELA03]. Le convertisseur « coté rotor » permet de contrôler le couple électromagnétique, donc la puissance

active générée, ainsi que la puissance réactive échangée avec le stator. Le convertisseur « coté réseau » a comme rôle principal de réguler la tension du bus continu. Cette régulation assure les échanges de puissance active entre le rotor et le réseau. Il est possible également d'employer ce convertisseur pour régler la puissance réactive générée [AHM10].

La figure 1.39 montre les zones de fonctionnement caractéristiques mesurées sur une éolienne à vitesse variable de 1.5MW basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) [DAV07], [GHE11].

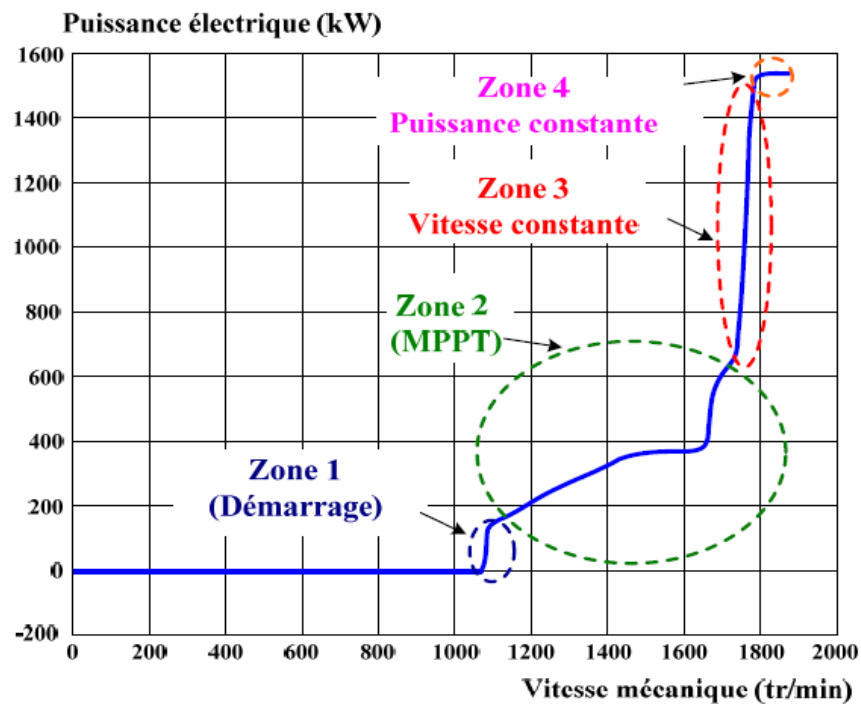


Fig.1.39 - Zones de contrôle de la MADA.

- ♦ La zone 1 correspond au démarrage de l'éolienne : celle-ci commence à produire de la puissance à partir de la vitesse de 1050tr/min.
- ♦ La zone 2 est la zone pour laquelle une extraction maximale de la puissance est réalisée grâce à un algorithme MPPT permettant d'imposer un couple de référence pour l'adaptation de la vitesse mécanique de la génératrice à la vitesse du vent, tout en maintenant un angle de calage (orientation) des pales constant (souvent nul).
- ♦ La zone 3 correspond à une vitesse mécanique quasiment constante de la génératrice (entour de 1750tr/min). Cette vitesse est imposée par une action sur l'angle d'orientation des pales ou par une régulation en boucle fermée pour permettre un fonctionnement hypersynchrone [PEN10]. Dans ce cas, la puissance débitée au réseau est proportionnelle au couple (d'origine éolien) appliqué.
- ♦ La zone 4 correspond à la limitation de la puissance générée à sa valeur maximale (1550kW) grâce au système d'orientation des pales.

Il existe une possibilité pour faire varier la vitesse de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil, consiste à utiliser un variateur de fréquence, mais cette solution est globalement coûteuse (variation de fréquence et multiplicateur de vitesse). La puissance nominale de la

génératrice détermine alors la puissance maximale que peut fournir l'éolienne. Les convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour la totalité de cette puissance échangée entre la machine et le réseau. Ils représentent donc un coût important, des pertes non négligeables (jusqu'à 3% de la puissance nominale de la machine) et entraînent des perturbations qui nuisent au rendement et à la qualité de l'énergie délivrée [POI03].

De plus, la présence des capacités est indispensable pour fournir l'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine. De ce fait, le dispositif sera alourdi en terme de coût et de complexité de mise en œuvre, de plus, les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des chutes de tension importantes qui peuvent réduire leur durée de vie [POI03]. L'ensemble de ces inconvénients n'ont pas permis un développement industriel important de ce dispositif.

### 1.10.2.2 - Eolienne à base d'une machine synchrone

Les éoliennes basées sur une génératrice asynchrone à rotor bobiné présentent l'inconvénient de nécessiter un système de bagues et de balais et un multiplicateur, induisant des coûts significatifs de maintenance en particulier pour les projets offshore situés en milieu salin [COU08]. Certains constructeurs ont développé des éoliennes basées sur des génératrices synchrones (GS) à grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine (figure 1.40), évitant ainsi le multiplicateur de vitesse (ce type d'entraînement direct du générateur est dénommé fonctionnement « *gearless* » de la turbine éolienne), le système de bagues et de balais peut aussi être éliminé si la génératrice est équipée d'aimants permanents (GSAP). Cependant, l'augmentation du nombre de pôles implique une machine de très grand diamètre représentant un barrage important pour l'écoulement du vent.

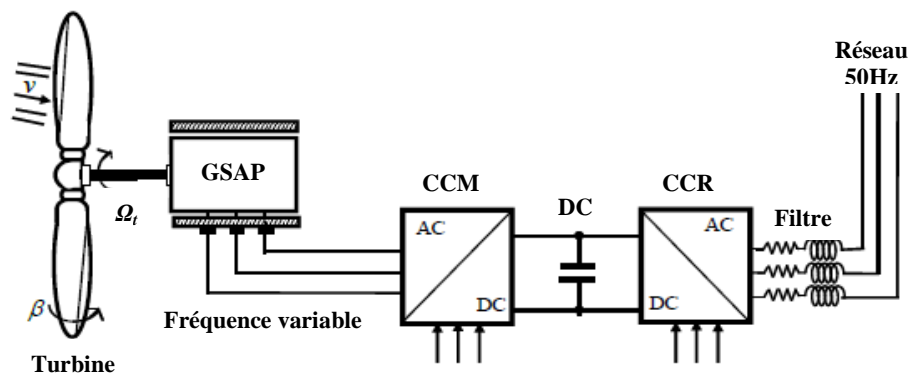


Fig.1.40 - Eolienne à entraînement direct basée sur une GSAP.

L'inconvénient de cette structure, représentée à la figure 1.40, est qu'elle nécessite pour sa connexion au réseau de convertisseurs de puissance dimensionnés pour la totalité de la puissance échangée entre la génératrice et le réseau, ce qui entraîne donc un coût plus élevé.

Cet inconvénient est cependant un avantage du point de vue du contrôle de l'éolienne. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôlé via le convertisseur connecté à ce réseau, tandis que le convertisseur connecté à la génératrice permet de contrôler la puissance générée par celle-ci en limitant le pitch control à une fonction de sécurité par grand vent. De plus ce type de configuration permet:

- ⤴ D'assurer un découplage total entre le comportement du générateur éolien (turbine + machine synchrone) et le comportement du réseau;
- ⤴ D'optimiser la production grâce à une grande plage de la variation de vitesse;
- ⤴ De contrôler avec souplesse la puissance réactive;
- ⤴ De contrôler (améliorer) le facteur de puissance coté réseau.

### **1.10.3 - Intérêts de la vitesse variable [MOU14]**

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Avec la meilleure qualité et la baisse des coûts de l'électronique de puissance, les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées. Dans la suite de ce mémoire, nous ne traiterons que des éoliennes à vitesse variable. En effet l'objectif de cette thèse est d'élaborer des commandes pour la génératrice afin d'augmenter le rendement et la qualité de l'énergie produite. Ce pilotage n'est possible qu'avec des éoliennes à vitesse variable, ces dernières:

- ✓ Augmentent la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance est converti. Indirectement la disponibilité et la puissance générée du système sont augmentées;
- ✓ Nécessitent un système d'orientation des pales simplifié. En effet, la possibilité de contrôler la vitesse du générateur via le couple électromagnétique permet de réduire le rôle du système d'orientation des pales, qui interviendra essentiellement pour limiter la vitesse de la turbine et la puissance générée en présence de vitesse de vent élevées. En conséquence, pour de faible vitesse de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe;
- ✓ Réduisent les efforts mécaniques de part le fait que lors de variations du vent, la vitesse du vent sur la puissance générée pour ce domaine de fonctionnement;
- ✓ Réduisent le bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est alors lente;
- ✓ Permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique.

#### **1.10.3.1 - Eolienne isolée (autonome)**

Les éoliennes autonomes sont utilisées dans les gammes de puissance de quelques dizaines de Watts à quelques dizaines de kW pour d'appareils électriques d'instrumentation ou d'éclairage. Les plus petites éoliennes sont utilisées pour les bateaux, le camping ou les stations météo. Les éoliennes de plus grande puissance sont utilisées pour la production destinée à alimenter en énergie électrique des villages isolés.

Les points communs entre toutes ces éoliennes sont leur faible puissance et leur association à une unité de stockage d'énergie, généralement constituée de batteries d'accumulateur [BOY06], [CHE06].

#### **1.10.3.2 - Eolienne connectée au réseau**

Les éoliennes connectées au réseau de distribution sont souvent en fonctionnement pour tester le potentiel éolien du site considéré appartenant à des industriels ou des privés qui produisent leur propre électricité et revendent l'excédent au distributeur local. Ce type de production décentralisée est rencontré de plus en plus avec le développement des primes et autres aides à la production d'énergie électrique propre. Les puissances de ces éoliennes peuvent varier, selon qu'il s'agit d'un exploitant privé ou industriel, de 50kW à 7.5MW pour les plus récentes éoliennes du marché.

On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications offshore (en mer) [MUL03], vu que ce milieu est caractérisé par une vitesse de vent très importante. Ces éoliennes fonctionnent en permanence et ont, le plus souvent, besoin d'être raccordées à un réseau puissant afin de minimiser l'impact des fluctuations de la puissance générée par ces dernières.

### **1.11 - Capacités de réglages des différentes technologies d'éoliennes**

La nature imprévisible et très fluctuante du vent limite la participation des éoliennes aux services système (réglages des puissances active et réactive, fréquence, tension, possibilité de fonctionner en îlotage, ...etc.) [COU08]. La non participation aux services système, amène les éoliennes à se comporter comme des générateurs passifs du point de vue électrique [JEN00]. Le réglage de la tension et de la fréquence est dès lors reporté sur les alternateurs classiques (Turbines à gaz, groupes diesels), ce qui va à l'encontre des motivations écologiques visant au développement de la production éolienne.

Par conséquent, le taux de pénétration de l'éolien, c'est-à-dire la puissance que génèrent les éoliennes par rapport à la puissance totale consommée, doit alors être limité afin de pouvoir garantir la stabilité du réseau dans des conditions acceptables [CRA03], [DAV07]. Ceci est particulièrement vrai pour les sources à énergie renouvelable dont la source primaire est difficilement prévisible et très fluctuante, comme c'est le cas de l'éolien pour lequel certains retours d'expérience indiquent que lors de taux de pénétration supérieur à 20 ou 30% des problèmes de stabilité peuvent apparaître, telles que les creux de tension ou les variations de fréquence.

Ces perturbations entraînent souvent une déconnexion de la production lors d'incidents sur le réseau. Cette déconnexion peut aggraver un déséquilibre production - consommation et par effet domino accélérer l'avènement d'un incident majeur dans le réseau. Pour cette raison, des réglementations spécifiques sont prises au sérieux par de nombreux pays, fixant les règles nécessaires pour l'insertion des fermes éoliennes dans les réseaux électriques. En plus, une supervision des puissances de ces fermes semble nécessaire afin de les connecter au réseau électrique sans affecter à la qualité d'énergie électrique produite.

Dans le futur, l'ancienne technologie éolienne à vitesse fixe sera remplacée au fur et à mesure par celles à vitesse variable (à base de machine asynchrone à double alimentation ou de machine synchrone), qui semblent mieux adaptées au système électrique. En effet, les éoliennes à vitesse variable permettent d'optimiser au mieux la production d'énergie grâce à une meilleure efficacité aérodynamique sur toute la plage de fonctionnement. De surcroît, contrairement aux éoliennes à vitesse fixe qui permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs, les éoliennes à vitesse variable sont capables de participer au réglage de la tension [AHM10] et de la fréquence [MAR09] grâce à la présence des convertisseurs électroniques de puissance. Ceci offre ainsi à ce type d'éoliennes une plus grande souplesse d'adaptation aux conditions techniques de raccordement qui tendent actuellement à se rapprocher des conditions actuelles des groupes conventionnels.

#### **1.11.1 - Gestion du réseau électrique**

Pour pouvoir fonctionner correctement et produire de l'énergie électrique, la majorité des éoliennes ont besoin d'un réseau puissant qui impose la fréquence et la tension. De plus, ce

dernier doit aussi pouvoir fournir la puissance réactive nécessaire aux génératrices asynchrones par exemple et pouvoir absorber en permanence toute la puissance produite par l'éolienne [GHE11]. Tout ceci est très complexe à gérer car la puissance produite par les éoliennes est très fluctuante à cause des aléas du vent [GAI10]. Une éolienne de 1MW ne peut pas produire en permanence cette puissance nominale ; on ne peut compter que sur 20 à 30% de cette puissance en moyenne. C'est pour cela qu'il est intéressant d'interconnecter un grand nombre d'éoliennes sur plusieurs sites entre elles afin d'avoir une production qui puisse se stabiliser.

Par contre, de par leur électronique et le réglage possible de l'angle de calage des pales, les éoliennes peuvent fournir des services système. En effet, il est possible de régler la puissance produite en modifiant le pas des pales de l'hélice. Si pendant une période de fort vent il y a un excédent d'énergie électrique au niveau du réseau, pouvant conduire à une déstabilisation de la fréquence, il est possible de limiter la puissance produite par les éoliennes. Ceci est effectué par l'action sur la commande de la partie électronique et sur l'angle de calage des pales afin de diminuer le rendement de l'hélice. Cet axe de recherche est actuellement bien étudié et de nombreux laboratoires apportent leurs contributions pour des solutions innovantes et performantes. [GAI10], [CAM03]. De plus, en intervenant sur la commande des onduleurs associés à la génératrice, on peut faire varier la valeur de la puissance réactive produite par un parc éolien. Ainsi, en fonction de la chaîne de conversion choisie, il est possible d'absorber ou fournir une puissance réactive donnée et de contrôler le plan de tension du réseau. Le gestionnaire de réseau peut alors compter sur l'éolienne pour aider à la correction du facteur de puissance du réseau. Cette option est désormais incorporée à la plupart des éoliennes utilisant des machines asynchrones à double alimentation. Cependant, s'il y a une période sans vent, où on ne peut rien faire et l'exploitant du réseau électrique ne peut donc pas compter sur les éoliennes comme source de production fiable. On peut cependant prédire les conditions du vent et donc de production d'énergie électrique avec quelques jours d'avance. Ceci reste de la prédiction météo et ne change rien lorsque le vent tombe. Pour avoir une plus grande souplesse d'utilisation et une meilleure efficacité du système, il faudrait pouvoir stocker l'énergie durant les périodes de fort vent pour pouvoir restituer quand il n'y a plus de vent. Il faut alors associer les éoliennes avec d'autres sources de production comme des groupes diesel dans le cas de production sur réseau autonome. [BEL11], [BOY06], [MOU14], [GAI10].

### **1.11.2 - Capacité de réglage de la tension et de la puissance réactive [COU08]**

Les capacités de réglage de la tension des générateurs éoliens vont dépendre principalement de leur technologie. Les technologies, se basant sur les générateurs asynchrones à cage, sont uniquement consommatrices de puissance réactive. Elles n'ont donc pas la capacité de régler la tension. Afin de compenser l'énergie réactive consommée, on l'associe avec des batteries de condensateur. Le réglage de réactif reste cependant approximatif, sa précision dépendra de la taille des gradins de condensateurs.

Les générateurs asynchrones doublement alimentés et les génératrices synchrones ont la capacité de régler la puissance réactive à leurs bornes grâce à l'interface d'électronique de puissance. Il est donc possible, dans les limites du dimensionnement des convertisseurs, de régler la tension, plusieurs travaux se sont intéressés à ce type de réglage.

### **1.11.3 - Capacité de réglage de la fréquence**



Le problème majeur actuel associé à la production éolienne est qu'elle ne participe en général pas au réglage de la fréquence-puissance du réseau. Ceci est d'autant plus grave que l'intégration de l'éolien sollicite davantage le réglage de fréquence des groupes conventionnels à cause de l'intermittence de la production. Certains gestionnaires du réseau de transport ne demandent une contribution qu'en cas de sur-fréquence en dégradant la puissance active produite. La tendance actuelle est de durcir les règles de connexion, en demandant une capacité de participation aux réglages fréquence-puissance semblable à celui des moyens décentralisés classiques [COU08].

Des travaux ont étudiés les capacités des éoliennes à participer aux réglages de la fréquence. [MOR06] propose d'utiliser l'énergie cinétique stockée dans les pales. [BOU06] et [ALM07] proposent à l'aide d'une technologie basée sur une MADA d'agir sur l'angle de calage des pales afin de constituer une réserve de puissance mobilisable lors de variation de fréquence. La technologie basée sur les MADA ne permet pas une participation aux réglages puissance-fréquence sur toute la plage de fonctionnement de l'éolienne (limitation sur la vitesse de rotation minimale de fonctionnement atteignable). Les gestionnaires du réseau disposent de trois niveaux d'action: le réglage primaire de la fréquence, secondaire et tertiaire [COU08], [CRA03], [DAV07], [TEN09]. Pour assurer un réglage primaire quelle que soit la vitesse du vent, un superviseur multivariable basé sur la logique floue est proposé par [COU08] en utilisant une MSAP.

#### 1.11.4 - Capacité de fonctionnement en site isolé

Le découplage, créé par les convertisseurs d'électronique de puissance entre le réseau et le stator de la MSAP, permet un fonctionnement de ce type de technologie en site isolé. [DAV07] a étudié ce type de fonctionnement.

Le tableau 1.3 rappelle les différentes caractéristiques des différentes éoliennes.

Type de l'éolienne	Interface réseau	Moyen de contrôle	Fonctionnement principale	Services systèmes
<b>MAS</b> <b>Vitesse</b> <b>Fixe</b>	- (Facultatif) - Gradateur - Bancs de condensateurs	- Pitch control	- Contrôle P approximatif - Contrôle Q approximatif si condensateur	- NON
<b>MADA</b> <b>Vitesse</b> <b>Variable</b>	- Convertisseur électronique AC/AC au rotor (AC/DC puis DC/AC)	- Pitch control  - Couple génératrice	- Contrôle de P  - Contrôle de Q	- Participation limitée au : Réglage de la fréquence - Réglage de la tension Tant qu'il y a du vent
<b>MSAP</b> <b>Vitesse</b> <b>Variable</b>	- Convertisseur électronique AC/AC au stator (AC/DC puis DC/AC)	- Pitch control (ou stall)  - Couple génératrice	- Contrôle de P - Contrôle de Q - Fonctionnement en site isolé	- Réglage de la fréquence - Réglage de la tension - Ilotage tant qu'il y a du vent

Tab.1.3 - Capacités de réglage des différentes éoliennes. [COU08], [DAV07]

## **1.12 - Les systèmes de stockage de l'énergie éolienne**

Pour permettre aux unités de production basées sur des sources aléatoires (éolien, photovoltaïque) de participer pleinement aux services système, il faudra leur associer des systèmes de stockage de l'énergie électrique. L'électricité ne se stocke cependant pas facilement, et nécessite sa transformation sous une autre forme énergétique (chimique, mécanique, thermique, magnétique,...etc.). Le stockage de l'énergie électrique constitue une des composantes d'un futur développement durable [BEL11], [BOY06], [COU08], [GAI10].

Comme la source primaire (dans notre cas le vent) est aléatoire dans le temps, un certain nombre d'études ont eu pour objet d'étudier ou de mettre au point des systèmes permettant de stocker l'énergie produite par le vent et non utilisée directement pendant les périodes de production afin d'en restituer une partie, aussi grande que possible, pendant les périodes de calme [BOY06].

Malgré que, les progrès en électronique de puissance ont contribué au développement et à l'amélioration des systèmes de stockage de l'énergie électrique, le stockage reste difficile à maîtriser et n'est pas encore largement répandu. La disponibilité et le coût élevé des différentes technologies expliquent en partie cet état de fait. Toutefois, l'électricité ne se stocke pas directement, mais elle peut se convertir en d'autres formes elles même stockables (potentielle, cinétique, chimique, magnétique...etc.).

Les moyens de stockage sont nombreux, mais leurs efficacités et leurs importances économiques dépendent étroitement des conditions d'exploitations et de leur facilité de mise en œuvre. Parmi ces moyens de stockage on cite:

### **1.12.1 - Le stockage électrochimique [LOP07]**

Les accumulateurs électrochimiques représentent la solution qui a la plus grande maturité industrielle et qui semble offrir le meilleur compromis coût/performances pour cette application. Cependant, les batteries standards ne sont pas adaptées en raison des importantes fluctuations de la puissance éolienne et les éléments polluants les constituants vont à l'encontre du développement durable, son rendement global est de 70% environ.

Aujourd'hui, les batteries plomb-acide sont les plus connues des batteries rechargeables dans le monde, elles sont utilisées à très grande échelle dans l'industrie automobile, mais aussi pour le stockage d'énergie à petite échelle dans les maisons et les bureaux. Des cellules acide-plomb avancées ont été développées pour des applications de stockage dans les réseaux électriques. Les batteries au plomb présentent l'avantage de très bons rendements de l'ordre de 80-85%, un rapport prix/durée de vie satisfaisant et une bonne adaptation face aux fluctuations propres au vent.

Cependant, la plupart des batteries souffrent aussi de la perte d'énergie, laissée inutilisée trop longtemps, la cellule se décharge. Cela signifie que les systèmes de batterie peuvent être utilisés seulement pour le stockage sur des temps relativement courts. En ce qui concerne la sécurité, un local ventilé doit être dédié aux batteries et la maintenance demande des précautions.

### **1.12.2 - Le stockage inertiel**

Les systèmes inertiels de stockage d'énergie (SISE) sont eux aussi en grande évolution avec l'utilisation de machines rapides [MOU14]. L'éolienne devient alors un système de stockage et au besoin, on peut lui ajouter un volant d'inertie en complément [LEC04]. L'originalité de cette

partie tient dans le fait que l'énergie éolienne capté par la turbine représente une source d'énergie non négligeable permettant une recharge permanente du système de stockage.

Cette dernière forme de stockage semble particulièrement bien adaptée à une association avec des éoliennes, du fait de sa grande dynamique, de son bon rendement et de sa durée de vie similaire à celle des éoliennes [DAV07]. Ce type de stockage à court terme permet de lisser la puissance générée par l'éolienne [DAV07], [MOU14], [LEC04]. Il pourrait permettre aux éoliennes de participer au réglage primaire de la fréquence du réseau auquel l'éolienne est connectée [MOR06], au réglage de la tension et permettre l'îlotage pendant la phase transitoire de la perte du réseau [DAV07].

Cependant, suivant le cahier des charges, l'ajout d'un volant d'inertie sur l'arbre en haut d'un mat d'une turbine de quelques MW peut s'avérer être un problème technologique majeur, ceci même en envisageant un système de transmission mécanique poulies-courroie qui laisserai le volant au sol car cela supposerait qu'il tourne en même temps que la nacelle qui cherche alors à s'orienter en permanence dans la direction du vent.

### 1.12.3 - Le stockage magnétique

Le stockage d'énergie sous forme magnétique à l'aide de bobinage supraconducteur (SMES) de « *Superconductiong Magnetic Energy Storage* » est utilisé dans des installations de petite taille et serait envisageable dans de plus grandes installations mais il a encore un coût élevé [LOP07].

Les SMES sont des stockages magnétiques qui utilisent des matériaux supraconducteurs qui fonctionnent à très basse température, ce qui permet d'avoir une résistance quasi-nulle. L'absence de résistance dans les conducteurs permet de stocker de l'énergie dans un bobinage court-circuité sur lui-même pendant un temps théoriquement infini. La complexité de ce type de stockage réside dans la nécessité d'avoir un système de réfrigération. Ce système est commercialisé notamment aux Etats-Unis. Ce type de stockage a été utilisé pour la stabilisation des réseaux (contrôle de P et Q) ou pour améliorer la qualité du réseau.

### 1.12.4 - Le stockage hydraulique

Pour les stockages importants, on peut faire appel au pompage de l'eau entre deux réservoirs et une turbine si le terrain fournit une possibilité intéressante en dénivelé. Ce moyen de stockage est connu sous le nom: STEP « *Station de Transfert d'Énergie par Pompage* ». STEP est une technologie de stockage utilisée couramment dans les réseaux. Une STEP est composée d'un bassin inférieur et d'un bassin supérieur, une pompe permet de pomper l'eau du bassin inférieur vers le bassin supérieur, et l'énergie potentielle du bassin supérieur permet ensuite de produire de l'électricité à l'aide d'une centrale hydraulique. Pendant les heures creuses, l'eau du bassin inférieur est pompée vers le bassin supérieur.

Le simple pompage de l'eau dans un réservoir est aussi la solution pour stocker de l'eau dans le cas, par exemple, de distribution d'eau alimentaire. Le rendement global d'une usine de montagne vu du réseau électrique se situe entre 65% et 75% [COU08].

### 1.12.5 - Le stockage thermique

Le stockage thermique commence aussi à se développer, essentiellement pour le chauffage. Les différents types de stockage thermique existant sont utilisés : réservoir de fluides, chauffage de produits à haute capacité thermique, etc. Son principe consiste à chauffer de l'air ou un fluide à

haute température qui peut être ensuite stocké dans une enceinte thermiquement isolée (à faible échelle, les ballons d'eau chaude peuvent être considérés comme des moyens de stockage).

### **1.13 - Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art de l'énergie éolienne, décrivant tout d'abord son historique, un bref aperçu sur sa situation actuelle dans le monde entier, ainsi les efforts fournis par les différents pays, y compris l'Algérie dans le but de développer cette filière.

L'aspect aérodynamique de la conversion de l'énergie éolienne est aussi détaillé dans ce chapitre, ainsi on peut distinguer trois techniques utilisées dans le contrôle mécanique de la turbine éolienne se basant sur le profil des pales (décrochage aérodynamique passif et actif) et contrôle par variation de l'angle de calage (Pitch). Le contrôle électrique au niveau de la génératrice et transmission au réseau nous offre deux structures essentielles (entraînement à vitesse fixe et variable).

Les éoliennes à vitesse fixe basées sur une machine asynchrone à cage (MAS) permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs. Les éoliennes à vitesse variable offrent plus de possibilités de réglage, mais ont un coût plus élevé. Deux technologies d'éoliennes à vitesse variable ont été exposées en soulignant leurs capacités de réglage. La première porte sur l'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP); grâce à cette machine spécifique le multiplicateur de vitesse qui est source de nombreux incidents tendra à disparaître ou être fortement réduit. Une interface d'électronique de puissance, constituée de deux convertisseurs statiques, est utilisée. Cependant, ces derniers sont dimensionnés dans ce cas pour transiter la pleine puissance produite par l'éolienne. La deuxième se base sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) commandée par le rotor. Cette technologie permet de réduire le dimensionnement des convertisseurs statiques à 30% en véhiculant seulement la puissance de glissement. En outre, elle permet un réglage de la puissance réactive.

L'intégration de la production éolienne dans le système électrique n'est pas sans conséquence sur le fonctionnement de ce dernier. Les impacts des éoliennes sur les réseaux de distribution et de transport, liés essentiellement à l'intermittence de la production et à la non-participation aux services système, conduisent à une gestion plus difficile des systèmes électriques. Les éoliennes à base d'une MADA offrent des capacités qui pourraient lui permettre de participer aux réglages du réseau dans certaines conditions de vent; ces capacités étant accrues en l'associant à des systèmes de stockage d'énergie (électrochimique, inertiel, supraconducteur...). Ainsi notre choix se portera sur l'utilisation d'une chaîne de conversion éolienne basée sur une MADA, ce sera l'objet des chapitres suivants.

# Chapitre 2 :

## Modélisation de la chaîne de conversion éolienne à base de MADA

*L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation des différents éléments d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne, à vitesse variable, basée sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Ce chapitre est divisé en trois parties : La première partie est consacrée à la modélisation du système de conversion d'énergie cinétique-mécanique (vent, pales, turbine, multiplicateur,...) et sa commande MPPT. La deuxième partie est destinée à la modélisation du système de conversion mécanique-électrique (le générateur éolien). La dernière partie présente la modélisation du convertisseur de puissance associé au générateur éolien. L'ensemble du système sera validé par simulation à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK™.*

## 2.1 - Introduction

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée (MADA) pour diverses applications: en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [CAM03], [ELA04], [KHO06], [SAL07], [VID04] et aéronautique [KHA03]. Cet intérêt est dû essentiellement aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor.

Une des solutions très intéressante pour les systèmes de conversion de l'énergie éolienne utilisant la MADA comme génératrice, consiste à raccorder le stator de cette machine directement au réseau, alors que son rotor est alimenté à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques à MLI triphasés réversibles, l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur (en anglais "*back to back mode*") [GAI07], [GHE07], [GHE11], [MOU14] [PEN96]. Cette solution est plus attractive pour toutes les applications où les variations de vitesse soient limitées autour de la vitesse de synchronisme vu que ce domaine de fonctionnement présente un faible glissement, et par conséquent le convertisseur associé au rotor doit être traité seulement une fraction de 20% à 30% de la puissance nominale du système de conversion. Ceci signifie que les pertes dans le convertisseur est moindre (puissance fournie au rotor est faible) ainsi que le coût de celui-ci s'en trouve réduit. C'est la raison pour laquelle on trouve cette machine dans les systèmes de production en forte puissance à vitesse variable et fréquence constante. Une seconde raison est la possibilité de contrôler la puissance active et réactive dans le stator via le contrôle du convertisseur de puissance.

En effet, à travers ce chapitre la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés seront présentés dans le premier temps. Dans un second temps, nous rappelons le modèle aérodynamique de la turbine, le modèle mécanique de l'éolienne, puis la commande de la turbine en vue de la maximisation de la puissance extraite du vent à l'aide de la technique MPPT. Ensuite, nous présentons la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique par le biais de la MADA. Le fonctionnement de celle-ci sera alors succinctement décrit, puis la MADA avec son convertisseur de puissance associé seront modélisés dans le repère de Park. Les différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne ont été simulés sous MATLAB/SIMULINK.

## 2.2 - Description du système

Le système de conversion éolienne à vitesse variable basé sur une MADA, est illustré sur la figure 2.1. La turbine éolienne entraîne la MADA à une vitesse de rotation variable à travers un multiplicateur ou une boîte de vitesse (BDV). Le stator de la MADA est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son rotor est connecté au réseau mais via un filtre triphasé de courant et deux convertisseurs statiques bidirectionnels triphasés commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), mis en cascade à travers un bus continu.

L'intérêt majeur de ce système éolien réside dans le fait que le convertisseur côté rotor ou bien coté MADA « CCM » et le convertisseur côté réseau « CCR », transférant la puissance de glissement et l'acheminant vers le réseau électrique, ne sont dimensionnés que pour une partie de la puissance nominale de la MADA. En général, le dimensionnement de la chaîne rotorique se

limite jusqu'à 30% de la puissance nominale du stator de la MADA, ce qui suffit à assurer une variation de 30% de la plage de vitesse autour de la vitesse du synchronisme. Ceci constitue le principal avantage de cette structure.

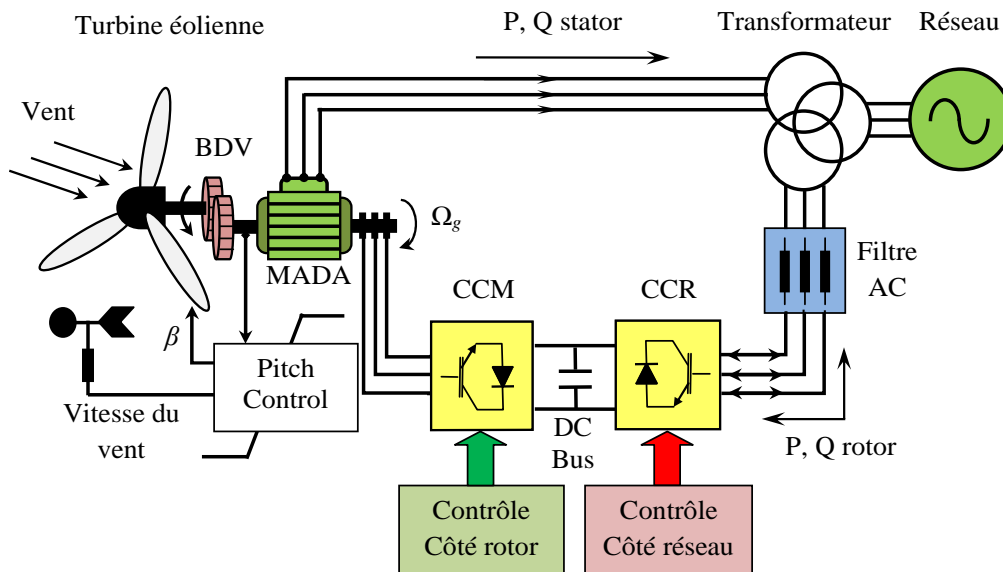


Fig.2.1 - Système de conversion éolienne à base de la MADA.

Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bague/balais de la MADA est alors compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs comparé à un système éolien pour lequel les convertisseurs seraient dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice.

Cette structure sera étudiée plus amplement dans la suite de ce chapitre.

## 2.3 - La machine doublement alimentée

La machine à double alimentation (MDA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée. Cette partie dresse un état de l'art sur cette machine. Elle permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que: les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance.

### 2.3.1 - Définition

Connue depuis 1899, la *Machine Doublement Alimentée* (MDA) (en anglo-saxon "*Doubly Fed Machine*" - DFM), est une machine triphasée alimentée par ses deux armatures: le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrés dès lors l'ont fait abandonner pour un temps. Grâce au progrès des technologies de l'électronique de puissance et de la microinformatique, diverses applications de la MDA sont alors devenues possibles dont l'intérêt réside principalement dans les possibilités de contrôle du flux des puissances pour les régimes caractéristiques hypo et hypersynchrone, cela étant aussi bien dans les fonctionnements moteur que générateur. Dans ce contexte, la théorie de l'orientation du flux, apparue dans le début des années 70 du vingtième

siècle, appliquée à cette machine avec succès a donné lieu à un outil puissant pour son contrôle [TAP03], [DJE10], [DJE14A], [DRI05], [HOP00], [MER10].

### 2.3.2 - Classifications

Pour être classé comme machine à double alimentation, une machine doit être possédée des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement, et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur ou un générateur. À partir d'une recherche bibliographique développée dans la littérature du domaine des machines à double alimentation [DEN10], [KHO06], [LIN03], [SAL07], [VID04], on trouve:

#### 2.3.2.1 - Machine à double alimentation à rotor bobiné (simple)

C'est une machine asynchrone à rotor bobiné occupée par un système balais-bague (*Single Doubly Fed Induction Machine – SDFIM*). La figure 2.2 illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté directement par le réseau, ainsi que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien un convertisseur direct (AC/AC): cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel [DEN10], [SAL07].

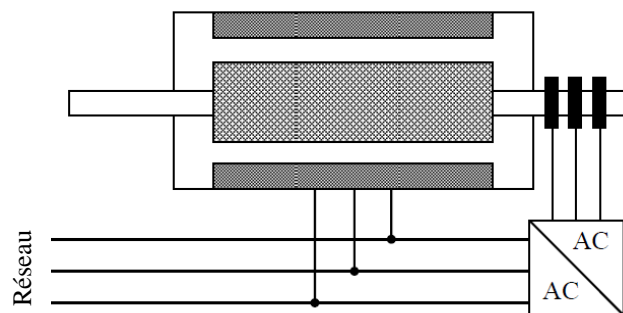


Fig.2.2 - Schéma de principe la MADA à rotor bobiné simple.

L'avantage de cette machine est que le rotor n'est plus une cage d'écureuil ou composé d'aimants permanents, mais d'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques [ROB10] (figure 2.3).



Fig.2.3 - Machine asynchrone à rotor bobiné (standard). [AGU10]



### 3.3.2.2 - Machine à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone (*Cascaded Doubly Fed Induction Machine – CDFIM*) constituée de deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme il est montré sur la figure 2.4. Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC de fréquence. Il est également possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur [DEN10], [HOP01].

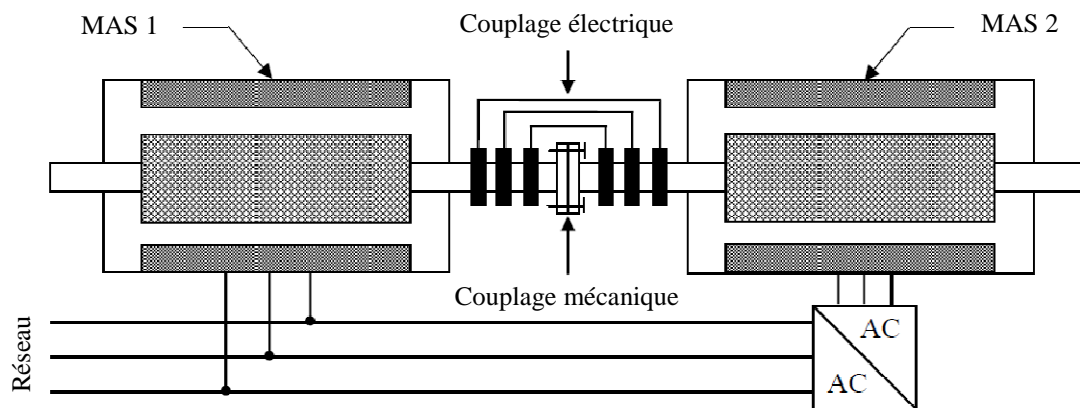


Fig.2.4 - Schéma de principe de la MADA en cascade asynchrone.

Ce type de machines offre la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard [DEN10].

### 2.3.2.3 - Machine à double alimentation cascadée à un repère

Il s'agit de deux machines asynchrones à cage connectées mécaniquement, (*Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine – SFC-DFIM*). La figure 2.5 présente le schéma de principe de cette machine, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur AC-AC.

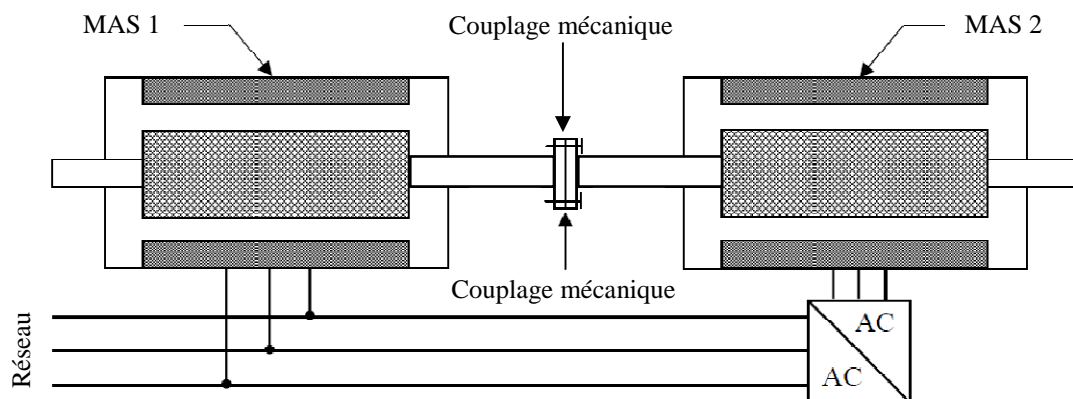


Fig.2.5 - Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

### 2.3.2.4 - Machine à double alimentation sans balais

*Brushless Doubly Fed Induction Machine (BDFIM)*, cette machine a la particularité de posséder deux bobinages triphasés ayant des nombres de paires de pôles différents logés la même

armature du stator. L'un des deux bobinages est connecté directement au réseau et est destiné au transfert de puissance. Le second bobinage, dont la section des conducteurs est moins élevée, permet de faire varier les courants d'excitation de la machine à travers un convertisseur AC/AC (figure 2.6). Le rotor de cette machine possède une structure spéciale différente de la cage d'écurueil classique mais tout aussi robuste: il est constitué de plusieurs boucles conductrices concentriques, où le nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements statoriques.

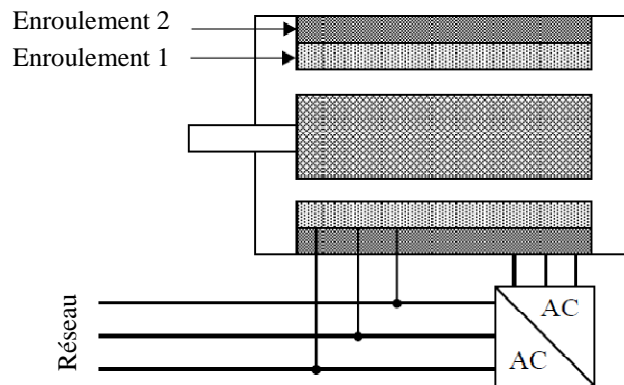


Fig.2.6 - Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.

Cette machine présente l'intérêt d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable, de plus le convertisseur placé entre le stator de faible puissance et le réseau est dimensionné uniquement pour faire transiter la puissance destinée à la magnétisation de la machine et est donc moins volumineux et moins chère. La machine n'a pas de contacts glissants mais possède deux stators à nombre de paire de pôles différent ce qui augmente son diamètre et sa complexité de fabrication.

Parmi les types de machines à double alimentation sans balais qui sont gagnés un grand intérêt ces dernières années, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (*Doubly Fed Reluctance Machine*) qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable) [DEN10].

### 2.3.3 - Comparaison entre les différentes MDA

Le tableau 2.1 donne une brève classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives dans littérature. Dans ce cas, les critères de comparaison sont fondés sur : la complexité de la construction de la machine, la puissance traité par convertisseur associé à la machine et la stratégie de contrôle [DEN10], [MOU14].

D'après la classification illustrée précédemment, on constate sur le plan technique que toutes les machines à double alimentation doivent fonctionner pour une vitesse autour de celle de synchronisme et nécessitent pour leur commande un convertisseur bidirectionnel de puissance. Dans cette condition, plus la gamme opérationnelle est étroite (qui doit être autour de la vitesse de synchronisme) plus la puissance traitée par le convertisseur est réduite. Même du point de vue stratégie de commande il n'y a pas de grande différence entre ces machines [DEN10].

Type de la machine à double alimentation	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Méthode de commande
Machine à rotor bobiné	- Etablie	- Dépend de la vitesse opérationnelle	- Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine en cascade asynchrone	- Difficile	- Comme la machine à rotor bobiné	- Orientation du flux statorique avec le découplage entre la puissance active et réactive
Machine sans balais	- Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	- Comme la machine à rotor bobiné	- Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la machine à rotor bobiné
Machine à réluctance variable	- Spécial, prototypes disponibles et toujours en recherche	- Comme la machine à rotor bobiné	- Comme la machine à rotor bobiné

Tab.2.1 - Classification et comparaison des différentes variantes de la MDA. [DEN10]

Du point de vue commercial, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, nous pouvons affirmer d'après la littérature [DEN10] que la machine à rotor bobiné (simple) et la machine à réluctance variable restent plus attractives par beaucoup de chercheurs. D'autre part, un intérêt de plus en plus croissant est accordé actuellement à la machine asynchrone en cascade et la machine sans balais, vu que ces dernières présentent un rendement élevé dû au courant réduit dans leurs rotors [HOP01].

Jusqu'à présent et grâce à l'évolution récente dans les domaines de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à double alimentation standard (simple) reste la machine la plus attractive de l'avis de nombreux chercheurs, vu qu'elle est bien adaptée dans plusieurs domaines d'application. En effet, elle présente une construction établie et simple par rapport aux autres types. Sa commande se fait sur la base des convertisseurs de puissance (AC/AC ou AC/DC/AC); ces convertisseurs utilisés sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine. Alors, le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est compensée par l'économie réalisée sur le convertisseur. Cette machine fera l'objet de modélisation et de commande dans la suite de ce mémoire de thèse.

### 2.3.4 - Principe de fonctionnement

La machine asynchrone à double alimentation que nous allons étudier est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues.

Dans le cas où les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, le rotor tourne à la vitesse de glissement ( $\omega_{sr}$ ) par rapport au stator:

$$\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r \quad (2.1)$$

Avec:

$\omega_s$ ,  $\omega_r$  et  $\omega_{sr}$  sont respectivement, les pulsations des fréquences: statorique, rotorique et de glissement.

D'autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [HOP01] :

$$f_s = f_r + f_{sr} \quad (2.2)$$

Avec:

$f_s$ ,  $f_r$  et  $f_{sr}$  sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement.

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante:

$$g = \frac{f_{sr}}{f_s} = \frac{\omega_{sr}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.3)$$

Selon l'équation (2.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement:

- 1) **Régime stationnaire:** ( $\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$ ), dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence  $f_s$ . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.
- 2) **Régime hyposynchrone:** ( $\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$ ), le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence  $f_r$  du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus  $f_r$  tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.
- 3) **Régime synchrone:** ( $\omega_r = \omega_s \Rightarrow g = 0$ ), lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence  $f_r$  du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique ; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ( $\omega_{sr} = 0$ ), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- 4) **Régime hypersynchrone:** ( $\omega_r > \omega_s \Rightarrow g < 0$ ), par davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et le glissement devient négatif, ce que signifie que l'ordre de succession de phase du rotor s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

La MADA est parfois appelée "machine généralisée" car elle pourrait assurer tous les fonctionnements des autres machines (synchrones et asynchrones) à la fois. Effectivement, sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine "synchrone" à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un "bobinage triphasé alimenté en alternatif". Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de : "machine

synchrone à excitation alternative". La figure 2.7 représente les différents enroulements et les flux présents à l'intérieur des structures d'une machine synchrone et d'une MADA [POI03].

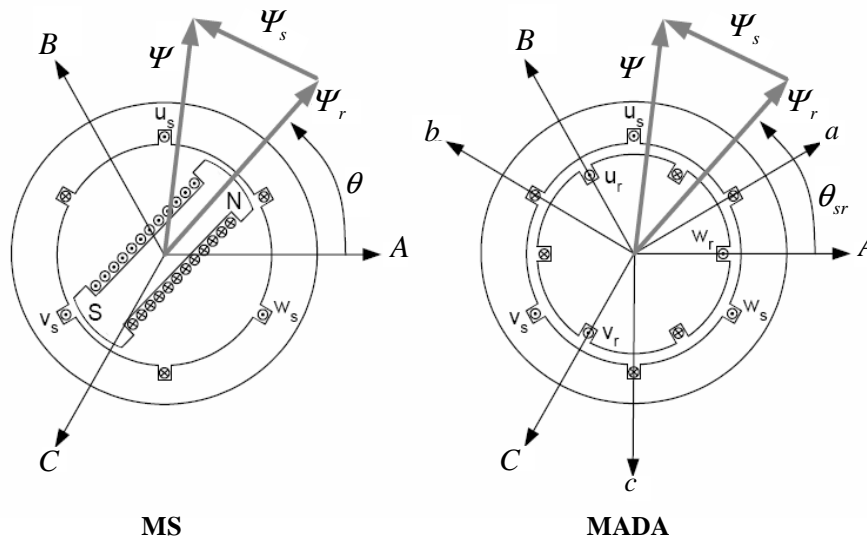


Fig.2.7 - Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA.

Le vecteur flux  $\Psi$  présent dans l'entrefer de la machine est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques  $\Psi_s$  et du flux rotorique  $\Psi_r$ , créé soit par la rotation de la roue polaire alimentée en continu pour la MS soit par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés pour la MADA. La principale divergence entre les deux machines est due à l'établissement du flux rotorique. En effet, dans une machine synchrone classique, la phase du flux rotorique dépend directement de la position mécanique de la roue polaire. Son évolution est donc dépendante de la machine elle-même et de la charge qui lui est accouplée et dépendra donc de la constante de temps mécanique globale du système. En l'absence d'autopilotage, les performances sont par conséquent limitées et des instabilités de fonctionnement peuvent apparaître.

En remplaçant la roue polaire par un circuit triphasé alimenté en alternatif, l'amplitude et la phase du vecteur  $\Psi_r$  sont totalement contrôlables par l'alimentation du circuit. Ainsi, la dynamique du flux devient indépendante du système mécanique et dépend uniquement de la constante de temps électrique du système.

### 2.3.5 - Notions hypo et hyper-synchrone [WIL05]

Pour mieux comprendre les notions hypo et hyper-synchrone discutées dans le paragraphe précédent, on prend l'exemple d'une machine à rotor bobiné classique. Comme d'habitude, son stator est branché à une source de fréquence de 50Hz ou de 60Hz. Cependant, au lieu de brancher au rotor une charge résistive triphasée à travers un ensemble de bagues et balais, relierions plutôt le rotor à une deuxième source ayant une fréquence de, disons, 14Hz (figure 2.8). Alors, comment se comporte cette machine à double alimentation ?

Supposons que les enroulements triphasés du stator et du rotor de notre machine aient chacun 4 pôles (le nombre de paire de pôles,  $p=2$ ) et que le stator soit branché à une source à 50Hz. Le flux créé par le stator tourne à la vitesse synchrone  $N_s = 60 \times f_s / p = 60 \times 50 / 2 = 1500 \text{ tr/min}$ .

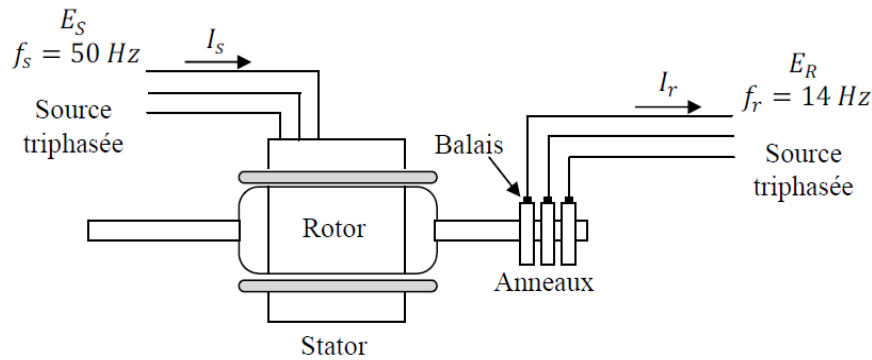


Fig.2.8 - Machine à rotor bobiné classique connecté à deux sources triphasées.

Supposons de plus que ce flux tourne dans le sens horaire. Un observateur externe "voit" donc ce flux statorique tourner dans le sens horaire à 1500tr/min.

Puisque le rotor est branché à une source à 14Hz, celui-ci produit un flux tournant à une vitesse  $N_r = 60 \times f_r / p = 60 \times 14 / 2 = 420 \text{ tr/min}$  par rapport au rotor. Supposons de plus que ce flux tourne également dans le sens horaire par rapport au rotor.

Pour que les pôles du stator restent alignés aux pôles du rotor, il faut que notre observateur externe voie les pôles du rotor tourner à la même vitesse que les pôles du stator. Il s'ensuit que le flux rotorique doit tourner dans le sens horaire à 1500tr/min. Cela implique que le rotor doit lui-même tourner à une vitesse de  $1500 - 420 = 1080 \text{ tr/min}$ . Toute autre vitesse produirait en effet un glissement continu des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator. Le couple moyen serait alors nul et le moteur s'arrêterait.

On constate donc que cette machine peut fonctionner en moteur si, et seulement si, sa vitesse est exactement de 1080tr/min. On dit alors qu'elle fonctionne à une vitesse *sous-synchrone* ou *hyposynchrone*.

Maintenant, en changeant deux des trois fils de la source à 14Hz reliée aux balais, on force le flux tournant produit par le rotor à changer de sens par rapport au stator (sens antihoraire). Dans ces conditions, pour que les pôles du stator restent alignés avec les pôles du rotor, il faut que le rotor tourne maintenant à une vitesse de  $1500 + 420 = 1920 \text{ tr/min}$ . On dit alors que le moteur fonctionne à une vitesse *hypersynchrone*.

A partir de cet exemple, on peut généraliser et montrer que lorsqu'un moteur (autrement dit un générateur) à rotor bobiné est alimenté par deux sources, il doit tourner à une des deux vitesses suivantes :

$$N = \frac{60}{p}(f_s - f_r) \quad (2.4)$$

Ou

$$N = \frac{60}{p}(f_s + f_r) \quad (2.5)$$

Où:

$N$  : La vitesse du rotor [tr/min].

$f_s$  : La fréquence appliquée au stator (Hz).

$f_r$  : La fréquence appliquée au rotor (Hz).

$p$  : Le nombre de paire de pôles du stator et du rotor.

Pour une fréquence  $f_r$  donnée, la vitesse  $N$  dépend de la séquence des phases de la tension triphasée appliquée au rotor. Une séquence directe produit une vitesse hyposynchrone (équation 2.4), alors qu'une séquence inverse produit une vitesse hypersynchrone (équation 2.5).

### 2.3.6 - Modes de fonctionnement de la MADA

Seul le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un convertisseur statique (AC/AC ou AC/DC/AC) nous concerne dans cette étude.

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement, une machine asynchrone doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hypo ou hyper-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

Donc, il y a à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine. Le principe de la commande de la MADA en ces modes peut être compris à travers la figure 2.9. Dans cette dernière  $P_{res}$ ,  $P_s$ ,  $P_R$  et  $P_{mec}$  désignent respectivement les puissances du réseau, du stator, du rotor et mécanique.

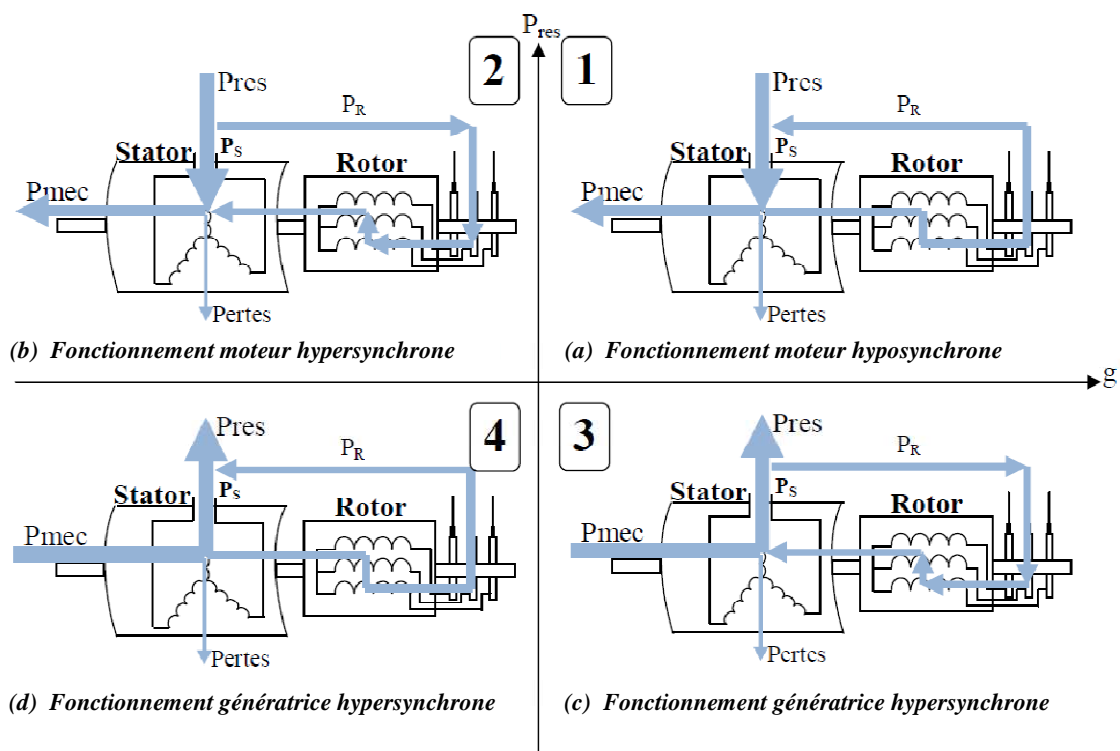


Fig.2.9 - Les quatre modes de fonctionnement de la MADA.

Dans le paragraphe suivant, nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [BOY06], [POI03].

**❖ Fonctionnement en moteur hyposynchrone (quadrant 1)**

Ce régime est connu dans la littérature comme mode de récupération d'énergie de glissement. La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement est renvoyée par le rotor pour être réinjectée au réseau, c'est le principe de la cascade hyposynchrone. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme (figure 2.9-a). La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

**❖ Fonctionnement en moteur hypersynchrone (quadrant 2)**

Pendant le mode hypersynchrone (figure 2.9-b), le réseau fournit la puissance au stator de la MADA et également à son rotor. Ceci entraîne la MADA dans un fonctionnement moteur au dessus de la vitesse de synchronisme, le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas fonctionner dans ce régime.

**❖ Fonctionnement en génératrice hyposynchrone (quadrant 3)**

La turbine fournit une puissance mécanique à la machine. Donc, la MADA fournit la puissance au réseau via le stator. La puissance de glissement absorbée par le rotor est aussi fournie par le stator, elle est fournie par le réseau à travers le convertisseur. Les convertisseurs statique dans ce cas peuvent fournir jusqu'à 30% de la puissance nominale de la MADA. On parle donc sur un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme (figure 2.9-c). La machine asynchrone classique ne peut pas assurer ce mode de fonctionnement.

**❖ Fonctionnement en génératrice hypersynchrone (quadrant 4)**

La machine est toujours entraînée par la turbine et la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à  $g.P_s$  est transmise par l'intermédiaire du rotor. On a donc un fonctionnement générateur au dessus de la vitesse de synchronisme (figure 2.9-d). La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor.

Pour une utilisation dans un système éolien, les quadrants 3 et 4 sont intéressants. En effet si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas  $\pm 30\%$  en deçà ou au delà de la vitesse de synchronisme (ce qui représente un compromis entre la taille du convertisseur et la plage de variation de vitesse), la machine est capable de débiter une puissance allant de 0.7 à 1.3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance de glissement c'est à dire au maximum 0.3 fois la puissance nominale de la machine. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins de perturbations que s'il est placé entre le réseau et le stator d'une machine à cage [POI03].

Le tableau 2.2 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieure à la MADA.



		Modes	
		Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Régime	Hyposynchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hypersynchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tab.2.2 - Modes opérationnels de la MADA.

### 2.3.7 - Domaines d'application de la MADA

La première application de la MADA est le fonctionnement en moteur sur une grande plage de variation de la vitesse. Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [POI03]. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur. Toutes ces caractéristiques ont permis à la MADA d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que :

- ◆ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- ◆ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- ◆ Les applications de levage, ascenseurs, monte-charge, ...etc.

La même philosophie peut être appliquée au fonctionnement en génératrice dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tels que:

- ◆ Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- ◆ Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- ◆ Les éoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- ◆ Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

Une troisième application intéressante de la MADA consiste à faire fonctionner celle-ci en moteur à vitesse variable à hautes performances avec deux convertisseurs: un au rotor et l'autre au stator [VID04].

Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation depuis l'arrêt jusqu'à la vitesse nominale à couple constant et depuis la vitesse nominale jusqu'à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement présente de nombreux avantages:

- ✓ La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée ;
- ✓ Le système se prête très bien aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage puisqu'il suffit d'inverser le sens du champ tournant au rotor ;
- ✓ Les fréquences d'alimentation sont partagées entre le stator et le rotor, limitant ainsi la fréquence maximale de sortie requise par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine ;
- ✓ Les puissances traversant les convertisseurs sont également partagées entre stator et rotor évitant ainsi le surdimensionnement de ces convertisseurs.

### 2.3.8 - Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons brièvement dans ce paragraphe les avantages principaux et inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son utilisation dans le domaine des vitesses variables [DRI05], [HOP01], [SAL07], [VID04] :

#### 2.3.8.1 - Avantages

Parmi ses nombreux avantages, on peut citer :

- ✓ La possibilité de modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse ;
- ✓ L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique, et par conséquent pour bien contrôler le transfert des puissances active et réactive ;
- ✓ La possibilité de fonctionner la MADA comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques ;
- ✓ Le convertisseur coté rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise pratiquement leur prix par 3 par rapport à des convertisseurs dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs sont faibles dans ce cas, le rendement du système de conversion est ainsi amélioré ;
- ✓ En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones et asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [POI03] ;
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale [SAL07] ;
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [SAL07], par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone (à rotor court-circuité) en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs ;
- ✓ La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances, elle est envisagée pour des puissances élevées (> 1MW) où elle s'avère être une concurrente de la machine asynchrone à cage ;
- ✓ La MADA est une "machine généralisée", effectivement c'est une machine pouvant "assurer" tous les fonctionnements des autres machines. Par extension, cette généralisation nous permet

d'envisager le pilotage de cette machine de manière plus globale en le dédiant à la gestion de l'optimisation des échanges d'énergie au sein du système auquel la MADA est intégrée ;

- ✓ La MADA se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6) [SAL07].

### 2.3.8.2 - Inconvénients

Comparativement aux autres machines, la MADA présente des inconvénients liés essentiellement au système bagues-balais comme :

- ✗ Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente grâce à la présence du système bagues-balais ;
- ✗ Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues-balais de la MADA, comparativement aux autres machines telles que: la machine synchrone à aimants permanents et la machine à réluctance variable ;
- ✗ L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs (redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) et par conséquent le prix. Pourtant certaines études prétendent le contraire [VID04].

## 2.4 - Association convertisseurs - MADA

Au lieu de dissiper la puissance disponible au rotor par effet Joule, on peut récupérer cette puissance en la renvoyant sur le réseau électrique, on utilise pour cette récupération, un système statique de conversion d'énergie constitué de convertisseurs de puissance ainsi qu'un transformateur [ELA04]. Le convertisseur est dimensionné pour transiter seulement la puissance rotorique, (soit environ 25% à 30% de la puissance nominale) pour obtenir un glissement maximal et donc la puissance statorique nominale. C'est un compromis qui mène à une meilleure capture de l'énergie éolienne et à une faible fluctuation de la puissance du côté du réseau.

Il faut noter que tous les éléments du circuit de récupération (courants du circuit rotorique) ne sont dimensionnés que pour  $g.P_s$ , donc, pour une puissance d'autant plus faible que le glissement maximum désiré est plus faible. Ce procédé est intéressant quand on peut se contenter d'une variation de vitesse réduite.

### 2.4.1 - Les différentes configurations

#### 2.4.1.1 - MADA avec pont à diodes et pont à thyristors « Kramer »

Cette structure, appelée montage Kramer, utilise un pont à diodes et un pont à thyristors. Elle est représentée par la figure 2.10:

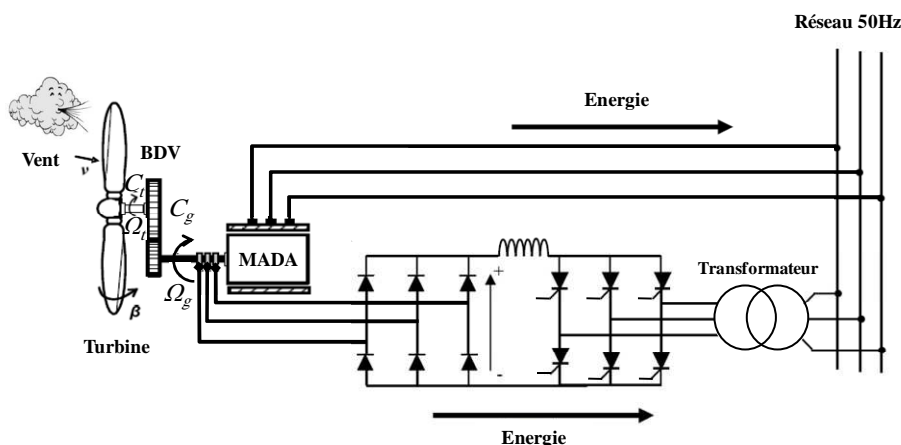


Fig.2.10 - MADA avec structure Kramer.

Cependant, cette structure ne permet pas l'asservissement électrique de la vitesse de la MADA, car le redresseur est unidirectionnel (transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau) donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme. De plus, l'onduleur utilisé injecte des courants harmoniques basses fréquences d'amplitude importante. Cette injection d'harmoniques multiples de 50Hz est préjudiciable aux appareillages électriques raccordés sur le réseau. Cette solution n'est plus utilisée au profit d'autres structures.

#### 2.4.1.2 - MADA avec pont à diodes et pont à transistors

Dans cette structure, on remplace les onduleurs à commutation naturelle à base de thyristors par des onduleurs à commutations forcées et à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion); constitués de transistors de puissance. Ce type d'onduleur fonctionnant à fréquence de découpage élevé, n'injecte pratiquement pas de courants harmoniques à basses fréquences. Cette structure permet aussi de contrôler le flux de puissance réactive. Par contre, elle ne permet pas d'asservir la vitesse de la MADA, étant donné l'utilisation d'un pont de diodes comme le cas précédent.

#### 2.4.1.3 - MADA avec cyclo-convertisseur « Scherbius »

Cette structure, connue sous le nom de topologie statique Scherbius, structure autorise un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau électrique (figure 2.11). Cette structure est utilisée pour des valeurs de fréquence rotorique largement inférieures à celles du réseau électrique. Autrement dit pour des glissements très faibles. Elle permet l'utilisation de thyristors qui sont intéressants d'un point de vue coût.

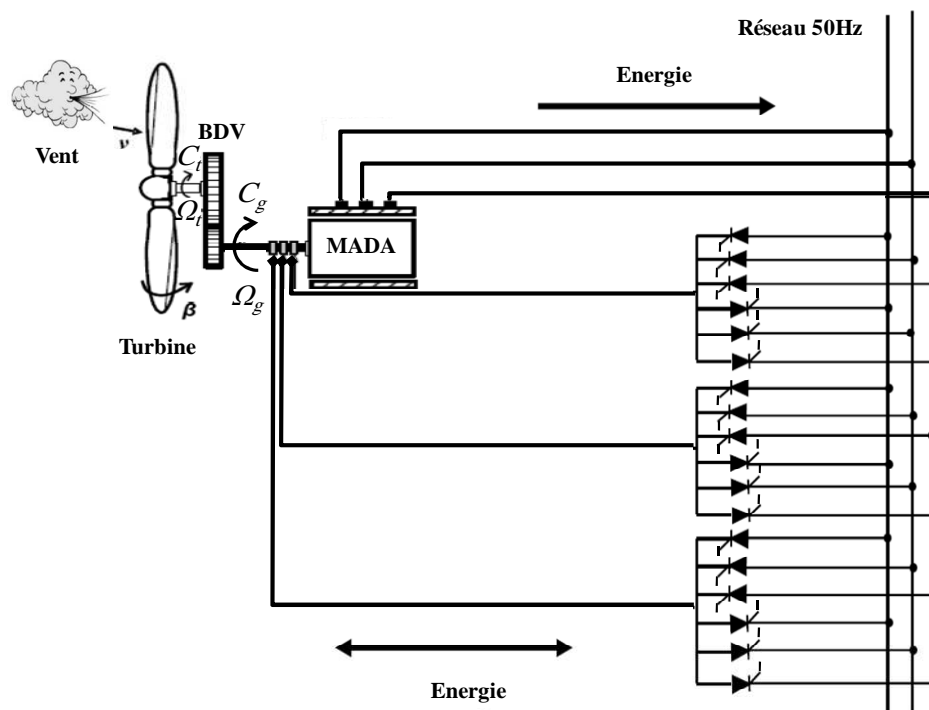


Fig.2.11 - MADA avec structure Scherbius.

Dans ce cas, la plage de variation de vitesse sera donc doublée par rapport à la structure de la figure 2.10. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour maintenir

l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone).

Rappelons que le principe du cyclo-convertisseur est de prendre des fractions des tensions sinusoïdales du réseau afin de reproduire une onde de fréquence inférieure. Son utilisation génère par conséquent des perturbations harmoniques importantes qui nuisent au facteur de puissance du dispositif. Les progrès de l'électronique de puissance ont conduit au remplacement du cyclo-convertisseur par une structure à deux convertisseurs à IGBT (**I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor) commandés en MLI.

#### 2.4.1.4 - MADA avec convertisseurs à MLI (back-to-back)

Cette configuration (figure 2.12) a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur. Toutefois les interrupteurs utilisés ici (transistors IGBT) peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO (**G**ate **T**urn-**O**ff **T**hystistor) [POI03]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées).

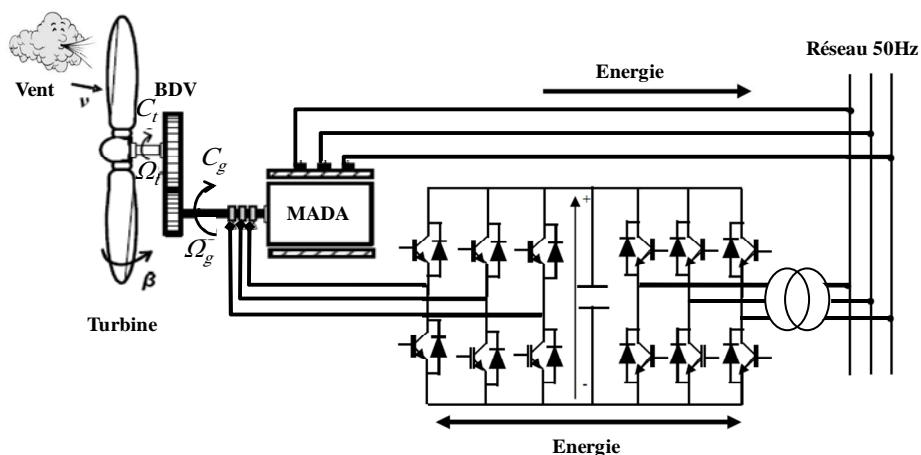


Fig.2.12 - MADA avec structure back-to-back.

Ce choix de structure permet d'agir sur deux degrés de liberté pour chaque convertisseur : un contrôle du flux magnétique et de la vitesse de la MADA du côté de la machine et un contrôle des puissances actives et réactives transitées du côté du réseau. Les avantages de cette cascade de convertisseurs sont les suivants :

- ✓ Le flux d'énergie entre le rotor et le réseau est bidirectionnel. Les limites de ce flux reposent sur la marge de variation de la vitesse de rotation. Celle-ci est imposée par les limites électriques et mécaniques du système ;
- ✓ Le fonctionnement autour de la vitesse de synchronisme est adéquat ;
- ✓ Il y a une faible distorsion des tensions et courants rotoriques et des courants statoriques ;
- ✓ Le contrôle du couple de la génératrice est indépendant de celui de la puissance réactive injectée par le rotor.

Cette structure de conversion offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux magnétique, la vitesse de la génératrice et les puissances active et réactive transitées au réseau

électrique. Cette configuration permet une variation de 100% de la vitesse du vent en utilisant des pâles orientables. Les convertisseurs ne sont dimensionnés que pour seulement 25% de la puissance nominale de la génératrice donc les pertes dans les convertisseurs sont peu importantes [ELA04].

Plusieurs études récentes, confirmées par des réalisations industrielles, montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise les fonctionnements hypo et hyper-synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à  $\pm 30\%$  autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine et ses pertes représentent moins de 1% de cette puissance. De plus, le fonctionnement hypersynchrone permet d'injecter de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

Cette structure est par conséquent la plus intéressante en termes de coût et de performances. Elle a donc été choisie comme structure de base pour la suite de nos travaux de la thèse.

### 2.4.2 - Convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de la MADA

Tel qu'il est mentionné auparavant, le fonctionnement à vitesse variable de la MADA est atteint avec un convertisseur statique (back-to-back) conçu pour transiter environ 30% de la puissance nominale. Par conséquent, le prototype de l'éolienne commercialisé de 6MW est équipé d'un convertisseur statique (back-to-back) de 2MW conçu pour un fonctionnement à basse tension (690V). Un transformateur élévateur est généralement utilisé pour se connecter au réseau.

Plusieurs convertisseurs sont conçus spécialement pour le contrôle des éoliennes à base de MADA, par exemple, la topologie refroidie à l'eau « water-cooled Prowind » de la société CONVERTEAM [GHE11]. Ces convertisseurs sont conçus pour fonctionner à la basse tension (690V), avec une technologie modulaire. Celle-ci permet une connexion de plusieurs convertisseurs (back-to-back) en parallèle (figure 2.13) pour augmenter la puissance totale.

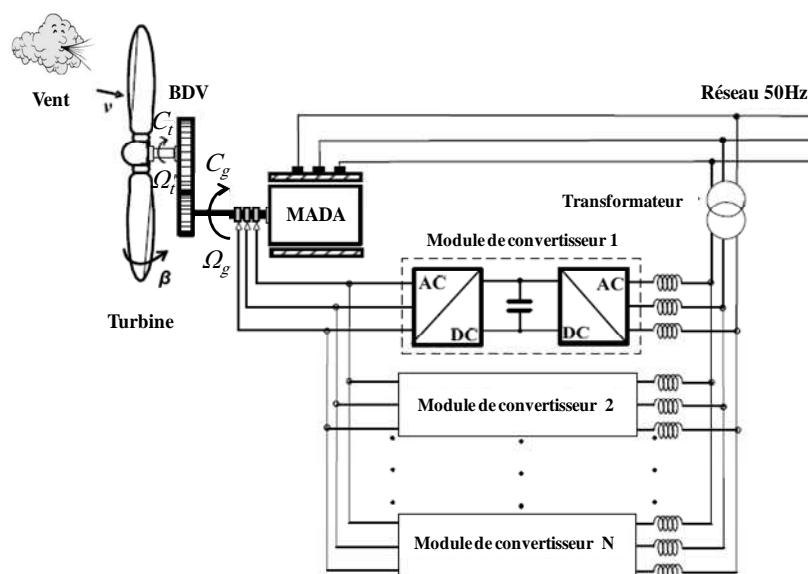


Fig.2.13 - Structure d'une éolienne à base de MADA en utilisant plusieurs modules de convertisseurs statiques à deux niveaux en parallèle.

L'ACS800 est une autre topologie de convertisseurs fabriquée par ABB avec une gamme de puissance (1–3.8MW) et de tension (525–690V). Cette topologie est utilisée spécialement pour le contrôle des éoliennes à base de la MADA qui arrive jusqu'à 6MW [GHE11].

La densité de puissance de ces convertisseurs utilisés généralement pour le contrôle des éoliennes à base de la MADA n'est pas appropriée aux applications offshore, où le poids et l'espace sont d'une importance primordiale. A titre d'exemple, le convertisseur ACS800 a une densité de puissance d'environ 0,43MW/m<sup>3</sup> [GHE11].

La densité de puissance peut être augmentée en utilisant une topologie basée sur l'utilisation des convertisseurs matriciels [CAR09], [DEN10] éliminant ainsi le bus continu. Néanmoins, l'absence du bus continu permet un couplage direct entre l'éolienne et le réseau ce qui induit de sérieux problèmes lors d'une défaillance du réseau électrique (ex : creux de tensions) [CAR09].

Une topologie basée sur l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux à structure NPC (figure 2.14) pour le contrôle des éoliennes à base de MADA a été discutée dans [ABA08A], [GHE10], [GHE11], [ZAI07], [ZAI11]. L'avantage principal de celle-ci réside dans le fait que le convertisseur est directement relié au réseau de moyenne tension (avec des tensions comprises entre 1 et 5kV) : ce qui permet de réduire énormément les courants traversant le convertisseur tout en augmentant la puissance transitée [GHE11].

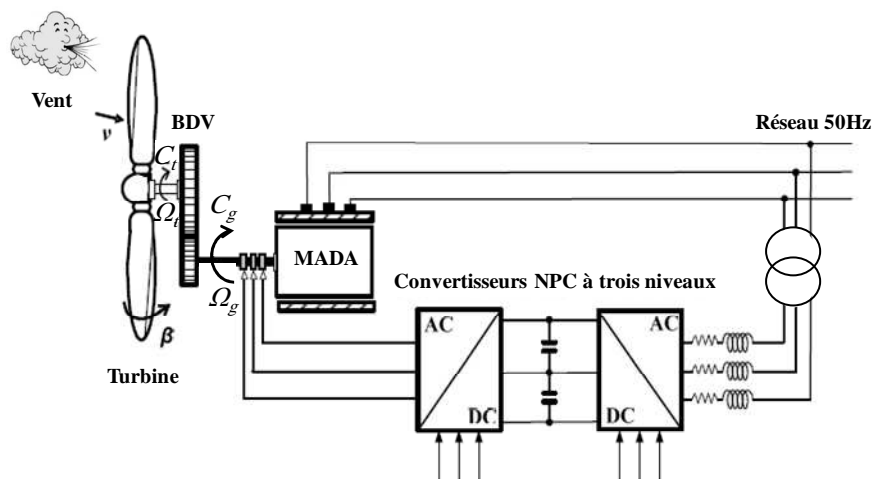


Fig.2.14 - Structure d'une éolienne à base de MADA en utilisant un convertisseur NPC multi-niveaux.

### 2.4.3 - Caractéristique des interrupteurs à semi-conducteur utilisés

Aujourd'hui, le domaine d'entraînement ou de génération à vitesse variable a connu un essor considérable grâce aux développements des outils informatiques et des interrupteurs à semi conducteurs puissants et performants, et ce qui offre la possibilité de réaliser et de développer des convertisseurs de puissance et leurs commandes selon les besoins de l'industrie.

