

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique

Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

M^{lle}. MASSOUM Sarra

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat LMD 3^{ème} Cycle : Commande électrique

Intitulé de la thèse :

**Contrôle avec les techniques de l'intelligence artificielle
d'une source d'énergie éolienne à base d'une machine
asynchrone à double alimentation**

Présentée devant le jury composé de :

M ^r . SAYAH Hourì	Prof à UDL Sidi Bel-Abbès	Président
M ^r . MEROUFEL Abdelkader	Prof à UDL Sidi Bel-Abbès	Directeur de thèse
M ^r . WIRA Patrice	Prof à UHA, IUT, Mulhouse, France	Co- Directeur de thèse
M ^r . MANSOURI Abdallah	Prof à ENP Oran	Examineur
M ^r . BENTAALLAH Abderrahim	MC (A) à UDL Sidi Bel-Abbès	Examineur

Remerciements

Je tiens à remercier tout premièrement ALLAH le Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il ma donné durant toutes ces longues années.

C'est un agréable plaisir pour d'exprimer mes remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur Abdelkader MEROUFEL, (Professeur au département d'Electrotechnique de l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes), pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son attention et ses précieux conseils qui m'ont été très utiles pour mener à bout cette thèse.

Que Monsieur Patrice WIRA, Professeur de l'Université à l' IUT, Haute Alsace, Mulhouse, France, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je remercie vivement Monsieur Houari SAYAH, Professeur à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur Abdellah MANSOURI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je remercie Monsieur Abderrahim BENTAALLAH , Maître de Conférences (A) à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes pour l'honneur qu'il ma fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur Youcef DJERIRI Maître de Conférences (B) à l'Université de Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, pour ses qualités humaines en premier lieu et pour son soutien.

Je remercie vivement ma chère amie «BELAIMECHE Fatima Zohra »

Un gros merci à tous les enseignants du primaire à l'université qui ont contribué à ma formation sans exception.

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues pour le soutient tout moral et matériel

Dédicace

Je dédie ce travail

A ma très chère mère.

A mon cher père.

A mes chers frères et ma sœur.

A toute la famille : MASSOUM

A ma très chère amie : BELAIMECHE Fatima Zohra



SOMMAIRE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LA CONVERSION EOLIENNE	5
1. INTRODUCTION	5
2. SOURCES D'ENERGIE RENOUVELABLE	5
2.1 SOURCE HYDRAULIQUE	6
2.2 SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE	6
2.3 SOURCE MARINE	7
2.4 SOURCE EOLIENNE	7
2.5 GÉOTHERMIE	8
3 L'ENERGIE EOLIENNE	9
3.1 UN AEROGENERATEUR (L'EOLIENNE)	9
4. HISTORIQUE DE L'EOLIENNE	10
5. L'ENERGIE EOLIENNE AU MONDE	10
6 L'ENERGIE EOLIENNE EN ALGERIE	11
7. LES DIFFERENTS TYPES D'UN SYSTEME EOLIEN	13
7.1 EOLIENNES A AXE VERTICAL	13
<i>7.1.1 Aérogénérateurs à Rotor de Darrieus</i>	14
<i>7.1.2 Aérogénérateurs à Rotor de Savonius</i>	15
<i>7.1.3 Avantages et Inconvénient des Machines à Axe Vertical</i>	15
7.2 EOLIENNES A AXE HORIZONTAL	16
<i>7.2.1 Avantages et Inconvénient des Machines à Axe Horizontal</i>	17
7. LES DIFFERENTES CHAINES DE CONVERSION EOLIENNE	17
7.1 GENERATEUR ASYNCHRONE	18
7.2 GENERATEUR SYNCHRONE	19
8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE	20
8.1 AVANTAGES	20
8.2 LES INCONVENIENTS	20
9. CONCLUSION	21
CHAPITRE 2 : MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION	23
EOLIENNE A BASE DE MADA	23
1. INTRODUCTION	23

2. MODELE DU VENT	24
3. MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE	25
3.1. <i>L'ENERGIE DISPONIBLE DANS LE VENT</i>	25
3.2. <i>MODELE AERODYNAMIQUE DES PALES</i>	28
3.3. <i>MODELE DE LA PARTIE MECANIQUE</i>	30
4. STRATEGIE DE COMMANDE DE LA TURBINE EOLIENNE	31
4.1. <i>EXTRACTION DU MAXIMUM DE LA PUISSANCE DU VENT</i>	31
4.2. <i>REGULATION DU SYSTEME A CALAGE "PITCH CONTROL"</i>	33
4.3. <i>STRATEGIE DE MAXIMISATION DE PUISSANCE "MPPT"</i>	33
4.3.1. <i>Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation avec régulation classique PI</i>	34
4.3.2. <i>Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation [13, 37, 38, 39]</i>	36
4.4. <i>RESULTAT DE SIMULATION</i>	38
5. CONCLUSION	41
CHAPITRE 3 : MODELISATION DE LA MADA ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR A TROIS NIVEAUX	43
1. MODELISATION LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)	43
1.1 MODELISATION DE LA MADA	43
1.2 HYPOTHESE SIMPLIFICATRICES	43
1.3 <i>MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASE</i>	44
1.4 <i>MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE BIPHASE</i>	46
1.5 <i>MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE BIPHASE AVEC ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE</i>	49
2. ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	52
2.1 ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC	52
2.1.1 <i>Introduction</i>	52
2.1.2 <i>Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux</i>	53
2.1.3 <i>Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux</i>	54
2.2 STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC	56
2.2.1 <i>Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI</i>	57
2.2.2 <i>La commande par la Modulation vectorielle</i>	57
3. CONCLUSION	58
CHAPITRE 4 : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE (DPC) DE LA MADA	60
1. INTRODUCTION	60
2. THEORIE DE LA COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE	60
2.1 PRINCIPE GENERALE DE LA DPC CLASSIQUE	61
2.2 DPC CLASSIQUE DE LA GADA	62

2.2.1 Estimation de la puissance active et réactive	62
2.2.2 Choix des comparateurs à hystérésis	64
2.3 DPC PAR LA MODULATION VECTORIELLE (SVM)	64
2.3.1 Principe de la MLI vectorielle (PWSVM)	65
2.3.2 Table de commutation DPC-NPC	65
3. RESULTATS DE SIMULATION	67
4. CONCLUSION	71
CHAPITRE 5 : COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCES A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE	73
1. INTRODUCTION	73
2. GENERALITES SUR LA LOGIQUE FLOUE	74
2.1. FONCTION D'APPARTENANCE	75
2.2 DIFFERENTES FORMES DE FONCTION D'APPARTENANCE	76
2.3 FORMULATION MATHEMATIQUE DES FONCTIONS D'APPARTENANCE	77
2.3.1 <i>Fonction triangulaire</i>	78
2.3.2 <i>Fonction trapézoïdale</i>	78
2.4 OPERATEURS DE LA LOGIQUE FLOUE	78
2.4.1 Opérateur "NON"	78
2.4.2 Opérateur "ET"	79
2.4.3 Opérateur "OU"	79
2.5 OPERATIONS LOGIQUES SUR LES SOUS-ENSEMBLES FLOUES	80
2.6 VARIABLES LINGUISTIQUES	81
2.6.1 <i>Relations floues</i>	82
2.6.2 <i>Opérations sur les relations floues</i>	82
2.6.3 <i>Implication floue</i>	83
3. STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOUE	83
3.1 STRUCTURE D'UNE COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE	84
3.1.1 <i>Fuzzification des entrées</i>	84
3.1.2 <i>Mécanisme d'inférences</i>	85
3.1.3 <i>Description linguistique</i>	85
3.1.4 <i>Matrice d'inférence</i>	85
3.1.5 <i>Défuzzification</i>	87
4. COMMANDE DPC FLOUE	89
5. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION	89
6. CONCLUSION	94
CHAPITRE 6 : DPC A BASE DES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS	96
1. INTRODUCTION	96
2. HISTORIQUE	97

3. OBJECTIFS DE LA COMMANDE PAR LES RNA	98
4. DEFINITION DES RESEAUX DE NEURONES	99
5. LES NEURONES FORMELS	100
5.1 MODELISATION D'UN NEURONE FORMEL	101
5.2 FONCTIONS D'ACTIVATIONS	103
6. ARCHITECTURE DES RESEAUX DE NEURONES	105
6.1 LES RESEAUX DE NEURONES NON BOUCLES	105
6.2 RESEAUX DE NEURONES MONOCOUCHE	106
6.3 RESEAUX DE NEURONES MULTICOUCHE	106
6.4 LES RESEAUX DE NEURONES BOUCLES	107
7. MODELES DES RESEAUX DE NEURONES	108
7.1 MODELE DE HOPFIELD	108
7.2 MODELE DE KOHONEN	108
8. APPRENTISSAGE ET MEMOIRE	108
8.1. PRINCIPE DE L'APPRENTISSAGE SUPERVISE	109
8.2. LA REGLE DE HEBB	109
8.3. LE PERCEPTRON	110
8.4. L'ADALINE: ADAPTIVE LINEAR ELEMENT	110
7.4 MODELE ADALINE	113
9. LES RESEAUX MULTICOUCHE ET L'APPROXIMATION DE FONCTIONS	113
9.1. LE PERCEPTRON MULTICOUCHE (MLP)	113
9.1.1. Structure du réseau	113
9.1.2. L'algorithme de la rétropropagation du gradient d'erreur (Backpropagation)	113
10.2. PROPRIETES ET PROBLEMES	116
10.2.1. Propriété d'approximation universelle	116
10.2.2. Problème des valeurs initiales des poids du réseau	117
10.2.4. Problème du réglage du pas d'apprentissage	117
11. LE RESEAU A FONCTION RADIALE DE BASE (RBF)	117
12. COMMANDE NEURONALE DIRECTE DE PUISSANCE DE LA MADA	118
12. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION	119
13. CONCLUSION	124
CONCLUSION GENERALE	127
BIBLIOGRAPHIES	129
Annexe A	



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Pour la production électrique par l'énergie éolienne plusieurs structures sont utilisées éolienne a axes vertical ou horizontal et plusieurs méthodes sont proposer a vitesse fixes ou variable. Alors que pour le système de générateur les chercheurs en utiliser les différents machines électriques pour la conversion énergétique.

Mais dernièrement les chercheurs s'intéressent a la machine asynchrone double alimentation, une machine triphasée un peu particulière, caractérisée par sont rotor bobinée. Elle peut être alimentée par deux sources distinctes branchées respectivement au stator et au rotor, cette propriété qui permet à cette machine de fonctionner en hypo-synchrone (au dessous de la vitesse de synchronisme) et hyper-synchrone (au dessus de la vitesse de synchronisme) avec une plage de vitesse variable $\pm 30\%$ de la vitesse de synchronisme, ce qui place cette machine en bonne position pour l'utilisation dans le domaine éolien a cause de la variation de la vitesse du vent [4].

L'objectif principal de cette thèse est de continuer et améliorer la recherche dans le cadre de production par l'énergie éolienne et de développer des méthodes de commande pour améliorer le rendement et la production de l'énergie électrique.

Ma thèse sera divisée en six chapitres pour réaliser cette étude.

Dans le premier chapitre, on a présenté les différentes sources d'énergies renouvelables existantes la biomasse, la géothermie, énergie hydraulique (hydroélectricité), énergie solaire et l'énergie éolienne, le potentiel et le développement de chaque énergie à l'échelle mondiale et Algérien ensuite les solutions technologiques permettant d'exploiter ces ressources renouvelable.

Dans le deuxième chapitre on s'intéresse à la modélisation de la partie mécanique (turbine) de notre éolienne avec deux méthodes stratégiques pour maximiser la puissance du vent, le contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation avec une régulation classique PI et contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la partie électrique de notre système de conversion constitué de la machine asynchrone double alimentation (MADA) alimentée avec des convertisseurs multi niveaux (côté MADA et côté réseau).

L'utilisation d'un onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de

supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à cet onduleur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur.

L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. Il existe plusieurs topologies des onduleurs multi niveaux tel que les onduleurs à diodes flottantes, à condensateurs flottants et en cascade. Ces structures permettent de générer une tension de sortie de plusieurs niveaux. Cela peut être réalisable en augmentant le nombre des interrupteurs composants l'onduleur et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [6,7].

On a vu dans le quatrième chapitre l'étude de la DPC et la DPC-SVM et la stratégie de commande. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive de la GADA à travers des convertisseurs multi niveaux (côté rotor et côté réseau), leurs états de commutation sont sélectionnés à partir d'une table de commutation. Cette dernière est alimentée par des 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.

La stratégie de commande SVM a été introduite pour améliorer les performances de la DPC classique

Le cinquième chapitre est consacré à l'étude de la DPC floue.

Le dernier chapitre a pour but d'améliorer la commande DPC classique et la DPC floue en introduisant la DPC neuronal.

Finalement, on termine notre thèse par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche envisagées.



**ETAT DE L'ART DES SYSTEMES
DE CONVERSION D'ENERGIE
EOLIENNE**

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART DES SYSTEMES DE CONVERSION D'ÉNERGIE EOLIENNE

1. INTRODUCTION

La production mondiale d'énergie est assurée à partir de sources fossiles. La consommation de ces sources donne lieu à des émissions de gaz à effet de serre et donc une augmentation de la pollution. L'exploitation des énergies renouvelables est une solution indispensable.

L'apport des nouveaux systèmes de production d'énergies renouvelables a été décisif pour freiner l'augmentation de la part des sources conventionnelles dans le total mondial, et ainsi réduire la production des gaz à effet de serre.

Compte tenu de la dynamique actuelle des filières éolienne, solaire et biomasse, la croissance de la production d'électricité renouvelable devrait rester soutenue dans les prochaines années et sa part dans la production mondiale devrait continuer à augmenter.

2. SOURCES D'ÉNERGIE RENOUVELABLE

Les énergies renouvelables sont des sources d'énergies dont le renouvellement naturel est assez rapide pour qu'elles puissent être considérées comme inépuisables à l'échelle du temps humain. L'expression *énergie renouvelable* est la forme courte et usuelle des expressions « sources d'énergie renouvelables » ou « énergies d'origine renouvelable » qui sont plus correctes d'un point de vue physique. Les énergies renouvelables n'engendrent pas ou peu de déchets ou d'émissions polluantes. Elles participent à la lutte contre l'effet de serre et les rejets de CO₂ dans l'atmosphère, facilitent la gestion raisonnée des ressources locales, génèrent des emplois.

L'énergie renouvelable provient de plusieurs sources distinctes (Fig.1)[3].

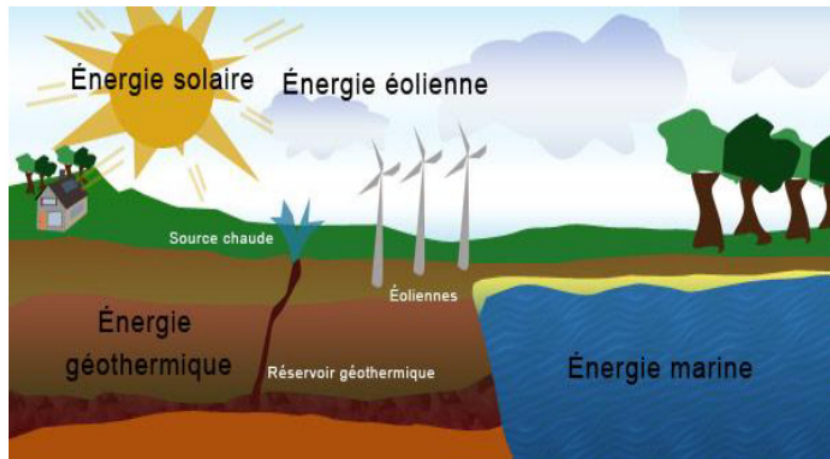


Fig.1. Les énergies renouvelables

2.1 SOURCE HYDRAULIQUE

L'hydroélectricité utilise le mouvement de l'eau pour faire tourner une turbine et produire de l'électricité.

L'eau peut être dans une rivière en mouvement, se déplaçant de plus hautes à des élévations inférieures à travers un barrage spécialement construit, ou dans le mouvement des marées ou des vagues d'océan.

L'hydroélectricité est la source d'énergie renouvelable la plus utilisée pour produire de l'électricité (Fig.2).

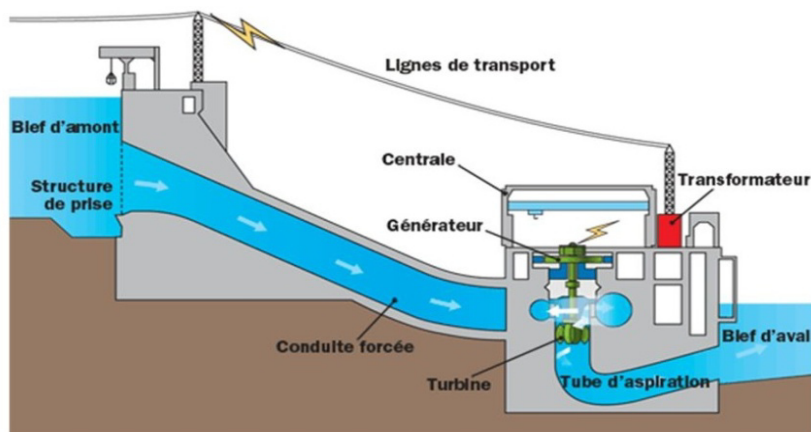


Fig.2. Centrale hydraulique

2.2 SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE

Le soleil constitue une réserve d'énergie renouvelable inépuisable et gratuite. L'énergie photovoltaïque est obtenue directement à partir du rayonnement du soleil. Les panneaux photovoltaïques composés des cellules photovoltaïques ont la capacité de transformer directement la lumière solaire en énergie électrique qui peut être exploitée directement

après un étage d'adaptation. L'énergie solaire photovoltaïque offre une réponse durable aux enjeux énergétiques actuels. Elle contribue à limiter les émissions de CO₂ dans l'atmosphère et constitue une alternative aux énergies fossiles (Fig.3).



Fig.3. Source photovoltaïque

2.3 SOURCE MARINE

La filière des énergies marines appelées aussi énergie des océans ou thalasso-énergies, comprend le développement des technologies et la maîtrise et l'exploitation des flux d'énergies naturelles fournies par les mers et les océans. On recense : la houle, l'énergie des vagues, l'énergie des courants, l'énergie des marées et l'énergie thermique des mers (ETM) qui travaille sur le gradient thermique entre les couches d'eau de surface et celle des profondeurs (Fig.4)[1].

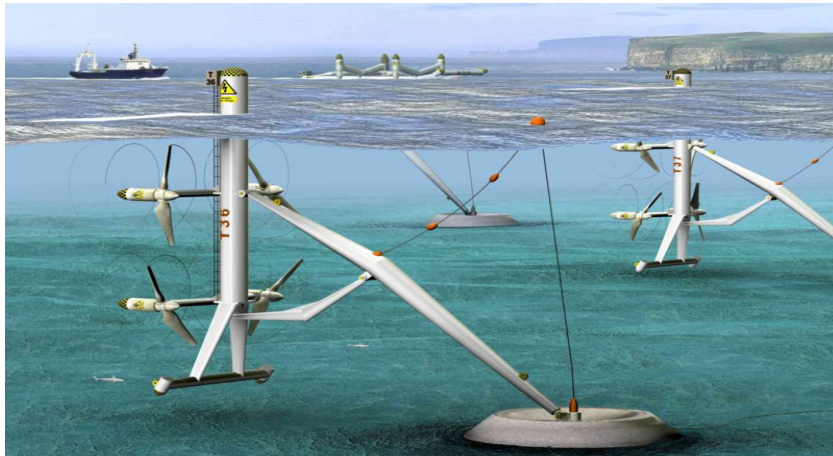


Fig.4. Energie de la mer

2.4 SOURCE EOLIENNE

Développée sur le même principe que celui des anciens moulins, l'énergie éolienne convertit l'énergie du vent en énergie mécanique. La ressource éolienne vient du déplacement des masses d'air. Le réchauffement de certaines zones de la planète et le refroidissement d'autres créent une différence de pression et ainsi le déplacement des

masses d'air. Le vent ainsi crée permet de faire tourner des pales d'une éolienne qui entraînent une génératrice comme énergie primaire. Les parcs éoliens continuent de se développer pour produire de l'électricité aussi bien au niveau local qu'à un niveau plus large (par injection sur le réseau d'électricité) (Fig.5)[1].



Fig.5. Parc éolien

2.5 GÉOTHERMIE

Le terme géothermie provient du grec <Ge> et <thermos> signifiant respectivement : la terre et la chaleur.

La géothermie peut se définir comme étant la technique qui consiste à puiser dans le sous-sol ou dans les roches, les calories qui y sont contenues, afin de les rendre disponibles en surface pour des applications de chauffage ou de production d'électricité. Dans des cas particuliers, la géothermie peut consister à injecter de la chaleur dans le sous-sol afin de refroidir les installations de surface. Différents sources de chaleurs sont à l'origine de la chaleur interne de la terre : la radioactivité, la chaleur initiale, la chaleur de différenciation et les mouvements différentiels [2]. Par rapport à d'autres énergies renouvelables, la géothermie présente l'avantage de ne pas dépendre des conditions atmosphériques ; c'est donc une énergie fiable et disponible dans le temps. Cependant, il ne s'agit pas d'une énergie entièrement inépuisable dans le sens où un puits verra un jour son réservoir calorifique diminuer. Si les installations géothermiques sont technologiquement au point et que l'énergie qu'elles prélèvent est gratuite, leur coût demeure, dans certains cas très élevé [3].

Dans cette section, nous avons brièvement présenté l'intérêt des énergies renouvelables pour réduire les gaz à effet de serre et en conséquence diminuer l'échauffement de la planète. Ces sources d'énergie renouvelable, qui produisent directement l'électricité, sont ainsi présentées. Parmi ces sources renouvelables, l'énergie solaire et l'énergie éolienne ont connu des progrès immenses et deviendront des sources renouvelables prometteuses dans

l'avenir. De plus, les technologies actuelles sont connues, fiables et de maintenance relativement facile.

C'est donc l'énergie éolienne qu'on a décidé d'étudier dans cette thèse.

3 L'ENERGIE EOLIENNE

L'humanité utilise le vent depuis des temps (bateau à voile, moulin à vents...). C'est certainement la forme d'énergie renouvelable qui connaît le plus fort développement les éoliennes ayant fait de gros progrès depuis une dizaine d'années (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). C'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif.

L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée avec l'augmentation du prix du pétrole et du gaz, le coût de l'électricité issue des parcs éoliens devient de plus en plus compétitif. Les tarifs de l'éolien ne seront pas plus élevés que celui du kilowattheure des centrales à gaz optimisées. Autre source d'économie : la taille croissante des machines, qui en réduit le nombre pour un site donné. L'expérience et de nouvelles techniques abaisseront sans doute encore les coûts. Sans oublier l'apparition possible de taxes sur les énergies polluantes, ce qui modifiera la situation... en donnant sans doute un nouveau souffle à l'éolien.

Les installations peuvent être réalisées sur terre mais également de plus en plus en mer (fermes éoliennes offshore) où la présence du vent est plus régulière. De plus, les éoliennes sont ainsi moins visibles et occasionnent moins de nuisances sonores [5, 6, 7].

3.1 UN AEROGENERATEUR (L'EOLIENNE)

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui permet de transformer une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique [8, 9, 10].

Cette conversion se fait en deux étapes:

- ❖ Au niveau de la **turbine (rotor)** : qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- ❖ Au niveau de la génératrice : qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique.

L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, propre sans rejet atmosphérique, géographiquement diffuse et sa source (vent) plus important en hiver. Cependant, le captage et la conversion d'énergie sont complexes, les matériaux coûteux et la source d'énergie difficile à prévoir et reste aléatoire [19].

4. HISTORIQUE DE L'ÉOLIENNE

Au début du dernier siècle, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées) aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées, puis les éoliennes ont été progressivement confrontées à la concurrence croissante des centrales au charbon et du réseau électrique au niveau national.

La première éolienne « industrielle » génératrice d'électricité a été développée par le Danois Poul La Cour en 1890, pour fabriquer de l'hydrogène par électrolyse.

Dans les années suivantes, il créa l'éolienne Lykkegard, dont il avait vendu 72 exemplaires en 1908. Une éolienne expérimentale de 800 KVA a fonctionné de 1955 à 1963 en France dans la Beauce. Elle avait été conçue par le Bureau d'Etudes Scientifiques et Techniques de Lucien Romani et exploitée pour le compte d'EDF : l'aérogénérateur 800 KVA BEST - Romani. Cette technologie a été quelque peu délaissée par la suite.

Il y eut une éolienne raccordée au secteur sur les hauteurs d'Alger (Délylbrahim) en 1957. Ce n'est que dans les années 1970 qu'elle sera relancée en particulier au Danemark. Depuis les années 90, l'amélioration de la technologie des éoliennes a permis de construire des aérogénérateurs de plus de 1 MW. Ces unités se sont démocratisées et on en retrouve aujourd'hui dans plusieurs pays. Ces éoliennes servent à produire du courant alternatif pour les réseaux électriques, au même titre qu'un réacteur, un barrage hydroélectrique ou une centrale thermique au charbon [9, 10].

5. L'ÉNERGIE ÉOLIENNE AU MONDE

Après un ralentissement en 2013, l'industrie éolienne a établi un nouveau record pour les installations annuelles en 2014. Globalement, 51,477 MW de nouvelle capacité de production éolienne a été ajoutée en 2014 selon les statistiques du marché mondial publiées par Global Wind Energy Council (GWEC). Le chiffre record représente une augmentation de 44% du marché annuel et est un signe solide de la reprise de l'industrie après une période difficile au cours des dernières années.

C'est maintenant la Chine qui mobilise près de la moitié de la croissance mondiale le moteur de l'éolien dans le monde. Un nouveau record en 2014 avec 23 351 MW de nouvelle énergie éolienne qui représente 45% du marché mondial et dominant le marché mondial avec une installation totale de 26,161 MW. Même l'Inde a participé dans ce développement avec 2,315 MW.

Le marché européen a légèrement augmenté en 2014 avec 12 820 MW de nouvelles capacités (Fig.6).

Le plus grand parc éolien de l'Afrique est venu en ligne avec la mise en service de la centrale de 300 MW de Tarfaya au Maroc. L'Afrique du Sud a fait un bon départ avec 560 MW.

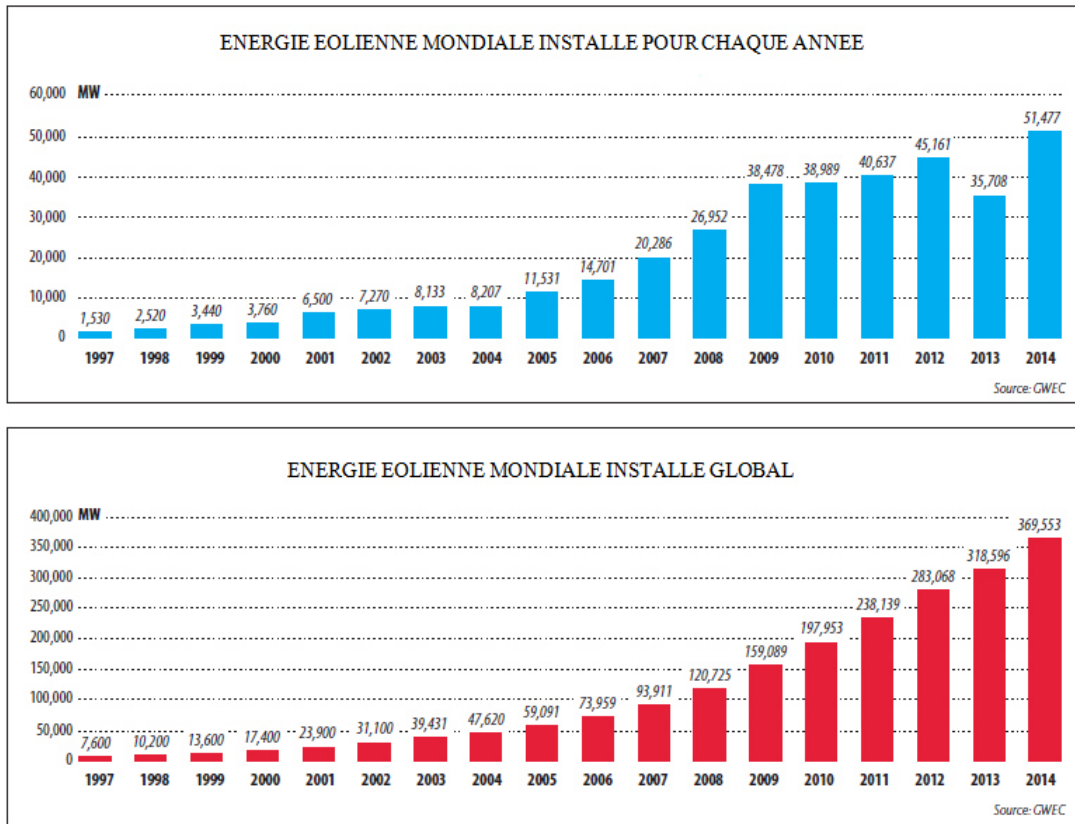


Fig.6.