Les systèmes d'entraînement et de génération à base de la MADA présentés auparavant utilisent différents types de convertisseurs qui peuvent être caractérisés en tant que convertisseurs semi ou totalement commandables. Les convertisseurs semi-commandables sont réalisés à base de thyristors ce qui les rend économiques et fiables, sauf que la consommation de l'énergie réactive et la génération des harmoniques du courant qui présentent des difficultés au filtrage constituent

les inconvénients majeurs de ces derniers. Les convertisseurs totalement commandables sont typiquement réalisés par des thyristors GTO ou des transistors ce qui conduit à un fonctionnement à haute fréquence de commutation et par conséquent, les harmoniques sont décalés aux ordres supérieures ce qui facilite la procédure de filtrage. Aujourd'hui le transistor le plus utilisé est l'IGBT comme il est illustré dans le tableau 2.3 [DEN10], la fréquence typique de commutation de ce transistor se situe dans la gamme de 2 à 20kHz. En revanche, les convertisseurs à base de thyristors GTO ne peuvent pas atteindre des fréquences de commutation au-delà de 1kHz.

	Types d'interrupteurs à semi-conducteurs				
	GTO	IGCT	BJT	MOSFET	IGBT
<b>Tension max (V)</b>	6000	6000	1700	1000	6000
<b>Courant max (A)</b>	4000	2000	1000	28	1200
<b>Intervalle de la fréquence de commutation (kHz)</b>	0.2 - 1	1 - 3	0.5 - 5	5 - 100	2 - 20
<b>Technique de commande</b>	Haute	Basse	Moyenne	Basse	Basse
<b>Domaine d'application</b>	Très fortes puissances	Fortes puissances	Moyennes et fortes puissances	Faibles puissances	Moyennes et fortes puissances

Tab.2.3 - Caractéristiques d'interrupteurs à semi-conducteur.

Avec:

GTO: **G**ate **T**urn-**O**ff Thyristor;

IGCT: **I**ntegrated **G**ate **C**ommutated Thyristor;

BJT: **B**ipolar **J**unction **T**ransistor;

MOSFET: **M**etal **O**xide **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor;

IGBT: **I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor.

## 2.5 - Modélisation et Simulation du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

Le schéma de l'éolienne basée sur une MADA connectée au réseau, incluant les différentes grandeurs mécaniques et électriques servant à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique, est illustré à la figure 2.15.

Dans un premier temps, nous présentons le modèle mathématique du vent ainsi que le modèle aérodynamique de la turbine, puis le modèle mécanique de l'éolienne. Ensuite, nous présentons la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique. Le fonctionnement de la MADA sera alors succinctement décrit, puis la MADA sera modélisée dans le repère de Park en vue de présenter la commande du CCM.



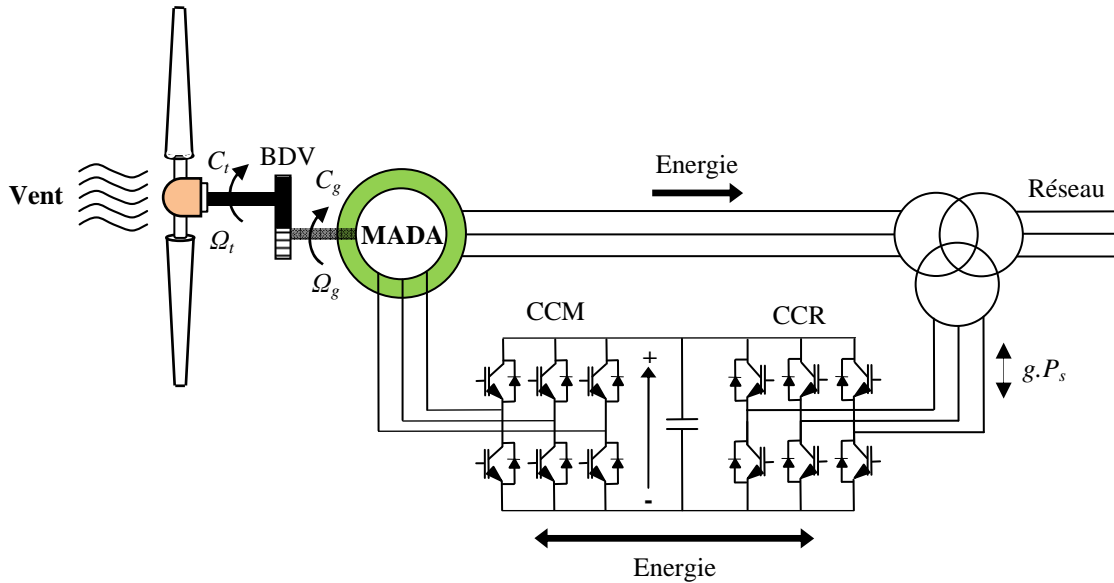


Fig.2.15 - Chaîne de conversion d'énergie éolienne à base de la MADA.

### 2.5.1 - Modèle du vent

Le vent est le vecteur énergétique d'entrée d'une chaîne éolienne, déterminant pour le calcul de la production de l'électricité, donc pour la rentabilité. Les propriétés dynamiques du vent sont capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne, dans les conditions optimales, est au cube de la vitesse du vent (*c.f* formule (1.10)).

Mathématiquement, la vitesse du vent est un vecteur tridimensionnel. Néanmoins, la direction du vecteur de vitesse du vent n'a pas d'importance pour une turbine à axe vertical. Même pour une petite éolienne tripale à axe horizontal, cette direction n'est pas prise en compte dans le modèle de la turbine éolienne car elle est réglée par la dérive sur la queue de la turbine [TRA10].

L'évolution de la vitesse de vent en fonction du temps est modélisée par une fonction analytique ou générée par une loi statistique à partir des données de mesure pour un site donné. Dans un contexte de la modélisation théorique, le profil de vent doit satisfaire deux critères :

- 1) La durée du profil doit être limitée pour réduire le temps de simulation ;
- 2) Le profil du vent doit être représentatif des caractéristiques du gisement (intensité, variabilité, distribution statistique...).

Dans cette étude, nous avons représenté l'évolution de la vitesse du vent, par une fonction scalaire qui évolue dans le temps, modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques, conformément à [MIR05], [TRA10] :

$$v(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3\omega t) + 1.5 \sin(5\omega t) - 1.25 \sin(10\omega t) + \sin(30\omega t) + 0.5 \sin(50\omega t) + 0.25 \sin(100\omega t) \quad (2.6)$$

Avec :  $\omega = \frac{2\pi}{10}$

La figure 2.16 représente le profil du vent simulé avec une vitesse moyenne de 8.2m/s.

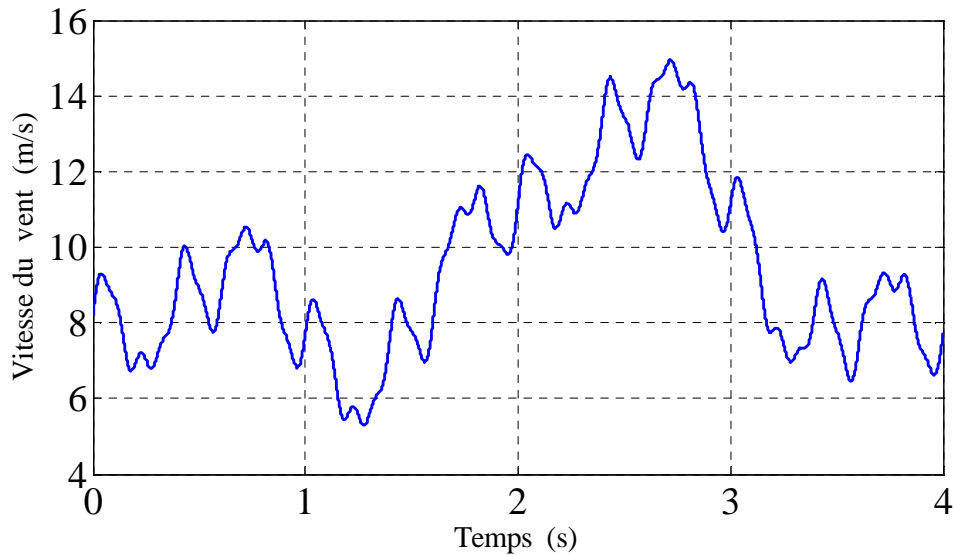


Fig.2.16 - Simulation du profil de la vitesse du vent.

## 2.5.2 - Modélisation de la turbine éolienne

Afin de modéliser la turbine, nous nous appuyerons sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées. Ainsi nous supposerons que [GAI10] :

- ◆ Les trois pales sont considérées de conception identique et possèdent donc la même inertie, la même élasticité et le même coefficient de frottement par rapport à l'air ;
- ◆ Les trois pales sont orientables et présentent toutes un même coefficient de frottement par rapport au support ;
- ◆ La répartition de la vitesse du vent est uniforme sur toutes les pales, et donc une égalité de toutes les forces de poussée ;
- ◆ Le coefficient de frottement des pales par rapport à l'air est négligeable ;
- ◆ La vitesse de la turbine étant très faible, donc les pertes par frottement de la turbine sont négligeable par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

### 2.5.2.1 - Modèle aérodynamique des pales

Dans le chapitre précédent, on a vu que la puissance éolienne du vent est exprimée par la relation (1.6) comme suit :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 \quad (2.7)$$

Où  $v$  est la vitesse du vent (m/s),  $\rho$  est la masse volumique de l'air (approximativement  $1.225 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique et à  $15^\circ\text{C}$ ) et  $R$  est la longueur d'une pale ou le rayon de l'aérogénérateur (m).

L'éolienne ne pouvant récupérer qu'une fraction de la puissance du vent et la puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors :

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.8)$$

Où  $C_p(\lambda)$  est le coefficient de puissance ou de performance qui représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il dépend de la caractéristique de la turbine. La vitesse

relative  $\lambda$  (en anglo-saxon *tip speed ratio*) est définie comme étant le rapport entre la vitesse linéaire des pales ( $\Omega_t R$ ) et la vitesse du vent comme suit :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{v} \quad (2.9)$$

Où  $\Omega_t$  (rad/s) est la vitesse mécanique de l'arbre de la turbine.

Le couple exercé par le vent sur l'arbre de la turbine (ou couple mécanique à la sortie de la turbine) est défini par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_c(\lambda, \beta) \quad (2.10)$$

Où  $C_c$  représente le coefficient du couple :

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} \quad (2.11)$$

#### ▪ Modèle analytique du coefficient de puissance

Le coefficient de puissance  $C_p$  dépend du nombre de pâles du rotor et de leurs formes géométrique et aérodynamique (longueur et profil des sections). Celles-ci sont conçues en fonction des caractéristiques du site, de la puissance nominale souhaitée, du type de régulation (en pitch ou par décrochage) et du type de fonctionnement (à vitesse fixe ou variable) [BEC13], [BOU06].

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour modéliser le coefficient  $C_p$  et différentes expressions ont été proposées [ACK05], [BEC13], [DAV07], [HEI98].

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  dont l'expression a pour origine les travaux de Siegfried Heier. Ce dernier présente à la référence [HEI98] une formule analytique pour le calcul de  $C_p = f(\lambda, \beta)$  pour des éoliennes à rotation rapide à 2 ou 3 pales basée sur des données expérimentales. Cette expression empirique est donnée par :

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left( \frac{-21}{\lambda_i} \right) + 0.0068 \lambda \quad (2.12)$$

$$\text{avec : } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

La figure 2.17 montre les résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK de l'évolution du coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  pour quelques angles de calage  $\beta$ . Quand la turbine éolienne est à l'arrêt ( $\Omega_t = 0$ ), le ratio des vitesses  $\lambda$  s'annule. La puissance de la turbine doit être nulle aussi puisque  $P_t = C_t \Omega_t$  (où  $C_t$  le couple mécanique de la turbine). Ceci ne veut pas dire que le couple  $C_t$  exercé par le vent sur la turbine est nul. Quand la vitesse de rotation augmente par rapport à la vitesse du vent ( $\lambda$  augmente),  $C_p$  augmente jusqu'à une valeur maximale. Si  $\lambda$  devient trop grand, le coefficient de puissance  $C_p$  peut prendre une valeur négative qui provoque une inversion de l'écoulement de puissance sur l'arbre de la turbine (figure 2.17). Ceci signifie qu'à partir d'une certaine vitesse de rotation de la turbine, et pour une vitesse de vent donnée, la turbine se retrouve en mode "propulsion" et fonctionne comme un ventilateur. Elle transfère de l'énergie mécanique fournie sur son arbre vers l'atmosphère.

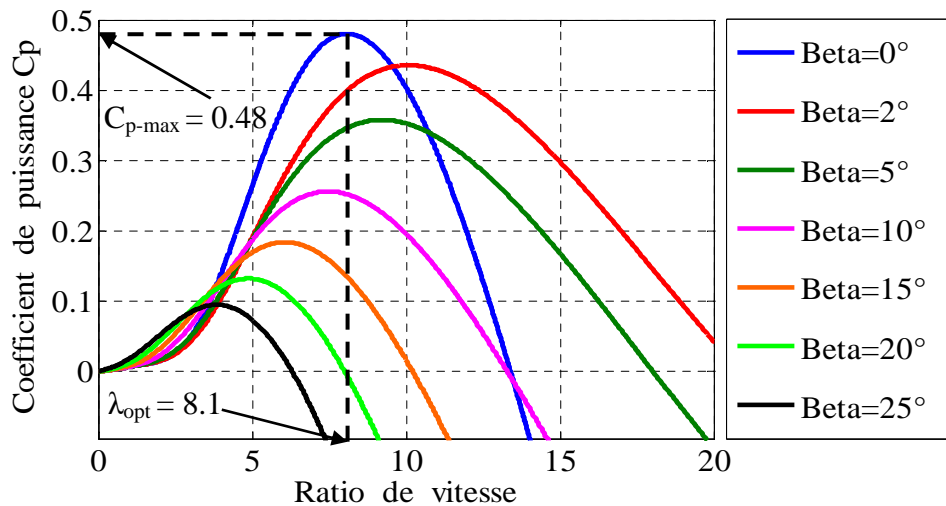


Fig.2.17 - Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour différents  $\beta$ .

D'après la figure 2.17, on constate que pour chaque angle de calage  $\beta$  il existe un ratio de vitesses  $\lambda$  optimal qui maximise le coefficient  $C_p$ . On peut voir aussi sur la figure 2.17 que ce coefficient  $C_p$  passe par un maximum ( $C_{p-max} = 0.48$ ) pour un angle de calage ( $\beta = 0^\circ$ ) et une valeur particulière du ratio de vitesse que l'on désignée  $\lambda_{opt}$  (où  $\lambda_{opt} = 8.1$ ).

Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quelque soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur. Ceci peut réaliser à l'aide de l'algorithme MPPT « *Maximum Power Point Tracking* » permettant d'imposer un couple de référence. Néanmoins, l'angle d'orientation des pales  $\beta$  est maintenu constant [DAV07]. Ce type de réglage sera traité en détail par la suite dans ce chapitre.

L'équation (2.9) montre que pour maintenir  $\lambda$  à sa valeur optimale, et donc maximiser la puissance de la turbine éolienne, il faut varier la vitesse de rotation  $\Omega_t$  de manière linéaire avec la vitesse du vent  $v$ . Dans ce cas, la vitesse de rotation optimale  $\Omega_{t\ opt}$  pour la transmission mécanique maximale de la turbine éolienne est donné par :

$$\Omega_t^{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} v \quad (2.13)$$

Cela nous conduit à tracer les caractéristiques de la puissance aérodynamique optimale de notre aérogénérateur fonctionnant à vitesse variable, en fonction de la vitesse de rotation du générateur et pour différentes vitesses du vent selon l'équation (2.8) qui deviendra :

$$P_t^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p^{max}(\lambda_{opt}, \beta_{opt}) \quad (2.14)$$

La caractéristique du coefficient de puissance varie avec l'angle d'orientation des pales  $\beta$  et le ratio de vitesse  $\lambda$ . La relation (2.8) montre qu'une petite variation de la vitesse du vent  $v$  induit une grande variation de la puissance générée  $P_t$ . La figure 2.18 présente les résultats de simulation de cette caractéristique pour une éolienne de 1.5MW à travers la courbe d'extraction de la puissance aérodynamique de la turbine en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice pour les différentes vitesses du vent.

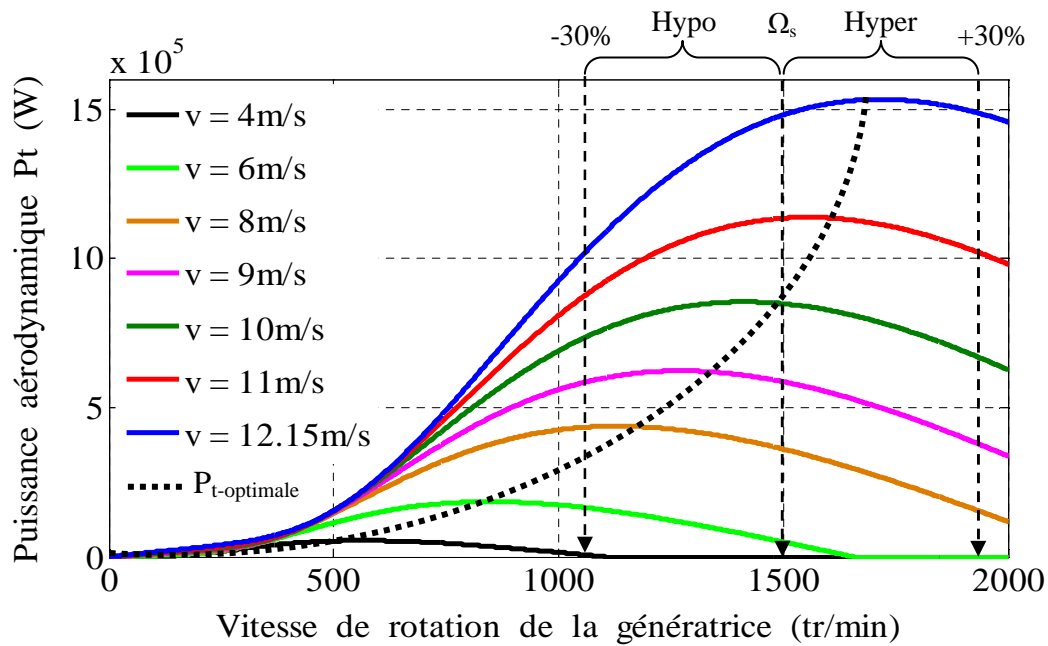


Fig.2.18 - Puissance aérodynamique générée par la turbine éolienne.

La figure 2.18 montre ainsi tout l'intérêt du fonctionnement à vitesse variable d'un aérogénérateur. Il permet en effet par un réglage adapté de maximiser la puissance de la turbine pour chaque valeur de la vitesse du vent sur le site et donc la production annuelle d'énergie [AGU10].

Pour une vitesse de vent donnée, il existe deux grandeurs contrôlables pour la puissance d'une turbine éolienne : la vitesse de rotation et l'angle de calage des pales par rapport à la direction du vent. La troisième consiste à changer la position de la nacelle vis-à-vis de la direction du vent, mais dans cette étude nous supposons que le plan de rotation décrit par la turbine éolienne est toujours maintenu perpendiculaire à la direction du vent.

#### ▪ Coefficient du couple

Le coefficient du couple  $C_c$  est assez proche du coefficient de puissance  $C_p$ . Il est fort utile afin d'estimer la valeur des couples pour différents points de fonctionnement notamment à vitesse de rotation  $\Omega_t$  nulle. En effet, à rotor bloqué, il y a bien un couple sur l'arbre dû à la force du vent sur les pales mais la puissance est nulle, ce qui correspond à une valeur de  $C_p$  nulle pour une valeur de  $C_c$  non nulle.

D'après les relations (2.10) et (2.11), la valeur du coefficient de couple  $C_c$  peut être déterminée par la formule qui suit :

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} = \frac{C_t}{\frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2} \quad (2.15)$$

Avec :  $C_t$  est le couple de la turbine éolienne.

Le coefficient  $C_c$  s'exprime comme le coefficient  $C_p$ , en fonction de la vitesse du vent  $v$  et de la vitesse de rotation de la turbine  $\Omega_t$ , donc en fonction du ratio de vitesse  $\lambda$ . Son évolution est non linéaire comme illustré à la figure 2.19.

Alors, il est plus aisé d'utiliser le coefficient du couple  $C_c$  pour la modélisation des turbines éoliennes, afin d'avoir un générateur de couple mécanique et non plus de puissance qui sera

couplé à un générateur électrique (utilisation de l'équation mécanique des couples pour la modélisation).

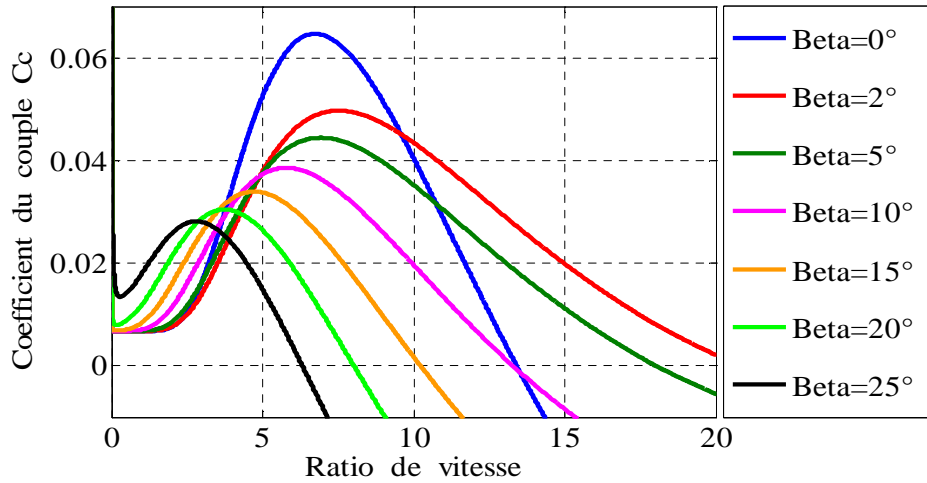


Fig.2.19 - Coefficient du couple  $C_c$  en fonction de  $\lambda$  pour différents  $\beta$ .

Le couple mécanique optimal produit par la turbine éolienne peut être reformulé de la façon suivante :

$$C_t^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_c^{max}(\lambda_{opt}, \beta_{opt}) \quad (2.16)$$

La figure 2.20 montre la caractéristique du couple aérodynamique optimal de la turbine étudiée en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice pour les différentes vitesses du vent.

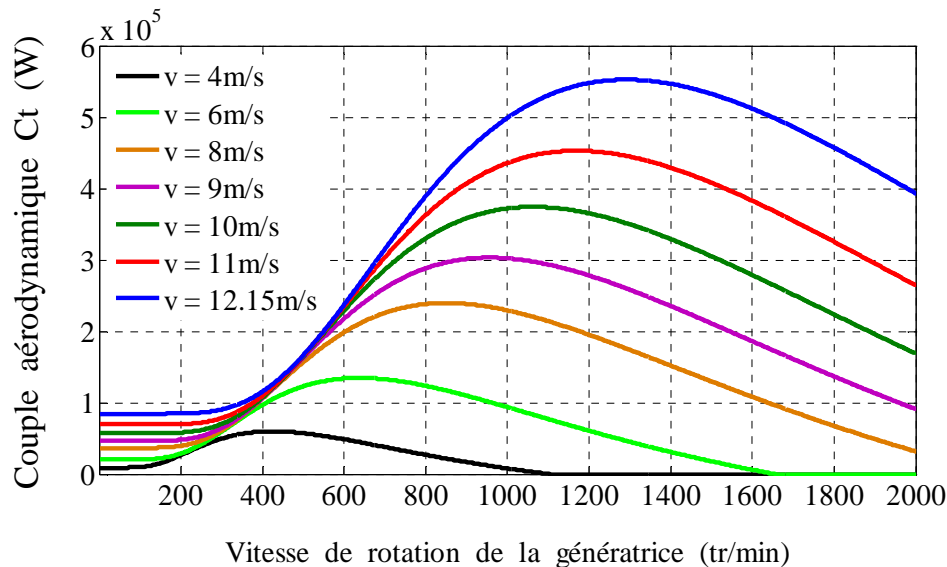


Fig.2.20 - Caractéristique du couple aérodynamique de la turbine.

A partir de cette courbe, nous constatons que pour faire suivre à la turbine la ligne de couple maximal (optimal), il faut ajuster la vitesse du générateur à une vitesse particulière pour chaque vitesse de vent donnée, on parlant donc de l'MPPT.

### 2.5.2.2 - Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur  $R$ . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_t$ , relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique à une vitesse  $\Omega_g$ .

Sur la base des hypothèses simplificatrices mentionnées dans la section 2.5.2, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure 2.21, [GAI10], [GHE11].

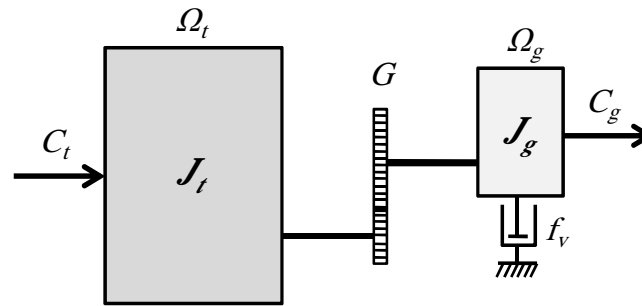


Fig.2.21 - Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

$J_t$  : Le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des 3 pales de l'éolienne,

$J_g$  : Le moment d'inertie de la génératrice,

$f_v$  : Le coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,

$C_g$  : Le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice après multiplicateur,

$\Omega_g$  : La vitesse de rotation de la génératrice.

$G$  : Le gain du multiplicateur de vitesse.

#### ▪ Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la MADA (arbre rapide). Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain  $G$ . L'élasticité et les frottements du multiplicateur sont négligés; ainsi les pertes énergétiques dans celui-ci sont considérées comme étant nulles. Le couple aérodynamique de la turbine éolienne est divisé par le rapport du multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur.

Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les deux relations suivantes :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \quad (2.17)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (2.18)$$

#### ▪ Modèle de l'arbre mécanique

La liaison entre la turbine et la partie électrique de l'éolienne est représentée ici par l'intermédiaire de l'équation du mouvement. Plusieurs modèles du comportement mécanique de l'arbre de l'éolienne, sont proposés dans la littérature [GAI10], [HEI98], [MAR09]. La masse de

la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie  $J_t$  et 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  $J_g$  :

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.19)$$

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. A titre illustratif, pour une éolienne General Electric de 1.5MW, le poids du rotor de la turbine pèse 23 tonnes [ELA04].

D'après la figure 2.21, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{méc} = C_g - C_{em} - C_f \quad (2.20)$$

Donc, l'évolution de la vitesse mécanique  $\Omega_g$  dépend du couple mécanique appliqué au rotor de la génératrice  $C_{méc}$  qui est la résultante du couple de la turbine après multiplicateur, le couple électromagnétique produit par la génératrice  $C_{em}$ , et le couple de frottement visqueux  $C_f$  donné par la relation :

$$C_f = f_v \Omega_g \quad (2.21)$$

Le schéma bloc de la figure 2.22 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_g$  de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales  $\beta$ , soit sur le couple électromagnétique  $C_{em}$  de la MADA. La vitesse du vent  $v$  est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

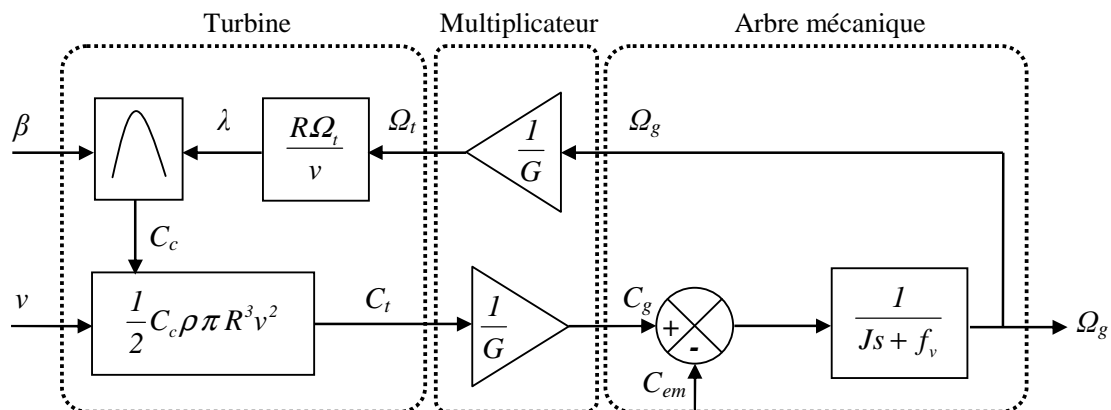


Fig.2.22 - Schéma bloc du modèle de la turbine.

### 2.5.3 - Stratégie de maximisation de puissance "MPPT"

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant au mieux l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique par l'intermédiaire de l'angle de calage des pales ou électrique par la commande de la machine électrique via l'électronique de puissance, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie [GHE11], [BEL11].



### 2.5.3.1 - Bilan des puissances

L'équation (2.14) quantifie la puissance aérodynamique extraite par la turbine éolienne. Cette puissance peut être essentiellement maximisée en ramenant le coefficient  $C_p$  à sa valeur maximale. Ce coefficient étant dépendant de la vitesse relative  $\lambda_{opt}$  (ou encore de la vitesse du générateur), par conséquent, l'utilisation d'une éolienne à vitesse variable permet de maximiser cette puissance. Il est donc nécessaire de concevoir des stratégies de commande permettant de maximiser la puissance électrique générée (à travers le couple électromagnétique) en ajustant la vitesse relative à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$ , et cela en régulant la vitesse de rotation de la génératrice à une valeur de référence quel que soit la vitesse du vent considérée comme grandeur perturbatrice [BEC13], [MOU14].

En régime permanent, la puissance aérodynamique de la turbine  $P_t$  diminuée des pertes (représentées par les frottements visqueux) est convertie directement en puissance électrique  $P_g$  (figure 2.23) [ELA04].

$$P_g = P_t - P_{pertes} \quad (2.22)$$

La puissance mécanique stockée dans l'inertie totale  $J$  et apparaissant sur l'arbre de la génératrice  $P_g$  est exprimée comme étant le produit entre le couple mécanique  $C_g$  et la vitesse mécanique  $\Omega_g$  :

$$P_g = C_g \cdot \Omega_g \quad (2.23)$$

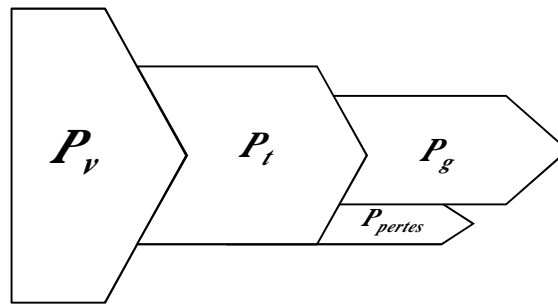


Fig.2.23 - Diagramme de conversion de puissance.

Actuellement, les stratégies adoptées visent à extraire le maximum de puissance du vent [BEL11]. Cette puissance est extraite lorsque la turbine fonctionne au coefficient de puissance maximale. La recherche du maximum se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance [GHE11]. Dans notre travail, nous représentons deux stratégies de maximisation de la puissance :

- 1) Stratégie de maximisation de la puissance avec asservissement de vitesse ;
- 2) Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de vitesse.

Pour l'étude de ces deux modes de contrôle, on supposera que la génératrice (MADA) et ces convertisseurs sont idéaux, i.e., quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique  $C_g$  développé par la génératrice est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande ( $C_g = C_t^*$ ). Ainsi, le générateur et ces convertisseurs seront modélisés par un gain unitaire.

### 2.5.3.2 - Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

Cette première stratégie de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique de la génératrice de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence permettant d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Ainsi, un asservissement de la vitesse de rotation de la MADA doit être effectué. Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), la puissance mécanique est maximale si la valeur maximale du coefficient  $C_p$  est atteinte. Celle-ci est obtenue si la vitesse relative  $\lambda$  est égale à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$ . Par conséquent, la vitesse de rotation de référence de la MADA  $\Omega_g^*$  est obtenue à partir de l'équation (2.18) comme suit :

$$\Omega_g^* = G \Omega_t^* \tag{2.24}$$

Avec :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda_{opt} v}{R}$$

Le couple électromagnétique de référence  $C_g^*$  permettant d'avoir une vitesse de rotation  $\Omega_g$  égale à sa valeur de référence  $\Omega_g^*$  obtenue en sortie du régulateur de vitesse. Un régulateur de type proportionnel-intégral (PI) permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple de la MADA  $C_g$  considéré comme une perturbation. Le schéma de principe du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est montré à la figure 2.24 [GAI10], [GHE11].

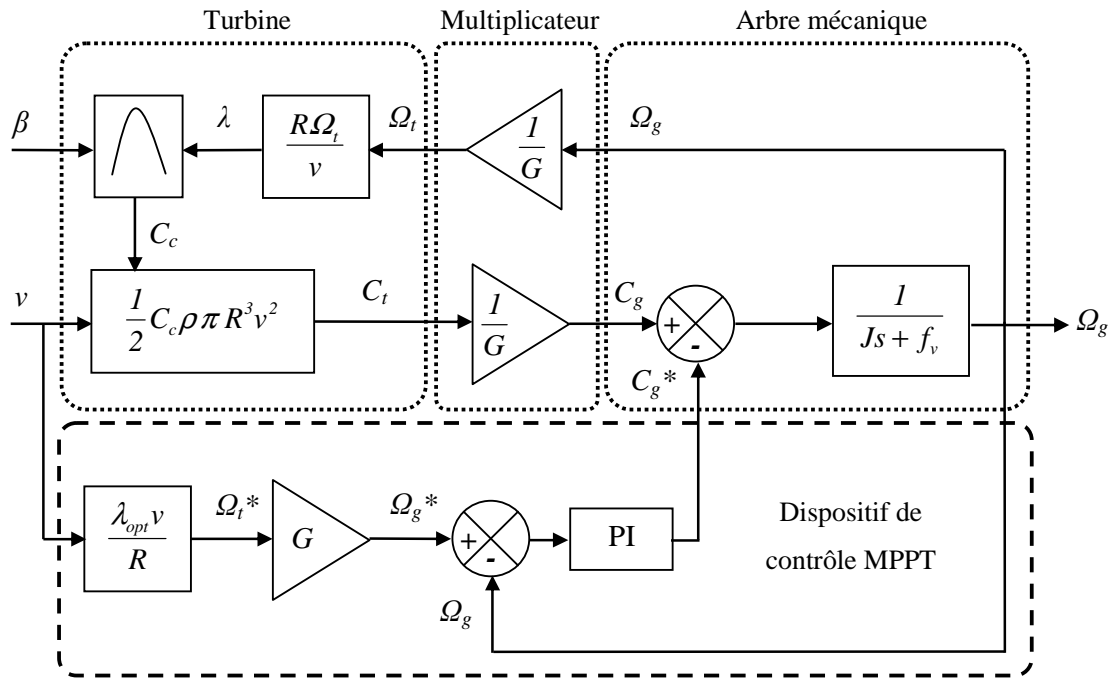


Fig.2.24 - Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

Cependant en pratique, une mesure précise de la vitesse du vent est difficile à réaliser. Ceci pour deux raisons. Premièrement, l'anémomètre est situé derrière le rotor de la turbine, ce qui donne une lecture erronée de la vitesse du vent. Deuxièmes, le diamètre de la surface balayée par les pales étant important (typiquement 70m pour une éolienne de 1.5MW), une variation sensible du vent apparaît selon la hauteur où se trouve l'anémomètre. L'utilisation d'un seul anémomètre

conduit donc à n'utiliser qu'une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est donc pas suffisamment représentative de sa valeur moyenne apparaissant sur l'ensemble des pales [ELA04].

Une mesure erronée de la vitesse conduit donc forcément à une dégradation de la puissance captée selon la technique d'extraction précédente. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse.

### 2.5.3.3 - Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique

Cette seconde structure de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (2.20), nous pouvons écrire :

$$J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{méc} = C_g - C_{em} - C_f = 0 \quad (2.25)$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ( $C_f = f_v \Omega_g = 0$ ) par rapport au couple mécanique  $C_{em}$ , on peut alors écrire :

$$C_g = C_{em} \quad (2.26)$$

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée  $\hat{\Omega}_t$ , est obtenue à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la MADA :

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (2.27)$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée  $\hat{v}$ , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse de rotation de la turbine :

$$\hat{v} = \frac{\hat{\Omega}_t R}{\lambda_{opt}} \quad (2.28)$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut s'exprimer par :

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_c^{max} \rho \pi R^3 \hat{v}^2 \quad (2.29)$$

Remplaçant maintenant (2.28) dans (2.29), le couple de la turbine de référence s'exprime donc par :

$$\hat{C}_t^* = \frac{1}{2 \lambda_{opt}^2} C_c^{max} \rho \pi R^5 \hat{\Omega}_t^2 \quad (2.30)$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$$\hat{C}_g^* = \frac{\hat{C}_t^*}{G} \quad (2.31)$$

Le schéma bloc de la figure 2.25 résume le principe de la stratégie du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation [GAI10], [GHE11].

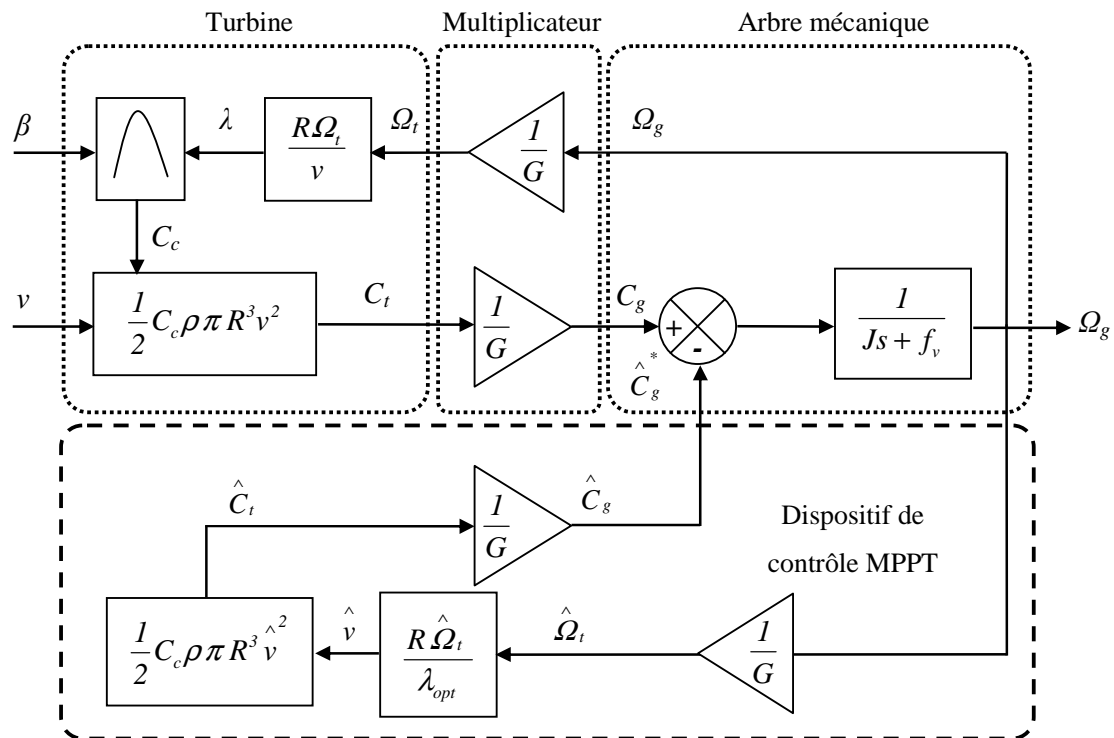


Fig.2.25 - Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.

#### 2.5.3.4 - Résultats obtenus par simulation

Nous présenterons dans cette section les résultats de commande du système éolien avec les deux stratégies de contrôles MPPT étudiées précédemment. L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK, en considérant une éolienne de 1.5MW dont les paramètres sont donnés en annexe A. L'éolienne a été soumise au vent dont son profil temporel est donné par la figure 2.16

##### 1) MPPT avec asservissement de vitesse :

La stratégie de commande de la turbine éolienne basée sur l'asservissement de la vitesse est mise en œuvre, un correcteur de type Proportionnel-Intégrateur PI est choisi dont nous allons détailler sa conception en annexe B.

La vitesse de rotation du générateur ainsi que sa référence, la puissance aérodynamique de la turbine, le coefficient de puissance de la turbine et la vitesse relative sont montrés respectivement sur les figures 2.26-(a-b-c-d).

Les résultats obtenus montrent les meilleures performances statiques et dynamiques, meilleure poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offerts par le régulateur PI.

La figure 2.26-a montre qu'un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est achevé en régime transitoire et en régime permanent. Une petite variation de la vitesse du vent introduit une grande variation de la puissance extraite car elle est proportionnelle au cube de la vitesse du vent (figure 2.26-b); et on s'aperçoit que le rendement aérodynamique est quasiment constant (rendement aérodynamique maximal) sur toute la plage de la vitesse du vent (figure 2.26-c), en imposant un ratio de vitesse optimal  $\lambda_{opt}$  comme la montre la figure 2.26-d.

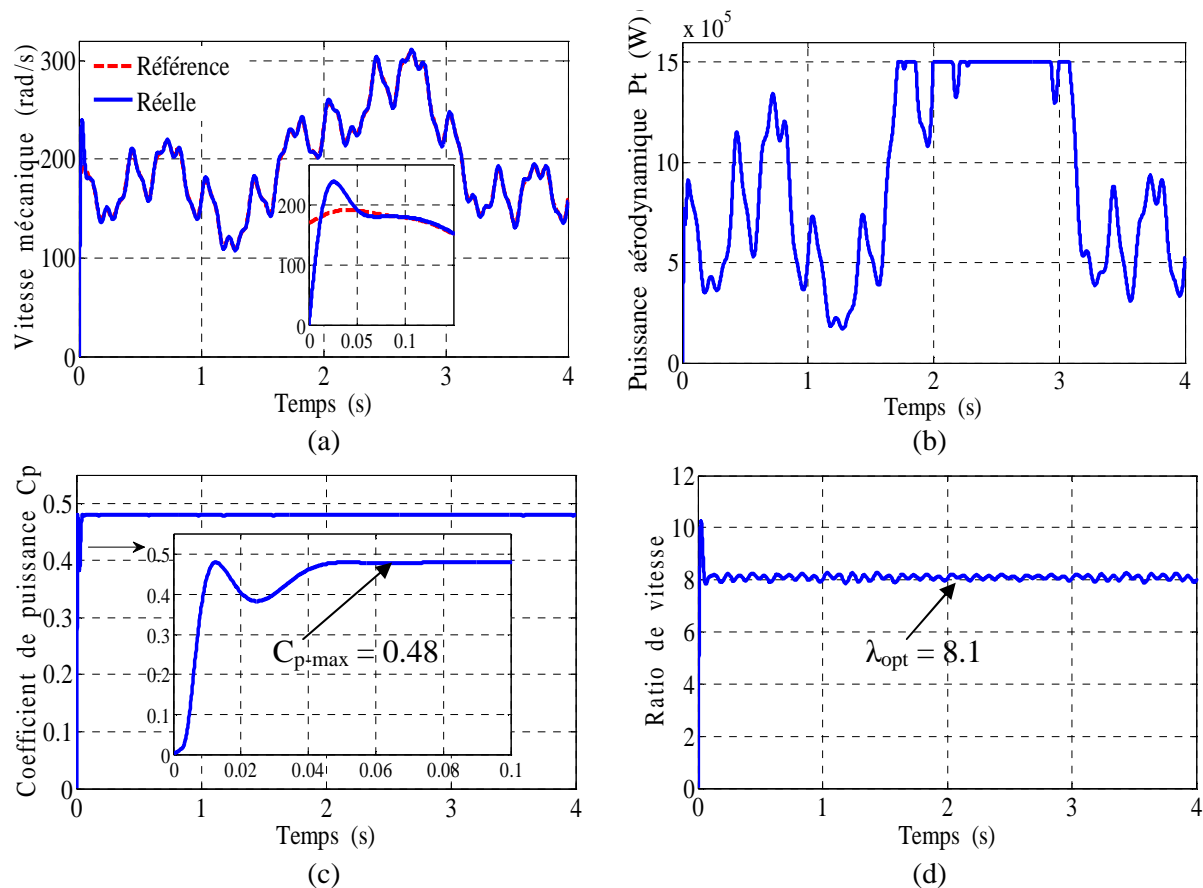


Fig.2.26 - Résultats de simulation du MPPT avec asservissement de vitesse.

## 2) MPPT sans asservissement de vitesse :

La figure 2.27 présente les résultats de simulation du système éolien commandé par la stratégie MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation du générateur. Les figures 2.27-(a-b-c-d-e-f) montrent respectivement : la vitesse de rotation mécanique de la MADA, la puissance aérodynamique maximale extractible du vent, le couple électromagnétique réel et de référence (estimé) de la MADA, l'erreur au niveau du couple, le coefficient de puissance ainsi que la vitesse relative (ratio de vitesse).

Les résultats de simulation correspondant à cet algorithme de commande montrent que les variations de la vitesse de la génératrice sont adaptées à la variation de la vitesse du vent (figure 2.27-a). L'extraction du maximum de puissance du vent est toujours achevée (figure 2.27-b), en imposant un couple de référence égal au couple de la génératrice (figure 2.27-c). Alors que la figure 2.27-d montre une erreur quasi négligeable entre le couple électromagnétique mesuré et estimé de la MADA. Dans ce cas un coefficient de puissance maximal et un ratio de vitesse optimal ont maintenus comme les montrent les figures 2.27-e et 2.27-f. On s'aperçoit donc que l'efficacité énergétique est quasiment optimale pour toute la plage de la vitesse du vent.

Finalement, les résultats obtenus pour les deux stratégies de contrôle MPPT (avec et sans-asservissement de vitesse) montrent des bonnes performances statiques et dynamiques, un temps de réponse souhaitable offertes par les deux techniques ; ce qui justifie le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de la turbine.

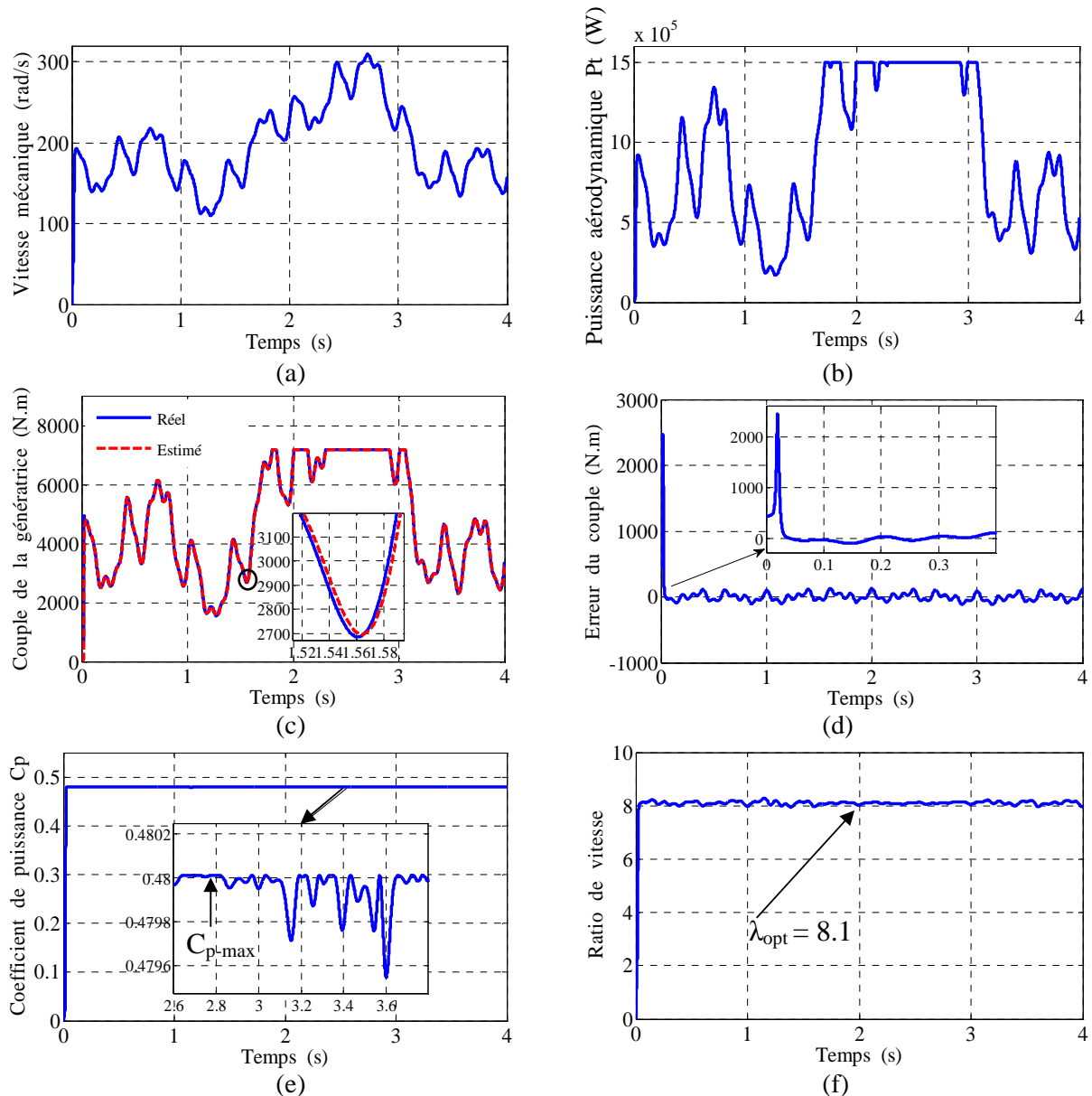


Fig.2.27 - Résultats de simulation du MPPT sans asservissement de vitesse.

## 2.5.4 - Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Pour faire l'étude de la MADA, il faut donner son modèle mathématique décrivant son évolution dans le temps. Ce modèle est caractérisé par des équations différentielles reliant les paramètres électriques qui découlent des équations de Maxwell.

### 2.5.4.1 - Hypothèses simplificatrices

Afin de mettre notre machine en équations, son modèle repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes :

- ◆ Entrefer constant ;
- ◆ Effet des encoches négligé ;
- ◆ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- ◆ Influences de l'effet de peau et de l'échauffement non prises en compte ;
- ◆ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;

- ♦ Pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.

Ces choix signifient entre autres que les flux sont additifs, que les inductances propres sont constantes et qu'il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

#### 2.5.4.2 - Modèle de la MADA dans le repère triphasé

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure 2.28.

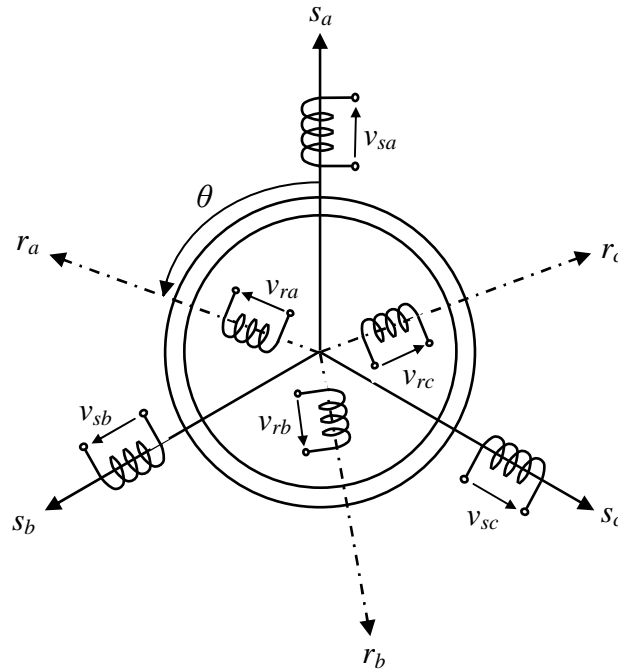


Fig.2.28 - Représentation de la MADA dans le système triphasé.

Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs  $s_a$ ,  $s_b$  et  $s_c$ , ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs  $r_a$ ,  $r_b$  et  $r_c$ .

Dans l'hypothèse de la non saturation, il est possible d'exprimer les flux magnétiques en fonction des courants et des différentes inductances propres et mutuelles de la MADA. Ils se présentent sous la forme matricielle comme suit :

Au stator :

$$[\Phi_s]_{3 \times 1} = [L_s]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} + [L_m]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} \quad (2.32)$$

Au rotor :

$$[\Phi_r]_{3 \times 1} = [L_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + [L_m]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} \quad (2.33)$$

Où :

$$[L_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix};$$

$$[L_m]_{3 \times 3} = [m_{rs}]_{3 \times 3}^T = [m_{sr}]_{3 \times 3} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

$[\Psi_s]_{3 \times 1} = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T$  : Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c statoriques ;

$[\Psi_r]_{3 \times 1} = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$  : Vecteur des flux instantanés des phases a, b et c rotoriques ;

$[I_s]_{3 \times 1} = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$  : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c statoriques ;

$[I_r]_{3 \times 1} = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$  : Vecteur des courants instantanés des phases a, b et c rotoriques ;

Et :

$L_s$  et  $L_r$  : Les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la MADA, respectivement ;

$L_m$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (inductance magnétisante) ;

$l_s$  et  $l_r$  : Les inductances propres statoriques et rotoriques.

$m_s$  et  $m_r$  : Les inductances mutuelles entre deux phases statoriques et entre deux phases rotoriques de la MADA, respectivement ;

$m_{sr}$  et  $m_{rs}$  : Les inductances mutuelles entre deux phases statorique-rotorique, et entre deux phases rotorique-statorique de la MADA, respectivement ;

$M$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique ;

$\theta$  : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique.

On à :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2} M \end{cases} \quad (2.34)$$

Le couplage magnétique décrit par les équations 2.32 et 2.33 est utilisé pour déduire les équations des tensions des circuits statorique et rotorique (loi de Faraday), dès lors, on peut écrire:

Au stator :

$$[V_s]_{3 \times 1} = [R_s]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_s]_{3 \times 1} \quad (2.35)$$

Au rotor :

$$[V_r]_{3 \times 1} = [R_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_r]_{3 \times 1} \quad (2.36)$$

Où :

$$[R_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ;$$



Avec :

$R_s$  et  $R_r$  : Les résistances des enroulements statoriques et rotoriques de la MADA, respectivement.

### 2.5.4.3 - Modèle de la MADA dans le repère de Park

Après établissement du modèle électromagnétique de la machine dans le repère triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices, on peut noter sa complexité, ce qui nous oblige à faire appel à des modèles plus simples dans des repères à nombre d'axes réduits permettant facilement la traduction mathématique de la MADA, l'étude et l'analyse de son régime transitoire.

Parmi ces modèles, on cite celui le plus utilisé dit modèle de Park. Ce modèle a la possibilité de faire une transformation d'un système triphasé ( $a-b-c$ ) au système équivalent biphasés généralisé ( $d-q-o$ ) et inversement, avec la création des mêmes forces magnétomotrices du champ électromagnétique tournant. Cette transformation est appelée la transformation de Park. Elle est nommée transformation de Park modifiée si on a une conservation de puissance lors de la transition triphasée biphasée et l'inverse.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park ( $d-q-o$ ). Pour réaliser cette transformation algébrique on utilise les matrices de Park directe (2.37) et inverse (2.38) [ELA04], [LEC04]:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont alors exprimées dans un même repère comme le montre la figure 2.29.

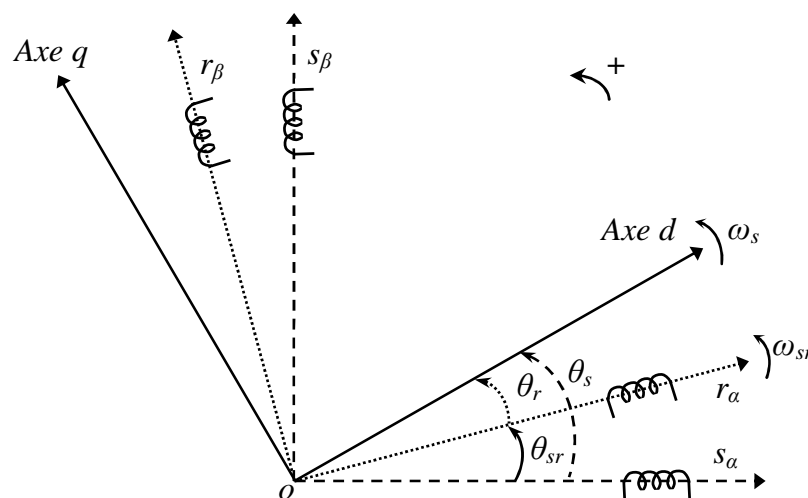


Fig.2.29 - Repères de référence : statorique ( $\alpha_s$ - $\beta_s$ ), rotorique ( $\alpha_r$ - $\beta_r$ ) et tournant ( $d$ - $q$ ).

A partir de cette figure, on peut distinguer :

- L'axe direct (indice  $d$ ) ;
- L'axe en quadrature (indice  $q$ ).

Dans le cas de la figure 2.29, on ne peut pas distinguer la composante homopolaire ( $o$ ) car nous considérons que le système est équilibré, dont l'axe peut être choisi orthogonal au plan ( $od, oq$ ). La projection des grandeurs réelles ( $a-b-c$ ) sur le repère ( $d-q$ ) se fait en utilisant la matrice de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}_y = [P(\theta_y)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}_y \quad (2.39)$$

Et inversement:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}_y \quad (2.40)$$

Où :

$y = s$  ou  $r$  ( $s$ : stator,  $r$ : rotor);

$x$  : peut être tension, courant ou flux.

Nous remarquons sur la figure 2.29 que  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés naturellement à  $\theta_{sr}$  par la relation rigide :

$$\theta_{sr} = \theta_s - \theta_r \quad (2.41)$$

Les vitesses angulaires de rotation sont obtenues telles que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \frac{d\theta_{sr}}{dt} = \omega_{sr} \end{array} \right. \quad (2.42)$$

Avec :  $\omega_s$ ,  $\omega_r$  et  $\omega_{sr}$  représentent respectivement : les vitesses de pulsation statorique, rotorique et de glissement de la MADA.

Donc suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, nous trouvons trois choix utiles de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue:

- Référentiel lié au rotor ( $\theta=\theta_r$ ) : ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires.
- Référentiel lié au stator ( $\theta=0$ ) : c'est le repère naturel ou stationnaire ( $\alpha-\beta$ ) de la MADA. Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clarke dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. Le changement de repère triphasé/biphasé ( $a-b-c$ )/( $\alpha-\beta$ ) peut être réalisé par la transformation de Clarke (voir annexe C). Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- Référentiel lié au champ tournant statorique ( $\theta=\theta_s$ ) : ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux statorique que nous présenterons ultérieurement. Les axes sont désignés par ( $d-q$ ).

La MADA est représentée par son modèle de Park [GHE11], [PEN10] dont les équations sont établies dans un référentiel lié au champ tournant où les puissances sont conservées par l'utilisation de la transformation de Clarke ( $a-b-c/\alpha-\beta/d-q$ ). Les équations de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique  $\omega_s$  et pour un rotor tournant à la vitesse électrique  $\omega_r$  sont données comme suit :

Les équations des tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.44)$$

De la même manière, on déduit les relations des flux dans ce système :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (2.46)$$

Les puissances actives et réactives statoriques et rotoriques s'expriment par :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ \vec{V}_s \times \vec{I}_s^* \right\} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} \text{Im} \left\{ \vec{V}_s \times \vec{I}_s^* \right\} = \frac{3}{2} (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \end{cases} \quad (2.47)$$

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ \vec{V}_r \times \vec{I}_r^* \right\} = \frac{3}{2} (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \\ Q_r = \frac{3}{2} \text{Im} \left\{ \vec{V}_r \times \vec{I}_r^* \right\} = \frac{3}{2} (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \end{cases} \quad (2.48)$$

Le couple électromagnétique peut être obtenu à l'aide du bilan de puissance .Il en résulte plusieurs expressions toutes égales :

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_r^* \times \vec{I}_s \right\} = \frac{3}{2} p \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_s^* \times \vec{I}_r \right\} = \frac{3}{2} p \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_r \times \vec{I}_r^* \right\} = \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_r^* \times \vec{\Psi}_s \right\} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \text{Im} \left\{ \vec{\Psi}_s \times \vec{I}_r^* \right\} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \end{aligned} \quad (2.49)$$

Avec :  $p$  est le nombre de paires de pôles de la MADA et  $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$  est le coefficient de dispersion magnétique de Blondel.

Notons que, la dernière expression du couple électromagnétique de l'équation (2.49) qui sera utilisée dans notre travail.

#### 2.5.4.4 - Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

En vue de la commande vectorielle de la MADA, il est plus judicieux de choisir le repère  $d$ - $q$  lié au champ tournant statorique, lequel est relatif à la fréquence de 50Hz (fréquence du réseau électrique). Par conséquent, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique (figure 2.30) [HOP00].

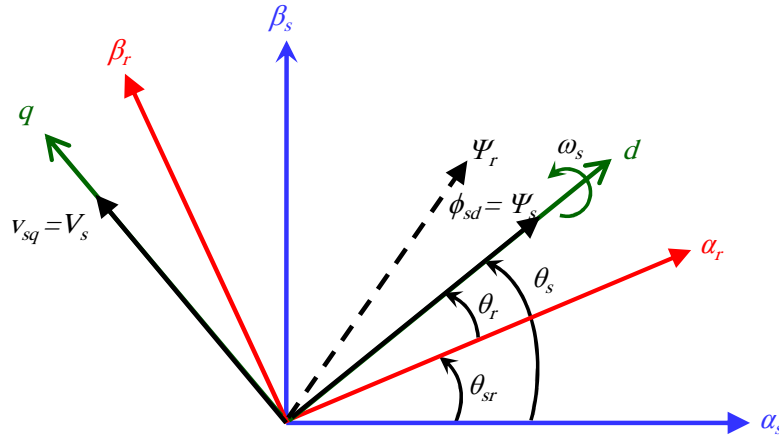


Fig.2.30 - Orientation du repère de Park.

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 [MUL02], [TAP03].

En adoptant donc l'hypothèse d'une résistance statorique  $R_s$  négligeable et que 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 :

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \\ \phi_{sd} = \Psi_s \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s = \omega_s \Psi_s \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (2.52)$$

A partir de l'équation (2.52), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{\Psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (2.53)$$

En remplaçant dans l'équation des flux (2.46), les courants statoriques par l'expression (2.53), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \phi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (2.54)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  (coefficient de dispersion de Blondel).

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation précédente (2.54) par leurs expressions dans l'équation (2.44), on obtient

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.55)$$

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

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.56)$$

Où  $g$  correspond au glissement de la machine asynchrone, et le terme  $(g L_m V_s / L_s)$  représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

L'adaptation des équations des puissances (2.47) au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ( $v_{sd} = 0$ ) donne :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} V_s i_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2} V_s i_{sd} \end{cases} \quad (2.57)$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (2.53) dans l'équation (2.57) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left( V_s \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \right) \end{cases} \quad (2.58)$$

En tirant  $\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$  de l'équation (2.51), l'expression de la puissance réactive devient :

$$Q_s = -\frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} + \left( \frac{3V_s^2}{2L_s \omega_s} \right) \quad (2.59)$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante  $L_m$  comme constante (pas de saturation), le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe  $q$  et la puissance réactive au courant rotorique d'axe  $d$  à la constante  $(3V_s^2 / 2L_s \omega_s)$  près imposée par le réseau.

En remplaçant (2.51) dans (2.49), le couple de la MADA aura pour expression :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s i_{rq} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} i_{rq} \quad (2.60)$$

En examinant les équations (2.55), (2.58), (2.59) et (2.60), on peut établir le schéma bloc de la MADA illustré dans la figure 2.31 qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances active et réactive statoriques et le couple électromagnétique.

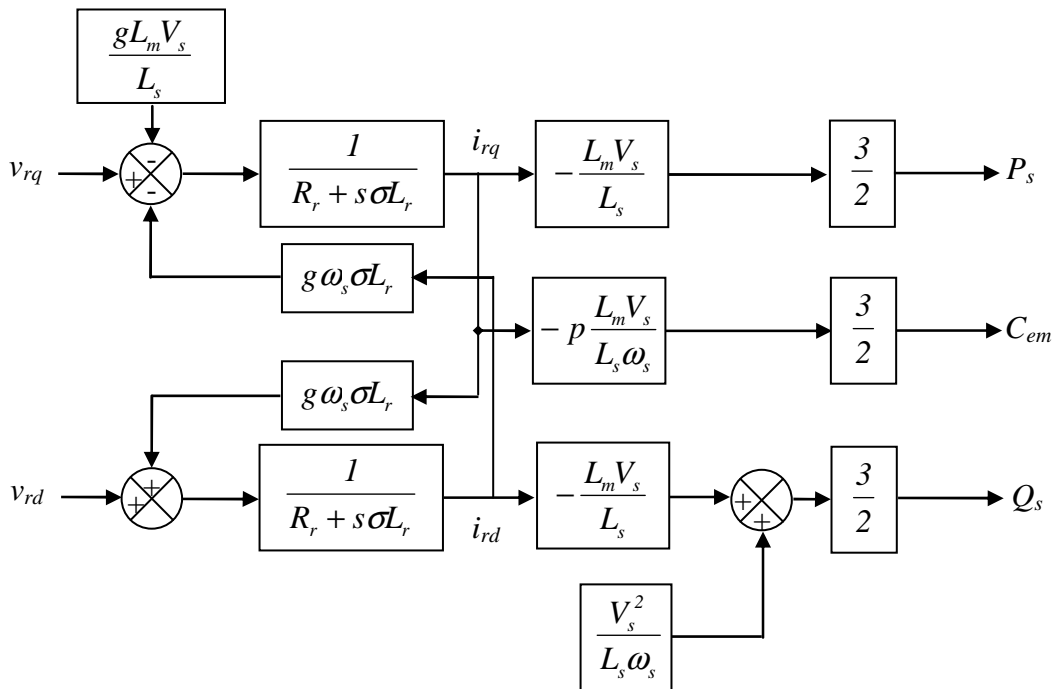


Fig.2.31- Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

### 2.5.5 - Modélisation des convertisseurs statiques

L'avantage principal de l'utilisation de la MADA dans les éoliennes est la possibilité de travailler à vitesse variable, cela grâce à la chaîne du rotor constituée d'un redresseur et d'un onduleur liés directement au rotor de la génératrice.

Cette configuration permet un contrôle des grandeurs de sortie comme la puissance active liée à la vitesse de rotation de l'éolienne et la puissance réactive. Le convertisseur n'étant pas sur le chemin principal du flux de puissance, il est dimensionné au voisinage de 25% de la puissance nominale.

Le sujet de cette thèse consiste à concevoir des stratégies de commande d'un système de conversion éolien, connecté au réseau reposant sur une MADA pilotée par le rotor via deux convertisseurs à MLI, réversibles (un coté rotor CCM et l'autre coté réseau CCR) en mode back-to-back, réalisant l'interface électrique entre le rotor de la machine et le réseau (figure 2.32).

Comme l'indique la figure 2.32, le stator de la génératrice est directement connecté au réseau alors que son rotor est alimenté par le réseau via deux convertisseurs statiques permettant le redressement et l'ondulation de la tension.

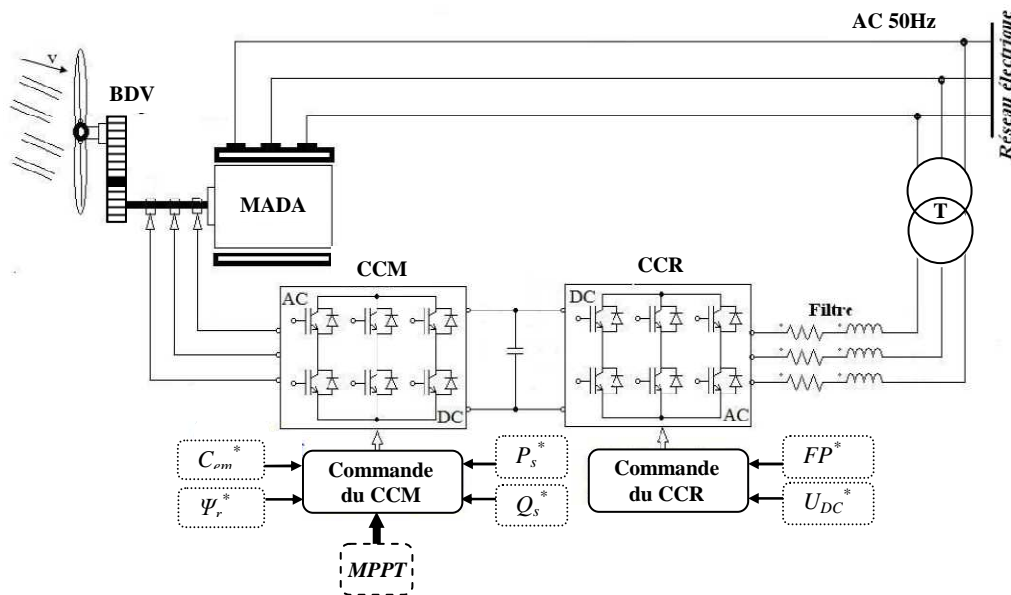


Fig.2.32 - La structure AC-DC-AC (en anglais « back-to-back »).

Pour assurer à l'onduleur une tension continue stable, on crée un bus intermédiaire de tension continue. Celui-ci est géré par un redresseur alimenté à travers un transformateur par le système triphasé du réseau électrique supposé symétrique avec des tensions à amplitude et fréquence imposées et constantes. Après le redressement un étage de filtrage est nécessaire afin de stabiliser la tension.

La commande du convertisseur statique branché au réseau « CCR » consiste à réguler le bus continu intermédiaire quelque soit la puissance générée par le système de conversion sous fréquence variable, tout en assurant un facteur de puissance unitaire du côté alternatif. Tandis que, le convertisseur statique branché au rotor de la MADA « CCM » est utilisé pour la gestion des puissances actives et réactives de la machine.

Dans notre étude, nous nous intéressons à la commande du « CCM » dont le principe est illustré par la partie suivante.

### 2.5.5.1 - Modélisation du convertisseur côté rotor « CCM »

L'onduleur de tension représente aujourd'hui un composant essentiel dans les systèmes d'interface avec le réseau. Son utilisation vient du fait qu'il permet entre autre de contrôler les puissances actives et réactives échangées avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas.

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation du convertisseur côté machine « CCM ». Pour un fonctionnement hyposynchrone de la MADA, le « CCM » fonctionnera comme un onduleur. Ce convertisseur est le cœur du système d'alimentation, il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs, possédant comme objectif principal la bidirectionnalité du passage de la puissance permettant à la MADA le fonctionnement en deux régimes hypo et hyper-synchrone.

Le schéma de principe de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension monté en pont alimentant le rotor de la MADA est donné par la figure 2.33. Il s'agit d'un onduleur triphasé idéal à deux niveaux de tension, modélisé par six interrupteurs parfaits à commutation instantanée et à chute de tension négligeable aux bornes, avec des commandes complémentaires.

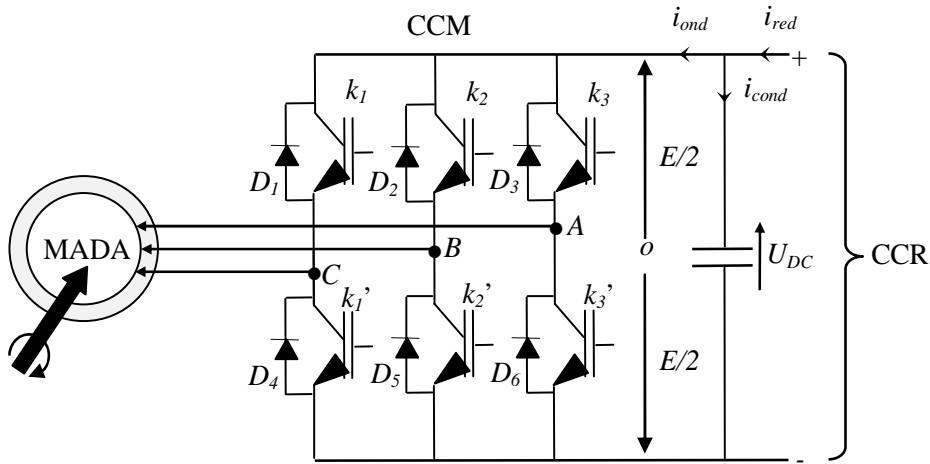


Fig.2.33 - Représentation schématique d'un onduleur de tension alimente le rotor de la MADA.

Les couples d'interrupteurs ( $k_1$  et  $k_1'$ ), ( $k_2$  et  $k_2'$ ), ( $k_3$  et  $k_3'$ ) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes ( $D_i$  ( $i=1, 2, \dots, 6$ )) sont des diodes à roue libre assurant la protection des interrupteurs.

Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est-à-dire que les phénomènes dus à la commutation sont négligés. Nous pouvons remplacer les bras de l'onduleur par un interrupteur à deux position modélisés par une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 s'il est ouvert (figure 2.34).

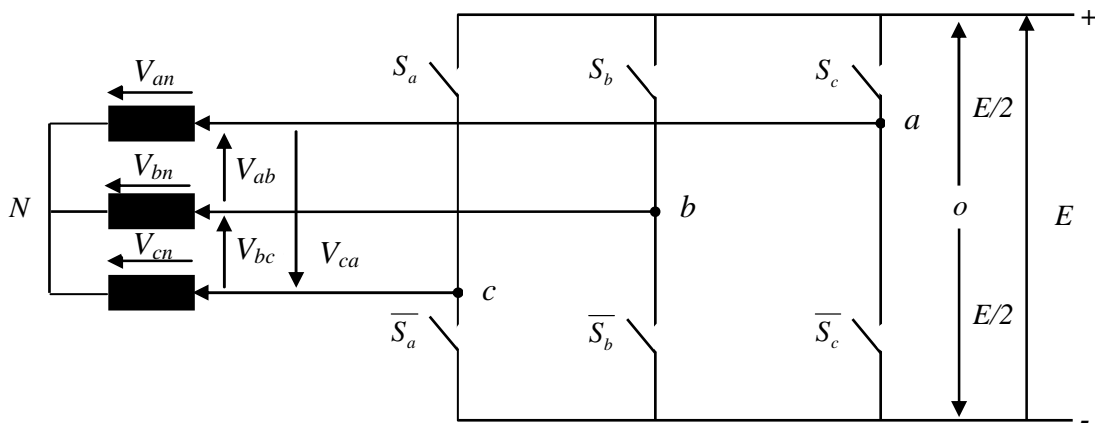


Fig.2.34 - Schéma simplifié de l'onduleur triphasé.

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

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

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases  $V_{j,a,b,c}$  en fonction des signaux de commande  $S_j$  :



$$V_{jn a,b,c} = S_j U_{DC} - \frac{U_{DC}}{2} \quad (2.61)$$

Avec :  $U_{DC} = E$

Les trois tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « o ».

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.62)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MADA), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.63)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.64)$$

La substitution de (2.63) dans (2.62) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.65)$$

En remplaçant (2.65) dans (2.63) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.66)$$

L'utilisation de l'expression (2.61) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

Avec :  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et si  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert  $T$  donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

### 2.5.5.2 - Choix de structure des semi-conducteurs

Les semi-conducteurs les plus couramment utilisés pour réaliser les interrupteurs sont les transistors de puissance (MOSFET, IGBT, Bipolaires) et les thyristors rapides (principalement les GTO).

Les progrès technologiques accomplis dans le domaine des transistors de grandes puissances permettent maintenant de réaliser des onduleurs de forts courant et tension.

L'expérience a montré que l'utilisation des transistors pour la commutation de grandes puissances est assez aisée. Cependant, pour un thyristor, un circuit auxiliaire peut engendrer des conséquences néfastes, surtout s'il comporte lui-même un thyristor sur le circuit de commande :

- Faible vitesse de commutation ;
- Pertes calorifiques élevées ;
- Bruits acoustiques générés sur l'inductance de commutation ;
- Encombrement.

Le transistor évite bien ces inconvénients, en plus de ses possibilités à fonctionner à fréquence de commutation élevée. Toutefois, pour les faibles et moyennes puissances, il est préférable d'envisager une technologie à transistors plutôt qu'à thyristors malgré toutes les contraintes qui peuvent découler (fréquence de commutation, circuit d'aide à la commutation, tenue en tension, etc...), moyennant quelques précautions; en l'occurrence, la surveillance des pertes en puissance dans les transistors aussi bien en conduction qu'en commutation et veiller à leurs bon refroidissement.

Tandis que pour les puissances supérieures, le thyristor GTO semble être mieux adapté, si nous prenons en considération certaines analogies vis-à-vis du transistor, qui se favorise, par rapport au thyristor classique, de l'élimination des circuits d'extinction forcée.

### 2.5.5.3 - Commande par MLI du CCM

Les techniques dites Modulation de Largeur d'Impulsions « MLI » ou (Pulse Width Modulation « PWM » dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées pour la commande des convertisseurs statiques. Ces stratégies de commande s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés. Cette configuration permet d'imposer à la MADA des courants présentant une faible distorsion harmonique ce qui va nous faciliter l'opération de filtrage et réduire la taille des éléments du filtre associé; et conduit finalement à produire une énergie de qualité meilleure.

Plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsion sont utilisées dans la commandes de ce types de convertisseurs afin:

- 1) De repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leurs filtrages.
- 2) De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Et pour cela on peut citer les techniques suivantes [SEG06] :

- ❖ La solution la plus largement utilisée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où son appellation « *modulation sinus-triangle* ».
- ❖ On peut également utiliser une bascule à hystérésis commandée par la différence entre une onde de référence (ou son intégrale) et l'intégrale de la tension en créneaux à la sortie de l'onduleur ; c'est « *la modulation en delta* » ou en sigma delta.
- ❖ Dans certaines applications, on calcule au préalable, sur la base d'un critère d'optimisation les instants de commande. Les valeurs calculées sont introduites sous forme de table dans une mémoire morte ; la lecture de celle-ci par un système à microprocesseur assure la génération des signaux de commande des interrupteurs, c'est « *la modulation calculée* » dite aussi *optimisée*.
- ❖ On peut aussi générer la séquence des signaux de commande des interrupteurs de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composantes de Clarke du système de tensions qu'on veut produire ; c'est la « *modulation vectorielle* ».