L'énergie éolienne au monde [11]

6 L'ENERGIE EOLIENNE EN ALGERIE

Le centre de Développement des Energies Renouvelables (CDER), publie, à l'occasion du solstice d'hiver, une nouvelle carte du gisement éolien national.

L'étude la plus récente a été réalisée en 2013 par Dr. Sidi Mohammed Boudia qui a réactualisé la carte des vents à 10m, en utilisant des données météorologiques plus récentes et un plus grand nombre de points de mesure par rapport aux précédents travaux.

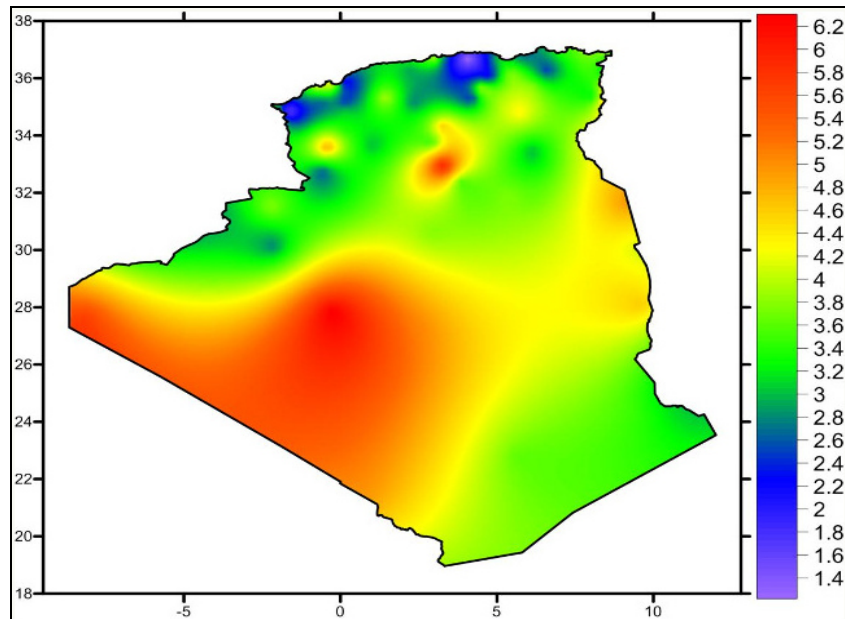


Fig.7. Carte du gisement éolien en Algérie [5]

Le potentiel énergétique est satisfaisant même très bon sachant que la région d'Adrar se trouve dans un couloir de vent de 6 m/s et se prolongent jusque à 20 m/s tandis que pour In Amenas le régime n'excède pas 14 m/s. même il y'a une très grande a un gisement de vent de l'ordre de 6 m/s (Fig.7).

En Algérie, la première tentative de raccorder les éoliennes au réseau de distribution d'énergie électrique date de 1957, avec l'installation d'un aérogénérateur de 100 kW sur le site des Grands Vents (Alger). Conçu par l'ingénieur français ANDREAU, ce prototype avait été installé initialement à St-Alban en Angleterre. Ce bipale de type pneumatique à pas variable de 30 m de haut avec un diamètre de 25 m fut racheté par électricité et Gaz d'Algérie puis démontée et installée en Algérie [5, 17].

La plus grande éolienne de pompage a été installée en 1953 à Adrar par les services de la colonisation et de l'hydraulique. Montée sur u mât de 25 mètres de hauteur, cette machine trois pales de 15 mètres de diamètre a fonctionné pendant près de 10 ans.

La capacité totale à installer à l'horizon 2030, fixée à 5010 MW pour l'éolien, ET pendant la période 2015 - 2020, il est programmé de réaliser 1 GW. A noter également que le réseau d'Adrar sera interconnecté au réseau Nord à l'horizon 2020 Le bilan de réalisation présenté par SKTM fait apparaître que la puissance totale installée en éolien est de 10 MW (ferme éolienne de Kaberten) [17, 18)].

Djanet et In Salah disposeraient d'un potentiel. Une étude détaillée de ces nouvelles zones est nécessaire. A cet effet, 10 mâts de mesures éoliennes sont en cours

d'implantation. Le choix des sites d'implantation des futurs parcs éoliens se fera donc ultérieurement.

La première du genre à l'échelle nationale, une nouvelle centrale de production d'électricité est implantée dans la zone de Kabertène à 72 km au nord du chef-lieu de la wilaya d'Adrar. Ce parc éolien a été mis en service début juin 2014 et officiellement inauguré le 03 juillet 2014. Il est composé de 12 éoliennes type Gamesa G52. La puissance de chaque éolienne est de 850 kW (totalisant ainsi 10.2 MW pour le parc éolien) et leur diamètre est de 52 mètres.

La hauteur du mât est de 55 m. Les éoliennes sont implantées sur un site d'une superficie globale de 33 hectares. D'un coût global de 2,8 milliards de dinars, le projet a été exécuté par deux filiales du groupe SONELGAZ sous la supervision de CEGELEC (ENERGA pour le Génie Civil et ETTERKIB pour le montage d'équipements) [5, 17, 18].

L'énergie électrique fournie par ce parc éolien est injectée dans le réseau MT local. Les enregistrements des performances des éoliennes ont montré que la production d'électricité avait atteint certains jours la puissance nominale de la ferme.

Le taux de pénétration de l'énergie éolienne est de 5% par rapport au réseau local. Le contrôle est assuré par un système SCADA, la communication entre les éoliennes et la salle de contrôle étant assurée par des câbles en fibre optique. La ferme éolienne de Kaberten est la première réalisation de ce type en Algérie. C'est donc une ferme pilote dont le retour d'expériences est attendu par tous et notamment le comportement des éoliennes sous de hautes températures ainsi que sous l'influence des vents de sable.

7. LES DIFFERENTS TYPES D'UN SYSTEME EOLIEN

7.1 EOLIENNES A AXE VERTICAL

L'axe de rotation de ces turbines est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent, elles sont les premières structures utilisées pour la production de l'énergie électrique. Ce type de turbine peut recevoir le vent de n'importe quelle direction, ce qui rend inutile tout dispositif d'orientation. Le générateur et la boîte d'engrenages sont disposés au niveau du sol, ce qui est plus simple et donc économique (Fig.8).

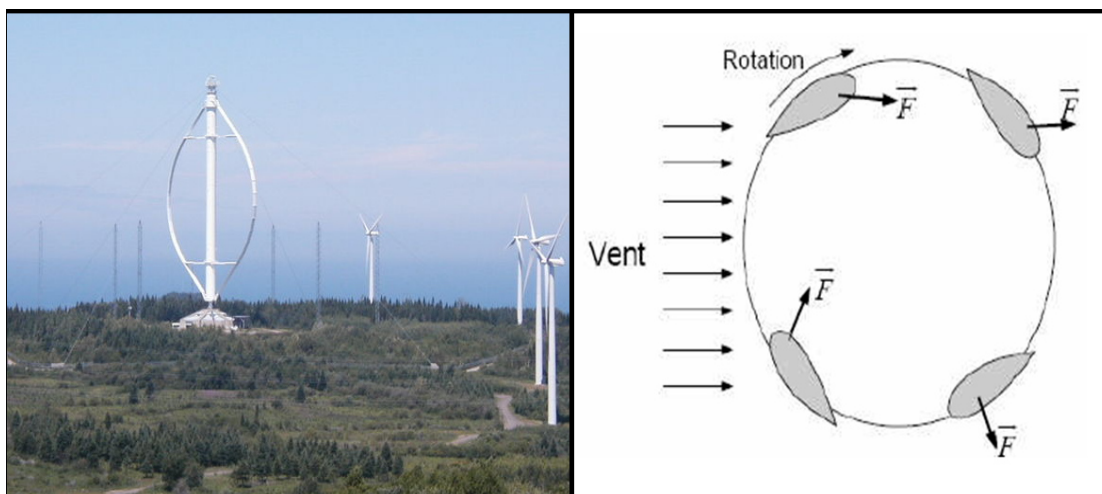


Fig.8. Eoliennes à axe vertical [13]

Les éoliennes à axe vertical peuvent être classées aussi selon leurs caractéristiques aérodynamiques en deux familles :

7.1.1 Aérogénérateurs à Rotor de Darrieus

Ce type d'aérogénérateur est basé sur le fait qu'un profil placé dans la direction d'écoulement de l'air est soumis à des forces de direction et d'intensité variables selon l'orientation de ce profil. La résultante de ces forces génère un couple moteur entraînant l'orientation du dispositif. Le principe de mise en mouvement de ce type d'éolienne est identique à un anémomètre. Les forces exercées par le vent sur chacune des faces d'un corps creux sont d'intensités différentes, on obtient ainsi un couple moteur (Fig. 9) [10, 11, 13].



a) Aérogénérateur à axe vertical

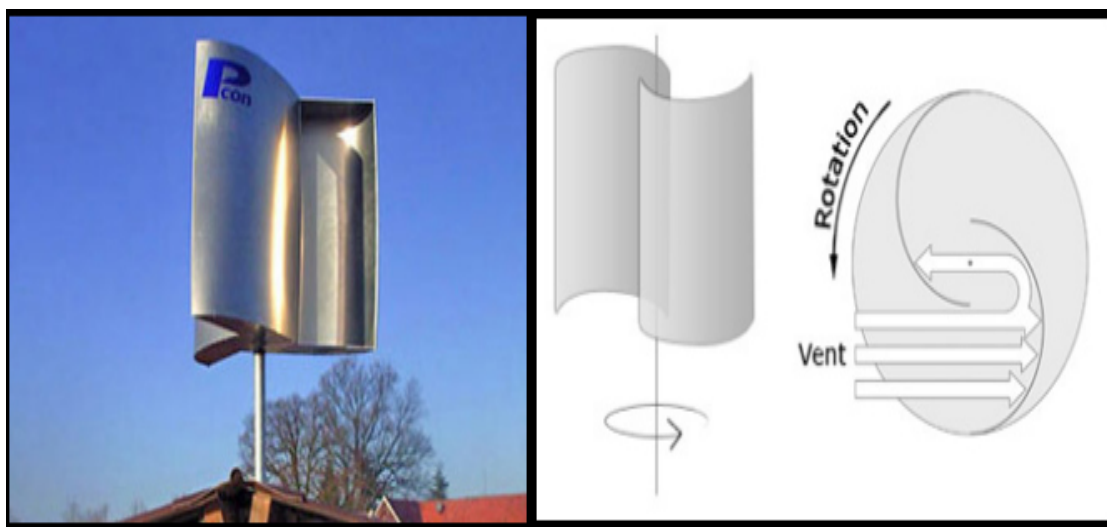
b) Incidence variable

Fig.9. Aérogénérateur à axe vertical (structure de Darrieus) [13]

7.1.2 Aérogénérateurs à Rotor de Savonius

Ils sont basés sur le principe de la traînée différentielle qui stipule qu'un couple moteur peut être obtenu par une pression différente exercée par le vent sur les parties concaves et convexes de la structure. Un profil placé dans un écoulement d'air selon différents angles est soumis à des forces d'intensités et de directions variables générant ainsi un couple moteur (Fig. 10). 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 [10, 12, 13].



a) Aérogénérateur à axe vertical

b) Effet du vent sur un corps creux

Fig.10. Eolienne type Savonius

7.1.3 Avantages et Inconvénient des Machines à Axe Vertical

L'éolienne à axe vertical offre l'accessibilité de la génératrice et du multiplicateur mis directement au sol (il n'y a pas besoin de munir la machine d'une tour) ; ce qui facilite la maintenance et l'entretien, et réduire le coût d'installation. Le mécanisme d'orientation n'est pas nécessaire pour orienter le rotor dans la direction du vent car le vent peut faire tourner la structure quelque soit sa direction. Elles sont moins bruyantes parce que les vitesses sont plus faibles. Cependant elles présentent une faible efficacité de conversion d'énergie, une fluctuation importante de puissance due aux variations considérables du couple et une occupation importante du terrain pour les puissances élevées. Aussi, l'éolienne ne démarre pas automatiquement parce que la vitesse du vent à proximité du sol est faible; il faut utiliser la génératrice comme moteur pour permettre le démarrage de l'éolienne. Ceci ne constitue cependant qu'un inconvénient mineur dans le cas d'une

éolienne raccordée au réseau. Il faut pratiquer un démontage complet des éoliennes pour procéder au remplacement du palier principal du rotor [13].

7.2 EOLIENNES A AXE HORIZONTAL

Ces éoliennes captent le vent en hauteur et loin du sol; à cette hauteur le vent est beaucoup moins ralenti par le relief. A dimension d'hélice identique, on pourra produire plus de puissance par le biais de cette structure par rapport aux éoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pales profilées aéro-dynamiquement 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. Le nombre de pales utilisé pour la production d'électricité varie classiquement entre 1 et 3, le rotor tripale étant le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien.

Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles représentent un coût moins important, elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques et la position du récepteur à plusieurs dizaines de mètres du sol privilégie l'efficacité. Notons cependant que certains travaux défendent la viabilité du rotor vertical en réalisant des études multicritères. Les concepts abordés dans la suite de cette étude se limiteront uniquement au cas des éoliennes à axe horizontal (Fig.12).



Fig.12. Eolienne à axe horizontal [13]

L'éolienne se compose de 3 pâles (en général) portées par un rotor et installées au sommet d'un mât vertical qui doit être le plus haut possible pour bénéficier du maximum de l'énergie cinétique du vent et d'éviter les perturbations près du sol. Cet ensemble est fixé par une nacelle qui regroupe les éléments mécaniques permettant de coupler la génératrice électrique à l'arbre de l'éolienne. Un moteur électrique permet d'orienter la partie

supérieure afin qu'elle soit toujours face au vent. Les pales permettent de transformer l'énergie cinétique (énergie que possède un corps du fait de son mouvement) du vent en énergie mécanique.

Les générateurs ont besoin de tourner à très grande vitesse (de 1000 à 2000 tours par minute) pour produire de l'électricité. C'est pourquoi le mouvement lent du rotor est accéléré par un multiplicateur. Un système de refroidissement électrique utilisé pour refroidir la génératrice, et d'un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur. Suivant le sens de parcours du vent, on celles en aval de la nacelle. Cette dernière configuration présente l'avantage que la nacelle et le rotor se mettent automatiquement face au vent. Par contre, lorsque le rotor se situe en amont, il faut un dispositif particulier pour que l'éolienne se positionne correctement. Par exemple, on peut trouver une aile fixe verticale qui stabilise l'éolienne face au vent. On parlera alors d'un dispositif de positionnement passif ou actif. Par contre, le vent est d'abord perturbé par la nacelle et le pylône avant d'agir sur le rotor. D'une part, le régime de vent devient non uniforme sur la surface balayée par le rotor. Cela engendre des contraintes mécaniques variables dans le temps ce qui provoque une usure prématurée du matériel. D'autre part, le vent perturbé vient impacter les ailettes de l'éolienne ce qui a tendance à générer beaucoup de bruit (bruit d'origine aérodynamique). Pour ces deux raisons, on préfère la configuration avec le rotor en amont. En effet, le vent est moins perturbé avant de rencontrer les pales de l'éolienne. Finalement, on peut dire que l'éolienne à axe horizontal avec le rotor en amont est devenue le standard [10, 13, 14]

7.2.1 Avantages et Inconvénient des Machines à Axe Horizontal

Les éoliennes à axe horizontales sont actuellement les machines les plus répandues étant donné leur rendement supérieur à celui de tout autre type d'aérogénérateur avec des frais de fonctionnement relativement faibles. Le rendement élevé dû à un équipement fonctionnel qui leur permet de s'orienter selon la direction du vent et de capter ainsi toute son énergie. Elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques que celles à axe vertical. Elles sont mieux adaptées au secteur rural .Elles sont plus solides. Mais elles présentent quelques inconvénients, tels que la nécessite plus de plus de maintenance dans la mesure où elles sont moins résistances aux vents forts que les éoliennes à axe vertical. En effet, un système de régulation est requis pour éviter une vitesse trop élevée de l'hélice. Elles sont moins simples que les éoliennes à axe vertical, et les pales du rotor ne doivent pas être flexibles [13].

7. LES DIFFERENTES CHAINES DE CONVERSION EOLIENNE

L'application la plus fréquente des turbines éoliennes est aujourd'hui la production d'électricité. Pour cela, l'utilisation d'une machine électrique est indispensable. Les

générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont présentés dans ce qui suit. Différents types de machines électriques peuvent être utilisés pour la génération de puissance éolienne. Des facteurs techniques et économiques fixent le type de machine pour chaque application. Pour les petites puissances (< 20 kW), la simplicité et le coût réduit des générateurs synchrones à aimants permanents (PMSG) expliquent leur prédominance. Dans les applications de plus forte puissance, jusqu'à 2 MW environ, le générateur asynchrone est plus courant et économique [20, 21].

7.1 GENERATEUR ASYNCHRONE

Le générateur à induction est largement utilisé dans les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance en raison de sa robustesse, sa simplicité mécanique et son coût réduit. Son inconvénient majeur est la consommation d'un courant réactif de magnétisation au stator [22, 23].

❖ Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil

Jusqu'à présent le Générateur Asynchrone à Cage d'Ecureuil correspond au choix prépondérant par sa simplicité, son bon rendement et une maintenance réduite [37]. La demande de puissance réactive est compensée par la connexion d'un groupe de condensateurs en parallèle avec le générateur ou par la mise en œuvre d'un convertisseur statique de puissance.

❖ Générateur Asynchrone à Double Alimentation

De nos jours, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est la machine à vitesse variable la plus couramment utilisée dans des unités de production supérieure à 1MW grâce à ses caractéristiques. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) à rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor différent des autres machines, les enroulements du rotor sont couplés en étoile et les extrémités sont connectées à des bagues conductrices. Des balais viennent frotter les bagues lorsque la machine fonctionne. Les enroulements du stator sont directement connectés au réseau alors que les enroulements du rotor passent par les convertisseurs de puissance bidirectionnels pour assurer la variation du glissement cette topologie est, actuellement, le meilleur choix des fabricants dans la plupart des projets de centrale éolienne pour de nombreuses raisons comme la réduction des efforts sur les parties mécaniques, la réduction du bruit et la possibilité du contrôle des puissances actives et de cette façon, de découpler la commande des puissances active et réactive, ainsi la possibilité de se magnétiser à partir du rotor sans prélever au réseau la puissance réactive nécessaire. Il est aussi capable d'échanger de la puissance réactive avec le réseau pour assurer la

commande de tension. Il vient du fait que c'est le seul schéma dans lequel la puissance générée peut être supérieure à la puissance nominale de la machine utilisée [5, 25, 26].

La MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants. C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur. Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, mode hypo-synchrone une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. En mode hyper synchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près [5]. Grâce à la production ou l'absorption de la puissance réactive du rotor, la MADA a la possibilité d'assurer le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (Fig.13).

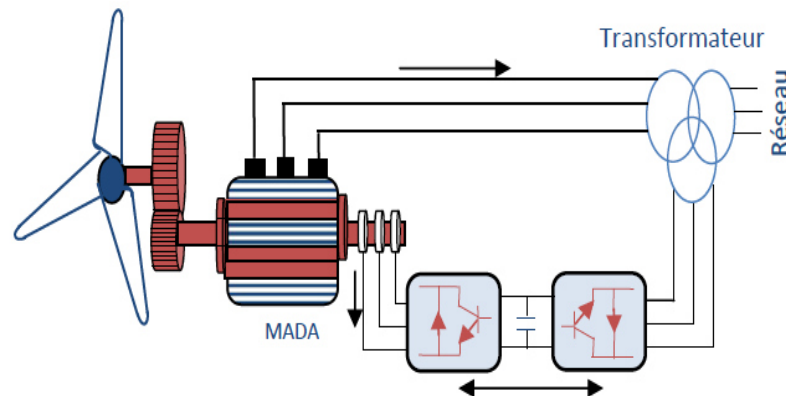


Fig.13. MADA en utilisant un convertisseur NPC multiniveaux [5]

7.2 GENERATEUR SYNCHRONE

L'avantage du Générateur Synchrone sur le Générateur Asynchrone est l'absence de courant réactif de magnétisation. Le champ magnétique du Générateur Synchrone peut être obtenu par des aimants ou par un bobinage d'excitation conventionnel [5]. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut s'utiliser pour les applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesses. Le SG est toutefois mieux adapté à la connexion indirecte au réseau de puissance à travers un convertisseur statique lequel permet un fonctionnement à vitesse variable. Pour des unités de petites tailles, le générateur à aimants permanents (GSAP) est plus simple et moins coûteux.

Au-delà de 20 kW (environ), le générateur synchrone est plus coûteux et complexe qu'un générateur asynchrone de taille équivalente [5, 27, 28, 29].

❖ Générateur Synchrone à Rotor Bobiné

La connexion directe au réseau de puissance implique que le GS tourne à vitesse constante, laquelle est fixée par la fréquence du réseau et le nombre de pôles de la machine. L'excitation est fournie par le système de bagues et balais ou par un système brushless avec

un redresseur tournant. La mise en œuvre d'un convertisseur dans un système multipolaire sans engrenages permet un entraînement direct à vitesse variable. Cette solution implique l'utilisation d'un générateur surdimensionné et d'un convertisseur dimensionné pour la puissance totale du système [5, 27, 28, 29].

❖ *Générateur Synchrone à Aimants Permanents*

La caractéristique d'auto excitation du GSAP lui permet de fonctionner avec un facteur de puissance élevé et un bon rendement, ce qui le rend propice à l'application à des systèmes de génération éolienne. Dans la catégorie des petites turbines, son coût réduit et sa simplicité en font le générateur le plus employé. Cependant, dans les applications de plus grande puissance, les aimants et le convertisseur (pour transiter toute la puissance générée), sont les moins compétitifs [5, 30, 31, 32].

8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE L'ENERGIE EOLIENNE

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

8.1 AVANTAGES

L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement.

- ❖ L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas de CO₂.
- ❖ L'énergie éolienne est une énergie renouvelable.
- ❖ L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie de risque comme l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs.
- ❖ Les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées.
- ❖ Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace
- ❖ Peut être rentable dans les régions éloignées et ventées (sites isolés)
- ❖ La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande est plus forte [13, 24, 33].

8.2 LES INCONVENIENTS

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolien a quelques désavantages :

- ❖ L'impact visuel : Cela reste néanmoins un thème subjectif.
- ❖ Le bruit : Il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur.
- ❖ L'impact sur les oiseaux : Certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs.

- ❖ La puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est pas toujours très bonne.
- ❖ Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie classiques. [13, 24, 33].

9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté globalement les énergies renouvelables l'histoire de chaque énergies leurs développements à l'échelle mondiale puis a l'échelle Algérien puis les différent type d'exploitation de ces énergie vertes.

La biomasse et l'hydraulique sont moins intéressantes pour un pays comme l'Algérie à cause du manque des ressources de ces énergies.

Alors que énergies les plus intéressantes et les plus riches pour l'exploitation pour notre pays sont premièrement l'énergie solaire (la plus puissante a cause de la géographie algérienne on peut alimenter 10 fois le monde si en l'exploite complètement). L'énergie géothermique ça apparait vraiment satisfaisante à cause de nombre important des sources thermales sous terre. Enfin l'énergie éolienne est acceptable si on analyse le potentiel algérien et la nature de l'exploitation de cette énergie qui est classique et facile pour la production électrique. Alors dans le chapitre suivant on vas étudier l'élément principal pour la conversion de l'énergie du vent l'aérogénérateur.



**MODELISATION D'UN SYSTEME
DE CONVERSION EOLIENNE
BASE SUR LA MADA**

CHAPITRE 2

MODELISATION D'UN SYSTEME DE CONVERSION EOLIENNE BASE SUR LA MADA

1. INTRODUCTION

Aujourd'hui, les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées par rapport à celles à vitesse constante et la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est la machine à vitesse variable la plus couramment utilisée dans des unités de production supérieure à 1MW. Son principal intérêt est qu'elle peut fournir de la puissance active au réseau par le stator et par le rotor, ainsi la possibilité de contrôler de puissance réactive à la production ou l'absorption par le rotor de MADA. Le courant passant au stator a la même fréquence que le courant au réseau. Il faut donc adapter la fréquence du courant du rotor à celle du réseau pour que le rotor fournisse de la puissance active au réseau. La stratégie utilisée pour cela est l'introduction de continu.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la modélisation et la commande d'un système de conversion éolien à vitesse variable basé sur une génératrice asynchrone à double alimentation.

Dans un premier temps, on modélise les différents composants constituant la turbine éolienne en évoquant le coefficient de puissance C_p . Par la suite, on présente la stratégie commande MPPT de la génératrice, ainsi que la technique de découplage(DPC) des puissances active et réactive. La technique de contrôle des deux convertisseurs de puissance côté réseau(CCR) et côté machine (CCM) a été détaillée dans le but de contrôler les puissances active et réactive produites par la MADA et la tension du bus continu DC côté réseau [37].

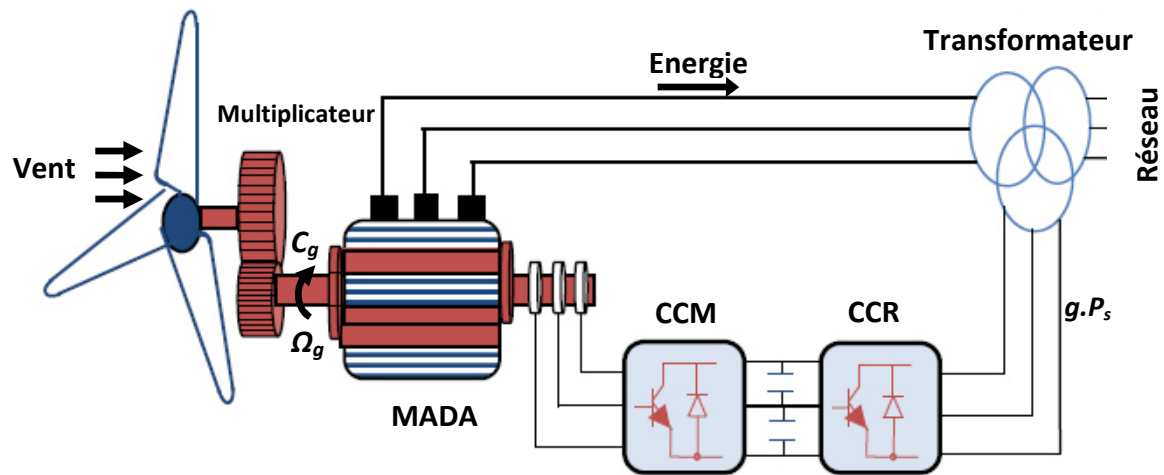


Fig.1. Système de conversion éolienne à base de la MADA [13].

En premier temps on va modéliser chaque partie mécanique de l'aérogénérateur "turbine" à vitesse variable pour pouvoir extraire le maximum de la puissance mécanique qu'on peut exploiter du vent, sachant que le modèle du vent qu'on va utiliser est réel comme on peut le voir par la suite, puis l'utilisation de certaines stratégies mécaniques adaptable à notre système à vitesse variable qui entraîne une génératrice spéciale "la génératrice asynchrone a double alimentation".

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. MODELE DU VENT

Le vent est le mouvement au sein d'une atmosphère, masse de gaz située à la surface d'une planète, d'une partie de ce gaz. Les vents sont globalement provoqués par un réchauffement inégalement réparti à la surface de la planète provenant du rayonnement stellaire (énergie solaire) et par la rotation de la planète. Sur Terre, ce déplacement est essentiel à l'explication de tous les phénomènes météorologiques. Le vent est mécaniquement décrit par les lois de la dynamique des fluides, comme les courants marins. Il existe une interdépendance entre ces deux circulations de fluides.

Le vent est l'acteur principal de l'oxygénation des océans ainsi que des lacs de haute montagne, par agitation de leurs surfaces. Il permet le déplacement de nombreux agents organiques et minéraux et d'expliquer la formation de certaines roches sédimentaires. Il influence le déplacement des populations d'insectes volants, la migration des oiseaux, il façonne la forme des plantes et participe à la reproduction de certains végétaux. L'érosion

éolienne participe parfois à la morphologie du relief local (ex: congère de neige, dunes). Le vent a inspiré dans les civilisations humaines de nombreuses mythologies ayant influencé le sens de l'histoire. Il a influé sur les transports, voire les guerres, mais également fourni des sources d'énergie pour le travail purement mécanique (ex. : moulins à vent, éoliennes) et pour l'électricité.

Le vent fait le plus souvent référence aux mouvements de l'air dans l'atmosphère terrestre. Par extension, le mouvement de gaz ou de particules polarisées allant du soleil vers l'espace extérieur est appelé vent solaire et l'échappement gazeux de particules légères d'une atmosphère planétaire vers l'espace est nommé le vent planétaire.