Dans ces quelques explications préliminaires nous avons donné les techniques de commandes les plus utilisées dans la commande des onduleurs de tension, pour la suite de cette partie du travail nous détaillerons plus la modulation sinus-triangle ainsi que la modulation vectorielle afin d'améliorer la qualité de l'énergie délivrée à la sortie de l'onduleur.

#### ➤ **Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle « MLI-ST »**

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante à basse fréquence, dite tension de référence (généralement sinusoïdale), avec une onde porteuse à haute fréquence de commutation (généralement, triangulaire ou en dents de scie), d'où l'appellation sinus-triangle. La valeur du rapport de fréquences entre la porteuse et la modulante procède d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur.

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.69)$$

- Le taux de modulation  $r$  (ou indice de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse :

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (2.70)$$

Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse. Le schéma de principe est donné par la figure 2.35.

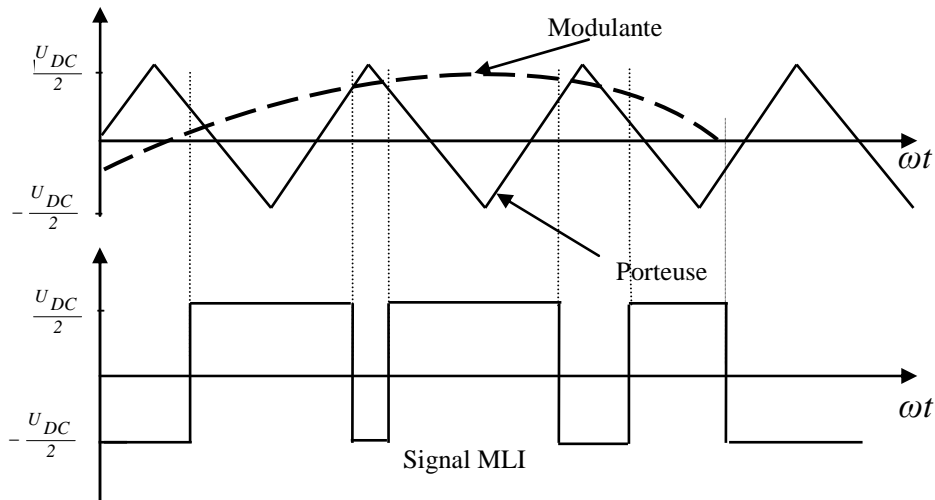


Fig.2.35 - Principe de commande en MLI-ST.

### 2.5.6 - Résultats de simulation

Afin d'observer le comportement de la MADA de 1.5MW de puissance (Annexe A), cette dernière a été simulée sous MATLAB/SIMULINK. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park dans le référentiel liée au champ tournant. La MADA est couplée mécaniquement avec la turbine éolienne à travers le multiplicateur de vitesse. Electriquement, elle est reliée directement au niveau du stator avec un réseau triphasé de fréquence de 50Hz et une valeur tension efficace de 398V; tandis que son rotor est alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI-ST dont l'amplitude est de 20V et la fréquence égale à la fréquence rotorique. La figure 2.36 montre les résultats de simulation obtenus.

Dans la figure 2.36-a, on remarque qu'après un régime transitoire qui dure moins de 0.1s, la puissance active de la MADA tend vers une valeur de -1.1MW (le signe négatif signifié que la MADA génère la puissance active). La puissance réactive (figure 2.36-b) tend vers une valeur de 0.7MVar (le signe positif signifié que la MADA absorbe la puissance réactive). Dans Les figures 2.36-c et 2.36-d, on observe que le courant statorique généré par la MADA est un courant sinusoïdal. De même pour le courant rotorique présenté dans les figures 2.36-e et 2.36-f, qui confirme le passage doux du mode hyposynchrone au mode hypersynchrone de la MADA à l'instant 0.49s (à cet instant la puissance active rotorique sera nulle par la relation  $P_r = g * P_s$ , car le glissement est nulle au synchronisme). Le couple électromagnétique appliqué au niveau de l'arbre de la MADA est illustré par la figure 2.36-g, il est de -7000N.m environ (le signe négatif signifié que c'est un couple reçu par la turbine éolienne après le multiplicateur de vitesse). La figure 2.36.h représente l'allure du facteur de puissance (FP=0.84) assuré par la MADA coté réseau.

Des ondulations ont présentées au niveau des puissances et du couple dues à l'utilisation de la technique MLI dans la commande de l'onduleur de tension qui alimente le rotor de la MADA.

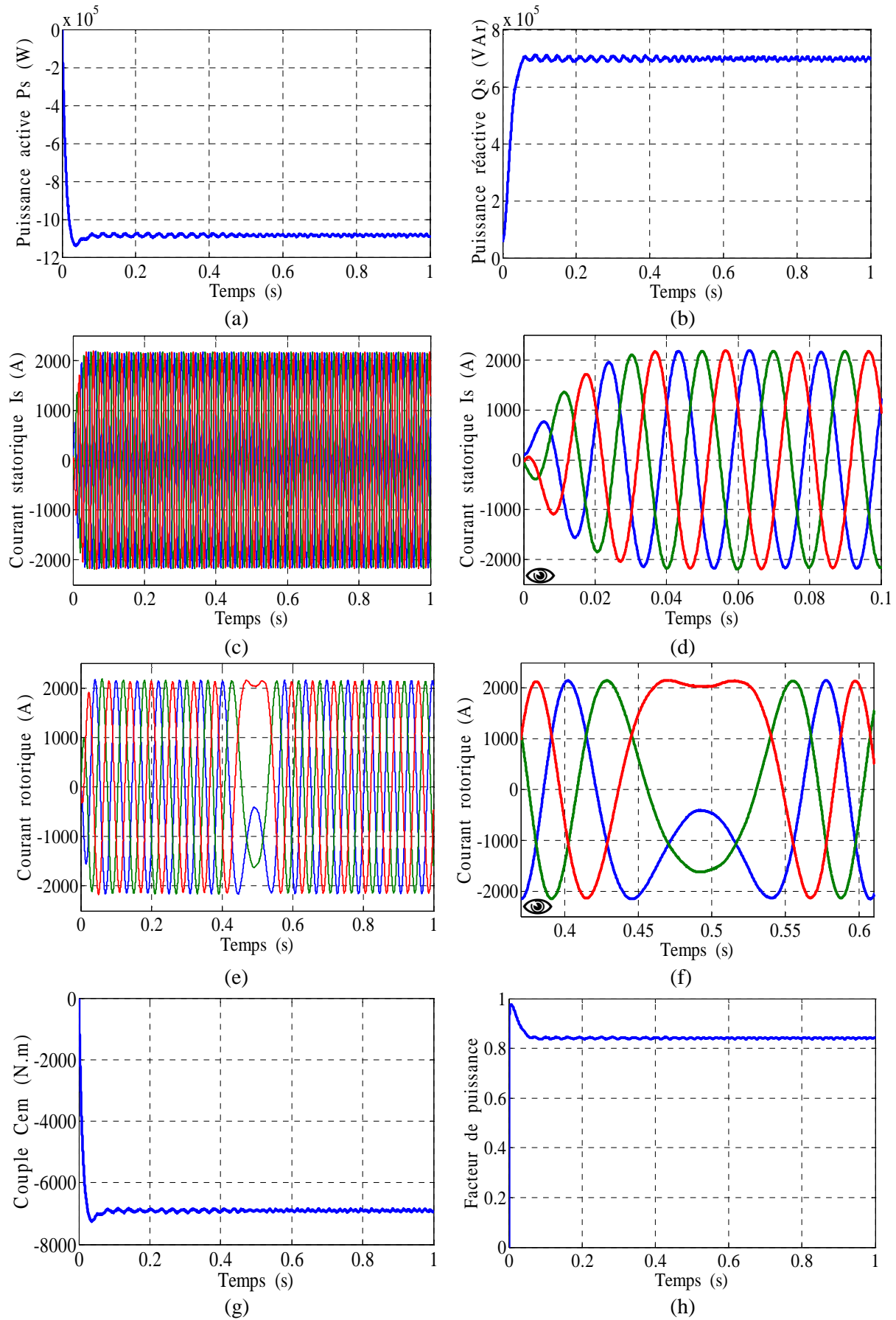


Fig.2.36 - Comportement de la MADA intégrée au système éolien.

## **2.6 - Conclusion**

Ce chapitre a traité de la modélisation et simulation d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, nous avons expliqué pourquoi ce système éolien est le plus utilisé actuellement, notamment en raison des économies réalisées grâce au faible dimensionnement des convertisseurs statiques triphasés mis en œuvre.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation des différents constituants du système éolien. En effet, les modèles analytiques des différents constituants du système éolien ont été établis à savoir le profile du vent appliqué, le coefficient de puissance, ainsi que les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine ont été développés

Dans la suite de ce chapitre, nous avons donc centré notre étude sur la commande de la turbine éolienne dans la zone de fonctionnement optimale, permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées (avec ou sans asservissement de la vitesse de rotation).

Puis, dans le but d'établir les différentes commandes nous avons développés le modèle de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle simplifié en vue de la commande de la MADA.

Enfin, nous avons donnés un aperçu sur le convertisseur coté machine « CCM » utilisé pour l'alimentation du rotor de la MADA. Ce convertisseur a été commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle.

# Chapitre 3 :

## Contrôle vectoriel à flux orienté de la MADA

*Ce chapitre permet d'introduire les concepts de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation fonctionnant en génératrice. On va utiliser le principe d'orientation du flux statorique afin d'obtenir un modèle simplifié pour une commande vectorielle indépendante de la puissance active et réactive, deux méthodes sont envisagées : la commande directe et la commande indirecte. Dans un deuxième temps, la synthèse d'un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est réalisée. Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels.*

### 3.1 - Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons le réglage des puissances statoriques de la MADA associés à un onduleur de tension pour le réglage des puissances statoriques injectées au réseau électrique. Après avoir donné le modèle mathématique simplifié de la machine dans le deuxième chapitre, une commande adéquate est nécessaire afin de bien contrôler les puissances statoriques pour permettre un bon fonctionnement de la MADA en génératrice. Dans cette optique, la MADA sera pilotée par les tensions rotoriques afin de contrôler les puissances statoriques produites tant au niveau actif que réactif. Ceci sera très utile pour la gestion de l'éolienne reliée au réseau électrique.

### 3.2 - But et principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

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, ou la force magnétomotrice de l'induit établi un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque 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. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (différent de  $90^\circ$ ), 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. L'idée proposée par Blaschke [BLA71] et Hasse au début des années 70, 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  $90^\circ$  entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

La figure 3.1 illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machines à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA.

Pour une MCC, le courant d'induit  $i_a$  est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation  $i_f$  est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes  $i_a$  et  $i_f$  étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant  $i_f$  et le couple par le courant  $i_a$ . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés.



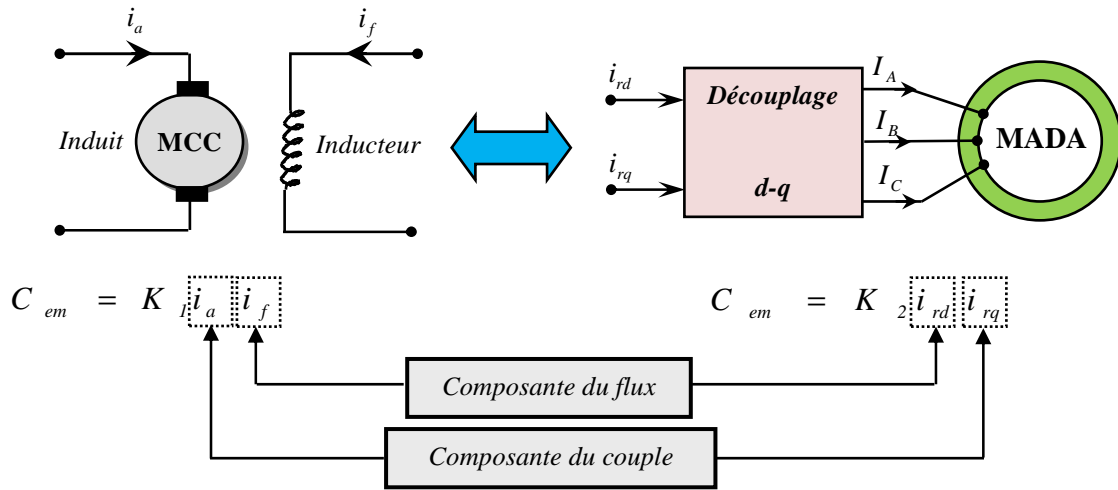


Fig.3.1 - Schéma de principe du découplage de la MADA par analogie avec la MCC.

Pour une MADA, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \tag{3.1}$$

Dans le cadre de ce travail, nous développons la commande vectorielle de la MADA avec orientation du repère ( $d-q$ ) suivant le flux statorique (voir §2.5.4.4 du chapitre 2).

En partant de l'équation (3.1), on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant  $i_{rq}$  et ainsi donc le flux par le courant  $i_{rd}$ . La relation finale du couple est :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s i_{rq} \tag{3.2}$$

On voit que cette relation est similaire à celle d'une MCC à excitation séparée.

A l'examen de ces dernières relations, on constate que :

- La composante  $i_{rd}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $\Psi_r$ .
- La composante  $i_{rq}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple  $C_{em}$ .

### 3.3 - Commande vectorielle de la MADA

#### 3.3.1 - Rappel sur le modèle de la MADA

Rappelons que la synthèse de la commande vectorielle sera effectuée sur la base du modèle simplifié de la figure 3.2 (c'est à dire celui établi en négligeant la résistance d'une phase statorique avec orientation du flux statorique) et non pas sur le modèle réel de la machine.

Dans ce schéma, les termes de couplage sont désignés par  $C_d$ ,  $C_q$  et les *f.e.m's* par  $F_d$  et  $F_q$ . Nous avons fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances active et réactive statoriques. Ce qui nous permet de 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 réactive pour l'axe «  $d$  » rotorique. La consigne de puissance réactive peut être 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.

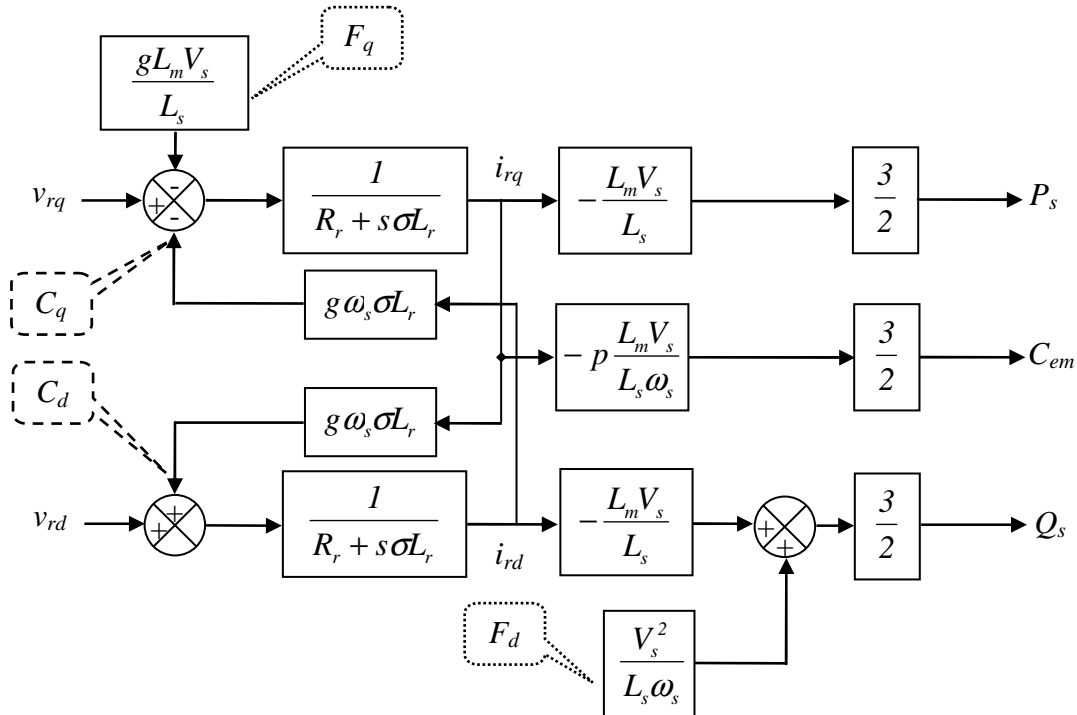


Fig.3.2 - Schéma bloc du système à commander.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [BOY06], [POI03] :

- ❖ 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 active et réactive. Cette méthode sera appelée **méthode directe** car les régulateurs de puissance 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**.

Ces deux méthodes vont être étudiées et simulées dans la suite de ce chapitre. L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants ou de rajouter une référence de courant harmonique pour faire fonctionner la MADA en filtre actif, mais elle est complexe à mettre en œuvre.

### 3.3.2 Commande vectorielle directe des puissances (CVD)

Dans cette section, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive de la machine en utilisant les remarques faites au paragraphe précédent. Il a été mis en évidence le lien entre, d'une part la puissance active et la tension  $v_{rq}$  et d'autre part la puissance réactive et la tension  $v_{rd}$  (figure 3.2).

Considérons le schéma bloc du système à réguler de la figure 3.2 afin de déterminer les éléments à mettre en place dans la boucle de régulation.

Pour simplifier la commande de la MADA, nous considérons que la tension du réseau est stable, ce qui nous permet d'utiliser une seule boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur indépendant. Toutefois nous allons négliger les termes de couplage ( $C_d$  et  $C_q$ ) entre les deux axes  $d$  et  $q$ , qui apparaît dans la figure 3.2 à cause du faible glissement, tout en compensant aussi les perturbations des *f.e.m's* ( $F_d$  et  $F_q$ ) ce qui nous donne le schéma simplifié représenté dans la figure 3.3.

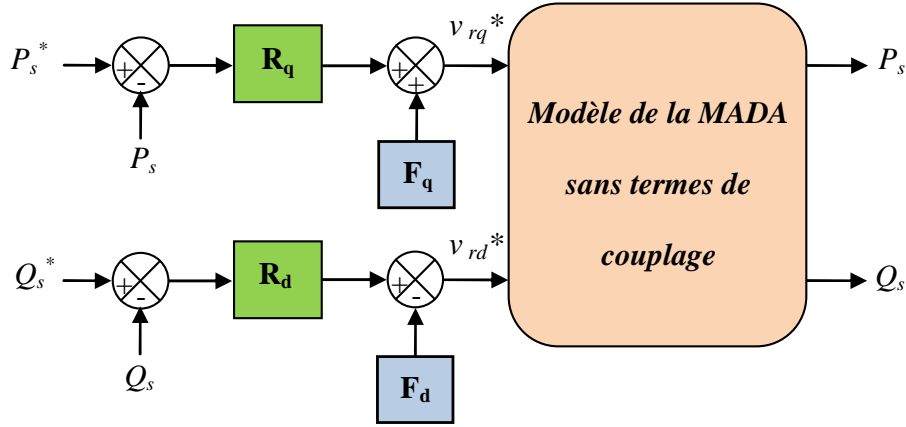


Fig.3.3 - Schéma bloc de la commande directe de la MADA.

Avec  $R_q$  et  $R_d$  sont les régulateurs de la puissance active et réactive respectivement, ils ont été choisis de type PI classique.  $F_d$  et  $F_q$  sont des termes de compensation qui ont pour expressions suivantes :

$$\begin{cases} F_d = \frac{3V_s^2}{2L_s\omega_s} \\ F_q = \frac{gL_mV_s}{L_s} \end{cases} \quad (3.3)$$

### 3.3.3 - Commande vectorielle indirecte des puissances (CVI)

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage ( $C_d$  et  $C_q$ ) et à les compenser en utilisant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. 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 et on trouve : [BOY06], [DAV07], [MOU14]

$$v_{rd} = g\omega_s \frac{\sigma L_r}{V_s L_m} \cdot P_s - \left( \frac{R_r + \sigma L_r}{V_s L_m} p \right) \cdot Q_s + \left( \frac{R_r V_s}{\omega_s L_s} + \frac{\sigma L_r V_s}{\omega_s L_m} p \right) \quad (3.4)$$

$$v_{rq} = - \left( \begin{array}{c} R_r + \sigma L_r \\ \frac{V_s L_m}{L_s} \\ L_s \end{array} p \right) \cdot P_s - g \omega_s \frac{\sigma L_r}{V_s L_m} \cdot Q_s + g \omega_s \sigma L_r \frac{V_s}{\omega_s L_m} \quad (3.5)$$

Le schéma bloc du contrôle de la MADA avec les deux boucles de régulation de puissance et du courant est représenté sur la figure 3.5

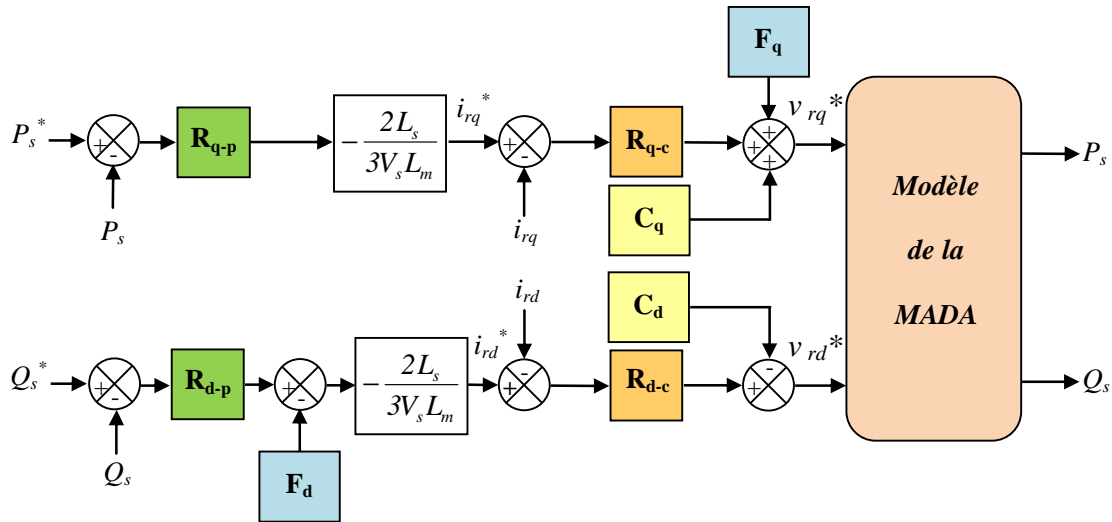


Fig.3.4 - Schéma bloc de la commande indirecte de la MADA.

Avec  $R_{q-p}$  et  $R_{d-p}$  sont les régulateurs de la puissance active et réactive respectivement, et  $R_{q-c}$  et  $R_{d-c}$  sont les régulateurs des courants sur l'axe  $q$  et  $d$  respectivement ils ont été aussi choisis de type PI classique.  $C_d$  et  $C_q$  sont des termes de couplage qui ont pour expressions suivantes :

$$\begin{cases} C_d = g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ C_q = g \omega_s \sigma L_r i_{rd} \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.3.4 - Etude de la régulation

#### 3.3.4.1 - Objectifs de la régulation

Bien que la dynamique du dispositif éolien est relativement lente par rapport à l'évolution des grandeurs électriques, les correcteurs de la régulation des puissances sont calculés de façon à obtenir les performances les plus élevés possibles tant au niveau de la dynamique qu'à celui de la robustesse et de rejet de perturbations. Au cours de la synthèse de ces correcteurs, nous ferons en sorte d'obtenir une dynamique électrique du système aussi rapide que l'autorise la fréquence de la MLI du convertisseur rotorique.

Les lois de commande élaborées doivent autoriser cette dynamique sans engendrer des dépassements qui peuvent nuire à la durée de vie de la machine et des convertisseurs. Elles devront également opérer un bon rejet des perturbations qui peuvent être nombreuses sur un tel système étant donné la complexité et le nombre important de capteurs mis en jeu. Enfin, elles devront satisfaire aux exigences de robustesse face aux variations de paramètres qui peuvent intervenir dans les machines électriques notamment à cause des variations de température et de

saturation. La consigne de la puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire coté 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.

### 3.3.4.2 - Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel-Intégral (PI), utilisé pour commander la MADA en génératrice, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables [BOY06]. C'est pour cela qu'il a retenu notre attention pour une étude globale du système de régulation éolien. La figure 3.5 montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme  $k_p + \frac{k_i}{s}$  correspondant aux deux régulateurs  $R_d$  et  $R_q$  utilisés dans les figures 3.3 et 3.4.

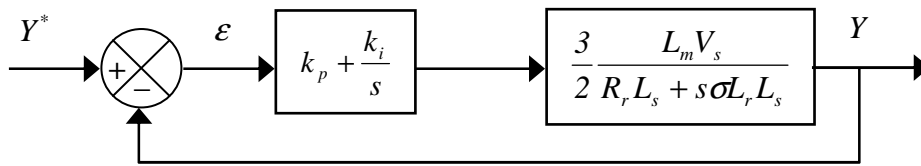


Fig.3.5 - Schéma bloc d'un système régulé par un PI.

Pour les axes  $d$  et  $q$ , la fonction de transfert en boucle ouverte intégrant la présence des régulateurs est :

$$FTBO = \frac{s + \frac{k_i}{k_p} \cdot \frac{3L_m V_s}{2\sigma L_r L_s}}{\frac{s}{k_p} \cdot \frac{R_r L_s}{s + \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s}}} \quad (3.7)$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation des pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r L_s}{\sigma L_r L_s} \quad (3.8)$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation des pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains  $k_p$  et  $k_i$  sont établies en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace. Si les pôles sont parfaitement compensés, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{3L_m V_s}{2\sigma L_r L_s}}{s} \quad (3.9)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'exprime alors par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + s\tau_r} \quad \text{avec} \quad \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{2\sigma L_r L_s}{3L_m V_s} \quad (3.10)$$

Le terme  $\tau_r$  désigne ici la constante du temps du système. On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{2\sigma L_r L_s}{3L_m V_s} \quad (3.11)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{2R_r L_s}{3L_m V_s} \quad (3.12)$$

Notons que la méthode de la compensation des pôles n'est bien entendu pas la seule alternative de calcul pour la synthèse d'un régulateur PI. Toutefois, elle présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre.

### 3.4 - Résultats de simulation

Les stratégies directe et indirecte de commande en puissances de la MADA ont été validées par simulation numérique en utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la MADA utilisée pour la simulation sont donnés par l'annexe A. Afin de tester et comparer les performances de la régulation pour chaque stratégie de commande, une série d'essais est également effectuée.

La comparaison sera basée sur les performances et les caractéristiques dynamiques et statiques des deux méthodes de commande : directe (CVD) et indirecte (CVI). Chaque série d'essais sera suivie de consigne, sensibilité aux perturbations et robustesse. Ceci dans le but d'évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques et statiques du système. Ce qui conduira a priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents à l'emploi de telle ou telle méthode de commande.

Donc, le but attendu est d'évaluer la méthode qui répond mieux aux exigences telle que :

- ♦ Meilleure réponse du système sans dépassement ;
- ♦ Erreur statique minimale avec bon rejet de perturbation ;
- ♦ Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques de la MADA.

#### 3.4.1 - Test de suivi de consigne et sensibilité aux perturbations

##### 3.4.1.1 - Vitesse du vent constante et puissance réactive variable

Ce premier essai consiste à imposer des échelons de puissance active et réactive alors que la MADA est entraînée par la turbine éolienne à une vitesse du vent fixe de valeur nominale de 12.15m/s. Cet essai nous permet de vérifier le découplage des puissances générées par la MADA lorsque les consignes des puissances varient instantanément.

Les figures 3.6 et 3.7 représentent successivement, les résultats obtenus de la simulation des deux méthodes directe et indirecte de commande en puissances de la MADA, relatif à ce premier test.

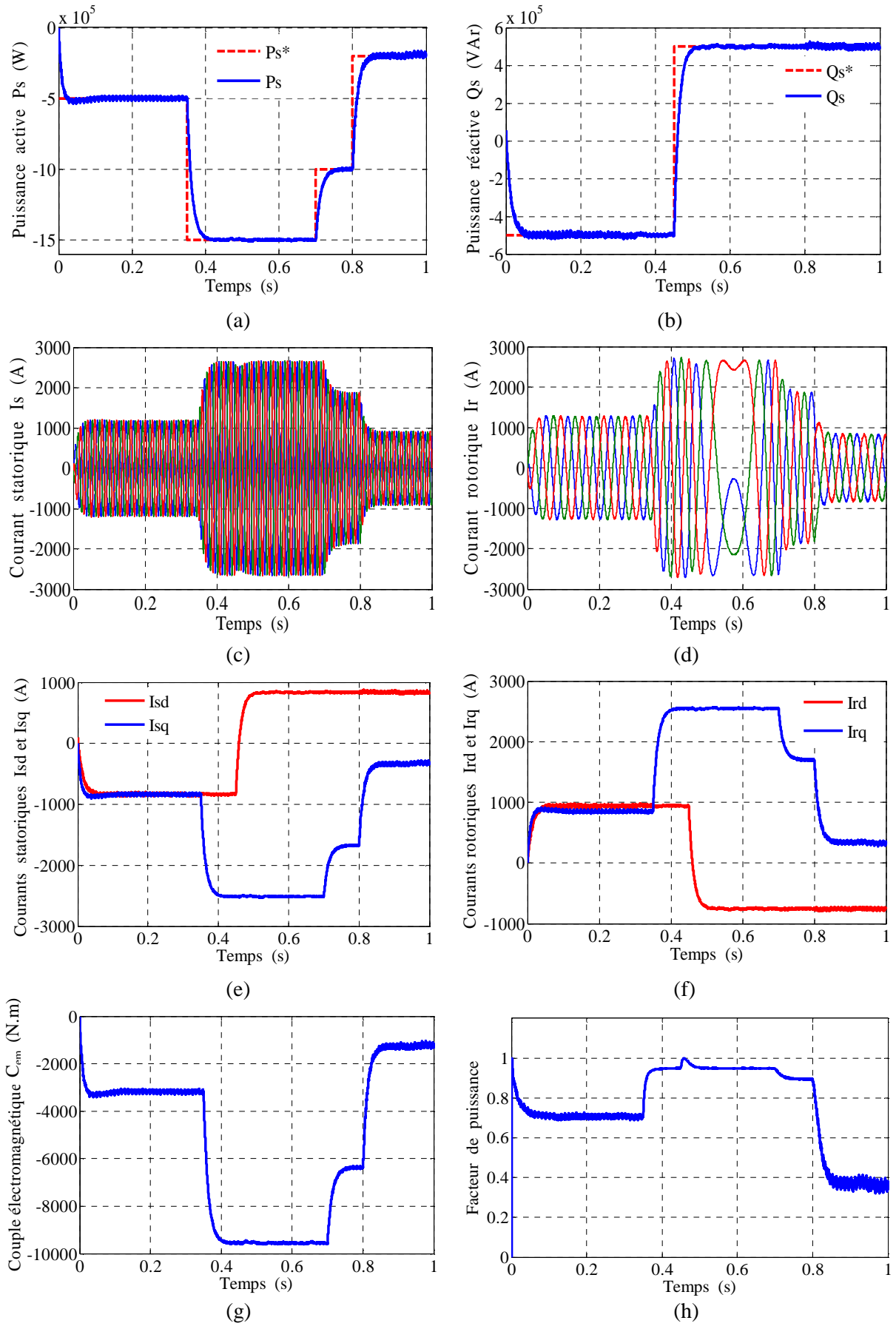


Fig.3.6 - Commande en puissances de la MADA par la méthode directe (test de suivi de consigne).

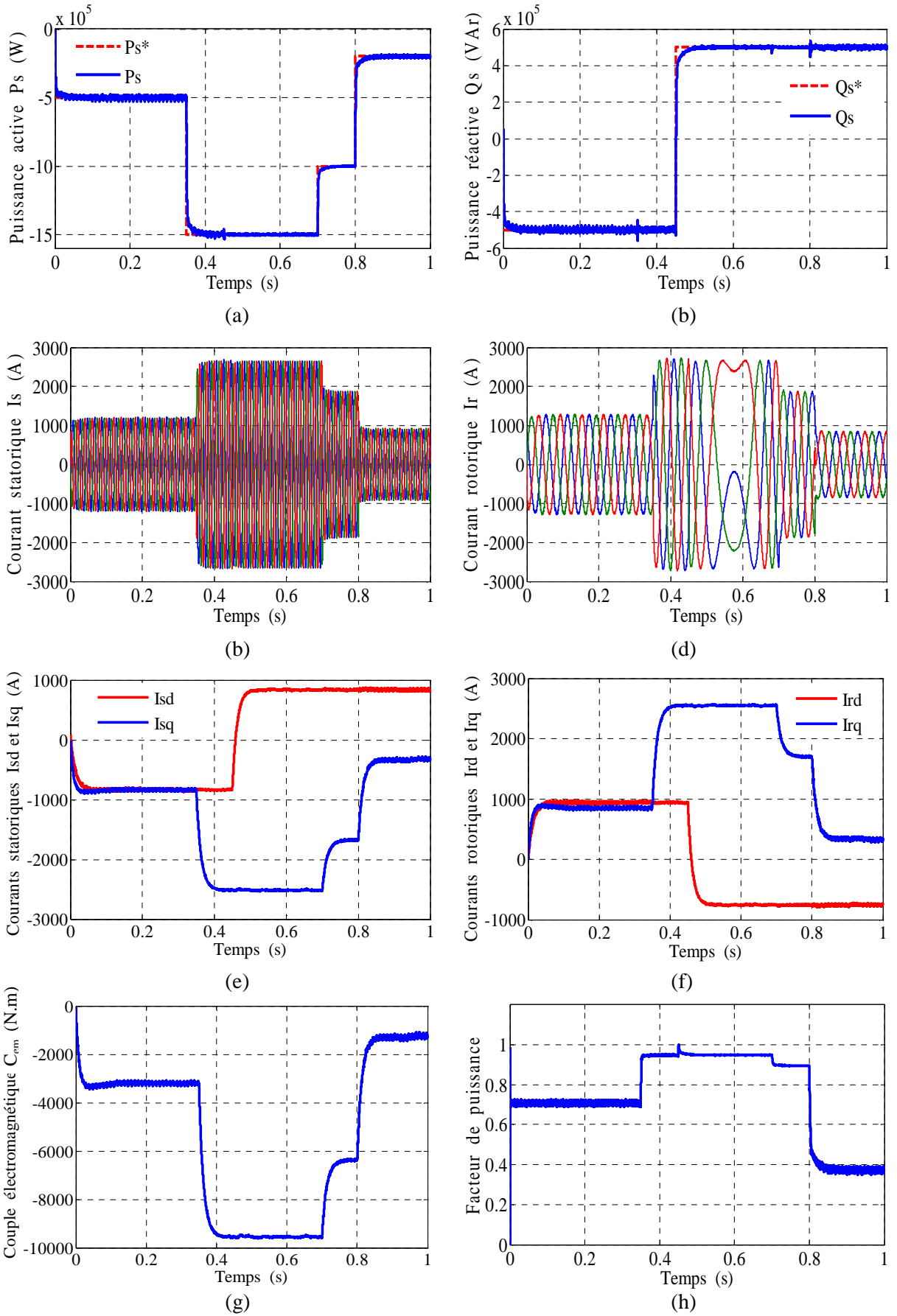


Fig.3.7 - Commande en puissances de la MADA par la méthode indirecte (test de suivi de consigne).



D'après ces résultats, on peut remarquer pour les deux méthodes de commande que les consignes de puissance sont bien suivies par la MADA aussi bien pour la puissance active que pour la puissance réactive avec un bon rejet de perturbation. Cependant, pour la commande indirecte on observe l'effet du couplage entre les deux axes de commande ( $d$  et  $q$ ) car un échelon imposé à l'une des deux puissances (active ou réactive) induit de faibles oscillations sur la seconde. Par contre, l'effet de cette variation est négligeable pour celle de la méthode directe et cela, car le modèle de la MADA était simplifié par la négligence des termes de couplage. Le fonctionnement du contrôle de la puissance réactive nous a permis d'avoir une puissance réactive négative (comportement capacitif) ou positive (comportement inductif). Par contre la puissance active est toujours gardée négative, cela signifie que la MADA fonctionne en mode génératrice.

Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que les courants statorique et rotorique triphasés générés par la MADA sont proportionnelles à la puissance active fournie. La forme d'onde des courants est presque sinusoïdale aussi bien pour le courant statorique que pour courant rotorique, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau.

Nous constatons aussi que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratures de ces courants présentent les mêmes allures, ce qui reflète le modèle mathématique de la MADA. Donc, la puissance active est contrôlée par la composante en quadrature du courant, tandis que la puissance réactive est contrôlée par la composante en directe de celui-ci.

Nous pouvons également remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active. Dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique ; alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique. Le facteur de puissance obtenu par les deux stratégies de commandes est variable selon les valeurs des puissances actives et réactives. Pour garder un facteur de puissance unitaire côté réseau, la consigne de puissance réactive statorique sera maintenue nulle ( $Q_s^* = 0MVar$ ), c'est l'objectif du prochain essai.

#### **3.4.1.2 - Vitesse du vent variable et puissance réactive constante**

Pour remédier au problème posé dans la partie précédente concernant la détérioration du facteur de puissance côté réseau. Dans cette partie on bénéficie d'un avantage parmi plusieurs avantages qui nous offre la commande vectorielle de la MADA. De plus, afin d'analyser le comportement en régime dynamique du système, il est nécessaire de piloter la MADA avec un profil du vent typique, proche de la réalité.

Donc cet essai de simulation a été effectué en utilisant le profil du vent utilisé dans le chapitre précédent (figure 2.16). Les figures 3.8 et 3.9 illustrent respectivement les résultats de simulation de la commande directe et indirecte appliquées à la MADA, en appliquant la stratégie de commande MPPT pour l'ensemble de la chaîne éolienne.

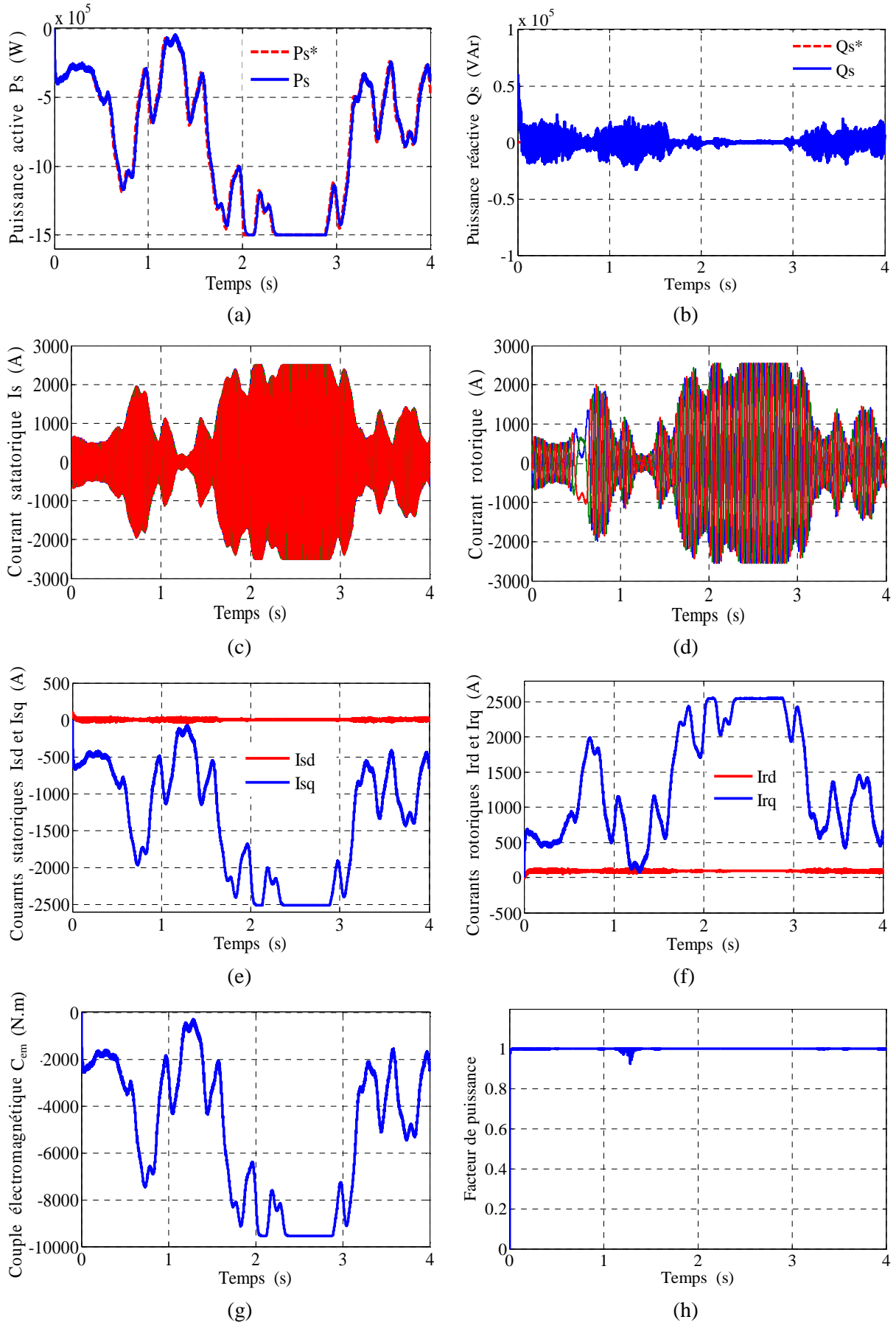


Fig.3.8 - Commande en puissances de la MADA par la méthode directe (FP=1).

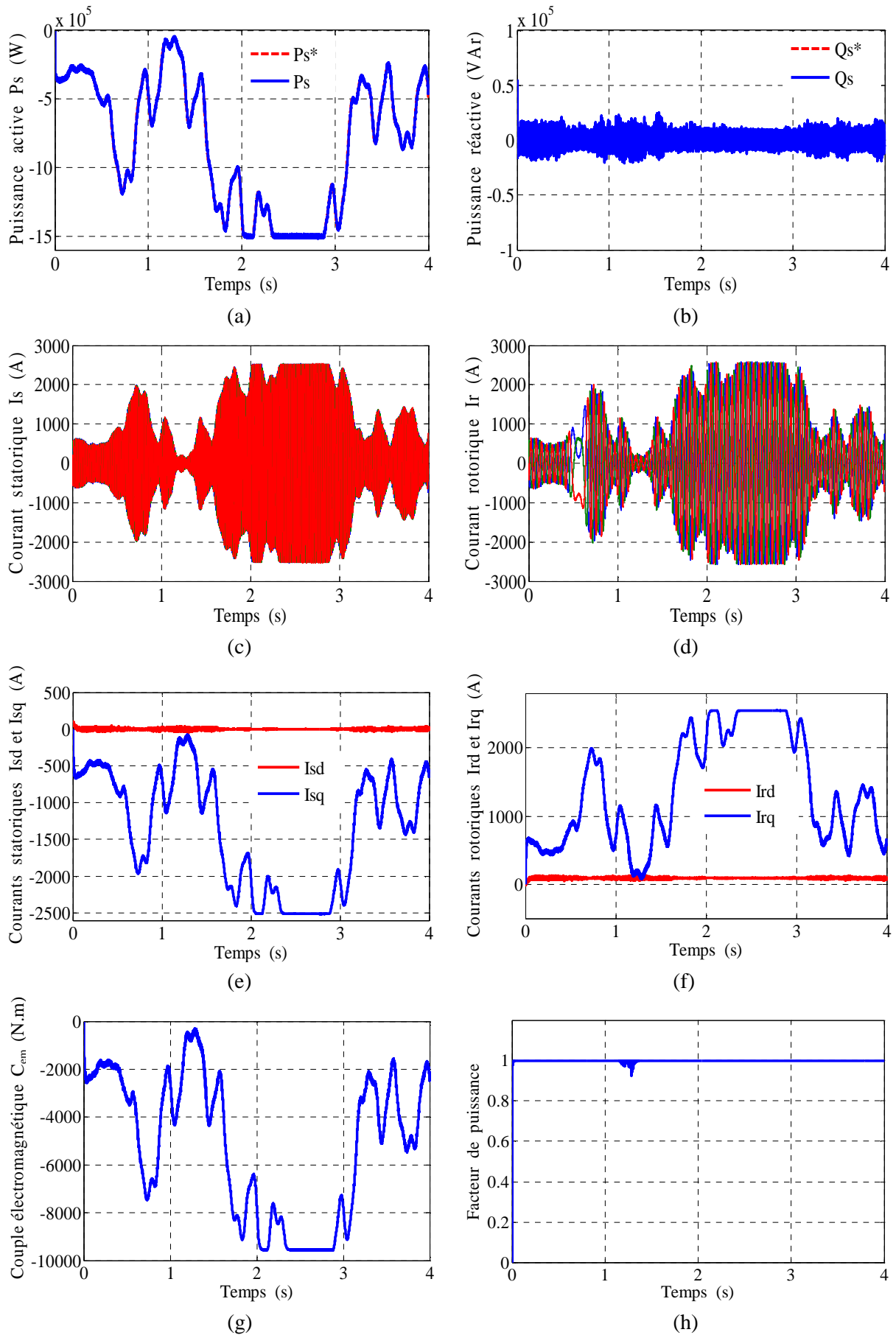


Fig.3.9 - Commande en puissances de la MADA par la méthode indirecte ( $FP=1$ ).

Dans ce test, nous avons obtenus des dynamiques appropriées pour les puissances active et réactive de références afin de tester le découplage de ces puissances dans le cas de fonctionnement à vitesse du vent variable.

La puissance active débitée par le stator possède la même allure que la puissance mécanique de la turbine (sa référence) qui varie suivant la variation du vent (voir § 2.5.3.3) grâce à la stratégie de commande MPPT pour permettre à l'éolienne de fonctionner dans les conditions optimales. La puissance réactive est nulle puisque nous désirons un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire ( $\cos(\varphi) = 1$ ).

Le couple électromagnétique de la génératrice varie selon celle de la turbine qui est en fonction de la vitesse du vent. Le courant du stator varie suivant la variation du vent aussi car c'est l'image de la puissance, puisque nous avons considéré que le stator de la MADA relié à une source de tension parfaite (398V, 50Hz).

### 3.4.1.3 - Comparaison des performances

Une comparaison des performances de réglage des puissances pour la méthode directe (CVD) et la méthode indirecte (CVI) est résumée dans la figure 3.10 :

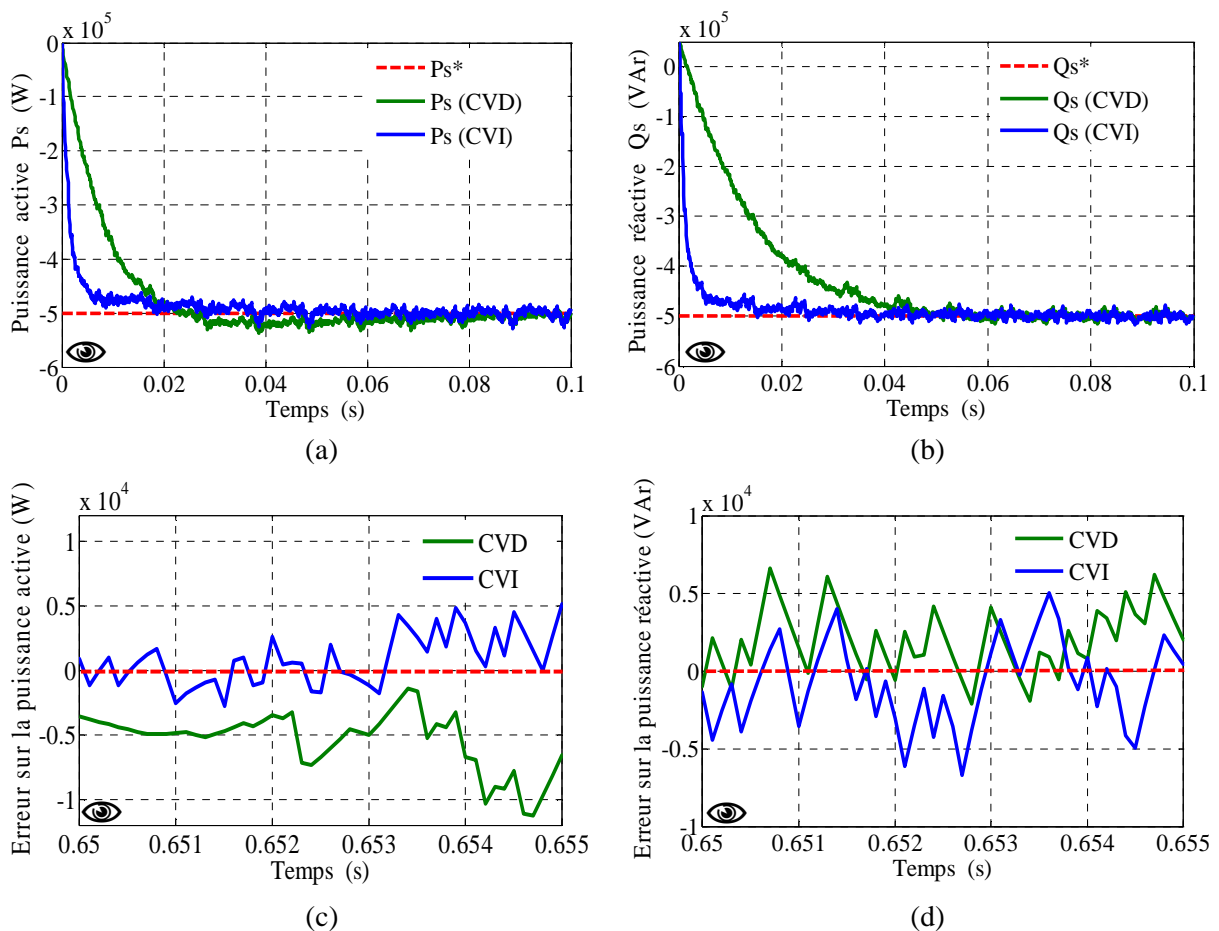


Fig.3.10 - Comparaison des performances: commande vectorielle directe et indirecte.

Afin de vérifier dans quelle mesure les puissances mesurées restent à leurs valeurs de consigne lorsque la vitesse de rotation de la MADA varie brusquement, la vitesse mécanique de la MADA

est imposée variable à l'instant  $t = 0.6s$ , de 1700tr/min à 1600tr/min. L'effet de cette variation de vitesse sur les puissances active et réactive ainsi sur le couple électromagnétique de la MADA est montré sur la figure 3.11.

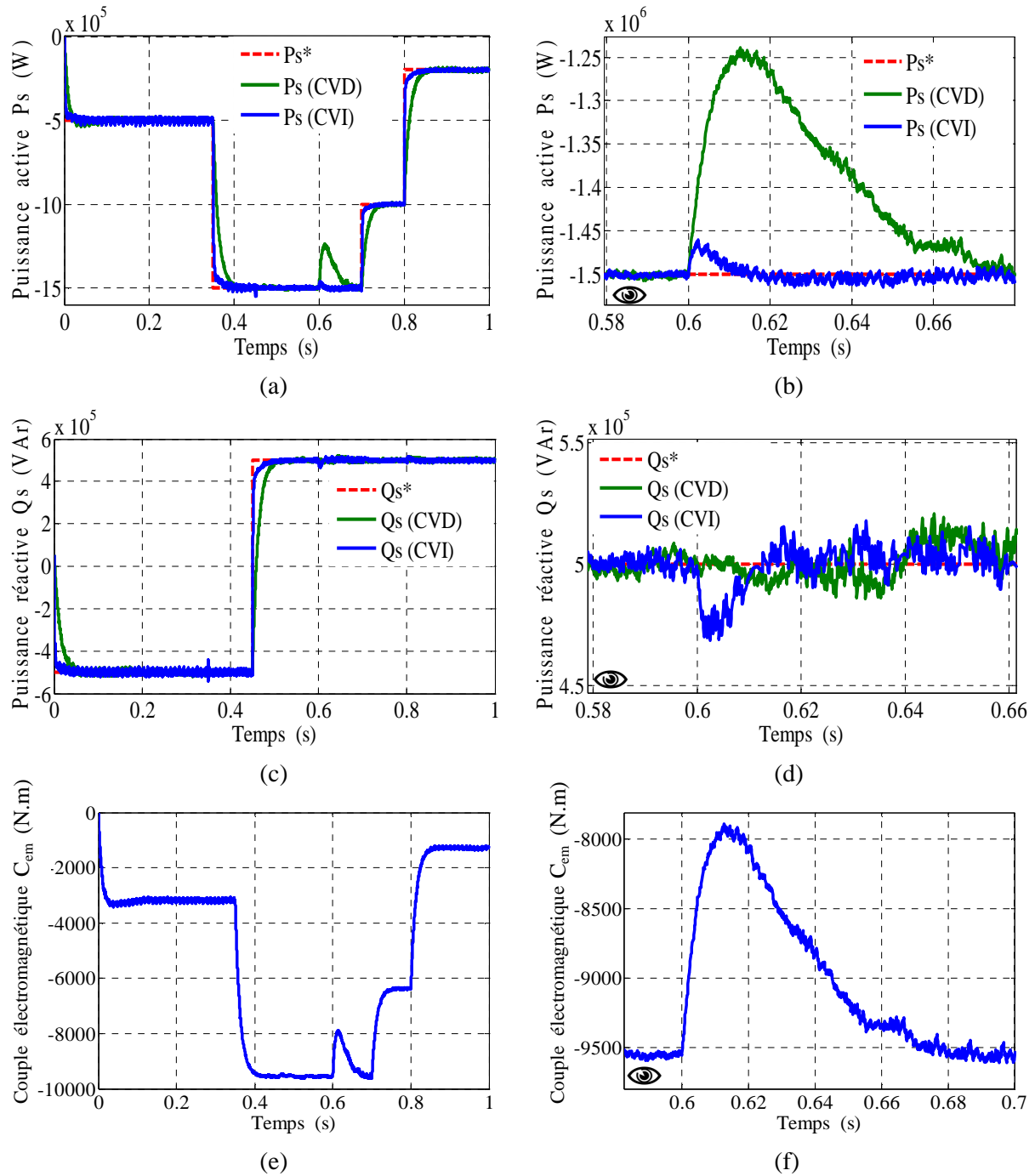


Fig.3.11 - Effet de la perturbation sur les performances de la commande directe et indirecte.

D'après les résultats de la figure 3.10, on peut dire que la méthode indirecte a donnée des bonnes performances dynamiques et statiques pour la puissance active et réactive. Nous observons une dynamique qui réagit rapidement sans dépassement par rapport à la commande directe, que soit pour la puissance active (figure 3.10-a) ou pour la puissance réactive (figure 3.10-b).

En régime permanent, l'erreur statique est minimale dans le cas de la méthode indirecte comparativement avec la méthode directe pour la puissance active (figure 3.10-c) et réactive (figure 3.10-d).

Dans la figure 3.11, l'effet de la perturbation apparaît nettement au niveau des puissances statoriques et le couple électromagnétique de la MADA. Mais surtout au niveau de la puissance active (figure 3.11-b) dans le cas de la méthode directe. Ceci est dû premièrement au fait que dans cette méthode, nous ne trouvons qu'une seule boucle de régulation sur les courants et les puissances. Secondement, le terme  $(g L_m V_s / L_s)$  sur l'axe  $q$  (équation 2.55) représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation, son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de traînage.

Dans la figure 3.11-d, l'erreur au niveau de la puissance réactive est un peu importante dans le cas de la méthode indirecte que dans le cas de la méthode directe, car dans la puissance réactive le terme de correction  $(F_d = 3V_s^2 / 2L_s \omega_s)$  de la figure 3.4, vient s'ajouter avant le correcteur du courant. Ces résultats montrent que la méthode indirecte est un outil efficace pour la réalisation de la commande en puissance de la machine asynchrone double alimentation. Évidemment, le fait d'avoir une commande indirecte avec deux boucles en cascades permet justement d'accroître un peu les performances du système car la perturbation subie par la machine est automatiquement corrigée par le régulateur supplémentaire de la boucle intérieure.

### 3.4.2 - Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur des paramètres sur les performances de la commande indirecte.

L'essai de robustesse consiste à faire varier les paramètres du modèle de la MADA utilisée. En effet les calculs de correcteurs basés sur des fonctions de transfert dont les paramètres sont supposés fixes. L'identification de ces paramètres est soumise à des imprécisions dues à la méthode employée et aux appareils de mesure.

La robustesse de la commande suite au changement des paramètres du générateur est testée par deux essais:

- 1- Variations de la résistance rotorique (cas d'échauffement);
- 2- Variations de l'inductance mutuelle (cas de saturation).

Les figures 3.12 et 3.13 représentent les résultats obtenus de la simulation des deux méthodes directe et indirecte de commande de la MADA, relatif à ce test.

Les figures 3.12-a et 3.12-b montrent le comportement de la commande directe lorsque la résistance rotorique  $R_r$  est augmentée de 100% de sa valeur nominale. Les figures 3.12-c et 3.12-d montrent le comportement de la commande directe lorsque l'inductance mutuelle  $L_m$  est diminuée de 10% de sa valeur nominale. Le même test est réalisé pour la commande indirecte, alors que les figures 3.13-a et 3.13-b montrent le comportement de cette commande pour la variation de 100% de  $R_r$ , et Les figures 3.12-c et 3.12-d pour la variation de 10% de  $L_m$ .

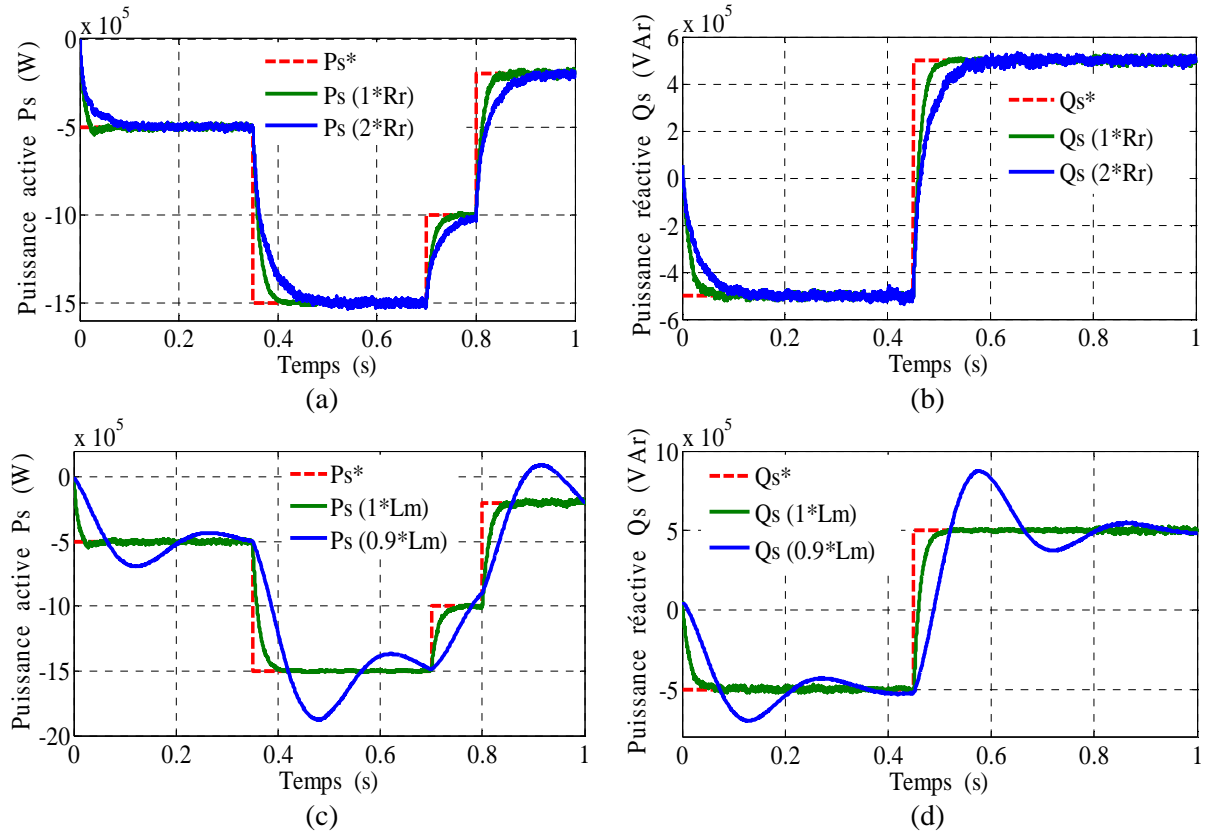


Fig.3.12 - La commande vectorielle directe vis-à-vis aux variations paramétriques de la MADA.

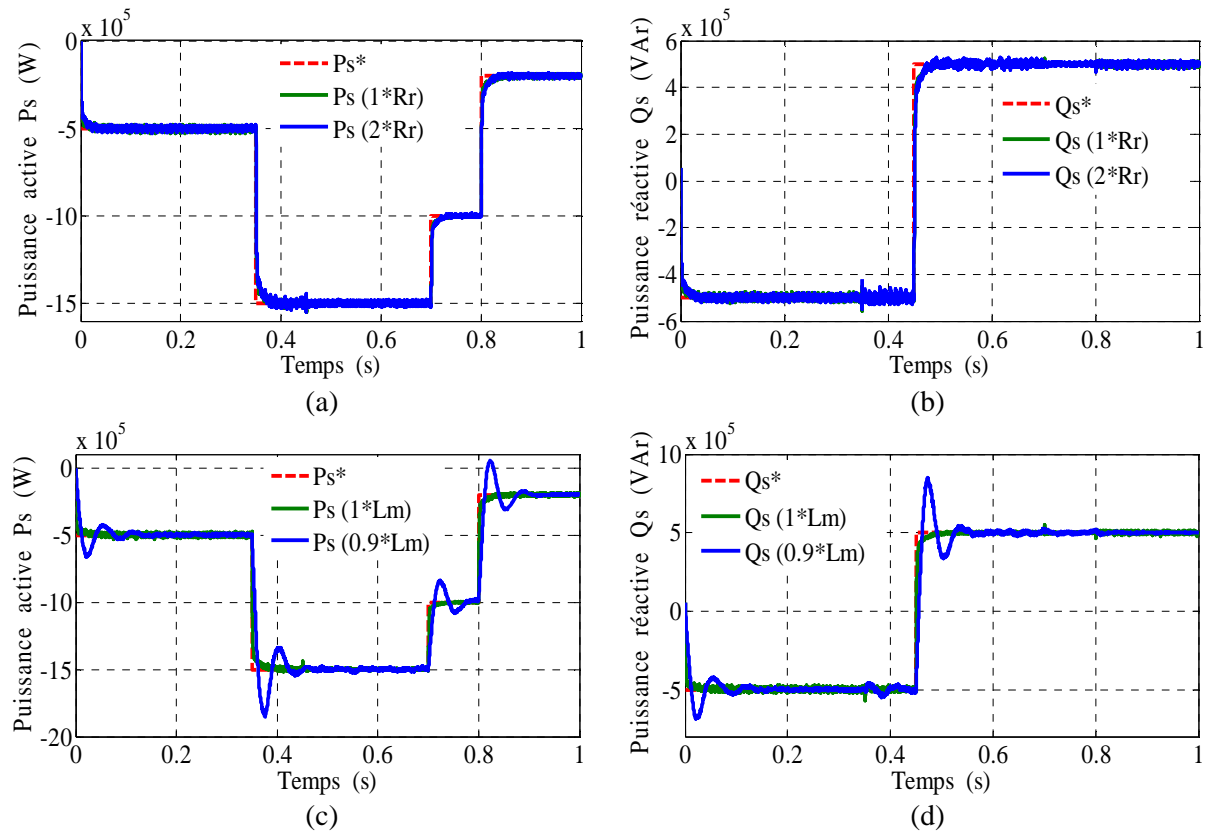


Fig.3.13 - La commande vectorielle indirecte vis-à-vis aux variations paramétriques de la MADA.

D'après les résultats de la figure 3.12, on peut remarquer que la variation paramétrique excessive effectuée sur le modèle de la MADA a engendrée des effets clairs sur les courbes de la puissance active et réactive de la commande directe. Cependant, une variation de la résistance rotorique  $R_r$  de 100% de sa valeur nominale, augmente le temps de réponse de la puissance active (figure 3.12-a) et la puissance réactive (figure 3.12-b). Tandis que la variation de l'inductance mutuelle  $L_m$  de 10% de sa valeur nominale, affecte les performances dynamiques et statiques de la commande directe. Cette sensibilisé à la variation de l'inductance mutuelle est traduite par l'augmentation du dépassement, du temps de réponse et de l'erreur statique au niveau de la puissance active (figure 3.12-c) et la puissance réactive (figure 3.12-d).

Les résultats présentés par la figure 3.13 montrent l'insensibilité de la commande indirecte dans le cas de la variation de la résistance rotorique, que soit pour la puissance active (figure 3.13.a) ou pour la puissance réactive (figure 3.13.b). Cette variation de la résistance rotorique n'a quasiment aucune influence sur la commande car les deux boucles de régulations permettent de rattraper les erreurs dues aux termes de compensation qui ne sont plus en rapport avec la bonne valeur de la résistance. Par contre l'effet de la variation de l'inductance mutuelle n'est pas négligeable, c'est-à-dire la commande indirecte perd partiellement l'efficacité de réglage mais le découplage reste maintenu.

### 3.5 - Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé deux méthodes de commande vectorielle en puissance de la MADA à savoir : la commande directe et la commande indirecte. Effectivement nous avons pu voir que la commande directe est la plus simple à mettre en œuvre, mais pas la plus performante.

En revanche, la méthode indirecte nous permet, en association avec le bouclage des puissances, d'avoir un système performant. Elle est certes plus complexe à mettre en œuvre, mais permettra d'avoir un fonctionnement optimal du système de génération électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres de la machine et du système éolien.

La méthode directe quant à elle nous a permis de valider le fonctionnement de la méthode indirecte et ce sans une grande mise en œuvre. C'est pour cela qu'il était de même intéressant d'étudier les deux méthodes.

La synthèse du régulateur PI utilisé pour stabiliser le système à cause de sa rapidité et de sa simplicité.

Mais face aux hypothèses faites pour simplifier le modèle de la MADA, le PI est un régulateur qui présente plusieurs inconvénients :

- ✗ Ajout d'un zéro dans le numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée ce qui entraîne des dépassements importants lors des transitoires ;
- ✗ Introduction d'un déphasage du à la fonction intégrale pouvant entraîner une forte instabilité ;
- ✗ Les coefficients sont directement calculés en fonction des paramètres de la machine ce qui entraîne une robustesse médiocre face à la variation de ces paramètres ;
- ✗ Les éventuelles perturbations ne sont pas prises en compte et il y a peu de degrés de liberté pour le réglage.



Nous constatons donc, à travers ces investigations, que la commande vectorielle à flux orienté conduit à des limitations implicites des performances de la MADA associé au système éolien. A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande par orientation de flux statorique, on va essayer dans la suite de ce travail de proposer des alternatives intéressantes qui rentrent dans le cadre des commandes rapprochées des machines à courant alternatif, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC) et d'une commande directe de puissance (DPC).

# Chapitre 4 :

## Contrôle direct du couple (DTC) de la MADA

*Ce chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer une technique de commande rapprochée dite : contrôle direct du couple (DTC) qui permet de contrôler le convertisseur coté rotor (CCM) de la MADA. Au premier lieu nous présentons le principe de la DTC conventionnelle présentée par I. Takahashi, puis en appliquant cette technique sur le CCM de la MADA afin de contrôler le couple électromagnétique et le flux rotorique de cette dernière indépendamment. Cependant, l'utilisation de cette stratégie de contrôle engendre l'apparition des ondulations au niveau des différentes grandeurs caractérisant la MADA. A cet effet on se propose par la suite de ce chapitre à améliorer les performances obtenues avec la DTC classique (DTC-C) par l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux (DTC-3N).*

## 4.1 - Introduction

Toujours en quête de meilleures solutions de contrôle, nous abordons maintenant les techniques de commande directes avec comme objectif de surpasser certaines des difficultés rencontrées avec la commande vectorielle.

Au milieu des années 80, exactement en 1986, 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 proposée par I. Takahashi [TAK86]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple électromagnétique de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension à l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux et le couple à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [NAA05].

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC appliquée au convertisseur coté rotor de la MADA. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et de flux [ABA11], [TOU08], [DJE14B].

Dans ces conditions, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [LAI01]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. Donc, les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné et un faible nombre des vecteurs des tensions a appliqués.

Afin de surmonter les inconvénients mentionnés précédemment, nous allons proposer d'alimenter la MADA par un onduleur de tension à trois Niveaux (DTC-3N), pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur [ABA08A], [DJE13], [TOU08], [ZAI07], [ZAI11].

Des simulations sont présentées, d'une part pour illustrer les performances apportées par la DTC-C, d'autre part pour affirmer les améliorations apportées par la méthode proposée (DTC-3N) par rapport à la DTC-C.

## 4.2 - Les commandes en amplitude

Ces commandes sont basées sur le modèle instantané du processus. Comme la Commande Directe du Couple (DTC), ou la Commande Direct du flux statorique (DSC : Direct Self Control) introduite par M. Depenbrock en 1988 [DEP88], qui correspond encore à une simplification du

DTC et qui admet une fréquence de commutation minimale. Ces commandes consistent à imposer un vecteur de tension à l'onduleur (voir la figure 4.1), en utilisant des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux et du couple électromagnétique [TOU08].

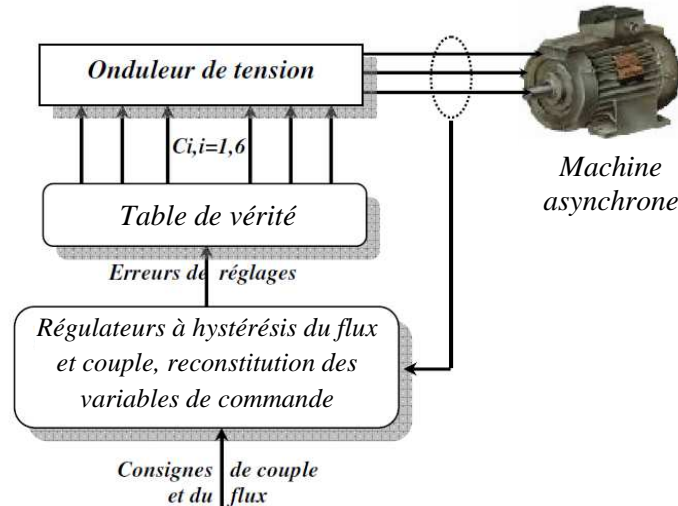


Fig.4.1 - Structure des commandes en amplitude.

### 4.3 - Caractéristiques principales d'une commande directe du couple

Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple sont :

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants proches des formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande présente différents avantages et inconvénients qui sont cités ci-dessous :

#### 4.3.1 - Avantages de la DTC

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator ;
- ✓ Utilise un modèle simplifié de la machine ;
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis, tandis que la commande vectorielle indirecte exige 4 régulateurs PI et un modulateur de PWM ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux est nécessaire ;
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;

✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

### 4.3.2 - Inconvénients de la DTC

- ✗ L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- ✗ La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple ;
- ✗ L'existence des oscillations au niveau du couple ;
- ✗ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis).

## 4.4 - Contrôle direct du couple "classique" de la MADA (DTC-C)

### 4.4.1 - Principe générale

Le principe est la régulation directe du couple de la machine asynchrone à double alimentation par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis.

Le convertisseur de puissance utilisé dans le coté rotor de la machine « CCM » est un onduleur de tension classique à deux niveaux (figure 4.2). Ce dernier permet d'atteindre huit positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

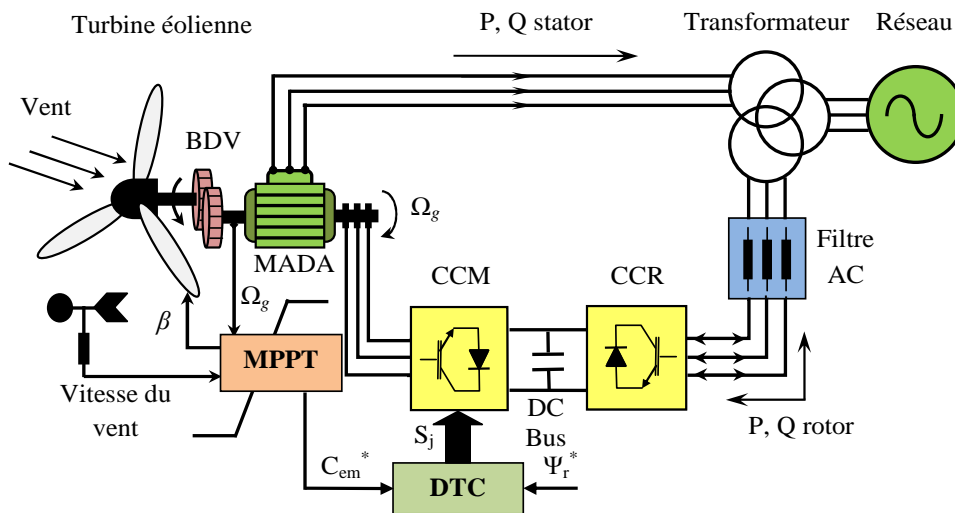


Fig.4.2 - Structure de la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

On définit le vecteur  $\bar{V}_r$  comme la combinaison des 3 tensions simples :

$$\bar{V}_r = V_{r\alpha} + jV_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \left( S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.1)$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer huit ( $2^3$ ) positions du vecteur  $\bar{V}_r$ , dont deux correspondent aux vecteurs nuls ( $S_a S_b S_c = (111) \text{ ou } (000)$ ), où les trois interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps.

Les huit vecteurs de tension sont représentés dans le plan ( $\alpha_r - \beta_r$ ) par la figure 4.3 où  $V_0$  et  $V_7$  sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à  $\sqrt{2/3} U_{DC}$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\pi/3$  appelée secteur ou zone.

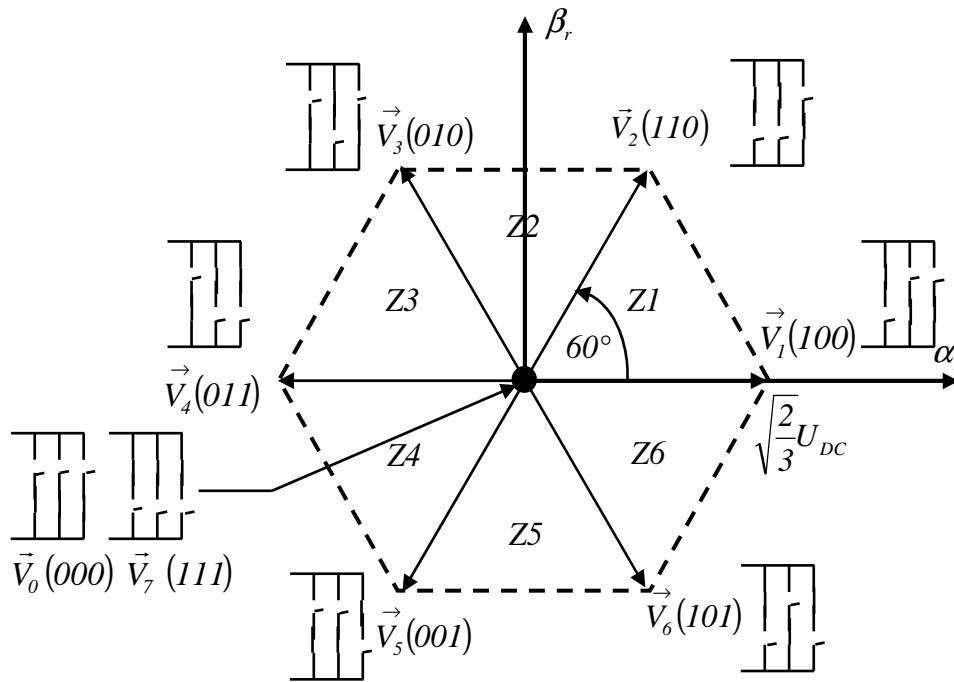


Fig.4.3 - Elaboration du vecteur de tension rotorique à partir des états de commutation de l'onduleur.

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur, des vecteurs  $\vec{V}_i$  ( $i=1, \dots, 6$ ) non nuls, et des vecteurs nuls  $V_0, V_7$ . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe). Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois le couple et le flux rotorique, après la détermination des composantes du vecteur flux rotorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions rotoriques soit préférablement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants rotoriques mesurés [MOU14].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable  $H_C$  à trois niveaux (-1, 0 et 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [DJE14B], [TER09]. De même, le module du vecteur flux rotorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux rotoriques injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire  $H_F$  à deux niveaux (-1 et 1), représentative de l'évolution souhaité pour le flux [MOU14], [TRE09]. La variable  $\delta$  correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux rotorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [MOU14], [ABA08B], [ABA11].

#### 4.4.2 - Présentation des vecteurs de commutation

Les vecteurs de tension applicables à la machine ne sont pas limités par les huit vecteurs de base. Il est possible d'obtenir n'importe quel vecteur équivalent en combinant les vecteurs entre eux. Par exemple, un vecteur arbitraire qui se situe dans le secteur 1 peut être composé des vecteurs 1 et 2, ou encore des vecteurs 1 et 6. Cette méthode est connue sous le nom de modulation vectorielle. D'une manière similaire à la modulation par largeur d'impulsion, une séquence de commutation sera composée d'un temps  $t_1$  où le vecteur 1 sera actif, un temps  $t_2$  où le

vecteur 2 (ou 6) sera actif et un temps  $t_3$  constitué d'un des vecteurs nuls permettant de compléter le cycle de commutation. La formule générale (4.2) donne un aperçu de la composition d'un vecteur.

$$V_r = \frac{t_1 V_x + t_2 V_y + t_3 V_{0 \text{ ou } 7}}{T_e} \quad (4.2)$$

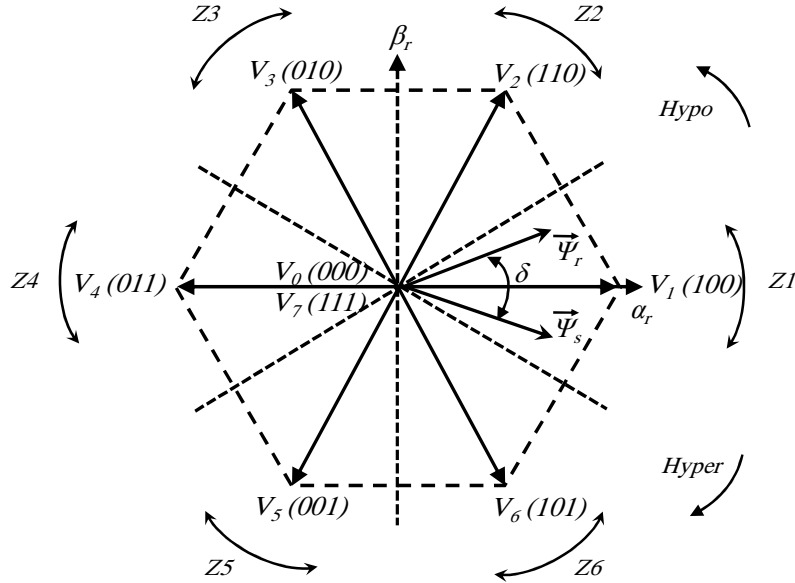


Fig.4.4 - Présentation des vecteurs de commutation.

### 4.4.3 - Contrôle du vecteur flux rotorique

Les conditions de contrôle dynamique du couple et du flux de la MADA peuvent être mises en évidence, par le modèle vectoriel de la machine. Pour cela, on prendra les expressions vectorielles de la machine. Par la suite, on se placera dans le référentiel fixe  $(\alpha_r-\beta_r)$ , ainsi, les tensions de la MADA, côté stator et rotor, peuvent s'écrire :

Côté stator :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Psi}_s}{dt} \quad (4.3)$$

Côté rotor :

$$\overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\Psi}_r}{dt} \quad (4.4)$$

A partir de l'expression (4.4), le flux rotorique de la MADA est donnée par :

$$\overline{\Psi}_r(t) = \int_0^t (\overline{V}_r - R_r \overline{I}_r) dt \quad (4.5)$$

La chute de tension due à la résistance du rotor  $(R_r I_r)$  peut être négligée par rapport à la tension  $V_r$  (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on trouve alors :

$$\overline{\Psi}_r = \overline{\Psi}_{r0} + \int_0^t \overline{V}_r dt \quad (4.6)$$

Où  $\Psi_{r0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t=0$ .

$$\overline{\Psi}_r = \Psi_{r0} + \overline{V}_r T_e \tag{4.7}$$

Pendant un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , les commandes  $(S_a S_b S_c)$  sont fixes, donc le vecteur de tension appliqué reste constant. Ainsi on peut écrire :

$$\overline{\Psi}_r(k+1) \approx \overline{\Psi}_r(k) + \overline{V}_r T_e \tag{4.8}$$

Ou encore :

$$\Delta \overline{\Psi}_r = \overline{V}_r T_e \tag{4.9}$$

Avec :

$\overline{\Psi}_r(k)$  : est le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\Psi}_r(k+1)$  : est le vecteur du flux rotorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\Psi}_r$  : est la variation du vecteur flux rotorique  $(\overline{\Psi}_r(k+1) - \overline{\Psi}_r(k))$ .

L'équation (4.9) implique que pour une période d'échantillonnage constante  $T_e$ , l'extrémité du vecteur  $\overline{\Psi}_r$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $\overline{V}_r$ . La figure 4.5 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension  $\overline{V}_r = \overline{V}_3$ .

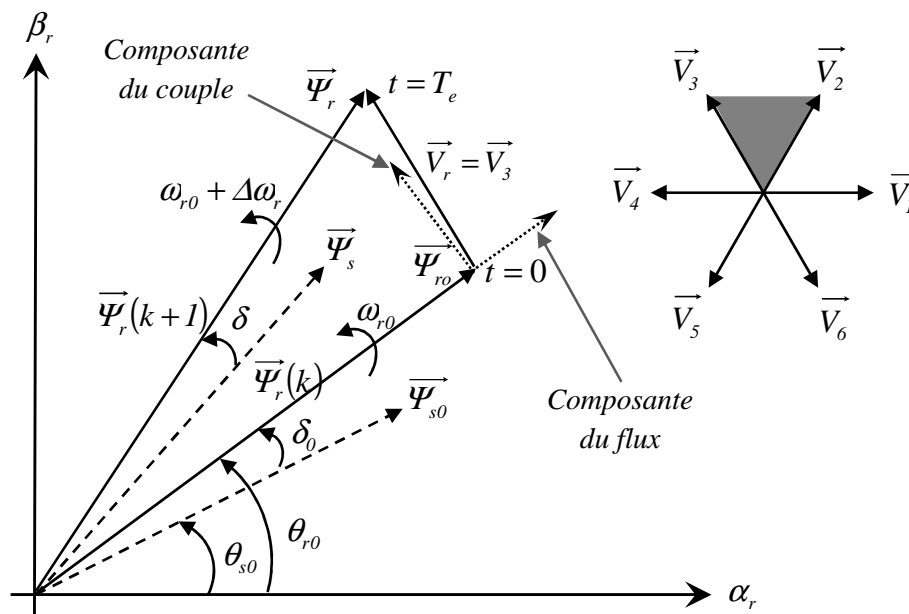


Fig.4.5 - Évolution du vecteur flux rotorique dans le plan  $(\alpha_r - \beta_r)$ .

Observons le schéma vectoriel de la MADA en mode générateur hyposynchrone donné à la figure 4.5 dans le référentiel stationnaire  $(\alpha-\beta)$ . Le flux statorique est en retard par rapport au flux rotorique et les deux tournent dans le sens antihoraire. Supposons que nous désirons augmenter la puissance générée par la machine et augmenter le flux légèrement afin de corriger le facteur de puissance (notre convention stipule que l'erreur de couple est positive). En se référant à la figure 4.4 et 4.5, notre flux rotorique étant dans le secteur 2, le vecteur optimal à choisir est le vecteur 3.



Le déplacement sera proportionnel au temps d'application du vecteur, ce qui implique que la période d'échantillonnage  $T_e$  devra nécessairement être la plus petite que possible afin d'éviter le dépassement de la référence [TRE11].

Pour l'augmentation du flux, on applique un vecteur de tension  $\bar{V}_r$  parallèle à  $\bar{\Psi}_r$  et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer; tandis que l'application d'un vecteur de tension en quadrature avec  $\bar{\Psi}_r$  fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix d'une séquence adéquate des vecteurs  $\bar{V}_r$  durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de  $\bar{\Psi}_r$  autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur aura une trajectoire pseudo circulaire (figure 4.6), à condition que la période d'échantillonnage  $T_e$  soit très faible devant celle du flux rotorique [TRE11].

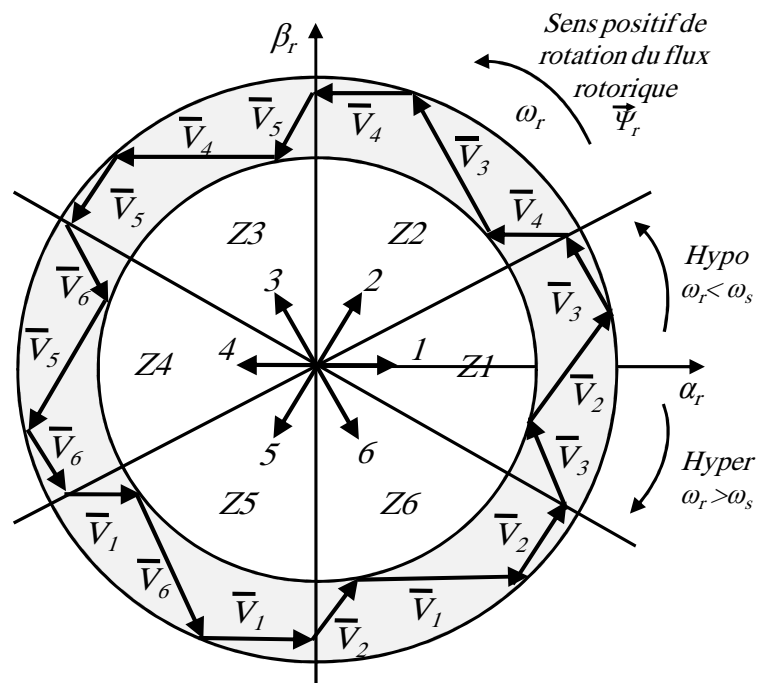


Fig.4.6 - Pilotage du vecteur flux rotorique à l'aide des vecteurs tensions rotoriques.

Dans le but de limiter la fréquence des commutations et ainsi de réduire les pertes associées, des bandes d'hystérésis définissent les seuils de basculement de la commande. Les spécifications techniques d'ondulation de flux et de couple dictent la largeur des bandes et offrent l'avantage de ne pas recourir à des régulateurs classiques tel le proportionnel-intégral (PI). Ce mode de fonctionnement, d'une simplicité nettement remarquable par rapport à la commande vectorielle, permet d'obtenir des transitoires très rapides et une poursuite de la référence sans erreur à travers un mécanisme de régulation très robuste et facile à ajuster.

A cette lumière, un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux rotorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure 4.6, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (-1) lorsqu'elle est négative [DJE14B], [MOU14]. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des

interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

Connaissant la valeur du module du flux rotorique estimé  $\hat{\Psi}_r$ , on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon\Psi_r = \Psi_r^* - \hat{\Psi}_r \quad (4.10)$$

Avec :  $\Psi_r^*$  et  $\hat{\Psi}_r$  sont respectivement : le flux rotorique de consigne et estimé.

On place le contrôleur à hystérésis à deux niveaux de largeur  $2\Delta\Psi_r$  (figure 4.7).

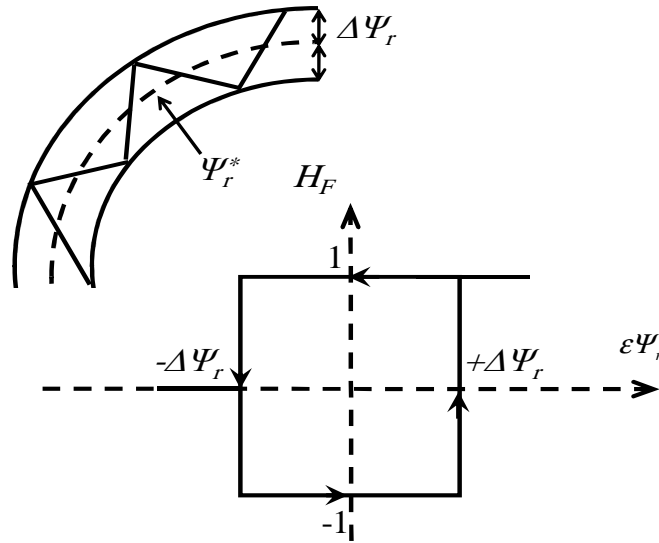


Fig.4.7 -Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux rotorique.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \varepsilon\Psi_r > \Delta\Psi_r & \Rightarrow H_F = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \varepsilon\Psi_r \leq \Delta\Psi_r \quad \text{et } \frac{d\varepsilon\Psi_r}{dt} > 0 & \Rightarrow H_F = -1 \\ \text{Si } -\Delta\Psi_r \leq \varepsilon\Psi_r \leq 0 \quad \text{et } \frac{d\varepsilon\Psi_r}{dt} < 0 & \Rightarrow H_F = 1 \\ \text{Si } \varepsilon\Psi_r < -\Delta\Psi_r & \Rightarrow H_F = -1 \end{array} \right. \quad (4.11)$$

En effet, si on introduit l'écart  $\varepsilon\Psi_r$ , entre le flux de référence et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure 4.7), celui-ci génère à sa sortie la valeur ( $H_F = 1$ ) pour augmenter le flux et ( $H_F = -1$ ) pour le réduire; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux rotorique dans une couronne circulaire, les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés [DJE14B], [MOU14], [TRE09].

#### 4.4.4 - Contrôle du couple électromagnétique

Le passage des vecteurs de commutation vers la commande s'est d'abord fait suite à l'observation de la figure 4.8.

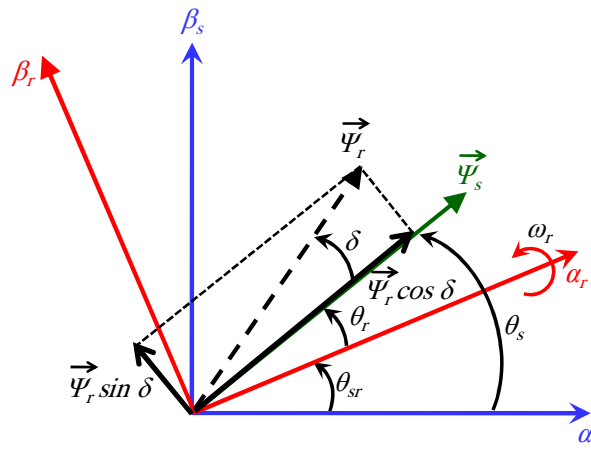


Fig.4.8 - La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan (α-β).

L'interaction entre le flux statorique et rotorique produit un couple électromagnétique proportionnel à l'angle  $\delta$  entre les deux vecteurs où il sera maximal lorsque les deux vecteurs seront parfaitement en quadrature selon l'équation (4.12) :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\overline{\Psi}_s| |\overline{\Psi}_r| \sin \delta \quad (4.12)$$

En dérivant l'équation (4.12), on obtient :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\overline{\Psi}_s| \frac{d(|\overline{\Psi}_r| \sin \delta)}{dt} \quad (4.13)$$

D'après (4.13) on constate que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\Psi}_s$  et  $\overline{\Psi}_r$  et de leur position relative  $\delta$ .

En considérant que le flux statorique est constant, ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator de la MADA :

$$|\overline{\Psi}_s| = \frac{|\overline{V}_s|}{\omega_s} \quad (4.14)$$

En outre, dans le cas où le flux rotorique a une trajectoire circulaire, le couple électromagnétique  $C_{em}$  devient la fonction de l'angle  $\delta$ . Le couple augmente lorsque  $\delta$  augmente et vis-versa. Par conséquent, le contrôle du couple peut être réalisé en réglant l'angle  $\delta$ .

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure 4.9, utilisé pour contrôler la machine dans les deux sens de rotation [ROD04], [TRE09], [TRE11]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (4.15), tels que  $H_C$  représente l'état de sortie du comparateur,  $\varepsilon C_{em}$  l'écart entre le couple de référence et le couple estimé et  $\Delta C_{em}$  la limite de la bande hystérésis.

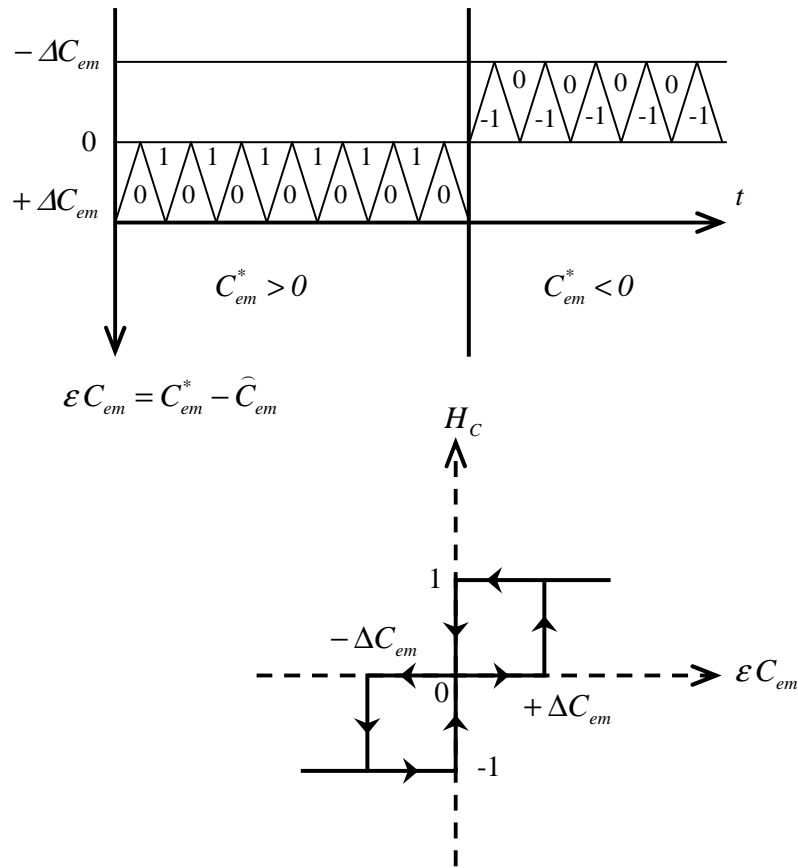


Fig.4.9 - Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \varepsilon C_{em} > \Delta C_{em} & \Rightarrow H_c = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \quad \text{et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow H_c = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \quad \text{et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow H_c = 1 \\
 \text{Si } \varepsilon C_{em} < -\Delta C_{em} & \Rightarrow H_c = -1 \\
 \text{Si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em} \leq 0 \quad \text{et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} > 0 & \Rightarrow H_c = 0 \\
 \text{Si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \quad \text{et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} < 0 & \Rightarrow H_c = -1
 \end{array} \right. \quad (4.15)$$

L'écart  $\varepsilon C_{em}$ , entre le couple de référence  $C_{em}^*$  et le couple estimé  $\hat{C}_{em}$  est introduit dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur ( $H_c = 1$ ) pour augmenter le couple, ( $H_c = -1$ ) pour le réduire et ( $H_c = 0$ ) pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande  $2\Delta C_{em}$  autour de sa référence [DJE14B], [MOU12], [ROD04]. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs.

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut

appliquer les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ . Ce comparateur permet la possibilité de fonctionner dans les 4 quadrants sans intervention sur la structure de commande de la machine. De plus, il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux  $\vec{\Psi}_r$ . L'onduleur peut donc avoir, en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur.

#### 4.4.5 - Estimation du flux rotorique et du couple électromagnétique

Le défi de la commande directe du couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable de la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux rotorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs [DJE14B], [MOU14], [TRE09].

L'estimation du flux rotorique peut être effectuée par différentes manières [DJE14B], [MOU14], [ZAI11], [TRE09] en utilisant le modèle des tensions, le flux de rotor peut être estimé en intégrant à partir de l'équation de tension du rotor.

$$\Psi_r = \int_0^t (V_r - R_r I_r) dt \quad (4.16)$$

Dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ), les composantes du flux rotoriques sont déterminées comme suite :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \int_0^t (v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha}) dt \\ \phi_{r\beta} = \int_0^t (v_{r\beta} - R_r i_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (4.17)$$

Où  $\phi_{r\alpha}$  et  $\phi_{r\beta}$  sont estimées en utilisant l'équation (4.17) qui nécessite la connaissance des composantes des vecteurs courants et tensions rotoriques :  $i_{r\alpha}$ ,  $i_{r\beta}$ ,  $v_{r\alpha}$  et  $v_{r\beta}$ . Les composantes du vecteur courant rotorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés  $i_{ra}$ ,  $i_{rb}$  et  $i_{rc}$  (voir annexe C) :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ra} \\ i_{r\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{rb} - i_{rc}) \right] \end{cases} \quad (4.18)$$

Les composantes du vecteur de tension rotorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs [MOU14].

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{DC} \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ v_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{DC} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.19)$$

Cependant, cette simple méthode exigeant la connaissance de la résistance rotorique, qui est très difficile à identifier en cours de fonctionnement [HA00], [JEO02].

Nous avons opté pour l'estimation du flux à l'aide de l'équation (2.54 dans le chapitre 2), en utilisant les inductances et le courant rotorique [TRE09], [TRE11], [ZAI11] :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \phi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (4.20)$$

On peut remarquer qu'aucune intégration n'est nécessaire pour l'estimation du flux en (4.20), 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 l'angle  $\delta$  :

$$|\overline{\Psi}_r| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (4.21)$$

$$\delta = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (4.22)$$

L'espace d'évolution de  $\overline{\Psi}_r$  dans le référentiel considéré se décompose en six zones  $Z(i)$  ( $i=1, \dots, 6$ ). Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \quad (4.23)$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant rotorique donnée par l'équation :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p (\phi_{r\alpha} i_{r\beta} - \phi_{r\beta} i_{r\alpha}) \quad (4.24)$$

#### 4.5.6 - Sélection d'un vecteur de tension rotorique

En sélectionnant un vecteur  $V_r (S_a, S_b, S_c)$  approprié, l'extrémité du flux  $\overline{\Psi}_r$  peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $V_r$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux rotorique  $\overline{\Psi}_r$ , du sens de rotation de  $\overline{\Psi}_r$  mais également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\overline{\Psi}_r$  dans le référentiel fixe en le décomposant en six zones  $Z(i)$ , avec ( $i=1, \dots, 6$ ) déterminées à partir des composantes du flux sur les axes directe et en quadrature du repère fixe ( $\alpha_r$ - $\beta_r$ ).

Par exemple, lorsque le vecteur flux rotorique  $\overline{\Psi}_r$  se trouve dans la zone numéro 1 ( $Z1$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs des tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs  $V_2, V_3, V_5$  et  $V_6$  représentés sur la figure 4.10.

Sur toute cette zone, parcourue par le vecteur flux rotorique, le rôle du vecteur de tension  $V_r$  sélectionné reste le même soit :

- Si  $V_2$  est appliqué alors  $\Psi_r$  croît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_3$  est appliqué alors  $\Psi_r$  décroît et  $C_{em}$  croît ;
- Si  $V_5$  est appliqué alors  $\Psi_r$  décroît et  $C_{em}$  décroît ;
- Si  $V_6$  est appliqué alors  $\Psi_r$  croît et  $C_{em}$  décroît.

La commande privilégie donc l'application des vecteurs qui modifient l'angle du flux tout en maintenant le module le plus constant que possible. C'est pourquoi nous n'avons pas retenu l'application du vecteur  $V_1$  et  $V_4$  à la figure 4.10 [TRE09].

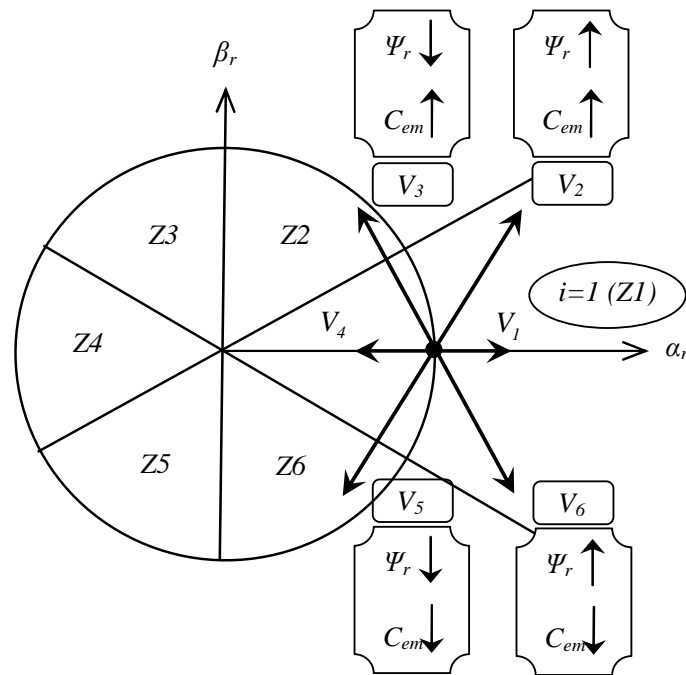


Fig.4.10 - Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.

On peut généraliser l'observation précédente comme suit :

- ❖ Pour que le flux rotorique réside dans la zone  $Z(i)$  où  $(i=1, \dots, 6)$ , l'application des vecteurs de tension  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  augmente le couple électromagnétique, alors que l'application des vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$  le diminue. De plus, l'application de  $V_{i+2}$  et de  $V_{i-2}$  diminue le flux rotorique, alors que  $V_{i+1}$  et  $V_{i-1}$  l'augmentent. Dans ce cas, pour chaque secteur, seulement quatre vecteurs actifs sont utilisés :  $V_{i-2}, V_{i-1}, V_{i+1}, V_{i+2}$ .
- ❖ Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans une zone de position «  $i$  », les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. Cela signifie que lors du déplacement du flux sur une zone  $Z(i)$ , un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur.
- ❖ La sélection des vecteurs des tensions nuls  $V_0$  et  $V_7$  engendre des faibles variations de flux et du couple comparativement avec les vecteurs des tensions actifs. En fait, les vecteurs nuls ne sont pas réellement nécessaires pour le réglage de flux et du couple ; cependant, ils sont employés pour réduire les ondulations au niveau du couple et de flux au minimum autant que possible [DJE14B].

La table 4.1, représente une récapitulation des résultats obtenus précédemment.

Variable	Augmentation	Diminution
<b>Flux rotorique</b>	$V_{i+1}, V_{i-1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}$
<b>Couple électromagnétique</b>	$V_{i+1}, V_{i+2}$	$V_{i-1}, V_{i-2}$

Tab. 4.1 - Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur cette table généralisée, on peut établir la table classique des séquences ci dessous résumant la technique DTC proposée par I. Takahashi pour contrôler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la MADA.

#### 4.4.7 - Elaboration de la table de commutation

On élabore la table de commutation (Tableau 4.2) en se basant sur l'erreur du flux  $\varepsilon \Psi_r$ , l'erreur du couple  $\varepsilon C_{em}$ , et selon la position  $\delta$  du vecteur de flux rotorique.

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor « CCM » qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $H_F$  et  $H_C$ , suivant la logique de comportement de flux et du couple vis-à-vis de l'application des vecteurs des tension rotorique [DJE14B], [MOU10], [MOU12], [TRE11]. Le choix de ces vecteurs, appelés vecteurs optimaux, se résume donc à une simple table dite de vérité ou de commutation (tableau 4.2).

		Comparateur	3 niveaux			3 niveaux		
			2 niveaux			2 niveaux		
		Flux : $H_F$	1			-1		
		Couple : $H_C$	1	0	-1	1	0	-1
Secteur $Z(i)$ vis-à-vis de l'angle $\delta$	1	(330°, 30°)	$V_2$	$V_0$	$V_6$	$V_3$	$V_7$	$V_5$
	2	(30°, 90°)	$V_3$	$V_7$	$V_1$	$V_4$	$V_0$	$V_6$
	3	(90°, 150°)	$V_4$	$V_0$	$V_2$	$V_5$	$V_7$	$V_1$
	4	(150°, 210°)	$V_5$	$V_7$	$V_3$	$V_6$	$V_0$	$V_2$
	5	(210°, 270°)	$V_6$	$V_0$	$V_4$	$V_1$	$V_7$	$V_3$
	6	(270°, 330°)	$V_1$	$V_7$	$V_5$	$V_2$	$V_0$	$V_4$
$V_0=[0,0,0]$ ; $V_1=[1,0,0]$ ; $V_2=[1,1,0]$ ; $V_3=[0,1,0]$ ; $V_4=[0,1,1]$ ; $V_5=[0,0,1]$ ; $V_6=[1,0,1]$ ; $V_7=[1,1,1]$								

Tab.4.2 - Table de commutation de la DTC définissant les vecteurs optimaux sélectionnés dans chaque secteur du convertisseur CCM.

#### 4.4.8 - Schéma de la commande directe du couple

La structure détaillée de la commande directe du couple DTC de la MADA est présentée à la figure 4.11. 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 nécessaire.



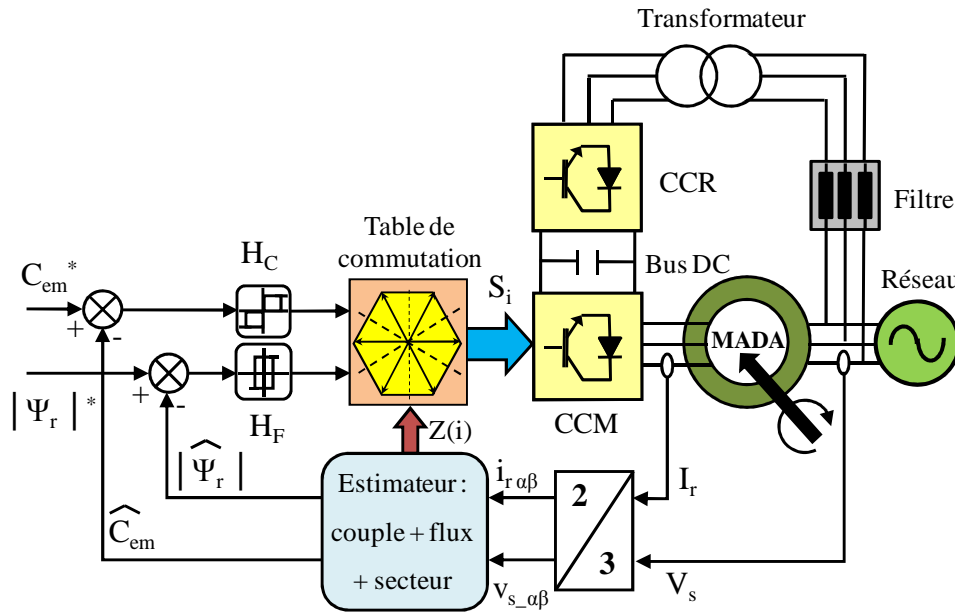


Fig.4.11 - Structure de la commande directe de couple et de flux de la MADA.

#### 4.4.9 - Résultats de simulation

Dans cette section la commande DTC de la MADA de 1.5MW (annexe A) a été testée par simulation sous environnement MATLAB/SIMULINK. Deux types de tests ont été appliqués au système de la figure 4.11 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 ;

Les principales caractéristiques de cette simulation sont résumées comme suit :

- Fréquence d'échantillonnage 7.5kHz ;
- Les largeurs des bandes à hystérésis :  $\Delta C_{em} = \pm 0.7 N.m$  et  $\Delta \Psi_r = \pm 0.001 Wb$  ;
- La tension du bus continu :  $U_{DC} = 1200V$  .

##### 4.4.9.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe

Dans cet essai, un vent de vitesse fixe de 12m/s est appliqué sur les pales de la turbine éolienne ce qui correspond à un mode hypersynchrone de la MADA. Donc ce premier essai consiste à imposer des échelons du couple électromagnétique et du flux rotorique, ce qui nous permet de vérifier le découplage entre le couple et le flux rotorique de la MADA.

Deux tests sont effectués dans cette partie:

- 1) Découplage à flux constant et couple variable ;
- 2) Découplage à flux variable et couple constant.

Les figures 4.12 et 4.13 présentent les résultats de simulations de ces tests.

##### a) Découplage à flux constant et couple variable :

Le passage du couple nul à un couple nominal en fonctionnement générateur s'effectue à  $t=0.3s$  et en fonctionnement moteur à  $t=0.8s$ . Alors que le flux rotorique est maintenu constant à une valeur nominale de 1.2Wb. Les résultats de simulation sont donnés par la figure 4.12.

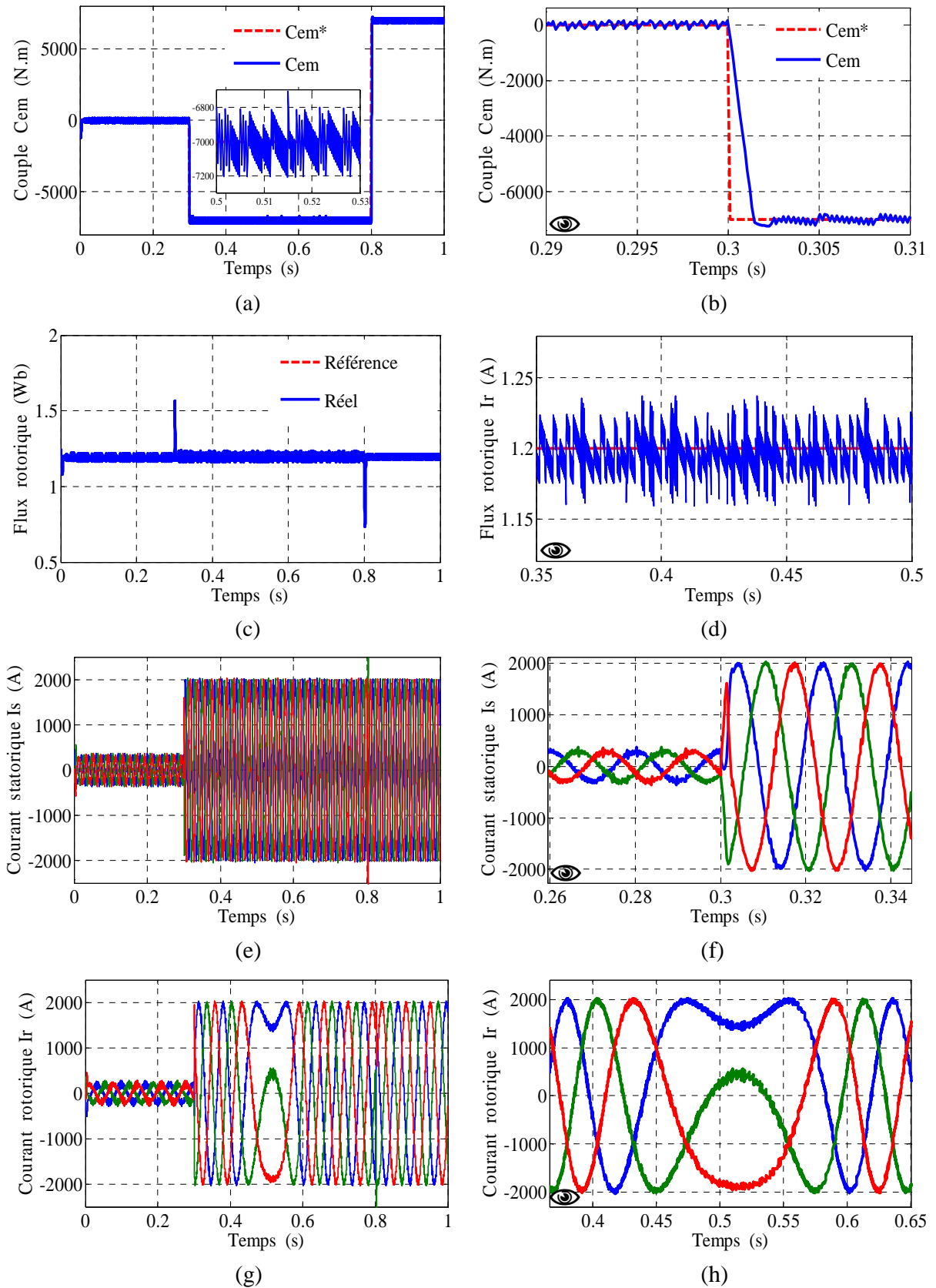


Fig.4.12 - Commande directe du couple de la MADA à flux rotorique constant.

**b) Découplage à flux variable et couple constant :**

Dans ce cas le couple électromagnétique de référence est gardé constant à sa valeur nominale de  $-8000\text{N.m}$ , la consigne de flux passe de  $1.6\text{Wb}$  à  $0.8\text{Wb}$  à l'instant  $0.4\text{s}$  (voir figure 4.13).

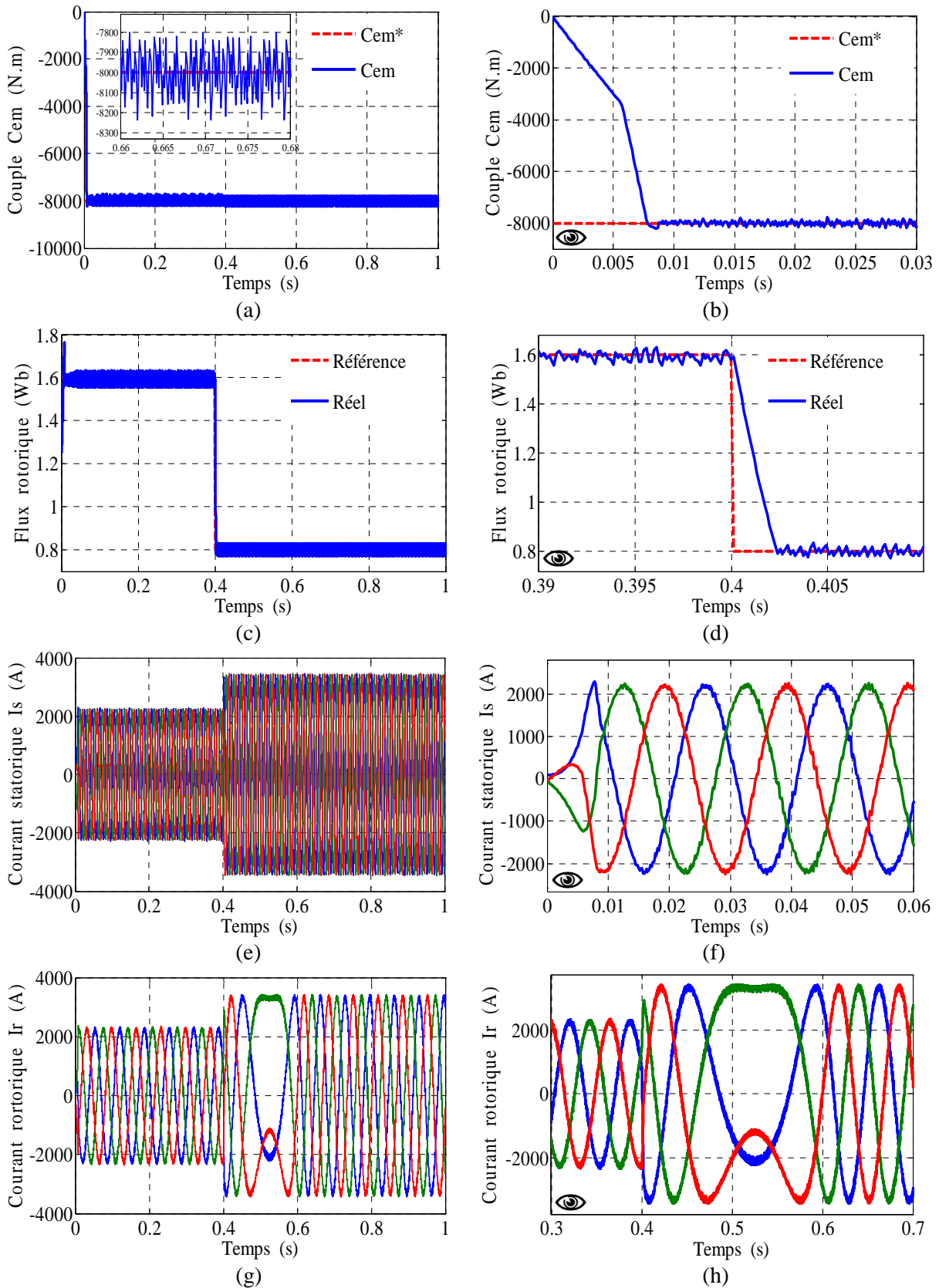


Fig.4.13 - Commande directe du couple de la MADA à flux rotorique variable.

Toujours sur la figure 4.12, on remarque que le contrôleur à trois niveaux du couple permet le contrôle de la machine dans les deux sens de rotation. La figure 4.12-b, montrent la haute dynamique du couple électromagnétique de la MADA. Le flux rotorique est maintenu constant à sa valeur de consigne de 1.2Wb (figure 4.12-c). Cependant, on remarque que les ondulations du flux dépassent la bande d'hystérésis (figure 4.12-d), ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs.

De même, les courants statoriques (figure 4.12-e) et rotoriques (figure 4.12-g) réponds bien aux variations imposées sur le couple et que leurs formes sont très proches de la sinusoïde. On observe également, qu'ils s'établissent rapidement dans la phase de transition et ceci sans dépassements importants (figure 4.12-f et 4.12-h). Cependant, à cause de la fréquence de commutation non constante (utilisation des comparateurs à hystérésis), ces courants sont riches en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations du couple pouvant exciter des résonances mécaniques [TOU08]. La figure 4.12-h, montre le passage du mode hyposynchronisme au mode hypersynchronisme de la vitesse de rotation de la MADA à l'instant 0.52s.

On distingue les mêmes remarques concernant les résultats de simulation de la figure 4.13. Dans ce cas, on observe une bonne dynamique du couple électromagnétique et de flux rotorique dont les valeurs moyennes suivent de façon acceptable les valeurs de consigne avec quelques dépassements des bandes d'hystérésis définie auparavant (figure 4.13-a et 4.13-c). L'effet loupe de flux et du couple permet de constater que le couple électromagnétique (figure 4.12-b) présente un régime transitoire un peu lent par rapport au flux rotorique (figure 4.13-d). La figure 4.13-e montre l'allure du courant statorique triphasé qui présente une allure sinusoïdale. Le courant rotorique est aussi sinusoïdale (figure 4.13-g) mais bruité et haché (figure 4.13-h), ceci est due à la fréquence de commutation variable ce qui conduit à des pertes de commutation des interrupteurs, c'est l'inconvénient majeur de la DTC-C pour notre cas.

#### **4.4.9.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT)**

Nous utilisons dans cet essai la stratégie de commande MPPT (chapitre 2, §2.5.3.2) afin de faire fonctionner le système éolien dans la zone de fonctionnement optimal (zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum du couple (couple de référence) en fonction de la vitesse du vent variable. Cet essai de simulation a été effectué en utilisant le même profil du vent utilisé dans le chapitre 2 (figure 2.16). La figure 4.14 présente les résultats de simulations de ce test.

La figure 4.14 montre l'efficacité de la commande directe du couple dans le réglage du couple électromagnétique et du flux rotorique même à vitesse du vent variable, ceci est achevé grâce à l'application de la technique de contrôle MPPT. Le couple et le flux rotorique suivent bien leurs consignes avec de grandes performances dynamiques et statiques.

D'autre part nous confirmons toujours l'inconvénient de la DTC par la présence des fortes oscillations du couple et du flux. Ce phénomène d'oscillation va diminuer la durée de vie de la machine. Les résultats de simulation montrant la faisabilité et les performances de la configuration de la commande DTC étudiée.

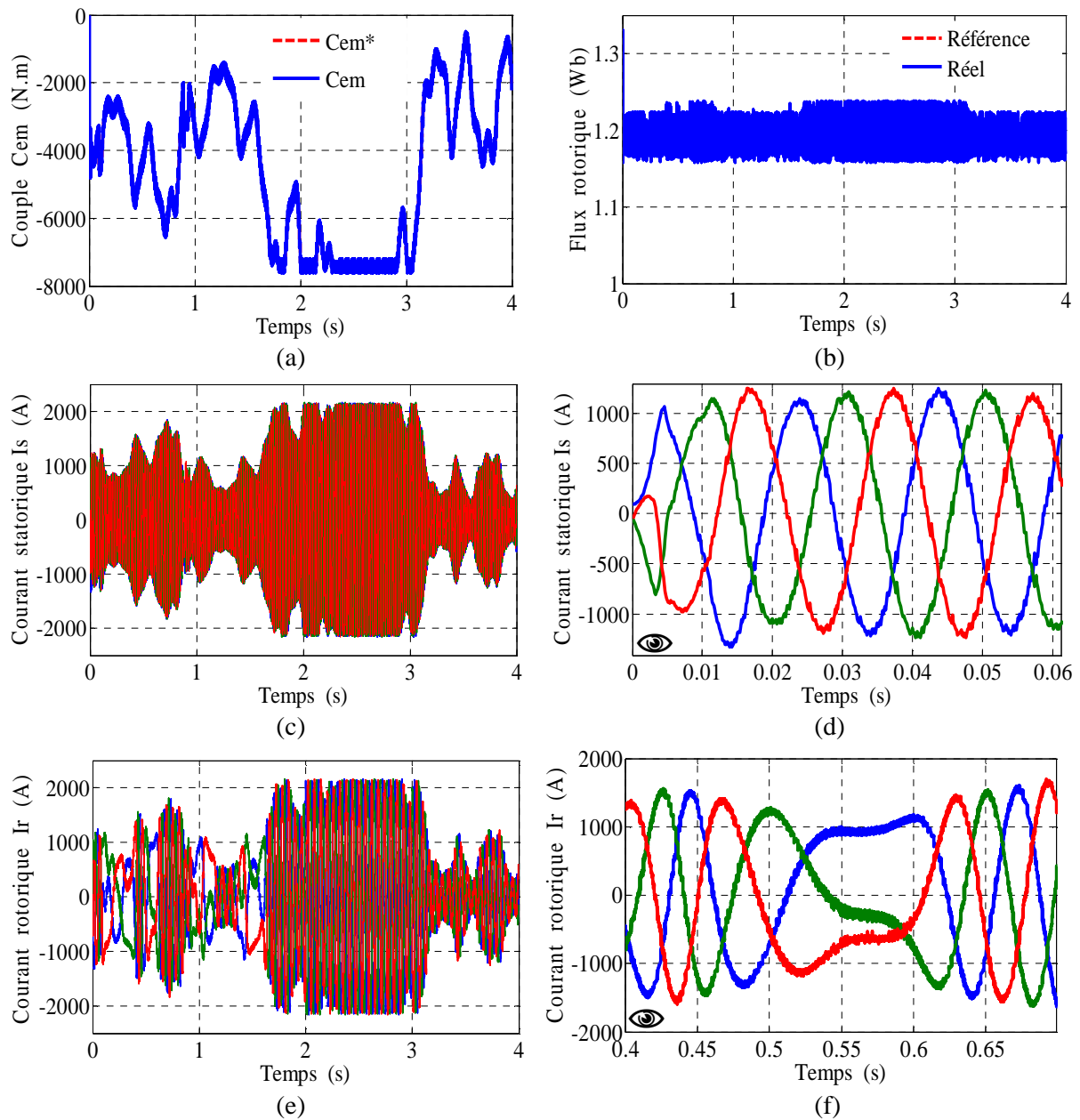


Fig.4.14 - Commande directe du couple de la MADA à vitesse du vent variable.

Afin de mieux illustrer l'effet de la commande DTC-C sur la qualité du signalé 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 du vent fixe (figure 4.13) pour 3 cycles de fonctionnement commençant par 0.1s et pour un rang harmonique de 70.

Les figures 4.15-a et 4.15-b montrent respectivement le courant de la phase « a » statorique et rotorique envoyés par la MADA au réseau de distribution, ainsi leurs spectres harmoniques. Ces résultats ont confirmés l'influence de la commande DTC-C sur la qualité de l'énergie fournit au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion - THD) est nettement plus important (78.14%) au niveau du courant rotorique (figure 4.15-b), pour seulement (1.92%) au niveau du courant statorique (figure 4.15-a).

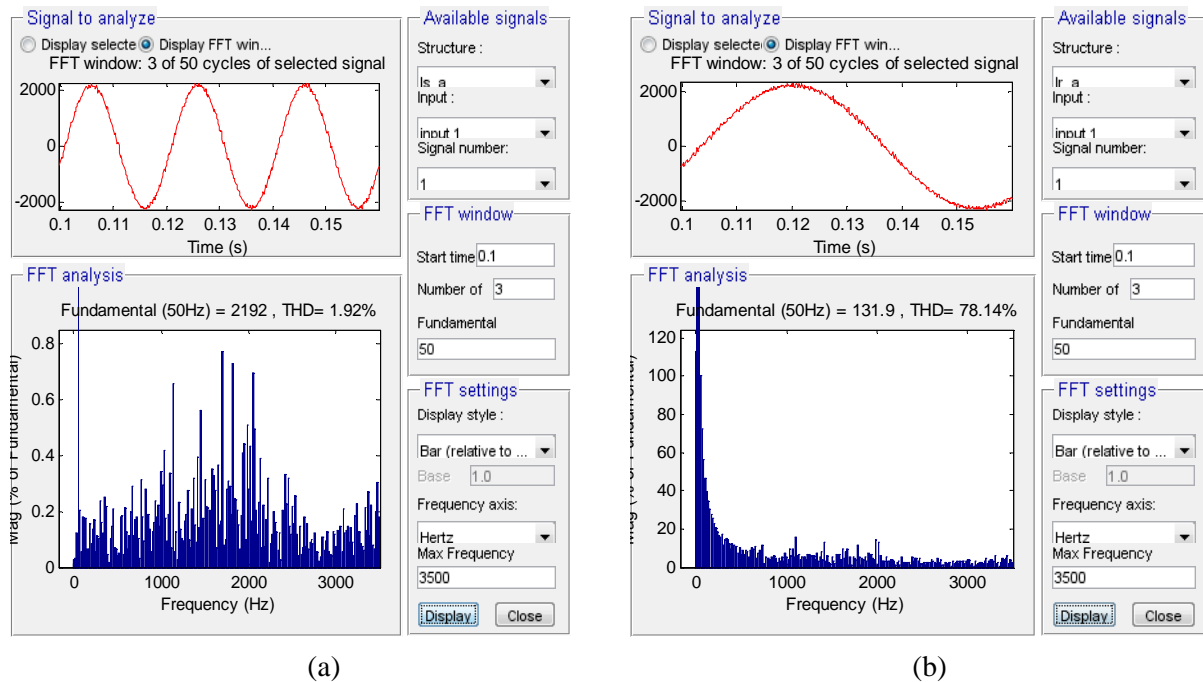


Fig.4.15 - Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

## 4.5 - DTC de la MADA commandée par un onduleur à trois niveaux de tension

### 4.5.1 - Introduction

Durant la dernière décennie, le marché des générateurs éoliens à vitesse variable a été orienté vers des systèmes de production éolienne d'une capacité d'1MW et plus. Par exemple, les éoliennes de 8MW de VESTAS, 7.5MW d'ENERCON et 6MW de REPOWER, Samsung et Siemens ont déjà été installées récemment sur des sites off-shore car les coûts d'installation et de maintenance pour une turbine peuvent être réduits [GHE11], [PEN10]. Pour ce genre d'application, les machines asynchrones à double alimentation, utilisées comme génératrices éoliennes et les convertisseurs multi-niveaux [ABA08A], [ABA08B], [ABA11], [GHE11], [ZAI11] utilisés comme interface d'électronique de puissance, sont préférés pour fournir au réseau électrique terrestre une puissance électrique élevée contrôlable [GHE10].

Les avantages de l'onduleur multi-niveaux sont bien connus depuis le premier onduleur NPC (*en anglais : Neutral Point Clamped*) qui a été proposé en 1981 par Nabae et al [NAB81]. La topologie particulière des onduleurs multi-niveaux augmente la puissance convertie car la tension de blocage de chaque interrupteur correspond à la moitié de la tension du bus continu [GHE07], [GHE10], [GHE11], [WON01]. En outre, le contenu harmonique de la tension modulée est beaucoup plus réduit comparé à celui des onduleurs à deux niveaux avec la même fréquence de commutation [RAS01].

Plusieurs stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux ont été proposées pour contrôler soit les tensions soit les courants. Selon leur mode de contrôle du courant, elles peuvent être classées en deux catégories: les méthodes indirectes et les méthodes directes [GHE11].

La modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle appartiennent à la première catégorie. Elles sont considérées parmi les stratégies de modulation les plus populaires pour les convertisseurs de puissance en raison de leur fonctionnement à fréquence fixe. Néanmoins, ces

stratégies sont généralement utilisées avec un régulateur proportionnel-intégral pour contrôler les courants triphasés [LOH03].

L'alternative la plus simple pour contrôler les courants du convertisseur multi-niveaux est d'utiliser un contrôle direct des courants. Pour déterminer les instants de commutation pour chaque bras du convertisseur, la commande par hystérésis conventionnel basée sur trois comparateurs à hystérésis indépendants est la méthode la plus simple à implémenter. En outre, cette méthode ne nécessite aucune connaissance des paramètres de la charge. Cependant, elle souffre d'un fonctionnement à haute fréquence, des interactions entre les courants de ligne et du problème du déséquilibre des tensions du bus continu [GHE11].

Dans le but de contrôler le couple électromagnétique et le flux rotorique de la MADA qui sont liées directement au courant rotorique (i.e. à la tension rotorique), la commande directe du couple basé sur un convertisseur NPC à trois niveaux de tension sera développée dans la suite de ce chapitre. Nous présenterons, au début, la topologie de l'onduleur NPC et son principe de fonctionnement, puis nous mettrons l'accent particulièrement sur l'intérêt de l'utilisation de l'onduleur NPC à trois niveaux en terme de l'amélioration de la forme d'onde des courants de sortie de la MADA et de leurs contenu harmonique en s'appuyant sur les résultats de simulation obtenus.

#### 4.5.2 - Les onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs à 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [TOU08]:

- 1) **Avantages technologiques** : Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.
- 2) **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur** : possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage).
- 3) **Avantages fonctionnelles pour la machine** : le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui de l'onduleur à 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

Nous présentons ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature.

##### 4.5.2.1- Topologies d'onduleurs multi-niveaux [TOU08]

- a) **Topologie basée sur la mise des onduleurs à 2-niveaux en cascade** : L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à n-niveaux ( $n : \text{impair} \geq 3$ ). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice  $n$ ,

peut générer une tension de sortie de valeurs  $(-E, 0, +E)$ . Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs.

- b) **Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées** : Cette topologie a été inventée au début des années 90, Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues [DEF08], matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.
- c) **Topologie NPC (Neutral Point Clamped)** : Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80, étant l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion. C'est le cas que nous allons étudier dans ce qui suit [ABA08B], [ABA11], [DJE13], [GHE11], [TOU08], [ZAI07].

#### 4.5.2.2 - Présentation de l'onduleur à 3-niveaux à structure NPC

Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux de la figure 4.16 se compose de trois cellules de commutation reliées à un bus continu. Chaque cellule est constituée de quatre commutateurs. Puisque le courant de la charge est alternatif, les commutateurs doivent être des transistors montés en antiparallèle avec des diodes pour permettre la circulation du courant dans les deux directions. D'autres diodes sont utilisées afin de clamper la borne de chaque transistor au point milieu du bus continu. Si les tensions aux bornes des condensateurs sont maintenues égales, la tension composée peut être modulée sur cinq niveaux de tension. Dans ce cas, chaque transistor peut supporter la moitié de la pleine tension du bus continu à l'état bloqué [GHE11].

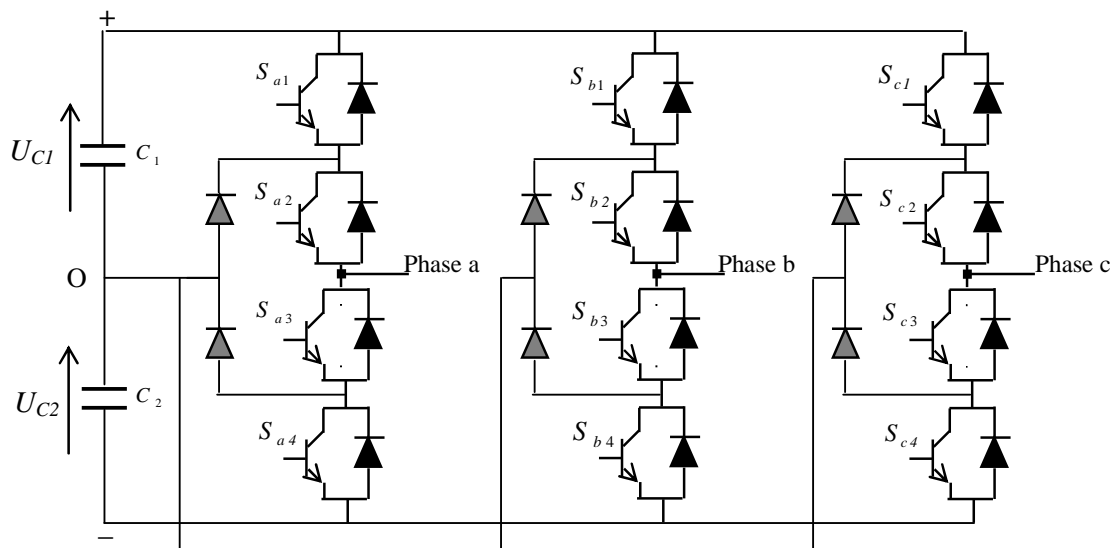


Fig.4.16 - Schéma électrique du convertisseur triphasé à structure NPC.

Cette structure appelée à point neutre "clampé", c'est l'une des structures d'onduleur à 3-niveaux de tension. Elle présente beaucoup d'avantage, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [MEY97].

Par combinaison des quatre interrupteurs (considérés parfaits) d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes :

$$(0,0,1,1) \Rightarrow -\frac{E}{2} = U_{C2}; (0,1,1,0) \Rightarrow 0; (1,1,0,0) \Rightarrow \frac{E}{2} = U_{C1}.$$



Avec :  $E = U_{DC}$

Les combinaisons  $(1,1,1,0)$  et  $(0,1,1,1)$  réalisent un court-circuit de l'une des deux demies sources de tension continue pour cela ils sont interdites [TOU08].

On définit alors trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ), telles que :

$$S_i = -1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0, 0, 1, 1)$$

$$S_i = 0 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0, 1, 1, 0)$$

$$S_i = 1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1, 1, 0, 0)$$

De ce fait, et contrairement à l'onduleur à 2-niveaux qui ne peut fournir que huit vecteurs de tension dont deux nuls, l'onduleur à 3-niveaux peut produire 27 vecteurs de tension dont trois nuls (figure 4.17) [DJE13].

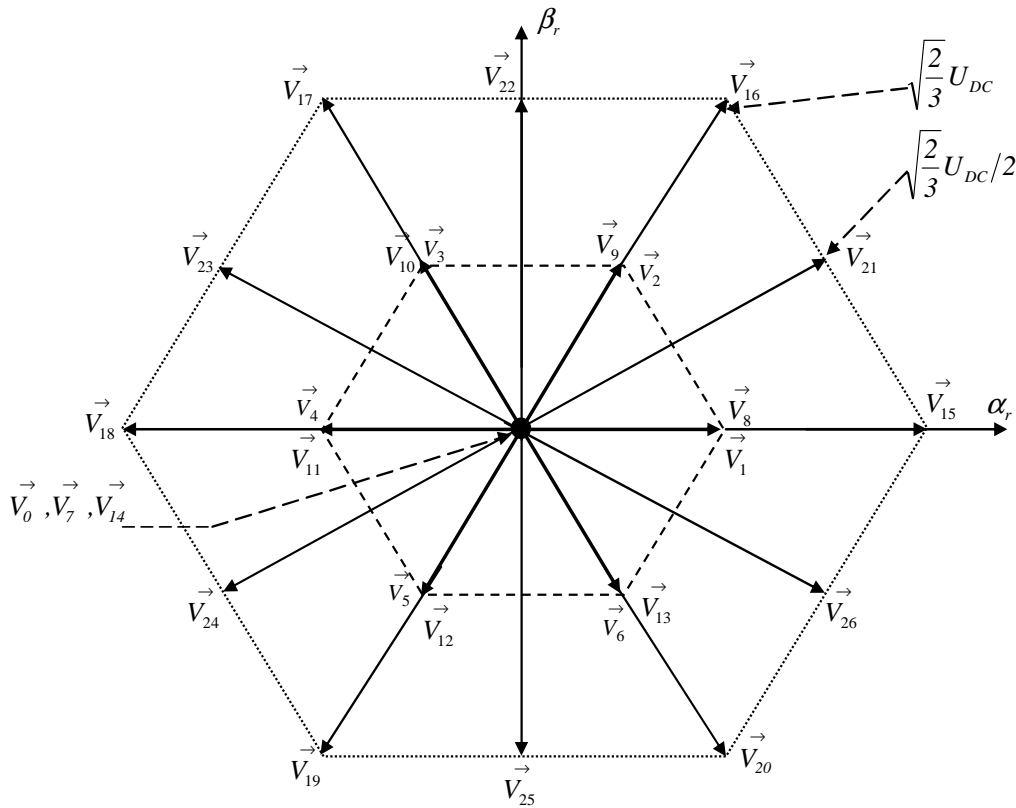


Fig.4.17 - Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension.

A partir des vecteurs des tensions schématisés sur la figure 4.17 on peut distinguer quatre groupes des vecteurs :

- 1) **Le groupe des vecteurs "tension nulle"** : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras:  $(1,1,1)$ ,  $(-1,-1,-1)$  et  $(0,0,0)$ , et qu'on a nommé respectivement  $V_7$ ,  $V_{14}$  et  $V_0$ . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur.
- 2) **Le groupe des vecteurs "demie tension"** : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes:
  - ♣ Le premier est constitué des vecteurs nommés :  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  et  $V_6$ .
  - ♣ L'autre est constitué des vecteurs :  $V_8$ ,  $V_9$ ,  $V_{10}$ ,  $V_{11}$ ,  $V_{12}$  et  $V_{13}$ .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu  $E$ , En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée  $C_1$  (respectivement du condensateur  $C_2$ ).

3) **Le groupe des vecteurs "pleine tension"** : Ce groupe contient les vecteurs des tensions nommés  $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$  et  $V_{20}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension". La tension du point milieu  $E$ , n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans  $C_1$  et dans  $C_2$  est le même.

4) **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire"** : les vecteurs des tensions de ce groupe se nomment  $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$  et  $V_{26}$ . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du point milieu  $E$ , où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux. Il y aura un déséquilibre de  $E$  qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement

### 4.5.3 - DTC de la MADA commandée par un onduleur à 3-niveaux (DTC-3N)

Les conditions du contrôle dynamique du couple de la machine doivent être mises en évidence par son modèle, en se plaçant dans un référentiel lié au stator. Ainsi, une extension du même principe de contrôle direct du couple développé par I. Takahashi pour un onduleur à 2-niveaux, réalise le découplage recherché dans la commande afin d'obtenir de meilleures performances avec un onduleur à 3-niveaux.

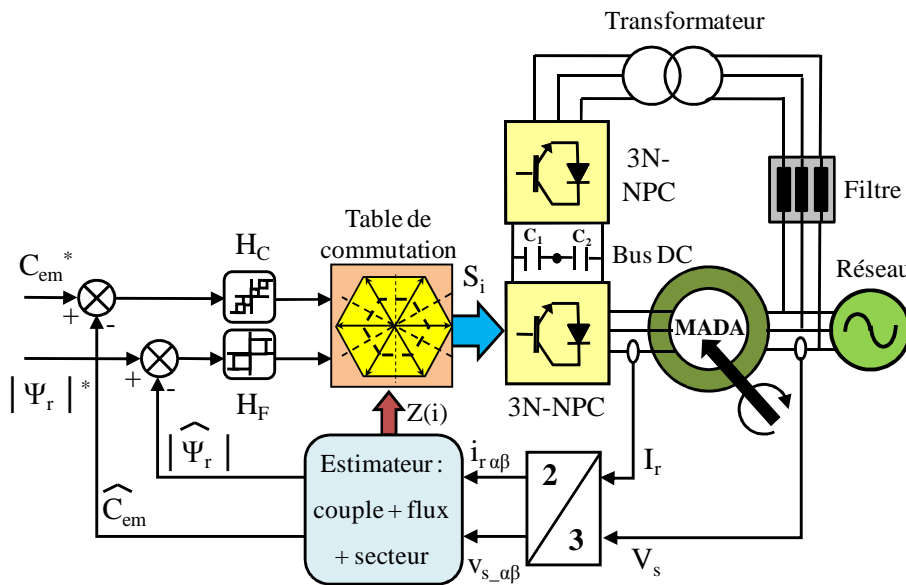


Fig.4.18 - Schéma du contrôle DTC avec un onduleur à 3-niveaux NPC.

On note que dans la stratégie du contrôle direct du couple, le flux et le couple sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension imposé par le convertisseur d'alimentation. La figure 4.18 montre la structure générale et les blocs de base nécessaires.

#### 4.5.3.1 - Compérateurs à hystérésis

L'erreur  $\varepsilon\Psi_r$  entre la référence du flux rotorique et sa valeur estimée, respectivement  $\Psi_r^*$  et  $\hat{\Psi}_r$ , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à trois niveaux (figure 4.19-a). De même,

l'erreur  $\varepsilon C_{em}$  entre la référence du couple et sa valeur estimée, respectivement  $C_{em}^*$  et  $\hat{C}_{em}$ , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à cinq niveaux, avec deux bandes supérieures ( $+\Delta C_{em1}$  et  $+\Delta C_{em2}$ ) et deux bandes inférieures ( $-\Delta C_{em1}$  et  $-\Delta C_{em2}$ ), illustrées par la figure 4.19-b. La sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe  $H_F$  (ou  $H_C$ ) indique directement si l'amplitude du flux (ou du couple) doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées  $\Delta C_{em1}, \Delta C_{em2}, \Delta \Psi_r$ .

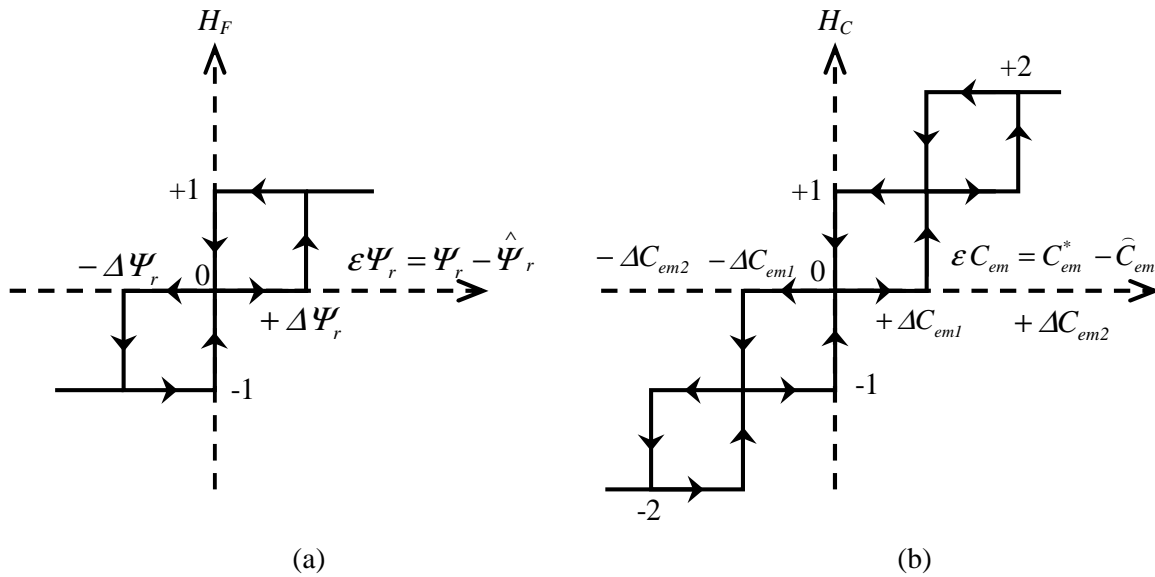


Fig.4.19 - Comparateurs à hystérésis utilisés pour contrôler (a) le flux, (b) le couple.

- (-2) diminuer fortement la grandeur;
- (-1) diminuer la grandeur ;
- (0) maintenir ;
- (+1) augmenter la grandeur;
- (+2) augmenter fortement la grandeur.

L'angle  $\delta$  donnant la position du flux rotorique est déterminé sur la base de l'expression (4.25). L'espace d'évolution de  $\Psi_r$  dans le référentiel considéré se décompose en 12 zones  $Z(i)$  ( $i=1, \dots, 12$ ) ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{12} + (i-1)\frac{\pi}{6} \leq Z(i) < \frac{\pi}{12} + (i-1)\frac{\pi}{6} \quad (4.25)$$

De là, une nouvelle table de commutation peut être déduite, donnant une relation directe entre  $Z(i)$ ,  $H_C$  et  $H_F$  et les états de commutation  $(S_a, S_b, S_c)$  de l'onduleur à 3-niveaux de tension. Cette table est valable dans deux modes de fonctionnement hypo et hyper-synchrone de la MADA.

#### 4.5.3.2 - Table de commutation

Afin de réaliser le contrôle direct du flux rotorique et du couple électromagnétique de la MADA pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur.

La construction de la table de commutation (tableau 4.3), se base effectivement sur le choix du vecteur de tension rotorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux rotorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique.

Comparateur	3 niveaux															
	5 niveaux					5 niveaux					5 niveaux					
Flux : $H_F$	1					-1					0					
Couple : $H_C$	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	2	1	0	-1	-2	
Secteur du flux rotorique $Z(i)$	1	$V_{21}$	$V_{21}$	$V_0$	$V_{26}$	$V_{26}$	$V_{17}$	$V_3$	$V_0$	$V_5$	$V_{19}$	$V_{22}$	$V_{22}$	$V_0$	$V_{25}$	$V_{25}$
	2	$V_{16}$	$V_2$	$V_7$	$V_1$	$V_{15}$	$V_{23}$	$V_{23}$	$V_7$	$V_{25}$	$V_{25}$	$V_{17}$	$V_3$	$V_7$	$V_6$	$V_{20}$
	3	$V_{22}$	$V_{22}$	$V_{14}$	$V_{21}$	$V_{21}$	$V_{18}$	$V_4$	$V_{14}$	$V_6$	$V_{20}$	$V_{23}$	$V_{23}$	$V_{14}$	$V_{26}$	$V_{26}$
	4	$V_{17}$	$V_3$	$V_0$	$V_2$	$V_{16}$	$V_{24}$	$V_{24}$	$V_0$	$V_{26}$	$V_{26}$	$V_{18}$	$V_4$	$V_0$	$V_1$	$V_{15}$
	5	$V_{23}$	$V_{23}$	$V_7$	$V_{22}$	$V_{22}$	$V_{19}$	$V_5$	$V_7$	$V_1$	$V_{15}$	$V_{24}$	$V_{24}$	$V_7$	$V_{21}$	$V_{21}$
	6	$V_{18}$	$V_4$	$V_{14}$	$V_3$	$V_{17}$	$V_{25}$	$V_{25}$	$V_{14}$	$V_{21}$	$V_{21}$	$V_{19}$	$V_5$	$V_{14}$	$V_2$	$V_{16}$
	7	$V_{24}$	$V_{24}$	$V_0$	$V_{23}$	$V_{23}$	$V_{20}$	$V_6$	$V_0$	$V_2$	$V_{16}$	$V_{25}$	$V_{25}$	$V_0$	$V_{22}$	$V_{22}$
	8	$V_{19}$	$V_5$	$V_7$	$V_4$	$V_{18}$	$V_{26}$	$V_{26}$	$V_7$	$V_{22}$	$V_{22}$	$V_{20}$	$V_6$	$V_7$	$V_3$	$V_{17}$
	9	$V_{25}$	$V_{25}$	$V_{14}$	$V_{24}$	$V_{24}$	$V_{15}$	$V_1$	$V_{14}$	$V_3$	$V_{17}$	$V_{26}$	$V_{26}$	$V_{14}$	$V_{23}$	$V_{23}$
	10	$V_{20}$	$V_6$	$V_0$	$V_5$	$V_{19}$	$V_{21}$	$V_{21}$	$V_0$	$V_{23}$	$V_{23}$	$V_{15}$	$V_1$	$V_0$	$V_4$	$V_{18}$
	11	$V_{26}$	$V_{26}$	$V_7$	$V_{25}$	$V_{25}$	$V_{16}$	$V_2$	$V_7$	$V_4$	$V_{18}$	$V_{21}$	$V_{21}$	$V_7$	$V_{24}$	$V_{24}$
	12	$V_{15}$	$V_1$	$V_{14}$	$V_6$	$V_{20}$	$V_{22}$	$V_{22}$	$V_{14}$	$V_{24}$	$V_{24}$	$V_{16}$	$V_2$	$V_{14}$	$V_5$	$V_{19}$
$V_0=[0,0,0]$ ; $V_1=[1,0,0]$ ; $V_2=[1,1,0]$ ; $V_3=[0,1,0]$ ; $V_4=[0,1,1]$ ; $V_5=[0,0,1]$ ; $V_6=[1,0,1]$ ; $V_7=[1,1,1]$ ; $V_8=[0,-1,-1]$ ; $V_9=[0,0,-1]$ ; $V_{10}=[-1,0,-1]$ ; $V_{11}=[-1,0,0]$ ; $V_{12}=[-1,-1,1]$ ; $V_{13}=[0,-1,0]$ ; $V_{14}=[-1,-1,-1]$ ; $V_{15}=[1,-1,-1]$ ; $V_{16}=[1,1,-1]$ ; $V_{17}=[-1,1,-1]$ ; $V_{18}=[-1,1,1]$ ; $V_{19}=[-1,-1,1]$ ; $V_{20}=[1,-1,1]$ ; $V_{21}=[1,0,-1]$ ; $V_{22}=[0,1,-1]$ ; $V_{23}=[-1,1,0]$ ; $V_{24}=[-1,0,1]$ ; $V_{25}=[0,-1,1]$ ; $V_{26}=[1,-1,0]$																

Tab. 4.3 - Table de commutation pour l'onduleur à 3-niveaux NPC.

#### 4.5.4 - Résultats de simulation

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple multi-niveaux de la MADA. On s'est placé dans les mêmes conditions que le cas de la stratégie DTC-C avec un onduleur à 2-niveaux, à savoir : la période d'échantillonnage  $T_e$ , les largeurs des bandes à hystérésis de flux et du couple, et la tension d'entrée de l'onduleur, d'où :  $U_{C1}=U_{C2}=E/2=1200V/2$ . Les résultats de simulation de la figure 4.20 montrent les hautes performances de la stratégie DTC-3N développée.

La figure 4.20, montre que dans le cas de la DTC-3N, des bonnes dynamiques du couple et de flux ont obtenus, avec moins d'oscillations et dépassement de consigne, le couple suit parfaitement sa référence en régime établi (figure 4.20-a et 4.20-b). D'après la figure 4.20-d, on remarque que l'établissement du flux rotorique est un peu plus lente que celle du DTC-C, mais au régime permanent le module du flux présente une bonne réponse ce qui est bien montré sur la figure 4.20-c. La figure 4.20-e montre que l'utilisation de l'onduleur à 3-niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant statorique, et dans le régime établi le courant devient purement sinusoïdal (figure 4.20-f).

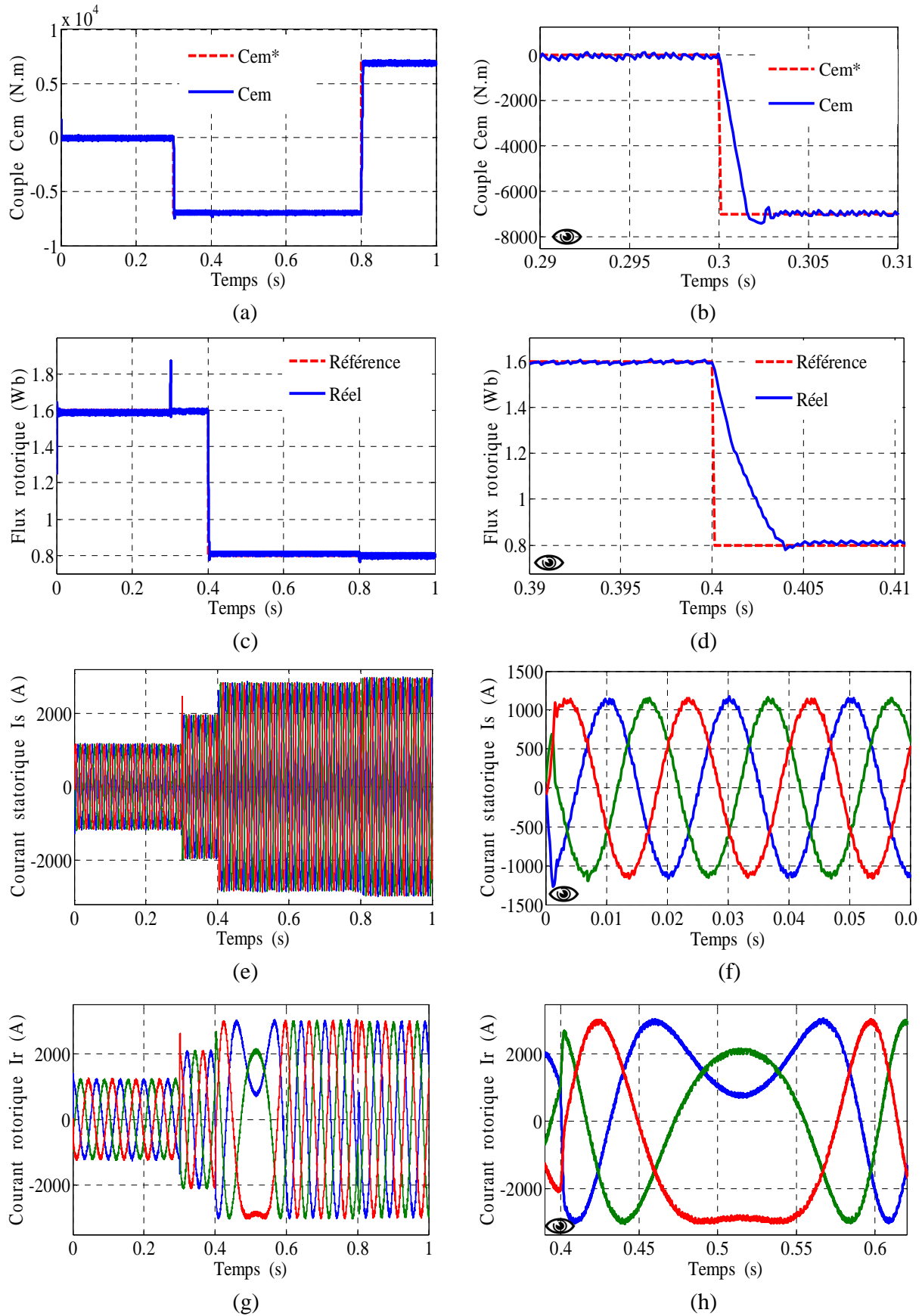


Fig.4.20 - DTC de la MADA pilotée par un onduleur à 3-niveaux à structure NPC.

De même pour le courant rotorique (figure 4.20-g) qui possède une allure sinusoïdale avec moins des fluctuations par rapport à la DTC-C, ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. La figure 4.20-h permet d'observer le passage lisse du mode hyposynchrone au mode hypersynchrone dans le fonctionnement de la MADA.

Donc les objectifs de cette commande (DTC-3N) sont achevés, à savoir la minimisation des fluctuations du couple et de flux ainsi que le tau de distorsion harmonique des courants générés par la MADA, la figure 4.21 montre l'analyse spectrale des courants de sortie de la machine.