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 [13, 33, 37] :

$$V_{\text{vent}}(t) = 8.2 + 2 \sin(\omega t) - 1.75 \sin(3\omega t) + 1.5 \sin(5\omega t) - 1.25 \sin(10\omega t) + \sin(30\omega t) + 0.5 \sin(50\omega t) + 0.25(100\omega t) \quad (1)$$

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

La figure 2 représente le profil du vent simulé.

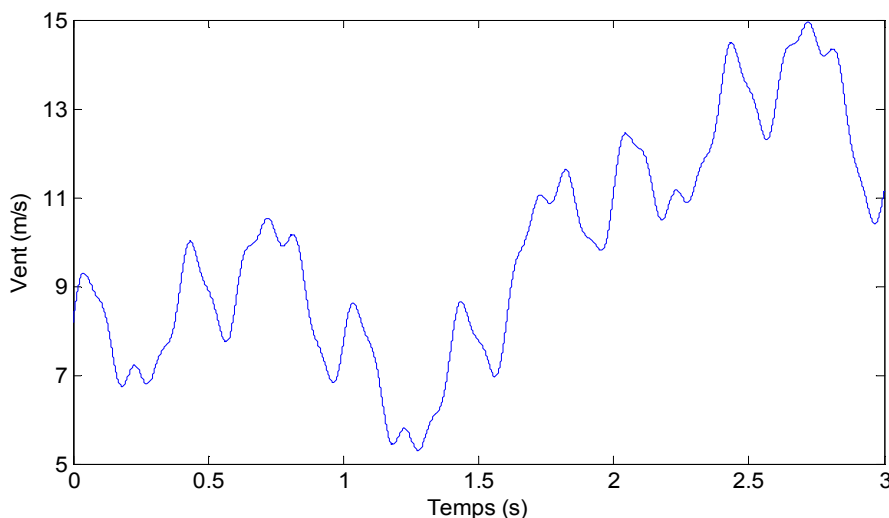


Fig.2. Simulation du profil de la vitesse du vent

3. MODELISATION DE LA TURBINE EOLIENNE

3.1. L'ENERGIE DISPONIBLE DANS LE VENT

Une éolienne ne peut exploiter toute l'énergie contenue dans le courant d'air qui la traverse. En 1926, le physicien allemand Albert Betz a prouvé qu'une éolienne ne peut récupérer au maximum que (16/27) de l'énergie contenue dans le vent.

On considère que le flux d'air qui va traverser la surface balayée par les pâles est assimilé à un tube (une veine de vent), et considérant le système éolien à axe horizontal ou on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse en V_2 aval.

Désignons par V la vitesse de l'air traversant l'aérogénérateur, par S_1 et S_2 les sections amont et aval du tube d'air et par S la surface balayée par l'hélice [13, 34, 35, 36].

La production d'énergie se fait par prélèvement d'énergie cinétique à la traversée de l'aérogénérateur. En réalité la totalité de la vitesse du vent n'est pas utilisée pour faire tourner les pâles, puisque le vent continu à souffler V_2 après avoir traversé l'aérogénérateur.

On peut dire que pendant une seconde, le volume d'air déplacé est égal à la surface de la section du tube (surface balayée par les pales) S , multiplié par la vitesse V .

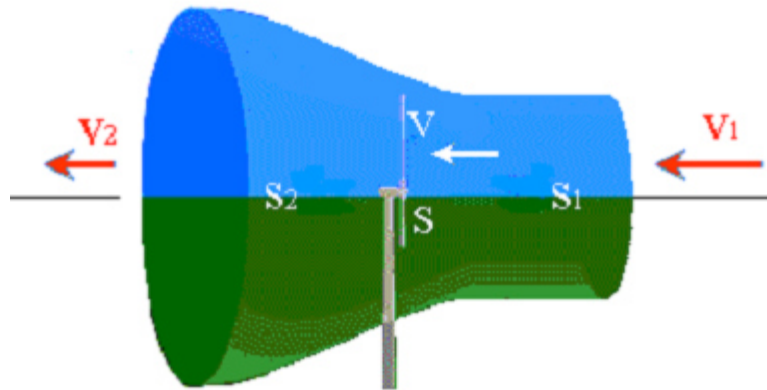


Fig.3. Veine de vent à la traversée de l'aéromoteur

La masse d'air en amont de l'éolienne est donc égal à [39] :

$$m_1 = \rho \cdot S_1 \cdot V_1 \quad (2)$$

Avec : ρ la densité de l'air

L'égalité qui traduit l'incompressibilité de l'air et la permanence de l'écoulement s'écrit:

$$S_1 V_1 = S \cdot V = S_2 V_2 \quad (3)$$

On peut donc dire que :

$$m_1 = m_2 = m \quad (4)$$

L'énergie cinétique contenue en amont de l'éolienne est donc donnée par l'expression suivante :

$$E_1 = \frac{1}{2} m V_1^2 \quad (5)$$

De la même manière, l'énergie contenue dans la même masse de vent ralentie à la vitesse V_2 est égale à :

$$E_2 = \frac{1}{2} m V_2^2 \quad (6)$$

L'énergie cinétique perdue par cette masse de vent est celle qui a été transformé en énergie mécanique (la rotation des pales rotor) :

$$E_r = E_1 - E_2 \quad (7)$$

$$E_r = \frac{1}{2} m (V_1^2 - V_2^2) \quad (8)$$

Si nous considérons maintenant que la masse d'air franchit le rotor de l'éolienne à une vitesse moyenne de $\frac{V_1 + V_2}{2}$; l'expression de cette masse devient :

$$m = \frac{1}{2} \rho S (V_1 + V_2) \quad (9)$$

En réinjectant l'expression (8) dans celle de l'énergie captée par le rotor, on aboutit à :

$$E_r = \frac{1}{4} \rho S (V_1 + V_2) (V_1^2 - V_2^2) \quad (10)$$

On a maintenant la valeur de l'énergie captée par le rotor, en fonction des vitesses en amont et en aval du rotor de notre éolienne.

Finalement, le rapport entre la puissance extraite par la turbine éolienne et la puissance disponible en amont est appelé coefficient de puissance C_p , il est exprimé par :

$$\frac{P_t}{P_m} = \frac{E_r}{P_m} = \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 \right] \left[1 - \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \right] \quad (11)$$

On introduit une variable sans dimension appelée vitesse spécifique λ pour caractériser les performances aérodynamiques d'une éolienne. Chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentent le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pâles de l'éolienne et la vitesse du 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 :

$$E_c = \frac{1}{2} m V_{\text{vent}}^2 \quad (12)$$

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:

$$P_v = \frac{1}{2} \rho S V_{\text{vent}}^3 \quad (13)$$

Avec :

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

ρ : la masse volumique de l'air.

V_{vent} : vitesse du vent (m/s).

L'aérogénérateur ne pourra jamais extraire la totalité de cette énergie à cause de la vitesse non nulle des masses d'air derrière le dispositif de conversion [13, 37, 39].

3.2. MODELE AERODYNAMIQUE DES PALES

Pour modéliser les pales de notre turbine, on a admis un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont le plus couramment considérées [38, 39].

- ❖ Les trois pâles 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 pâles 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 pâles par rapport à l'air est négligeable.
- ❖ La vitesse de la turbine étant très faible, donc les pertes par frottement de la turbine sont négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté de la génératrice.

Dans un système éolien, à cause des différentes pertes, l'éolienne ne peut récupérer qu'une partie de la puissance du vent P_v . La puissance du vent et la puissance aérodynamique extraite par la turbine P_t peuvent s'exprimer en fonction du coefficient de puissance C_p [13, 39]

$$P_t = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (14)$$

C_p est le coefficient qui caractérise le rendement aérodynamique de la turbine. Il dépend des caractéristiques de la turbine (les dimensions de la pale, le ratio de la vitesse λ et l'angle d'orientation de la pale β).

Le ratio de vitesse λ est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine et la vitesse du vent, son expression est donnée comme suit:

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_{\text{vent}}} \quad (15)$$

Ω_t : La vitesse de rotation de la turbine.

R: Le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

Le coefficient de puissance pour des éoliennes à rotation rapide à 3 pâles basée sur des données expérimentales s'exprime par [13, 39]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i}\right) + 0.0068\lambda \quad (16)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (17)$$

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

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v^2 C_c(\lambda, \beta) \quad (18)$$

Où C_c représente le coefficient du couple :

$$C_c = \frac{C_p}{\lambda} \quad (19)$$

On a utilisé l'équation (16) sous l'environnement MATLAB pour visualiser l'évolution du coefficient de puissance C_p en fonction de la vitesse relative λ pour quelques angles de calage β .

Le coefficient de puissance augmente chaque fois que le ratio de vitesses λ augmente jusqu'à une valeur maximal puis il se diminue et on remarque que C_p peut prendre une valeur négative qui provoque une inversion de l'écoulement de puissance sur l'arbre de la turbine 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.

On remarque que pour chaque angle de calage β il existe une valeur maximale du coefficient C_p pour un ratio de vitesses λ optimal. Par exemple pour un angle de calage $\beta = 0^\circ$ coefficient C_p passe par un maximum $C_{p-\text{max}} = 0.48$ et une valeur du ratio de vitesse optimal $\lambda_{\text{opt}} = 8.1$ (Fig.4).

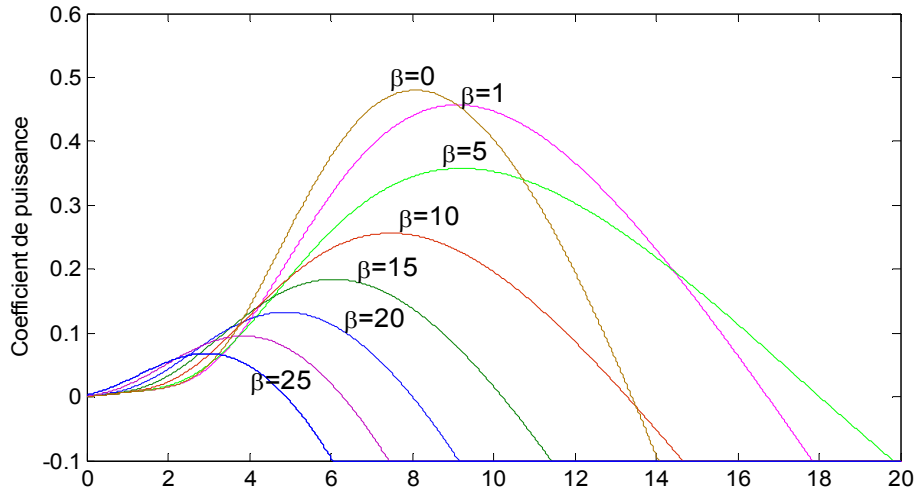


Fig.4. L'évolution coefficient de puissance Cp

3.3. MODELE DE LA PARTIE MECANIQUE

La figure 5 représente le modèle mécanique de la turbine éolienne qui est constitué de trois pâles de longueur R. Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation Ω_t et relié à un multiplicateur de gain G, qui entraîne la génératrice électrique à une vitesse Ω_g [13, 39, 51].

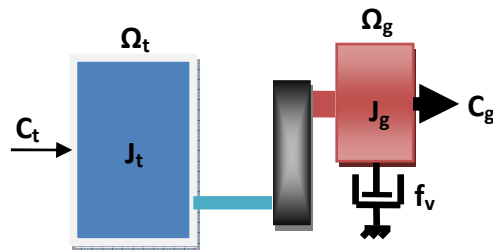


Fig.5. Modèle mécanique de la turbine éolienne

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_{ge} : Le couple mécanique sur l'arbre de la génératrice après multiplicateur,
- Ω_{ge} : La vitesse de rotation de la génératrice.
- G : Le gain du multiplicateur de vitesse.

Le multiplicateur raccorde l'arbre lent et adapte sa vitesse de rotation de la turbine à la vitesse de rotation de la génératrice (arbre rapide). Ce multiplicateur est décrit par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_t}{G} \tag{20}$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \tag{21}$$

D'après la figure 5, on peut écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right) \frac{d\Omega_g}{dt} + f_v \cdot \Omega_g = C_g - C_{em} \tag{22}$$

Avec C_{em} le couple électromagnétique de la génératrice.

Le schéma bloc de la figure 6 représente le model mathématique. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation Ω_g de la génératrice, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales β , soit sur le couple électromagnétique C_{em} de la génératrice. La vitesse du vent V est considérée comme une entrée perturbatrice au système [37, 38, 39]. .

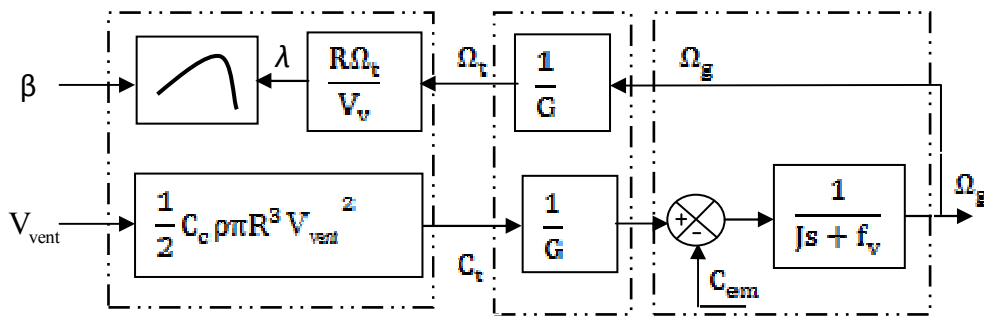


Fig.6. Schéma bloc du modèle de la turbine.

4. STRATEGIE DE COMMANDE DE LA TURBINE EOLIENNE

4.1. EXTRACTION DU MAXIMUM DE LA PUISSANCE DU VENT

Les objectifs de la régulation mécanique sont d'assurer l'extraction du maximum de la puissance du vent et la sécurité de l'éolienne contre le vent trop fort. Quatre zones principales de fonctionnement peuvent être distinguées

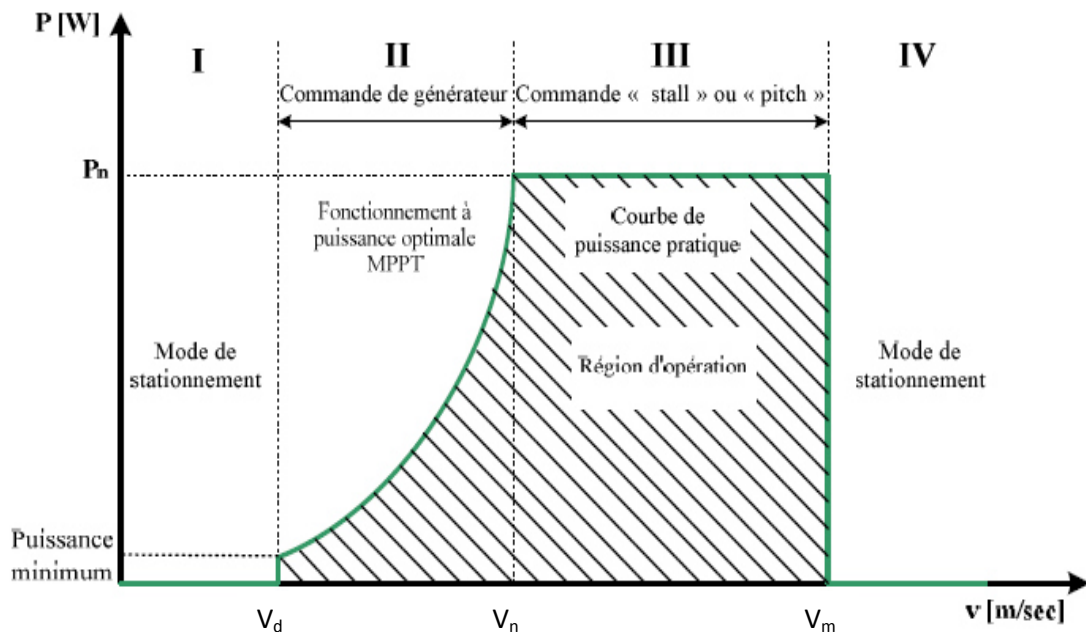


Fig.7. Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable [37]

. Nous allons développer une loi de contrôle pour chaque zone de fonctionnement.

❖ La zone I, la vitesse du vent est trop faible par rapport à la vitesse nominale $V_{\text{vent}} \ll V_n$. La turbine peut tourner mais l'énergie à capter est négligeable ($P=0$) ; on n'utilise aucune lois de contrôle pour cette zone.

❖ La zone II, la vitesse du vent atteint une vitesse de démarrage minimale V_d 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 jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale V_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_d et de la vitesse de rotation Ω_n ; dans ce cas on va développer une stratégie de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT. On peut distinguer deux modes de contrôle [37, 38, 39] :

- ⚡ Le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation ;
- ⚡ Le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation.

L'angle de calage des pâles β 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 du vent élevées supérieures à la vitesse nominale 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 , en orientant les pâles de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales β) le système à calage ou à pas variable « Pitch control ».

❖ La zone IV, afin de ne pas subir de dégâts dès que le vent a atteint sa valeur maximale V_m , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée pour que la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne ; les pâles de la turbine sont mises en drapeaux ($\beta=90^\circ$).

4.2. REGULATION DU SYSTEME A CALAGE "PITCH CONTROL"

On développe une loi de régulation pour l'angle de calage pour limiter la puissance P fournie par l'éolienne.

L'angle du vent relatif par rapport au plan de rotation de l'hélice se calcule de la manière suivante [38, 39]:

$$\delta = \arctan \frac{\Omega_t R}{V_{vent}} \tag{23}$$

La relation qui permet d'obtenir l'angle d'incidence α du vent relatif qui attaque le profil de la pôle s'exprime par :

$$\alpha = \delta + \beta \tag{24}$$

L'angle de calage des pâles β est adapté en permanence afin de maximiser le rendement de l'hélice afin d'obtenir un système de conversion d'énergie le plus efficace possible.

La figure 9 représente le schéma bloc de contrôle de l'angle de calage β :

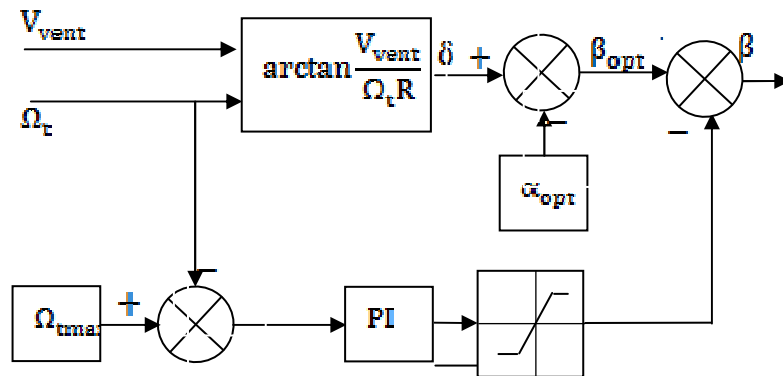


Fig. 9. Schéma bloc du contrôle de l'angle de calage β .

4.3. STRATEGIE DE MAXIMISATION DE PUISSANCE "MPPT"

On va développer une stratégie de commande (Fig.7) pour la zone II ; dans ce cas là on doit maximiser la puissance en exploitant le mieux l'énergie disponible dans le vent. Ces systèmes de contrôle utilisent différents moyens afin d'obtenir ce point de puissance maximum (MPPT en anglais Maximum Power Point Tracking). Dans cette partie deux méthodes vont être étudiées : Contrôle MPPT avec et sans asservissement de la vitesse mécanique

4.3.1. Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation avec régulation classique PI [13, 37, 38, 39]

Le MPPT avec asservissement de vitesse de rotation de la génératrice GADA c'est maintenir la vitesse de rotation de cette génératrice Ω_g à une vitesse de référence Ω_g^* .

La vitesse de référence Ω_g^* est maximisée si le coefficient de couple C_p est optimisé pour cela il faut optimiser la vitesse relative λ .

Le couple électromagnétique développé par la MADA est égal à sa valeur de référence imposée par la commande

$$C_{em} = C_{em}^* \quad (25)$$

Avec :

C_{em}^* : Le couple électromagnétique de référence de la MADA.

La dérivée de la vitesse de la génératrice s'écrit :

$$\frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - f_v \cdot \Omega_g - C_{em}) \quad (26)$$

Où J est l'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice » donnée par : $J = \left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right)$

Le couple électromagnétique de référence C_{em}^* permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_g^* est obtenu par une relation inverse indirecte :

$$C_{em}^* = R_{\Omega} (\Omega_g^* - \Omega_g) \quad (27)$$

Avec : R_{Ω} : Le régulateur de vitesse ;

Ω_g^* : La vitesse mécanique de référence.

La vitesse mécanique de référence Ω_g^* peut être calculée par la vitesse de référence de la turbine Ω_t^* :

$$\Omega_g^* = G \cdot \Omega_t^* \quad (28)$$

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale du coefficient C_p . Celle-ci est obtenue si la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} (pour β constant et égal à 2°).

La vitesse de rotation de référence de la turbine Ω_t^* est obtenue à partir de l'équation (15) comme suit :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_v}{R} \tag{29}$$

Le schéma de principe du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est montré à la figure 10.

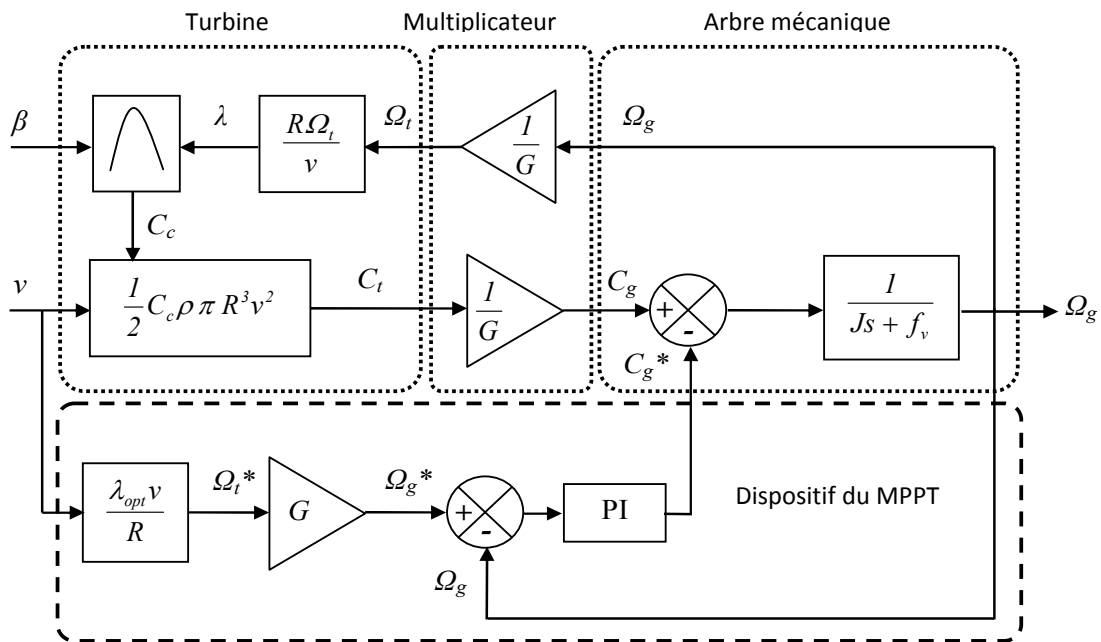


Fig. 10. Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

❖ Régulateur classique PI

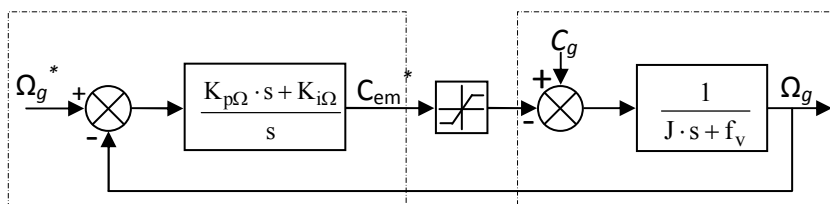


Fig. 11. Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

On va utiliser dans cette partie le régulateur proportionnel intégrateur (PI) pour contrôler. Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, on utilise une limitation de la référence du couple à la sortie du correcteur pour annulée tout dépassement du couple qui peut nuire au fonctionnement du système.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\Omega_g = F(s) \cdot \Omega_g^* + G(s) \cdot C_g \quad (30)$$

D'où $F(s)$ est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (31)$$

Et $G(s)$ est la fonction de la perturbation :

$$G(s) = \frac{s}{J \cdot s^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \quad (32)$$

Pour baisser l'effet de la perturbation (couple C_{em}), on a intérêt de 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^{ème} ordre, ayant une pulsation naturelle et un coefficient d'amortissement, déterminés comme suit :

$$\begin{cases} \omega_{n,1} = \sqrt{\frac{K_{i\Omega}}{J}} \\ \xi_{s1} = \frac{f_v + K_{p\Omega}}{J \cdot 2\omega_{n,1}} \end{cases} \quad (33)$$

Pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, on trouve:

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = \omega_{n,1}^2 \cdot J \\ K_{p\Omega} = 2\xi_{s1}J\omega_{n,1} - f_v \end{cases} \quad (34)$$

4.3.2. Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation [13, 37, 38, 39]

MPPT sans asservissement est utilisé quand la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, le couple d'accélération de la turbine est nul. Cette stratégie ne dépend plus du vent il dépend directement de la vitesse de rotation de la génératrice pour calculer une vitesse optimal de la turbine pour développer un couple de la génératrice optimal.

On peut écrire l'équation suivante :

$$\frac{d\Omega_g}{dt} \left(\frac{J_t}{G^2} + J_g \right) + f_v \cdot \Omega_g = C_g - C_{em} = 0 \quad (35)$$

On néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux $f_v \cdot \Omega_g = 0$ par rapport au couple mécanique C_g , on aura :

$$C_g = C_{em} \quad (36)$$

À partir de la mesure de la vitesse de rotation de la GADA on peut estimer $\hat{\Omega}_t$, la vitesse de rotation de la turbine, par l'équation suivante:

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_g}{G} \quad (37)$$

On peut estimer \hat{V}_{vent} à partir de l'estimation de la vitesse rotation de la turbine, par l'équation suivante :

$$\hat{V}_{vent} = \frac{\hat{\Omega}_t R}{\lambda_{opt}} \quad (38)$$

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 :

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_c^{max} \rho \pi R^3 \hat{V}_{vent}^2 \quad (39)$$

Afin d'extraire le maximum de puissance, il faut fixer la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'obtenir le coefficient de puissance maximum C_c^{max} . Le couple électromagnétique de référence s'exprime donc par :

$$\hat{C}_t^* = \frac{1}{2 \lambda_{opt}^2} C_c^{max} \rho \pi R^5 \hat{\Omega}_t^2 \quad (40)$$

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

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_c^{max} \rho \pi R^3 \left(\frac{\hat{\Omega}_t R}{\lambda_{opt}} \right)^2 \quad (41)$$

$$C_{em}^* = \frac{\hat{C}_t}{G} \quad (42)$$

La figure (12) présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

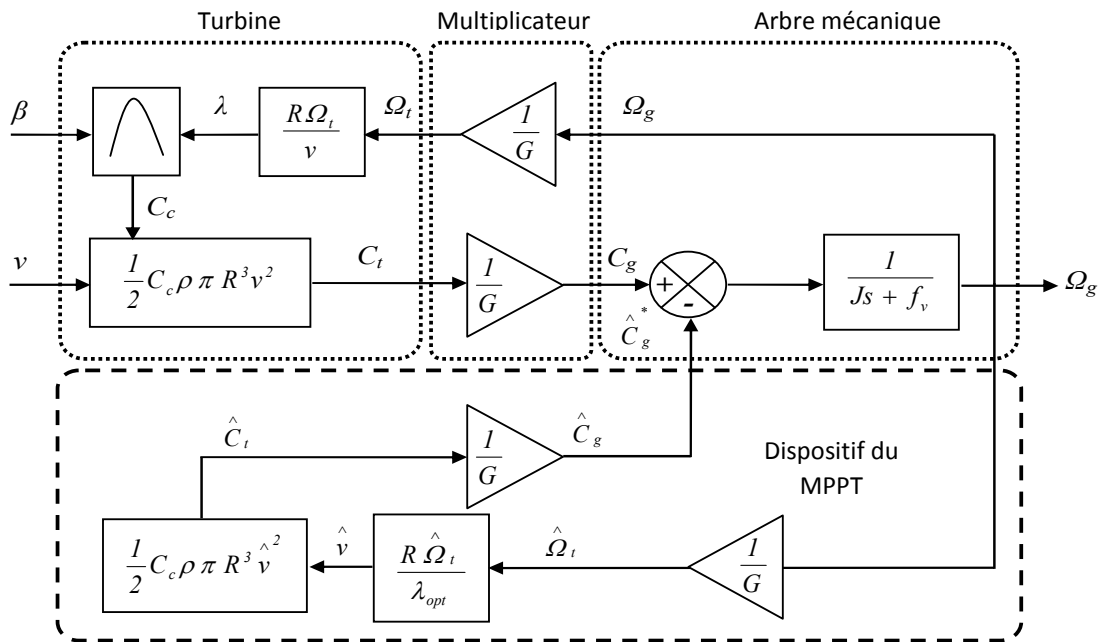


Fig. 12. Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.