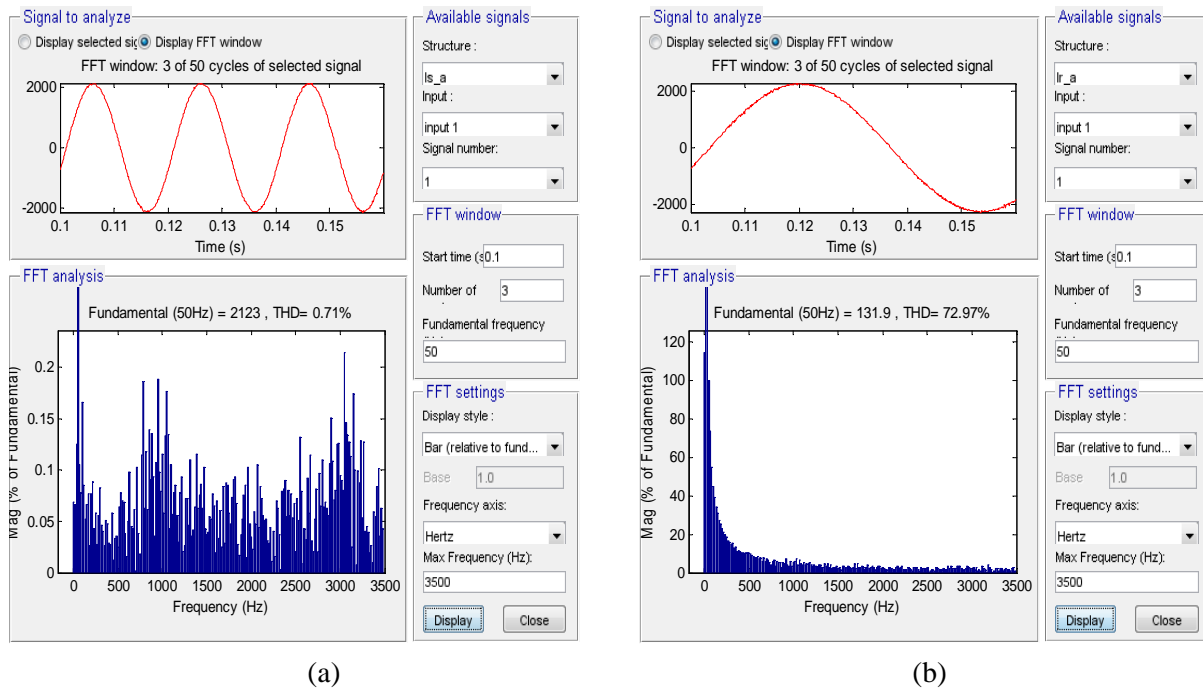


Fig.4.21 - Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

Donc à partir des résultats de la figure 4.21, on peut remarquer que le tau harmonique des courants est considérablement réduit par rapport à la DTC-C, soit pour les courants statorique (0.71%) ou pour les courant rotoriques (72.97%).

Alors, l'utilisation des onduleurs multi-niveaux en générale permet d'améliorer certaines performances du DTC classique, tels que les ondulations du couple et de flux et la fréquence de commutation des interrupteurs.

Nous avons testé l'efficacité de la stratégie de commande proposée (DTC-3N) dans le réglage du couple électromagnétique et de flux rotorique à vitesse du vent variable, ceci est achevé bien sûr grâce à l'application de la technique de contrôle MPPT. La figure 4.22 montre les résultats de simulation obtenus. Le couple et le flux rotorique suivent bien leurs consignes avec des bonnes performances.

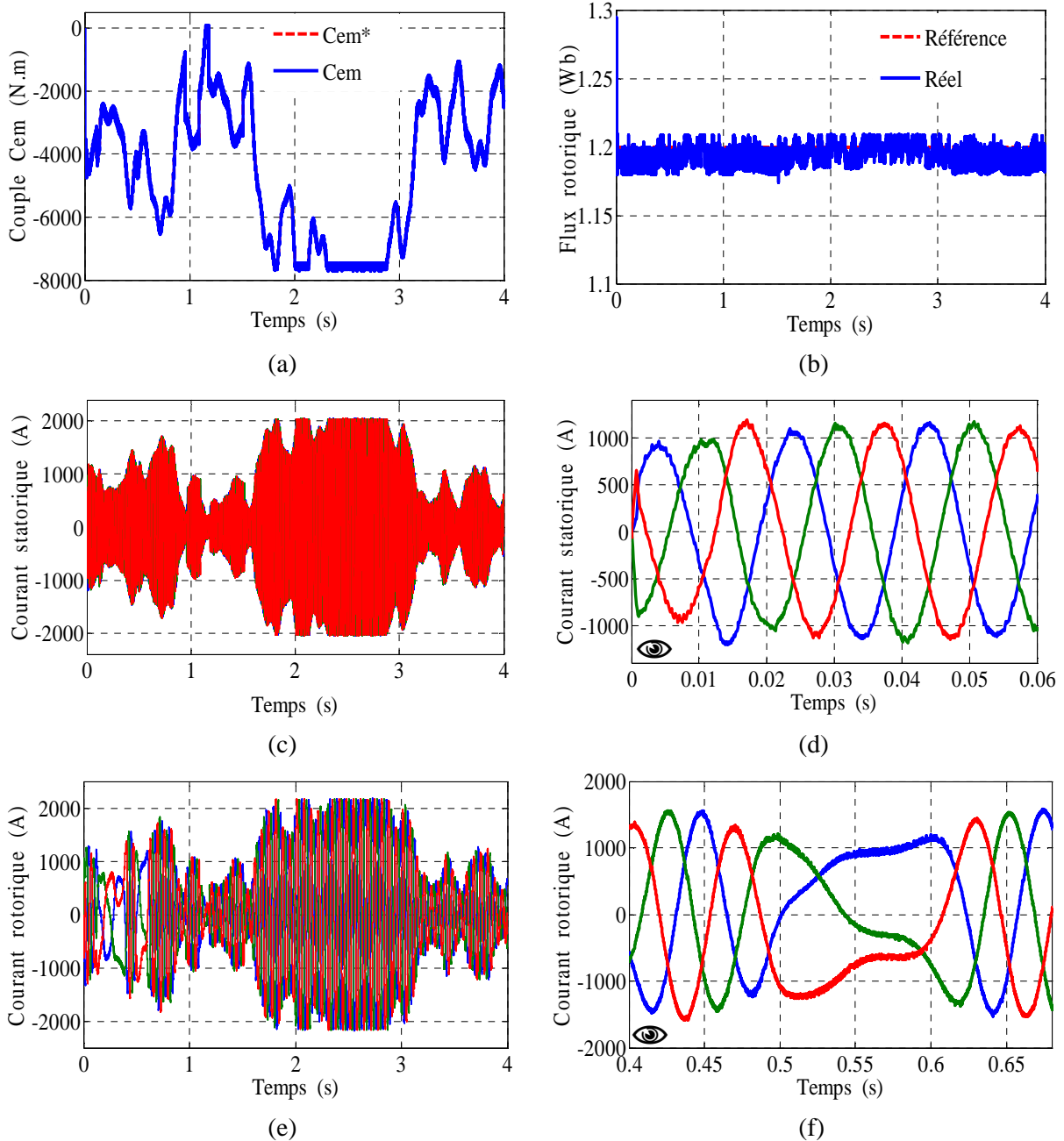
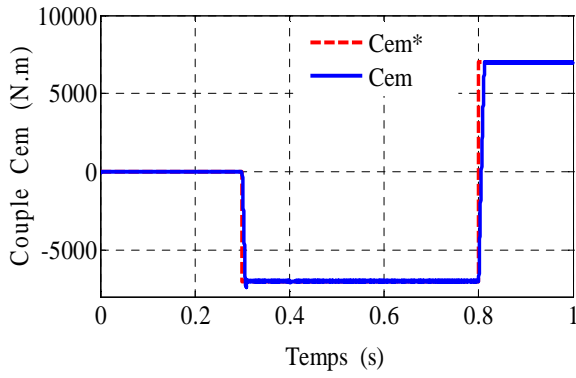


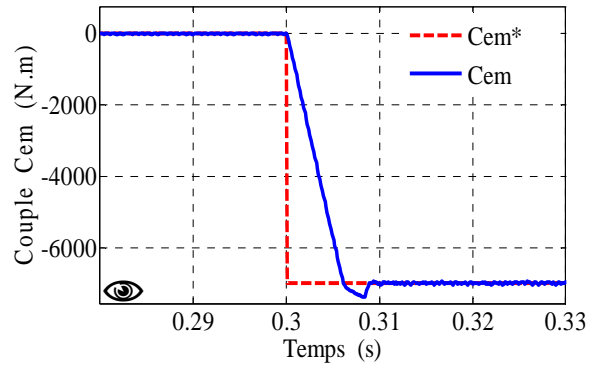
Fig.4.22 - DTC-3N de la MADA à vitesse du vent variable (contrôle MPPT).

#### 4.6 - Test de robustesse de la DTC-C et DTC-3N

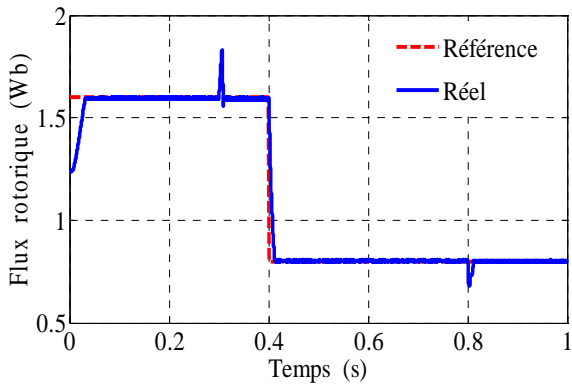
Dans le but de tester la robustesse des deux stratégies de contrôle proposées dans ce chapitre, DTC-C et DTC-3N de la MADA, nous avons également étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances de la régulation. Les paramètres du modèle de la MADA ont été variés de la même façon que dans le chapitre précédent. Mais dans ce test, nous avons appliqués les deux variations au même temps, c'est-à-dire celle de la variation de la résistance rotorique de 100% de sa valeur nominale et celle de la variation de l'inductance mutuelle de 10% de sa valeur nominale. Les grandeurs les plus importantes sont le flux et le couple électromagnétique. Les résultats de simulation obtenus sont illustrés sur la figure 4.23 pour la DTC-C et la figure 4.24 pour la DTC-3N.



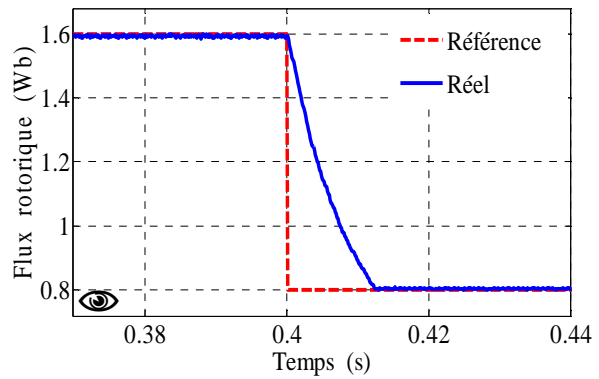
(a)



(b)

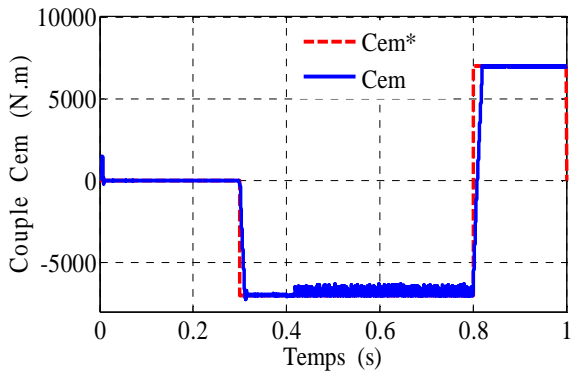


(c)

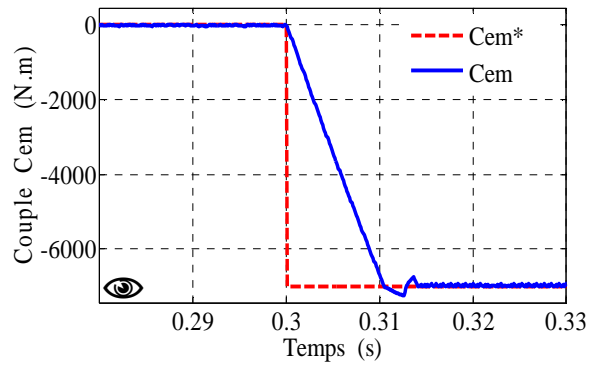


(d)

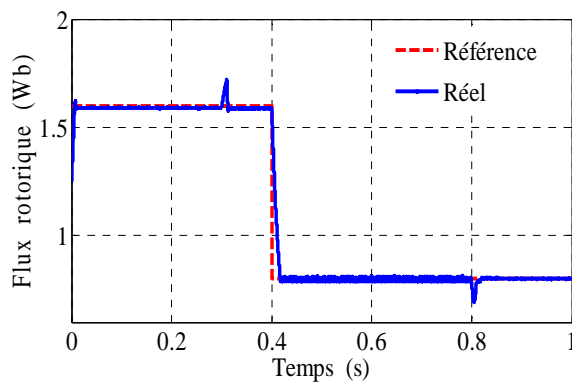
Fig.4.23 - DTC-C versus les variations paramétriques de la MADA.



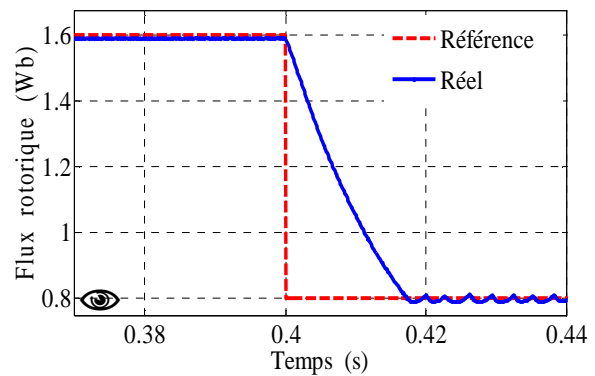
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig.4.24 - DTC-3N versus les variations paramétriques de la MADA.



D'après ces résultats, il est apparu que la commande directe du couple (DTC) est plus robuste par rapport à la commande vectorielle présentée dans le chapitre précédent. On peut remarquer pour les deux méthodes de commande DTC-C (figure 4.23) et DTC-3N (figure 4.24) que les consignes du couple et de flux sont toujours suivies par la MADA, aussi bien pour le couple électromagnétique que pour le flux rotorique. Cependant, nous constatons que ces variations paramétriques ont engendrées une légère augmentation du temps de réponse du couple et de flux pour les deux méthodes (surtout celui de la DTC-3N), mais le découplage reste toujours maintenu.

#### **4.7 - Conclusion**

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du système éolien en se basant sur la structure de la commande directe du couple DTC. Cette dernière est très compétitive et qui attire l'attention des différents chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui répondre aux exigences industrielles modernes. La configuration et le principe du DTC classique basé sur la table de commutation de Takahashi pour le contrôle du convertisseur coté rotor de la MADA (CCM) a été détaillé.

Les résultats de simulation obtenus ont montrés que la DTC classique (DTC-C) donne des bonnes performances en matière poursuite grâce au principe de la régulation par hystérésis du couple électromagnétique et de flux rotorique. Néanmoins, elle présente des fortes oscillations au niveau de ces deux grandeurs à cause de la variation de la fréquence de commutation. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, une nouvelle table de commande valable quelque soit le sens de rotation de la machine a été proposé pour la commande DTC de la MADA pilotée par un onduleur de tension à 3-niveaux à structure NPC. On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation de ce type d'onduleurs (et donc d'onduleurs à n-niveaux) sont nombreux, on peut citer entre autre, l'augmentation de la puissance de l'installation, la diminution des sollicitations et de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie de la machine.

Les résultats obtenus confirment l'efficacité de la stratégie de commande utilisée (DTC) pour le contrôle du système de conversion d'énergie éolienne à base de MADA et atteste les performances désirées. Ainsi, elle nous a permis d'atteindre les le fonctionnement optimal de la turbine éolienne telle que : l'extraction du maximum du couple d'une manière indirecte de la puissance active en fonction de la vitesse du vent, en utilisant la technique MPPT.

Enfin, les résultats de test de robustesse, montrent que la DTC présente une solide robustesse par rapport à la commande vectorielle en présence des variations paramétriques de la MADA. Néanmoins, la commande DTC-C est apparu plus performante par rapport à celle DTC-3N, cette dernière présente une légère sensibilité dans la dynamique de poursuite. D'autre part nous confirmons l'inconvénient de la DTC-C par la présence des fortes oscillations du couple et du flux par rapport à la DTC-3N.

# Chapitre 5 :

## Contrôle direct de puissance (DPC) de la MADA

*Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, nous avons développé des techniques de commande dans lesquelles les puissances active et réactive sont estimées à partir des seules grandeurs électriques accessibles au rotor. Parmi ces méthodes, la commande directe de puissance (DPC) est apparue comme concurrentielle à la technique de commande vectorielle. Cependant, à cause de la fréquence de commutation variable, la DPC présente l'inconvénient d'avoir un taux d'harmoniques important des courants générés par la MADA. Pour remédier à ce problème une stratégie dite DPC-SVM sera proposer par la suite de ce chapitre.*

## 5.1 - Introduction

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au DTC, appelée contrôle direct de puissance (DPC : Direct Power Control en anglais). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par T. Neghouchi en 1998 [NOG98], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à MLI triphasé sans capteurs de tension du réseau. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par [MAL01]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement des courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du DPC, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- *DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC)* : les références [NOG98], [XU06] et [DAT01] établissent des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$ .
- *DPC utilisant le flux virtuel* : dans [MAL01], [MAL04], et [ANT08], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel.

Ces stratégies de contrôle sont plus simples et plus robustes que le contrôle vectoriel à cause de la moindre dépendance de paramètres de la machine. Dans ce chapitre la technique DPC est proposée pour le contrôle de la puissance active et réactive statoriques. 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 [DJE14A], [DJE14C], [MOU14], [TRE09], [TRE11].

Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine « CCM » comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine [DJE14A], [MOU12], [MOU14]. Cependant, l'inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle, sont les oscillations des puissances et les harmonique des courant générés par la MADA, à cause de la fréquence de commutation variable [DJE10A], [DJE14A].

Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DPC classique, nous avons proposé une technique qui réduit les oscillations aux niveaux des puissances en imposant une fréquence de commutation constante [ABA08], [BEL08], [DJE10A], [KAZ10], [KAZ12], [MOU14], [PIC13]. Dans cette dernière nous remplaçons la table de commutation par une modulation de type vectorielle (SVM : Space Vector Modulation) [BEL08], [DJE10A].

Enfin, 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-SVM dans la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

## 5.2 - Théorie de la commande directe de puissance

L'étude de la littérature est parfois surprenante. Généralement, les systèmes évoluent sur des bases qui sont à l'origine très simples et qui se complexifient avec le temps. Le passage de la commande vectorielle vers la commande directe de couple et de flux (DTC) est marqué par une simplification majeure de l'algorithme de commande. Seulement, on pourrait vraiment se

demander pourquoi le développement de la commande directe des puissances active et réactive (DPC) n'est pas survenu avant la commande DTC [DAT01]. En effet, si la simplification de l'algorithme de commande a été majeure dans le premier cas, elle l'est tout autant lorsque l'on regarde le passage de la commande DPC vers la commande DTC.

Le développement de cette nouvelle technique (vis-à-vis la DTC) de commande est basé exactement sur les mêmes relations vectorielles qui gouvernent la commande DTC. Seulement, plutôt que de s'attarder à contrôler des composantes estimées à partir des paramètres de la machine, la commande s'intéresse uniquement à l'échange des puissances active et réactive entre la machine et sa source d'alimentation. De plus, puisque l'on peut calculer les puissances instantanées sans avoir recours à des transformations de référentiels en rotation, l'angle de la position des phases rotoriques ne sera alors plus nécessaire. Aussi, la puissance étant directement calculée à partir des courants et de la tension, la connaissance des paramètres de la machine ne sera plus requise, une caractéristique aussi étonnante que les performances qui en découlent, à rendre jaloux n'importe quel manufacturier d'entraînements électriques [TRE09].

Afin de bien comprendre le principe de fonctionnement, reprenons les schémas vectoriels de la commande directe du couple et de flux mais en discutant plutôt de la puissance active et réactive. Il est entendu que l'augmentation du couple (angle  $\delta$ ) à vitesse constante implique une augmentation de la puissance consommée par la machine. On rappelle ici que la puissance positive est absorbée par la machine en mode moteur alors qu'elle est négative en mode générateur. Cette relation est aussi vraie en mode générateur où une augmentation du couple réduit la puissance générée par la machine (augmente la puissance positive). Il suffit essentiellement d'échanger le terme couple par puissance active et flux par puissance réactive dans la commande DTC afin d'obtenir un entraînement à commande directe des puissances active et réactive. Malheureusement, une grande difficulté persiste dans le calcul de l'angle du flux rotorique. À cet égard, la commande directe des puissances active et réactive offre un moyen robuste de connaître le secteur actuel du flux rotorique [TRE09].

### 5.3 - Principe générale de la DPC-C

La structure globale de la DPC-C, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au convertisseur triphasé coté machine « CCM » est illustrée sur la figure 5.1. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) présentée dans le chapitre 4. Au lieu du couple et du flux rotorique, c'est la puissance active et réactive statoriques qui sont les grandeurs contrôlées.

Le principe de la DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) des semi-conducteurs constituant « CCM », à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs ( $\varepsilon P_s$  et  $\varepsilon Q_s$ ) entre les références des puissances active et réactive ( $P_s^*$  et  $Q_s^*$ ) et les valeurs réelles ( $P_s$  et  $Q_s$ ), fournies par deux comparateurs à hystérésis de sorties numérisées  $H_p$  et  $H_Q$  respectivement, ainsi que sur le secteur (zone) dans lequel le vecteur du flux rotorique se trouve [ANT08], [MOU14], [TRE09].

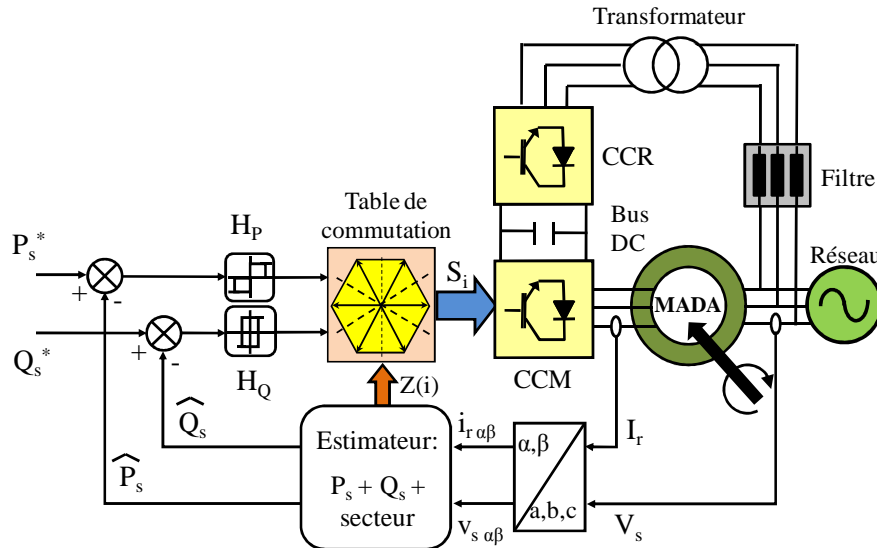


Fig.5.1 - Configuration de la DPC-C de la MADA.

### 5.4 - DPC-C de la MADA

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 commande sur ces dernières, et cela au cours d'une période complète de la tension rotorique. Les vecteurs de commande sélectionnés dans la cette table de commutation doivent assurer la restriction de l'erreur de suivi de référence des deux puissances active et réactive, simultanément.

#### 5.4.1 - Estimation de la puissance active et réactive

Il y a trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive :

- a) Par la mesure des courants et des tensions ;
- b) Par estimation des tensions du réseau et mesure des courants ;
- c) Par estimation du flux virtuel et 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 2), 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 le référentiel  $(\alpha_r-\beta_r)$ . Ce référentiel tourne solidairement avec le rotor de la MADA [TRE09]. Les puissances active et réactive sont contrôlées par deux comparateurs à hystérésis, les valeurs mesurées des puissances étant estimées à partir des relations suivantes (voir les équations (2.54) et (2.58) du chapitre 2) :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_s \phi_{r\beta} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left( \frac{V_s}{\sigma L_s} \Psi_s - \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (5.1)$$

D'où :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \phi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \\ |\bar{\Psi}_s| = \frac{|\bar{V}_s|}{\omega_s} \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (5.2)$$

Si en introduisant l'angle  $\delta$  qui se trouve entre le vecteur flux statorique et rotorique,  $P_s$  et  $Q_s$  deviennent :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \delta \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\Psi_s| \left( \frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| \cos \delta - |\Psi_s| \right) \end{cases} \quad (5.3)$$

La dérivée des deux équations dans (5.3) donne :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \sin \delta)}{dt} \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \cos \delta)}{dt} \end{cases} \quad (5.4)$$

Comme on le voit dans (5.4), ces deux dernières expressions montrent que les puissances active et réactive statoriques peuvent être contrôlées par la modification de l'angle relatif  $\delta$  entre les vecteurs flux statorique et rotorique et de leur amplitudes (figure 5.2).

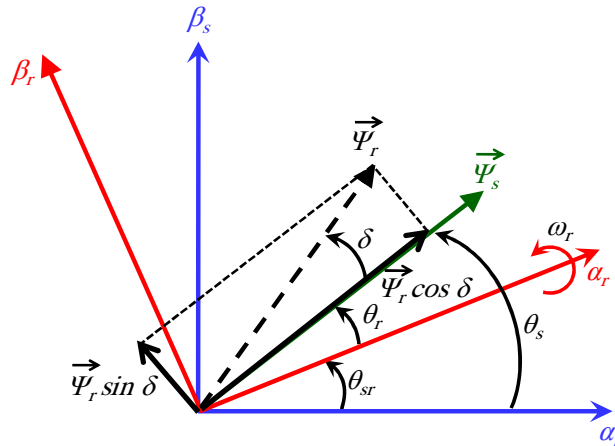


Fig.5.2 - La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).

#### 5.4.2 - Choix des 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 à la commande de la puissance active et réactive. Ces comparateurs (figure 5.3) doivent permettre de contrôler l'échange de la puissance active et réactive 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.

Similairement à la DTC, la 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 (voir chapitre 4).

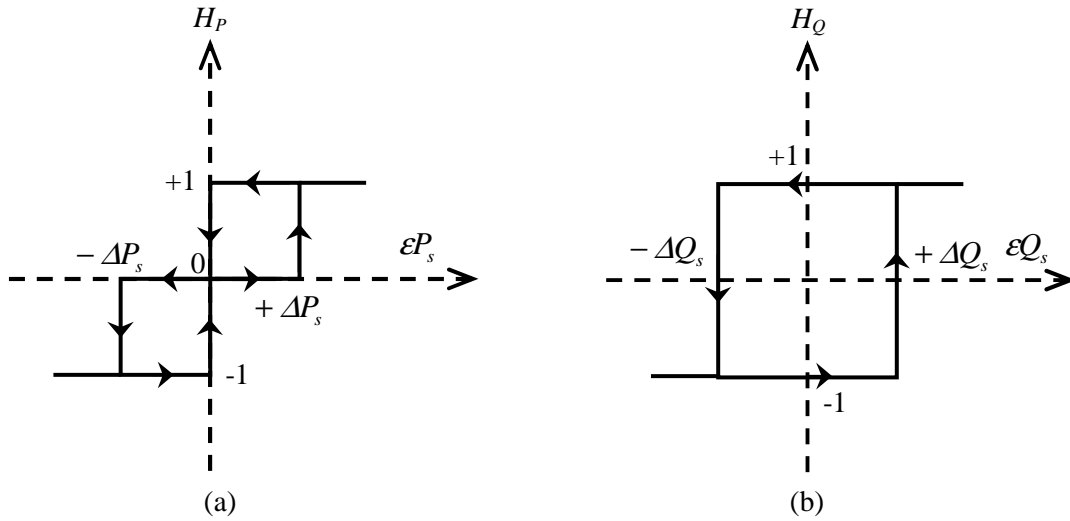


Fig.5.3 - Comparateurs à hystérésis : (a) puissance active, (b) puissance réactive.

Ces comparateurs à hystérésis, appliqués sur la puissance active et réactive, permettent de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \varepsilon Q_s \geq \Delta Q_s & \Rightarrow H_Q = 1 \\ \text{Si } \varepsilon Q_s \leq -\Delta Q_s & \Rightarrow H_Q = -1 \\ \text{Si } \varepsilon P_s \geq \Delta P_s & \Rightarrow H_P = 1 \\ \text{Si } -\Delta P_s \leq \varepsilon P_s \leq \Delta P_s & \Rightarrow H_P = 0 \\ \text{Si } \varepsilon P_s \leq -\Delta P_s & \Rightarrow H_P = -1 \end{array} \right. \quad (5.5)$$

Les comparateurs analogiques ont un désavantage notable : la fréquence d'échantillonnage est variable. Mais, ce problème peut être éliminé, si on utilise des comparateurs discrets. Par cela, les variations des puissances ne sont pas maintenues exactement dans la bande d'hystérésis, mais on fonctionne à temps d'échantillonnage fixe [TRE09].

### 5.4.3 - Elaboration de la table de commutation

Il est mentionné précédemment (§5.2) que le traitement de la puissance active et réactive est identique en tous points à celui du couple et de flux dans la commande DTC. Donc, un apport en flux rotorique contribue au redressement du facteur de puissance au stator, c'est-à-dire à une diminution de la puissance réactive consommée (positive) par la machine. Cette relation est toujours vraie, quelque soit le mode d'opération de la machine.

Pour sélectionner le vecteur de tension rotorique optimum, il faut connaître la position relative du flux rotorique dans les six sextants (figure 4.4). Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension peut produire huit combinaisons différentes, ces huit combinaisons 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  $(\alpha_r-\beta_r)$  des vecteurs actifs de tensions sont montrées dans la figure 4.4 au chapitre 4.

Le partage du plan complexe en six zones angulaires  $Z_i$  ( $i=1,\dots,6$ ) peut être déterminé par la relation suivante :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \tag{5.5}$$

Il en découle que le tableau 5.1 des vecteurs optimaux est dérivé de la même manière en donnant priorité au contrôle de la puissance active sur la puissance réactive. Les signaux de  $H_P$  et  $H_Q$  ainsi la position de vecteur flux rotorique  $\delta$ , représentent les entrées de cette table de vérité, alors que les états de commutation  $S_a, S_b, S_c$  représentent sa sortie.

		Comparateur	3 niveaux			3 niveaux			
			2 niveaux			2 niveaux			
		Puissance réactive : $H_Q$		1			-1		
		Puissance active : $H_P$		1	0	-1	1	0	-1
Secteur $Z(i)$ vis-à-vis de l'angle $\delta$	1	(330°, 30°)	$V_5$	$V_7$	$V_3$	$V_6$	$V_0$	$V_2$	
	2	(30°, 90°)	$V_6$	$V_0$	$V_4$	$V_1$	$V_7$	$V_3$	
	3	(90°, 150°)	$V_1$	$V_7$	$V_5$	$V_2$	$V_0$	$V_4$	
	4	(150°, 210°)	$V_2$	$V_0$	$V_6$	$V_3$	$V_7$	$V_5$	
	5	(210°, 270°)	$V_3$	$V_7$	$V_1$	$V_4$	$V_0$	$V_6$	
	6	(270°, 330°)	$V_4$	$V_0$	$V_2$	$V_5$	$V_7$	$V_1$	
$V_0=[0,0,0]$ ; $V_1=[1,0,0]$ ; $V_2=[1,1,0]$ ; $V_3=[0,1,0]$ ; $V_4=[0,1,1]$ ; $V_5=[0,0,1]$ ; $V_6=[1,0,1]$ ; $V_7=[1,1,1]$									

Tab.5.1 – Table de sélection des vecteurs optimaux (puissance active et réactive. [DAT01]

En fait, cette table de commutation (tableau 5.1) n'est pas la seule table utilisée par la DPC. On va donc trouver une variété des tables des commutations proposées dans la littérature [DAT01], [DJE14A], [DJE14C], [MOU14], [TRE11], [XU06]. Nous avons déjà vérifiés quelques unes par simulation et les résultats obtenus sont presque les mêmes.

Néanmoins, la réalité fondamentale sur laquelle s'appuie la commande DPC est que le déplacement du flux rotorique dans la machine suit une progression continue dans le temps et qu'il semblera traverser chaque secteur un à un s'il est échantillonné suffisamment. L'étude du tableau 5.1 nous indique que si le flux rotorique était par exemple dans le secteur 2 et que le vecteur  $V_3$  venait tout juste d'être appliqué, la variation de la puissance réactive mesurée au stator doit inévitablement être négative puisque le vecteur  $V_3$  diminue la puissance réactive au stator. S'il n'en avait pas été ainsi, nous serions contraints d'admettre que notre estimation du secteur n'est plus juste et que le flux serait plutôt dans le secteur 1 ou 5. Compte tenu qu'il était précédemment dans le secteur 2, il serait peu probable qu'il soit maintenant dans le secteur 5, puisqu'il aurait « sauté » par-dessus deux autres secteurs. Le synopsis précédent peut être représenté à l'aide des tableaux de références (tableau 5.2 et tableau 5.3) basés sur le tableau 5.1.



	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>
<b>Secteur 1</b>	0	0	-	+	0	+	-	0
<b>Secteur 2</b>	0	-	0	-	+	0	+	0
<b>Secteur 3</b>	0	+	-	0	-	+	0	0
<b>Secteur 4</b>	0	0	+	-	0	-	+	0
<b>Secteur 5</b>	0	+	0	+	-	0	-	0
<b>Secteur 6</b>	0	-	+	0	+	-	0	0

Tab.5.2- Suivi de la variation de la puissance réactive.

La première table (tableau 5.2) de référence vérifie la condition de variation de la puissance réactive. C'est-à-dire qu'elle vérifie si la variation de puissance réactive mesurée au stator correspond bien à celle anticipée pour le secteur et le vecteur courant (actuel).

En réponse à la table de vérification de variation de puissance réactive, dans le cas où il y a incohérence entre la valeur anticipée et celle mesurée, le tableau 5.3 suggère une modification du secteur en cours. Par exemple, reprenons notre exemple précédent où nous supposons que le flux se situe dans le secteur 2 et où, suite à l'application du vecteur 3, la variation de puissance réactive au stator a été trouvée positive, ce qui est en contradiction avec le tableau 5.2. À cet effet, le tableau 5.3 suggère de décrémenter (-1) le secteur en cours. Si l'on se réfère à nouveau au tableau 5.2, pour le secteur 1 et le vecteur 3, la variation anticipée de puissance réactive concorde maintenant avec celle mesurée.

	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>
<b>Secteur 1</b>	0	0	-1	+1	0	-1	+1	0
<b>Secteur 2</b>	0	+1	0	-1	+1	0	-1	0
<b>Secteur 3</b>	0	-1	+1	0	-1	+1	0	0
<b>Secteur 4</b>	0	0	-1	+1	0	-1	+1	0
<b>Secteur 5</b>	0	+1	0	-1	+1	0	-1	0
<b>Secteur 6</b>	0	-1	+1	0	-1	+1	0	0

Tab.5.3 - Table de mise à jour des secteurs.

Alors, en cas de divergence, le secteur actuel doit être mis à jour selon le tableau 5.3 [DAT01], [DJE14A], [DJE14C], [TRE09], [TRE11] en déplaçant sa position dans le sens horaire (-1), ou dans le sens antihoraire (+1), ou tout simplement de maintenir sa position précédente (0). Dans ce cas, la période échantillonnage de la DPC doit être suffisamment faible pour ne jamais perdre le passage du flux rotorique entre deux secteurs adjacents. Cependant il peut noter que, dans un secteur quelconque, par exemple dans le  $i^{\text{ème}}$  secteur, les vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont pas appliqués. Suite à ces conclusions, le tableau 5.1 peut être repris en termes de puissance active et réactive afin d'obtenir le tableau 5.4 ci-dessous.

Variable	Augmentation	Diminution
<b>Puissance réactive</b>	$V_{i+2}, V_{i-2}$	$V_{i+1}, V_{i-1}$
<b>Puissance active</b>	$V_{i-2}, V_{i-1}$	$V_{i+1}, V_{i+2}$

Tab.5.4 - Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DPC.

### 5.5 - Résultats de simulation

Dans cette section la commande DPC de la MADA de 1.5MW (annexe A) a été testée par simulation sous environnement MATLAB/SIMULINK. Deux types de tests ont été appliqués au système de la figure 5.1 afin d'observer le comportement de sa régulation :

- 1- A vitesse du vent fixe (sans contrôle MPPT) ;
- 2- A vitesse du vent variable (avec contrôle MPPT).

Les principales caractéristiques de cette simulation sont résumées comme suit :

- Fréquence d'échantillonnage 8kHz ;
- Les largeurs des bandes à hystérésis :  $\Delta P_s = \pm 0.7W$  et  $\Delta Q_s = \pm 0.001VAr$  ;
- La tension du bus continu :  $U_{DC} = 1200V$  .

#### 5.5.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe

Dans cet essai, un vent de vitesse fixe de 12m/s est appliqué sur les pales de la turbine éolienne ce qui correspond à un mode hypersynchrone 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 5.4).

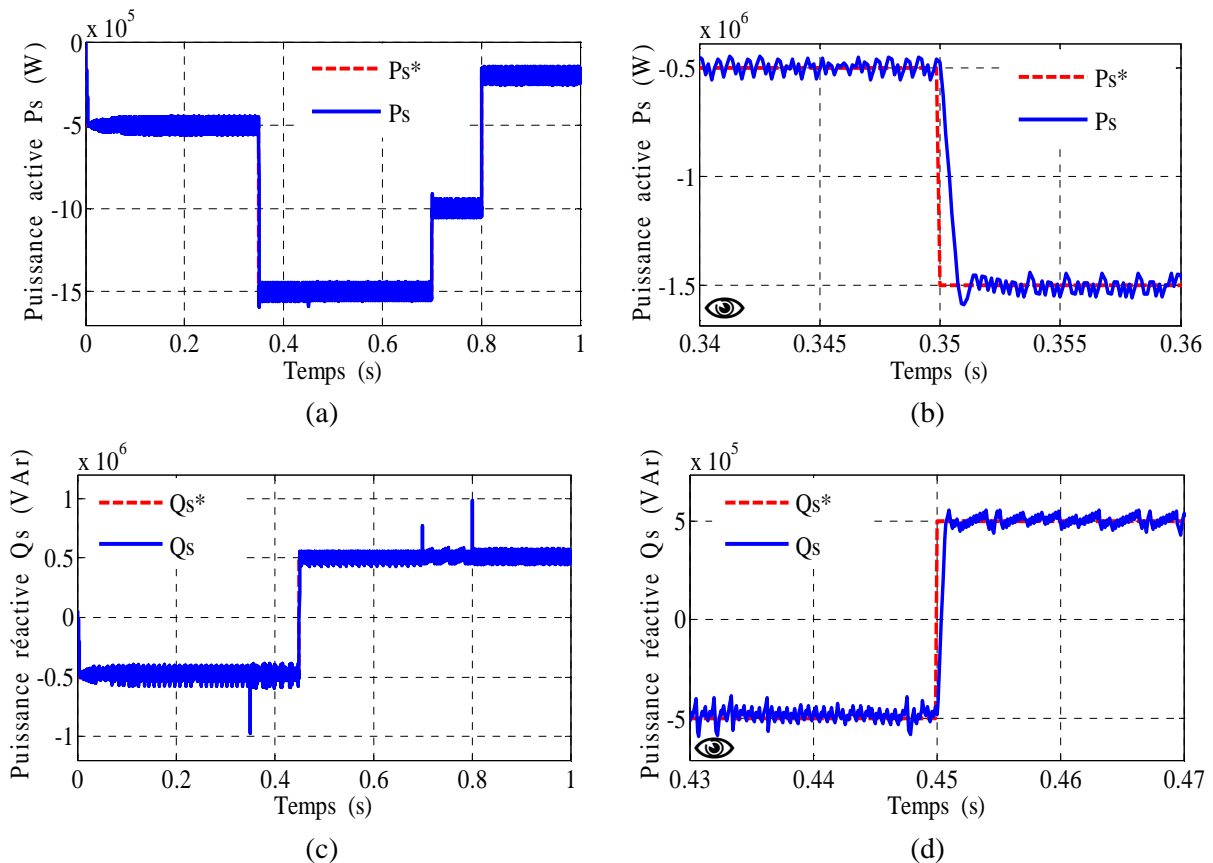


Fig.5.4 - Découplage de la puissance active et réactive de la MADA par DPC-C.

D'après les résultats de simulation obtenus de la figure 5.4, 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, sans dépassement, erreur statique minimale...etc.).

La figure 5.5 représente le comportement de la MADA dans le cas de la commande DPC-C, le courant statorique généré par la MADA (figure 5.5-a) qui possède une allure sinusoïdale mais fluctuée à cause de la variation de la fréquence de commutation (figure 5.5-b). Le courant rotorique (figure 5.5-c) semble aussi sinusoïdale mais bruité et haché toujours (figure 5.5-d), ceci est due toujours à la fréquence de commutation variable de la DPC-C. La figure 5.5-e rassemble le courant de la phase « a » rotorique et la vitesse de rotation de la MADA, le passage du hyposynchronisme au hypersynchronisme est très clair autour de l'instant 0.55s. La figure 5.5-f montre l'allure du couple électromagnétique de la MADA, ce dernier représente une image de la puissance active et qui est justifié par les deux expressions semblables du couple (équation 4.12) et de la puissance active (équation 5. 3).

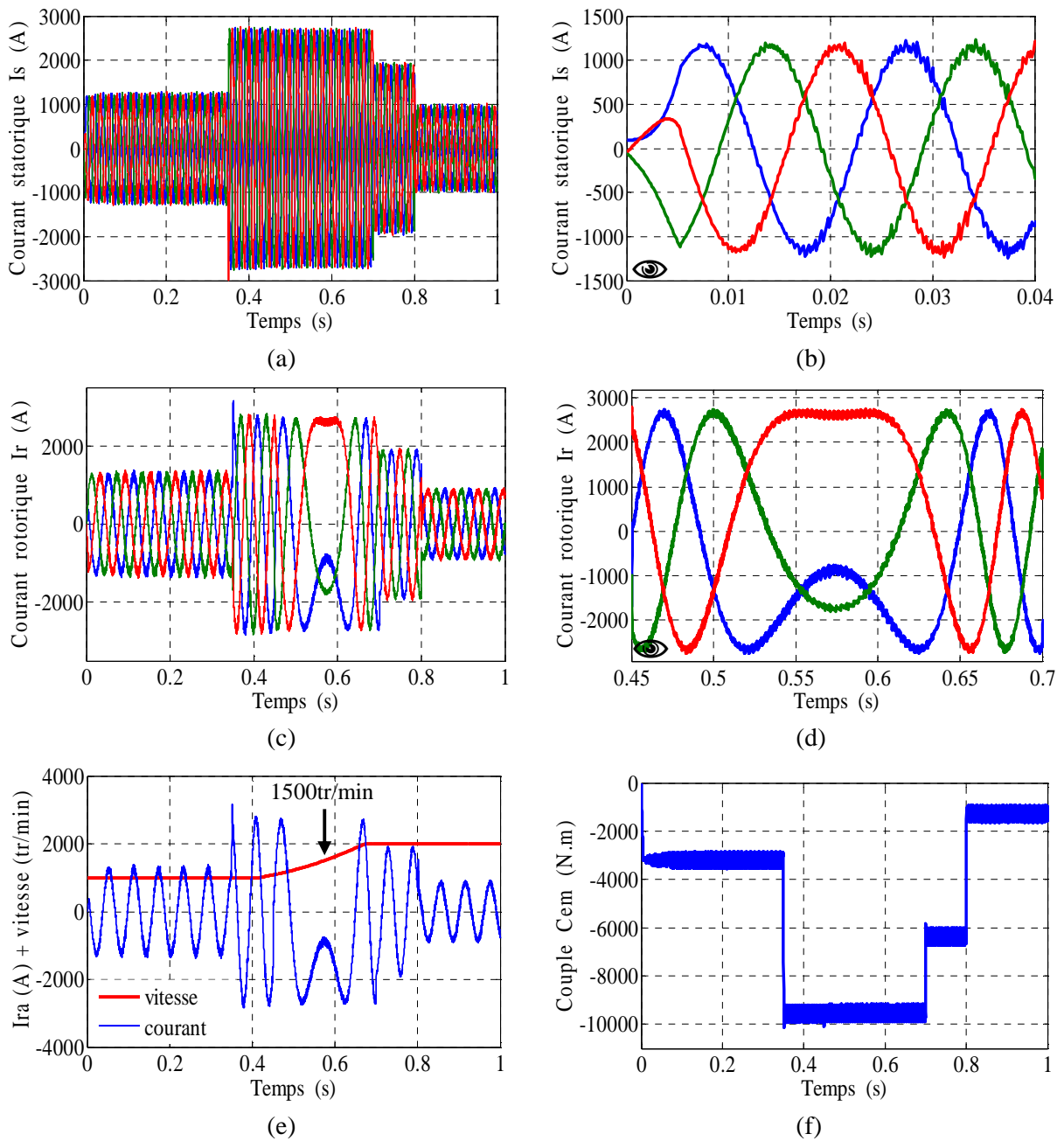


Fig.5.5 - Comportement de la MADA avec la commande DPC-C.

5.5.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT)

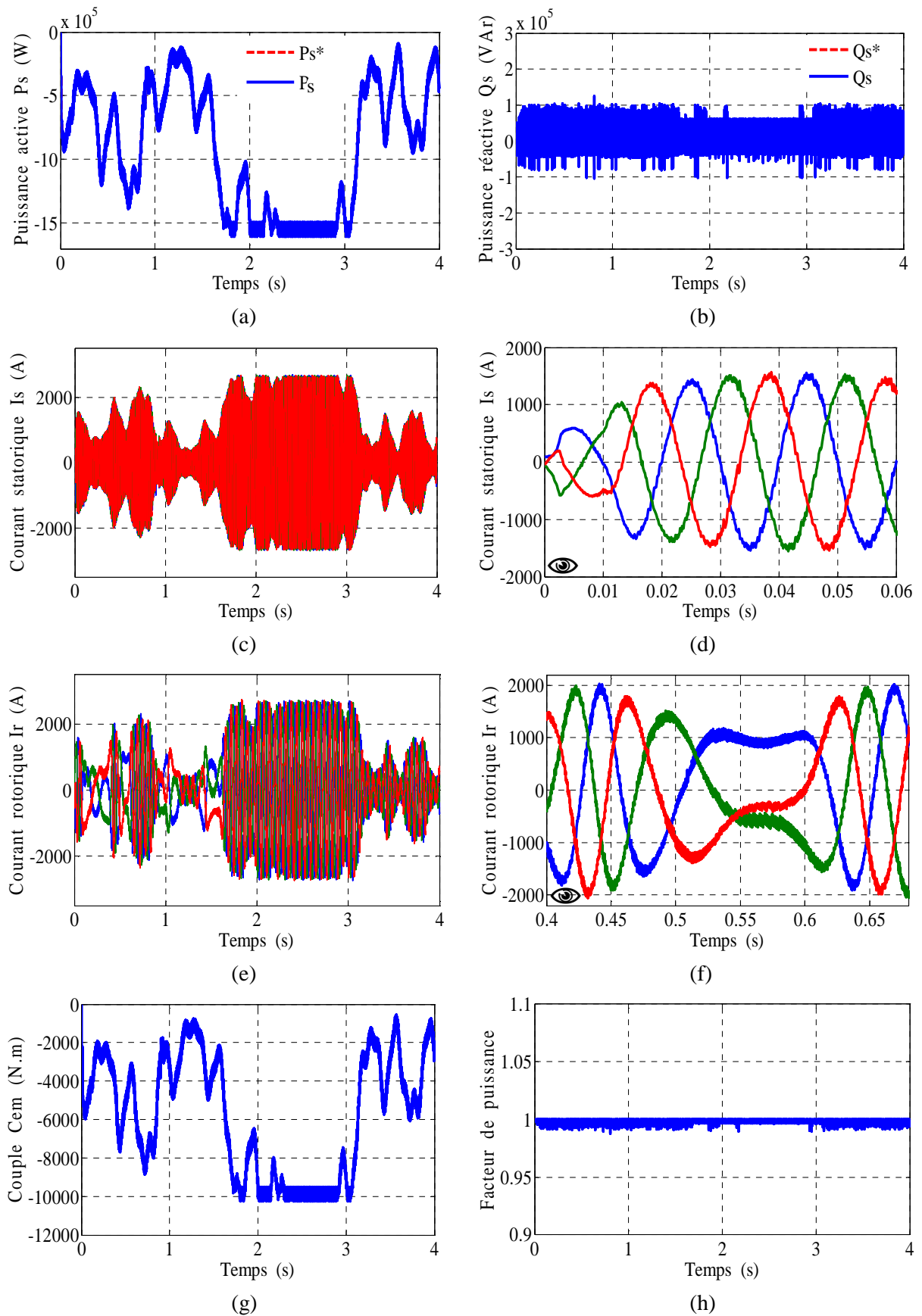


Fig.5.6 - Commande DPC-C de la MADA à vitesse du vent variable et  $FP=1$ .

Dans les résultats du deuxième test (figure 5.6), La consigne de la puissance réactive est maintenue nulle (figure 5.6-b) afin d'assurer un facteur de puissance unitaire coté stator (figure 5.6-h) et de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau (figure 5.6-d). La consigne de la puissance active permette de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal quelque soit la vitesse du vent (figure 5.6-a) ; ces résultats sont obtenus grâce à l'utilisation de la technique MPPT.

Malgré ça, cette technique proposée (DPC-C), présente des fortes oscillations (fluctuations) aux niveaux des puissances et un taux de distorsion harmonique (THD) un peut élever 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 utilisés 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 signale fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure à été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à vitesse du vent fixe (figure 5.5), mais avec un facteur de puissance unitaire ( $Q_s^* = 0Var$ ).

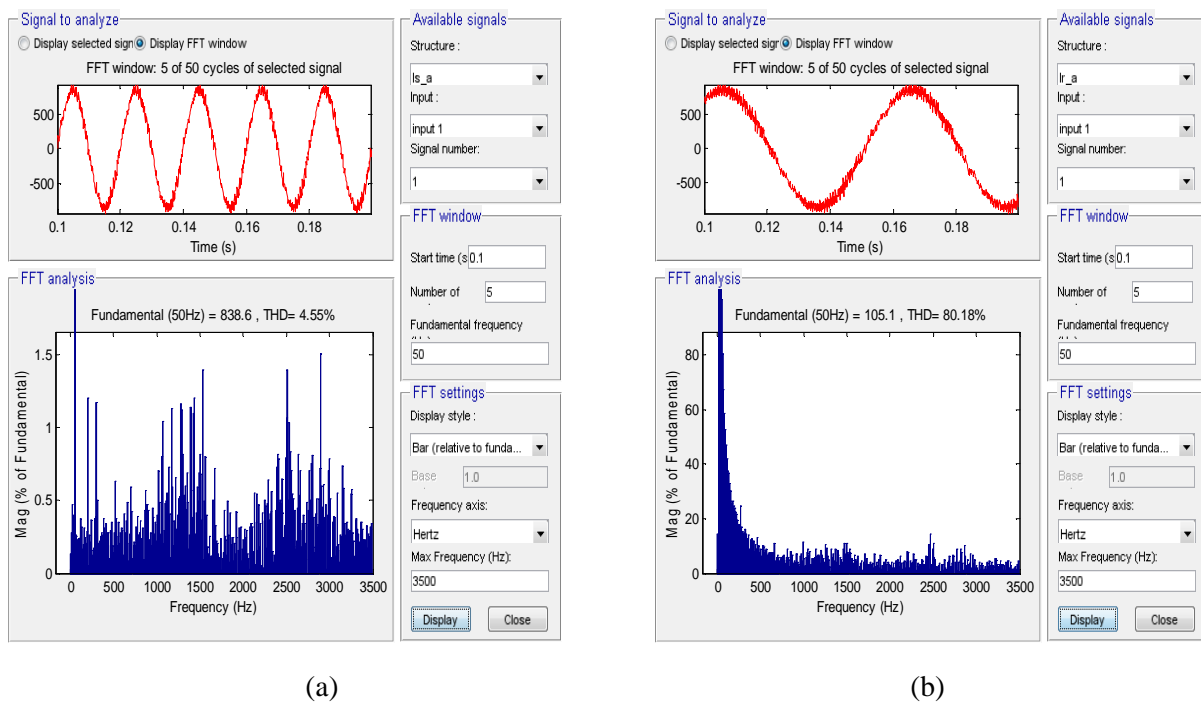


Fig.5.7 - Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

Pour 5 cycles de fonctionnement commençant par 0.1s et pour un rang harmonique de 70, les figures 5.7-a et 5.7-b montrent respectivement le courant de la phase « a » statorique et rotorique envoyés par la MADA au réseau de distribution, ainsi leurs spectres harmoniques. Ces résultats ont confirmés l'influence de la commande DPC-C sur la qualité de l'énergie fournit au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion : THD) est nettement plus important (80.18%) au niveau du courant rotorique (figure 5.7-b), pour seulement (4.55%) au niveau du courant statorique (figure 5.7-a). Ces valeurs de THD sont nettement supérieures à celles obtenus dans le cas de la DTC-C (chapitre 4).

## 5.6 - Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (SVM)

Dans cette partie on présente une méthode modifiée du contrôle direct de puissance de la MADA. Cette commande diffère de la commande DPC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle (aussi appelée SVM pour Space Vector Modulation) qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur coté MADA « CCM ».

Dans cette stratégie de commande, la puissance active et réactive sont régulés par deux régulateurs de type PI classique en utilisant l'algorithme « SVM », alors, la table de commutation et les correcteurs à hystérésis ont été éliminés [BEL08], [DJE10A].

Cette commande DPC-SVM possède les avantages du contrôle vectoriel et du DPC classique pour surpasser le problème des fluctuations au niveau des puissances et des courants générés par la MADA au réseau électrique. Les régulateurs proportionnel-intégral (PI) et la technique de modulation vectorielle sont donc employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations des puissances.

### 5.6.1 - Principe de la MLI vectorielle « SVM »

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers  $T_e$  appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence.

Puisque le vecteur de commande de l'onduleur  $\vec{V}_r$  possède trois composantes booléennes et que chaque composante peut prendre les niveaux 0 ou 1, donc il existe huit vecteurs de commande distincts. En adoptant le schéma équivalent simplifié où chaque bras est représenté par un interrupteur bipolaire, on définit les configurations possibles de l'onduleur (figure 5.8).

Les huit états définissent six vecteurs spatiaux non nuls limitant les six secteurs  $Z(i)$  ( $i=1,\dots,6$ ) et deux états de pause dans le plan  $(\alpha_r-\beta_r)$  [MOU14] (voir figure 5.9). Les vecteurs des tensions sont représentés par la relation suivante :

$$V_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & i = 1, \dots, 6 \\ 0 & i = 0, 7 \end{cases} \quad (5.6)$$

Le principe de MLI vectorielle, consiste donc à projeter le vecteur de tension rotorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de convertisseur coté rotor (figure 5.8).

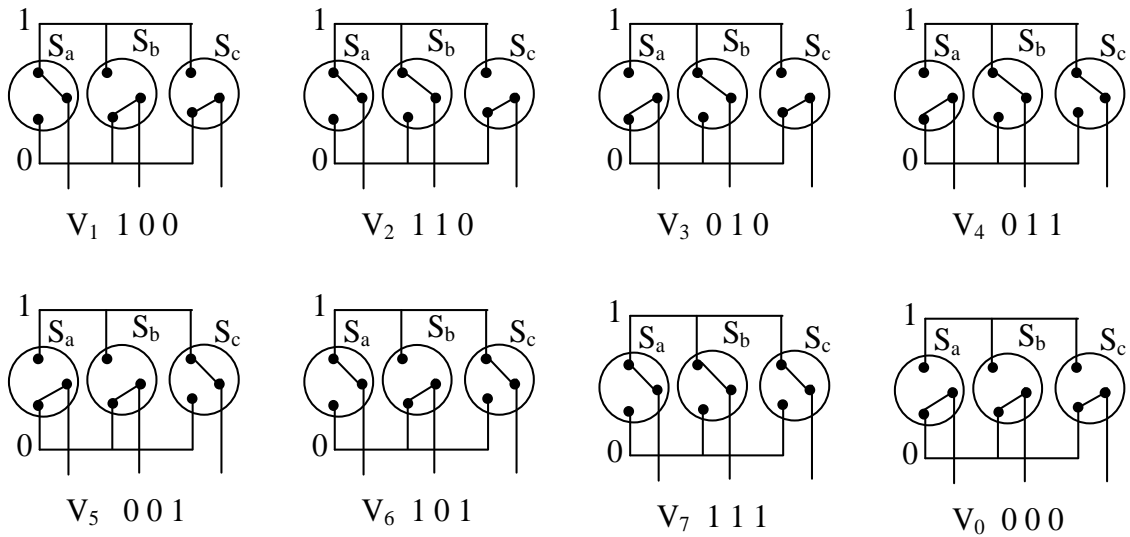


Fig.5.8 - États des interrupteurs pour chaque vecteur de tension.

Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation du convertisseur. Si nous notons  $T_i$  et  $T_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période  $T_e$  de commutation du convertisseur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul du convertisseur CCM est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_e$  [MOU14], [TRE09].

Un vecteur de tension de référence  $V_{r\_ref}$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_e$  par un vecteur de tension moyen  $V_{r\_moy}$  ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ . Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan  $(\alpha_r-\beta_r)$  par la figure 5.9.

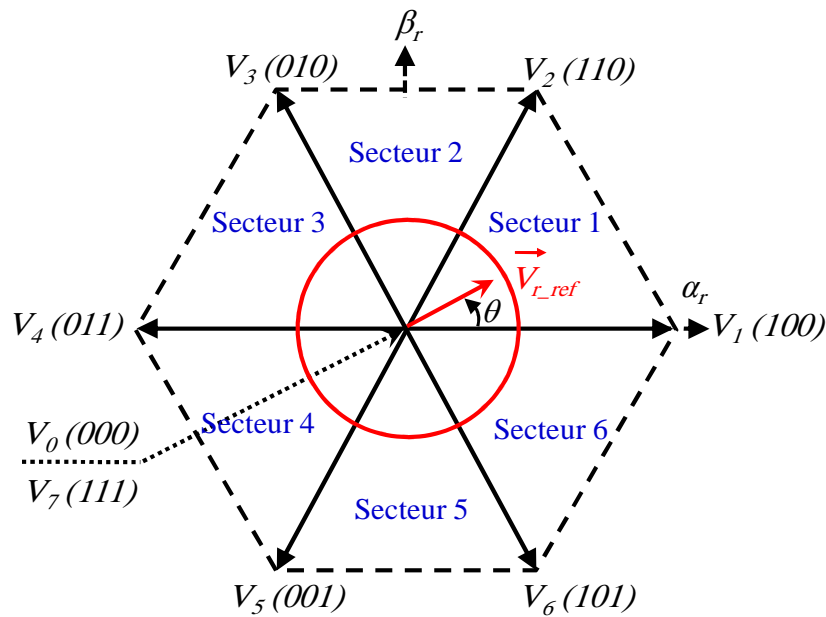


Fig.5.9 - Représentation des vecteurs de tension dans le repère  $(\alpha-\beta)$ .

La figure 5.10 représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par  $V_1$  et  $V_2$ . La MLI vectorielle (SVM) consiste à projeter le vecteur de tension rotorique de référence désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant  $V_1$  et  $V_2$ . Si nous notons par  $T_1$  et  $T_2$  les deux temps d'application de ces vecteurs,  $T_0$  le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période de commutation du CCM.

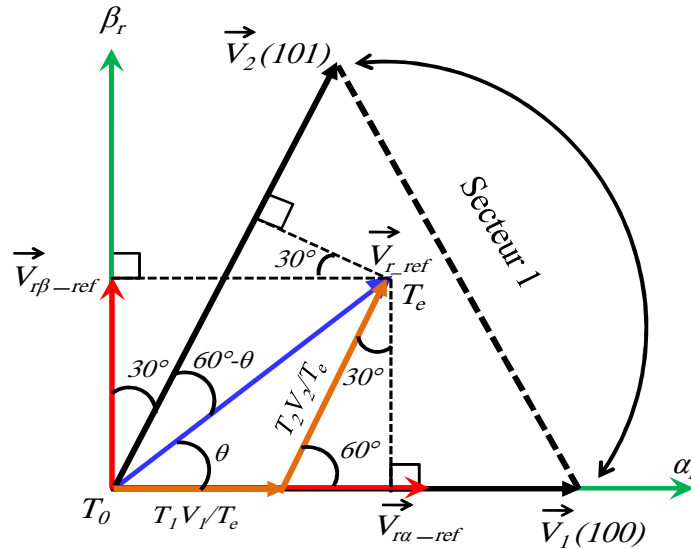


Fig.5.10 - Décomposition d'un vecteur de tension de référence  $V_{r\_ref}$ .

Dans le cas du secteur 1 (figure 5.10), le vecteur de tension référence moyenne est donné comme suit :

$$V_i = \begin{cases} V_{r\_ref} T_e = T_0 V_0 + T_1 V_1 + T_2 V_2 \\ T_e = T_0 + T_1 + T_2 \end{cases} \quad (5.7)$$

Où :

$T_e$  : Représente la période de commutation ;

$T_1$  : Temps d'application du vecteur  $V_1$  ;

$T_2$  : Temps d'application du vecteur  $V_2$  ;

$T_0$  : Durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur  $V_{r\_ref}$  coïncide avec le vecteur  $V_1$ , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur  $V_1$  est appliquée durant la durée  $T_1$  et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée  $T_0$ . La séquence qui correspond au vecteur  $V_2$  est inactive car la durée  $T_2$  est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur  $V_{r\_ref}$  s'éloigne du vecteur  $V_1$  et on s'approche du vecteur  $V_2$ ,  $T_1$  diminue et  $T_2$  augmente. Quand le vecteur  $V_{r\_ref}$  atteint le vecteur  $V_2$ ,  $T_1$  sera nul et  $T_2$ , sera maximale.

#### a) Détermination des vecteurs des tensions de références :

A partir du modèle de l'onduleur à deux niveaux (équation 2.67, chapitre 2) nous pouvons définir les tensions aux bornes des enroulements de la machine. Pour obtenir ces tensions dans le repère  $(\alpha_r - \beta_r)$  nous utiliserons l'équation (4.19) du chapitre 4, ce qui, pour les huit vecteurs de commutation du CCM, fournira le résultat de tableau 5.5 [MOU14].



$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ra}$	$V_{r\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0
1	1	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	0
0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0

Tab.5.5 - Calcul des Tensions rotoriques.

➤ Définition du vecteur de tension de contrôle (vecteur de référence)

Le vecteur de tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions :

- ❖ En coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{DC}}{2} e^{j\theta} \quad (5.8)$$

- ❖ En coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de Concordia) :

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref(\alpha)} + jV_{ref(\beta)} \quad (5.9)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ref(\alpha)} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \cos \theta \\ V_{ref(\beta)} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{DC}}{2} \sin \theta \end{cases} \quad (5.10)$$

- ❖ En coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{U_{DC}}{2} \cos \theta \\ V_{bn} = r \frac{U_{DC}}{2} \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cn} = r \frac{U_{DC}}{2} \cos \left( \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (5.11)$$

➤ Approximation du vecteur de tension de contrôle

Le vecteur de tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approché, sur la période de modulation  $T_e$ , par la génération d'un vecteur de tension moyen  $\vec{V}_{moyen}$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  (figure 5.11).

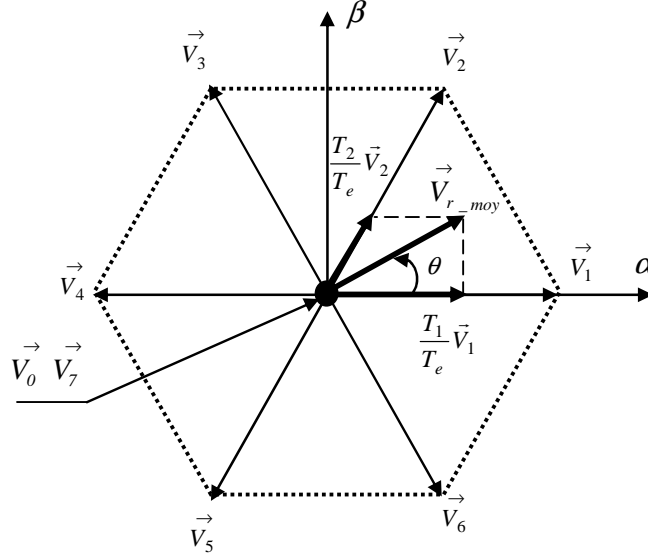


Fig.5.11 - Définition du vecteur moyen.

Par ailleurs:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{r\_moy} &= \int_0^{T_e/2} \vec{V}_r dt = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_{DC}}{2} e^{j\theta} = V_{ref(\alpha)} + jV_{ref(\beta)} \\ &= \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_i} \vec{V}_i dt + \int_{T_0/2+T_i}^{T_0/2+T_i+T_{i+1}} \vec{V}_{i+1} dt + \int_{T_0/2+T_i+T_{i+1}}^{T_e/2} \vec{V}_7 dt \end{aligned} \quad (5.12)$$

Avec :

$$T_0 + T_i + T_{i+1} = T_e / 2 \quad (5.13)$$

Tenant compte que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$  et  $\vec{V}_r, \vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  sont constantes, alors :

$$\vec{V}_r T_e / 2 = \vec{V}_i T_i + \vec{V}_{i+1} T_{i+1} \quad (5.14)$$

La décomposition de (5.11) sur les deux axes du plan  $(\alpha, \beta)$  est la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{T_e}{2} \begin{bmatrix} V_{ref(\alpha)} \\ V_{ref(\beta)} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \cdot \left[ T_i \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + T_{i+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \right] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ \sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.15)$$

La résolution de cette dernière équation aboutit à :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_e}{2U_{DC}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{i}{3}\pi\right) & -\cos\left(\frac{i}{3}\pi\right) \\ -\sin\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) & \cos\left(\frac{i-1}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ref(\alpha)} \\ V_{ref(\beta)} \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

$T_i$  : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_i$  ;

$T_{i+1}$  : Intervalle de temps alloué au vecteur  $V_{i+1}$  ;

$T_0$  : Temps alloué aux deux vecteurs  $V_0$  et  $V_7$  ;

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

**b) Détermination des secteurs :**

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur  $V_{r\_ref}$  dans le plan complexe  $(\alpha_r-\beta_r)$ , tel que cette position présente la phase  $\theta$  du vecteur définie comme suite :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{ref(\beta)}}{V_{ref(\alpha)}}\right) \quad (5.17)$$

La table 5.6 détermine le secteur  $Z(i)$  avec  $(i=1, \dots,6)$  pour les différentes angles  $\theta$  :

$\theta$	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$
Z(i)	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6

Tab.5.6 - Identification du secteur.

**c) Calcul des temps de commutation :**

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondantes aux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  et du vecteur  $V_0$  ou  $V_7$  durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétrique par rapport au milieu de la période de modulation (voir figure 5.12)

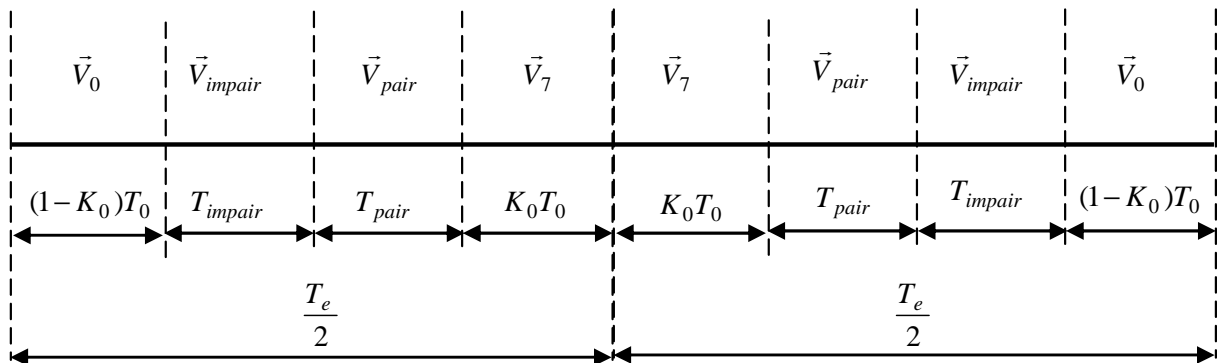


Fig.5.12 - Séquence d'application des vecteurs sur une période  $T_e$  ( $K_0$  facteur  $\in [0, 1]$ ).

Les trois rapports cycliques nécessaires sont donnés par:

$$\begin{cases} t_{a\ on} = (T_e - (T_i + T_{i+1})) / 2 \\ t_{b\ on} = t_{a\ on} + T_i \\ t_{c\ on} = t_{b\ on} + T_{i+1} \end{cases} \quad (5.18)$$

Dans ce qui suit nous allons faire le calcul des temps de commutation des interrupteurs dans le secteur 1 de l'hexagone des tensions (figure 5.10). En effectuant un calcul similaire pour chaque secteur, le temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone peut être obtenu. Le tableau D.1 de l'annexe D donne l'ordre des successions des configurations correspondants aux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  et du vecteur  $V_0$  et  $V_7$  durant la période de modulation  $T_e$ .

$$\begin{cases} t_{a\ on} = \frac{T_0}{4} & t_{a\ off} = \frac{3T_0}{4} + T_1 + T_2 \\ t_{b\ on} = \frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} & t_{b\ off} = \frac{3T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + T_2 \\ t_{c\ on} = \frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} & t_{c\ off} = \frac{3T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} \end{cases} \quad (5.19)$$

L'état de chaque interrupteur peut être déterminé par les relations suivantes:

$$\begin{cases} \text{Si } t_{a\ on} \leq t \leq t_{a\ off}, \text{ alors } S_a = 1, \text{ si non } S_a = 0 \\ \text{Si } t_{b\ on} \leq t \leq t_{b\ off}, \text{ alors } S_b = 1, \text{ si non } S_b = 0 \\ \text{Si } t_{c\ on} \leq t \leq t_{c\ off}, \text{ alors } S_c = 1, \text{ si non } S_c = 0 \end{cases} \quad (5.20)$$

**d) Génération des séries d'impulsions  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$**

La détermination des signaux de commande  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  en fonction des temps de commutation est donnée par la table suivante :

		Secteur					
		1	2	3	4	5	6
Signaux	$S_a$	$t_{a\ on}$	$t_{b\ on}$	$t_{c\ on}$	$t_{c\ on}$	$t_{b\ on}$	$t_{a\ on}$
	$S_b$	$t_{b\ on}$	$t_{a\ on}$	$t_{a\ on}$	$t_{b\ on}$	$t_{c\ on}$	$t_{c\ on}$
	$S_c$	$t_{c\ on}$	$t_{c\ on}$	$t_{b\ on}$	$t_{a\ on}$	$t_{a\ on}$	$t_{b\ on}$

Tab.5.7 - Signaux de commande des interrupteurs du convertisseur coté rotor CCM.

Les étapes de la réalisation d'une modulation MLI vectorielle (SVM) sont récapitulées par le schéma bloc de la figure 5.13.

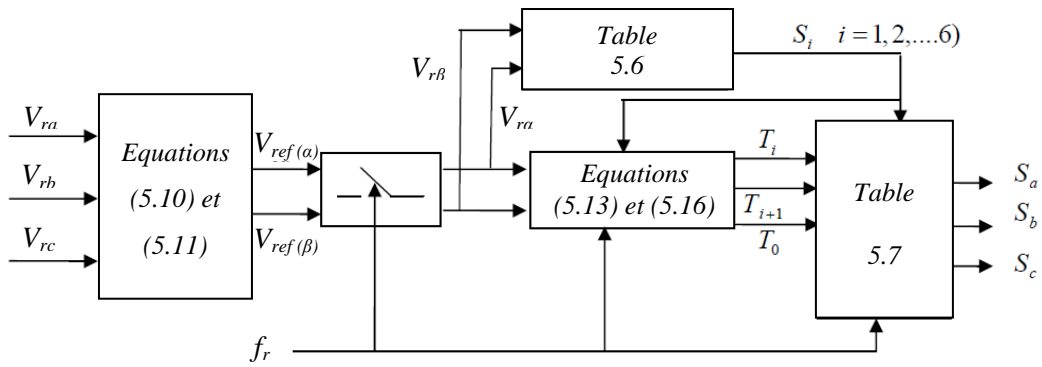


Fig.5.13 - Schéma de principe de la modulation vectorielle.

### 5.6.2 - Résultats de simulation

Pour approuver la commande proposée (DPC-SVM) appliquée au système éolien (coté rotor), on a effectué des tests de simulation dans les mêmes conditions que celle de la commande DPC-C. La structure de la commande DPC-SVM est représentée par le schéma bloc de la figure 5.14.

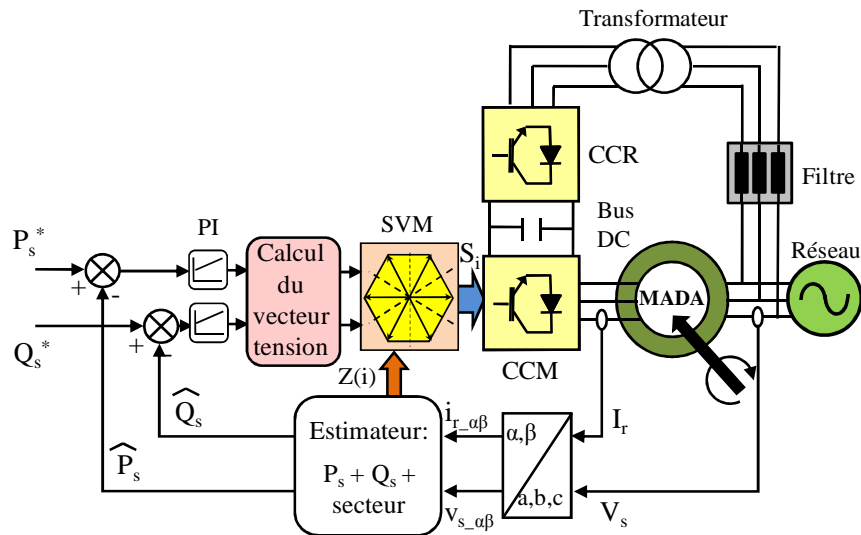


Fig. 5.14 - Schéma bloc de la structure de contrôle DPC-SVM appliquée à la MADA.

Dans cette section la commande DPC-SVM de la MADA a été testée par simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Deux types de tests ont été appliqués au système de la figure 5.14 afin d'observer le comportement de cette stratégie de contrôle :

- 1- A vitesse du vent fixe (sans contrôle MPPT) ;
- 2- A vitesse du vent variable (avec contrôle MPPT).

On donne l'indice de modulation ( $m=35$ ) et l'indice de réglage ( $r=0.9$ ) pour la technique MLI vectorielle (SVM).

#### 5.6.2.1 - Fonctionnement à vitesse du vent fixe

Dans cet essai, un vent de vitesse fixe de 12m/s est appliqué sur les pales de la turbine éolienne ce qui correspond à un mode hypersynchrone 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 5.15).

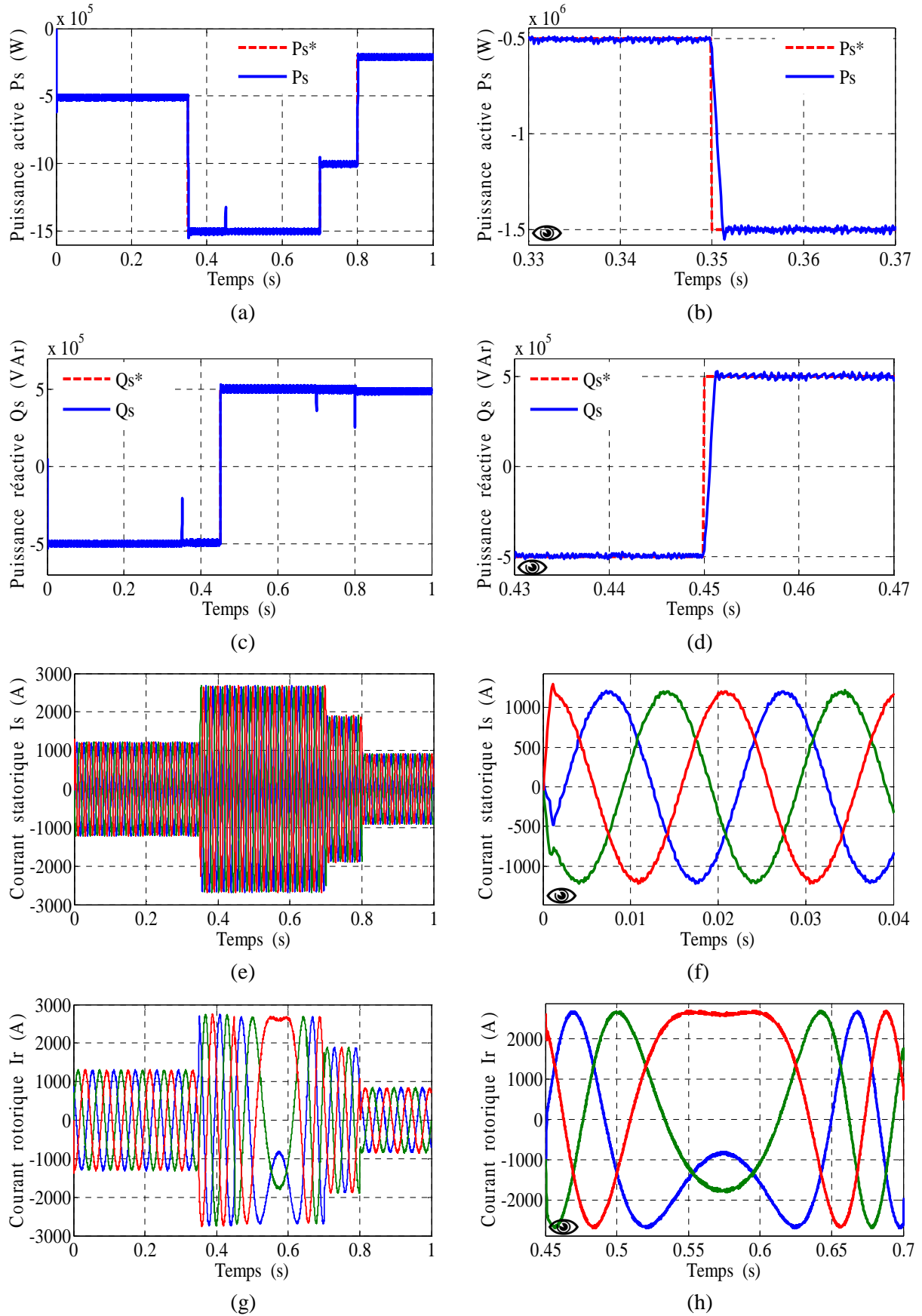


Fig.5.15 - Résultats de simulation de la DPC-SVM de la MADA ( $m=35$  et  $r=0.9$ ).