4.4. RESULTAT DE SIMULATION

Les figures 13 et 14 présentent les résultats de simulation avec logiciel MATLAB/SIMULINK de la vitesse mécanique, coefficient de puissance et le ratio de vitesse du système éolien sans et avec les deux stratégies de contrôles MPPT étudiées précédemment.

Les résultats de simulation pour les deux modes de contrôle MPPT montre l'optimisation du coefficient de puissance et l'optimisation de ces deux paramètres à une valeur maximale alors une optimisation de la puissance aérodynamique et la vitesse de rotation de la génératrice contre la variation de la vitesse du vent (changement de vent temporaire et horaire a Adrar.

MPPT avec asservissement montrent des performances statiques et dynamiques très satisfaisante, une poursuite de la consigne contrôlée (vitesse de rotation de la génératrice) et un temps de réponse souhaitable par le régulateur PI et pour MPPT sans asservissement la figure 13 montre une erreur égale presque zéro entre le couple électromagnétique mesuré et estimé de la GADA.

Finalement, les résultats obtenus pour les deux stratégies de contrôle MPPT (avec et sans-asservissement de vitesse) montrent de bonnes performances statiques et dynamiques, un temps de réponse souhaitable offert par les deux techniques ; ce qui justifie le choix de la méthode MPPT pour le contrôle de la turbine, mais pour MPPT avec asservissement une mesure erronée de la vitesse conduit forcément à une dégradation de la puissance captée selon la stratégie de commande précédente alors pour MPPT sans asservissement l'inconvénient principal est tout de même que la dynamique du système en boucle fermée

ne compense pas la dynamique du système mécanique, ce qui conduit à une réponse relativement lente du système par rapport à des variations du vent.

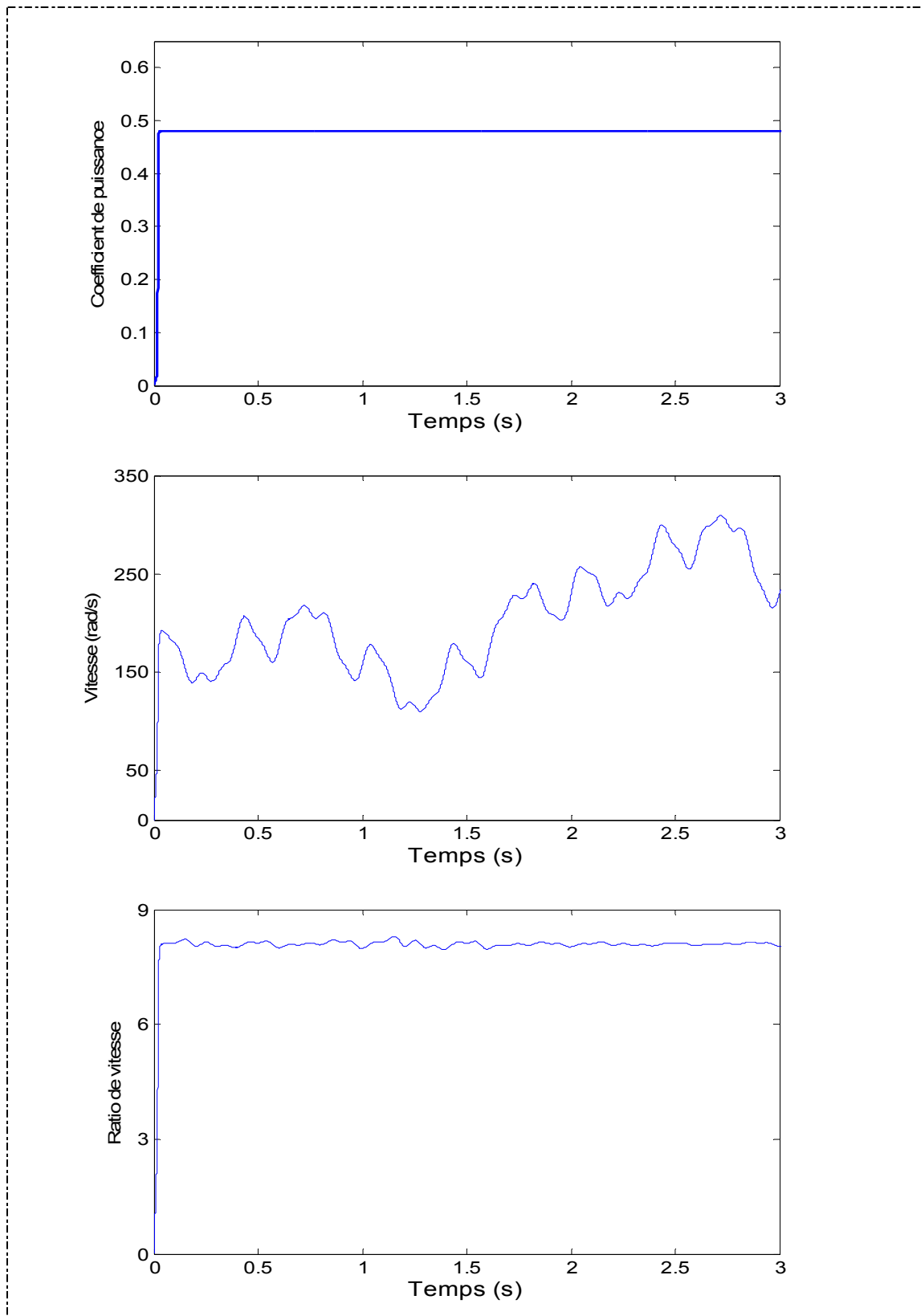


Fig.13 Résultats de simulation sans asservissement de vitesse.

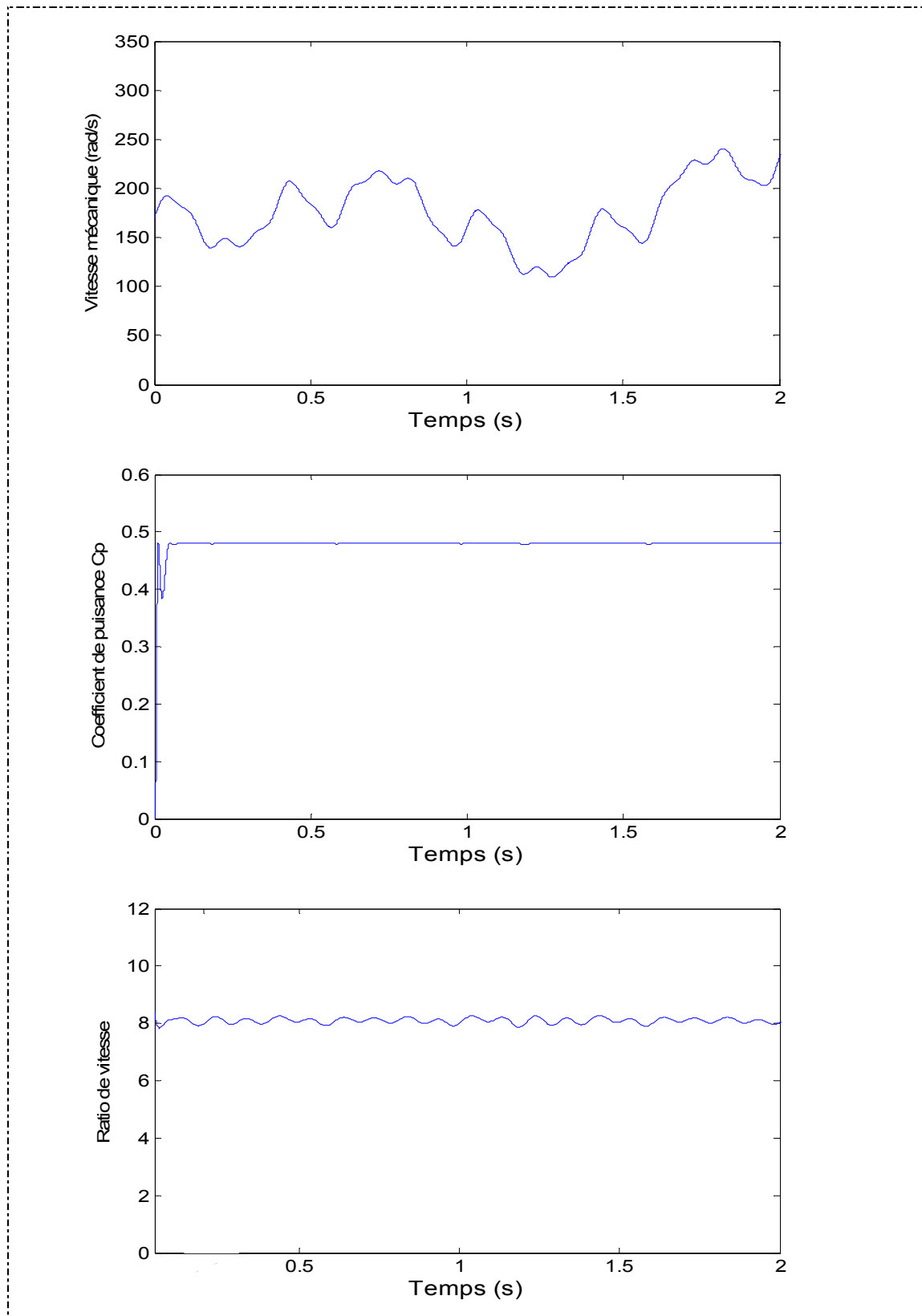


Fig.14 Résultat de simulation avec asservissement de la vitesse

5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons modélisé notre chaîne de conversion en deux parties : mécanique et électrique. Dans la première partie nous avons choisi et modélisé deux gisements réels du vent : un d'une région française et l'autre de Adrar Algérie. Après on a étudié la partie mécanique "turbine" de l'éolienne puis on a entamé la partie modélisation.

La partie régulation du "pitch control" a montré une grande importance de la régulation mécanique du système de calage afin de maximiser le rendement de l'hélice et d'obtenir un système de conversion d'énergie le plus efficace possible.

Finalement on a pu développer une stratégie de maximisation de puissance "MPPT" sans et avec asservissement (MPPT en anglais Maximum Power Point Tracking), pour mieux exploiter et maximiser l'énergie du vent d'un gisement de vent variable, la partie simulation est faite par le logiciel MATLAB SIMULINK pour visualiser les performances de la réponse de notre turbine.



**MODELISATION DE LA MADA
ALIMENTEE PAR DES
CONVERTISSEURS A TROIS NIVEAUX**

CHAPITRE 3

MODELISATION DE LA MADA ALIMENTEE PAR DES CONVERTISSEURS A TROIS NIVEAUX

1. MODELISATION LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)

1.1 MODELISATION DE LA MADA

La machine asynchrone double alimentation (MADA) montre plusieurs propriétés avantageuses pour l'utilisation dans le système éolien à vitesse variable pour une production optimale de l'électricité. 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. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Cette machine est la plus utilisée dans les systèmes éoliens grâce à ses quatre modes de fonctionnement, son prix compétitive et sa grande robustesse.

Alors dans cette section on va développer une modélisation mathématique de la MADA pour pouvoir la commander pour mieux exploiter sa puissance fournie.

1.2 HYPOTHESE SIMPLIFICATRICES

On repose sur des hypothèses simplificatrices classiques suivantes pour modéliser la MADA:

- ❖ La machine est de constitution symétrique.
- ❖ On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ❖ On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- ❖ On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.

❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

1.3 MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASE

Le stator de la MADA est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et séparés d'un angle électrique de 120°. Les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écuréuil ou formé de trois bobines.

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs s_a , s_b , s_c , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor [55, 56, 57, 58].

L'axe 'sa' est souvent considéré comme référence et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator (Fig .1).

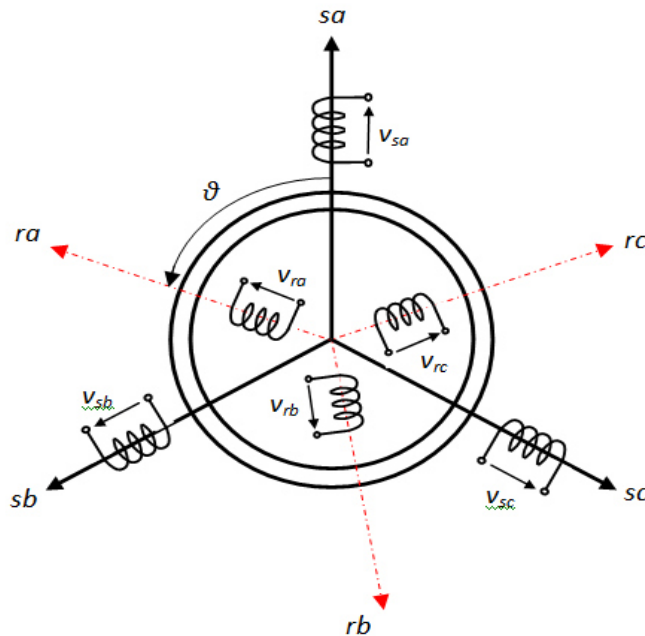


Fig .1. Représentation des enroulements de la MADA

En tenant compte des hypothèses simplificatrices précédentes, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants. Elles se présentent sous la forme matricielle comme suit :

Au stator :

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

Au rotor :

$$[\Phi_r]_{3 \times 1} = [L_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + [L_m]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} \quad (2)$$

Sachant que:

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

et:

$$[L_m]_{3 \times 3} = [m_{rs}]_{3 \times 3}^T = [m_{sr}]_{3 \times 3} = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Avec :

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

$[\Psi_r]_{3 \times 1} = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$: 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 :

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

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 ;

θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une autre rotorique.

On à :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2}M \end{cases} \quad (5)$$

Le couplage magnétique décrit par les équations est utilisé pour déduire les équations des tensions des circuits statorique et rotorique ; on peut écrire:

Sachant que stator :

$$[V_s]_{3 \times 1} = [R_s]_{3 \times 3} [I_s]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_s]_{3 \times 1} \quad (6)$$

Et le rotor :

$$[V_r]_{3 \times 1} = [R_r]_{3 \times 3} [I_r]_{3 \times 1} + \frac{d}{dt} [\Phi_r]_{3 \times 1} \quad (7)$$

Où :

$$[R_s]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [R_r]_{3 \times 3} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

Avec :

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

1.4 MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE BIPHASE

Afin de rechercher les lois de contrôle d'une machine à courant alternatif, on peut la modéliser dans un repère biphasée (d,q) tournant dont l'orientation est à priori arbitraire (Fig.2). Ce modèle est obtenu après transformation virtuelle de la machine triphasée en machine diphasée équivalente (transformation de Park) [57, 58, 59].

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

La transformé inverse de Park est :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

La transformée de Park permet de réduire la complexité des systèmes d'équations précédents. Elle consiste à remplacer les trois phases statoriques et rotoriques du système triphasé par un système diphasé (d-q-o) constitué des grandeurs équivalentes d'axe d et q et une composante homopolaire qui n'est pas pris en compte dans le modèle de la machine. Une matrice $p(\theta)$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux

composantes X_{dq} du système biphasé, ce système tourne à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques.

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). Pour réaliser cette transformation algébrique on utilise les matrices de Park directe (éq.9) et inverse (éq.10). Les grandeurs statoriques et rotoriques sont exprimées dans un repère comme le montre la figure 2.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

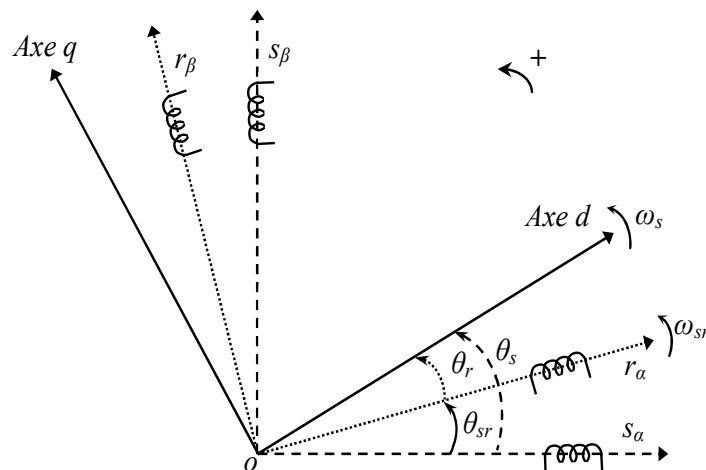


Fig .2. Repères de référence statorique (α_s - β_s), rotorique (α_r - β_r) et tournant (dq)

La figure 2 montre l'existence de trois types d'angle électrique rotorique θ_r , statorique θ_s et glissement θ_{sr} qui produisent respectivement les vitesses de pulsation rotorique ω_r , statorique ω_s et de glissement ω_{sr} de la MADA.

Ces trois types d'angle électrique sont très importants pour le choix de l'orientation du repère de Park dont nous allons voir l'utilisation de chaque angle dans sont cas naturel:

- ❖ 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 (α - β) 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)/(α - β) 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).

Si l'on applique ces transformations aux flux et tensions intervenant dans les équations de la MADA, nous obtenons le modèle diphasé de celle-ci qui s'écrit sous la forme [55, 56, 57, 58].

Les équations des tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (13)$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (14)$$

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

$$\begin{cases} P_s = \text{Re} \left\{ \overline{V}_s \times \overline{I}_s^* \right\} = (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \\ Q_s = \text{Im} \left\{ \overline{V}_s \times \overline{I}_s^* \right\} = (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} P_r = \text{Re} \left\{ \overline{V}_r \times \overline{I}_r^* \right\} = (v_{rd} i_{rd} + v_{rq} i_{rq}) \\ Q_r = \text{Im} \left\{ \overline{V}_r \times \overline{I}_r^* \right\} = (v_{rq} i_{rd} - v_{rd} i_{rq}) \end{cases} \quad (16)$$

Il nous reste maintenant à décrire l'équation mécanique de la machine sous la forme :

$$C_{em} = C_r + f_v \Omega + J_g \frac{d\Omega}{dt} \quad (17)$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : Le couple résistant ;

f_v : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA ;

Ω : La vitesse de rotation de l'axe de la MADA ;

J_g : L'inertie des parties tournantes de la MADA.

Les équations suivantes sont équivalentes et permettent de calculer le couple électromagnétique :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{pL_m}{L_s L_r - L_m} (\phi_{rd} \phi_{sq} - \phi_{rq} \phi_{sd}) \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_s} (I_{rd} \phi_{sq} - I_{rq} \phi_{sd}) \\ C_{em} = pL_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \\ C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \end{array} \right. \quad (18)$$

Avec, p : Le nombre de paires de pôles de la MADA.

1.5 MODELE DE LA MADA DANS LE REPERE BIPHASE 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.

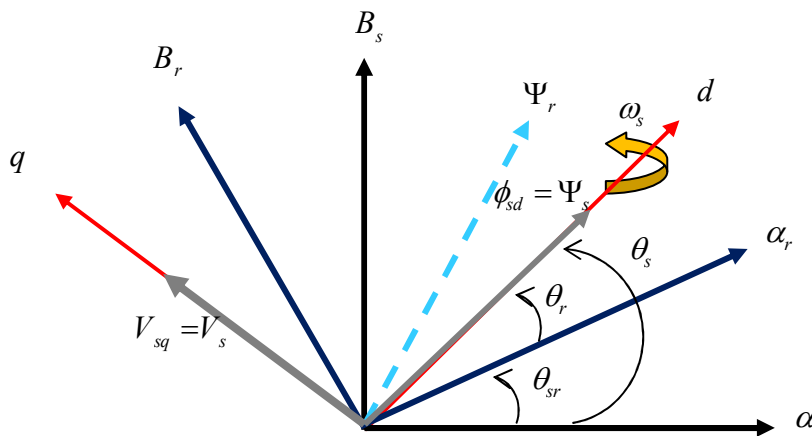


Fig.3. Orientation de l'axe d sur le flux statorique.

La figure 3 représente l'orientation de l'axe d sur le flux statorique et en supposant que le réseau est stable et que l'on peut déduire que le flux statorique est fixe :

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \\ \varphi_{sd} = \Psi_s \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s = \omega_s \Psi_s \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \\ \varphi_{sd} = \Psi_s \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (21)$$

En remplaçant dans l'équation des flux, les courants statoriques par leurs expressions, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \sigma L_r i_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \varphi_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \end{cases} \quad (22)$$

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 (22) par leurs expressions, on obtient :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (23)$$

Les dérivées des courants rotoriques diphasés s'annule en régime permanent. Sachant que (g) est le glissement de la machine, v_{rd} et v_{rq} peuvent être écrites :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \sigma L_r i_{rd} + g \frac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \quad (24)$$

L'équation 24 fait apparaître un terme $\left(\frac{g L_m V_s}{L_s} \right)$ 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.

Sachant que $v_{sd} = 0$ les puissances active et réactive s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_s i_{sq} \\ Q_s = V_s i_{sd} \end{cases} \quad (25)$$

L'utilisation de l'équation des courants statoriques, dans l'équation des puissances active et réactive, donne l'expression suivante :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rq} \\ Q_s = \left(V_s \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \right) \end{cases} \quad (26)$$

En remplaçant $\Psi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ de l'équation 29, l'expression de la puissance réactive

devient :

$$Q_s = -V_s \frac{L_m}{L_s} i_{rd} + \left(\frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \right) \quad (27)$$

Le couple électromagnétique aura l'expression :

$$C_{em} = -p \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} i_{rq} \quad (28)$$

Suivant les équations précédentes, on peut construire le schéma bloc de la MADA illustré dans la figure 4 qui comporte en entrées les tensions rotoriques et en sorties les puissances actives et réactives statoriques. On remarque l'effet du couplage entre les deux puissances active et réactive [55, 56, 57, 58, 68]:

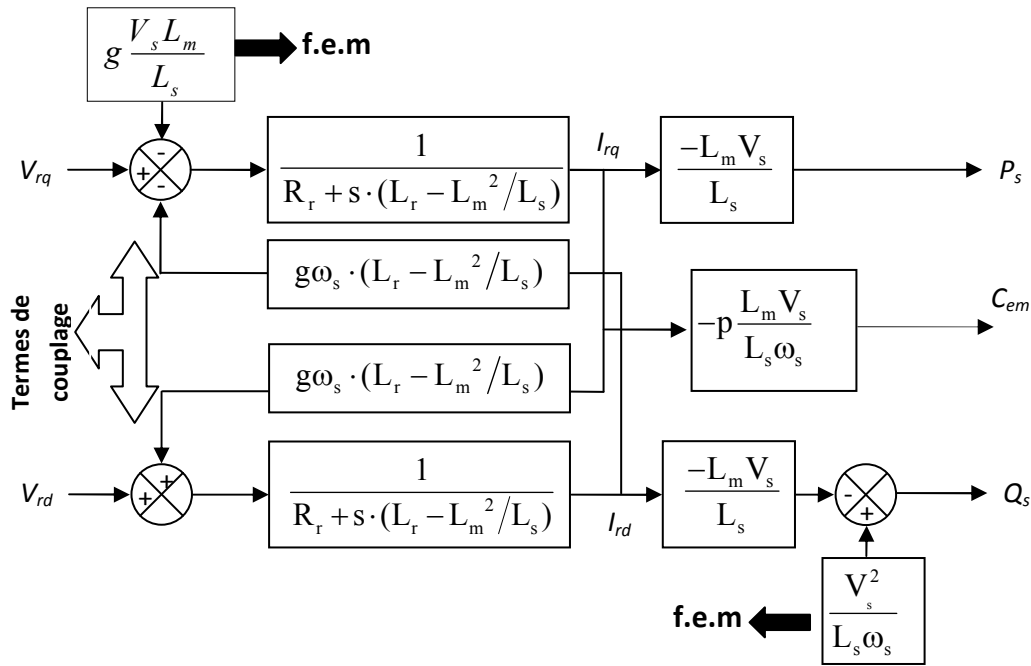


Fig.4. Schéma bloc du modèle de la MADA

2. ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

En général, les onduleurs de tension multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets. Les avantages de cette nouvelle génération d'onduleurs sont :

- ❖ La tension des dispositifs existants peut être augmentée plusieurs fois sans complications au niveau des tensions statique et dynamique (les interrupteurs sont connectés en série).
- ❖ Les performances spectrales des formes d'ondes des grandeurs de sortie d'un onduleur multiniveaux sont supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.
- ❖ Les formes d'ondes des grandeurs de sorties d'un onduleur multiniveaux limitent naturellement les problèmes des surtensions.

Dans notre cas on s'intéressera à l'étude, la modélisation et la commande de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC (Neutral-Point-Clamped) [40, 41, 42, 43].

2.1 ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

2.1.1 Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs structures d'onduleurs ; dont chacun correspond à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées [40, 41, 42, 43].

L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C [40, 41, 42, 43].

Les études faites sur les onduleurs monophasés et triphasés à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association de deux onduleurs à deux niveaux. Ces études ont montré que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie.

Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques.

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu [40, 41, 42, 43].

L'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC représenté par la figure 5 se compose de douze interrupteurs bidirectionnels en courant et de six interrupteurs unidirectionnels en courant reliés au point milieu des deux sources permettant ainsi l'accès aux potentiels $-E/2$, 0 , $+E/2$ [34].

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{c1} , 0 , $-U_{c2}$ (Fig.5).

La structure de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC est composée de trois bras symétriques correspondants aux trois phases. Chaque bras est constitué de deux cellules de commutation, chacune porte une source de tension U_c provenant d'une alimentation stabilisée en tension et de deux interrupteurs bicommandables dont le fonctionnement est complémentaire permettant d'obtenir une tension multiniveau modulée réversible [40, 41, 42, 43, 86].

Comme la charge est un réseau électrique à courant alternatif, les semi-conducteurs requis sont composés d'un transistor IGBT et d'une diode anti-parallèle. Des diodes additionnelles sont utilisées pour connecter un potentiel de chaque IGBT au point milieu, permettant ainsi l'obtention du zéro de la tension.

2.1.2 Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur triphasé de type NPC, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la figure 5. Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{AO} entre la borne "A" de la charge et le point neutre O.

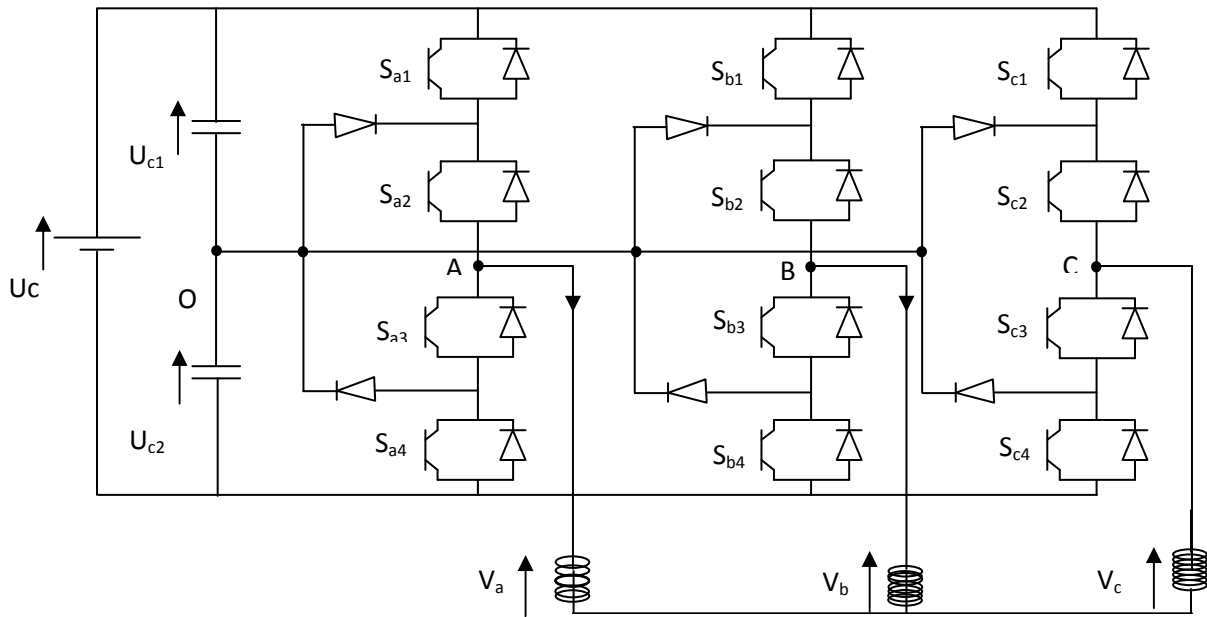


Fig.5. Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux [86]

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue tel que $U_{c1}+U_{c2}=E=U_c$, permettant de générer des créneaux d'amplitudes: $-E/2, 0, E/2$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'obtenir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux [86].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1}+U_{c2}$). Ces deux générateurs ainsi que les diodes se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « O ».

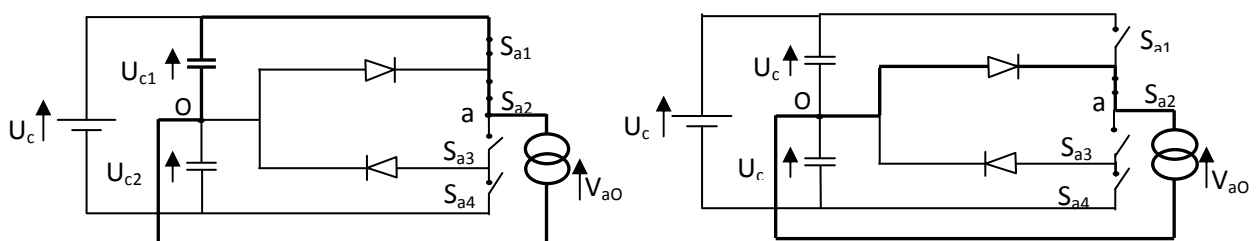
La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure 5, où:

- ❖ Les tensions continues U_{c1} et U_{c2} sont les tensions d'entrée,
- ❖ Les tensions alternatives V_a, V_b et V_c sont les tensions de sortie,

Le sens positif ou négatif des courants fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

2.1.3 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles pour ce dernier (Fig.6).



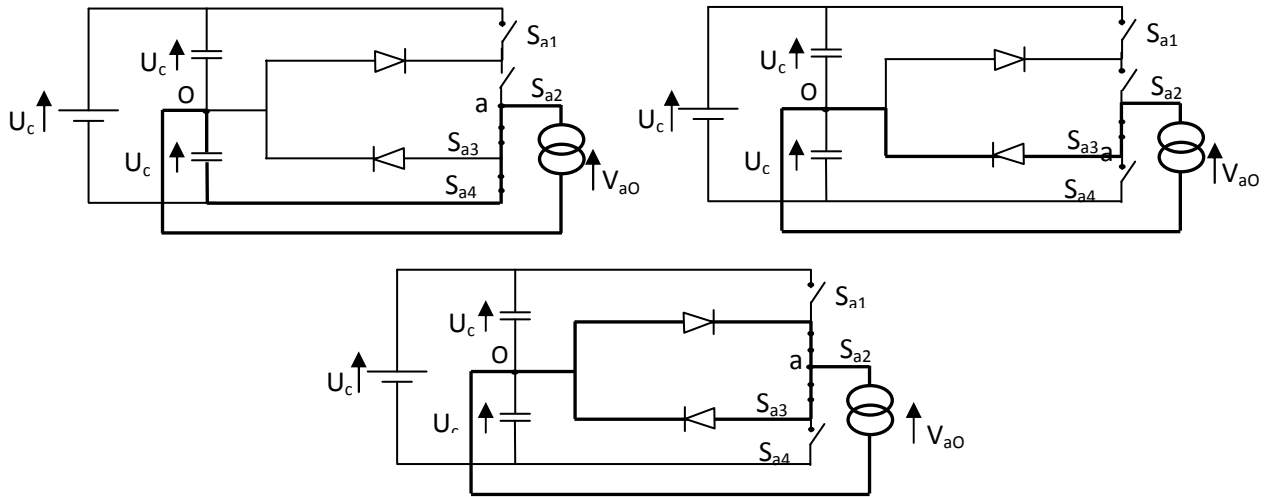


Fig.6. Différentes configurations du bras *i* de l'onduleur à trois niveaux [84]

Par combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on peut imposer à la phase trois niveaux de tensions différentes :

$$(0,0,1,1) \Rightarrow -\frac{E}{2} = U_{C2}; (0,1,1,0) \Rightarrow 0; (1,1,0,0) \Rightarrow \frac{E}{2} = U_{C1}.$$

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 [40, 41, 42, 43, 84].

On définit alors trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$), telles que :

$$S_i = -1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,0,1,1); \quad S_i = 0 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (0,1,1,0)$$

$$S_i = 1 \Rightarrow (S_{i1}, S_{i2}, S_{i3}, S_{i4}) = (1,1,0,0)$$

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 (Fig.6a)[68].

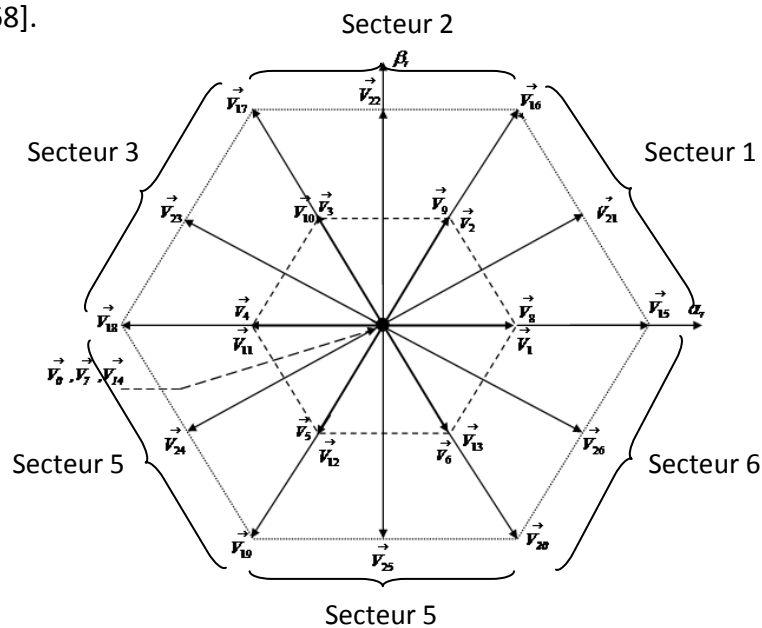


Fig.6a. Vecteurs de tension fournis par l'onduleur à 3-niveaux de tension.

A partir des vecteurs des tensions schématisés sur la figure 6 on peut distinguer les groupes des vecteurs :

❖ *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.

❖ *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 O .

❖ *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.

❖ *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.

2.2 STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteur ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsions dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées [40, 41, 42, 43, 84, 86].on distingue:

- ❖ Commande pleine onde.
- ❖ Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel.
- ❖ Modulation vectorielle.

La figure 7 représente un schéma des différentes stratégies de modulation de largeur impulsion.

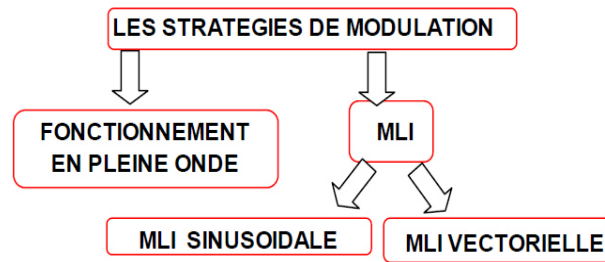


Fig.7. Structures des différentes stratégies MLI

2.2.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsions MLI

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps.

L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse (notée f_p)

La commande par MLI des onduleurs multiniveaux nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles, Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons:

2.2.2 La commande par la Modulation vectorielle

Les performances de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation ne dépendent pas uniquement des paramètres de la machine ; mais dépendent aussi en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé. La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possibles. Parmi les variantes de la MLI, la plus en vue ces derniers temps essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la technique dite modulation vectorielle (Space Vector Modulation(SVM)).

❖ Détermination des secteurs

Le groupe des vecteurs "pleine tension" divise le plan en six secteurs (Fig.6a). L'angle de tension peut être utilisé pour définir les secteurs. Le vecteur de référence est normalisé au premier secteur. Chaque secteur est divisé en quatre régions triangulaire par Le groupe des vectrices «tensions intermédiaires" et Le groupe des vecteurs "demie tension" (Fig.6b).

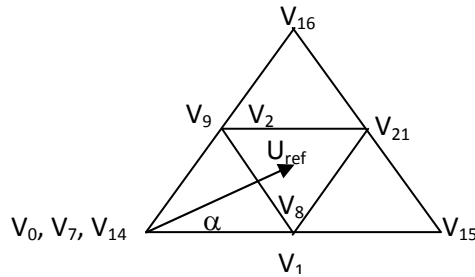


Fig.6b. L'état de commutation des secteurs

Le secteur, où le vecteur de référence est localisé, est défini par :

$0 \leq \alpha < 60^\circ$: Secteur 1 ; $60 \leq \alpha < 120^\circ$: Secteur 2 ; $120 \leq \alpha < 180^\circ$: Secteur 3

$180 \leq \alpha < 240^\circ$: Secteur 4 ; $240 \leq \alpha < 300^\circ$: Secteur 5 ; $300 \leq \alpha < 360^\circ$: Secteur 6

❖ Détermination des régions dans les secteurs

En considérant la transition des commutations, le vecteur référence est décomposé en m_1 et m_2 localisés à 0 et 60° (Fig.6c).

L'ordre de commutation est obtenu, pour chaque région (pour chaque secteur), si tous les états de commutations sont utilisés.

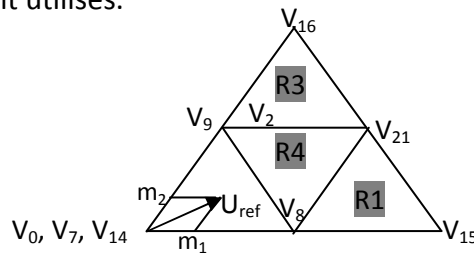


Fig.6c. Calcul de m_1 et m_2

$$m_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} U_{ref} \sin(\alpha) ; \quad m_1 = U_{ref} \left(\cos(\alpha) - \frac{\sin(\alpha)}{\sqrt{3}} \right)$$

$m_1 > 1$: Région 1, $m_1 < 1, m_2 < 1$ et $m_1 + m_2 > 1$: Région 2 ; $m_2 > 1$: Région 3,

$m_1 < 1, m_2 < 1$ et $m_1 + m_2 < 1$: Région 4

3. CONCLUSION

On a consacré cette partie à la modélisation de la MADA et l'analyse de l'onduleur trois niveaux à structure NPC, commandé par la modulation vectorielle trois niveaux.

On a présenté le modèle de l'onduleur de tension à trois niveaux, ensuite, on a présenté les six étapes de MLI vectorielle proposée.

La simulation de la machine double alimentée en association avec les convertisseurs multi niveaux commandés par MLI vectorielle fera l'objet du chapitre suivant où on présente l'étude du contrôle direct de la puissance (DPC).



**COMMANDE DIRECTE DE
PUISSANCES (DPC) DE LA MADA**

CHAPITRE 4

COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE (DPC) DE LA MADA

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 [14], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à MLI triphasé sans capteurs de tension du réseau. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive.

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 [14, 15].

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. Cependant, l'inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle, sont les oscillations des puissances et les harmonique des courants générés par la MADA à cause de la fréquence de commutation variable.

2. THEORIE DE LA COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE

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. 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 DTC vers la commande DPC [20, 22].

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 [20, 21, 22].

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 δ) 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 [20, 22].

2.1 PRINCIPE GENERALE DE LA DPC CLASSIQUE

La structure globale de la DPC classique, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué aux convertisseurs triphasés coté machine « CCM » et côté réseaux « CCR », est illustrée sur la figure 1. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC). 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 » et « CCR », à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs (εP_s et εQ_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, ainsi que sur le secteur (zone) dans lequel le vecteur du flux rotorique se trouve [20, 22, 25].

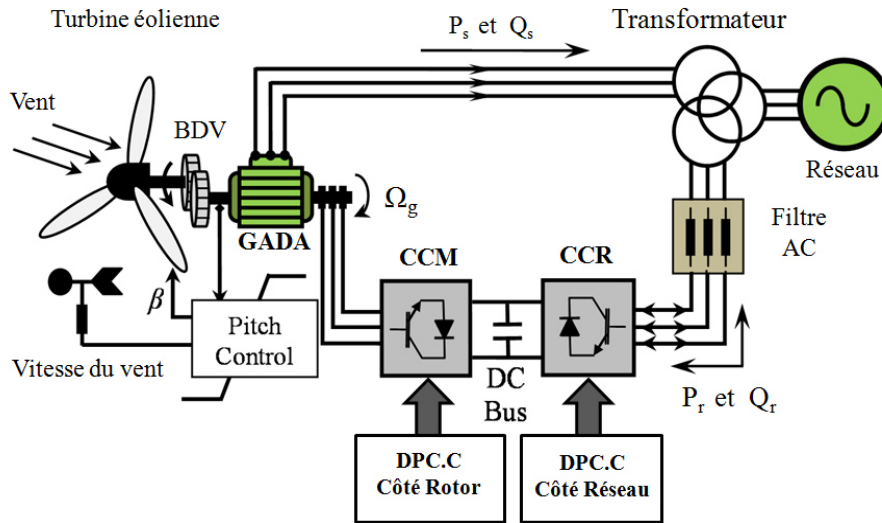


Fig.1. Configuration de la DPC Classique de la GADA.

2.2 DPC CLASSIQUE 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. 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.

2.2.1 Estimation de la puissance active et réactive

On peut trouver les relations de P_s et Q_s en fonction des deux composantes du flux rotorique dans le référentiel (α_r, β_r) . Ce référentiel tourne solidairement avec le rotor de la MADA [25]. Les puissances active et réactive sont contrôlées par deux comparateurs à hystérésis, les valeurs mesurées des puissances étant estimées à partir des relations suivantes:

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_s \phi_{r\beta} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{V_s}{\sigma L_s} \Psi_s - \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (1)$$

D'où :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \psi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \\ |\overline{\Psi}_s| = \frac{|\overline{V}_s|}{\omega_s} \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (2)$$

Si, en introduisant l'angle δ qui se trouve entre le vecteur flux statorique et rotorique, P_s et Q_s deviennent :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \delta \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\Psi_s| \left(\frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| \cos \delta - |\Psi_s| \right) \end{cases} \quad (3)$$

La dérivée des deux équations donne :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \sin \delta)}{dt} \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \cos \delta)}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

Comme on le voit dans l'équation (4), ces deux dernières expressions montrent que les puissances active et réactive statoriques peuvent être contrôlées par la modification de l'angle relatif δ entre les vecteurs flux statorique et rotorique et de leur amplitudes (Fig.2).

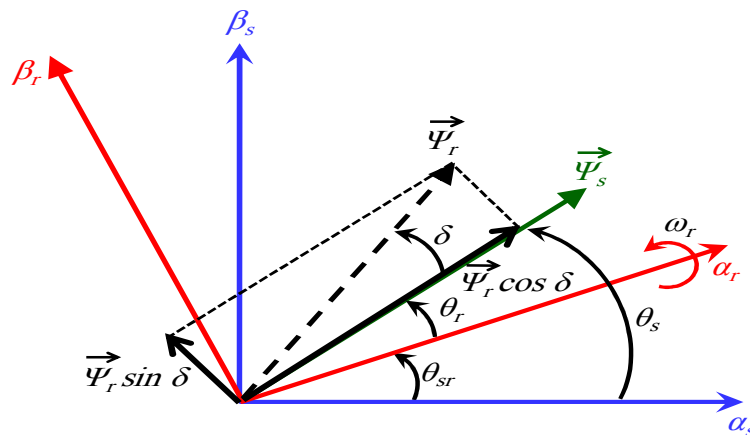


Fig.2. La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan (α - β)

2.2.2 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 (fig.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.

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.

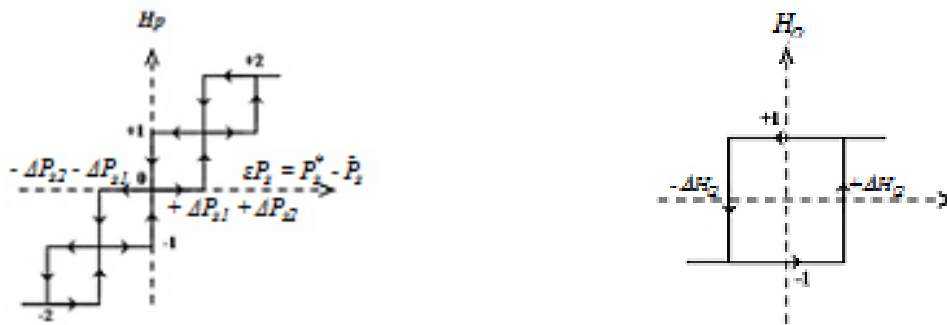


Fig.3. Comparateurs à hystérésis : Puissance active et Puissance réactive.

Ces comparateurs à hystérésis, appliqués sur la puissance active et réactive, permettent de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \varepsilon Q_s > \Delta Q_s & \Rightarrow H_Q = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \varepsilon Q_s \leq \Delta Q_s & \Rightarrow H_Q = -1 \\
 \text{Si } -\Delta Q_s \leq \varepsilon Q_s \leq 0 & \Rightarrow H_F = 1 \\
 \text{Si } \varepsilon Q_s < -\Delta Q_s & \Rightarrow H_F = -1
 \end{aligned} \tag{5}$$

Pour la puissance active :

(-2) diminuer fortement la grandeur; (-1) diminuer la grandeur; (0) maintenir; (+1) augmenter la grandeur; (+2) augmenter fortement la grandeur.

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 [33, 34].

2.3 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).

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.

2.3.1 Principe de la MLI vectorielle (PWSVM)

Le principe de cette méthode repose sur la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage et la détermination des séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur afin minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine :

❖ *Choix des porteuses* : Pour améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie d'un onduleur à trois niveaux, on utilise deux porteuses bipolaires identiques déphasées d'une demi-période $\frac{1}{2}f_p$ l'une de l'autre (f_p : fréquence des porteuse). Différentes porteuses sont possibles:

- ✚ Porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire.
- ✚ Porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire.

La porteuse en dents de scie bipolaire permet un taux d'harmonique le plus faible mais avec des harmoniques paires et impaires [84].

❖ *Principe de la modulation vectorielle* : La modulation vectorielle, comme l'indique son nom, permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres: le taux de modulation r et l'indice de modulation m , définis comme suit:

✚ Le taux de modulation r : Comme étant le rapport de l'amplitude V_M de la tension de référence à l'amplitude U_p de la porteuse ($r=V_M/U_p$).

✚ L'indice de modulation m : Comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m=f_p/f$).

2.3.2 Table de commutation DPC-NPC

On élabore la table de commutations de la structure de commande relative aux sorties des contrôleurs S_p, S_q et la position δ du flux rotorique:

$$\delta = \arctan \frac{\varphi_r}{\varphi_s} \quad (6)$$

Les secteurs ($i=1, \dots, 12$), pour les différents angles, sont définis par :

$$\frac{\pi}{12} + (K - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \leq \delta(K) \leq \frac{\pi}{12} + (K + 1) \cdot \frac{\pi}{6} \tag{7}$$

La constitution du tableau de commutation (Tableau 1) est basée sur le choix du vecteur de tension appliqué pour augmenter ou diminuer l'amplitude des puissances active et réactive.

S_p		2		1		0		-1		-2		
		1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	
Secteurs	S_q	1	V_{17}	V_{22}	V_3	V_2	V_0	V_0	V_5	V_{13}	V_{25}	V_{20}
	2	V_{23}	V_{17}	V_4	V_3	V_7	V_7	V_6	V_8	V_{20}	V_{26}	
	3	V_{18}	V_{23}	V_{11}	V_{10}	V_{14}	V_{14}	V_{13}	V_1	V_{26}	V_{15}	
	4	V_{24}	V_{18}	V_{12}	V_{11}	V_0	V_0	V_8	V_2	V_{15}	V_{21}	
	5	V_{19}	V_{24}	V_5	V_4	V_7	V_7	V_1	V_9	V_{21}	V_{16}	
	6	V_{25}	V_{19}	V_6	V_5	V_{14}	V_{14}	V_2	V_{10}	V_{16}	V_{22}	
	7	V_{20}	V_{25}	V_{13}	V_{12}	V_0	V_0	V_9	V_3	V_{22}	V_{17}	
	8	V_{26}	V_{20}	V_8	V_{13}	V_7	V_7	V_{10}	V_4	V_{17}	V_{23}	
	9	V_{15}	V_{26}	V_1	V_6	V_{14}	V_{14}	V_3	V_{11}	V_{23}	V_{18}	
	10	V_{21}	V_{15}	V_2	V_1	V_0	V_0	V_4	V_{12}	V_{18}	V_{24}	
	11	V_{16}	V_{21}	V_9	V_8	V_7	V_7	V_{11}	V_5	V_{24}	V_{19}	
	12	V_{22}	V_{16}	V_{10}	V_9	V_{14}	V_{14}	V_{12}	V_6	V_{19}	V_{25}	

Tableau 1 : Commutation pour la stratégie DPC-NPC

Pour chaque pas de calcul, le vecteur de référence est constitué de trois des dix-neuf vecteurs que constitue le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux (Fig.8).

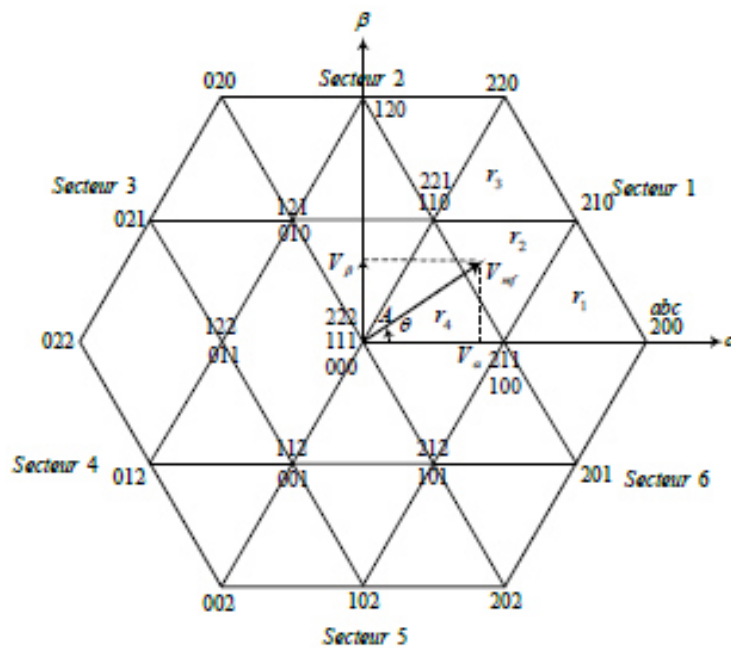
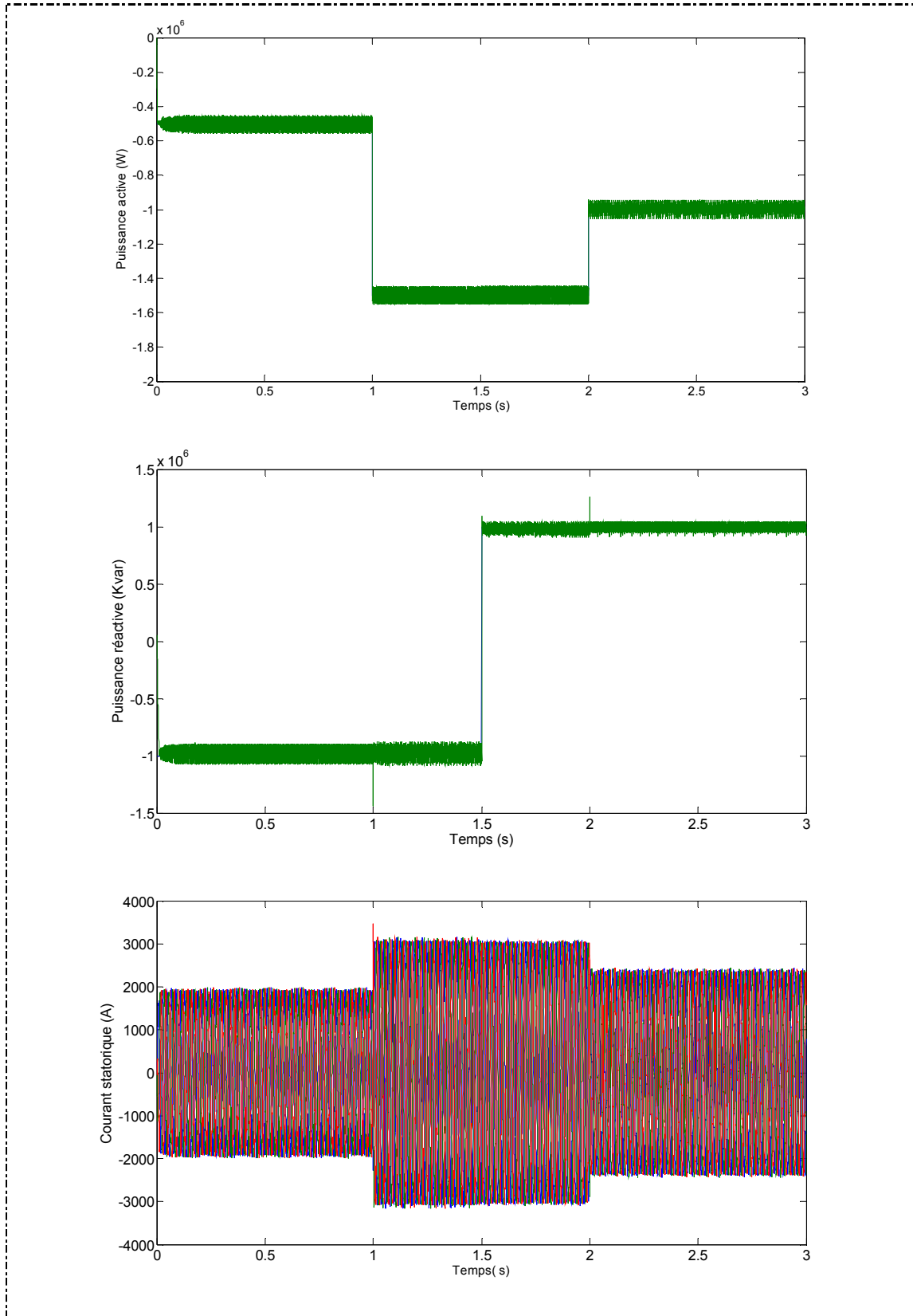
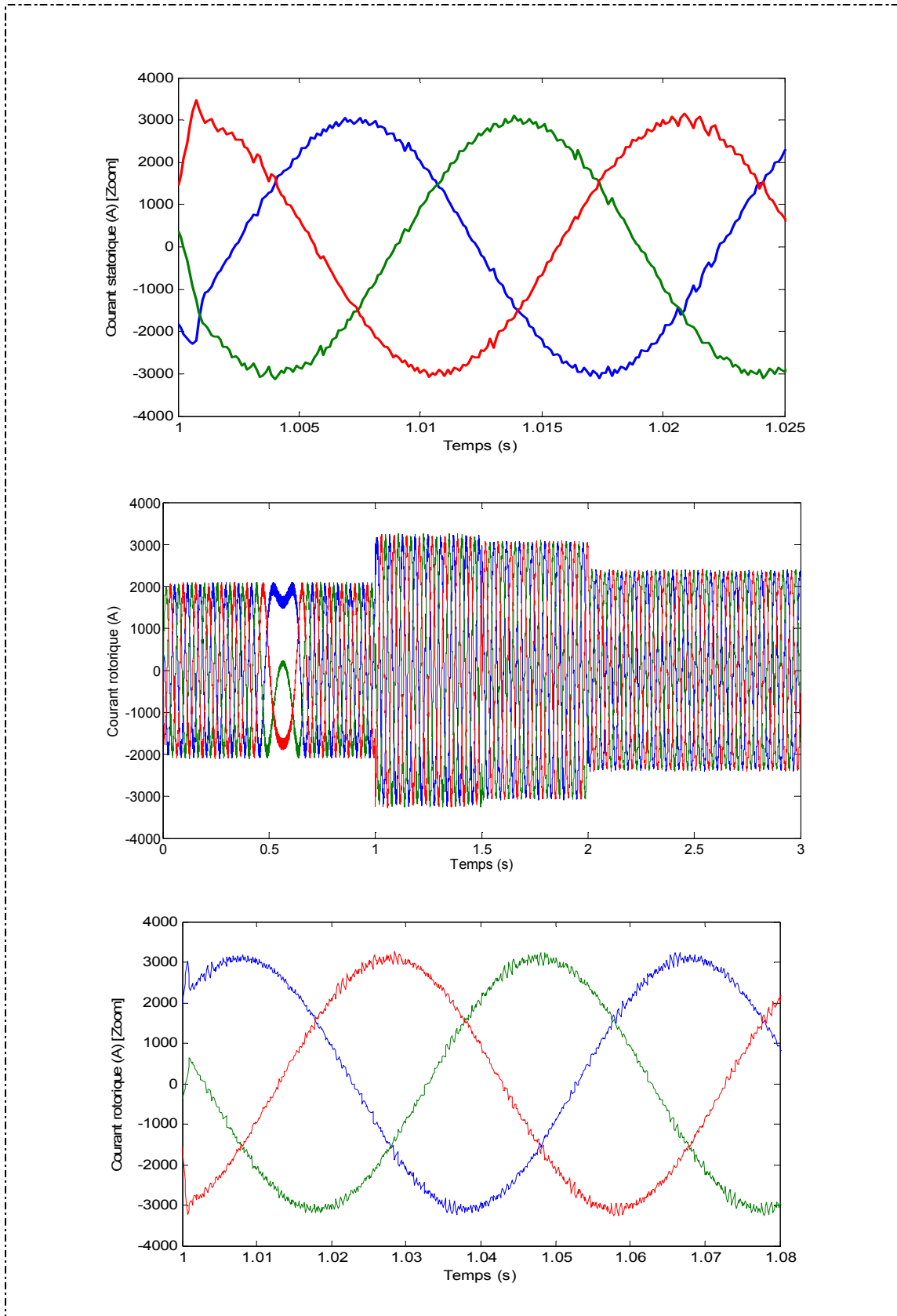