### 5.6.2.2 - Fonctionnement à vitesse du vent variable (contrôle MPPT)

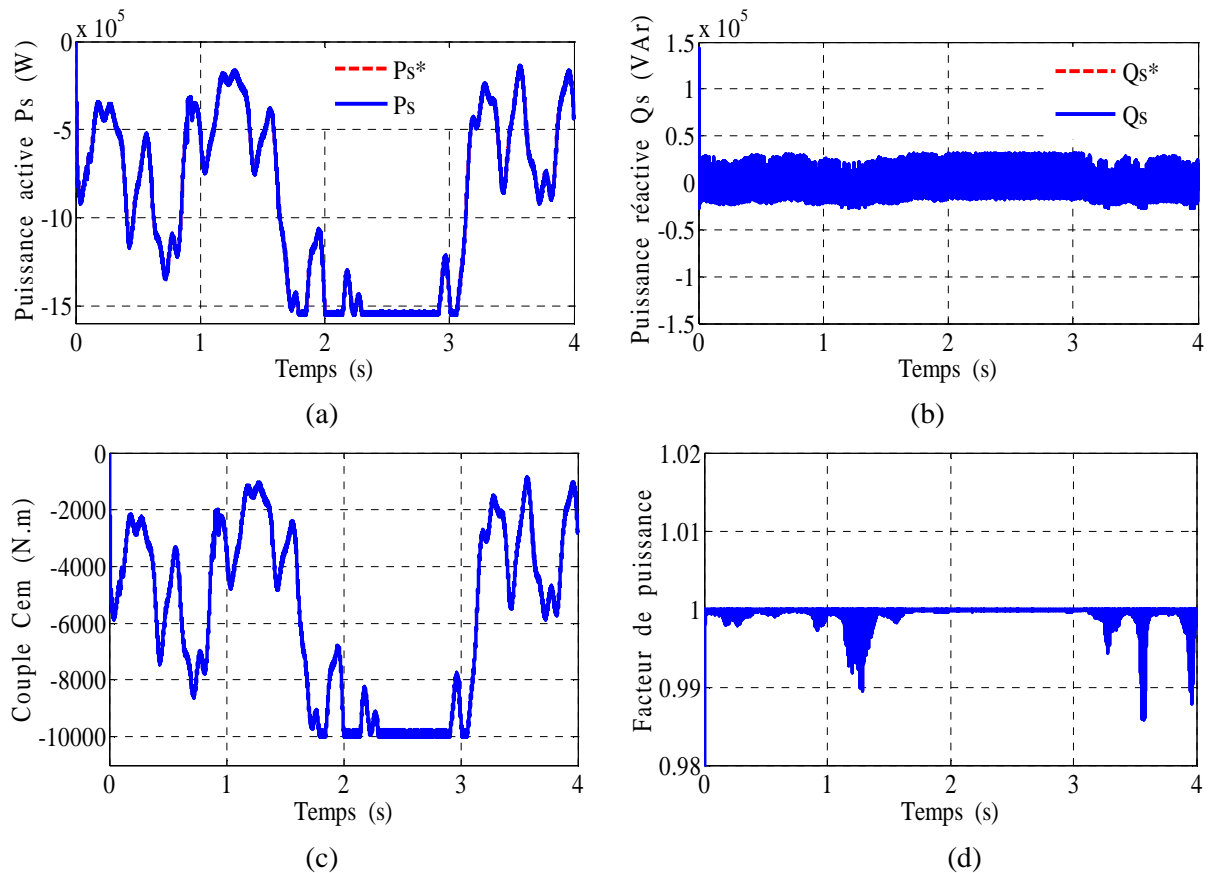


Fig.5.16 - DPC-SVM de la MADA avec contrôle MPPT à  $FP=1$  ( $m=35$  et  $r=0.9$ ).

La figure 5.15, montre une très bonne réponse de la puissance active et réactive, où celles-ci suivent parfaitement leurs références avec erreur statique presque nulle (voir les figures 5.15-b et 5.15-d). Les allures des courants statorique et rotorique dans la figure 5.15-e et 5.15-g, nous à donné une aidé clair sur la réduction de taux d'harmonique des puissances et des courants injectés par la MADA dans le réseau électrique. Ces courants présentent moins d'ondulations, avec des formes sinusoïdales (figures 5.15-f et 5.15-h), ceci est due à la fréquence de commutation fixe imposée aux interrupteurs par la technique SVM.

Dans la figure 5.16, nous observons que la puissance active suit sa référence générée par le bloc MPPT avec une dynamique très rapide et moins d'harmoniques par rapport à la DPC-C (figure 5.16-a). La consigne de la puissance réactive ( $Q_s^* = 0\text{VAR}$ ), est imposée nulle (figure 5.16-b) pour obtenir un facteur de puissance unitaire ( $FP=1$ ) coté réseau (figure 5.16-d). Ces résultats de simulation montrent les hautes performances de la DPC-SVM développée. Les objectifs, à savoir la minimisation des pulsations des puissances et les harmoniques des courants présentés par la commande DPC-C sont achevés.

La figure 5.17, expose les résultats obtenus de l'analyse spectrale des courants de la stratégie DPC-SVM à savoir le courant statorique (figure 5.17-a), et rotorique (figure 5.17-b). Ces résultats montrent que la DPC-SVM garantit une meilleure qualité de la forme d'onde du courant rotorique, dont le taux de distorsion harmonique (THD) passe de 80.18% pour la DPC-C à 68.37% pour la DPC-SVM.

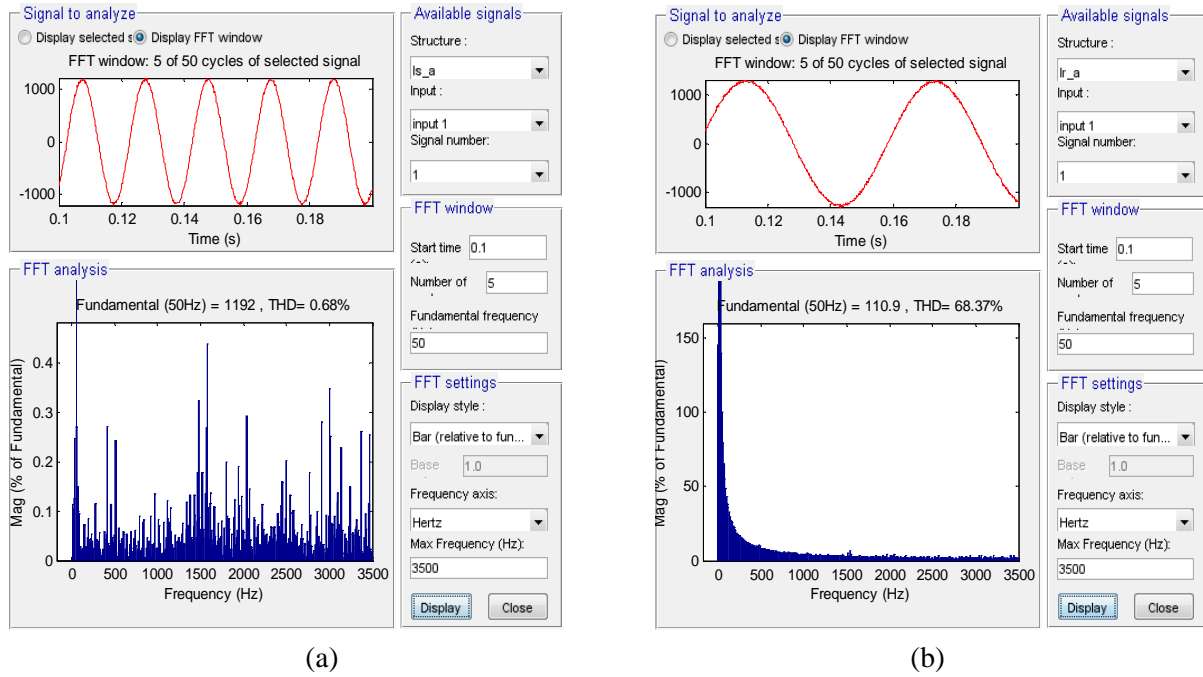


Fig.5.17 - Spectre harmonique des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

5.7 - Test de robustesse de la commande DPC-C et DPC-SVM

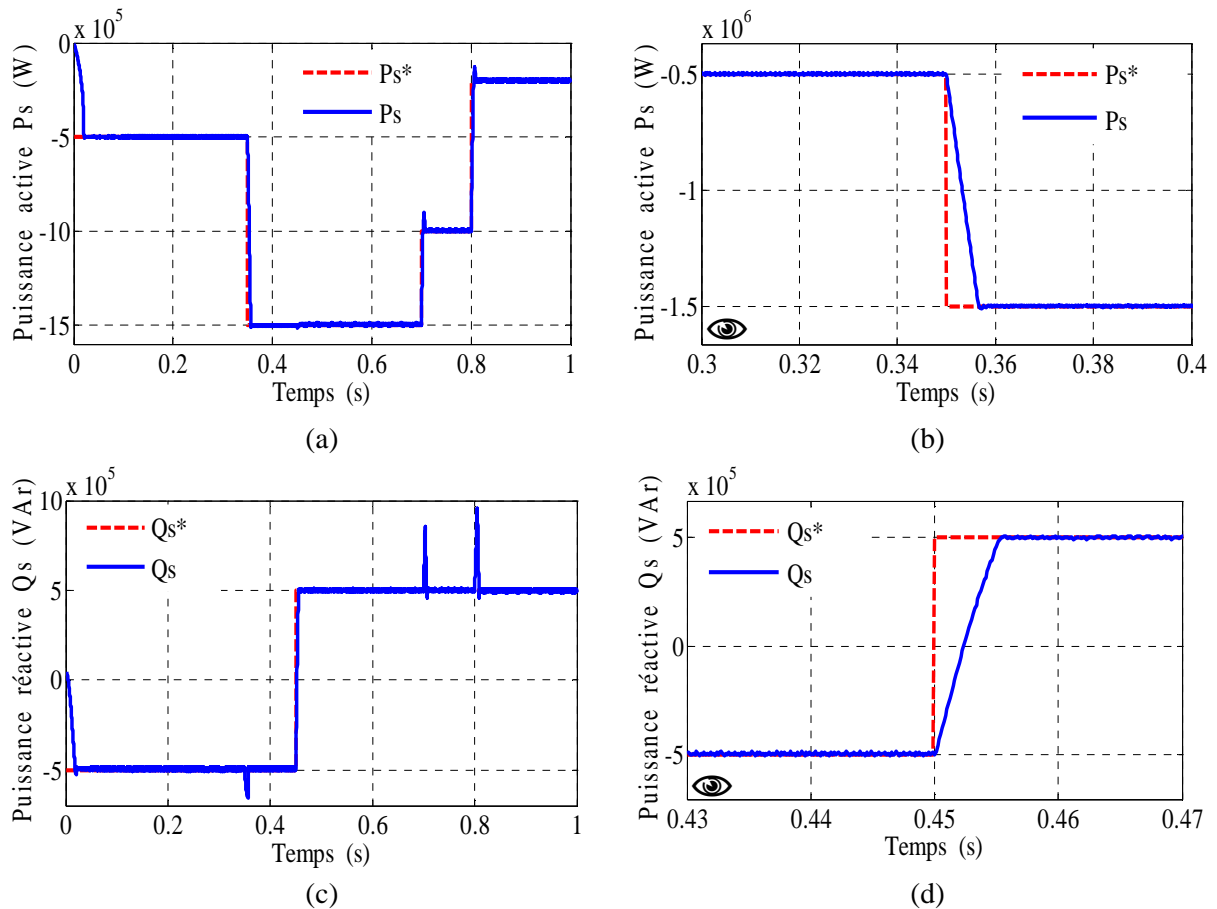


Fig.5.18 - DPC-C vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.



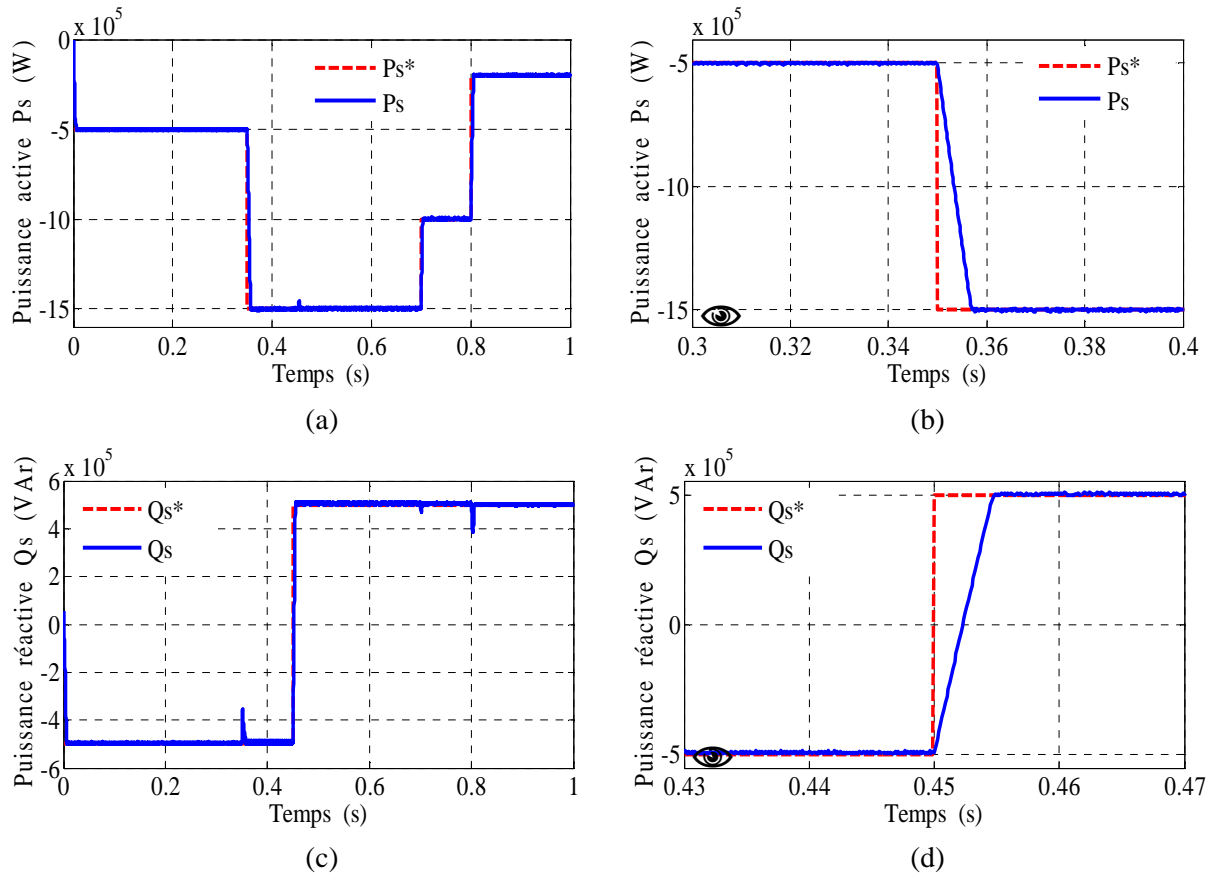


Fig.5.19 - DPC-SVM vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.

Dans le but de tester la robustesse de la commande DPC-C et DPC-SVM nous allons étudier l'influence des variations paramétriques (résistance rotorique et inductance mutuelle). La robustesse des deux techniques précédentes est testée avec une variation simultanée de 100% de la résistance rotorique ( $2 \times R_r$ ) et de 10% de l'inductance mutuelle ( $0.9 \times L_m$ ). Les figures 5.18 et 5.19 représentent le comportement dynamique du système lors de ce test. Les grandeurs les plus importantes sont les puissances active et réactive. D'après les résultats obtenus, on peut conclure que la DPC-SVM (figure 5.19) présente une solide robustesse en présence des variations paramétriques de la MADA par rapport à la commande DPC-C (figure 5.18), cette dernière présente une légère augmentation du temps de réponse au démarrage et une petite sensibilité (pics) dans la dynamique de poursuite, mais elle maintient toujours le découplage entre la puissance active et réactive, car elle est moins dépendante des paramètres de la machine.

### 5.8 - Nécessité de stockage

On a vu précédemment (§1.12, chapitre 1) que le stockage d'énergie permettrait d'obtenir un service réseau appréciable. Nous allons nous intéresser à cette partie à un mode de stockage qui peut être associés à une éolienne. Le but est double : stocker de l'énergie électrique dans les périodes de fort vent pour pouvoir la restituer dans les périodes de vent plus faible et lisser au maximum la puissance produite par l'ensemble éolienne plus stockage.

L'utilisation d'un système de stockage améliorerait de manière significative les capacités d'intégrations des éoliennes dans le réseau. Un système permettant d'emmagasiner une grande quantité d'énergie tout en ayant une dynamique de réponse rapide qui permettrait de lisser toutes

les variations instantanées de puissance et ainsi d'améliorer la qualité de l'énergie produite par les éoliennes.

Le stockage se fait le plus souvent sous une forme global du stockage est donc très variable en fonction des procédés choisis. Il apparut donc deux types de stockage à envisager : d'une part le stockage à court terme permettant de faire face aux bourrasques de vent et aux turbulences, et d'autre part le stockage de longue durée qui permettrait de restituer l'énergie lorsqu'il n'y a plus de vent [BEL11], [BOU15], [BOY06], [MOU14].

### **5.8.1 - Stockage à court terme**

Les systèmes de stockage à court terme permettent de transférer rapidement des puissances élevées sur des durées pouvant aller de la seconde à une dizaine de minutes. On trouve principalement des systèmes à stockage inertiel mais le développement récent de nouveau composant tel que les super-capacités permet d'envisager des solutions de stockages électrochimiques. Les systèmes inertiels sont eux aussi en grandes évolution avec l'utilisation des machines rapides. Effectivement, le stockage qui s'effectuait classiquement dans de très lourds volants d'inertie tournant à 3000tr/min accouplés à des machines classiques, s'effectue désormais à très grande vitesse avec des machines complexes comportant plusieurs rotors concentriques à des vitesses différentes [LEC04], [MOU14].

L'alimentation se fait par l'électronique de puissance permettant d'obtenir de plus grandes puissances et de stocker encore plus d'énergie. Il est désormais possible de stocker et restituer une puissance de plusieurs dizaines de kW pendant plus de dix minutes. Ces systèmes permettent donc de lisser la puissance fluctuante du vent [AKA04]. Les rendements de ces systèmes peuvent atteindre 92% [BEL11].

Les super-capacités ont-elles aussi un grand intérêt pour le lissage des fluctuations de puissance de par leur dynamique plus rapide que celle des batteries. Leur capacité augmente et l'on trouve désormais des super-capacités de 1800F utilisées en association avec un convertisseur AC/DC permettant l'échange avec le réseau.

### **5.8.2 - Stockage à long terme**

Pour ce qui est des systèmes de stockage à long terme, les systèmes à air comprimé utilisent différents procédés afin de stocker et restituer l'énergie en utilisant ou non l'énergie d'échauffement que la compression procure. De plus, un compresseur est utilisé pour le stockage est une turbine associée à une génératrice pour le déstockage [BOY06]. Les systèmes utilisant un électrolyseur pour le stockage d'énergie sous forme d'hydrogène et la restitution d'énergie à l'aide d'une pile à combustible sont aussi à l'étude.

Cependant, les systèmes à air comprimé et à l'électrolyse, ils sont encore en développement et le rendement global pour la restitution est relativement faible. Par contre, ils permettent d'obtenir des capacités importantes à moindre frais car le stockage se fait dans des réservoirs qui peuvent être dimensionnés en fonction de l'énergie que l'on veut stocker. Il existe donc plusieurs solutions pour le stockage. Elles peuvent être associées afin d'obtenir une unité permettant simultanément de lisser les fluctuations de puissance (court terme), et d'atténuer les effets des périodes de faible ou forte production (long terme). En tous cas, il ne faut pas écarter un système de stockage associé à l'éolienne à cause de son faible rendement global car les pertes dans les systèmes de conversion

peuvent globalement ne pas être si pénalisantes si cela nous permet de maintenir constante la production en permanence [MIR05].

Les batteries ont évoluées durant cette dernière décennie et offrent désormais des capacités volumiques et massiques très importantes notamment avec les dernières générations du type lithium polymère. Elles permettent aussi des fonctionnements en cyclage sans grande contrainte avec des chargeurs optimisant leur durée de vie [DEL10].

Nous voyons que tous ces dispositifs peuvent être assez facilement connectés aux éoliennes au niveau du bus continu comme le montre la figure 5.20.

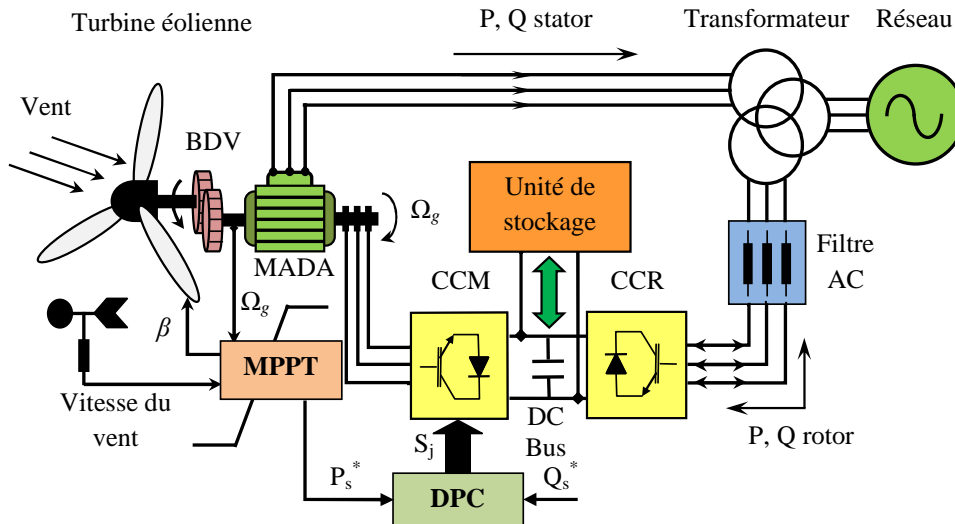


Fig.5.20 - Insertion d'une unité de stockage dans un système éolien.

### 5.8.2.1 - Modélisation d'une unité de stockage à long terme

Ces sources possèdent trois paramètres importants pour leur exploitation : la valeur de l'énergie et de la puissance qu'elles sont capables de fournir ou emmagasiner ainsi que leur temps de réponse [BEL11]. On modélise ainsi ces dispositifs comme des sources de tension continue contrôlées en puissance avec des limites sur l'énergie stockée.

Nous allons tout d'abord choisir la taille de l'éolienne en fonction de la production que l'on aimerait avoir. Nous choisissons ici notre éolienne de 1.5MW de puissance, dont le but est de pouvoir fournir une puissance de l'ordre de 750kW au réseau électrique (puissance maximale demandée). Cette puissance nous permet de dimensionner l'unité de stockage nécessaire.

En outre, nous savons que pour fournir une puissance de 750kW au réseau, il nous faudra certainement, dans le pire des cas, produire jusqu'à 1.5MW afin de recharger l'unité de stockage lorsque le vent sera fort (750kW pour le réseau et 750kW pour le rechargement de l'unité de stockage). Donc pour pouvoir fournir au réseau une puissance maximale égale à 750kW, l'unité de stockage devra être au minimum dimensionnée pour cette puissance (750kW) afin de maintenir la production durant les périodes de faible vent [BEL11], [BOU15].

Donc, pendant les périodes de fort vent, la génératrice fournira 750kW au réseau et rechargera l'unité de stockage avec l'excédent de puissance disponible. Pour la gestion de l'énergie, on fixe un seuil minimal pour ne pas endommager les éléments propre à l'unité de stockage (en

particulier pour les batteries) et un seuil maximal correspondant à la taille de l'unité. La puissance à stocker est la différence entre la puissance extraite du vent et la puissance fournie au réseau :

$$P_{stock} = P_t^* - P_{réseau} \quad (5.21)$$

Ou tout simplement :

$$P_{stock} = P_t^* - 750kW$$

Avec  $P_t^*$  : est la puissance extractible de la turbine éolienne par MPPT.

Nous pouvons maintenant choisir la puissance de l'unité de stockage qui sera de 750kW aussi, car :

$$P_s^{MADA} = P_{stock} + P_{réseau} \quad (5.22)$$

En principe, le dimensionnement de la MADA doit être en kVA, pour tenir compte de la puissance réactive aussi. Effectivement, en fonction de ce que l'on veut fournir comme puissance réactive au réseau, la puissance de la MADA sera différente. Nous fixerons la consigne de la puissance réactive à zéro afin de garder un facteur de puissance unitaire.

### 5.8.2.2 - Résultats de simulation avec unité de stockage

Les résultats présentés ici ont été obtenus en utilisant la stratégie du contrôle DPC-SVM étudiée dans la partie précédente. Nous effectuons les simulations sur des durées courtes mais suffisamment grandes pour obtenir les régimes permanents de toutes les parties du système de conversion d'énergie. Si notre système est capable de répondre convenablement avec des temps réduits, il le fera forcément pour des temps plus grands.

Cette simulation est faite avec le même profile du vent examiné précédemment (figure 5.21), qui permet de fournir en permanence 750kW au réseau, grâce à l'unité de stockage.

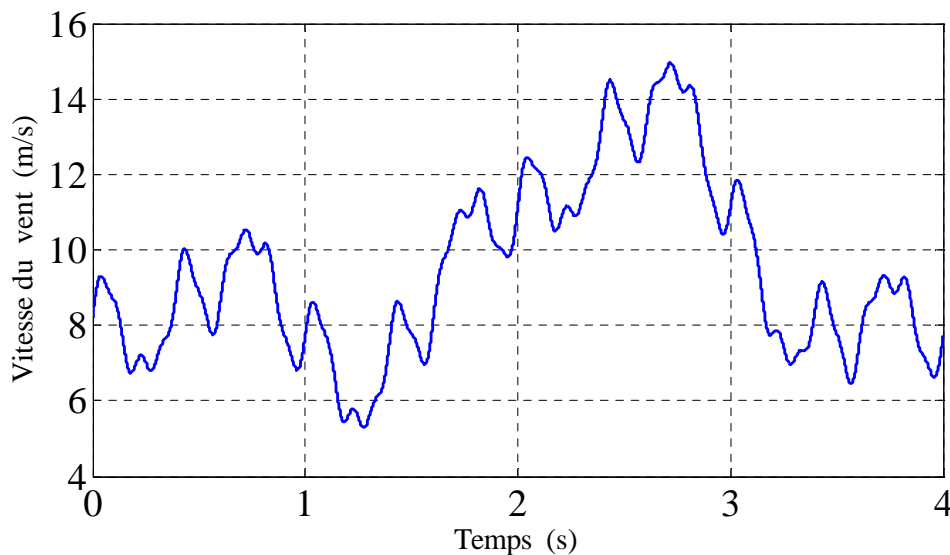


Fig.5.21 - Profile du vent utilisé pour l'étude du stockage.

Les courbes présentées dans la figure 5.22 montrent l'évolution du fonctionnement de l'éolienne :

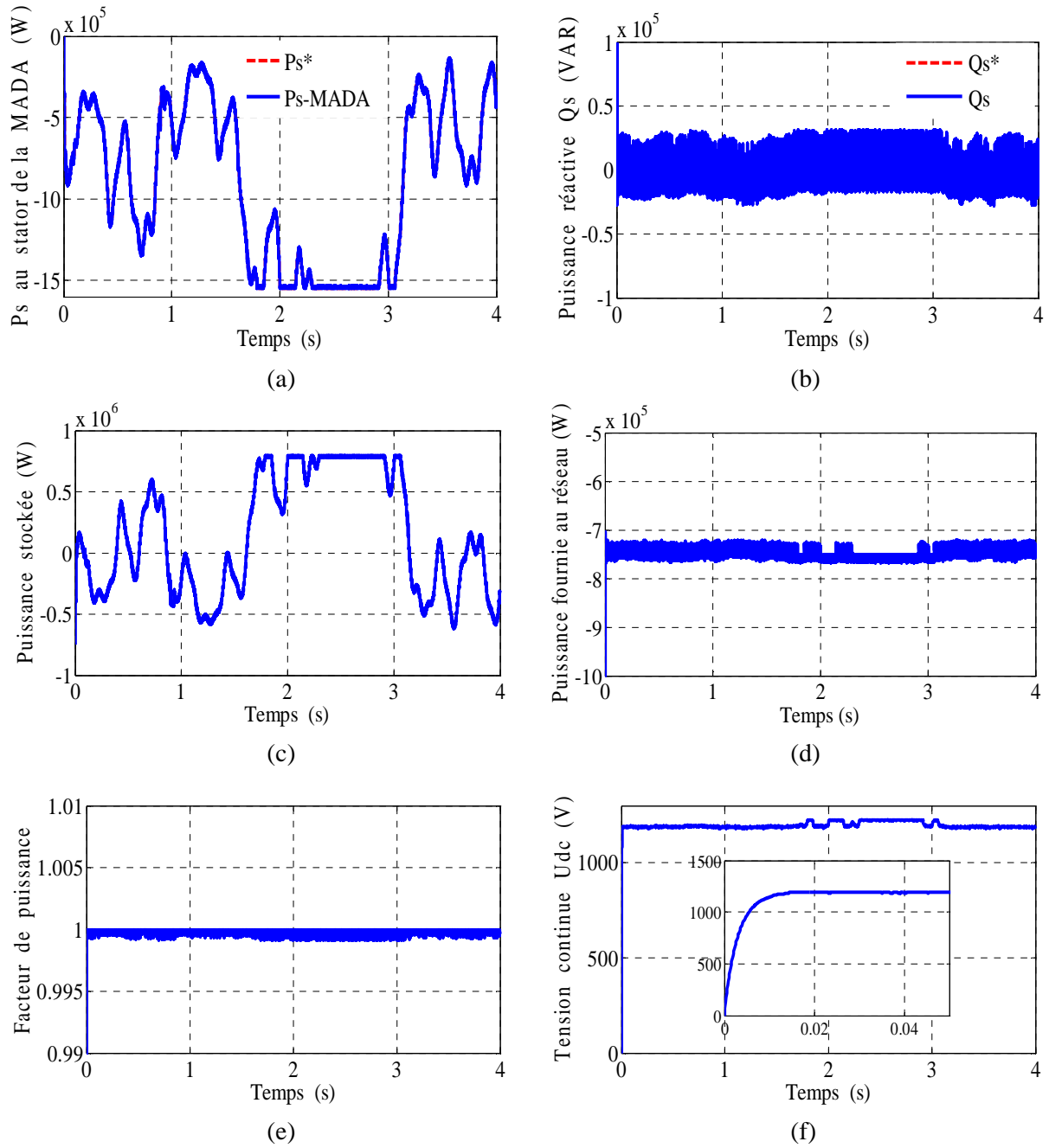


Fig.5.22 - Résultats de simulation de la DPC-SVM avec unité de stockage.

- La figure 5.22-a illustre la puissance active produite par la MADA ; avec notre convention, cette puissance est négative car la puissance est une puissance fournie, elle est limitée à 1.5MW, la puissance nominale de la génératrice.
- La figure 5.22-b représente la puissance réactive injectée au réseau par l'ensemble. Ici nous sommes fixés une consigne nulle pour avoir un facteur de puissance unitaire coté réseau.
- La figure 5.22-c correspond à la puissance de l'unité de stockage, cette puissance peut être positive (chargement des batteries  $P_{stock} > 0$ ), ou négative (déchargement des batteries  $P_{stock} < 0$ ) en fonction des conditions du vent qui permettent la charge ou la décharge, elle est limitée à 750kW.

- La figure 5.22-d montre la puissance active fournie par l'ensemble du générateur éolien (éolienne + stockage), elle est maintenue égale à celle demandée par le récepteur (réseau).
- La figure 5.22-e présente le facteur de puissance, qui se trouve unitaire en fonction de la consigne de la puissance réactive (nulle dans ce cas).
- La figure 5.22-f donne le comportement du bus continu intermédiaire entre les deux convertisseurs statiques « CCM » et le « CCR », le système de stockage permet de garder cette tension constante aux bornes des deux convertisseurs.

D'après les résultats de simulation de la figure 5.22, on peut dire que :

- ✓ La puissance fournie au réseau suit parfaitement sa consigne, grâce à l'unité de stockage. Effectivement, si l'on regarde les moments où le vent est faible, on s'aperçoit que la puissance produite par la génératrice est inférieure à celle nécessaire pour le réseau. C'est donc l'unité de stockage qui compense ce manque de puissance ;
- ✓ Pour la puissance réactive, elle peut être réglée à la guise du gestionnaire du réseau et être donc ajusté en fonction des conditions d'utilisation de ce dernier pour faire de la compensation d'énergie réactive ou du contrôle de tension au point de raccordement. A noter qu'ici la puissance réactive peut tout aussi bien être positive ou négative grâce à la commande en double alimentation de la machine asynchrone par le convertisseur connecté au rotor de celle-ci ;
- ✓ Si la limite minimale du stockage est atteinte, c'est que la génératrice ne fournit pas assez de puissance car le vent est trop faible et là on ne peut rien y faire. La puissance fournie au réseau sera la puissance de la génératrice et celle demandée par le réseau risque de ne pas être satisfaite. Ce cas correspond donc à la limite basse de notre système de stockage ;
- ✓ Si l'on n'avait pas eu l'unité de stockage, la puissance fournie au récepteur n'aurait pas pu être maintenue sur toute la durée du fonctionnement. Elle est utile sur la moitié du temps environ. Sur l'autre moitié du temps elle n'est pas utile mais se recharge en utilisant l'excédent de puissance du vent ;
- ✓ Si l'on avait installé une éolienne sans stockage pour avoir la puissance demandée par le récepteur, pendant les périodes de fort vent nous n'aurions produit que cette puissance alors qu'avec l'unité de stockage on emmagasine la puissance qui n'aurait pas été exploitée pour la restituer ultérieurement ;
- ✓ On remarque d'après la figure 5.22 que la puissance active de la MADA est bien limitée à la puissance nominale de 1.5MW pour les vents forts. On peut voir que dans ces mêmes périodes, la puissance de l'unité de stockage est limitée à 750kW car la génératrice produit 750kW au maximum pour le réseau et 750kW pour recharger l'unité de stockage.

## 5.9 - Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre l'apport de la loi de commande 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 commande vectorielle. Cependant, cette stratégie de contrôle en raison de la fréquence de commutation variable, présente l'inconvénient à avoir un THD élevé des courants statoriques injectés dans le réseau électrique.

Afin de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur coté MADA « CCM » et dont le but de réduire les ondulations des puissances et les harmoniques des courants délivrées par la MADA au réseau électrique, la technique MLI vectorielle (SVM) a été combinée avec la DPC. Suivant les résultats de simulation obtenus, la DPC-SVM 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.

La dernière partie de ce chapitre, était l'association d'un système de stockage d'énergie électrique avec le système éolien afin de pouvoir assurer des transits de puissance constante et de participer aux services système à base de la machine asynchrone à double alimentation (MADA). On a opté pour un système de stockage d'énergie à long terme (batteries ici). Cette unité de stockage est dimensionnée en fonction de la puissance extraite du vent, de la puissance nominale générée par le générateur éolien et de la puissance à envoyer au réseau électrique (puissance de réglage), afin de stocker ou de restituer de l'énergie sur le bus continu qui constitue le point de couplage électrique entre l'aérogénérateur et le système de stockage d'énergie.

# Chapitre 6 :

## Amélioration des performances de la DTC et DPC par les réseaux de neurones artificiels

*De ce qui précède les deux stratégies de commande DTC et DPC classiques présentent plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple et de flux, les fluctuations des puissances et les harmonique des courants dans le régime transitoire et permanent, à cause de l'utilisation des comparateurs à hystérésis et les tables de commutation. Pour cela, nous avons proposé d'étudier dans ce chapitre la commande directe du couple et de puissance basées sur les réseaux de neurones artificiels, pour améliorer les performances des commandes DTC et DPC, où les comparateurs classiques et la table de commutation sont remplacés par un contrôleur neuronal, afin de bien conduire les grandeurs de sortie de la MADA vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe. Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances des méthodes proposées (DTC-RNA et DPC-RNA).*



## 6.1 - Introduction

Le cerveau humain a une fantastique puissance de traitement de l'information si l'on considère ses capacités à prendre en charge certaines tâches nécessaires pour obtenir un comportement intelligent. La nature de l'intelligence a longtemps été un sujet difficile et controversé. D'une certaine manière, chacun a une idée assez vague de ce qu'est l'intelligence : la capacité à observer, à comprendre, à se souvenir, à résoudre des problèmes, à apprendre, à créer,...etc. Deux disciplines sont concernées par la définition et la modélisation du comportement intelligent : ce sont la psychologie cognitive et l'intelligence artificielle (IA en jargon informatique).

La psychologie cognitive est l'étude scientifique des structures de mémorisation et des processus de raisonnement humain. Le but de l'IA est le développement de machines capables d'avoir un comportement intelligent. Le critère pour estimer la qualité d'un modèle en « IA » diffère de ceux de la neurophysiologie ou des sciences cognitives. En « IA », on met l'accent sur le développement des systèmes à hautes performances plutôt que sur la reproduction fidèle ou l'explication du comportement humain et a fortiori des données neuro-physiologiques. Au fur et à mesure que progresse l'informatique dans les années cinquante et soixante, il devient clair que les domaines privilégiés à court terme de l'ordinateur sont le calcul scientifique et la gestion. Les performances de celui-ci dans des tâches plus "intelligentes", traduction automatique, vision et reconnaissance des formes sont plus discutables.

Les techniques de l'intelligence artificielle telles que les systèmes experts, la logique floue, les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones artificiels (RNA) ont été largement utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des machines électriques [BEC13], [CHA10], [TSO97]. L'objectif recherché dans l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle est d'arriver à l'émulation du raisonnement humain sur un DSP (Digital Signal Processor) (processeur de signal numérique) de telle sorte que le système complet commande - machine puisse penser et réagir intelligemment comme un être humain [BOS01]. Un système commande - machine équipé d'un algorithme développant un calcul par intelligence est appelé système intelligent [BOS02]. En effet, un système intelligent possède la caractéristique d'apprentissage, d'auto-organisation et d'auto-adaptation. Les techniques de l'intelligence artificielle ont été discutées pendant longtemps et le seront également à l'avenir [HUN92].

Actuellement, les techniques de l'intelligence artificielle sont largement utilisées dans de nombreux domaines tels que la régulation de processus industriels, le traitement d'image, le diagnostic, la médecine, la technologie spatiale et les systèmes de gestion de données informatiques. Parmi toutes les techniques intelligentes, les réseaux de neurones artificiels (RNA) semble avoir le maximum d'impact dans le domaine de l'électronique de puissance et dans la commande de machines électriques, ce qui est évident par le nombre important de publications réalisées dans la littérature [DJE14B], [DJE15], [KUK00], [MAR11].

Les RNA constituent une technique de traitement de données bien comprise et bien maîtrisée. Ces techniques s'intègrent parfaitement dans les stratégies de commande. En effet, elles réalisent des fonctionnalités d'identification, de contrôle ou de filtrage, et prolonge les techniques classiques de l'automatique non linéaire pour aboutir à des solutions plus efficaces et robustes [BEC13], [CHA10], [DJE15], [MER10], [NGU10], [OUL05], [TAL11], [WIR09].

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps un bref historique sur RNA et des généralités sur leurs concepts de base. Nous abordons ensuite le processus d'apprentissage. L'apprentissage d'un RNA se réalise par le choix du type d'apprentissage et de l'algorithme de mise à jour. Comme type, seul l'apprentissage supervisé sera détaillé vu son intérêt dans la commande et l'identification des systèmes dynamiques. Nous présentons trois algorithmes d'apprentissage : l'apprentissage par correction d'erreur, l'apprentissage à rétropropagation du gradient d'erreur et l'apprentissage par renforcement. Seuls les deux premiers algorithmes seront détaillés en raison de leur large utilisation.

Dans la suite de ce chapitre, on va étudier la commande directe du couple et de puissance basées sur les réseaux de neurones artificiels (RNA), afin d'obtenir une commande robuste augmentant alors la fiabilité, améliorant le rendement énergétique, et qui avec le peu de broutement qu'elle engendre, limite le stress mécanique sur l'arbre de transmission de la MADA. Pour atteindre ces objectifs, les comparateurs conventionnels et la table de sélection des commandes classiques (DTC-C et DPC-C) sont remplacés par un simple contrôleur neuronal, afin d'obtenir une fréquence de commutation fixe, qui nous amène à une réduction considérable du taux d'harmoniques des courants dans les deux cas DTC-RNA et DPC-RNA proposées.

L'architecture du réseau de neurones proposée pour l'implantation du DTC-RNA et DPC-RNA de la MADA est constituée d'un seul réseau de neurones multicouches MLP (Multi Layered Perceptron) avec une seule couche cachée, en utilisant un algorithme de rétropropagation de Levenberg-Marquardt pour réaliser l'apprentissage. Des simulations sont réalisées pour évaluer les techniques proposées en termes de poursuite de trajectoire, de robustesse vis à vis les variations paramétriques, ainsi de réduction du taux d'harmoniques des courants.

## 6.2 - Historique

Les recherches sur les méthodes neuronales de traitement de l'information en vue de modéliser le comportement du cerveau humain ne sont pas récentes, en :

- ✕ 1890 : W. James, célèbre psychologue américain introduit le concept de mémoire associative, et propose ce qui deviendra une loi de fonctionnement pour l'apprentissage sur les réseaux de neurones connue plus tard sous le nom de loi de Hebb.
- ✕ 1943 : J. Mc Culloch et W. Pitts, laissent leurs noms à une modélisation du neurone biologique (un neurone au comportement binaire). Ceux sont les premiers à montrer que des réseaux de neurones formels simples peuvent réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes (tout au moins au niveau théorique).
- ✕ 1949 : D. Hebb, physiologiste américain explique le conditionnement chez l'animal par les propriétés des neurones eux-mêmes. Ainsi, un conditionnement de type pavlovien tel que, nourrir tous les jours à la même heure un chien, entraîne chez cet animal la sécrétion de salive à cette heure précise même en l'absence de nourriture. La loi de modification des propriétés des connexions entre neurones qu'il propose explique en partie ce type de résultats expérimentaux.
- ✕ 1957 : F. Rosenblatt développe le modèle du Perceptron. Il construit le premier neuro-ordinateur basé sur ce modèle et l'applique au domaine de la reconnaissance de formes. Notons qu'à cet époque les moyens à sa disposition sont limités et c'est une prouesse technologique que de réussir à faire fonctionner correctement cette machine plus de quelques minutes.

- ✕ 1960 : B. Widrow, un automaticien, développe le modèle ADALINE (ADaptive LInear NEuron). Dans sa structure, le modèle ressemble au Perceptron, cependant la loi d'apprentissage est différente. Celle-ci est à l'origine de l'algorithme de retro propagation de gradient très utilisé aujourd'hui avec les Perceptrons multicouches. Les réseaux de type ADALINE restent utilisés de nos jours pour certaines applications particulières.
- ✕ 1969 : M.L. Minsky et S. Papert publient ensuite un ouvrage qui met en évidence les limitations théoriques du Perceptron. Ces limitations concernent l'impossibilité de traiter des problèmes non linéaires en utilisant ce modèle.
- ✕ 1972 : T. Kohonen présente ses travaux sur les mémoires associatives et propose des applications à la reconnaissance de formes.
- ✕ 1982 : J.J. Hopfield est un physicien reconnu à qui l'on doit le renouveau d'intérêt pour les réseaux de neurones artificiels. Il présente une théorie du fonctionnement et des possibilités des réseaux de neurones.
- ✕ 1983 : La machine de Boltzmann est le premier modèle connu apte à traiter de manière satisfaisante les limitations recensées dans le cas du Perceptron. Mais l'utilisation pratique s'avère difficile, la convergence de l'algorithme étant extrêmement longue (les temps de calcul sont considérables).
- ✕ 1985 : La rétropropagation de gradient apparaît. C'est un algorithme d'apprentissage adapté aux réseaux de neurones multicouches (aussi appelés Perceptrons multicouches). Sa découverte réalisée par trois groupes de chercheurs indépendants indique que « la chose était dans l'air ». Dès cette découverte, nous avons la possibilité de réaliser une fonction non linéaire d'entrée/sortie sur un réseau en décomposant cette fonction en une suite d'étapes linéairement séparables. De nos jours, les réseaux multicouches et la rétropropagation de gradient reste le modèle le plus productif au niveau des applications.

Depuis ce temps, le domaine des réseaux de neurones fourni constamment de nouvelles théories, de nouvelles structures et de nouveaux algorithmes. Dans ce chapitre, nous allons tenter d'exposer les plus importants.

### **6.3 - Objectifs de la commande par les RNA**

Les réseaux de neurones sont bien connus pour leurs capacités d'apprentissage et d'approximation de fonctions continues quelconques. Ils ont été appliqués à l'identification des paramètres, l'estimation dans l'espace d'états des systèmes de commande des moteurs alternatifs. Cependant, la commande par réseaux des neurones artificiels des moteurs à induction ou synchrone est rarement utilisée à cause de la complexité du contrôleur à utiliser. La commande direct du couple DTC ou de puissance DPC est une commande dynamique, récurrente et linéaire qui confère d'excellentes performances à un moteur à asynchrone/synchrone alimenté par un onduleur de tension. Vu la complexité des calculs que requière cette méthode, il est difficile de l'implanter à l'aide des circuits intégrés classiques. Dans la DTC (i.e. DPC) conventionnel, les algorithmes de calcul sont réalisés séquentiellement à l'aide de cartes (DSP : Digital Signal Processor). Comme dans la structure de commande prédictive, la DTC (i.e. DPC) présente une erreur de contrôle en régime permanent provoqué par le retard lié aux calculs des algorithmes qui dépendent largement de la complexité de l'algorithme de commande utilisé et du matériel exploité. Par conséquent, une limite supérieure doit être imposée à la fréquence de communication

très élevées. Afin d'exploiter pleinement cet avantage, les temps de retard dus au système contrôle doivent être minimisés. Les réseaux de neurones avec leur architecture parallèle offre une alternative intéressante à la réalisation d'une commande DTC ou DPC à hautes performances. Par exemple, le circuit chip analogique (Intel 80 170NX) présente des performances intéressantes pour les applications d'entraînement électriques, il traite les calculs d'une couche d'un réseau de neurones en 3 $\mu$ s. Les réseaux de neurones avec leur capacité d'apprentissage et de généralisation sont utilisés pour représenter des fonctions comme une sommation pondérée des termes non linéaires.

Leur puissante capacité d'apprentissage les rend capables d'approximer une fonction non linéaire très complexe et par conséquent ils sont considérés comme des "approximateurs universels". Il a été démontré qu'en général n'importe quelle fonction peut être représentée par des réseaux de neurone à trois couches : une couche cachée détermine la précision pour une application spécifique. Les réseaux de neurones ont aussi la propriété d'être adaptatif, cette propriété les rend très puissants dans les applications où la dynamique du système change avec le temps ou si le modèle du système est partiellement connu. Les réseaux de neurones sont utilisés de plus comme contrôleur dans plusieurs applications industrielles, car ils présentent de meilleures performances que les contrôleurs conventionnels. Cependant il nécessite plusieurs itérations d'apprentissages pour maîtriser le modèle du processus. Les algorithmes d'apprentissages utilisés ont un effet sur la vitesse d'apprentissage, la stabilité et la convergence des poids et constituent actuellement les problèmes majeurs de la recherche dans ce domaine.

#### **6.4 - Domaines d'application des réseaux de neurones artificiels**

Aujourd'hui, les réseaux de neurones artificiels ont de nombreuses applications dans des secteurs très variés [DJE09] :

- Traitement d'images : reconnaissance de caractères et de signatures, compression d'images, reconnaissance de forme, cryptage, classification, etc.
- Traitement du signal : filtrage, classification, identification de source, traitement de la parole...etc.
- Contrôle : commande de processus, diagnostic, contrôle qualité, asservissement des robots, systèmes de guidage automatique des automobiles et des avions...etc.
- Défense : guidage des missiles, suivi de cible, reconnaissance du visage, radar, sonar, lidar, compression de données, suppression du bruit...etc.
- Optimisation : planification, allocation de ressource, gestion et finances, etc.
- Simulation : simulation du vol, simulation de boîte noire, prévision météorologique, recopie de modèle...etc.

#### **6.5 - Définition des réseaux de neurones**

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation mathématique du cerveau humain les premiers travaux datent de 1943 et sont l'œuvre de W.M. Culloch et W. Pitts. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurone interconnecté (figure 6.1).

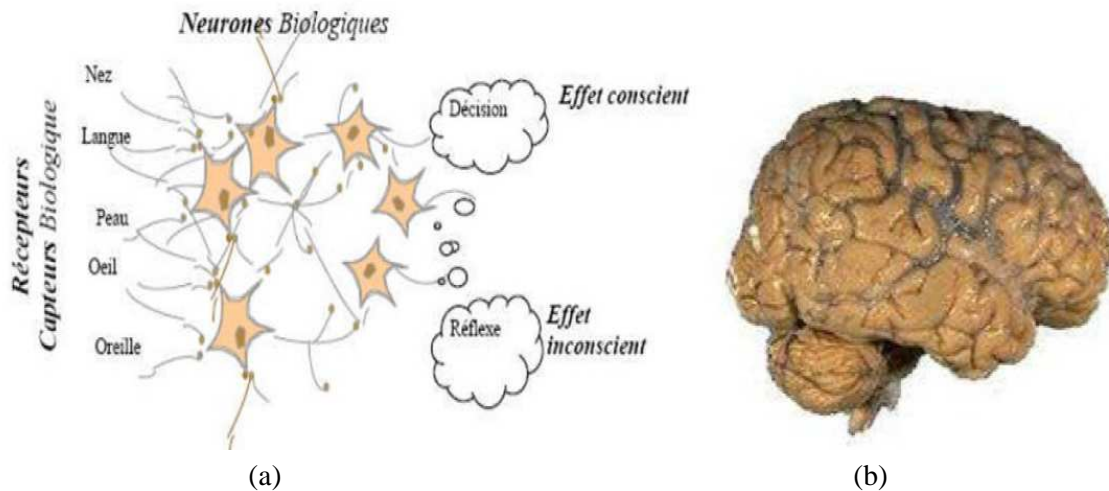


Fig.6.1 - Structure d'un réseau de neurone biologique et le cerveau humain.

Un réseau de neurones est un assemblage de constituants élémentaires interconnectés (appelés «neurones» en hommage à leur modèle biologique), qui réalisent chacun un traitement simple mais dont l'ensemble en interaction fait émerger des propriétés globales complexes. Chaque neurone fonctionne indépendamment des autres de telle sorte que l'ensemble forme un système massivement parallèle. L'information est stockée de manière distribuée dans le réseau sous forme de coefficients synaptiques ou de fonctions d'activation, il n'y a donc pas de zone de mémoire et de zone de calcul, l'une et l'autre sont intimement liés.

Un réseau de neurone ne se programme pas, il est entraîné grâce à un mécanisme d'apprentissage. Les tâches particulièrement adaptées au traitement par réseau de neurones sont: l'association, la classification, la discrimination, la prévision ou l'estimation, et la commande de processus complexes.

Les réseaux de neurones artificiels consistent en des modèles plus ou moins inspirés du fonctionnement cérébral de l'être humain en se basant principalement sur le concept de neurone.

### 6.5.1 - Introduction aux réseaux de neurones biologiques

Le cerveau humain contient environ 100 milliards de neurones. Ces neurones vous permettent, entre autre, de lire ce texte tout en maintenant une respiration régulière permettant d'oxygéner votre sang, en actionnant votre cœur qui assure une circulation efficace de ce sang pour nourrir vos cellules, etc.

Chacun de ces neurones est par ailleurs fort complexe. Essentiellement, il s'agit de tissu vivant et de chimie. Les spécialistes des neurones biologiques (neurophysiologistes) commencent à peine à comprendre quelques uns de leurs mécanismes internes. On croit en général que leurs différentes fonctions neuronales, y compris celle de la mémoire, sont stockées au niveau des connexions (synapses) entre les neurones. C'est ce genre de théorie qui a inspiré la plupart des architectures de réseaux de neurones artificiels que nous aborderons dans ce chapitre. L'apprentissage consiste alors soit à établir de nouvelles connexions, soit à en modifier des existantes.

Un neurone est une cellule particulière comme la montre la figure 6.2. Elle possède des extensions par lesquelles elle peut distribuer des signaux (axones) ou en recevoir (dendrites).

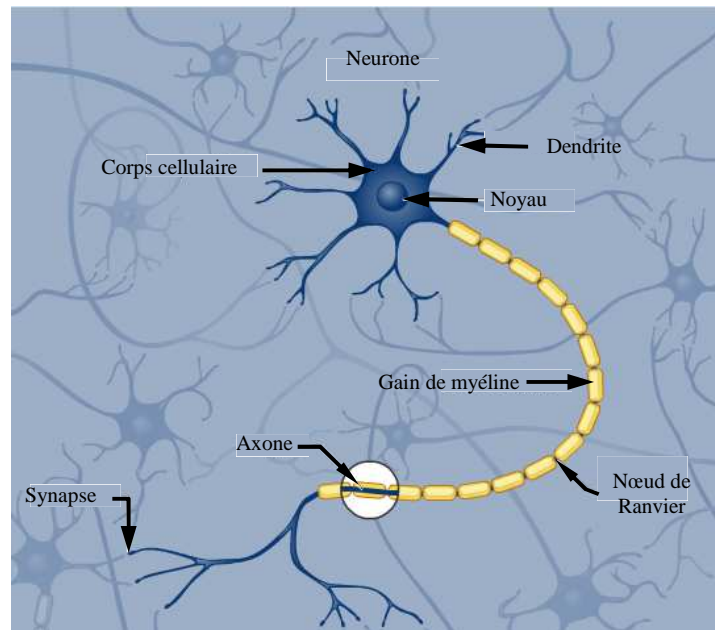


Fig.6.2 - Modèle d'un neurone biologique.

Dans le cerveau, les neurones sont reliés entre eux par l'intermédiaire des axones et des dendrites. En première approche. On peut considérer que ces sortes de filaments sont conductrices d'électricité et peuvent ainsi véhiculer des messages depuis un neurone vers un autre. Les dendrites représentent les entrées du neurone et son axone sa sortie.

Un neurone émet un signal en fonction des signaux qui lui proviennent des autres neurones. On observe en fait au niveau d'un neurone, une intégration des signaux reçus au cours du temps, c'est à dire une sorte de sommations des signaux. En général, quand la somme dépasse un certain seuil, le neurone émet à son tour un signal électrique.

La notion de synapse explique la transmission des signaux entre un axone et une dendrite. Au niveau de la jonction (c'est à dire de la synapse), il existe un espace vide à travers lequel le signal électrique ne peut pas se propager. La transmission se fait alors par l'intermédiaire de substances chimiques, les neuromédiateurs. Quand un signal arrive au niveau de la synapse, il provoque l'émission de neuromédiateurs qui vont se fixer sur des récepteurs de l'autre côté de l'espace inter-synaptique.

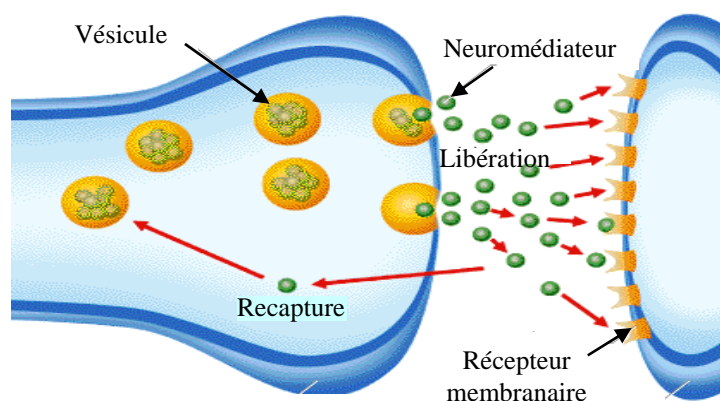


Fig.6.3 - Transmission de l'information entre les neurones biologiques.

Quand suffisamment de molécules se sont fixées, un signal électrique est émis de l'autre côté et on a donc une transmission. En fait, suivant le type de la synapse, l'activité d'un neurone peut renforcer ou diminuer l'activité de ces voisins. On parle ainsi de synapse excitatrice ou inhibitrice (figure 6.3).

### 6.5.2 - Les neurones formels

Un "neurone formel" (ou simplement "neurone") est une fonction algébrique non linéaire et bornée, dont la valeur dépend des paramètres appelés coefficients ou poids. Les variables de cette fonction sont habituellement appelées "entrées" du neurone, et la valeur de la fonction est appelée sa "sortie" [DRE02].

Un neurone est donc avant tout un opérateur mathématique, dont on peut calculer la valeur numérique par quelques lignes de logiciel. On a pris l'habitude de représenter graphiquement un neurone comme indiqué sur la figure 6.4.

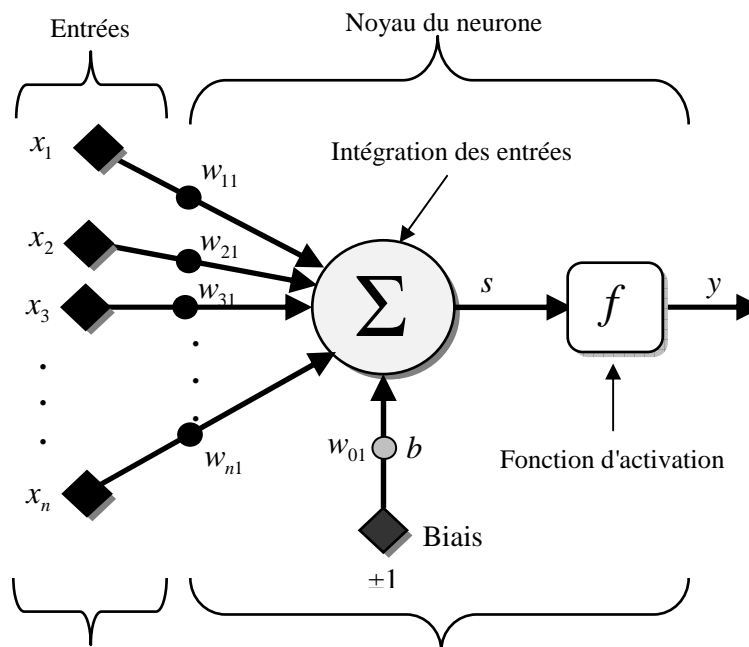


Fig.6.4 - Modèle d'un neurone artificiel.

Des observations de neurone biologique, découle le modèle du neurone formel proposé par W. M. Culloch et W. Pitts en 1943 :

- Les  $x_i$  représentent les vecteurs d'entrées, elles proviennent soit des sorties d'autres neurones, soit de stimuli sensoriels (capteur visuel, sonore...);
- Les  $w_{ij}$  sont les poids synaptiques du neurone  $j$ . Ils correspondent à l'efficacité synaptique dans les neurones biologiques ( $w_{ij} > 0$ : synapse excitatrice;  $w_{ij} < 0$ : synapse inhibitrice). Ces poids pondèrent les entrées et peuvent être modifiés par apprentissage;
- Biais : entrée prend souvent les valeurs -1 ou +1 qui permet d'ajouter de la flexibilité au réseau en permettant de varier le seuil de déclenchement du neurone par l'ajustement des poids et du biais lors de l'apprentissage;

- Noyau : intègre toutes les entrées et le biais et calcul la sortie du neurone selon une fonction d'activation qui est souvent non linéaire pour donner une plus grande flexibilité d'apprentissage.

### 6.5.2.1 - Modélisation d'un neurone formel

La modélisation consiste à mettre en œuvre un système de réseau de neurones sous un aspect non pas biologique mais artificiel, cela suppose que d'après le principe biologique on aura une correspondance pour chaque élément composant le neurone biologique, donc une modélisation pour chacun d'entre eux. On pourra résumer cette modélisation par le tableau 6.1, qui nous permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel.

Neurone biologique	Neurone formel
Synapses	Poids des connexions
Axones	Signal de sortie
Dendrites	Signal d'entrée
Noyau ou Somma	Fonction d'activation

Tab.6.1 - Analogie entre le neurone biologique et le neurone formel.

Le modèle mathématique d'un neurone artificiel est illustré à la figure 6.4. Un neurone est essentiellement constitué d'un intégrateur qui effectue la somme pondérée de ses entrées. Le résultat  $s$  de cette somme est ensuite transformé par une fonction de transfert  $f$  qui produit la sortie  $y$  du neurone. En suivant les notations présentées à la section précédente, les  $n$  entrées du neurone correspondent au vecteur  $x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]^T$ , alors que  $w = [w_{11}, w_{21}, w_{31}, \dots, w_{n1}]^T$  représente le vecteur des poids du neurone. La sortie  $s$  de l'intégrateur est donnée par l'équation suivante :

$$s = \sum_{i=1}^n w_{i1} x_i \pm b$$

$$= w_{11} x_1 + w_{21} x_2 + w_{31} x_3 + \dots + w_{n1} x_n \pm b$$
(6.1)

Que l'on peut aussi écrire sous forme matricielle :

$$s = w^T x \pm b$$
(6.2)

Cette sortie correspond à une somme pondérée des poids et des entrées plus ce qu'on nomme le biais  $b$  du neurone. Le résultat  $s$  de la somme pondérée s'appelle le niveau d'activation du neurone. Le biais  $b$  s'appelle aussi le seuil d'activation du neurone. Lorsque le niveau d'activation atteint ou dépasse le seuil  $b$ , alors l'argument de  $f$  devient positif (ou nul). Sinon, il est négatif [PAR04].

On peut faire un parallèle entre ce modèle mathématique et certaines informations que l'on connaît (ou que l'on croit connaître) à propos du neurone biologique. Ce dernier possède trois principales composantes : les dendrites, le corps cellulaire et l'axone (voir figure 6.2). Les dendrites forment un maillage de récepteurs nerveux qui permettent d'acheminer vers le corps du neurone des signaux électriques en provenance d'autres neurones. Celui-ci agit comme une espèce d'intégrateur en accumulant des charges électriques. Lorsque le neurone devient suffisamment



excité (lorsque la charge accumulée dépasse un certain seuil), par un processus électrochimique, il engendre un potentiel électrique qui se propage à travers son axone pour éventuellement venir exciter d'autres neurones. Le point de contact entre l'axone d'un neurone et la dendrite d'un autre neurone s'appelle la synapse. Il semble que c'est l'arrangement spatial des neurones et de leur axone, ainsi que la qualité des connexions synaptiques individuelles qui détermine la fonction précise d'un réseau de neurones biologique. C'est en se basant sur ces connaissances que le modèle mathématique décrit ci-dessus a été défini.

Un poids d'un neurone artificiel représente donc l'efficacité d'une connexion synaptique. Un poids négatif vient inhiber une entrée, alors qu'un poids positif vient l'accroître. Il importe de retenir que ceci est une grossière approximation d'une véritable synapse qui résulte en fait d'un processus chimique très complexe et dépendant de nombreux facteurs extérieurs encore mal connus. Il faut bien comprendre que notre neurone artificiel est un modèle pragmatique qui, comme nous le verrons plus loin, nous permettra d'accomplir des tâches intéressantes. La vraisemblance biologique de ce modèle ne nous importe peu. Ce qui compte est le résultat que ce modèle nous permettrons d'atteindre.

Un autre facteur limitatif dans le modèle que nous nous sommes donné concerne son caractère discret. En effet, pour pouvoir simuler un réseau de neurones, nous allons rendre le temps discret dans nos équations. Autrement dit, nous allons supposer que tous les neurones sont synchrones, c'est à dire qu'à chaque temps  $t$ , ils vont simultanément calculer leur somme pondérée et produire une sortie:

$$y(t) = f(s(t)) \quad (6.3)$$

Dans les réseaux neurones biologiques, tous les neurones sont en fait asynchrones.

Revenons donc à notre modèle artificiel tel que formulé par l'équation (6.2) et ajoutons la fonction d'activation  $f$  pour obtenir la sortie du neurone :

$$y = f(s) = f(w^T x \pm b) \quad (6.4)$$

En remplaçant  $w^T$  par une matrice  $W = w^T$  d'une seule ligne, on obtient une forme générale que nous adopterons tout au long de ce chapitre :

$$y = f(Wx \pm b) \quad (6.5)$$

L'équation (6.5) nous amène à introduire un schéma de notre modèle plus compact que celui de la figure 6.4. La figure 6.5 illustre celui-ci. On y représente les  $n$  entrées comme un rectangle noir. De ce rectangle sort le vecteur  $x$  dont la dimension matricielle est  $n \times 1$ . Ce vecteur est multiplié par une matrice  $W$  qui contient les poids (synaptiques) du neurone. Dans le cas d'un neurone simple, cette matrice possède la dimension  $1 \times n$ . Le résultat de la multiplication correspond au niveau d'activation qui est ensuite comparé au seuil  $b$  (un scalaire) par soustraction. Finalement, la sortie du neurone est calculée par la fonction d'activation  $f$ . La sortie d'un neurone est toujours un scalaire [PAR04].

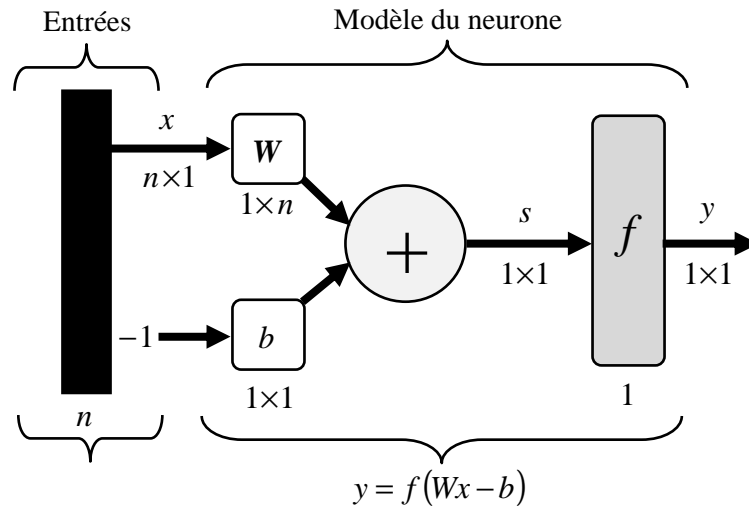


Fig. 6.5 - Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel.

### 6.5.2.2 - Fonctions d'activations

Jusqu'à présent, nous n'avons pas spécifié la nature de la fonction d'activation de notre modèle. Il se trouve que plusieurs possibilités existent. Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au tableau 6.2. Les fonctions d'activations les plus utilisées sont les fonctions «seuil» (en anglais «hard limit»), «linéaire» et «sigmoïde». Comme son nom l'indique, la fonction seuil applique un seuil sur son entrée. Plus précisément, une entrée négative ne passe pas le seuil, la fonction retourne alors la valeur 0 (on peut interpréter ce 0 comme signifiant *faux*), alors qu'une entrée positive ou nulle dépasse le seuil, et la fonction retourne à 1 (*vrai*). Utilisée dans le contexte d'un neurone, cette fonction est illustrée à la figure 6.6.a. On remarque alors que le biais  $b$  dans l'expression de  $y = \text{hard lim}(w^T x - b)$  (équation 6.4) détermine l'emplacement du seuil sur l'axe  $w^T x$ , où la fonction passe de 0 à 1. Nous verrons plus loin que cette fonction permet de prendre des décisions binaires.

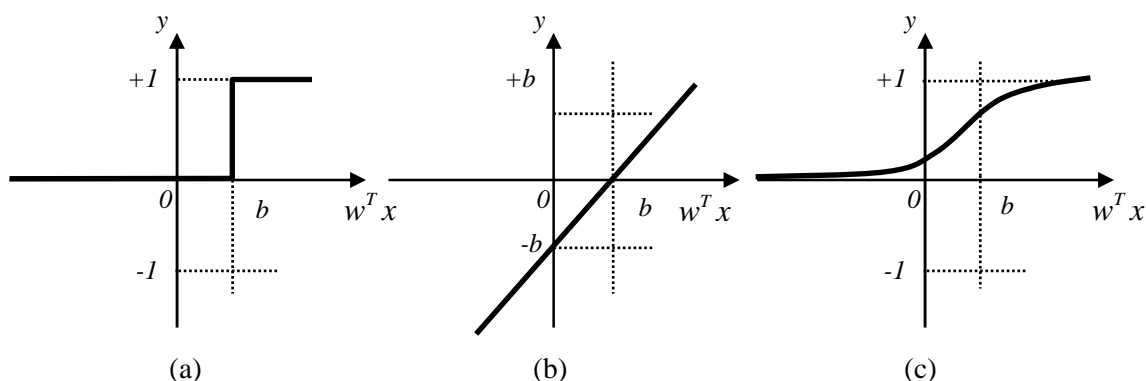


Fig.6.6 - Fonctions d'activations: (a) du neurone «seuil» ; (b) du neurone «linéaire», et (c) du neurone «sigmoïde».

La fonction linéaire est très simple, elle affecte directement son entrée à sa sortie :

$$y = s \quad (6.6)$$

Appliquée dans le contexte d'un neurone, cette fonction est illustrée à la figure 6.6.b. Dans ce cas, la sortie du neurone correspond à son niveau d'activation dont le passage à zéro se produit lorsque  $w^T x = b$ .

Nom de la fonction	Relation entrée/sortie	Icône	Nom MATALB
Seuil	$y = 0$ si $s < 0$ $y = 1$ si $s \geq 0$		hardlim
Seuil symétrique	$y = -1$ si $s < 0$ $y = 1$ si $s \geq 0$		hardlims
Linéaire	$y = s$		purelin
Linéaire saturée	$y = 0$ si $s \leq 0$ $y = s$ si $0 \leq s \leq 1$ $y = 1$ si $s \geq 1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$y = -1$ si $s < -1$ $y = s$ si $-1 \leq s \leq 1$ $y = 1$ si $s > 1$		satlins
Linéaire positive	$y = 0$ si $s \leq 0$ $y = s$ si $s \geq 0$		poslin
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1 + \exp^{-s}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}}$		tansig
Compétitive	$y = 1$ si $s$ maximum $y = 0$ autrement		compet

Tab.6.2 - Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.

La fonction de transfert sigmoïde est quant à elle illustrée à la figure 6.6.c. Son équation est donnée par :

$$y = \frac{1}{1 + \exp^{-s}} \quad (6.7)$$

Elle ressemble soit à la fonction seuil, soit à la fonction linéaire, selon que l'on est loin ou près de  $b$ , respectivement. La fonction seuil est très non linéaire car il y a une discontinuité lorsque  $w^T x = b$ . De son côté, la fonction linéaire est tout à fait linéaire. Elle ne comporte aucun changement de pente. La sigmoïde est un compromis intéressant entre les deux précédentes. Notons finalement, que la fonction «tangente hyperbolique (*tanh*)» est une version symétrique de la sigmoïde.

## 6.6 - Architecture des réseaux de neurones

L'architecture d'un réseau de neurones est l'organisation des neurones entre eux au sein d'un même réseau. Autrement dit, il s'agit de la façon dont ils sont ordonnés et connectés. La majorité des réseaux de neurones utilise le même type de neurones. Quelques architectures plus rares se basent sur des neurones dédiés. L'architecture d'un réseau de neurones dépend de la tâche à apprendre. Un réseau de neurones est en général composé de plusieurs couches de neurones, des entrées jusqu'aux sorties. On distingue deux grands types d'architectures de réseaux de neurones : les réseaux de neurones *non bouclés* et les réseaux de neurones *bouclés*.

### 6.6.1 - Les réseaux de neurones non bouclés

Un réseau de neurones non bouclé réalise une (ou plusieurs) fonctions algébriques de ses entrées, par composition des fonctions réalisées par chacun de ses neurones. Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones "connectés" entre eux, l'information circulant des entrées vers les sorties sans "retour en arrière"; si l'on représente le réseau comme un graphe dont les nœuds sont les neurones et les arêtes les "connexions" entre ceux-ci, le graphe d'un réseau non bouclé est acyclique. Le terme de "connexions" est une métaphore : dans la très grande majorité des applications, les réseaux de neurones sont des formules algébriques dont les valeurs numériques sont calculées par des programmes d'ordinateurs, non des objets physiques (circuits électroniques spécialisés) ; néanmoins, le terme de connexion, issu des origines biologiques des réseaux de neurones, est passé dans l'usage, car il est commode quoique trompeur. Il a même donné naissance au terme de connexionnisme.

#### 6.6.1.1 - Réseaux de neurones monocouches

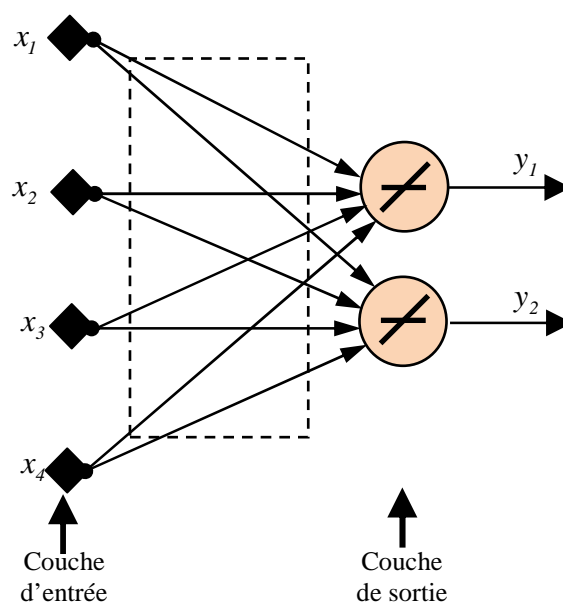


Fig.6.7 - Schéma d'un réseau de neurones monocouche.

La structure d'un réseau monocouche est telle que des neurones organisés en entrée soient entièrement connectés à d'autres neurones organisés en sortie par une couche modifiable de poids (figure 6.7).

### 6.6.1.2 - Réseaux de neurones multicouches

Les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche, et les connexions ne se font qu'avec les neurones de couches avales. Habituellement, chaque neurone d'une couche est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc définir les concepts de neurone d'entrée, neurone de sortie. Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées couches cachées.

La figure 6.8 représente un réseau de neurones non bouclé qui a une structure particulière, très fréquemment utilisée : il comprend des entrées, deux couches de neurones cachés et des neurones de sortie. Les neurones de la couche cachée ne sont pas connectés entre eux. Cette structure est appelée *Perceptron multicouches* [CHA10], [DRE02].

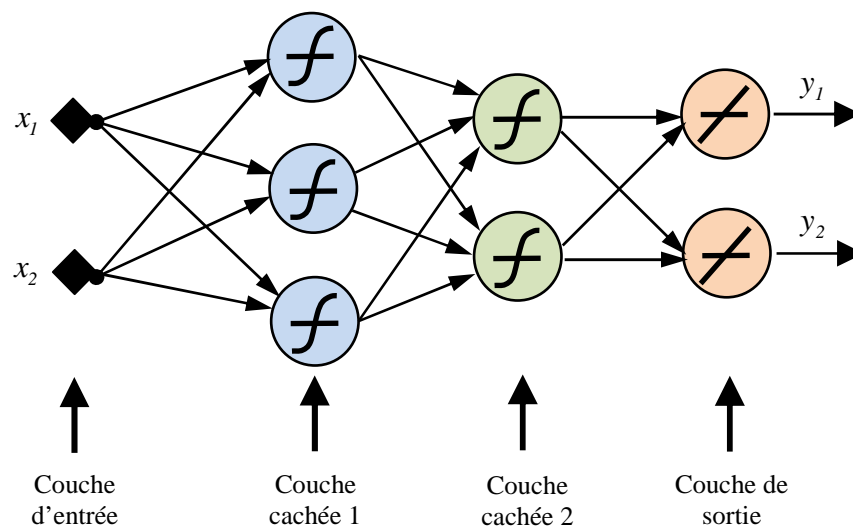


Fig.6.8 - Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (*Perceptron multicouches*).

On note aussi que Les réseaux multicouches sont beaucoup plus puissants que les réseaux simples à une seule couche. En utilisant deux couches (une couche cachée et une couche de sortie), à condition d'employer une fonction d'activation sigmoïde sur la couche cachée, on peut entraîner un réseau à produire une approximation de la plupart des fonctions, avec une précision arbitraire (cela peut cependant requérir un grand nombre de neurones sur la couche cachée). Sauf dans des rares cas, les réseaux de neurones artificiels exploitent deux ou trois couches [DRE02].

### 6.6.1.3 - Réseaux de neurones à connexions locales

Il s'agit d'une structure multicouche, mais qui à l'image de la rétine conserve une certaine topologie. Chaque neurone entretient des relations avec un nombre réduit et localisé de neurones de la couche avale. Les connexions sont donc moins nombreuses que dans le cas d'un réseau multicouche classique (figure 6.9).