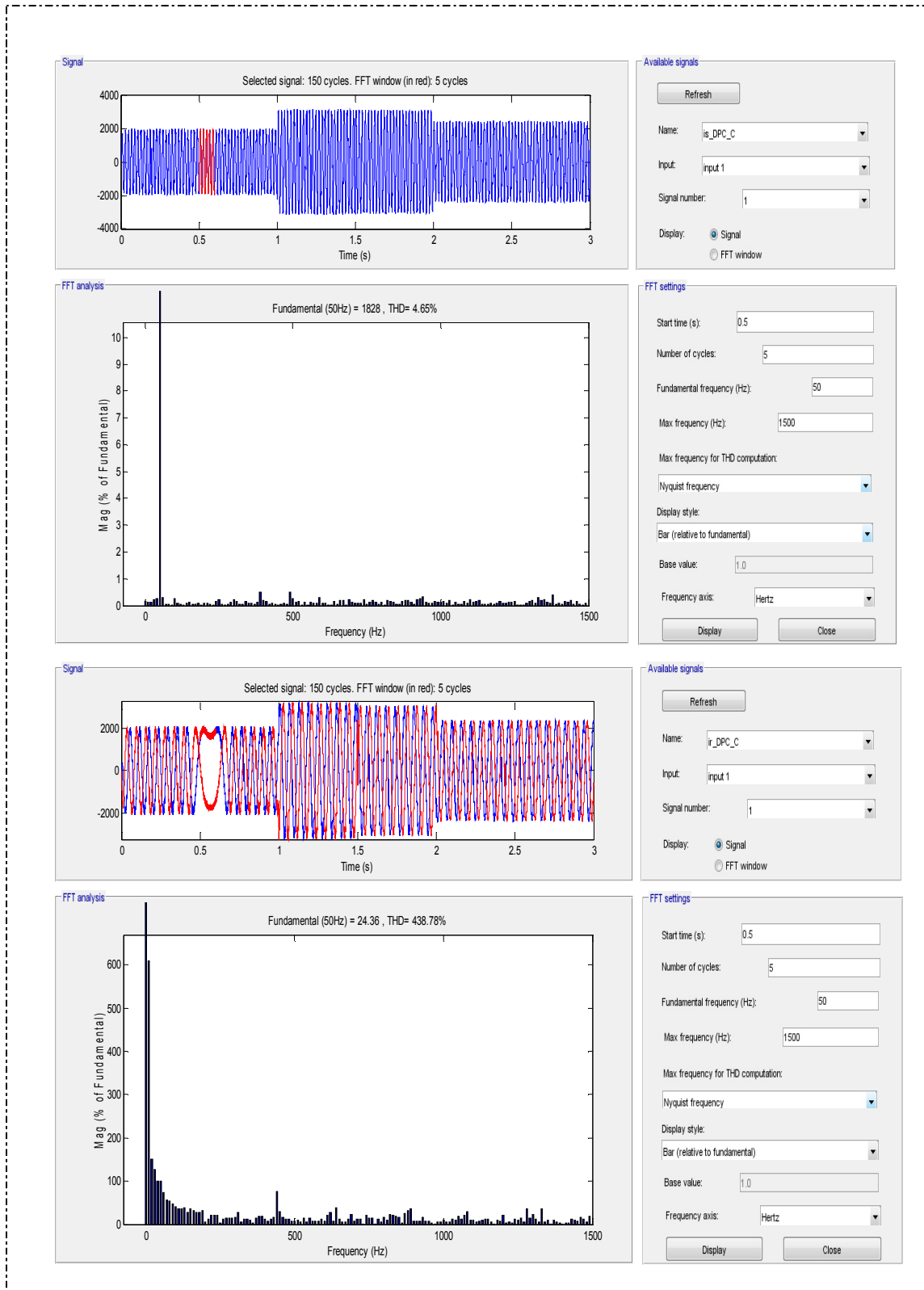
Fig.8. Diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux NPC

3. RESULTATS DE SIMULATION

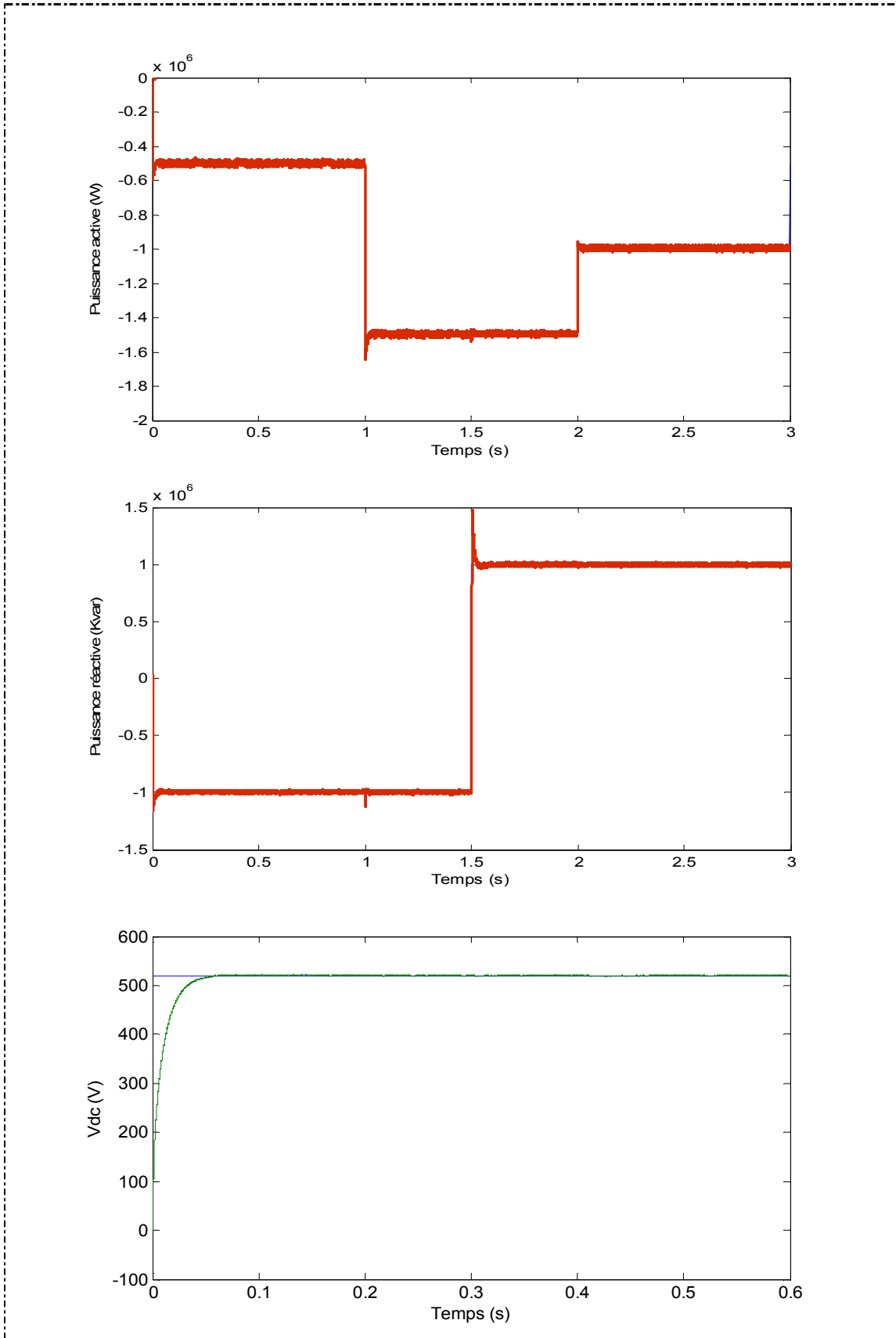
Pour approuver la commande proposée (DPC-SVM) appliquée au système éolien : côté rotor et côté réseaux, la structure de la commande DPC-SVM est représentée par le schéma bloc de figure 1.



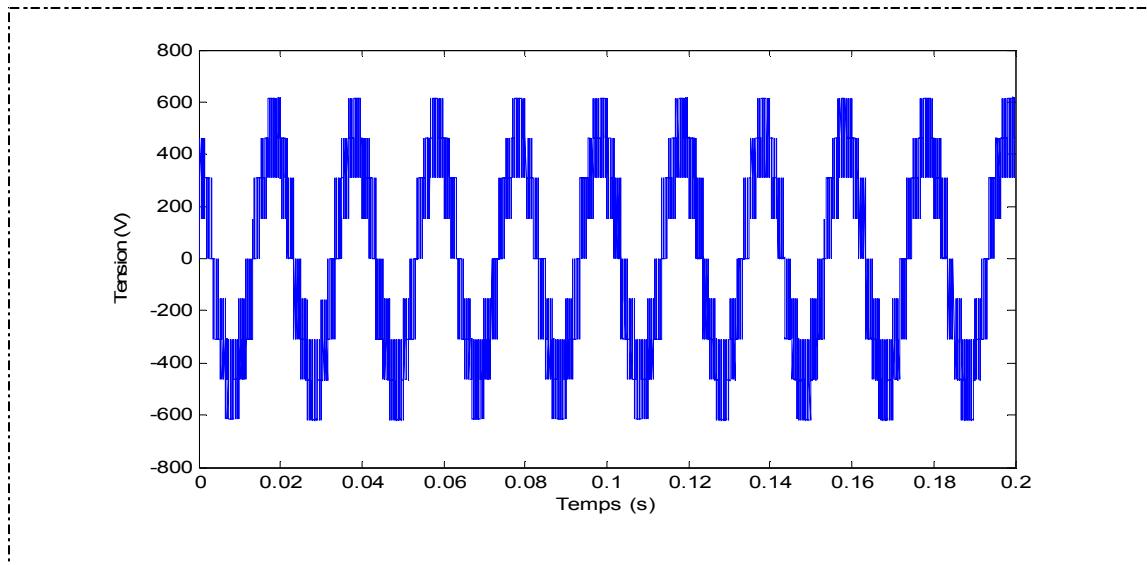




A- Côte machine



B- Côté réseau



C- Tension du convertisseur trois niveaux

Fig.4. Résultats de simulation de la DPC de la MADA alimentée par des convertisseurs 3 niveaux
A- Côté machine ; B- Côté réseau, C- Tension du convertisseur trois niveaux

D'après les résultats de simulation obtenus (Fig.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, erreur statique minimale...etc.). Ce découplage est maintenu même du côté réseau où la tension continue n'est pas affectée par le changement brusque des consignes des puissances active et réactive.

La figure montre le THD du courant statorique généré par la MADA et qui possède une allure sinusoïdale mais fluctuée à cause de la variation de la fréquence de commutation, et le THD du courant rotorique qui semble aussi sinusoïdale mais bruité ceci est dû toujours à la fréquence de commutation variable de la DPC. La figure 4 présente aussi le découplage des puissances du côté réseau avec l'allure de la tension du convertisseur trois niveaux

4. CONCLUSION

On a montré dans ce chapitre l'apport de la loi de commande DPC -SVM pour le découplage entre la puissance active et réactive de la MADA et le découplage côté réseau.

DPC-SVM classique 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.

Afin de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur côté MADA « CCM » et côté réseau dont le but de réduire les ondulations des puissances et les harmoniques, la technique de la logique floue a été combinée avec la DPC.

Le chapitre suivant sera consacré à la DPC floue.



**COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCES
(DPC) A BASE DE LA LOGIQUE FLOUE**

CHAPITRE 4

COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE (DPC) DE LA MADA

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 [14], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à MLI triphasé sans capteurs de tension du réseau. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive.

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 [14, 15].

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. Cependant, l'inconvénient majeur de cette stratégie de contrôle, sont les oscillations des puissances et les harmonique des courants générés par la MADA à cause de la fréquence de commutation variable.

2. THEORIE DE LA COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE

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. 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 DTC vers la commande DPC [20, 22].

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 [20, 21, 22].

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 δ) 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 [20, 22].

2.1 PRINCIPE GENERALE DE LA DPC CLASSIQUE

La structure globale de la DPC classique, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué aux convertisseurs triphasés coté machine « CCM » et côté réseaux « CCR », est illustrée sur la figure 1. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC). 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 » et « CCR », à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs (εP_s et εQ_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, ainsi que sur le secteur (zone) dans lequel le vecteur du flux rotorique se trouve [20, 22, 25].

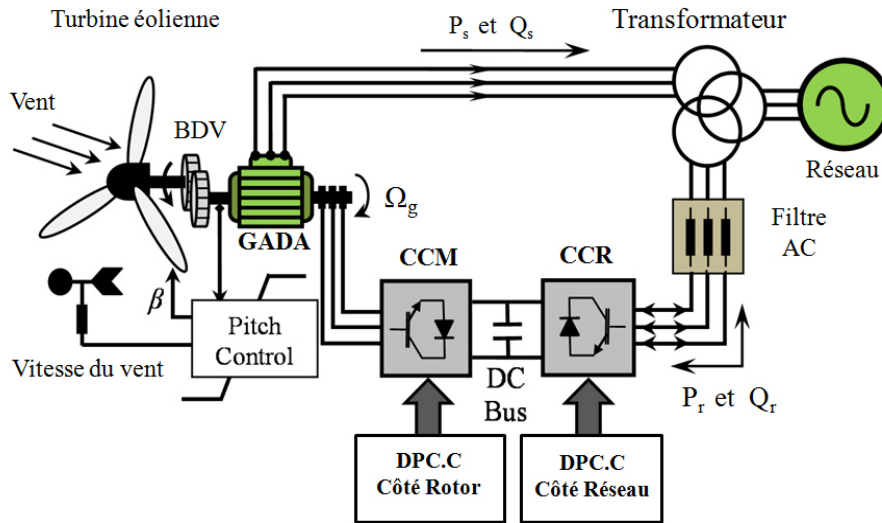


Fig.1. Configuration de la DPC Classique de la GADA.

2.2 DPC CLASSIQUE 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. 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.

2.2.1 Estimation de la puissance active et réactive

On peut trouver les relations de P_s et Q_s en fonction des deux composantes du flux rotorique dans le référentiel (α_r, β_r) . Ce référentiel tourne solidairement avec le rotor de la MADA [25]. Les puissances active et réactive sont contrôlées par deux comparateurs à hystérésis, les valeurs mesurées des puissances étant estimées à partir des relations suivantes:

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_s \phi_{r\beta} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{V_s}{\sigma L_s} \Psi_s - \frac{V_s L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \right) \end{cases} \quad (1)$$

D'où :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \sigma L_r i_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \psi_{r\beta} = \sigma L_r i_{r\beta} \\ |\overline{\Psi}_s| = \frac{|\overline{V}_s|}{\omega_s} \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (2)$$

Si, en introduisant l'angle δ qui se trouve entre le vecteur flux statorique et rotorique, P_s et Q_s deviennent :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \delta \\ Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\Psi_s| \left(\frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| \cos \delta - |\Psi_s| \right) \end{cases} \quad (3)$$

La dérivée des deux équations donne :

$$\begin{cases} \frac{dP_s}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \sin \delta)}{dt} \\ \frac{dQ_s}{dt} = \frac{3}{2} \frac{L_m \omega_s}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| \frac{d(|\Psi_r| \cos \delta)}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

Comme on le voit dans l'équation (4), ces deux dernières expressions montrent que les puissances active et réactive statoriques peuvent être contrôlées par la modification de l'angle relatif δ entre les vecteurs flux statorique et rotorique et de leur amplitudes (Fig.2).

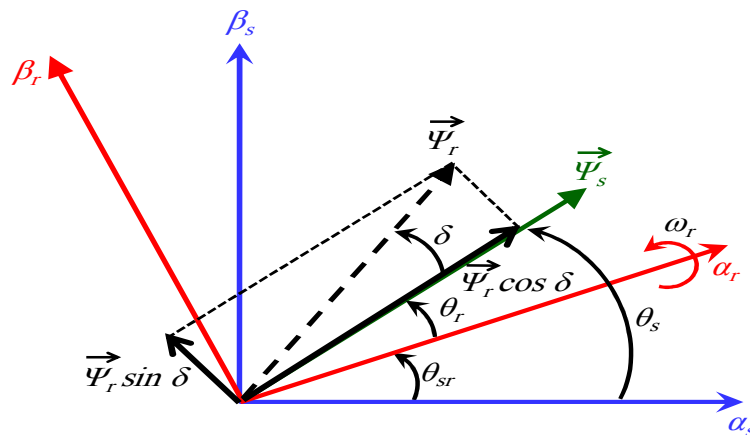


Fig.2. La décomposition du vecteur flux rotorique dans le plan (α - β)

2.2.2 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 (fig.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.

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.

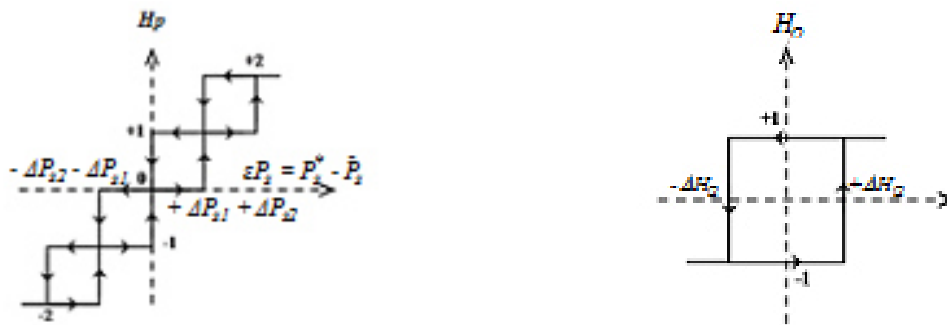


Fig.3. Comparateurs à hystérésis : Puissance active et Puissance réactive.

Ces comparateurs à hystérésis, appliqués sur la puissance active et réactive, permettent de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\begin{aligned}
 \text{Si } \varepsilon Q_s > \Delta Q_s &\Rightarrow H_Q = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \varepsilon Q_s \leq \Delta Q_s &\Rightarrow H_Q = -1 \\
 \text{Si } -\Delta Q_s \leq \varepsilon Q_s \leq 0 &\Rightarrow H_F = 1 \\
 \text{Si } \varepsilon Q_s < -\Delta Q_s &\Rightarrow H_F = -1
 \end{aligned} \tag{5}$$

Pour la puissance active :

(-2) diminuer fortement la grandeur; (-1) diminuer la grandeur; (0) maintenir; (+1) augmenter la grandeur; (+2) augmenter fortement la grandeur.

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 [33, 34].

2.3 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).

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.

2.3.1 Principe de la MLI vectorielle (PWSVM)

Le principe de cette méthode repose sur la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage et la détermination des séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur afin minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine :

❖ *Choix des porteuses* : Pour améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie d'un onduleur à trois niveaux, on utilise deux porteuses bipolaires identiques déphasées d'une demi-période $\frac{1}{2}f_p$ l'une de l'autre (f_p : fréquence des porteuse). Différentes porteuses sont possibles:

- ✚ Porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire.
- ✚ Porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire.

La porteuse en dents de scie bipolaire permet un taux d'harmonique le plus faible mais avec des harmoniques paires et impaires [84].

❖ *Principe de la modulation vectorielle* : La modulation vectorielle, comme l'indique son nom, permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres: le taux de modulation r et l'indice de modulation m , définis comme suit:

✚ Le taux de modulation r : Comme étant le rapport de l'amplitude V_M de la tension de référence à l'amplitude U_p de la porteuse ($r=V_M/U_p$).

✚ L'indice de modulation m : Comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m=f_p/f$).

2.3.2 Table de commutation DPC-NPC

On élabore la table de commutations de la structure de commande relative aux sorties des contrôleurs S_p, S_q et la position δ du flux rotorique:

$$\delta = \arctan \frac{\varphi_r}{\varphi_s} \quad (6)$$

Les secteurs ($i=1, \dots, 12$), pour les différents angles, sont définis par :

$$\frac{\pi}{12} + (K - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \leq \delta(K) \leq \frac{\pi}{12} + (K + 1) \cdot \frac{\pi}{6} \tag{7}$$

La constitution du tableau de commutation (Tableau 1) est basée sur le choix du vecteur de tension appliqué pour augmenter ou diminuer l'amplitude des puissances active et réactive.

S_p		2		1		0		-1		-2	
		1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
Secteurs	S_q	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
	1	V_{17}	V_{22}	V_3	V_2	V_0	V_0	V_5	V_{13}	V_{25}	V_{20}
	2	V_{23}	V_{17}	V_4	V_3	V_7	V_7	V_6	V_8	V_{20}	V_{26}
	3	V_{18}	V_{23}	V_{11}	V_{10}	V_{14}	V_{14}	V_{13}	V_1	V_{26}	V_{15}
	4	V_{24}	V_{18}	V_{12}	V_{11}	V_0	V_0	V_8	V_2	V_{15}	V_{21}
	5	V_{19}	V_{24}	V_5	V_4	V_7	V_7	V_1	V_9	V_{21}	V_{16}
	6	V_{25}	V_{19}	V_6	V_5	V_{14}	V_{14}	V_2	V_{10}	V_{16}	V_{22}
	7	V_{20}	V_{25}	V_{13}	V_{12}	V_0	V_0	V_9	V_3	V_{22}	V_{17}
	8	V_{26}	V_{20}	V_8	V_{13}	V_7	V_7	V_{10}	V_4	V_{17}	V_{23}
	9	V_{15}	V_{26}	V_1	V_6	V_{14}	V_{14}	V_3	V_{11}	V_{23}	V_{18}
	10	V_{21}	V_{15}	V_2	V_1	V_0	V_0	V_4	V_{12}	V_{18}	V_{24}
	11	V_{16}	V_{21}	V_9	V_8	V_7	V_7	V_{11}	V_5	V_{24}	V_{19}
12	V_{22}	V_{16}	V_{10}	V_9	V_{14}	V_{14}	V_{12}	V_6	V_{19}	V_{25}	

Tableau 1 : Commutation pour la stratégie DPC-NPC

Pour chaque pas de calcul, le vecteur de référence est constitué de trois des dix-neuf vecteurs que constitue le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux (Fig.8).

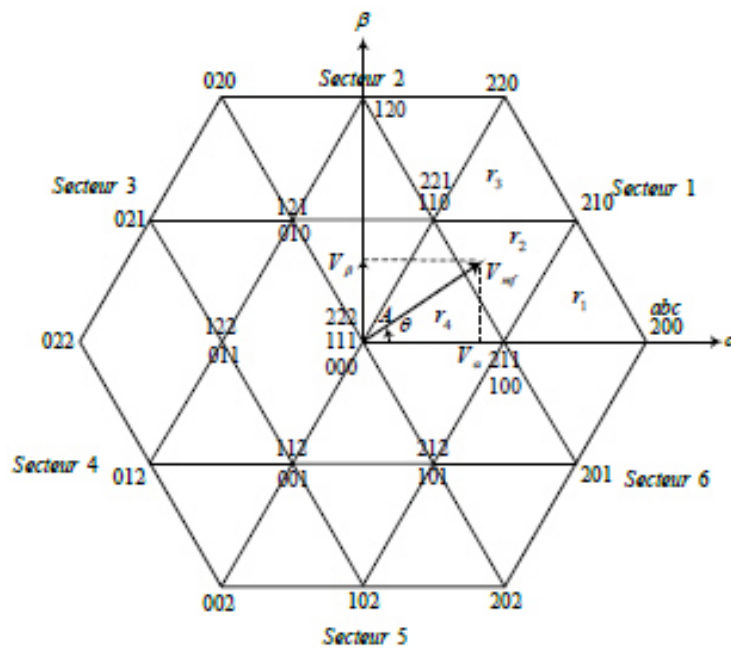
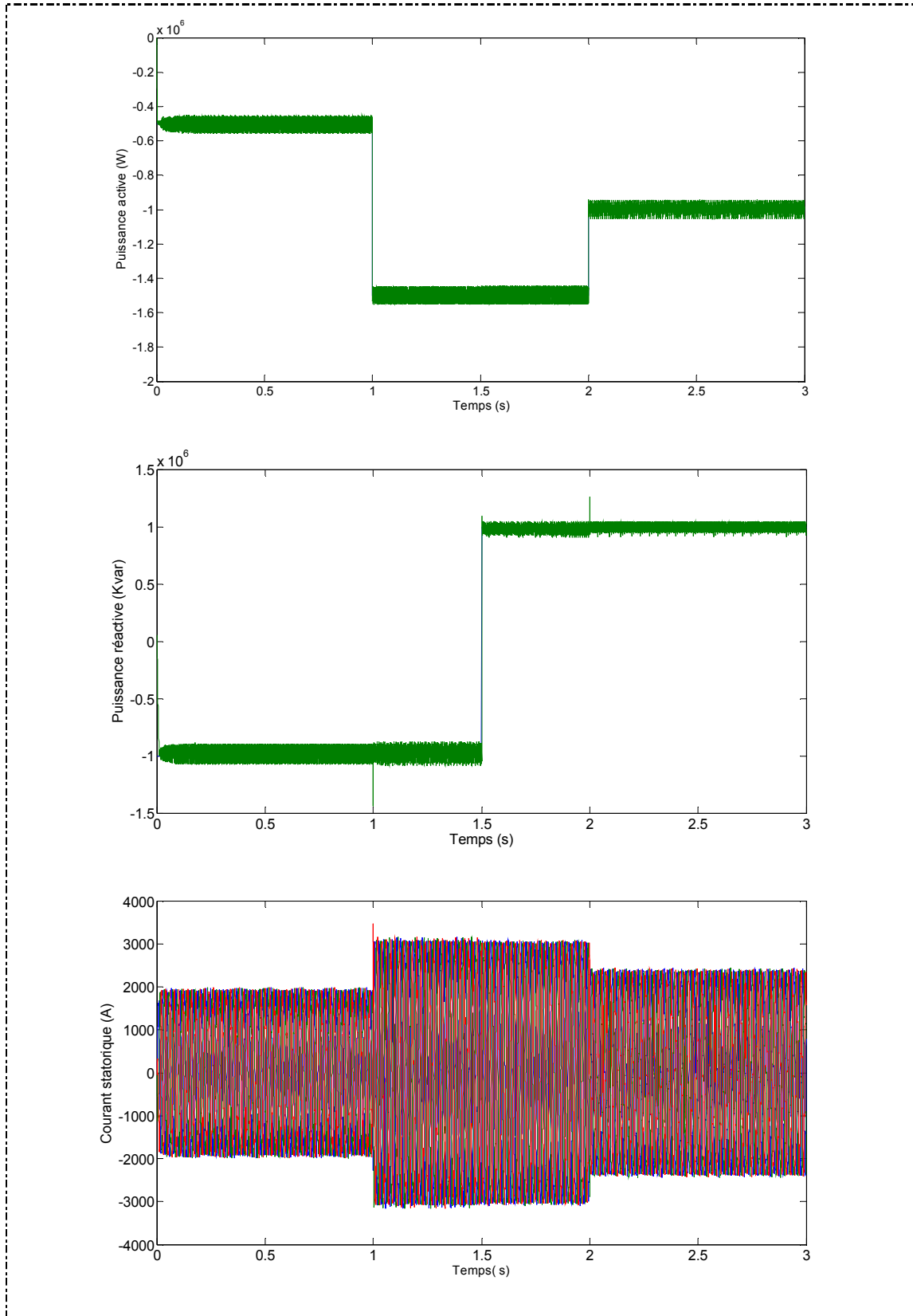
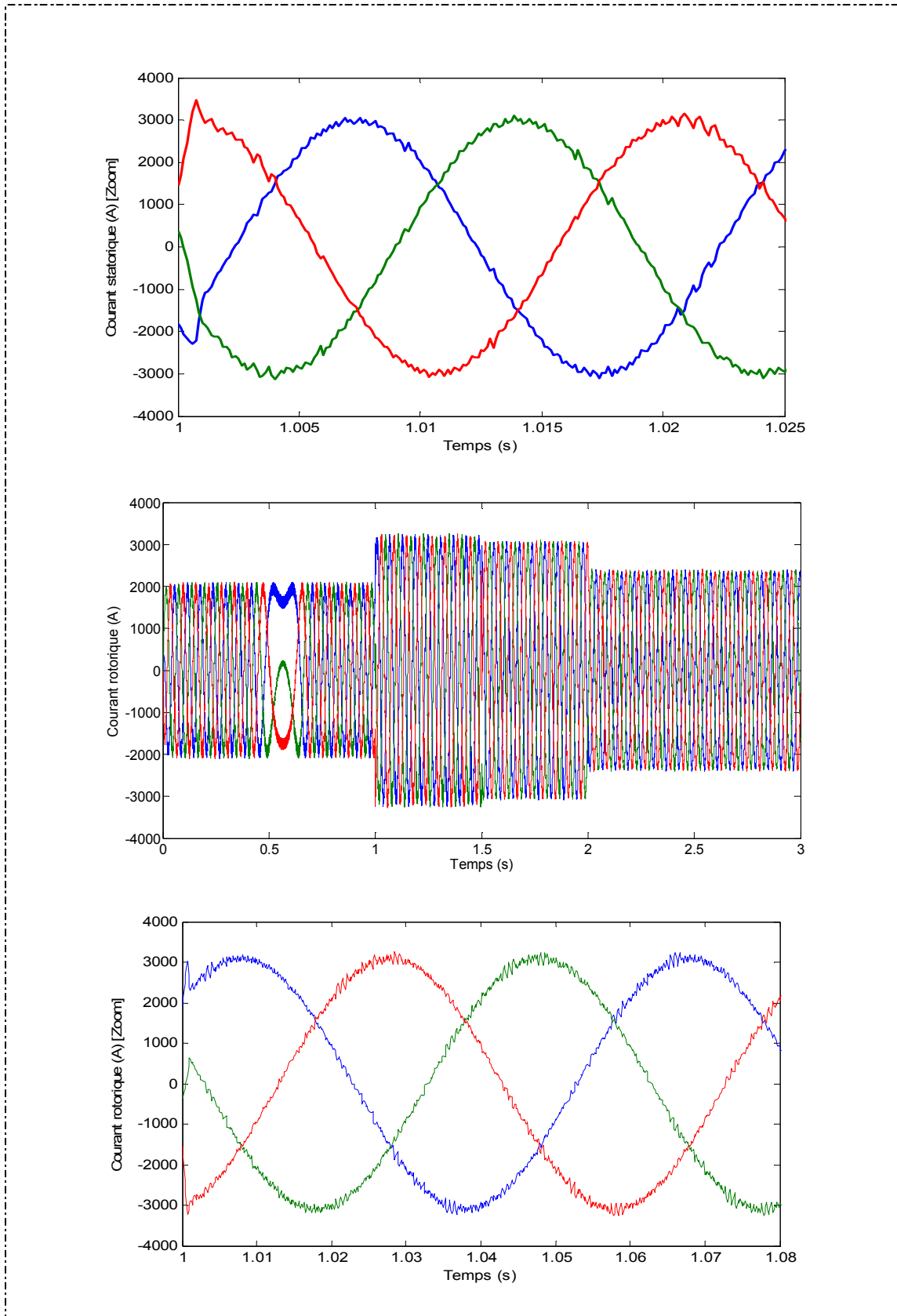


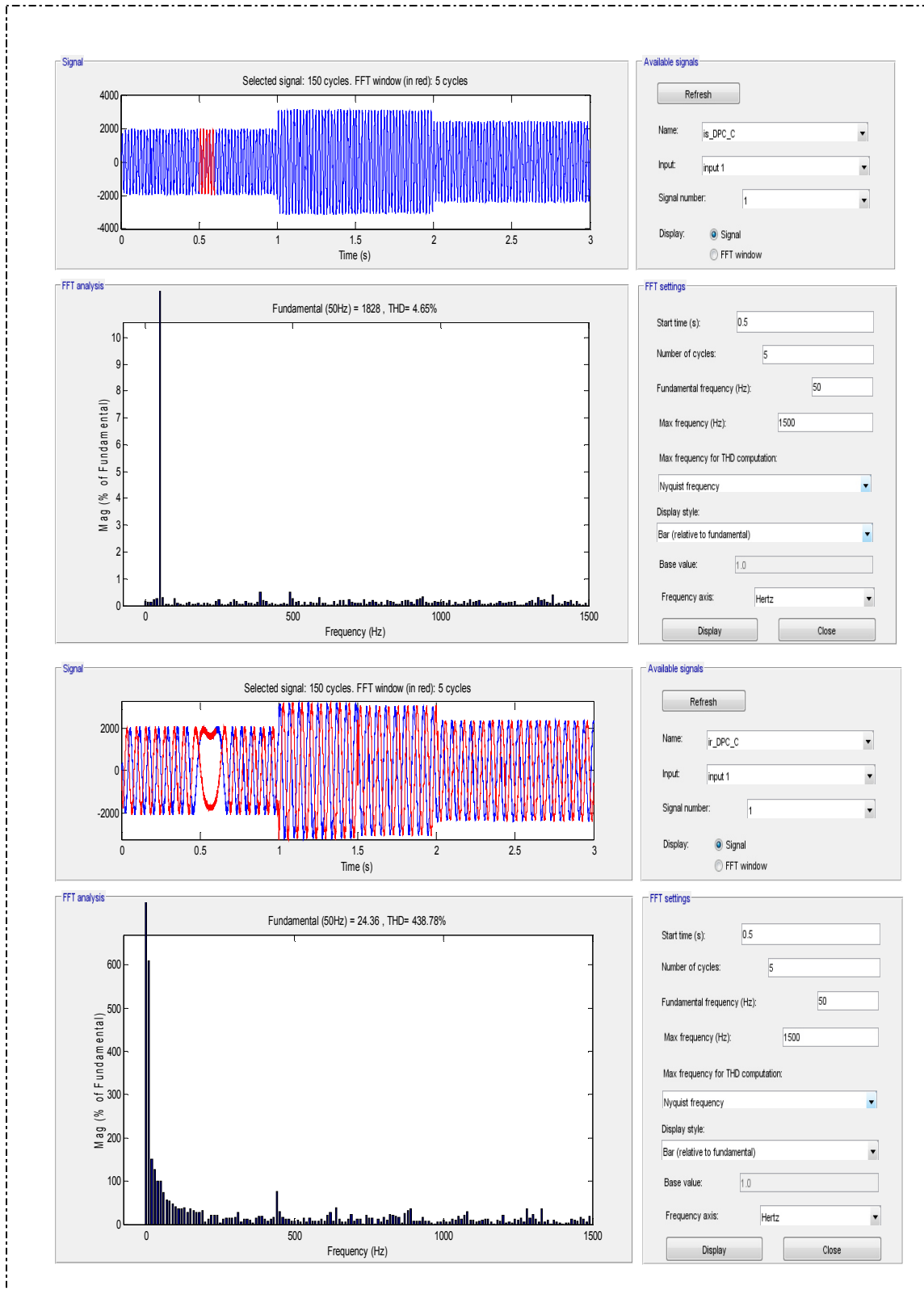
Fig.8. Diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux NPC

3. RESULTATS DE SIMULATION

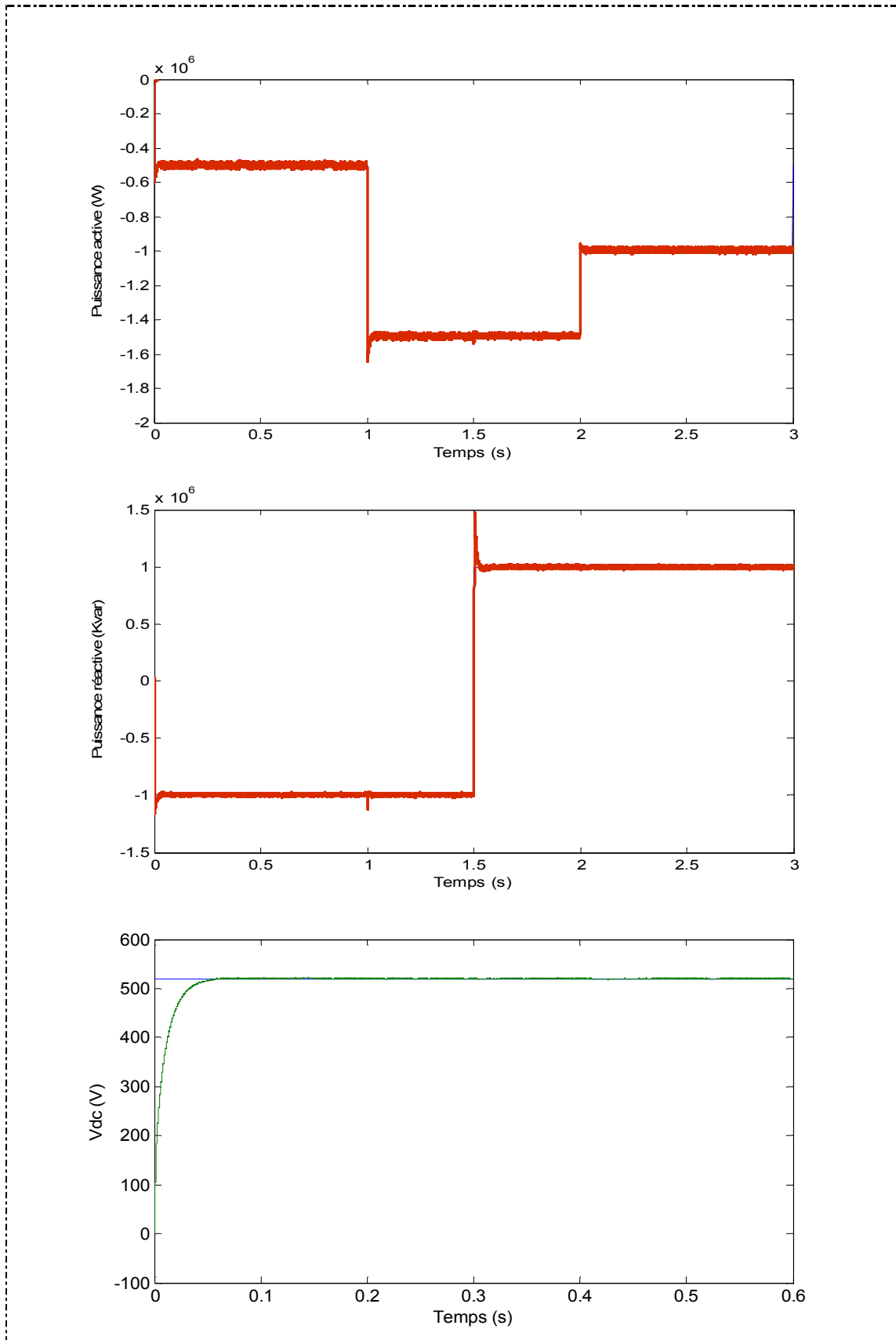
Pour approuver la commande proposée (DPC-SVM) appliquée au système éolien : côté rotor et côté réseaux, la structure de la commande DPC-SVM est représentée par le schéma bloc de figure 1.



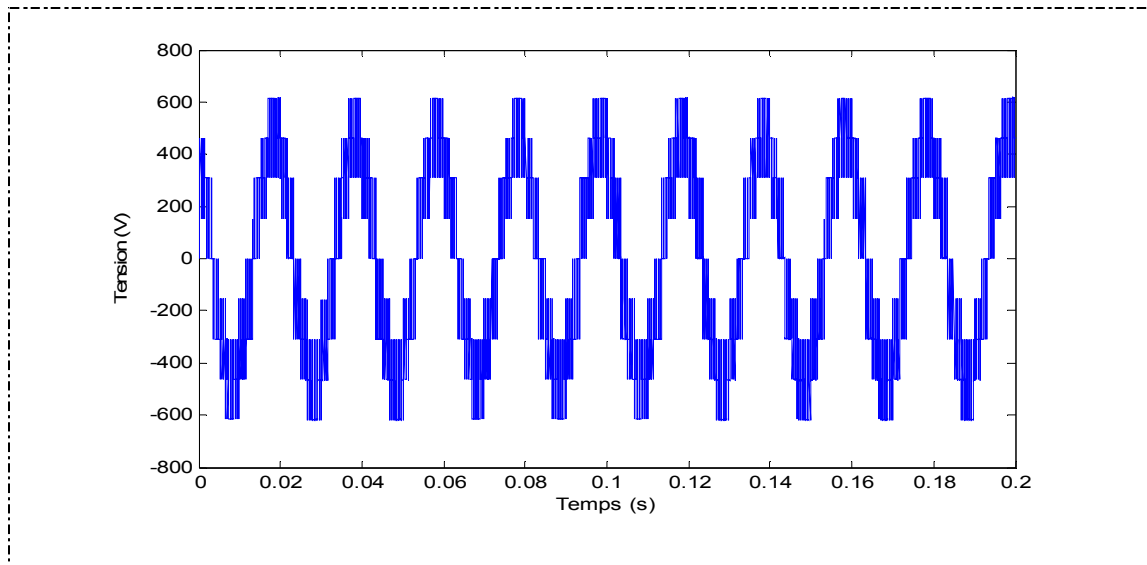




A- Côte machine



B- Côté réseau



C- Tension du convertisseur trois niveaux

*Fig.4. Résultats de simulation de la DPC de la MADA alimentée par des convertisseurs 3 niveaux
A- Côté machine ; B- Côté réseau, C- Tension du convertisseur trois niveaux*

D'après les résultats de simulation obtenus (Fig.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, erreur statique minimale...etc.). Ce découplage est maintenu même du côté réseau où la tension continue n'est pas affectée par le changement brusque des consignes des puissances active et réactive.

La figure montre le THD du courant statorique généré par la MADA et qui possède une allure sinusoïdale mais fluctuée à cause de la variation de la fréquence de commutation, et le THD du courant rotorique qui semble aussi sinusoïdale mais bruité ceci est dû toujours à la fréquence de commutation variable de la DPC. La figure 4 présente aussi le découplage des puissances du côté réseau avec l'allure de la tension du convertisseur trois niveaux


4. CONCLUSION

On a montré dans ce chapitre l'apport de la loi de commande DPC -SVM pour le découplage entre la puissance active et réactive de la MADA et le découplage côté réseau.

DPC-SVM classique 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.

Afin de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs du convertisseur côté MADA « CCM » et côté réseau dont le but est de réduire les ondulations des puissances et les harmoniques, la technique de la logique floue a été combinée avec la DPC.

Le chapitre suivant sera consacré à la DPC floue.



**COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCES
(DPC) A BASE DES RESEAUX DE
NEURONES ARTIFICIELS**

CHAPITRE 6

COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCES DPC A BASE DES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS

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.

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. 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 [68]. Un système commande - machine équipé d'un algorithme développant un calcul par intelligence est appelé système intelligent. 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 [68].

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.

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 [68].

Dans ce chapitre, on présente dans un premier temps un bref historique sur RNA et des généralités sur leurs concepts de base. On aborde 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.

On présente trois algorithmes d'apprentissage : l'apprentissage à rétropropagation du gradient d'erreur, l'apprentissage par correction d'erreur, et l'apprentissage par renforcement. Seul le deux premier algorithme sera détaillé en raison de son utilisation dans la thèse.

L'architecture du réseau de neurones proposée pour l'implantation du DPC-RNA de la GADA 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.

2. HISTORIQUE [68]

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 :

- ❖ 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) (1943).

- ❖ 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 (1949).

- ❖ 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. (1957).

- ❖ 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 (1969).

❖ 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 (1982).

❖ 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 (1985).

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.

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. 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 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 DPC conventionnel, les algorithmes de calcul sont réalisés séquentiellement à l'aide de cartes (DSP : Digital Signal Processor). La 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 DPC à hautes performances.

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 [54, 68, 69, 70].

4. DEFINITION DES RESEAUX 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 (Fig.1).

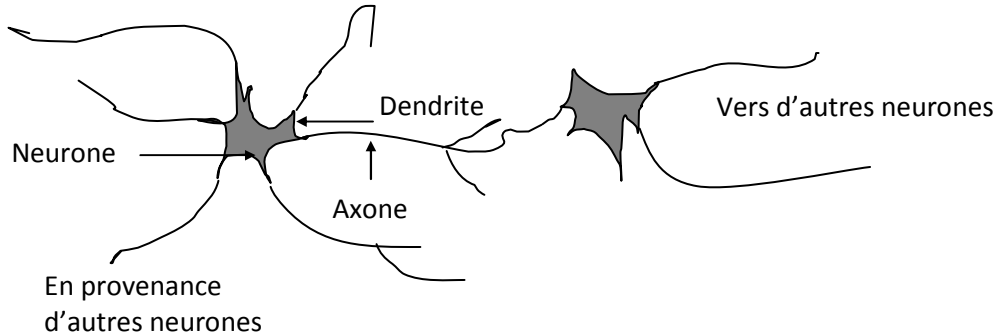


Fig.1. Modèle d'un neurone biologique.

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 [70].

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: la classification, 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.

Chacun de ces neurones est par ailleurs fort complexe. Essentiellement, il s'agit de tissu vivant et de chimie. Les spécialistes des neurones biologiques 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 (Fig.1). Elle possède des extensions par lesquelles elle peut distribuer des signaux (axones) ou en recevoir (dendrites).

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 [68, 70, 73, 74].

5. 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" [70].

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 2.

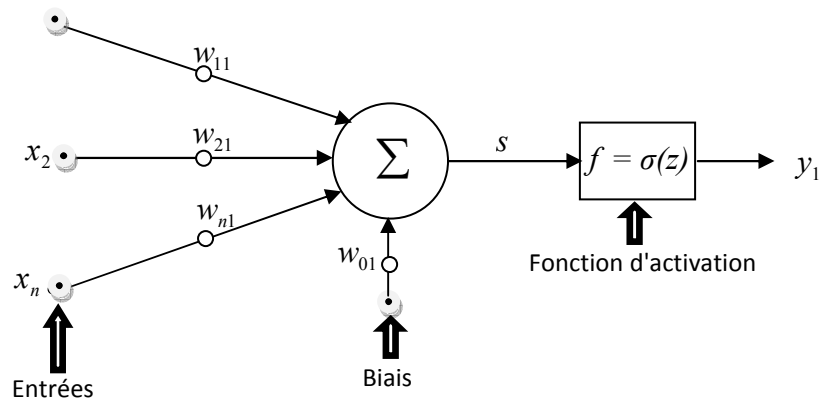


Fig.2. Modèle d'un neurone artificiel.

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;

5.1 MODELISATION 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.

Le modèle mathématique d'un neurone artificiel est illustré à la figure 2. 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'intérieur est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} s &= \sum_{i=1}^n w_{i1} x_i \pm b \\ &= w_{11}x_1 + w_{21}x_2 + w_{31}x_3 + \dots + w_{n1}x_n \pm b \end{aligned} \quad (1)$$

Que l'on peut aussi écrire sous forme matricielle :

$$s = w^T x \pm b \quad (2)$$

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 [70, 73, 74].

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 1). 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'accentuer. 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 donnés 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 [70, 77]:

$$y(t) = f(s(t)) \quad (3)$$

Dans les réseaux neurones biologiques, tous les neurones sont en fait asynchrones.

Revenons donc à notre modèle artificiel tel que formulé par l'équation (2) et ajoutons la fonction d'activation f pour obtenir la sortie du neurone :

$$y = f(s) = f(w^T x \pm b) \quad (4)$$

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 :

$$y = f(Wx \pm b) \quad (5)$$

L'équation 5 peut à introduire un schéma plus général d'un modèle que celui de la figure 2. La figure 3 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 [70, 77].

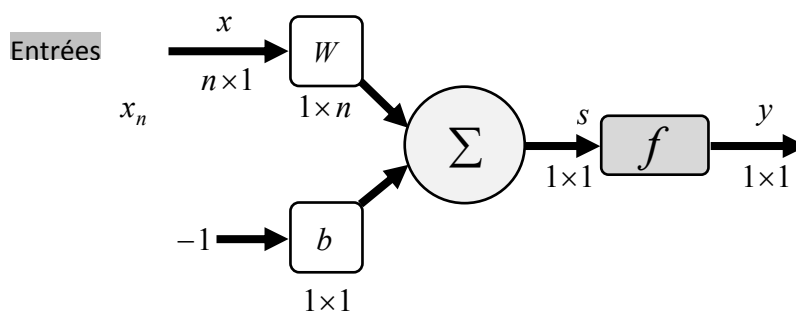


Fig. 3. Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel.

5.2 FONCTIONS D'ACTIVATIONS

Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au tableau 1. Les fonctions d'activations les plus utilisées sont les fonctions «seuil», «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 à 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 4. On remarque alors que le biais b dans l’expression de $y = \text{hard lim}(w^T x - b)$ 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 [68, 76, 78].

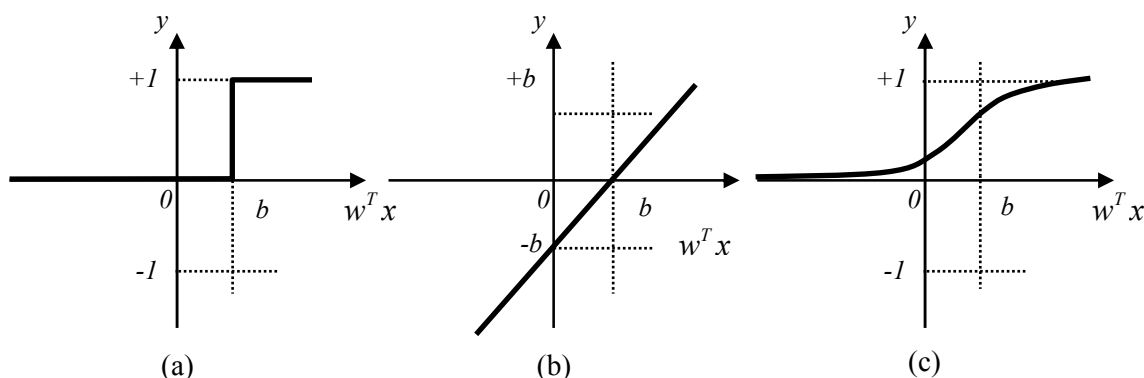




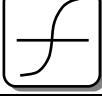
Fig.4. Fonctions d'activations: (a) du neurone «seuil» ; (b) du neurone «linéaire», et (c) du neurone «sigmoïde»

La fonction linéaire est très simple, elle affecte directement son entrée à sa sortie :

$$y = s \tag{6}$$

Appliquée dans le contexte d’un neurone, cette fonction est illustrée à la figure 4. 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	$y = 0 \quad \text{si} \quad s < 0$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 0$		hardlim
Seuil symétrique	$y = -1 \quad \text{si} \quad s < 0$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 0$		hardlims
Linéaire	$y = s$		purelin
Linéaire saturée	$y = 0 \quad \text{si} \quad s \leq 0$ $y = s \quad \text{si} \quad 0 \leq s \leq 1$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$y = -1 \quad \text{si} \quad s < -1$ $y = s \quad \text{si} \quad -1 \leq s \leq 1$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s > 1$		satlins

Linéaire positive	$y = 0 \quad \text{si} \quad s \leq 0$ $y = s \quad \text{si} \quad s \geq 0$		poslin
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1 + \exp^{-s}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}}$		tansig

Tab.1. Différentes fonctions d'activations utilisées dans les RNA.

La fonction de transfert sigmoïde est quant à elle illustrée à la figure 4.c. Son équation est donnée par :

$$y = \frac{1}{1 + \exp^{-s}} \quad (7)$$

Elle ressemble soit à la fonction seuil, soit à la fonction linéaire, selon que l'on est loin ou près de b , respectivement. La 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. ARCHITECTURE DES RESEAUX 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*.

6.1 LES RESEAUX DE NEURONES NON BOUCLES

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.

6.2 RESEAUX DE NEURONES MONOCOUCHE

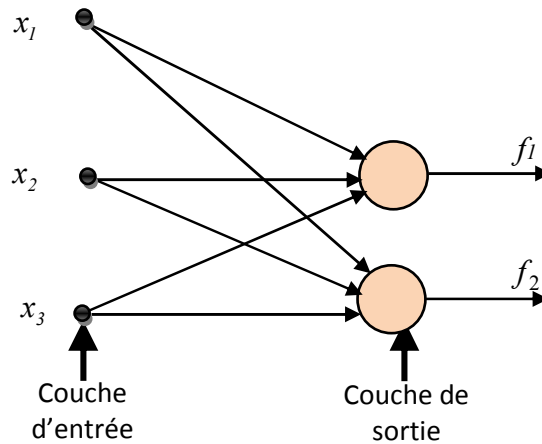


Fig.5. Schéma d'un réseau de neurones monocouche [68].

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 (Fig.5).

6.3 RESEAUX DE NEURONES MULTICOUCHE

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 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* [70, 76, 78].

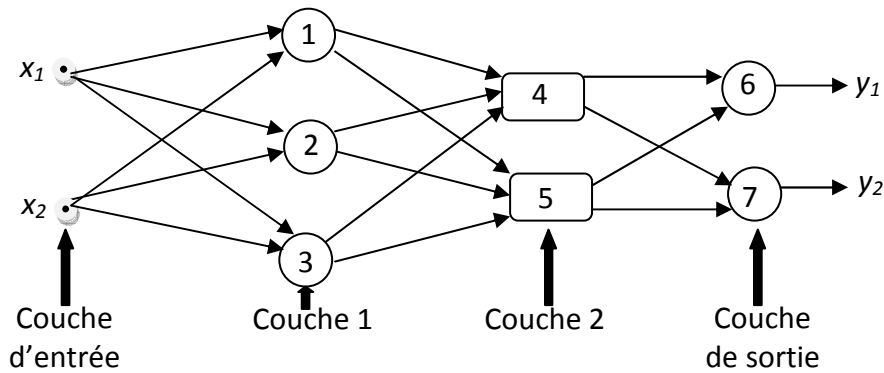


Fig.6. Schéma d'un réseau de neurones non bouclé (Perceptron multicouches).

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).

6.4 LES RESEAUX DE NEURONES BOUCLES

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 [70].

Il s'agit donc de réseaux de neurones avec retour en arrière (feedback network or recurrent network) (Fig.7).

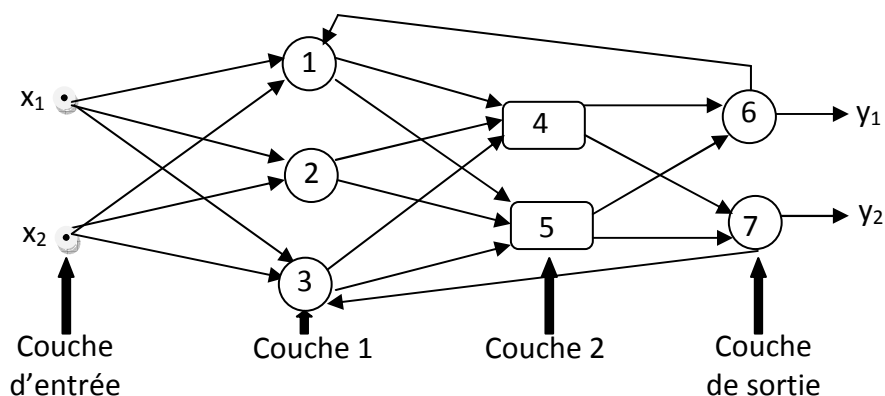


Fig.7. Schéma de réseau de neurones bouclé.

Les réseaux de neurones bouclés sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation de systèmes dynamiques, de commande de processus, ou de filtrage.

7. MODELES DES RESEAUX DE NEURONES

7.1 MODELE 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.

7.2 MODELE 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.

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) [68, 70].

8. APPRENTISSAGE ET MEMOIRE

La mémoire permet de s'adapter à un environnement changeant et d'anticiper ces changements. Elle a deux fonctions distinctes: l'acquisition d'un élément d'information par un processus d'apprentissage, et le rappel de l'information stockée.

Les entrées du réseau de neurone perçoivent des informations sur l'environnement.

La mémoire et son organisation sont intimement liées à la structure et aux valeurs des paramètres du réseau que l'apprentissage consiste à modifier. Les sorties du réseau permettent d'agir sur l'environnement ou sur le réseau lui-même par le biais de connexions dites récurrentes [75].

On peut distinguer trois types d'apprentissage:

- ❖ L'apprentissage supervisé

- ❖ L'apprentissage non supervisé (auto-organisation)
- ❖ L'apprentissage par renforcement

Ainsi que plusieurs types de structures de réseaux:

- ❖ à connexions récurrentes
- ❖ à couches

Et plusieurs modes de fonctionnement:

- ❖ statique (qui ne tient pas compte de ses états antérieurs)
- ❖ dynamique (qui dépend de ses états antérieurs)
- ❖ stochastique (dont l'activation est soumise à une loi de probabilité)

Il existe aussi différents types d'entrées-sorties:

- ❖ discret - relation d'ordre (nombres entiers par exemple)
- ❖ continu - relation d'ordre (nombres réels)

8.1. PRINCIPE DE L'APPRENTISSAGE SUPERVISE

L'apprentissage supervisé consiste à modifier, durant une phase d'entraînement, les valeurs des différents paramètres (poids synaptiques, seuil d'activation...) du neurone (ou du réseau). Ce sont ces valeurs qui définissent le comportement du neurone (ou du réseau), i.e. qui définissent quelle est la valeur de sortie du neurone (ou du réseau) en fonction des valeurs d'entrée lors de la phase d'exploitation.