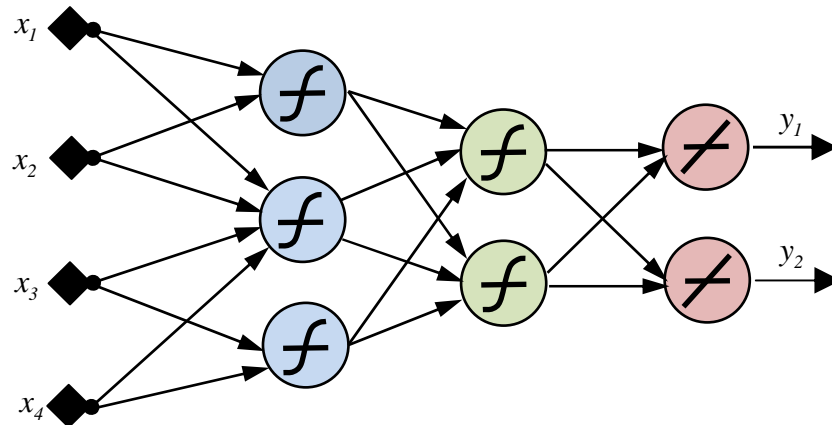


Fig.6.9 - Schéma d'un réseau de neurones à connexions locales.

Les réseaux de neurones non bouclés sont des objets *statiques* : si les entrées sont indépendantes du temps, les sorties le sont également. Ils sont utilisés principalement pour effectuer des tâches d'approximation de fonction non linéaire, de classification ou de modélisation de processus statiques non linéaire [DRE02].

### 6.6.2 - Les réseaux de neurones bouclés

Contrairement aux réseaux de neurones non bouclés dont le graphe de connexions est acyclique, les réseaux de neurones bouclés peuvent avoir une topologie de connexions quelconque, comprenant notamment des boucles qui ramènent aux entrées la valeur d'une ou plusieurs sorties. Pour qu'un tel système soit causal, il faut évidemment qu'à toute boucle soit associé un *retard* : un réseau de neurones bouclé est donc un système *dynamique*, régi par des équations différentielles ; comme l'immense majorité des applications sont réalisées par des programmes d'ordinateurs, on se place dans le cadre des systèmes à temps discret, où les équations différentielles sont remplacées par des équations aux différences.

Il s'agit donc de réseaux de neurones avec retour en arrière (feedback network or recurrent network), (figure 6.10).

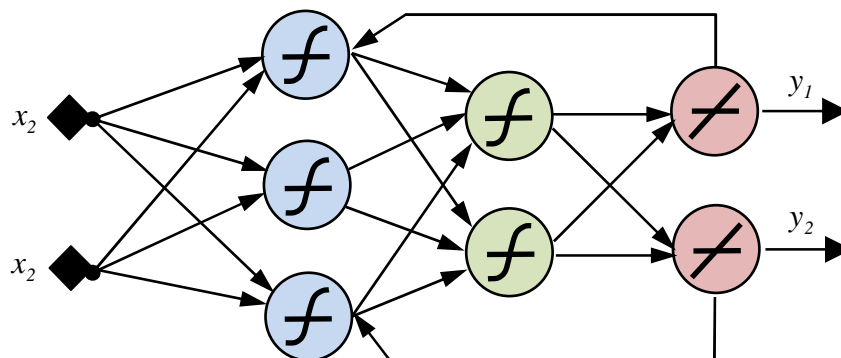


Fig.6.10 - Schéma de réseau de neurones bouclé.

Un réseau de neurones bouclé à temps discret est donc régi par une (ou plusieurs) équations aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions.

La forme la plus générale des équations régissant un réseau de neurones bouclé est appelée *forme canonique* ;

$$x(k+1) = \varphi[x(k), u(k)] \quad (6.8)$$

$$y(k) = \psi[x(k), u(k)] \quad (6.9)$$

Où  $\varphi$  et  $\psi$  sont des fonctions non linéaires réalisées par un réseau de neurones non bouclé (mais pas obligatoirement, un perceptron multicouche), et où  $k$  désigne le temps (discret). La forme canonique est représentée sur la figure 6.11. Tout réseau de neurones, aussi compliqué soit-il, peut être mis sous cette forme canonique, de manière complètement automatique [DRE98].

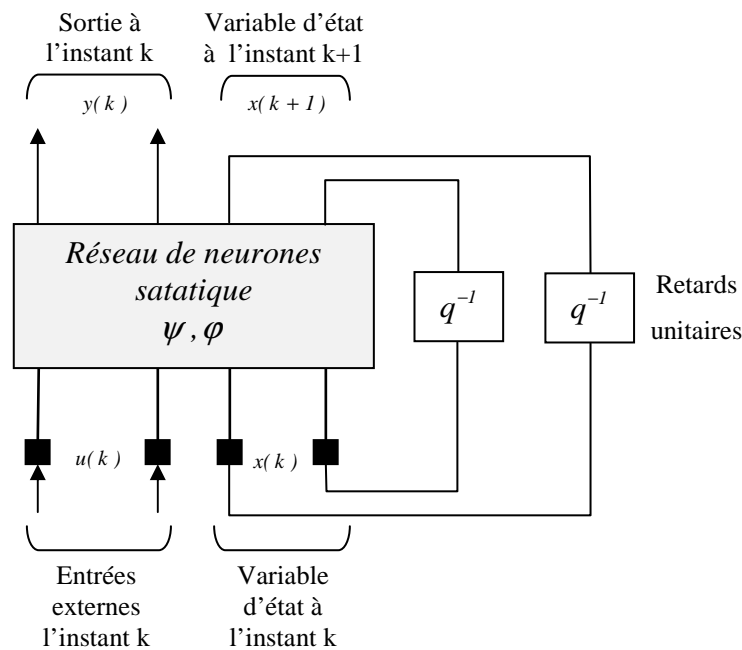


Fig.6.11 - Forme canonique d'un réseau de neurones bouclé.

Les réseaux de neurones bouclés sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation de systèmes dynamiques, de commande de processus, ou de filtrage.

## 6.7 - Modèles des réseaux de neurones

### 6.7.1 - Modèle de Hopfield

Le modèle de Hopfield fut présenté en 1982. Ce modèle très simple est basé sur le principe des mémoires associatives. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle ce type de réseau est dit associatif (par analogie avec le pointeur qui permet de récupérer le contenu d'une case mémoire).

Le modèle de Hopfield utilise l'architecture des réseaux entièrement connectés et récurrents (dont les connexions sont non orientées et où chaque neurone n'agit pas sur lui-même). Les sorties sont en fonction des entrées et du dernier état pris par le réseau.

### 6.7.2 - Modèle de Kohonen

Ce modèle a été présenté par T. Kohonen en 1982 en se basant sur des constatations biologiques. Il a pour objectif de présenter des données complexes et appartenant généralement à un espace discret de grandes dimensions dont la topologie est limitée à une ou deux dimensions. Les cartes de Kohonen sont réalisées à partir d'un réseau à deux couches, une en entrée et une en

sortie. Notons que les neurones de la couche d'entrée sont entièrement connectés à la couche de sortie (figure 6.12).

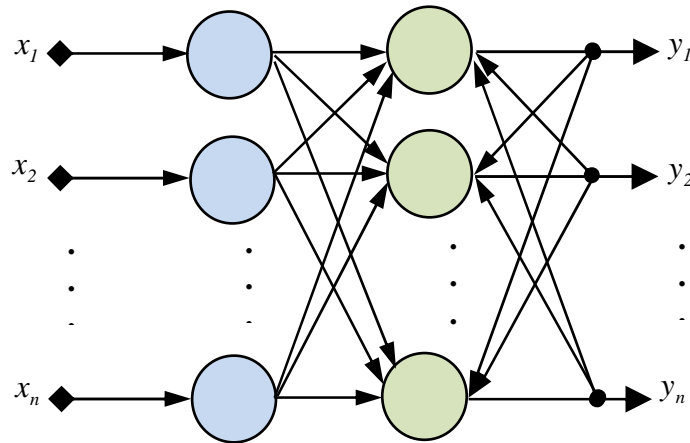


Fig.6.12 - Le modèle de Kohonen.

Les neurones de la couche de sortie sont placés dans un espace d'une ou de deux dimensions en général, chaque neurone possède donc des voisins dans cet espace. Et qu'enfin, chaque neurone de la couche de sortie possède des connexions latérales récurrentes dans sa couche (le neurone inhibe, les neurones éloignés et laisse agir les neurones voisins).

### 6.7.3 - Le modèle de Perceptron

Le mécanisme perceptron fut inventé par le psychologue F. Rosenblatt à la fin des années 50. Il représentait sa tentative d'illustrer certaines propriétés fondamentales des systèmes intelligents en général [WID90].

Le réseau dans ce modèle est formé de trois couches : Une couche d'entrée, fournissant des données à une couche intermédiaire, chargée des calculs, cela en fournissant la somme des impulsions qui lui viennent des cellules auxquelles elle est connectée, et elle répond généralement suivant une loi définie avec un seuil, elle-même connectée à la couche de sortie (couche de décision), représentant les exemples à mémoriser. Seule cette dernière couche renvoie des signaux à la couche intermédiaire, jusqu'à ce que leurs connexions se stabilisent (voir figure 6.8).

### 6.7.4 - Le modèle ADALINE

L'ADALINE de Widrow et Hoff est un réseau à trois couches : une d'entrée, une couche cachée et une couche de sortie. Ce modèle est similaire au modèle de perceptron, seule la fonction de transfert change, mais reste toujours linéaire (voir figure 6.6.b).

Les modèles des neurones utilisés dans le perceptron et l'ADALINE sont des modèles linéaires. Séparation linéaire : on dit que deux classes A et B, sont linéairement séparables si on arrive à les séparer par une droite coupant le plan en deux (Figure 6.13).

Le problème est résolu avec les réseaux multicouches, car il peut résoudre toute sorte de problèmes qu'ils soient linéairement séparables ou non [BEC13], [DRE02].



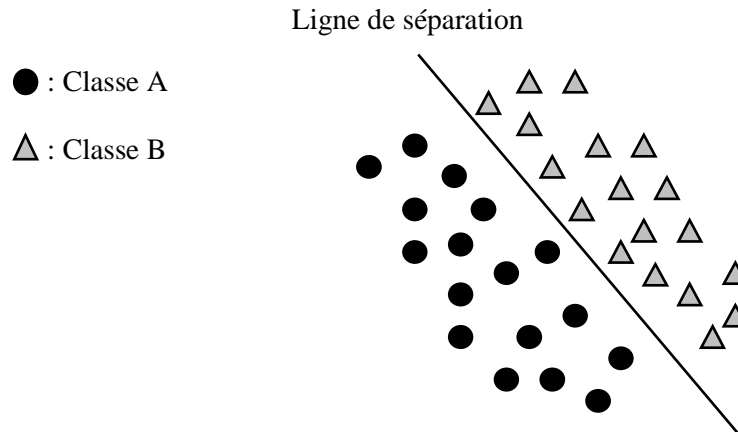


Fig.6.13 - La séparation linéaire entre la classe A et B.

## 6.8 - L'apprentissage

Parmi les propriétés désirables pour un réseau de neurones, la plus fondamentale est sûrement la capacité d'apprendre de son environnement, d'améliorer sa performance à travers un processus d'apprentissage. Mais qu'est-ce donc que l'apprentissage ?

Malheureusement, il n'existe pas de définition générale, universellement acceptée, car ce concept touche à trop de notions distinctes qui dépendent du point de vue que l'on adopte. Dans le contexte des réseaux de neurones artificiels, nous adopterons un point de vue pragmatique en proposant la définition suivante :

" L'apprentissage est un processus dynamique et itératif permettant de modifier les paramètres d'un réseau en réaction avec les stimuli qu'il reçoit de son environnement. Le type d'apprentissage est déterminé par la manière dont les changements de paramètre surviennent ".

Cette définition implique qu'un réseau se doit d'être stimulé par un environnement, qu'il subisse des changements en réaction avec cette stimulation, et que ceux-ci provoquent dans le futur une réponse nouvelle vis-à-vis de l'environnement. Ainsi, le réseau peut s'améliorer avec le temps

### 6.8.1 - Stratégies d'apprentissage

L'apprentissage au sein des différentes architectures dépend de l'architecture du réseau et de l'environnement du problème. Les deux règles d'apprentissage pour mettre à jour les poids d'un neurone (règle de Hebb et de Widrow) ne concernent qu'un neurone seul. Ces règles peuvent servir pour mettre à jour les poids d'un neurone, de certains réseaux de neurones, mais ne peuvent être généralisées et s'appliquer à n'importe quelle architecture. Chaque architecture possède ses spécificités et nécessite une règle d'adaptation des poids qui lui est propre [WIR09A].

L'apprentissage n'est pas modélisable dans le cadre de la logique déductive : celle-ci en effet procède à partir de connaissances déjà établies dont on tire des connaissances dérivées. Or il s'agit ici de la démarche inverse : par observations limitées tirer des généralisations plausibles.

La notion d'apprentissage recouvre deux réalités (figure 6.14) :

- La mémorisation : le fait d'assimiler sous une forme dense des exemples éventuellement nombreux ;

- La généralisation : le fait d'être capable, grâce aux exemples appris, de traiter des exemples distincts, encore non rencontrés, mais similaires.

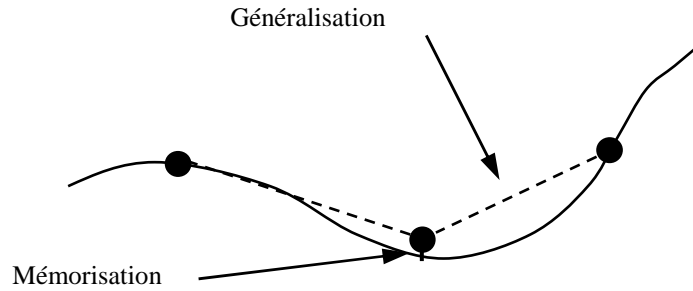


Fig.6.14 - Principe de l'apprentissage.

Le concept de la mémorisation et celui de la généralisation sont partiellement en opposition. Si on privilégie l'un, on élaborera un système qui ne traitera pas forcément de façon très efficace l'autre.

Dans le cas des systèmes d'apprentissage statistique, utilisés pour optimiser les modèles statistiques classiques, réseaux de neurones et automates markoviens, c'est la généralisation qui est préférée. Il faut trouver un compromis en choisissant un coefficient d'apprentissage satisfaisant (par essai-erreur) [WIR09A].

**6.8.1.1 - Données et processus**

Analyser un processus, c'est à dire comprendre son fonctionnement, caractériser ses états, savoir ce qui est significatif, quelle est sa structure, requiert l'observation d'un certain nombre (parfois grand) de variables issues de ce processus et liées à son fonctionnement et son environnement (Figure 6.15) [WIR09A].

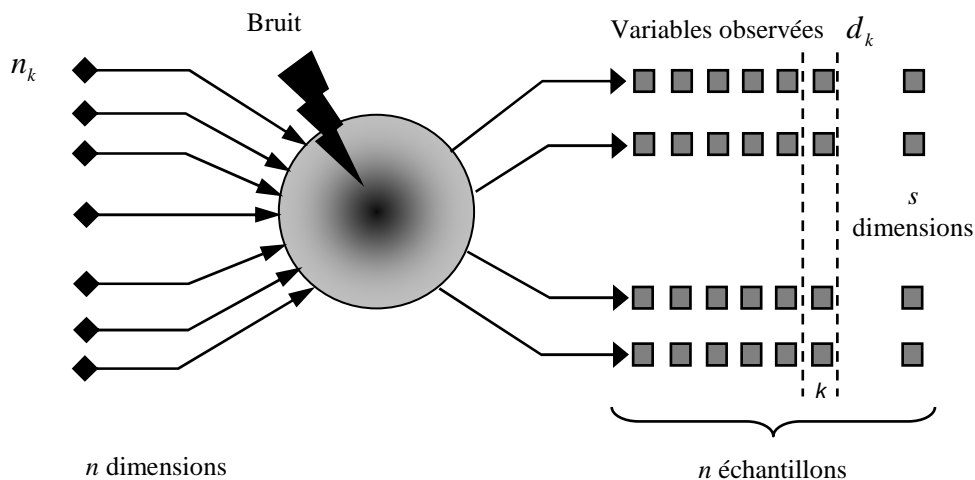


Fig.6.15 - Principe de fonctionnement et d'analyse des processus.

Si les données ne sont pas représentatives du processus, on ne pourra l'apprendre que partiellement. Le choix des données est crucial pour un bon apprentissage. Il faut bien choisir par exemple: Le type des données, leur nature, leur pertinence/importance, la quantité, l'ordre dans lequel elles sont prises en compte.

### 6.8.1.2 - Apprentissage en ligne et l'apprentissage hors ligne "batch"

L'apprentissage est un moyen flexible et efficace d'extraire une structure stochastique d'un environnement. Deux types différents d'apprentissage sont utilisés, à savoir l'apprentissage hors ligne ou en paquet et l'apprentissage en ligne.

- La procédure d'apprentissage en paquet utilise tous les exemples d'entraînement de façon répétée de sorte que sa performance est comparable à celle d'une procédure d'estimation statistique.
- L'apprentissage en ligne est plus dynamique, en mettant à jour l'estimation courante par l'observation des nouvelles données une par une. C'est une procédure itérative. L'apprentissage en ligne est en général lent mais est recommandé dans des environnements changeants.

Il est possible de combiner les deux, dans l'ordre :

1. On récupère une série d'observation à partir du processus à modéliser (en quantité et pertinence suffisante).
2. On effectue un "préapprentissage" : les données récoltées servent à faire converger les poids vers des valeurs proches de la solution finale.
3. On utilise le réseau de neurones tout en utilisant un apprentissage en ligne pour affiner la valeur des poids et pourvoir tenir compte de toutes variations éventuelles (dérives, perturbations, changements de mode de fonctionnement, etc.)

On peut faire une comparaison entre les deux types d'apprentissages, les résultats obtenus sont classés dans le tableau 6.3.

Apprentissage hors ligne	Apprentissage en ligne
<ul style="list-style-type: none"> <li>• requiert souvent de charger en mémoire l'ensemble des poids et des données d'apprentissage (entrées et éventuellement sorties désirées correspondantes) ;</li> <li>• ne peut satisfaire une contrainte de temps réel ;</li> <li>• autorise de réinitialiser sans risque l'apprentissage.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• prend en compte les observations itérativement, au fur et à mesure et demande de ce fait moins de mémoire, moins de calculs ;</li> <li>• est compatible au temps réel ;</li> <li>• "subit" l'ordre dans lequel les observations sont accessibles.</li> </ul>

Tab.6.3 - Comparaison entre l'apprentissage hors ligne et l'apprentissage en ligne.

### 6.8.1.3 - Apprentissage global et apprentissage local

- L'apprentissage global est le processus qui met à jour l'intégralité des poids d'un réseau. Dans ce cas, tous les poids sont modifiés à chaque itération.
- L'apprentissage local vise à ne mettre à jour que certains poids à chaque itération. Plusieurs techniques existent : à travers le concept de voisinage, à travers des règles spécifiques d'apprentissage, etc.

## 6.8.2 - Algorithmes d'apprentissages

Dans la plupart des architectures que nous étudierons, l'apprentissage se traduit par une modification de l'efficacité synaptique, c'est à dire par un changement dans la valeur des poids qui relient les neurones d'une couche à l'autre. Soit le poids  $w_{ij}$  reliant le neurone  $i$  à son entrée  $j$ . Au temps  $t$ , un changement  $\Delta w_{ij}(t)$  de poids peut s'exprimer simplement de la façon suivante :

$$\Delta w_{ij}(t) = w_{ij}(t+1) - w_{ij}(t) \quad (6.10)$$

Et, par conséquent,  $w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \Delta w_{ij}(t)$ , avec  $w_{ij}(t+1)$  et  $w_{ij}(t)$  représentant respectivement les nouvelle et ancienne valeurs du poids  $w_{ij}$ .

Un ensemble de règles bien définies permettant de réaliser un tel processus d'adaptation des poids constitue ce qu'on appelle l'algorithme d'apprentissage du réseau.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons passer en revue différents algorithmes d'apprentissages ainsi que différents principes pouvant guider l'apprentissage d'un réseau de neurone.

### 6.8.2.1 - Apprentissage par correction d'erreur

La première règle que l'on peut utiliser est fondée sur la correction de l'erreur observée en sortie. Soit  $y_i(t)$  la sortie que l'on obtient pour le neurone  $i$  au temps  $t$ . Cette sortie résulte d'un stimulus  $x(t)$  que l'on applique aux entrées du réseau dont un des neurones correspond au neurone  $i$ . Soit  $d_i(t)$  la sortie que l'on désire obtenir pour ce même neurone  $i$  au temps  $t$ . Alors,  $y_i(t)$  et  $d_i(t)$  seront généralement différents et il est naturel de calculer l'erreur  $e_i(t)$  entre ce qu'on obtient et ce qu'on voudrait obtenir :

$$e_i(t) = d_i(t) - y_i(t) \quad (6.11)$$

Et de chercher un moyen de réduire autant que possible cette erreur. Sous forme vectorielle, on obtient :

$$e(t) = d(t) - y(t) \quad (6.12)$$

Avec  $e(t) = [e_1(t) \ e_2(t) \ \dots \ e_i(t) \ \dots \ e_s(t)]^T$  qui désigne le vecteur des erreurs observées sur les  $S$  neurones de sortie du réseau. L'apprentissage par correction des erreurs consiste à minimiser un indice de performance  $F$  basé sur les signaux d'erreur  $e_i(t)$ , dans le but de faire converger les sorties du réseau avec ce qu'on voudrait qu'elles soient. Un critère très populaire est la somme des erreurs quadratiques :

$$F(e(t)) = \sum_{i=1}^S e_i^2(t) = e(t)^T e(t) \quad (6.13)$$

Maintenant, il importe de remarquer que les paramètres libres d'un réseau sont ses poids. Prenons l'ensemble de ces poids et assemblons les sous la forme d'un vecteur  $w(t)$  au temps  $t$ . Pour minimiser  $F(e(t)) = F(w(t)) = F(t)$ , nous allons commencer par choisir des poids initiaux ( $t=0$ ) au hasard, puis nous allons modifier ces poids de la manière suivante:

$$w(t+1) = w(t) + \eta X(t) \quad (6.14)$$

Où le vecteur  $X(t)$  désigne la direction dans laquelle nous allons chercher le minimum et  $\eta$  est une constante positive déterminant l'amplitude du pas dans cette direction (la vitesse d'apprentissage). L'objectif est de faire en sorte que  $F(t+1) < F(t)$ . Mais comment peut-on choisir la direction  $X$  pour que la condition précédente soit respectée ? Considérons la série de Taylor de 1<sup>er</sup> ordre autour de  $w(t)$ :

$$F(t+1) = F(t) + \nabla F(t)^T \Delta w(t) \quad (6.15)$$

Où  $\nabla F(t)$  désigne le gradient de  $F$  par rapport à ses paramètres libres (les poids  $w$ ) au temps  $t$ , et  $\Delta w(t) = w(t+1) - w(t)$ . Or, pour que  $F(t+1) < F(t)$  il faut que la condition suivante soit respectée :

$$\nabla F(t)^T \Delta w(t) = \eta \nabla F(t)^T X(t) < 0 \quad (6.16)$$

N'importe quel vecteur  $X(t)$  qui respecte l'inégalité de l'équation 6.16 pointe donc dans une direction qui diminue  $F$ . On parle alors d'une direction de «descente». Pour obtenir une descente maximum, étant donnée  $\eta > 0$ , il faut que le vecteur  $X(t)$  pointe dans le sens opposé au gradient car c'est dans ce cas que le produit scalaire sera minimum :

$$X(t) = -\nabla F(t) \quad (6.17)$$

Ce qui engendre la règle dite de «descente du gradient» :

$$\Delta w(t) = -\eta \nabla F(t) \quad (6.18)$$

Illustrée à la figure 6.16. Dans l'espace des poids, cette figure montre les courbes de niveau de  $F$  représentées par des ellipses hypothétiques. La flèche en pointillés montre la direction optimale pour atteindre le minimum de  $F$ . La flèche pleine montre la direction du gradient qui est perpendiculaire à la courbe de niveau en  $w(t)$ .

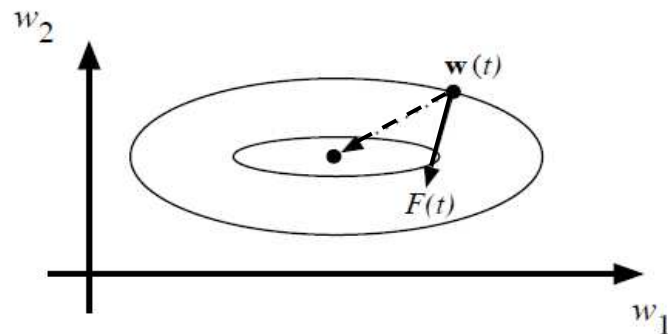


Fig.6.16 - Trajectoire de la descente du gradient.

La règle de la correction des erreurs est utilisée pour beaucoup de réseaux de neurones artificiels, bien qu'elle ne soit pas plausible biologiquement. En effet, comment le cerveau pourrait-il connaître a priori les sorties qu'il doit produire ? Cette règle ne peut être utilisée que dans un contexte d'apprentissage supervisé sur lequel nous reviendrons bientôt.

### 6.8.2.2 - Apprentissage par la règle de Hebb

Dans cette section nous abordons une règle qui s'inspire des travaux du neurophysiologiste Donald Hebb [HAY99], [IRW95], [WID96] :

«When an axon of cell A is near enough to excite a cell B and repeatedly or persistently takes part in firing it, some growth process or metabolic changes take place in one or both cells such that A's efficiency as one of the cells firing B, is increased.»

Dans un contexte neurobiologique, Hebb cherchait à établir une forme d'apprentissage associatif au niveau cellulaire. Dans le contexte des réseaux artificiels, on peut reformuler l'énoncé de Hebb sous la forme d'une règle d'apprentissage en deux parties :

1. Si deux neurones de part et d'autre d'une synapse (connexion) sont activés simultanément (d'une manière synchrone), alors la force de cette synapse doit être augmentée ;
2. Si les mêmes deux neurones sont activés d'une manière asynchrone, alors la synapse correspondante doit être affaibli ou carrément éliminé.

Une telle synapse est dite «synapse Hebbien». Elle utilise un mécanisme interactif, dépendant du temps et de l'espace, pour augmenter l'efficacité synaptique d'une manière proportionnelle à la corrélation des activités pré- et post-synaptiques. De cette définition ressort les propriétés suivantes :

1. **Dépendance temporelle:** Les modifications d'une synapse Hebbien dépendent du moment exact des activités pré- et post-synaptique ;
2. **Dépendance spatiale:** Etant donné la nature même de la synapse qui constitue un lieu de transmission d'information, l'apprentissage Hebbien se doit de posséder une contiguïté spatiale. C'est cette propriété qui, entre autres, permet l'apprentissage dit non-supervisé sur lequel nous reviendrons bientôt ;
3. **Interaction:** L'apprentissage Hebbien dépend d'une interaction entre les activités de part et d'autre de la synapse.
4. **Conjonction ou corrélation:** Une interprétation de l'énoncé de Hebb est que la condition permettant un changement dans l'efficacité synaptique est une conjonction des activités pré et post-synaptiques. C'est la co-occurrence des activités de part et d'autre de la synapse qui engendre une modification de celui-ci. Une interprétation plus statistique réfère à la corrélation de ces activités. Deux activités positives simultanées (corrélation positive) engendrent une augmentation de l'efficacité synaptique, alors que l'absence d'une telle corrélation engendre une baisse de cette efficacité.

Mathématiquement, on peut exprimer la règle de Hebb sous sa forme la plus simple par la formule suivante :

$$\Delta w_j(t-1) = \eta x_j(t) y(t) \quad (6.19)$$

Où  $\eta$  est une constante positive qui détermine la vitesse de l'apprentissage,  $x_j(t)$  correspond à l'activité pré- synaptique (l'entrée  $j$  du neurone) au temps  $t$ , et  $y(t)$  à l'activité post synaptique (sortie du neurone) à ce même temps  $t$ . Cette formule fait ressortir explicitement la corrélation entre le signal qui entre et celui qui sort. Sous une forme vectorielle, on écrit :

$$\Delta w(t-1) = \eta x(t) y(t) \quad (6.20)$$

Un problème immédiat avec la règle de l'équation (6.20) est que les changements de poids  $\Delta w_j(t)$  peuvent croître de façon exponentielle si, par exemple, l'entrée et la sortie demeurent constantes dans le temps. Pour pallier à cette croissance exponentielle qui provoquerait

invariablement une saturation du poids, on ajoute parfois un facteur d'oubli qui retranche de la variation de poids, une fraction  $\alpha$  du poids actuel. On obtient ainsi :

$$\Delta w_j(t-1) = \eta x_j(t)y(t) - \alpha w_j(t-1) \quad (6.21)$$

Où  $0 \leq \alpha \leq 1$  est une nouvelle constante. Sous forme vectorielle, on écrit :

$$\Delta w(t-1) = \eta x(t)y(t) - \alpha w(t-1) \quad (6.22)$$

La règle de Hebb avec oubli, énoncée à l'équation (6.22), contourne efficacement le problème des poids qui croissent (ou décroissent) sans limite. Supposons que  $x_j(t) = y(t) = 1$  et que nous ayons atteint le régime permanent où  $\Delta w_j = 0$ . Alors, la valeur maximale  $w_j^{max}$  que peut atteindre le poids  $w_j(t)$  est donnée par :

$$\begin{aligned} w_j^{max} &= (1 - \alpha)w_j^{max} + \eta \\ &= \frac{\eta}{\alpha} \end{aligned} \quad (6.23)$$

Mais cette règle ne résout pas tous les problèmes. À cause du terme d'oubli, il est primordial que les stimuli soient répétés régulièrement, sinon les associations apprises grâce à la règle de l'équation (6.22) seront éventuellement perdues car complètement oubliées. Une autre variante de la règle de Hebb s'exprime donc de la manière suivante :

$$\Delta w_j(t-1) = \eta x_j(t)y(t) - \alpha y(t)w_j(t-1) \quad (6.24)$$

Et si l'on fixe  $\alpha = \eta$  pour simplifier (on pose un rythme d'apprentissage égale à celui de l'oubli), on obtient la règle dite «instar» :

$$\Delta w_j(t-1) = \eta y(t)[x_j(t) - w_j(t-1)] \quad (6.25)$$

Que l'on peut réécrire sous sa forme vectorielle de la façon suivante :

$$\Delta w(t-1) = \eta y(t)[x(t) - w(t-1)] \quad (6.26)$$

Une façon d'aborder cette règle, est de regarder ce qui se passe lorsque  $y(t) = 1$  :

$$\begin{aligned} w(t) &= w(t-1) + \eta [x(t) - w(t-1)] \\ &= (1 - \eta)w(t-1) + \eta x(t) \end{aligned} \quad (6.27)$$

Alors, on constate qu'en présence d'une activité post-synaptique positive, le vecteur de poids est déplacé dans la direction du vecteur d'entrée  $x(t)$ , le long du segment qui relie l'ancien vecteur de poids avec le vecteur d'entrée, tel qu'illustré à la figure 6.17. Lorsque  $\eta = 0$ , le nouveau vecteur de poids est égal à l'ancien (aucun changement). Lorsque  $\eta = 1$ , le nouveau vecteur de poids est égal au vecteur d'entrée. Finalement, lorsque  $\eta = \frac{1}{2}$ , le nouveau vecteur est à mi-chemin entre l'ancien vecteur de poids et le vecteur d'entrée.

Une propriété particulièrement intéressante de la règle instar est qu'avec des entrées normalisées, suite au processus d'apprentissage, les poids  $w$  convergeront également vers des vecteurs normalisés. Mais nous y reviendrons lorsque nous traiterons du réseau «instar».

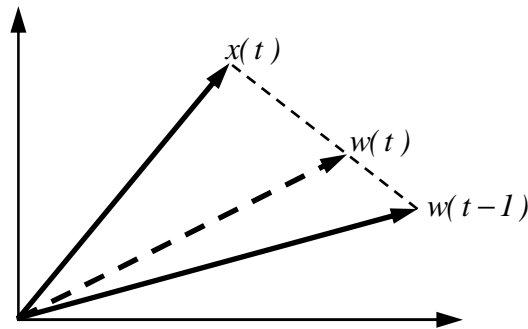


Fig.6.17 - Représentation graphique de la règle «instar» lors d'une activité post-synaptique positive.

### 6.8.2.3 - Apprentissage compétitif « competitive learning »

L'apprentissage compétitif, comme son nom l'indique, consiste à faire compétitionner les neurones d'un réseau pour déterminer lequel sera actif à un instant donné. Contrairement aux autres types d'apprentissage où, généralement, tous les neurones peuvent apprendre simultanément et de la même manière, l'apprentissage compétitif produit un «vainqueur» ainsi que, parfois, un ensemble de neurones «voisins» du vainqueur, et seuls ce vainqueur et, potentiellement, son voisinage bénéficient d'une adaptation de leur poids. On dit alors que l'apprentissage est local car limité à un sous-ensemble des neurones du réseau [PAR04].

Une règle d'apprentissage compétitif comporte les éléments suivants :

- Un ensemble de neurones identiques (même type) sauf pour les valeurs de leurs poids synaptiques ;
- Une limite imposée à la «force» d'un neurone ;
- Un mécanisme permettant aux neurones de compétitionner pour le droit de répondre à un certain sous-ensemble des stimuli d'entrée, de manière à ce qu'un seul neurone de sortie soit actif à la fois.

Ainsi, les neurones individuels peuvent apprendre à se spécialiser sur des sous-ensembles de stimuli similaires pour devenir des détecteurs de caractéristiques.

Dans leur forme la plus simple, les réseaux de neurones qui utilisent l'apprentissage compétitif sont souvent constitués d'une seule couche de neurones de sortie, totalement connectée sur les entrées. Un neurone vainqueur modifiera ses poids synaptiques en les rapprochant (géométriquement) d'un stimulus d'entrée  $x$  pour lequel il a battu tous les autres neurones lors de la compétition :

$$\Delta w = \begin{cases} \eta(x - w) & \text{si le neurone est vainqueur} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (6.28)$$

Où  $0 < \eta < 1$  correspond à un taux d'apprentissage. Un neurone qui ne gagne pas la compétition ne modifiera aucunement ses poids. Il ne sera donc pas affecté par le stimulus en question. Parfois, on définit également un voisinage autour du neurone gagnant et on applique une règle similaire sur les voisins, mais avec un taux d'apprentissage différent :



$$\Delta w = \begin{cases} \eta_1(x-w) & \text{si le neurone est vainqueur} \\ \eta_2(x-w) & \text{si le neurone est vaincu} \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (6.29)$$

Avec  $\eta_2 \leq \eta_1$

Comme nous le verrons plus loin dans ce chapitre, l'apprentissage compétitif est surtout utilisé dans le contexte d'un apprentissage dit non-supervisé, c'est-à-dire lorsqu'on ne connaît pas les valeurs désirées pour les sorties du réseau.

#### 6.2.2.4 - Problème de l'affectation du crédit

Dans le domaine général de l'apprentissage, il existe un problème qui tourne autour de la notion de «affectation du crédit» (Credit assignment). Essentiellement, il s'agit d'affecter le crédit d'un résultat global, par exemple l'adéquation des sorties d'un réseau face à un certain stimulus d'entrée, à l'ensemble des décisions internes prises par le système (le réseau) et ayant conduit à ce résultat global. Dans le cas de l'exemple d'un réseau, les décisions internes correspondent aux sorties des neurones situés sur les couches qui précèdent la couche de sortie. Ces couches sont habituellement qualifiées de «couches cachées» car on ne dispose pas, a priori, d'information sur l'adéquation de leurs sorties.

Le problème de l'affectation du crédit est donc bien présent dans l'apprentissage des réseaux de neurones. Par exemple, si l'on adopte une règle basée sur la correction des erreurs, comment fera-t-on pour calculer cette erreur sur les couches cachées, si l'on ne possède pas l'information, à propos de leurs sorties désirées? De même, que fera-t-on si l'on dispose uniquement d'une appréciation générale de performance du réseau face à chaque stimulus, et non des sorties désirées pour chaque neurone de la couche de sortie? Nous apporterons certains éléments de réponse à ces questions dans les sous-sections suivantes.

#### 6.8.2.5 - Apprentissage supervisé « supervised learning »

L'apprentissage dit "supervisé" est caractérisé par la présence d'un «professeur» qui possède une connaissance approfondie de l'environnement dans lequel évolue le réseau de neurones. En pratique, les connaissances de ce professeur prennent la forme d'un ensemble de  $Q$  couples de vecteurs d'entrée et de sortie que nous noterons  $\{(x_1, d_1), (x_2, d_2), \dots, (x_Q, d_Q)\}$ , où  $x_i$  désigne un stimulus (entrée) et  $d_i$  la cible pour ce stimulus, c'est-à-dire les sorties désirées du réseau. Chaque couple  $(x_i, d_i)$  correspond donc à un cas d'espèce de ce que le réseau devrait produire (la cible) pour un stimulus donné. Pour cette raison, l'apprentissage supervisé est aussi qualifié d'apprentissage par des exemples [DRE02], [HAY99].

L'apprentissage supervisé est illustré d'une manière conceptuelle à la figure 6.18. L'environnement est inconnu du réseau. Celui-ci produit un stimulus  $x$  qui est acheminé à la fois au professeur et au réseau. Grâce à ses connaissances intrinsèques, le professeur produit une sortie désirée  $d(t)$  pour ce stimulus. On suppose que cette réponse est optimale.

Elle est ensuite comparée (par soustraction) avec la sortie du réseau pour produire un signal d'erreur  $e(t)$  qui est réinjecté dans le réseau pour modifier son comportement via une procédure itérative qui, éventuellement, lui permet de simuler la réponse du professeur. Autrement dit, la connaissance de l'environnement par le professeur est graduellement transférée vers le réseau

jusqu'à l'atteinte d'un certain critère d'arrêt. Par la suite, on peut éliminer le professeur et laisser le réseau fonctionner de façon autonome.

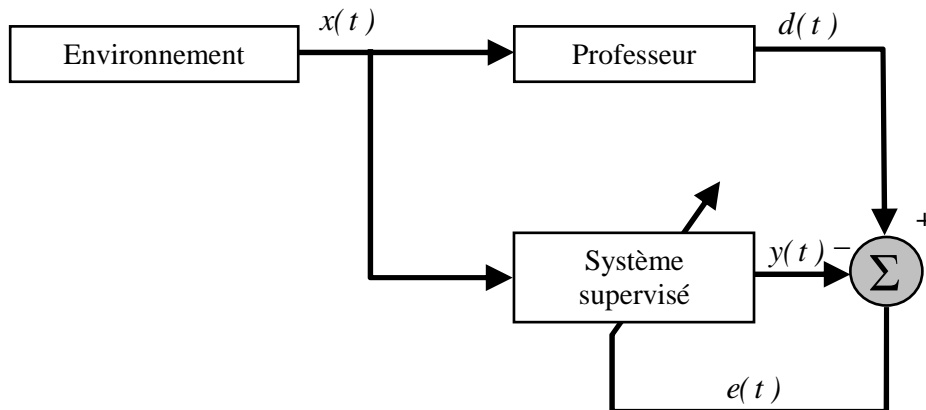


Fig.6.18 - Schéma bloc de l'apprentissage supervisé.

Le lecteur attentif aura remarqué qu'un apprentissage supervisé n'est rien d'autre qu'un synonyme de l'apprentissage par correction des erreurs (voir §6.8.2.1). Il possède donc les mêmes limitations, à savoir que sans professeur pour fournir les valeurs cibles, il ne peut d'aucune façon apprendre de nouvelles stratégies pour de nouvelles situations qui ne sont pas couvertes par les exemples d'apprentissage.

#### 6.8.2.6 - Apprentissage par renforcement « reinforcement learning »

L'apprentissage par renforcement permet de contourner certaines des limitations de l'apprentissage supervisé. Il consiste en une espèce d'apprentissage supervisé, mais avec un indice de satisfaction scalaire au lieu d'un signal d'erreur vectoriel. Ce type d'apprentissage est inspiré des travaux en psychologie expérimentale de Thorndike (1911) :

« *Of several responses made to the same situation, those which are accompanied or closely followed by satisfaction to the animal will, other things being equal, be more firmly connected with the situation, so that, when it recurs, they will be more likely to recur ; those which are accompanied or closely followed by discomfort to the animal will, other things being equal, have their connections with that situation weakened, so that, when it recurs, they will be less likely to occur. The greater, the satisfaction or discomfort, the greater the strengthening or weakening of the bond.* »

Même si cet énoncé ne peut expliquer à lui seul le comportement animal au niveau biologique, sa simplicité et son pragmatisme peuvent nous permettre de composer des règles d'apprentissage utiles.

Dans le contexte des réseaux de neurones artificiels, nous pouvons reformuler l'énoncé de Thorndike de la façon suivante :

« *Lorsqu'une action (décision) prise par le réseau engendre un indice de satisfaction positif, alors la tendance du réseau à prendre cette action doit être renforcée. Autrement, la tendance à prendre cette action doit être diminuée* ».

En pratique, l'usage de l'apprentissage par renforcement est complexe à mettre en œuvre, de sorte que nous n'aborderons aucun réseau qui l'emploie. Il importe cependant de bien comprendre la différence entre ce type d'apprentissage et l'apprentissage supervisé.

L'apprentissage supervisé dispose d'un signal d'erreur qui non seulement permet de calculer un indice de satisfaction (p.ex. l'erreur quadratique moyenne), mais permet aussi d'estimer le gradient local qui indique une direction pour l'adaptation des poids synaptiques. C'est cette information fournie par le professeur qui fait toute la différence. Dans l'apprentissage par renforcement, l'absence de signal d'erreur rend le calcul de ce gradient impossible. Pour estimer le gradient, le réseau est obligé de tenter des actions et d'observer le résultat, pour éventuellement inférer une direction de changement pour les poids synaptiques. Pour ce faire, il s'agit alors d'implanter un processus d'essais et d'erreurs tout en retardant la récompense offerte par l'indice de satisfaction. Ainsi, on introduit deux étapes distinctes : une d'exploration où l'on essaie des directions aléatoires de changement, et une d'exploitation où l'on prend une décision. Ce processus en deux étapes peut ralentir considérablement l'apprentissage. De plus, il introduit un dilemme entre le désir d'utiliser l'information déjà apprise à propos du mérite des différentes actions, et celui d'acquérir de nouvelles connaissances sur les conséquences de ces décisions pour, éventuellement, mieux les choisir dans le futur [DRE08].

### 6.8.2.7 - Apprentissage Par la règle de perceptron

Dans le neurone du perceptron on utilise la fonction d'activation à seuil, qui permet de classer les vecteurs d'entrée dans un hyperplan. La règle d'adaptation permet de modifier la position de l'hyperplan séparateur dont l'équation dans l'espace d'entrée est définie par les poids du neurone, afin de réduire l'erreur  $(d(t) - y(t))$ . Ainsi, à chaque présentation d'un couple  $(x, y)$  mal classé (c'est-à-dire dont la sortie proposée  $y(t)$  par le neurone ne correspond pas à la sortie désirée  $d(t)$ ), on modifie le vecteur poids de manière à ramener le point mal classé du bon côté de l'hyperplan (figure 6.19). Si le point est bien classé, on ne fait rien.

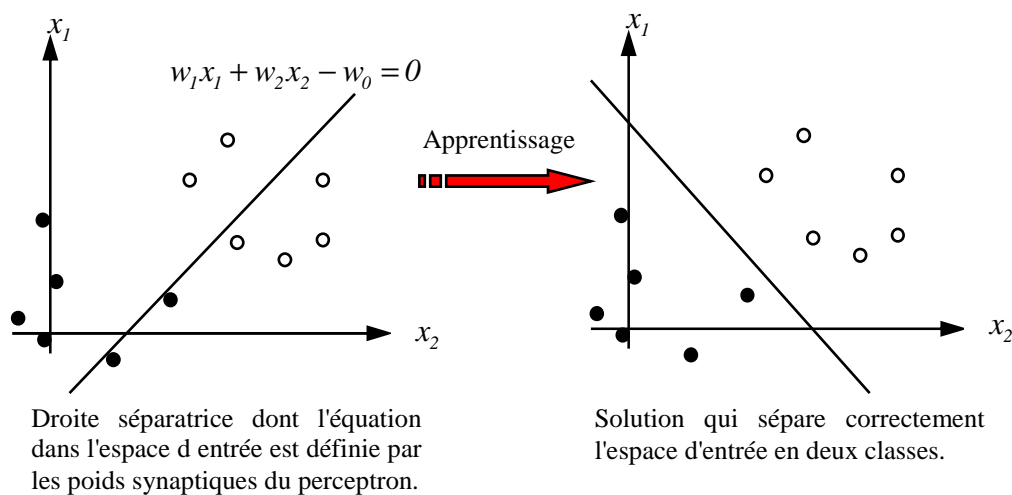


Fig.6.19 - Apprentissage par la règle de perceptron.

#### - Règle du Perceptron:

$$w_i(t+1) = w_i(t) + \alpha(t)(d(t) - y(t))x_i \quad (6.30)$$

Où

$$y(t) = \text{sign}(s(t)) \Leftrightarrow \begin{cases} x(t) > 0 \Rightarrow y(t) = 1 \\ x(t) < 0 \Rightarrow y(t) = -1 \end{cases} \quad (6.31)$$

Et

$$d(t) \in [-1, 1]$$

Le perceptron ne converge que si les classes sont linéairement séparables, on prend pour exemple la fonction logique *Ou-Exclusif* qui ne peut pas être simulée par un perceptron [DJE09].

#### - Le problème de Ou-Exclusif :

L'apprentissage ne converge pas, i.e l'erreur ne tend jamais vers zéro, les poids sont sans cesse modifiés car le perceptron n'arrive jamais à classer correctement tous les vecteurs d'entrées (figure 6.20).

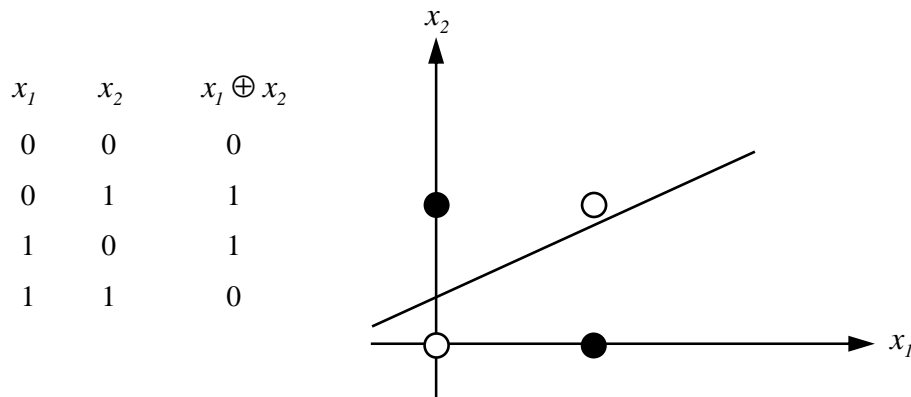


Fig.6.20 - Apprentissage par la règle de perceptron.

#### 6.8.2.8 - Apprentissage par L'ADALINE

Soit un neurone dont la fonction de sortie est l'Identité:

$$y(t) = \sigma(s(t)) = s(t) \quad (6.32)$$

La sortie de neurone dépend linéairement des entrées d'où son nom .Il s'agit de résoudre un système d'équations linéaire (car  $\sigma$  est l'identité pour l'ADALINE).

Exemple pour  $n$  vecteurs d'apprentissage à deux dimensions présentés lors de la phase d'entraînement:

$$\begin{cases} \sigma(x_1(1)w_1 + x_2(1)w_2 - w_0) = y(1) \\ \sigma(x_1(2)w_1 + x_2(2)w_2 - w_0) = y(2) \\ \vdots \\ \sigma(x_1(n)w_1 + x_2(n)w_2 - w_0) = y(n) \end{cases} \quad (6.33)$$

Faire l'apprentissage du neurone consiste donc à trouver les poids  $w_i$  qui sont solutions de ce système .On constate que ce système n'a en générale pas de solution, i.e. si le nombre d'exemples présentés (ici  $n$ ) est supérieur à la dimension de l'espace d'entrée plus un (pour les seuils) (ici  $2+1 = 3$ ) donc au nombre d'inconnues ( $w_0, w_1$  et  $w_2$ ).

Comme le système n'a souvent pas de solution, on va essayer de trouver une droite telle que la *somme des écarts* entre la distance  $d(k)$  que l'on *désire* associer au vecteur d'entrée  $x(k)$  et la distance *réelle*  $y(k)$  de ce vecteur à la droite, soit minimale (figure 6.21).

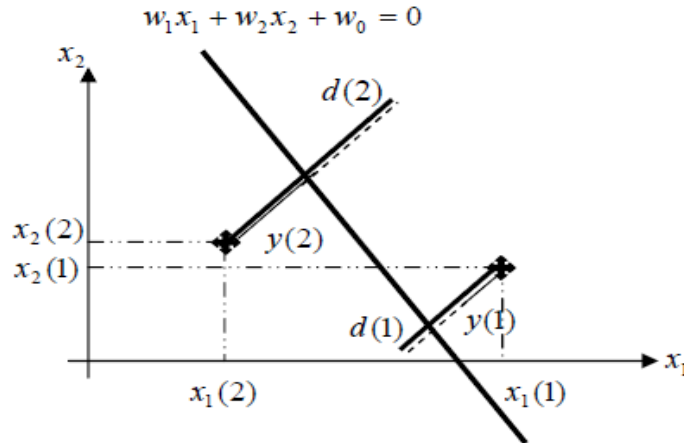


Fig.6.21: Présentation des écarts entre  $d(k)$  et  $y(k)$ .

On va chercher par une méthode itérative (méthode du gradient stochastique) à minimiser un critère d'erreur de notre choix. Le critère des moindres carrés est très souvent utilisé :

$$\mathcal{E}(\vec{w}, k) = \frac{1}{2} (d(k) - y(k))^2 \tag{6.34}$$

Où  $d(k)$  est la sortie désirée et  $y(k)$  la sortie réellement fournie par le neurone pour chaque vecteur d'apprentissage, et  $w$  est le vecteur poids.

On note que lorsqu'une solution existe, elle annule cette fonction coût. On va donc calculer le gradient de la fonction d'erreur  $\mathcal{E}$ .

La règle d'apprentissage s'obtient alors par:

$$w(t+1) = w(t) - \alpha(t) \overrightarrow{\text{grad}}(\mathcal{E}(\vec{w})) \tag{6.35}$$

Où la coordonnée  $i$  du vecteur  $\text{grad}$  est donnée par:

$$\frac{\partial}{\partial w_i} \mathcal{E}(\vec{w}) = -(d(t) - y(t)) \sigma'(s(t)) x_i(t) \tag{6.36}$$

Soit la règle du delta pour l'apprentissage de l'ADALINE :

$$w_i(t+1) = w_i(t) - \alpha(t) (d(t) - y(t)) x_i(t) \tag{6.37}$$

Et la règle du delta généralisée pour l'apprentissage d'un ADALINE non linéaire:

$$w_i(t+1) = w_i(t) - \alpha(t) (d(t) - y(t)) \sigma'(s(t)) x_i(t) \tag{6.38}$$

On note que dans ce dernier cas, la fonction de sortie  $\sigma$  doit être dérivable (par exemple une sigmoïde ( $\tanh$ ), mais pas un échelon). On peut constater que ces règles ressemblent à la règle de Hebb mais la sortie du neurone est remplacée par l'erreur de sortie (écart entre la sortie réelle et la sortie désirée).

L'ADALINE converge toujours vers la solution des moindres carrés, que les classes d'entrée soient ou non linéairement séparables, mais la solution obtenue n'est pas forcément celle qui sépare correctement les classes.

L'ADALINE non linéaire sépare toujours les classes linéairement séparables car les éléments éloignés de la zone de séparation ont peu d'influence (zone de saturation de la fonction d'activation).

L'information stockée par un neurone au niveau de ses poids est apprise des données. Les poids du réseau sont modifiés pour que la sortie qu'il propose soit le plus proche possible de la sortie désirée que les données impose.

L'apprentissage est en fait une phase d'optimisation itérative d'une fonction de coût dont le minimum est la solution recherchée, i.e. la configuration des poids telle que la sortie obtenue soit le plus proche possible de la sortie désirée au sens des moindres carrés.

### **6.8.2.9 - Apprentissage non-supervisé « *unsupervised learning* »**

La dernière forme d'apprentissage que nous abordons est dite «non-supervisée» ou encore «auto-organisée». Elle est caractérisée par l'absence complète de professeur, c'est-à-dire qu'on ne dispose ni d'un signal d'erreur, comme dans le cas supervisé, ni d'un indice de satisfaction, comme dans le cas par renforcement. Nous ne disposons donc que d'un environnement qui fournit des stimuli, et d'un réseau qui doit apprendre sans intervention externe. En assimilant les stimuli de l'environnement à une description de son état interne, la tâche du réseau est alors de modéliser cet état le mieux possible. Pour y arriver, il importe d'abord de définir une mesure de la qualité pour ce modèle, et de s'en servir par la suite pour optimiser les paramètres libres du réseau, c'est-à-dire ses poids synaptiques. À la fin de l'apprentissage, le réseau a développé une habilité à former des représentations internes des stimuli de l'environnement permettant d'encoder les caractéristiques de ceux-ci et, par conséquent, de créer automatiquement des classes de stimuli similaires.

L'apprentissage non-supervisé s'appuie généralement sur un processus compétitif (voir §6.8.2.3) permettant d'engendrer un modèle où les poids synaptiques des neurones représentent des prototypes de stimuli. La qualité du modèle résultant doit s'évaluer à l'aide d'une métrique permettant de mesurer la distance entre les stimuli et leurs prototypes. C'est le processus de compétition qui permet de sélectionner le prototype associé à chaque stimulus en recherchant le neurone dont le vecteur de poids synaptiques est le plus proche (au sens de la métrique choisie) du stimulus en question.

## **6.9 - Les réseaux multicouches et l'approximation des fonctions**

### **6.9.1 - Le Perceptron Multicouches (MLP)**

#### **6.9.1.1 - Structure du réseau MLP**

Une seule couche de neurones ne pouvant réaliser que des séparations linéaires, l'idée vient alors de rajouter des couches dites cachées pour réaliser un réseau de neurone multicouche. Dans une couche, les neurones ne sont pas connectés entre eux.

Un réseau à couches est une extension du célèbre perceptron avec une ou plusieurs couches intermédiaires appelées "cachées". Le perceptron multicouches (**M**ulti **L**ayered **P**erceptron - MLP) sont les réseaux de neurones les plus connus. Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type «*feedforward*», c'est-à-dire à propagation directe. Le schéma de la figure 6.22 montre un réseau à trois couches possédant trois entrées et une sortie. La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée et constitue le cœur du réseau de neurones. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie, on numérote les couches de l'entrée vers la sortie donc sur le schéma de gauche à droite, la couche cachée a trois neurones aussi on notera par la suite un tel réseau 3 – 3 – 1.

Nous pouvons remarquer sur la figure 6.22, des termes  $x_0^m$  en entrée des neurones (le terme en exposant représente, non pas la fonction puissance, mais plutôt l'indice (<sup>m</sup>) de la couche du réseau de neurones).

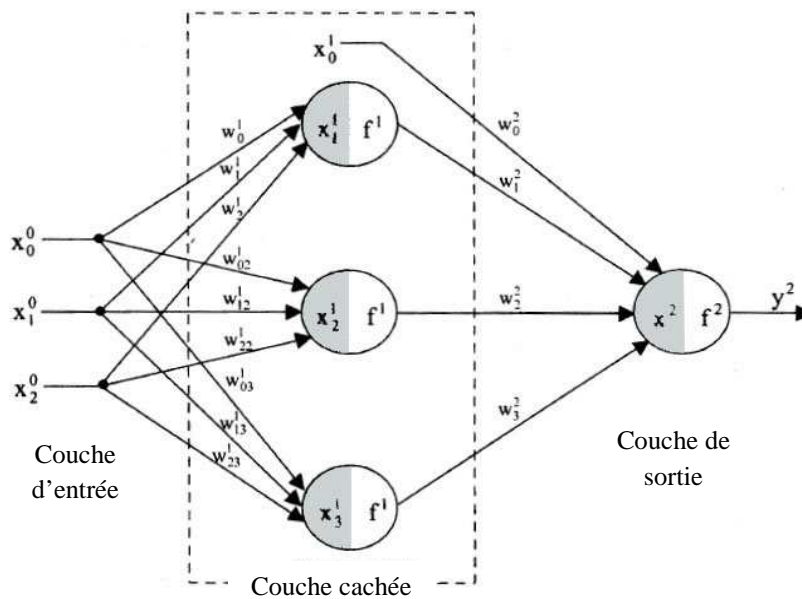


Fig.6.22 – Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée.

En fait, sur chaque neurone, en plus de ses entrées qui le lient avec les neurones précédents, on ajoute une entrée particulière que l'on appelle polarisation du neurone, elle correspond à un biais qui joue un rôle de translation du domaine d'activité du neurone. Sa valeur est donc liée à la fonction d'activation puisqu'elle permet le déplacement de cette fonction.

Afin de garder une notation généralisée, nous représentons ces biais comme le produit d'une entrée  $x_0^m$  par les poids  $w_{0j}^m$ . Nous fixons l'entrée  $x_0^m$  à l'unité, le poids porte alors l'information sur la polarisation du neurone.

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux multicouches (MLP) consiste dans le choix de son architecture. La détermination du nombre de couches nécessaires est fondamentale et à rendre minimale (pour des raisons évidentes de vitesse de calcul mais aussi de capacité de généralisation).

Le perceptron multicouche (MLP) est très utilisé en identification et en contrôle. Avec une couche cachée, il constitue un "approximateur universel". De récentes recherches montrent qu'il peut entraîner de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées/sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes pour les fonctions d'activation. Bien entendu, les théorèmes mathématiques ne démontrent pas qu'un réseau à une seule couche cachée est optimal [BOU91].

Malheureusement, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche cachée. Le résultat le plus important est certainement le théorème de Hecht-Nielsen : Toute fonction continue peut être implémentée exactement comme un réseau de neurones à trois couches ayant  $n$  cellules en entrée,  $2n+1$  cellule en couche cachée et  $m$  cellules de sortie. Il faut bien noter que ce théorème ne donne aucune indication quant au nombre de

connexion (le réseau n'est pas toujours totalement connecté), et ne garantit pas que ce nombre de neurones est optimal mais suffisant. Enfin, le réseau de neurones fait partie de Réseaux Adaptatifs Non-linéaires, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids.

### 6.9.1.2 - L'algorithme de la rétropropagation du gradient d'erreur (back-propagation)

L'un des algorithmes les plus répandus est celui de la "rétropropagation" ou « *back-propagation* ». Cet algorithme change les poids d'un réseau dont l'architecture est fixée par l'opérateur, à chaque fois qu'un exemple  $y_i = f(x_i)$  est présenté. Ce changement est fait de telle sorte à minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la réponse du réseau à une entrée  $x_i$ . Ceci est réalisé grâce à la méthode de descente de gradient [PAR04]. A chaque itération le signal d'entrée se propage dans le réseau dans le sens entrée-sortie, une sortie est ainsi obtenue, l'erreur entre cette sortie et la sortie désirée est calculée puis par rétropropagation « *error back-propagation* », des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids  $w_{ij}(t)$  de la couche cachée [WID90].

L'algorithme de rétropropagation du gradient comporte donc 2 phases :

- 1- Propagation : à chaque étape, on présente au réseau un exemple en entrée. Cette entrée est propagée jusqu'à la couche de sortie.
- 2- Correction : A coup sur, le réseau ne fournira pas exactement ce que l'on attendait. On calcule donc une erreur (en général la somme quadratique moyenne des erreurs pour tous les neurones de sortie) que l'on rétro-propage dans le réseau. Ce processus est interrompu dès que l'erreur globale est estimée suffisante.

La figure 6.23 montre le processus de rétropropagation.

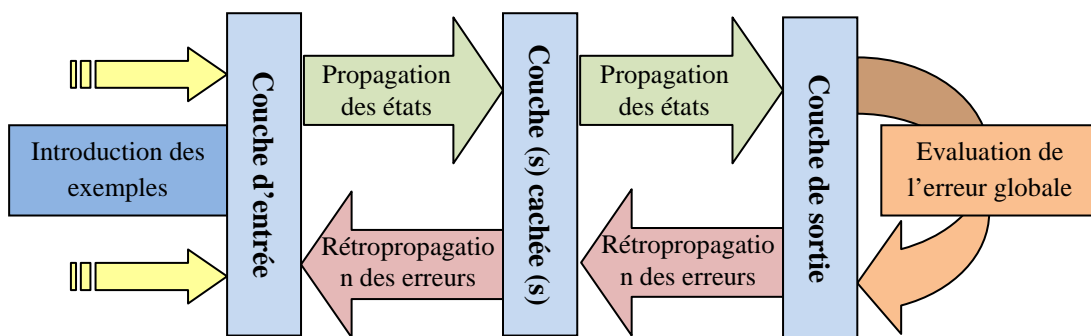


Fig.6.23 - Apprentissage des réseaux de neurone par l'algorithme de rétropropagation

### 6.9.1.3 - Présentation de l'algorithme de rétropropagation

Pour réaliser l'apprentissage d'un réseau multicouche, on utilise la règle d'apprentissage du delta généralisé pour chaque neurone  $i$  :

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \alpha(t) \delta_j(t) x_i \quad (6.39)$$

Où  $\delta_j(t)$  est l'erreur faite par le neurone  $i$ .



Un exemple avec un réseau à deux entrées, trois neurones dans une couche cachée, et deux neurones dans la couche de sortie est illustré dans la figure 6.24.

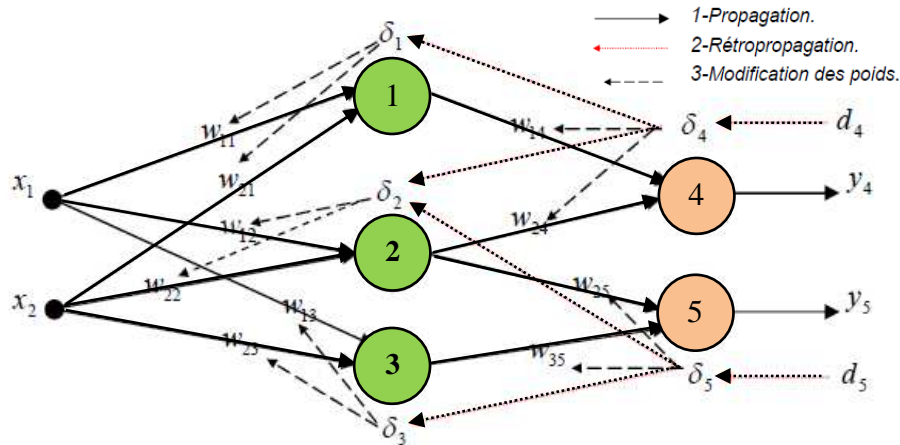


Fig.6.24 - Algorithme de rétropropagation.

Pour pouvoir modifier les poids synaptiques reliant la couche d'entrée à la couche cachée ( $w_{11}; w_{12}; w_{13}$  et  $w_{21}; w_{22}; w_{23}$ ), il faut connaître les sorties désirées  $d_1$ ,  $d_2$  et  $d_3$  qui permettent d'appliquer la règle du delta généralisé, i.e. connaître les erreurs:  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  et  $\delta_3$  que font les neurones 1, 2 et 3.

L'idée consiste alors à propager les erreurs  $\delta_4$  et  $\delta_5$  vers les neurones 1, 2 et 3, au travers des poids  $w_{14}, w_{24}, w_{25}$  et  $w_{35}$ , d'où le nom de rétropropagation du gradient d'erreur de l'algorithme proposé indépendamment par Rumelhart, Le Cun et Hinton en 1984 [WID90].

#### ❖ Exemple de calcul

1. On calcule  $y_1, y_2, y_3$  (on n'oublie pas le seuil  $w_0$  qui n'est jamais représenté):

$$\begin{cases} y_1 = \sigma(x_1 w_{11} + x_2 w_{21} - w_{01}) \\ y_2 = \sigma(x_1 w_{12} + x_2 w_{22} - w_{02}) \\ y_3 = \sigma(x_1 w_{13} + x_2 w_{23} - w_{03}) \end{cases} \quad (6.40)$$

Puis  $y_4$  et  $y_5$

$$\begin{cases} y_4 = \sigma(y_1 w_{14} + y_2 w_{24} - w_{04}) \\ y_5 = \sigma(y_2 w_{25} + y_3 w_{35} - w_{05}) \end{cases} \quad (6.41)$$

2. On calcule les erreurs de la couche de sortie:

$$\begin{cases} \delta_4 = (d_4 - y_4) \sigma'(y_1 w_{14} + y_2 w_{24} - w_{04}) \\ \delta_5 = (d_5 - y_5) \sigma'(y_2 w_{25} + y_3 w_{35} - w_{05}) \end{cases} \quad (6.42)$$

Et les erreurs de la couche cachée:

$$\begin{cases} \delta_1 = w_{14} \delta_4 \sigma'(x_1 w_{11} + x_2 w_{21} - w_{01}) \\ \delta_2 = (w_{24} \delta_4 + w_{25} \delta_5) \sigma'(x_1 w_{12} + x_2 w_{22} - w_{02}) \\ \delta_3 = w_{35} \delta_5 \sigma'(x_1 w_{13} + x_2 w_{23} - w_{03}) \end{cases} \quad (6.43)$$

3. On calcule la nouvelle valeur de chaque poids entre la couche d'entrée et la couche cachée:

$$\begin{cases} w_{11}(t+1) = w_{11}(t) + \alpha(t) \delta_1(t) x_1 \\ w_{21}(t+1) = w_{21}(t) + \alpha(t) \delta_1(t) x_2 \\ w_{12}(t+1) = w_{12}(t) + \alpha(t) \delta_2(t) x_1 \\ w_{22}(t+1) = w_{22}(t) + \alpha(t) \delta_2(t) x_2 \\ w_{13}(t+1) = w_{13}(t) + \alpha(t) \delta_3(t) x_1 \\ w_{23}(t+1) = w_{23}(t) + \alpha(t) \delta_3(t) x_2 \end{cases} \quad (6.44)$$

Et entre la couche cachée et la couche de sortie:

$$\begin{cases} w_{14}(t+1) = w_{14}(t) + \alpha(t) \delta_4(t) y_1 \\ w_{24}(t+1) = w_{24}(t) + \alpha(t) \delta_4(t) y_2 \\ w_{25}(t+1) = w_{25}(t) + \alpha(t) \delta_5(t) y_2 \\ w_{35}(t+1) = w_{35}(t) + \alpha(t) \delta_5(t) y_3 \end{cases} \quad (6.45)$$

On vient de réaliser un pas d'apprentissage. Il faut recommencer ces opérations pour tous les vecteurs d'apprentissage, puis tester la qualité de l'apprentissage avec les vecteurs de test qui n'ont pas servi à l'apprentissage: ce qui permet de tester les capacités de la généralisation du réseau.

L'algorithme de rétropropagation du gradient consiste à effectuer une descente de gradient sur la fonction de coût déjà utilisée pour le neurone seul:

$$\mathcal{E}(\bar{w}, k) = \frac{1}{2} (d(k) - y(k))^2 \quad (6.46)$$

Où  $y$  est la sortie du réseau (donc une somme pondérée de sigmoïdes) et non la sortie d'un neurone seul. En dérivant cette expression par rapport à chaque poids  $w_{ij}$  jusqu'à l'obtention de  $\mathcal{E} < \mathcal{E}_{seuil}$ , et cela pour chaque paire entrée sortie  $(x_i, y_i)$ .

Le mode d'adaptation des poids tel qu'il est présenté par les l'exemple précédent, s'appelle le « *batch mode* ». La mise à jour des poids se fait après avoir passée en revue tous les exemples d'apprentissage. Ce mode d'apprentissage est encore appelé déterministe, « *off-line* » ou « *by-epoch* ». Le réajustement des poids se fait suivant la moyenne de tous les exemples ce qui rend la méthode moins sensible aux bruits que peuvent contenir ces entrées.

Une autre approche consiste à modifier les poids après chaque présentation d'un exemple d'apprentissage, c'est l'apprentissage en mode « *on-line* » ou « *by pattern* ». De cette manière, le processus devient sensible à chaque exemple individuellement, ce qui le rend donc facilement influençable par les bruits que peuvent contenir ces entrées durant l'entraînement. Cette technique n'est donc utilisée que pour un apprentissage en temps réel.

## 6.9.2 - Problèmes et propriétés

### 6.9.2.1 - Problèmes liés à l'algorithme de rétropropagation

L'apprentissage par l'algorithme rétropropagation pose plusieurs problèmes, les principaux qu'on peut citer sont comme suit :

✖ **L'architecture du réseau** : il n'existe pas de règle générale pour déterminer la structure des réseaux (le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche), sachant que le problème critique pendant l'apprentissage est de trouver un réseau assez large pour bien

apprendre mais également assez petit pour bien généraliser. On ne sait (presque) pas dimensionner correctement le réseau. Les couches entrées et sorties sont bien sur imposées, puisque le nombre de neurones qu'elles admettent dépend du problème posé. Mais que dire surtout du nombre de neurones des couches cachées ?

Si chaque neurone a une fonction de sortie de type sigmoïde (ex:  $\tanh$ ), et plus généralement si cette fonction est non linéaire (sauf polynomiale) et dérivable, alors Cybenko a démontré en 1989 qu'un réseau multicouche est capable d'approximer n'importe quelle fonction, à condition que le nombre de neurones dans la couche cachée soit suffisant.

- Une méthode par élagage consiste à initialiser le réseau avec un très grand nombre de neurones dans la couche cachée et à supprimer ceux d'entre eux dont les poids synaptiques sont très faibles et n'influencent pas trop le comportement du réseau.
  - Une méthode par construction consiste à rajouter des neurones dans la couche cachée au fur et à mesure des "besoins", i.e. lorsque l'erreur globale du réseau ne diminue plus.
- ✖ **Problème des valeurs initiales des poids du réseau :** un autre problème est le temps de convergence de l'algorithme de rétropropagation. En effet, plus la somme pondérée des entrées d'un neurone est forte, plus le neurone se trouve dans la zone de saturation de sa fonction d'activation  $\sigma(\tanh)$ , donc plus la dérivée  $\sigma'$  est faible (i.e. la pente de la fonction  $\sigma$  en zone de saturation), et moins les poids du neurone sont modifiés. Il faut donc démarrer l'apprentissage en initialisant les poids du réseau à des valeurs suffisamment faibles qui placent la fonction d'activation dans sa zone linéaire: on choisit donc en général des valeurs initiales inférieures à 0.1.
- ✖ **Le temps d'apprentissage :** le temps d'apprentissage augmente avec le nombre de couples d'apprentissage, ce qui diminue la vitesse de convergence.
- ✖ **La convergence de l'algorithme :** aucune preuve mathématique sur la convergence de cet algorithme vers un minimum global n'existe du fait que cette méthode utilise la descente du gradient. La recherche d'un minimum global sur la surface de l'erreur dans le domaine des poids, peut présenter un problème si cette surface possède des minimums locaux qui peuvent ralentir (voire stopper) l'algorithme. Le choix d'apprentissage variable permet dans certains cas d'accélérer la convergence. Il arrive cependant qu'on reste au dessus du critère d'arrêt sans jamais l'atteindre. C'est souvent le signe que le mécanisme d'apprentissage est inadapté ou que l'architecture du réseau ne permet d'atteindre ce degré de précision. Dans ce cas il faut augmenter le nombre de neurones de la couche cachée ou changer de structure.
- ✖ **Le pas de correction des poids :** si le pas de correction des poids est très petit, l'apprentissage nécessite alors un temps très important. Par contre si ce même pas est très grand le réseau devient oscillatoire, ce qui compromet sa convergence. La solution à ce problème est de choisir un pas variable initialisé à une grande valeur comprise entre 0 et 1, et qui sera diminuer jusqu'à une valeur minimale positive fixée au préalable.
- ✖ **Le pas d'apprentissage :** le réglage du pas d'apprentissage  $\alpha(t)$  joue aussi un rôle important dans la vitesse de convergence. Ainsi il est préférable qu'il soit grand au début de l'apprentissage, et diminue au fur et à mesure que le réseau se rapproche de la solution. (La valeur du pas d'apprentissage est de l'ordre de 0.1 à 0.001).

- ✗ **La saturation du réseau** : si les poids prennent des grandes valeurs, les sorties deviennent grandes et se rapprochent de la zone de saturation de la fonction d'activation. La solution à ce problème est un compromis à faire entre :
  - 1- Le choix d'un pas de correction petit ;
  - 2- L'initialisation des poids à de très petites valeurs.
- ✗ **Problème de sur-apprentissage** : il faut aussi donner suffisamment d'exemples bien répartis (i.e. *représentatifs*) pour que le réseau généralise correctement, mais pas trop pour qu'il ne fasse pas de sur-apprentissage (i.e. de l'apprentissage par cœur) au détriment des capacités de généralisation. Un moyen simple de vérifier qu'il n'y a pas de sur-apprentissage consiste à comparer l'erreur quadratique globale du réseau qui décroît toujours, et l'erreur faite par le réseau sur la base de test qui diminue puis augmente lorsqu'il y a sur-apprentissage. La base de test ne doit jamais servir à l'apprentissage.
- ✗ **Le paramètre  $\eta$**  : appelé taux d'apprentissage, joue un rôle important. S'il est trop faible, la convergence est lente, et s'il est trop grand l'algorithme oscille entre des points différents à cause de l'existence de vallées et de plateaux à la surface de la fonction coût. Pour stabiliser la recherche des poids optimisant la fonction coût, une méthode consiste à ajouter un terme dit de "moment" ou « *momentum* » à l'expression d'adaptation des poids, l'idée est de donner une certaine "inertie" pour chaque poids, de sorte que sa mise à jour ne se fasse pas de manière brutale. Ceci permet alors d'utiliser un taux d'apprentissage relativement important sans pour autant augmenter les oscillations de la trajectoire sur la surface d'erreur. Le choix de ce facteur est cependant délicat, on peut d'ailleurs aboutir à des effets inverses, des oscillations ou un ralentissement de la convergence.
- ✗ **Le nombre d'itération** : On ne peut pas prévoir le nombre d'itération nécessaire à l'apprentissage.
- ✗ L'algorithme de rétropropagation introduit la dérivée première des fonctions d'activation. Il est cependant tout à fait envisageable d'utiliser d'autres algorithmes qui ne nécessitent pas de dérivation comme par exemple les algorithmes génétiques.

### 6.9.2.2 - Propriétés de généralisation et de validation

La généralisation concerne la tâche accomplie par le réseau une fois son apprentissage est achevé. Elle peut être évaluée en testant le réseau sur des données qui n'ont pas servi à l'apprentissage. Elle est influencée essentiellement par quatre facteurs :

1. La complexité du problème (sa nature) ;
2. L'algorithme d'apprentissage (son aptitude à trouver un minimum local assez profond, sinon le minimum global) ;
3. La complexité de l'échantillon (le nombre d'exemples et la manière dont ils représentent le problème) ;
4. La complexité du réseau (nombre de poids).

Généralement, le modèle possédant un nombre de paramètres modéré réalise un bon compromis entre précision d'apprentissage et bonne généralisation.

La validation croisée consiste à extraire de la base d'apprentissage, une partie des exemples qui serviront non pas à l'apprentissage, mais à l'évaluation après apprentissage de l'erreur commise par le réseau. Ils constituent la base de vérification.

Durant le processus itératif, l'erreur commise sur la base d'apprentissage est réduite à chaque itération. Si l'on procède à chaque itération à une validation croisée sur une base de l'erreur sur la base d'apprentissage conduit à une augmentation de l'erreur sur la base de vérification. Ce phénomène est bien connu en modélisation. Il correspond schématiquement au cas où l'on introduirait trop de variables explicatives dans un modèle. Il arrive alors que l'on n'explique plus le comportement global du système, mais aléas spécifiques aux données de l'apprentissage : on modélise les résidus ! On dit dans ce cas qu'il y'a "sur-apprentissage" ou "apprentissage par cœur". Dans ce cas, le modèle perd sa capacité de généralisation.

L'algorithme de rétropropagation dans sa forme de base utilise la technique de descente du gradient, celle-ci est parmi la plus simple, mais elle n'est pas très efficace dans le cas général car elle utilise peu d'information sur la surface de l'erreur. Dans la littérature, on trouve une grande quantité de techniques plus sophistiquées, dont on peut citer quelques unes :

- ✓ Gradient descendant avec taux d'apprentissage variable ;
- ✓ Rétropropagation résiliante ;
- ✓ L'algorithme du gradient conjugué ;
- ✓ L'algorithme de fletcher-reeves ;
- ✓ Algorithme de Quasi-Newton ;
- ✓ Algorithme de Levenberg-Marquardt.

Ce dernier algorithme sera utilisé dans notre travail pour sa rapidité de calcul par rapport à l'algorithme de rétropropagation classique.

## 6.10 - Commande neuronale directe du couple et de puissance de la MADA

### 6.10.1 - Commande neuronale directe du couple (DTC-RNA)

La structure de la commande neuronale directe du couple (DTC-RNA), de la machine asynchrone à double alimentations est représentée par la figure 6.25. Dont les comparateurs à hystérésis et la table de commutation sont remplacés par un contrôleur neuronal, et dont les entrées sont l'erreur du couple  $\varepsilon C_{em}$ , de flux  $\varepsilon \Psi_r$ , et la position (zone) du flux rotorique  $Z(i)$  ; et les sorties sont les impulsions  $S_a, S_b, S_c$  permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur.

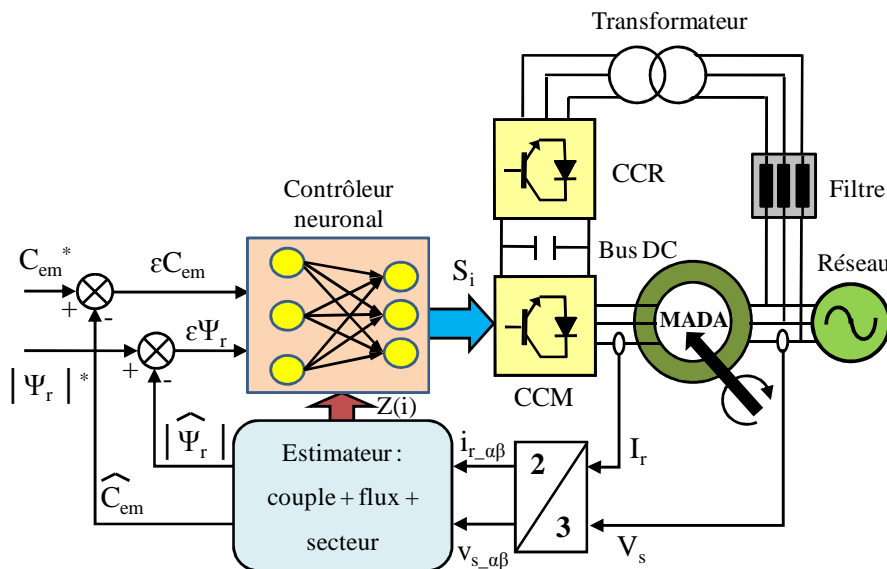


Fig.6.25 - Commande directe du couple de la MADA basée sur les RNA.

D'après les essais effectués sur les différentes structures, nous avons constaté que le choix le plus judicieux était de prendre une architecture de réseau de neurones multicouches à structure : 3-35-3, c'est à dire un MLP à 3 couches, une couche d'entrée contenant 3 neurones, une seule couche cachée contenant 35 neurones et une couche de sortie contenant 3 neurones aussi, utilisant respectivement les fonctions d'activations : 'logsig', 'tansig' et 'purelin' (figure 6.26).

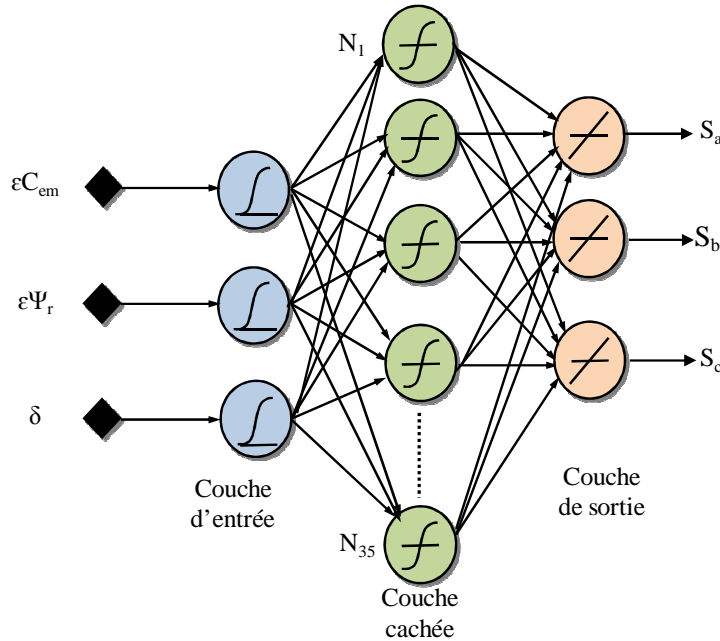


Fig.6.26 - L'architecture du RNA-MLP à structure 3-35-3 utilisé.

La mise à jour des poids et des Biais de ce réseau est réalisés par un algorithme de rétropropagation nommé l'algorithme de Levenberg-Marquardt (LM) [HAG94], [MOR77], [YAT90].

Afin de valider la stratégie de contrôle proposée (DTC-RNA), deux tests de simulation sont effectués dans les mêmes conditions d'exploitation que la DTC-C présentée dans le chapitre 4:

- 1) Test de suivi de consigne ;
- 2) Test de robustesse.

La figure 6.27 présente les résultats de simulation correspondants au premier test.

La figure 6.27-a montre la réponse du couple électromagnétique de la MADA avec une réduction importante des ondulations. Au régime transitoire la réponse du couple est très rapide et au régime permanent se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique faible (avec précision) comme il est montré dans la figure 6.27-b. On voit également sur les figures 6.27-c et 6.27-d que le flux rotorique suit parfaitement sa référence avec réduction importante de ses ondulations. Le courant statorique a une forme sinusoïdale avec moins de pics au démarrage ce qui est montré sur les figures 6.27-e et 6.27-f. De même pour le courant rotorique (figure 6.27-g) qui possède une allure sinusoïdale avec moins des fluctuations par rapport à la DTC-C, ce qui est nécessaire pour une bonne estimation du couple. La figure 5.27-h permet de vérifier le passage du mode hyposynchrone au mode hypersynchrone dans le fonctionnement de la MADA.

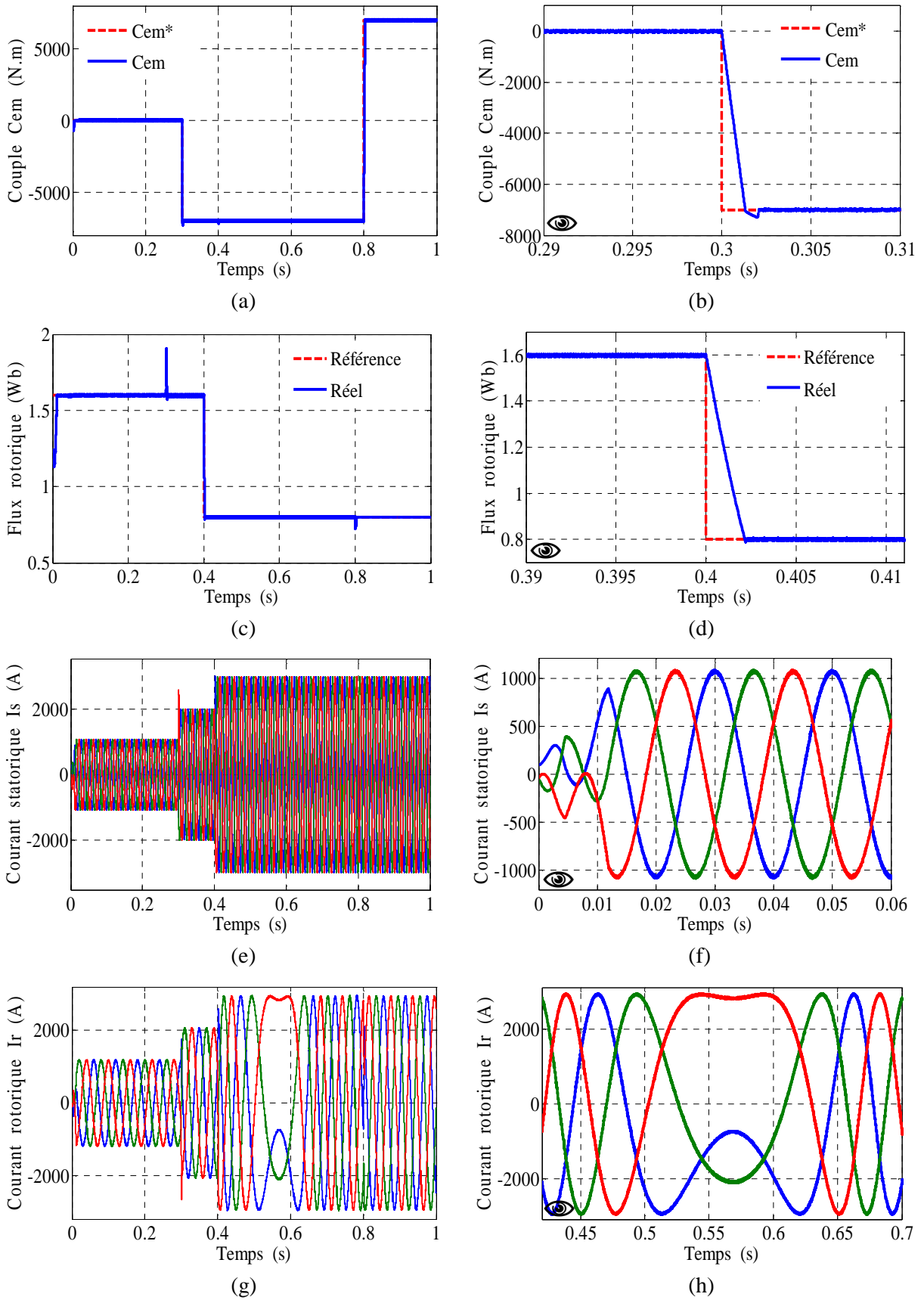


Fig.6.27 - Résultats de simulation de la commande DTC-RNA appliquée à la MADA.

Le second test a pour but de tester la robustesse de la commande DTC-RNA vis-à-vis les variations des paramètres de la MADA, donc nous allons effectuer une variation simultanée de 100% de la résistance rotorique ( $2 \times R_r$ ) et de 10% de l'inductance mutuelle ( $0.9 \times L_m$ ). La figure 6.28 représente le comportement dynamique du système lors de ce test. Les grandeurs les plus importantes sont le couple électromagnétique et le flux rotorique. D'après les résultats obtenus, on peut conclure que la DTC-RNA présente une solide robustesse en présence des variations paramétriques de la MADA. Malgré la présence d'une légère augmentation du temps de réponse du système, le découplage est toujours maintenu entre le couple et le flux, car cette stratégie de contrôle est moins dépendante des paramètres de la machine.

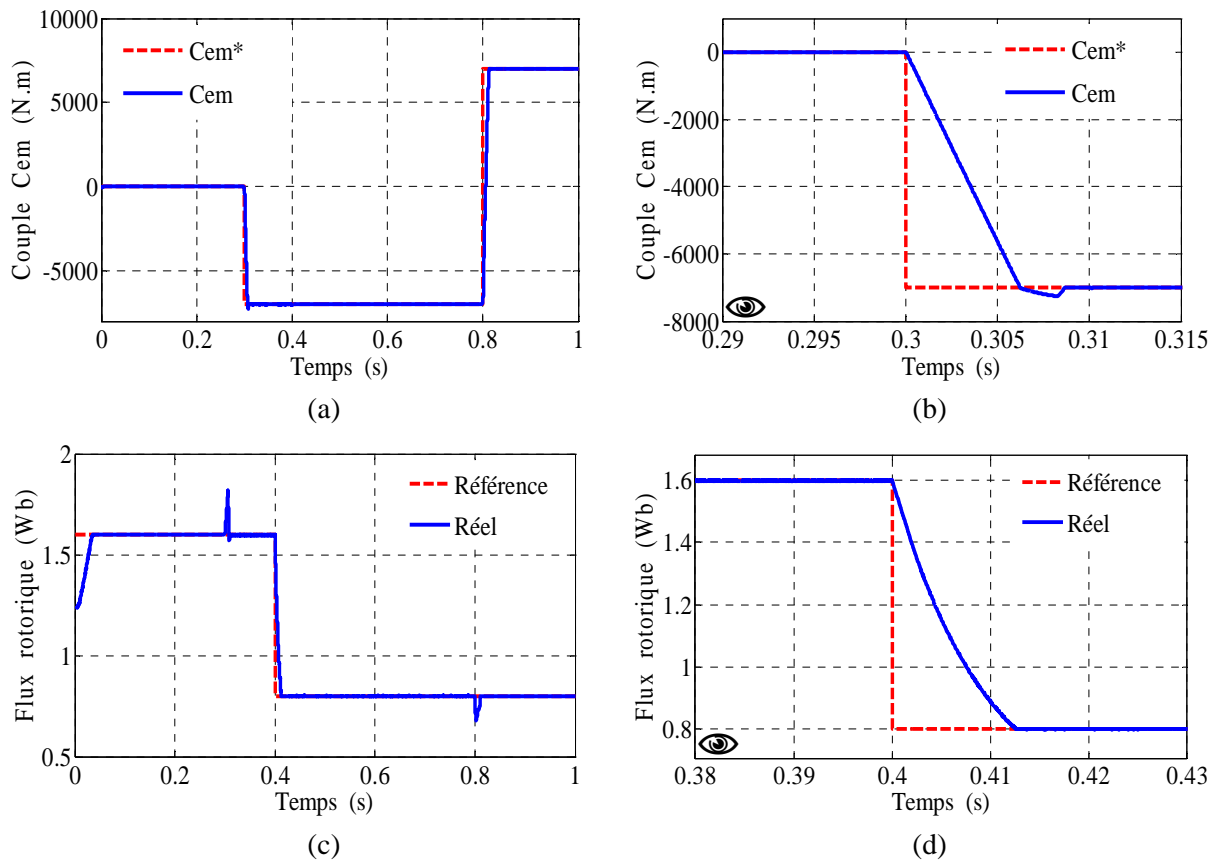


Fig.6.28 - La DTC-RNA vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.

Le deuxième but souhaité par l'utilisation de la stratégie DTC-RNA dans le contrôle de la MADA après la robustesse de la commande, été la réduction des oscillations du couple et de flux, autrement dit la diminution du taux d'harmoniques des courants. Dans ce constat, la figure 6.29, donne les résultats obtenus de l'analyse spectrale des courants la stratégie DTC-RNA à savoir le courant statorique (figure 6.29-a), et rotorique (figure 6.29-b). Ces résultats montrent que la DTC-RNA assure une meilleure qualité de la forme d'onde des courants statorique et rotorique, où le taux d'harmoniques (THD) du courant rotorique est de 30.76% seulement face à 78.14% dans le cas de la DTC-C.



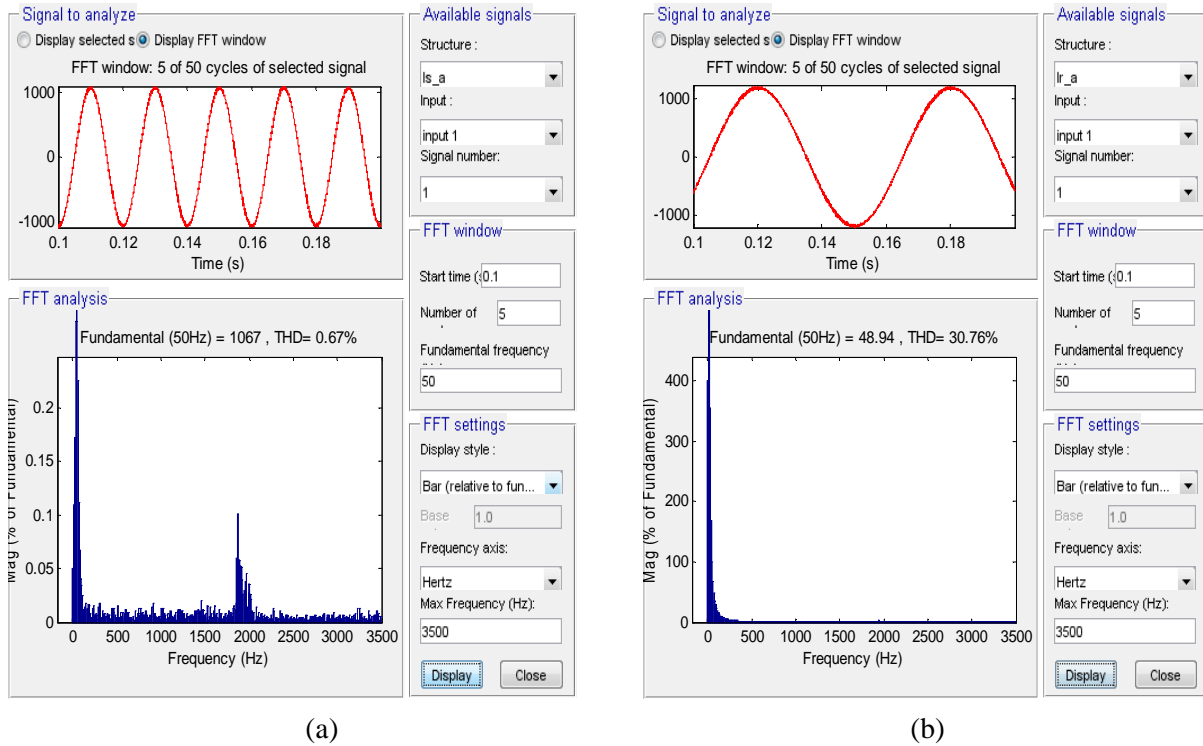


Fig.6.29 - Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

### 6.10.2 - Commande neuronale directe de puissance (DPC-RNA)

La structure de la commande neuronale directe de puissance (DPC-RNA), de la machine asynchrone à double alimentations est représentée par la figure 6.30.

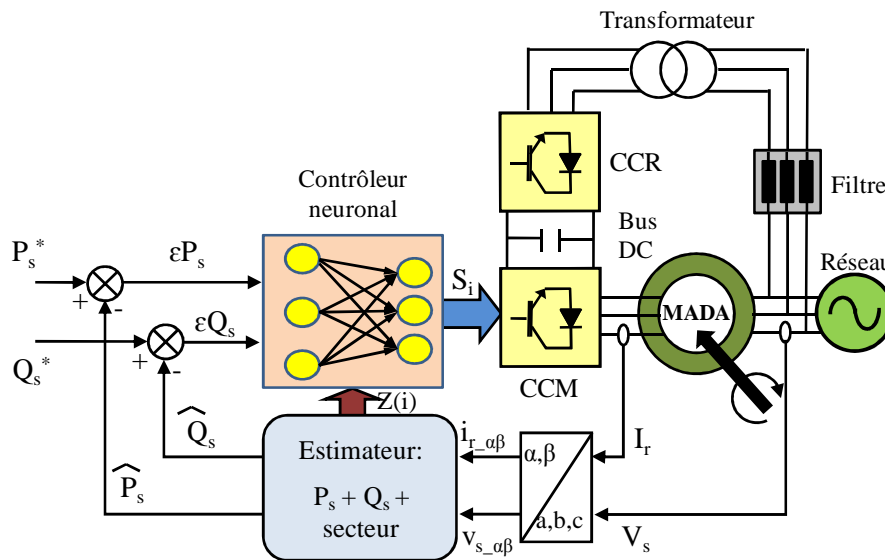


Fig.6.30 - Commande directe de puissance de la MADA à base des RNA.

Les comparateurs à hystérésis et la table de commutation de la DPC classique (DPC-C) sont remplacés par un contrôleur neuronal, et dont les entrées sont l'erreur de la puissance active  $\epsilon P_s$ , de la puissance réactive  $\epsilon Q_s$ , et la position (zone) du flux rotorique  $Z(i)$ ; et les sorties sont les impulsions  $S_a, S_b, S_c$  permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur. En adoptant ici le

même réseau de neurones utilisé pour la stratégie de contrôle DTC-RNA. Afin de tester les performances de cette stratégie de contrôle proposée, deux essais de simulation sont effectués dans les mêmes conditions d'exploitation que la DPC-C présentée dans le chapitre 5:

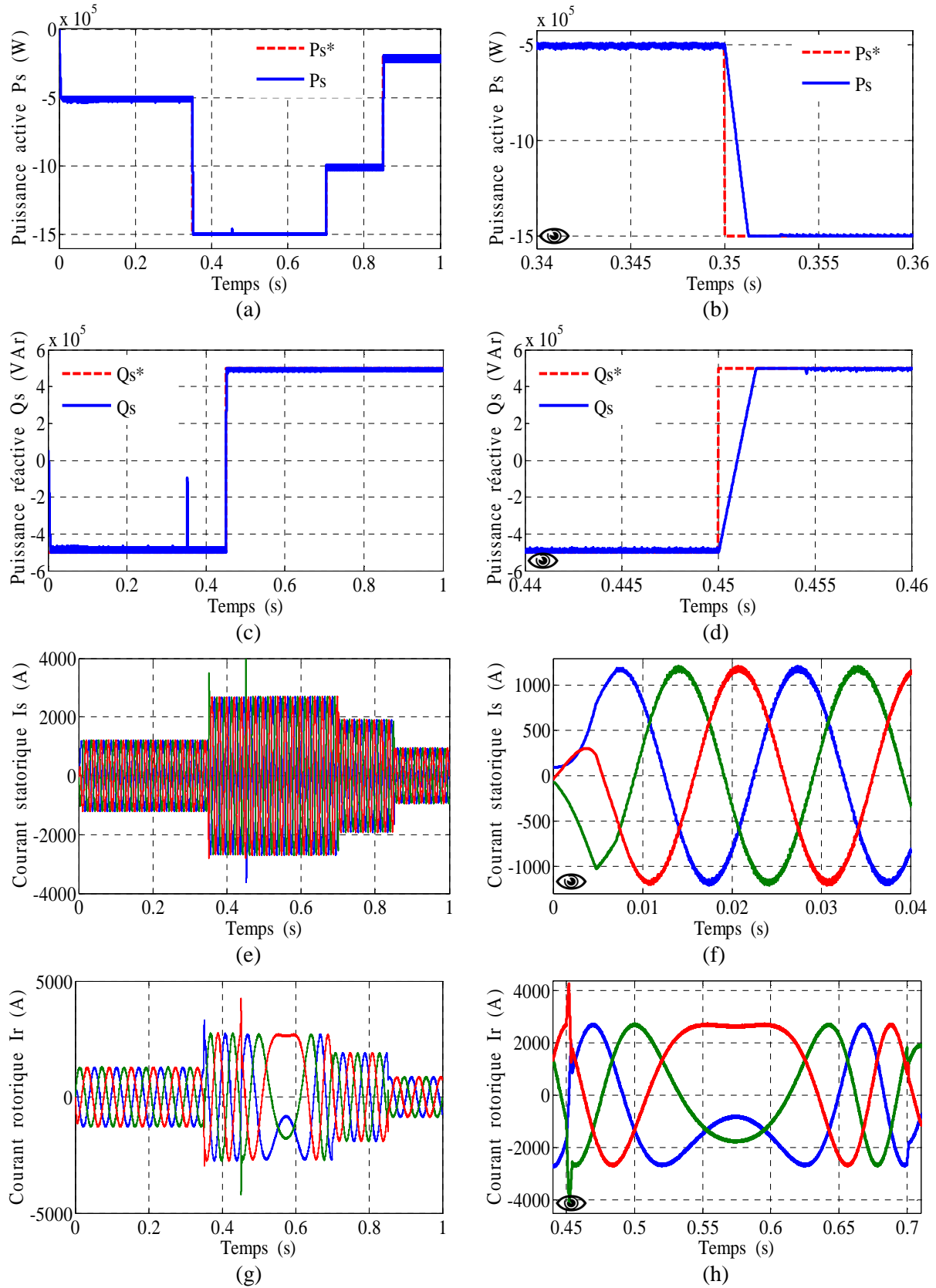


Fig.6.31 - Résultats de simulation de la commande DPC-RNA appliquée à la MADA.

- 1) Test de suivi de consigne ;
- 2) Test de robustesse.

D'où la figure 6.31 et 6.32 présentent les résultats de simulation du premier test et du deuxième test respectivement.

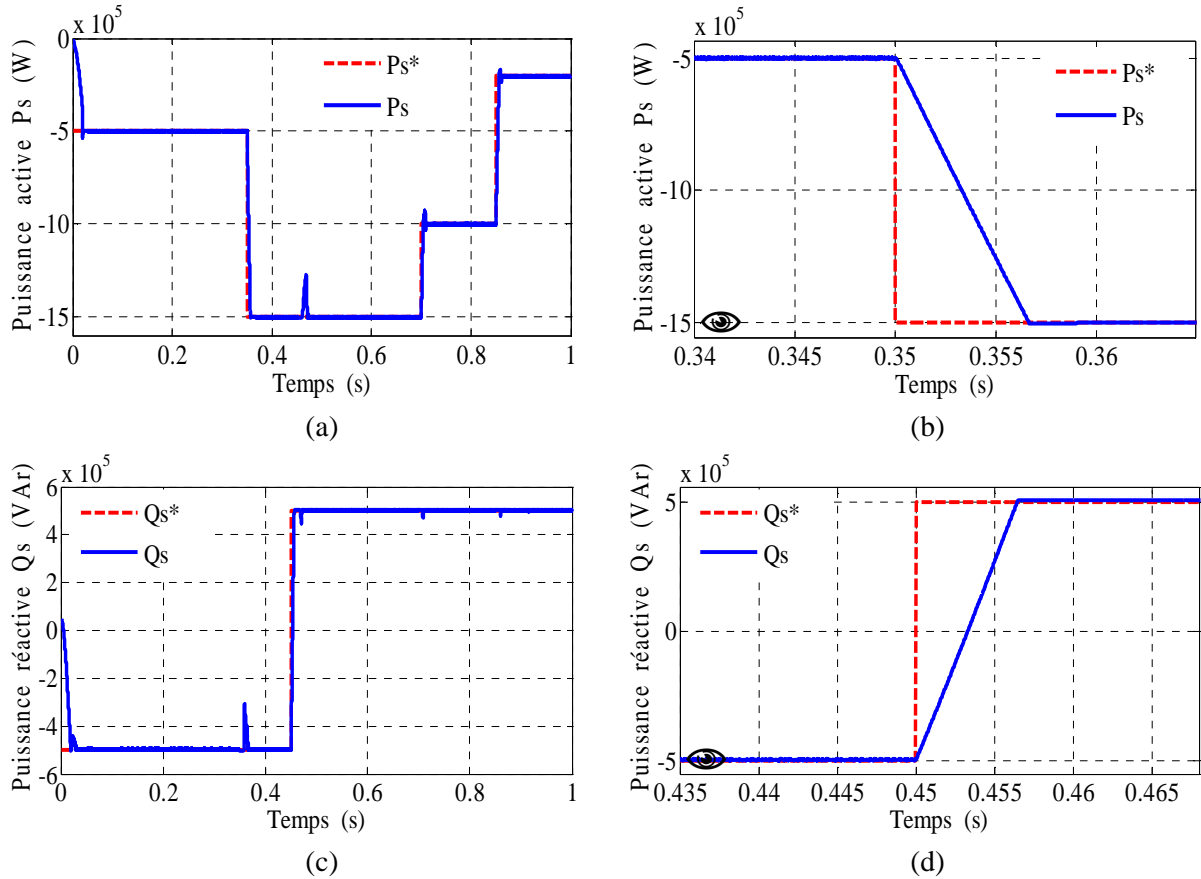


Fig.6.32 - La DPC-RNA vis-à-vis les variations paramétriques de la MADA.

Les résultats de la figure 6.31 montrent des bonnes performances dynamiques et statiques, tels que un temps de réponse très rapide et sans dépassement et une erreur statique minimale aussi bien pour la puissance active (figure 6.31-a et 6.31-b) que pour la puissance réactive (figure 6.31-c et 6.31-d). Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que les courants statoriques (figure 6.31-e et 6.31-f) et rotorique (figure 6.31-g et 6.31-h) ont des formes sinusoïdales avec moins d'ondulations, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau.

Les résultats du test de robustesse ont donnés par la figure 6.32, les grandeurs les plus importantes sont la puissance active et réactive. Dans les régimes transitoires, on peut remarquer une augmentation légère des temps de réponses des deux puissances, mais le découplage est toujours gardé entre les deux puissances avec une erreur statique très faible, malgré les variations paramétriques de la MADA. Ce qui nous a permis de montrer l'efficacité de la stratégie du contrôle proposée (DPC-RNA).

Cependant, l'analyse spectrale des harmoniques des courants présentée sur la figure 6.33, montre presque les mêmes performances que la stratégie DPC-SVM présentée dans le chapitre précédent, en terme de réduction du taux d'harmoniques des courants (THD). On estime un THD du courant rotorique de 68.18% pour la DPC-RNA versus 68.37% pour la DPC-SVM.

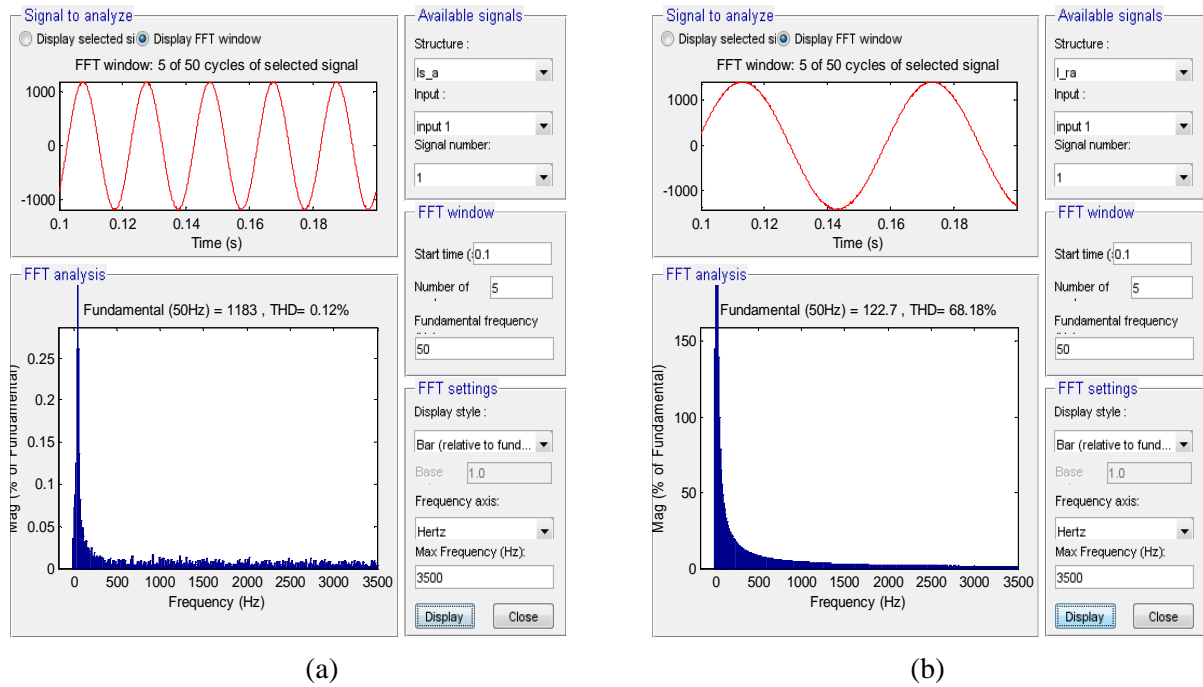


Fig.6.33 - Analyse harmonique des spectres des courants : (a) phase statorique, (b) phase rotorique.

### 6.11 - Conclusion

Les réseaux de neurones sont des techniques puissantes de traitement non linéaire de données, qui ont fait leurs preuves dans de nombreux domaines. Ces outils permettent de calculer des fonctions complexes, adaptables à un ensemble d'exemples par le biais d'algorithmes d'optimisation utilisant différentes techniques d'apprentissage.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté quelques éléments essentiels qui permettent de comprendre pourquoi, et dans quels cas, il est avantageux de mettre en œuvre des réseaux de neurones artificiels (RNA).

Dans la deuxième partie du chapitre, les réseaux de neurones artificiels ont combinés avec la DTC et la DPC classiques, afin d'obtenir deux nouvelles stratégies de contrôle (DTC-RNA et DPC-RNA) qui remplissent aux exigences de la commande prédéfinis dans cette thèse. C'est à dire des stratégies de commande robustes, fiables, capables d'améliorées le rendement énergétique du système, et qui avec le peu de broutement qu'elles engendrent, limitent le stress mécanique sur l'arbre de transmission de la MADA (objectif de la DTC-RNA) ; et aident à améliorer la qualité de l'énergie fournit par la MADA au réseau électrique (objectif de la DPC-RNA).

Les résultats de simulations ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple et de flux concernant la technique DTC-RNA et de puissance active et réactive concernant la DPC-RNA. Les ondulations au niveau du couple et des puissances sont moindres par rapport aux techniques classiques, ce qui est reflété sur la qualité des courants générés par la MADA.



# **Conclusion générale**

# Conclusion générale

Le marché des énergies renouvelables a connu un essor considérable durant ces dernières années. La consommation intensive de l'énergie électrique, l'augmentation des prix des hydrocarbures et le souci de préserver l'environnement ont conduit plusieurs pays à initier des programmes nationaux et internationaux destinés à produire de l'énergie électrique à partir des ressources renouvelables. Cette mutation a été accompagnée par la libéralisation du marché de l'électricité et la multiplication de la production renouvelable, notamment celle de type éolien. Cette dernière se distingue par son caractère aléatoire et intermittent qui est souvent à l'origine de sérieux problèmes liés à la stabilité du réseau électrique.

Le travail présenté dans cette thèse avait deux objectifs principaux :

Le premier porte sur la modélisation et la commande en puissance d'un système éolien à base de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par son convertisseur coté rotor CCM, en utilisant la technique MPPT afin de maximiser la puissance extraite du vent, et un système de stockage pour fournir une puissance constante au réseau.

Le second objectif concernait l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique par la MADA. Dans cette optique, différentes techniques sont proposées et comparées en terme de taux de distorsion harmonique des courants générés par la MADA vers le réseau.

Pour atteindre ces objectifs, le premier chapitre de ce travail a été consacré à l'établissement d'un état de l'art relatif à l'énergie éolienne. Nous avons rappelé les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. La structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente le meilleur avantage en terme de production de puissance élevée, en fonctionnement à vitesse variable, tout en réduisant le dimensionnement des convertisseurs statiques. Ceci nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation vu ces qualités de fonctionnement et son coût réduit de conception.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation complète et globale du système de conversion d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation. Les concepts électrotechniques liés à cette machine, la topologie, les domaines d'applications, les modes de fonctionnement de la MADA ainsi que les différentes configurations des convertisseurs statiques, sont analysés et présentés brièvement dans ce chapitre. Les modèles analytiques des différents constituants du système éolien à base de la MADA ont été établis en adoptant un modèle simplifié de cette dernière. Afin de maximiser la puissance extraite du vent par le système éolien, deux méthodes utilisant le contrôle MPPT ont été examinées : avec et sans asservissement de la vitesse de rotation. Les résultats obtenus par la stratégie MPPT ont montré que les deux méthodes donnent des résultats similaires.

Dans le troisième chapitre, la commande vectorielle a été étudiée. Elle permet de découpler le modèle de la MADA et de contrôler séparément l'échange des puissances active et réactive entre la MADA et le réseau. Deux méthodes sont envisagées ici: la commande directe et la commande indirecte. Après une synthèse du régulateur PI utilisé par cette stratégie de contrôle, nous avons établi une comparaison par simulation entre les deux méthodes de commande en termes de : suivi

de consignes, sensibilité aux perturbations et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la MADA. Le régulateur PI agit efficacement dans le cas du contrôle indirect tandis que, dans le contrôle direct, il présente des performances transitoires moins bonnes.

Dans le quatrième chapitre, on a proposé la stratégie de contrôle DTC (Direct torque control), appliquée au convertisseur CCM. Dans la première partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande DTC classique (DTC-C). Ce type de commande considère le convertisseur associé à la génératrice comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs sont présents. Premièrement, la détermination des états de commutation est déterminée par les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis. Deuxièmement, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC-C ont confirmé ces inconvénients (oscillations du couple et de flux et un taux d'harmoniques élevé des courants). Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons proposé l'utilisation de la DTC-3N dotée d'un onduleur multi-niveaux (trois niveaux) à structure NPC qui permet d'obtenir un grand nombre de vecteurs de tension pour améliorer le contrôle du couple et de flux et de réduire la fréquence de commutation. Les résultats de simulation montrent de bonnes performances traduites par une réduction des ondulations du couple et du flux, par une amélioration du THD des courants et une maîtrise de la fréquence de commutation.

Dans le cinquième chapitre, nous avons développé une autre stratégie de contrôle dite DPC (Direct Power Control) en faisant l'analogie avec le contrôle direct du couple (DTC). La stratégie DPC classique (DPC-C) propose de contrôler directement la puissance active et réactive de la MADA à l'aide des comparateurs à hystérésis et une table de commutation similaire à celle de la DTC-C. Cette stratégie de contrôle est plus simple et plus robuste que le contrôle vectoriel à cause de la moindre dépendance de paramètres de la MADA. Seulement cette stratégie de contrôle possède les mêmes inconvénients de la DTC-C, tels que : la fréquence de commutation variable et les fluctuations des puissances. Pour s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et améliorer les défauts de la commande DPC-C, nous avons opté pour une technique DPC-SVM qui repose sur l'utilisation d'une modulation MLI vectorielle (SVM). Les tests de simulation présentent les améliorations apportées par la DPC-SVM par rapport à la DTC classique (DPC-C). La dernière partie de ce chapitre a été dédiée à la l'utilisation du système de stockage à long terme (batteries). La configuration du système de génération utilisée dans cette étape est celle utilisée dans la deuxième partie du chapitre, c'est-à-dire que le convertisseur côté rotor (CCM) est commandé par la DPC-SVM. Dans ce cas, la MADA produit, grâce à la stratégie MPPT, le maximum de la puissance qui est disponible dans le vent à chaque instant et la mise en place de l'unité de stockage au borne du bus continu permet de gérer sa puissance et son énergie pour maintenir constante la puissance fournie au réseau en restituant ou en stockant selon la variation du vent. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'utilité du système de stockage pour ce type de systèmes de génération d'énergie électrique.

Pour remédier aux inconvénients des stratégies de contrôle classique DTC-C et DPC-C : la commande DTC et DPC basée sur l'intelligence artificielle ont été abordées dans le dernier

chapitre. Dans cette approche, les comparateurs à hystérésis et les tables de commutation des vecteurs des tensions ont été remplacés par un comparateur basé sur les réseaux de neurones artificiels (RNA). Nous avons adopté la même structure pour construire les deux contrôleurs neuronaux, celui de la DTC-RNA et de la DPC-RNA. Les résultats de simulation ont montré que la combinaison entre les méthodes classiques et réseaux de neurones artificiels a permis d'aboutir à un double avantage : des performances remarquables comparativement à la DTC-C et la DPC-C et une réduction sensible des fluctuations des grandeurs de sortie de la MADA et surtout l'amélioration du taux d'harmoniques des courants générés par celle-ci.

L'ensemble de ces travaux nécessitent une validation sur une plate forme expérimentale afin de confirmer les résultats de simulation des différentes méthodes de commande appliquées au système de conversion d'énergie éolienne à base de MADA, avec ou sans unité de stockage.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes pouvant contribuer à l'amélioration du fonctionnement du dispositif éolien sont envisageables :

- ✗ Etablissement d'un modèle complet de la MADA tenant en compte la résistance statorique ;
- ✗ Etablissement d'un modèle de la MADA plus réaliste prenant en compte la saturation magnétique ;
- ✗ Etude des perturbations inhérentes au couplage du système éolien avec le réseau électrique ;
- ✗ Utiliser d'autres techniques de l'intelligence artificielle (IA) pour l'amélioration des performances des stratégies de contrôle classiques DTC et DPC, tels que : la logique floue et neuro-floue.





# **Annexes**

# Annexes

## Annexe « A »

- ▶ *Paramètres du système éolien*
- ▶ *A.1 - Paramètres de la turbine éolienne [ELA04] :*

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Nombre des pales	3
Rayon du rotor $R$	35.25m
Gain du multiplicateur de vitesse $G$	90
Moment d'inertie total $J$	1000 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement visqueux $f_v$	0.0024N.m.s <sup>-1</sup>
Vitesse du vent de démarrage $v_d$	4m/s
Vitesse du vent d'arrêt $v_m$	25m/s

Tab. A.1 - Paramètres de la turbine éolienne de 1.5MW.

- ▶ *A.2 - Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation [ELA04] :*

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale $P_n$	1.5MW
Courant nominal $I_n$	1900A
Tension nominale statorique $V_s$	398/690V
Fréquence nominale statorique $f$	50Hz
Tension nominale rotorique $V_r$	225/389V
Résistance statorique $R_s$	0.012Ω
Résistance rotorique $R_r$	0.021Ω
Inductance statorique $L_s$	0.0137 H
Inductance rotorique $L_r$	0.0136H
Inductance mutuelle $L_m$	0.0135H
Tension du bus continu $U_{DC}$	1200V
Inertie totale $J$	1000kg.m <sup>2</sup>
Nombre de paires de pôles $p$	2

Tab. A.2 - Paramètres de la MADA de 1.5MW.

## Annexe « B »

### ► Synthèse du régulateur PI pour le contrôle MPPT :

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler la vitesse de rotation par un régulateur PI. Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique, la structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure B.1.

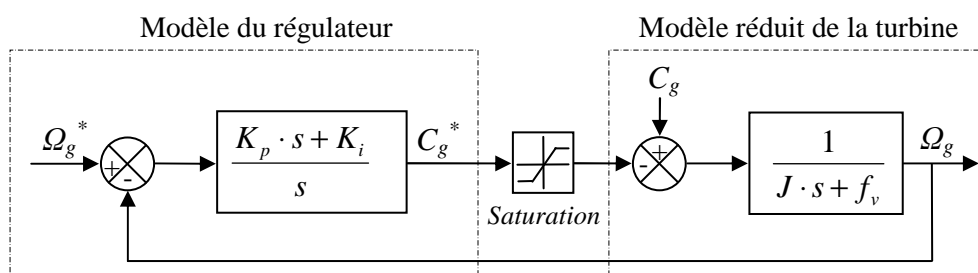


Fig. B.1 - Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

Nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme mathématique suivante :

$$\Omega_g = F(s) \cdot \Omega_g^* + G(s) \cdot C_g \quad (\text{B.1})$$

Où  $F(s)$  est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (\text{B.2})$$

Et  $G(s)$  est la fonction de la perturbation :

$$G(s) = \frac{s}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (\text{B.3})$$

Pour baisser l'effet de la perturbation ( $C_g$ ), nous avons intérêt à choisir une valeur élevée pour le gain  $K_{p\Omega}$ . L'autre gain est choisi de manière à avoir une fonction de transfert du 2<sup>ème</sup> ordre, ayant une pulsation naturelle et un coefficient d'amortissement, déterminés comme suit :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{J}} \\ \xi = \frac{f_v + K_p}{J \cdot 2\omega_n} \end{cases} \quad (\text{B.4})$$

Donc, pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_i = \omega_n^2 \cdot J \\ K_p = 2\xi J\omega_n - f_v \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

## Annexe « C »

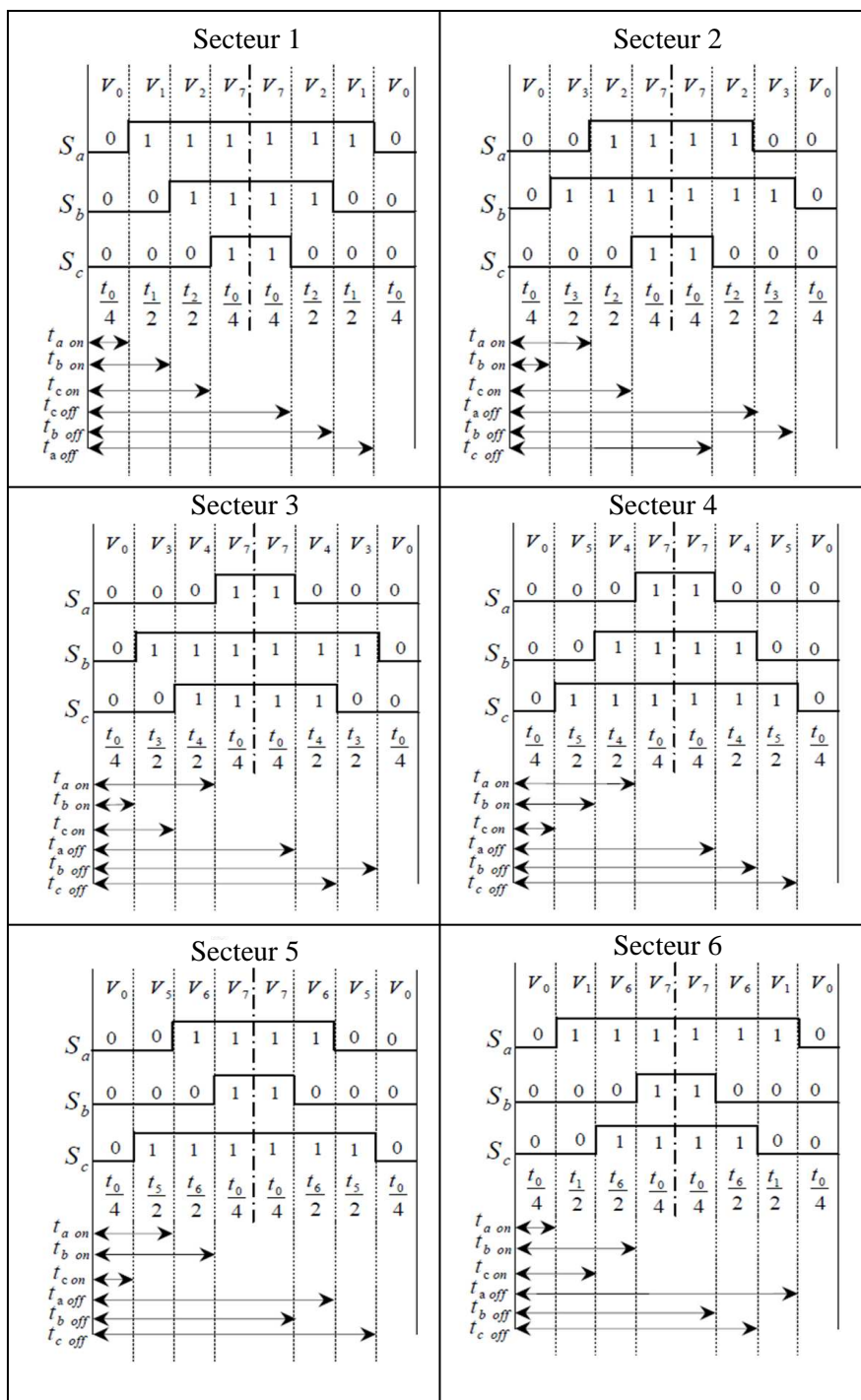
## ► La transformation de Concordia et de Clarke:

Transformation directe de Concordia	Transformation directe de Clarke
Passage du système triphasé $(a, b, c)$ vers le système biphasé $(\alpha, \beta)$	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \grave{a} - d \quad \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} [x_{abc}]^T$	
$\text{Avec } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\text{Avec } C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

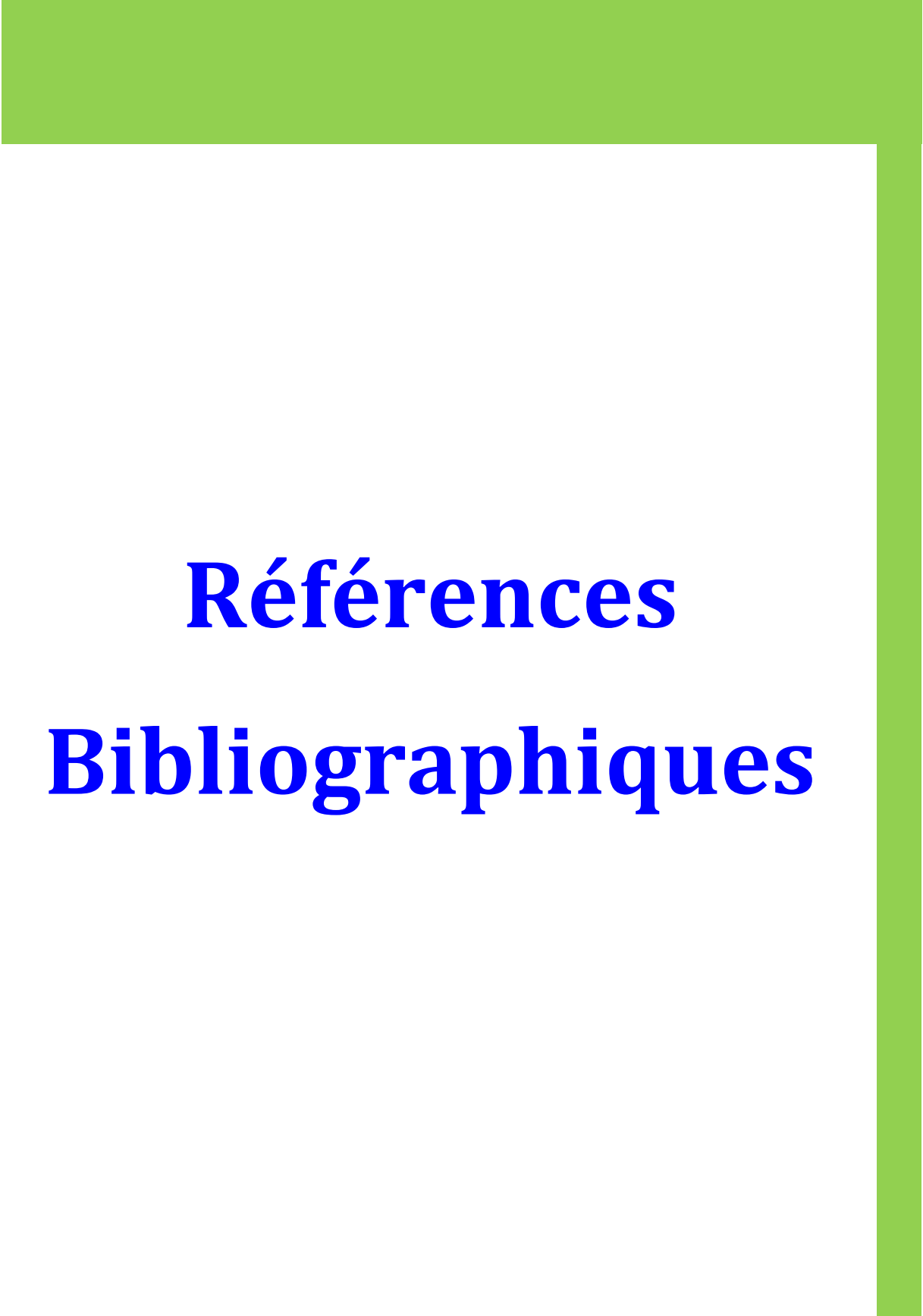
Tab. C.1 - La transformation de Concordia et de Clarke.

## Annexe « D »

► Détermination des séquences de commutation par l'algorithme SVM :



Tab. D.1 - Description des séquences de conduction des interrupteurs.



# **Références**

# **Bibliographiques**

# Références bibliographiques

## A

- [ABA08] G. Abad, M. A. Rodriguez, and J. Poza, « Three-level NPC converter based predictive direct power control of the doubly fed induction machine at low constant switching frequency »; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.55, No.12, pp.4417-4429, December 2008.
- [ABA08B] G. Abad, « Predictive direct control techniques of the doubly fed induction machine for wind energy generation applications »; PhD Thesis, Mondragon University, Arrasate, Spain, 2008.
- [ABA11] G. Abad and all, « Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation »; Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. Published by John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [ACK05] T. Ackermann, « Wind power in power systems »; John Wiley and Sons, Ltd, Londres, 2005.
- [ADEM] <http://www.ademe.fr>.
- [ADJ11] M. Adjoudj, « Commande d'une machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2011.
- [AGU10] D. AGUGLIA, « Conception Globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes »; Thèse Doctorale en Génie Electrique, Université Laval, Québec, Canada, Décembre 2010.
- [AHM10] A. Ahmidi, « Participation de parcs de production éolienne au réglage de la tension et de la puissance réactive dans les réseaux électriques »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Décembre 2010.
- [AKA04] H. Akagi, «Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan »; Proceeding of first international conference on power electronics systems and applications, pp.79-88, November 2004.
- [ALM07] R.G. De Almeida, J.A.P Lopes, « Participation of Doubly Fed Induction Wind Generators in System Frequency Regulation Power Systems »; IEEE Transactions on Vol.22, No.3, pp.944-950, August 2007.
- [ANT08] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, «Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation »; IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.55, No.12, pp.4381-4390, December 2008.
- [AWEA] <http://www.awea.org/>.

## B

- [BEC13] A. Bechouche, « Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone : application à une éolienne »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Tizi-Ouzou, Algérie, Avril 2013.
- [BEL08] C. Belfedal, S. Moreau, G. Champenois, T. Allaoui and M. Denai, « Comparison of PI and Direct Power Control with SVM of Doubly Fed Induction Generator »; Istanbul University, Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 8, No.2, pp. 633-641, 2008.
- [BEL11] B. Beltran, « Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur »; Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Juin 2011.
- [BEL14] K. Belgacem, « Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2014.
- [BER99] P. Berlu, « Calcul des Efforts Subis par les Eoliennes de Moyenne et Forte Puissance »; Thèse de Doctorat, Université des sciences et Technologies de Lille I, France, 1999.
- [BLA71] F. Blaschke, « A new method for the structural decoupling of A.C. induction machines »; In Conf. Rec. IFAC, Dussesrdorf, Germany, Oct.1971.
- [BOS01] B.K. Bose, « Artificial neural network applications in power electronics »; Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'2001), pp.1631–1638, Denver, CO, November-December 2001.
- [BOS07] B. K. Bose, « Neural network applications in power electronics and motor drives – an introduction and perspective »; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.54, No.1, pp. 14–33, 2007.
- [BOU06] B. Boukhezzar, « Sur les stratégies de commande pour l'optimisation et la régulation de puissance des éoliennes à vitesse variable »; Thèse de Doctorat, Université Paris XI, Février 2006.
- [BOU06] P. Bousseau, R. Belhome, E. Monnot, N. Laverdure , D. Boëda, D. Rove, S. Bacha, « Contribution of wind farms to ancillary service »; CIGRE 2006, Paris, 27 Aug.-1 Sept. 2006.
- [BOU15] Z. Boudjema, « Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque) »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Février 2015.
- [BOU91] P. Bourret, « Réseaux neuronaux : une Approche Connexionniste de l'IA »; Edition TEKNA, TOULOUSE, France, 1991.
- [BOY06] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne »; Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2006.
- [BUR01] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins and E. Bossanyi, « Wind Energy Handbook »; John Wiley & Sons, Ltd, 2001.



**C**

- [CAM03]** H. Camblong, « Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à Vitesse Variable »; Thèse de Doctorat, ENSAM, Bordeaux, France, Décembre 2003.
- [CAR09]** R. Cardenas, R. Pena, G. Tobar, J. Clare, P. Wheeler, and G. Asher, « Stability analysis of a wind energy conversion system based on a doubly fed induction generator fed by a matrix converter »; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.56, No.10, pp. 4194-4206, October 2009.
- [CHA10]** A. Chaiba, « commande de la machine asynchrone a double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Juillet 2010.
- [CHE06]** E. Chekhet, I. Shapoval, V. Mikhalsky and V. Sobolev, « Control of the stand-alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter »; Proc. of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems REBUS'06, pp.35-40, St. Petersburg, Russia, June 2006.
- [COU08]** V. Courtecuisse, « supervision d'une centrale multisources à base d'éoliennes et de stockage d'énergie connectée au réseau électrique »; Thèse de Doctorat, Université de Lille, France, Novembre 2008.
- [CRA03]** M. Crappe, « Commande et régulation des réseaux électriques »; Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0606-4, 2003.

**D**

- [DAT01]** R. Datta, V.T. Ranganathan, « Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors »; In: IEEE Trans. Power Electron., Vol.16, No.3, May 2001, pp.390-399.
- [DAV07]** A. Davigny, « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie »; Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2007.
- [DEF08]** F. Defaÿ, « Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif »; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2008.
- [DEL10]** G. Delille, « Contribution du stockage à la gestion avancée des systèmes électriques, approches organisationnelles et technico-économiques dans les réseaux de distribution »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, soutenue à Lille, France, Novembre 2010.
- [DEN10]** A. Dendouga, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) »; Thèse De Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Février 2010.

- [DEP88] M. Depenbrock, « Direct self control of inverter fed induction machines »; IEEE Trans. Power Electron., Vol.3, pp.420-429, 1988,.
- [DJE09] Y. Djeriri, « Commande vectorielle d'une MADA intégrée dans un système éolien »; Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Djilali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Décembre 2009.
- [DJE10] Y. Djeriri, A. Meroufel, « Field Oriented Control for Doubly Fed Induction Generator using an Artificial Neural Networks dedicated for Wind Energy Conversion Systems »; International Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010, Oran, 26-27 October 2010.
- [DJE10A] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum and A. Hammoumi, « Using space vector modulation technique to improve direct power control strategy of doubly fed induction generator based wind energy conversion systems »; 7th International Conference on Electrical Engineering, Batna, Algérie, pp.481-487, 08-10 October 2012.
- [DJE13] Y. Djeriri, A. Meroufel, B. Belabbès and A. Massoum, « Three-level NPC voltage source converter based direct power control of the doubly fed induction generator at low constant switching frequency »; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables- CDER, Algérie, Vol.16, No.1, pp.91-103, 2013.
- [DJE14A] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum and Z. Boudjema, « A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.169-168, June 2014.
- [DJE14B] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum, « Artificial neural network based direct torque control of doubly fed induction generator »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.71-79, June 2014.
- [DJE14C] Y. Djeriri, A. Meroufel, A. Massoum and Z. Boudjema, « Direct power control of a doubly fed induction generator based wind energy conversion systems including a storage unit »; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.1, pp.196-204, March 2014.
- [DJE15] Y. Djeriri, A. Meroufel, M. Allam, « Artificial neural network-based robust tracking control for doubly fed induction generator used in wind energy conversion systems »; Journal of Advanced Research in Science and Technology, JARST, Algeria, ISSN 2352-9989, Vol.2, No.1, pp.173-181, January 2015.
- [DRE02] G. Dreyfus, J. Martinez, M. Samuelides, M. Gordon, F. Badran, S. Thiria, L. Héroult, « Réseaux de neurones : méthodologie et application »; Eyrolles, Paris, France, 2002.
- [DRE08] G. Dreyfus, J. Martinez, M. Samuelides, M. Gordon, F. Badran, S. Thiria, L. Héroult, « Apprentissage statique : Réseaux de neurones, cartes topologiques, machine à vecteur supports »; Eyrolles, Paris, 2008.
- [DRE98] G. Dreyfus, Y. Idan, « The Canonical Form of Nonlinear Discrete-Time Models »; Neural Computation, Vol.10, No.1, 1998.

- [DRI05]** S. DRID, « Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation »; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, LSP-IE, Université de Batna, Algérie, Novembre 2005.

## E

- [ELA03]** S. El aimani, B. Francois, B. Robyns, F. Minne, « Modeling and simulation of doubly fed induction generators for variable speed wind turbines integrated in a distribution network »; 10th European conference on power electronics and applications (EPE 2003), Toulouse, France, September 2003.
- [ELA04]** S. El Aimani, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension »; Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, France, Décembre 2004.
- [ENER]** <http://www.energies-renouvelables.org/>.
- [EWEA]** <http://www.ewea.org/>.

## F

- [FIGA]** Le figaro; <http://www.lefigaro.fr>
- [FRA05]** B. Francois, B. Robyns, E. De Jaeger, F. Minne, « Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension »; Revue REE, No.5, pp.65-74, Mai 2005.

## G

- [GAI07]** A. Gaillard, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, « Fault Tolerant Back-to-Back Converter Topology for Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator »; International Review of Electrical Engineering, pp.629-636, August 2007.
- [GAI10]** A. Gaillard, « Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service »; Thèse de Doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, France, Avril 2010.
- [GHE07]** T. Ghennam, E.M. Berkouk, B. Francois, « Three level inverter controlled by means of hysteresis current control. Application to back to back structure »; IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007), Vigo, Spain, 04-07 June 2007.
- [GHE10]** T. Ghennam, E.M. Berkouk, « Back-to-back three-level converter controlled by a novel space-vector hysteresis current control for wind conversion systems »; Electric Power System Research, Elsevier, Vol. 10, No.5, pp.444-455, 2010.

- [GHE11] T. Ghennam, « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, Algérie, Septembre 2011.
- [GOU82] D. Le Gourrières, « Energie éolienne, théorie, conception et calcul pratique des installations », Edition Eyrolles, 1982.
- [GWEC] <http://www.gwec.net/>.

## H

- [HA00] In-Joong Ha, Sang-Hoon Lee, « An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers »; IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.4, August 2000.
- [HAG94] M.T. Hagan, M. Menhaj, « Training feedforward networks with the Marquardt algorithm »; IEEE Trans, Neural Networks, Vol.5, No.6, pp.989-993, 1994.
- [HAU06] E. Hau, « Wind turbines, Fundamentals, Technologies, Applications, Economics »; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2006.
- [HAY94] S. Haykin, « Neural Networks : A comprehensive foundation »; Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1994.
- [HEI98] S. Heier, « Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems »; Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [HOP00] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson, R.A. Lakin, « Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder »; IEE Proc., Elec. Power Appl., Vol.147, No.4, pp.241-250, July 2000.
- [HOP01] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, « Doubly-fed a.c machines: classification and comparison »; European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [HUN92] K.J. Hunt, D. Sbarbaro, R. Zbikowski, P.J. Gawthrop, « Neural networks for control systems – A survey »; Automatica, Vol.28, No.6, pp.1083–1112, 1992.

## I

- [IRW95] G. Irwin, K. Warwick, K. Hunt, « Neural network applications in control »; The Institution of Electrical Engineers, London, 1995.

## J

- [JEN00] N. Jenkins, R. Allan, P. Crossley, D. Kirschen, G. Strbac, « Embedded generation »; The Institution of Electrical Engineers (IEE), London, 2000.

- [JEO02] Seok Ho Jeon, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, « Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors »; IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol.49, No.3, June 2002.

## K

- [KAS06] N.M. Kasbadji, « Evaluation du gisement énergétique éolien. Contribution à la détermination du profil vertical de la vitesse du vent en Algérie »; Thèse de Doctorat. Université de Tlemcen, Algérie, 2006.
- [KAZ10] M. V. Kazemi, A. S. Yazdankhah, H. M. Kojabadi, « Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation »; Elsevier, Renewable Energy, vol. 35, no. 5, pp. 1033-1042, May 2010.
- [KAZ12] M. V. Kazemi, M. Moradi, R. V. Kazemi, « Minimization of powers ripple of direct power controlled DFIG by fuzzy controller and improved discrete space vector modulation »; Elsevier, Electric Power Systems Research, Vol.89, pp.23-30, March 2012.
- [KHA03] F. Khatounian, et al., « Control of a doubly-fed induction generator for aircraft application »; Records of IEEE IECON 2003, Roanoke, USA, pp.2709-2714, 2003.
- [KHO06] S. Khojet El Khil, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2006.
- [KUK00] D. Kukolj, F. Kulic and E. Levi, « Design of speed controller for sensorless electric drives based on AI techniques: a comparative study »; Artificial Intelligence in Engineering, Vol.14, pp.165-174, 2000.

## L

- [LAI01] Y.S. Lai, J.H. Chen, « A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction »; IEEE Trans. Energy Convers., Vol.16, No.3, pp.220-227, 2001.
- [LAN02] O. Langlois, « Raccordement d'éoliennes de petite puissance intégrées au bâtiment »; Contrat avec EDF R&D, DEA Génie Electrique de l'INPT, Septembre 2002.
- [LAV05] N. Laverdure, « Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires »; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Décembre 2005.
- [LEC04] L. LECLERCQ, « Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes »; Thèse de Doctorale Université de Lille, France, Décembre 2004.
- [LIS11] M. Liserre, R. Cárdenas, M. Molinas, J. Rodríguez, « Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks »; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.58, No.4, pp.1081–1095, April 2011.

- [LOH03] P. C. Loh, G. H. Bode, D. G. Holmes, and T. A. Lipo, « A time-based double-band hysteresis current regulation strategy for single-phase multilevel inverters »; IEEE Transaction on Industry Application, Vol.39, No.3, pp.883-892, May-June 2003.
- [LOP07] M. Lopez, « contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée »; Thèse de Doctorat, Université de Paris-Sud 11, France, 2007.

## M

- [MAL01] M. Malinowski, « Sensorless control Strategies for Three- Phase PWM Rectifiers »; PhD Thesis, University of Technology, Warsaw, 2001.
- [MAL04] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski « Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM) »; IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.51, No.2, pp.447-454, April 2004.
- [MAR09] D. Marin, « Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Avril 2009.
- [MAR11] R.A. De Marchi, F. J. Von Zuben, E. Bim, « A Neural Network Approach for the Direct Power Control of a Doubly Fed Induction Generator »; XI Brazilian Congress of Power Electronics, IEEE, Vol.1, pp.38-43, Natal, Brazil, September 2011.
- [MAT06] S. Mathew, « Wind Energy Fundamentals, Resource Analysis and Economics »; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg 2006.
- [MEM15] Ministère de l'énergie et des mines, Algérie; <http://www.mem-algeria.org/francais/index.php?page=enr>.
- [MER10] A. Meroufel, Y. Djeriri, A. Massoum et A. Hammoumi « Commande vectorielle par les réseaux de neurones artificiels de l'énergie d'une MADA intégrée à un système éolien »; Revue des Energies Renouvelables, Centre de Développement des Energies Renouvelables CDER, Algérie, Vol.13, No.4, pp. 669-682, 2010.
- [MEY97] T.A. Meynard, M. Fadal, N. Aouda, « Modelling of multilevel converters »; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.44, No.3, 1997.
- [MIR05] A. Mirecki, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.
- [MOR06] J. Morren, S. W.H. de Haan, W. L. Kling, J. A. Ferreira, « Wind turbine emulating inertia and supporting primary frequency control »; IEEE Transactions on Power Systems, Vol.21, No.1, pp.433-434, February 2006.
- [MOR77] J.J. Moré, « The Levenberg-Marquardt Algorithm: Implementation and Theory »; Numerical Analysis, ed. G. A. Watson, Lecture Notes in Mathematics 630, Springer Verlag, pp.105-116, 1977.
- [MOU12] A. Moualdia, M.O. Mahmoudi, L. Nezli, « Commande DTC et DPC d'un Eolienne à Vitesse Variable Basée sur la MADA »; International Conférence on Renewable Energie, (ICRE'12), Université A. Mira, Bejaia, Algeria, Avril-15- 16, 2012.

- [MOU14] A. Moualdia, « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne »; Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2014.
- [MUL02] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, « Doubly fed induction generator systems for wind turbines »; IEEE Industry Applications Magazine, pp.26-33, May–June 2002.
- [MUL03] B. Multon, « Production d'énergie électrique par sources renouvelables »; Techniques de L'Ingénieur, référence D4005, Mai 2003.
- [MUL04] B. Multon ; X. Roboam ; B Dakyo ; C. Nichita ; O Gergaud ; H. Ben Ahmed, « Aérogénérateurs électriques »; Techniques de l'Ingénieur, Traités de génie électrique, D3960, Novembre 2004.

## N

- [NAA05] A. A. Naassani, E. Monmasson, J.P. Louis, « Synthesis of direct torque and rotor flux control Algorithms by means of sliding-mode theory », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, No.3, pp.785-799, June 2005.
- [NAB81] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, « A new neutral point clamped PWM inverter,» IEEE Transaction on Industry Applications »; Vol.IA-17, No.5, pp.518–523, September- October 1981.
- [NGU10] N.K. Nguyen, Approche neuromimétiques pour l'identification et la commande des systèmes électriques : Application au filtrage actif et aux actionneurs synchrones, Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, Décembre 2010.
- [NOG98] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, « Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors »; In: IEEE Trans. Ind. Applications, 34 (1998), pp.473-479, May/June 1998.
- [NU98] Nations Unies; "Protocole de Kyoto à la Convention – Cadre des Nations Unies sur les changements climatiques", 1998.

## O

- [OUL05] D. Ould Abdeslam, Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : Application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension, Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, Décembre 2005.

## P

- [PAO09]** L.Y. Pao, K.E. Johnson, « A Tutorial on the Dynamics and Control of Wind Turbines and Wind Farms »; American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA June 10-12, 2009.
- [PAR04]** M. Parizeau, « Réseaux de neurones »; Notes de cours (GIF-21140 et GIF-64326), Université Laval, Canada, Automne 2004.
- [PEN10]** L. Peng, « Reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension »; Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lille, France, juin 2010.
- [PEN96]** R. Pena, J. C. Clare, G. M. Asher, « A Doubly Fed Induction Generator Using Back to Back PWM Converters Supplying an Isolated Load from a Variable Speed Wind Turbine »; IEE Proceedings on Electrical Power Applications, Vol.143, No.5, pp.380-387, September 1996.
- [PER14]** Extrait du Portail Algérien des Energies Renouvelables, Centre de développement des énergies renouvelables - CDER, <http://portail.cder.dz/spip.php?article4321>.
- [PIC13]** M. Pichan, H. Rastegar, M. Monfared, « Two fuzzy-based direct power control strategies for doubly-fed induction generators in wind energy conversion systems »; Elsevier, Energie, Vol. 51, pp.154-162, February 2013.
- [POI03]** F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne »; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Nantes, France, Décembre 2003.

## R

- [RAP10]** M. Rapin, J.M. Noël, « Energie Eolienne, principe - Etude de cas »; Dunod, ISBN : 978-2-10-050801-3, 2010.
- [RAS01]** M.H. Rashid, « Power electronics handbook, Academic Press »; ISBN-13: 978-0125816502, 2001.
- [REN21]** Rapport mondial sur les énergies renouvelables, 2012; [www.ren21.net/gsr](http://www.ren21.net/gsr).
- [RIO07]** E. Riolet, « Le mini-éolien »; Edition Eyrolles, 2007.
- [ROB10]** B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone »; Edition Technip, Paris, 2007.
- [ROD04]** J. Rodreguez , J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and H. Miranda, « A Novel direct torque control Scheme for induction machines with space vector modulation »; 35<sup>th</sup> annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen , Germany, pp.1392-1397, 2004.

## S

- [SAL07]** G. SALLOUM, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mars 2007.



- [SEG06] G. Segulier, « Convertisseurs De l'Electronique De Puissance : La Conversion Alternative-Continue »; Technique et Documentation Lavoisier, 3ème éditions, Vol.1, Paris, France, 2006.
- [SLO03] J.G. Slootweg, « Wind Power, modelling and impact on power system dynamics », PhD Thesis, Technical University of Delft, Pays-Bas, December 2003.

## T

- [TAK86] I. Takahashi and T. Noguchi, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor »; IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-22, No.5, October pp.820-827, 1986,.
- [TAL11] R. Taleb, « Commande des onduleurs multi-niveaux asymétriques pour l'entraînement des machines électriques »; Thèse Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabès, Sidi Bel-Abbès, Algérie, Avril 2011.
- [TAN95] Y. Tang, L. Xu, « A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System »; IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.10, No.4, pp.472-478, July 1995.
- [TAP03] A. Tapia, G. Tapia, X. Ostolaza, J. R. Saenz, « Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator »; IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.18, No.2, pp.194-204, June 2003.
- [TEN09] A. Teninge, « Participation aux services système de parcs éoliens mixtes : application en milieu insulaire »; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, Décembre 2009.
- [TOU08] R. Toufouti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone »; Thèse de Doctorat en Science en Electrotechnique, Université de Constantine, Algérie, Juin 2008.
- [TRA10] D.H. Tran, « Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne passive : Analyse de robustesse, validation expérimentale »; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Septembre 2010.
- [TRE09] E. Tremblay, « Contribution à la commande de l'éolienne a MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique »; M. ING, ETS (QC), Montréal, Canada, Janvier 2009.
- [TRE11] E. Tremblay, S. Atayde, 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, No.3, pp.288-299, July 2011.
- [TRIB] La tribune; <http://www.latribune-dz.com/>.
- [TSO97] H.S. Tsoukalas, R. E. Uhrig, « Fuzzy and neural approaches in engineering »; New York: Wiley and Sons, 1997.

## V

- [VID04] P. E. VIDAL, « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation »; Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.

## W

- [WID90] B. Widrow, M. A. Lehr, « 30 years of adaptive neural networks: Perceptron, Adaline, and Back-propagation »; Proceedings of the IEEE, Vol.78, No.9, pp.1415-1442, 1990.
- [WID96] B. Widrow, E. Walach, « Adaptive inverse control »; Prentice Hall, Inc, 1996.
- [WIL05] T. WILDI, G. SYBILLE, « Electrotechnique »; 4<sup>ème</sup> édition, Edition de Boeck, ISBN PUL 2-7637-8185-3, Canada, Juin 2005.
- [WIR09] P. Wira, « Approches neuromimétiques pour l'identification et la commande »; Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Haute Alsace, France, Novembre 2009.
- [WIR09A] P. WIRA, « Réseaux de neurones artificiels : architectures et applications »; Cours pour l'école doctorale de SBA, Université de Haute Alsace, Laboratoire MIPS, Mulhouse, France, Avril 2009.
- [WOB03] A. Wobben, « 4.5 MW turbine »; In Proc. European Wind Energy Conference And Exhibition, Madrid Spain, Jun. 16-19, 2003.
- [WON01] M.C. Wong, Z.Y. Zhao, Y.D. Han, and L.B. Zhao, « Three-dimensional pulse width modulation technique in three-level power inverters for three-phase four-wired system »; IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.16,No.3, pp.418-427, May 2001.
- [WWEA] <http://www.wwindea.org/WWEA>.

## X

- [XU06] L. Xu, P. Cartwright, « Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation »; IEEE Trans. Energy Conversion, Vol.2, No.3, pp.750-758, September 2006.

## Y

- [YAT90] D. Yathley, « Back propagation neural networks for non-linear self tuning adaptive control »; IEEE, Control systems magazine, pp.44-99, January 1990.

## Z

- [ZAI07] R. Zaimeddine, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux »; Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Juillet 2007.
- [ZAI11] R. Zaimeddine, T. Undeland, « Control of a Grid-Connected Double-Fed Induction Generator Wind Turbine »; IEEE Trondheim PowerTech Conf., pp.1-7, 2011.

ملخص

**Résumé**

**Abstract**

**ملخص :**

تتناقش هذه الأطروحة النمذجة والتحكم والمحاكاة لنظام تحويل طاقة الرياح يعتمد على مولدة لانتزامية مزدوجة التغذية، حيث عنصرها الساكن متصل مباشرة بالشبكة بينما الدوار فهو مغذى عن طريق موجين ثلاثي الأطوار موصولين فيما بينهما بوسيلة التيار المستمر. الفكرة تعتمد على تطبيق نظام تحكم منفصل للمولدة لضمان جودة أفضل للطاقة وجعل النظام غير حساس للاضطرابات. بعد نمذجة سلسلة تحويل طاقة الرياح كاملة مع وحدة التحكم MPPT، نوعين من التحكم الشعاعي كانتا موضوع تحليل من أجل التحكم المنفصل للطاقة النشيطة والتفاعلية: التحكم المباشر و التحكم الغير المباشر، استنادا على مصححات تقليدية من نوع PI. وفقا لنتائج المحاكاة المحصل عليها، التحم الشعاعي الغير مباشر ذات حلقتين متداخلتين من التحكم أظهر أداء أفضل في حالة نظام ثابت. في حالة إذا تعرض النظام إلى تغيرات في الإعدادات، إستراتيجيتين من التحكم ظهرتا كمنافستين لتقنية التحكم الشعاعي ألا وهما التحكم المباشر في العزم (DTC) و التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC). النتائج المتحصل عليها أثبتت فعالية استراتيجيات التحكم المقترحة من حيث المتانة. ومع ذلك، فإن وجود المصححات التباطئية يطرح مشكل التذبذبات على مستوى مختلف القياسات المخرجة من المولدة. اقترحنا اثنتين من التقنيات لمعالجة هذه المشكلة، DTC-3N و DPC-SVM. لتحقيق هدفنا، اخترنا تقنيات الذكاء الاصطناعي اعتمادا على الشبكات العصبية: DTC-RNA و DPC-RNA. تحسين النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة تم التحقق من صحتها بالمقارنة مع الاعمال المدرجة في قائمة المراجع.

**كلمات مفتاحية :**

طاقة الرياح، مولدة لانتزامية مزدوجة التغذية، MPPT، تحكم شعاعي، DTC، DPC، DTC-3N-NPC، DPC-SVM، DTC-RNA، DPC-RNA.

**Résumé :**

Cette thèse traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) connectée directement au réseau par son stator et pilotée par son rotor par deux convertisseurs statiques. L'idée consiste à implémenter un système de contrôle découplé de la GADA pour assurer une meilleure qualité d'énergie et rendre le système insensible aux perturbations. Après la modélisation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne complète avec exploitation de la commande MPPT, deux types de contrôle vectoriel ont fait l'objet de l'analyse pour le contrôle indépendant de la puissance active et réactive : la commande directe et la commande indirecte, basées sur des régulateurs classiques de type PI. D'après les résultats de simulation obtenus, la commande vectorielle indirecte avec deux boucles en cascades présente de meilleures performances pour un système invariant. Dans le cas où le système est soumis à des variations paramétriques, deux stratégies de contrôle sont apparues comme concurrentielles à la technique de contrôle vectoriel à savoir la commande directe du couple (DTC) et la commande directe de puissance (DPC). Les résultats obtenus mettent en évidence l'efficacité des stratégies de commande proposées en terme de robustesse. Cependant, la présence des correcteurs à hystérésis pose le problème de fluctuations sur les différentes grandeurs de sortie de la GADA. Deux techniques ont été préposées pour remédier à ce problème, DTC-3N et DPC-SVM. Pour atteindre notre objectif, nous avons opté pour les techniques d'intelligence artificielle à base de réseaux de neurones: DTC-RNA et DPC-RNA. L'amélioration des résultats obtenus en simulation a été validée comparativement aux travaux des articles cités en bibliographie.

**Mots clés :** Energie éolienne, GADA, MPPT, Commande vectorielle, DTC, DPC, DTC-3N-NPC, DPC-SVM, DTC-RNA, DPC-RNA.

**Abstract :**

This thesis treats the modeling, the control and the simulation of a wind energy conversion system based a doubly fed induction generator (DFIG) connected directly to the grid by its stator and controlled by its rotor by back-to-back converter. The idea consists to implement a decoupled control system of the DFIG to ensure a better quality of energy and to make the system insensitive to disturbances. After the modeling of the full wind energy conversion system with MPPT, two types of vector control made the object of analysis for the independent control of active and reactive power: the direct control and the indirect control, based on conventional PI controllers. According to the obtained simulation results, the indirect vector control with two cascaded loops present the best performances for an invariant system. If the system is affected by parameters variations, two strategies of control appeared competing with the vector control technique, namely the direct torque control (DTC) and the direct power control (DPC). However, the presence of the hysteresis controllers poses the problem of fluctuations on the various output variables of the DFIG. Two techniques were proposed to cure this problem, DTC-3N and DPC-SVM. To achieve our objective, we chose the artificial intelligence techniques based neural networks: DTC-ANN and DPC-ANN. The improvement of the obtained results by simulation was validated compared to works of the papers quoted in bibliography.

**Key words :**

Wind energy, DFIG, MPPT, Vector control, DTC, DPC, DTC-3N-NPC, DPC-SVM, DTC-RNA, DPC-RNA.