Lors de la phase d'entraînement on extrait un sous-ensemble de vecteurs d'entrée de la base d'apprentissage appelé vecteurs d'apprentissage, et un sous-ensemble complémentaire de vecteurs de test. On présente alors au neurone (ou réseau) un vecteur d'apprentissage, on calcule sa sortie et on modifie ses poids synaptiques en suivant une règle d'apprentissage. Lorsqu'on a présenté tous les vecteurs d'apprentissage, on présente les vecteurs de test qui n'ont pas servi à l'apprentissage, et on calcule le taux d'erreurs que fait le réseau, c'est-à-dire sa capacité à généraliser. Tant qu'on est en dessous d'un certain seuil, on recommence la phase d'entraînement, avec un nouveau sous-ensemble d'apprentissage et un nouveau sous-ensemble de test. Si les résultats sont satisfaisants, on passe en phase d'exploitation.

La phase d'exploitation est la mise en application directe du réseau. On ne modifie plus ses poids [70, 75].

8.2. LA REGLE DE HEBB

Lorsque deux neurones proches sont actifs simultanément, le poids synaptique les reliant est augmenté de manière à faciliter une telle co-activité ultérieure. Dans les autres cas, le poids reste inchangé.

Ce qui se traduit par:

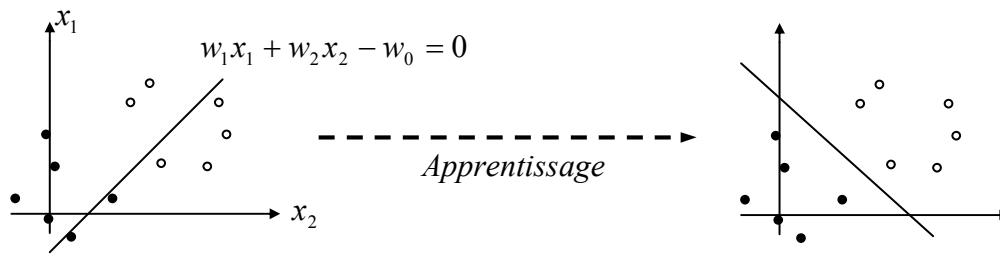
$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \alpha(t).x_i(t).y_j(t) \tag{7}$$

où $\alpha(t)$ est le coefficient d'apprentissage, w_{ij} le poids synaptique reliant l'entrée x_i au neurone j , et y_j la sortie du neurone j .

Le problème de cette règle est qu'on ne peut mémoriser qu'un nombre limité d'associations vecteur d'entrée-valeur de sortie [70].

8.3. LE 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 (Fig.8.). Si le point est bien classé, on ne fait rien.



Droite séparatrice dont l'equation dans l'espace d'entrée est définie par les poids synaptiques du Perceptron

Solution qui sépare correctement l'espace d'entrée en deux classes

Fig.8. Principe d'apprentissage

Règle du perceptron :

$$w_i(t+1) = w_i(t) + \alpha(t)(d(t) - y(t)).x_i \tag{8}$$

$$y(t) = \text{sign}(z(t)) \Leftrightarrow \begin{cases} p(t) > 0 \Rightarrow y(t) = 1 \\ p(t) < 0 \Rightarrow y(t) = -1 \end{cases} ; \quad d(t) \in [-1,1] \tag{9}$$

8.4. L'ADALINE: ADAPTIVE LINEAR ELEMENT

Soit un neurone dont la fonction de sortie est l'Identité:

$$y(t) = \sigma.(z(t)) = z(t) \tag{10}$$

La sortie de neurone dépend linéairement des entrées d'où son nom .Il s'agit de résoudre un système d'équations linéaire (car σ est l'identité pour l'ADALINE).

Exemple pour n vecteurs d'apprentissage à deux dimensions présentés lors de la phase d'entrainement :

$$\left. \begin{aligned} \sigma.(x_1(1)w_1 + x_2(1)w_2 - w_0) &= y(1) \\ \sigma.(x_1(2)w_1 + x_2(2)w_2 - w_0) &= y(2) \\ \vdots \\ \sigma.(x_1(n)w_1 + x_2(n)w_2 - w_0) &= y(n) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

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) [70].

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 (Fig.9.).

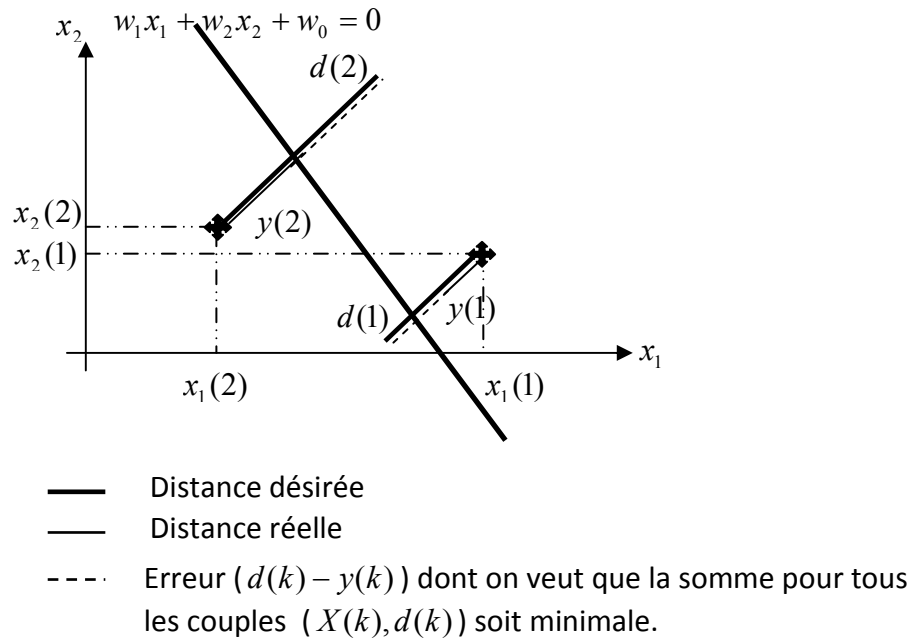


Fig.9. Présentation des écarts entre $d(k)$ et $y(k)$

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 [70]:

$$\mathcal{E}(\bar{w}, k) = \frac{1}{2} (d(k) - y(k))^2 \quad (12)$$

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 de coût. On va donc calculer le gradient de la fonction d'erreur \mathfrak{R} .

La règle d'apprentissage s'obtient alors par:

$$w(t+1) = w(t) - \alpha(t) \cdot \overrightarrow{\text{grad}}(\mathcal{E}(\bar{w})) \quad (13)$$

où la coordonnée i du vecteur grad est donnée par:

$$\frac{\partial}{\partial w_i} \mathcal{E}(\bar{w}) = -(d(t) - y(t)) \cdot \sigma'(z(t)) \cdot x_i(t) \quad (14)$$

soit la règle du delta pour l'apprentissage de l'ADALINE :

$$w_i(t+1) = w_i(t) + \alpha(t) \cdot (d(t) - y(t)) \cdot x_i(t) \quad (15)$$

et la règle du delta généralisé pour l'apprentissage d'un ADALINE non linéaire:

$$w_i(t+1) = w_i(t) + \alpha(t) \cdot (d(t) - y(t)) \cdot \sigma'(z(t)) \cdot x_i(t) \quad (16)$$

On note que dans ce dernier cas, la fonction de sortie σ 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 réalise un séparateur linéaire (Fig.10.):

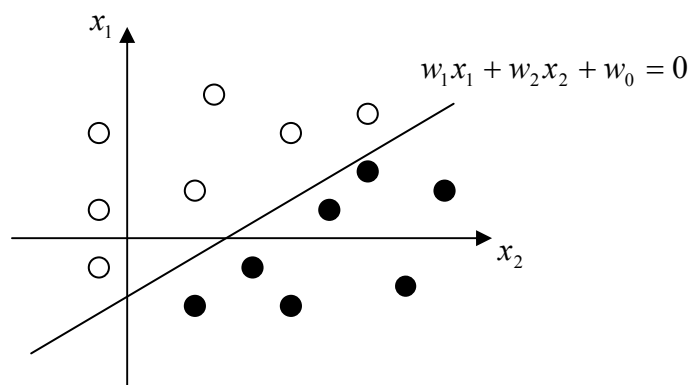


Fig.10. Réalisation d'un séparateur linéaire

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) [70, 77].

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 imposent.

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.

Pour minimiser une fonction continue, il existe d'autres techniques telles que la descente de gradient. Cette technique permet cependant d'illustrer de manière simple les principes de l'apprentissage valables pour un neurone seul et pour un ensemble de neurones en réseau.

9. LES RESEAUX MULTICOUCHES ET L'APPROXIMATION DE FONCTIONS

9.1. LE PERCEPTRON MULTICOUCHE (MLP)

9.1.1. Structure du réseau

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.

Le MLP (Multi Layered Perceptron) est un exemple d'un tel réseau. On peut alors voir la sortie d'un réseau comme une somme pondérée des sorties des neurones de la couche précédente. Si au lieu de neurones linéaires, on utilise des neurones non linéaires (fonction de sortie de type sigmoïde), la sortie d'un réseau est une somme pondérée de sigmoïdes, et donc si l'on place les sigmoïdes des neurones des couches internes judicieusement (en réglant leurs poids), on peut théoriquement approcher n'importe quelle fonction, pourvu que l'on ait une couche cachée et suffisamment de neurones dans cette couche [70, 74, 77].

Le problème se pose alors de régler correctement les poids d'un tel réseau, donc de réaliser son apprentissage.

9.1.2. L'algorithme de la rétropropagation du gradient d'erreur (Backpropagation)

Pour réaliser l'apprentissage d'un réseau multicouche, on utilise la règle d'apprentissage du delta généralisé pour chaque neurone j :

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_j(t) \cdot x_i \quad (17)$$

où $\delta_j(t)$ est l'erreur faite par le neurone j .

Exemple avec un réseau à deux entrées, trois neurones dans une couche cachée, et deux neurones dans la couche de sortie (Fig.11.) :

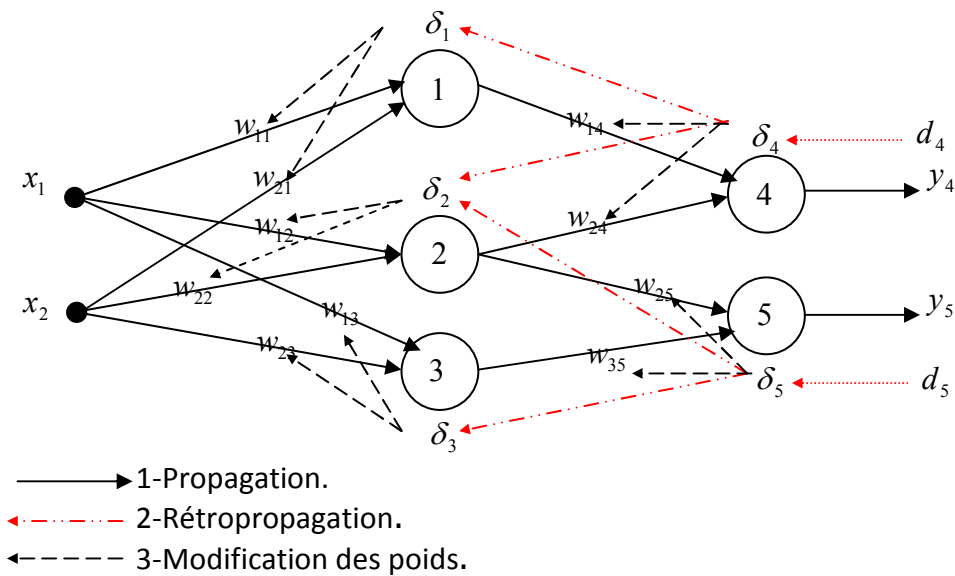


Fig.11. Algorithme de Rétropropagation

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: δ_1, δ_2 et δ_3 que font les neurones 1, 2 et 3.

L'idée consiste alors à propager les erreurs δ_4 et δ_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 [70, 81, 82].

Cet Algorithme de rétropropagation se résume en :

1 - Calculer par **propagation** les valeurs de sortie de tous les neurones de la couche d'entrée vers la couche de sortie:

$$y_j(t) = \sigma \left(\sum_{i=0}^n w_{ij}(t) y_i(t) \right) \tag{18}$$

où $x_0 = -1$ et w_{0j} est le seuil du neurone j , et y_i correspond à l'entrée x_i du réseau connectée au neurone j ou bien à la sortie du neurone i de la couche précédente.

2 - Calculer par **rétropropagation** l'erreur des neurones de la couche de sortie vers la couche d'entrée :

$$\delta_j(t) = (d_j(t) - y_j(t)) \cdot \sigma' \left(\sum_{i=0}^n w_{ij}(t) y_i(t) \right) \quad (19)$$

pour tous les neurones j de la couche de sortie reliés à n neurones i de la couche cachée précédente, et :

$$\delta_j(t) = \sum_{k=1}^m (w_{jk}(t) \cdot \delta_k(t)) \cdot \sigma' \left(\sum_{i=0}^n w_{ij}(t) y_i(t) \right) \quad (20)$$

pour tous les neurones j d'une couche cachée reliés à m neurones k de la couche suivante, et n neurones i de la couche précédente, où y_i correspond à l'entrée x_i du réseau connectée au neurone j ou bien à la sortie du neurone i de la couche précédente.

3 - Modifier tous les poids du réseau en appliquant la règle du delta généralisé:

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_j(t) \cdot y_i(t) \quad (21)$$

où y_i correspond à l'entrée x_i du réseau connectée au neurone j ou bien à la sortie du neurone i de la couche précédente.

Exemple:

1 - on calcule y_1, y_2, y_3 (on n'oublie pas le seuil w_0 qui n'est jamais représenté):

$$\begin{cases} y_1 = \sigma(x_1 w_{11} + x_2 w_{21} - w_{01}) \\ y_2 = \sigma(x_1 w_{12} + x_2 w_{22} - w_{02}) \\ y_3 = \sigma(x_1 w_{13} + x_2 w_{23} - w_{03}) \end{cases}$$

Puis y_4 et y_5 :

$$\begin{cases} y_4 = \sigma(y_1 w_{14} + y_2 w_{24} - w_{04}) \\ y_5 = \sigma(y_2 w_{25} + y_3 w_{35} - w_{05}) \end{cases}$$

2 - on calcule les erreurs de la couche de sortie:

$$\begin{cases} \delta_4 = (d_4 - y_4) \cdot \sigma'(y_1 w_{14} + y_2 w_{24} - w_{04}) \\ \delta_5 = (d_5 - y_5) \cdot \sigma'(y_2 w_{25} + y_3 w_{35} - w_{05}) \end{cases}$$

et les erreurs de la couche cachée:

$$\begin{cases} \delta_1 = w_{14} \cdot \delta_4 \cdot \sigma'(x_1 w_{11} + x_2 w_{21} - w_{01}) \\ \delta_2 = (w_{24} \cdot \delta_4 + w_{25} \cdot \delta_5) \cdot \sigma'(x_1 w_{12} + x_2 w_{22} - w_{02}) \\ \delta_3 = w_{35} \cdot \delta_5 \cdot \sigma'(x_1 w_{13} + x_2 w_{23} - w_{03}) \end{cases}$$

3 - on calcule la nouvelle valeur de chaque poids entre la couche d'entrée et la couche cachée:

$$\begin{cases} w_{11}(t+1) = w_{11}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_1(t) \cdot x_1 \\ w_{21}(t+1) = w_{21}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_1(t) \cdot x_2 \\ w_{12}(t+1) = w_{12}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_2(t) \cdot x_1 \\ w_{22}(t+1) = w_{22}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_2(t) \cdot x_2 \\ w_{13}(t+1) = w_{13}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_3(t) \cdot x_1 \\ w_{23}(t+1) = w_{23}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_3(t) \cdot x_2 \end{cases}$$

et entre la couche cachée et la couche de sortie:

$$\begin{cases} w_{14}(t+1) = w_{14}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_4(t) \cdot y_1 \\ w_{24}(t+1) = w_{24}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_4(t) \cdot y_2 \\ w_{25}(t+1) = w_{25}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_5(t) \cdot y_2 \\ w_{35}(t+1) = w_{35}(t) + \alpha(t) \cdot \delta_5(t) \cdot y_3 \end{cases}$$

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:

$$\mathcal{E}(\vec{w}, k) = \frac{1}{2} (d(k) - y(k))^2$$

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 , on retrouve la règle d'apprentissage donnée dans l'algorithme.

10.2. PROPRIETES ET PROBLEMES

10.2.1. Propriété d'approximation universelle

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 [70, 81, 82].

Le problème est qu'on ne connaît pas de méthode systématique permettant de donner a priori le nombre de neurones nécessaires dans la couche cachée pour une application donnée. Cependant il existe des méthodes qui permettent de faire évoluer la structure du réseau en cours d'apprentissage:

- ❖ 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.

10.2.2. 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 σ (\tanh), donc plus la dérivée σ' est faible (i.e. la pente de la fonction σ 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.

10.2.3. Problème du 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 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 [70, 81, 82].

10.2.4. Problème du réglage du 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).

11. LE RESEAU A FONCTION RADIALE DE BASE (RBF)

Les réseaux RBF sont comme les Perceptron Multicouche (MLP), des réseaux multicouches à une seule couche cachée. Ils utilisent pour les neurones de la couche cachée des fonctions d'activation de type Gaussienne au lieu de sigmoïdes. De plus, ces neurones particuliers n'effectuent pas la somme pondérée de leurs entrées mais calculent la norme de

la différence entre le vecteur d'entrée X et leur vecteur poids w (appelé aussi «vecteur centre») [70, 81, 82].

Dans la couche de sortie, les neurones effectuent simplement la somme pondérée de leurs entrées.

Exemple d'un réseau RBF à deux entrées, trois neurones cachés et un neurone de sortie:

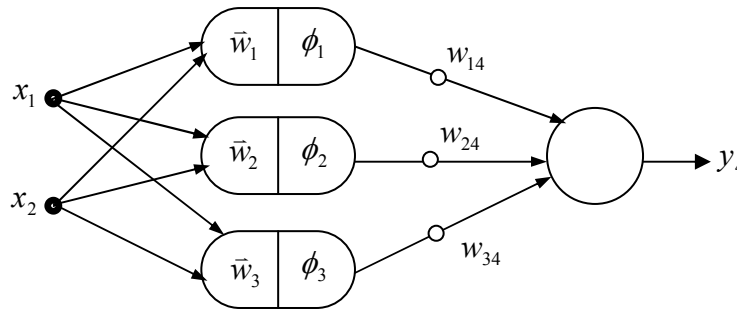


Fig.12. Réseau RBF

La sortie y est donnée par :

$$y_j(\vec{x}) = \sum w_{ij} \cdot \phi_i\left(\left\|\frac{\vec{wx}}{\sigma_i}\right\|\right) \tag{22}$$

pour k neurones dans la couche cachée, avec :

$$\phi_i\left(\left\|\frac{\vec{wx}}{\sigma_i}\right\|\right) = e^{-\left\{\frac{\left\|\frac{\vec{wx}}{\sigma_i}\right\|^2}{\sigma_i}\right\}} \tag{23}$$

où σ_i définit la largeur de la Gaussienne (Ecart-type)

Dans un MLP, chaque neurone représente un hyperplan séparateur, et l'agencement par apprentissage de ces hyperplans dans l'espace d'entrée, permet de réaliser un classifieur ou d'approximer une fonction.

Dans un RBF, chaque neurone de la couche cachée représente une «hypergaussienne», c'est-à-dire une zone de l'espace d'entrée pour laquelle le neurone correspondant s'active d'autant plus que le vecteur d'entrée est proche du vecteur centre.

Les réseaux RBF permettent aussi de réaliser un classifieur ou un approximateur universel de fonction (avec les mêmes restrictions que pour le MLP: on ne sait pas combien il faut a priori de neurones dans la couche cachée) [70, 81, 82].

12. COMMANDE NEURONALE DIRECTE DE PUISSANCE DE LA GADA [80, 83]

La structure de la commande neuronale directe du couple (DPC-RNA), de la machine asynchrone à double alimentations est représentée par la figure 13.

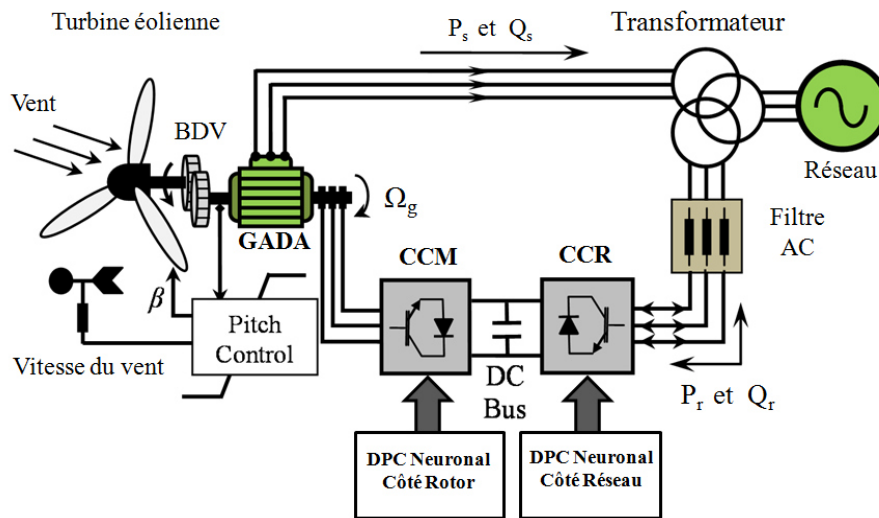
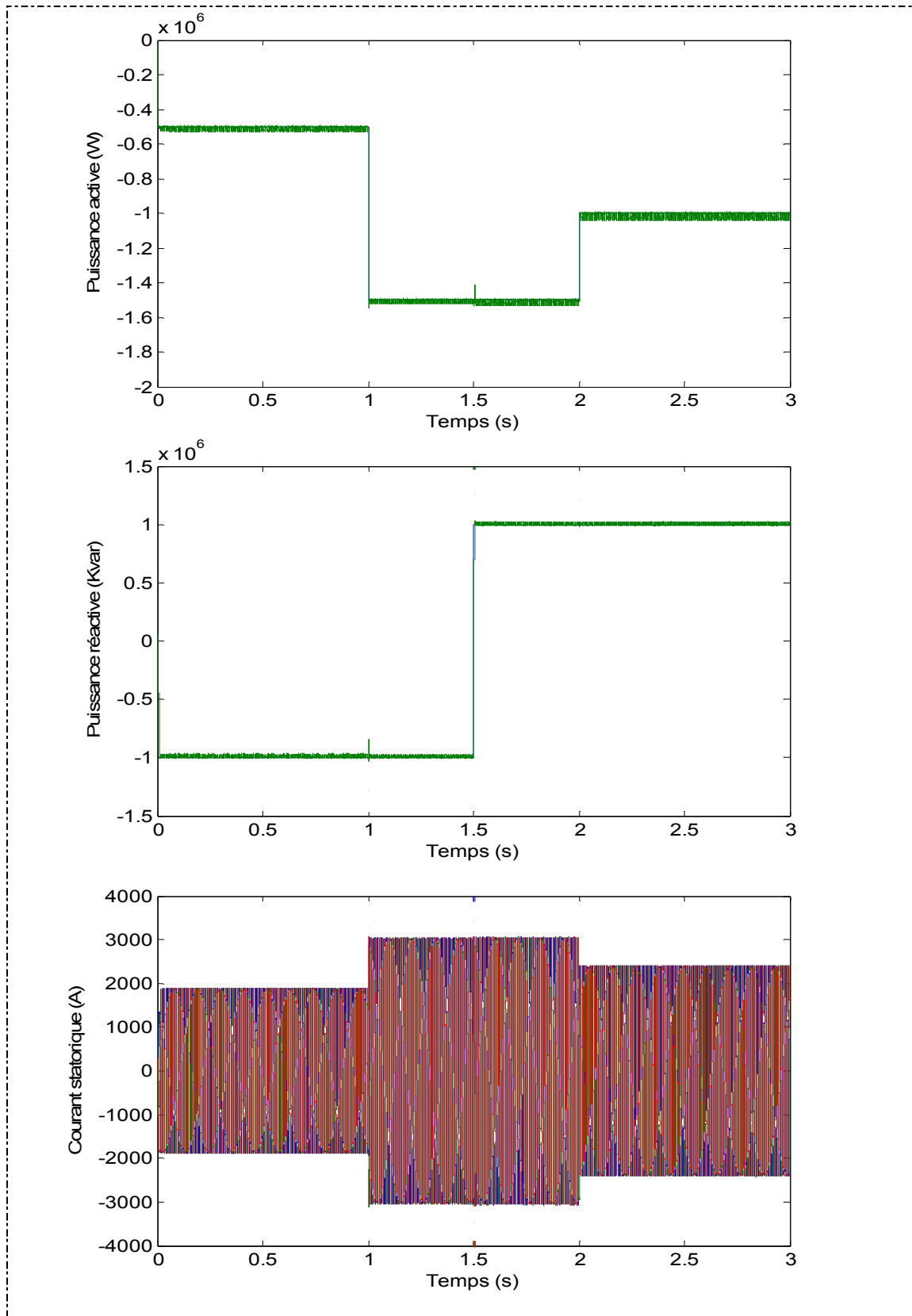


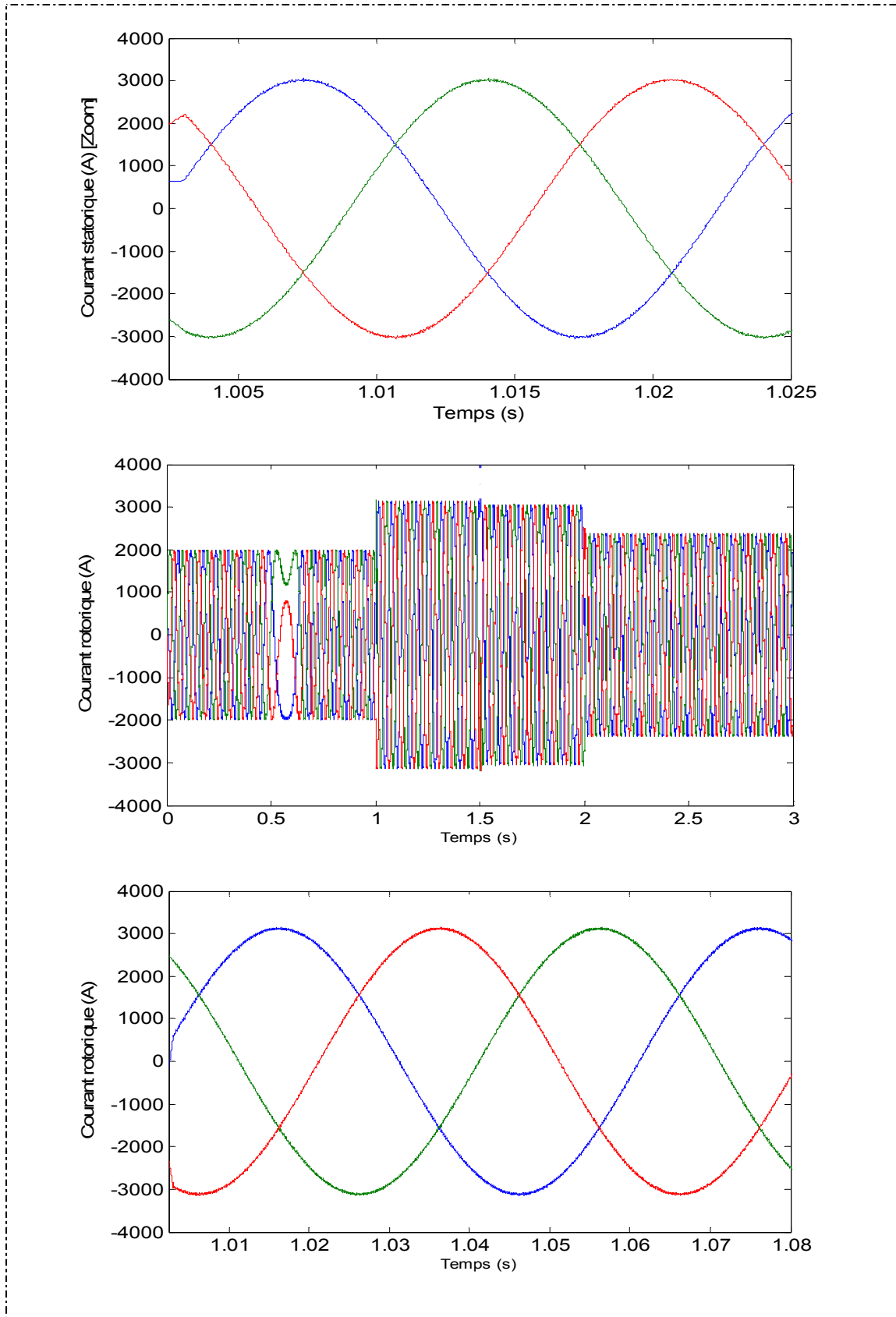
Fig.13. Commande directe de puissance à base des RNA de la MADA alimentée par des convertisseurs à 3 niveaux (côté MADA et côté réseaux).

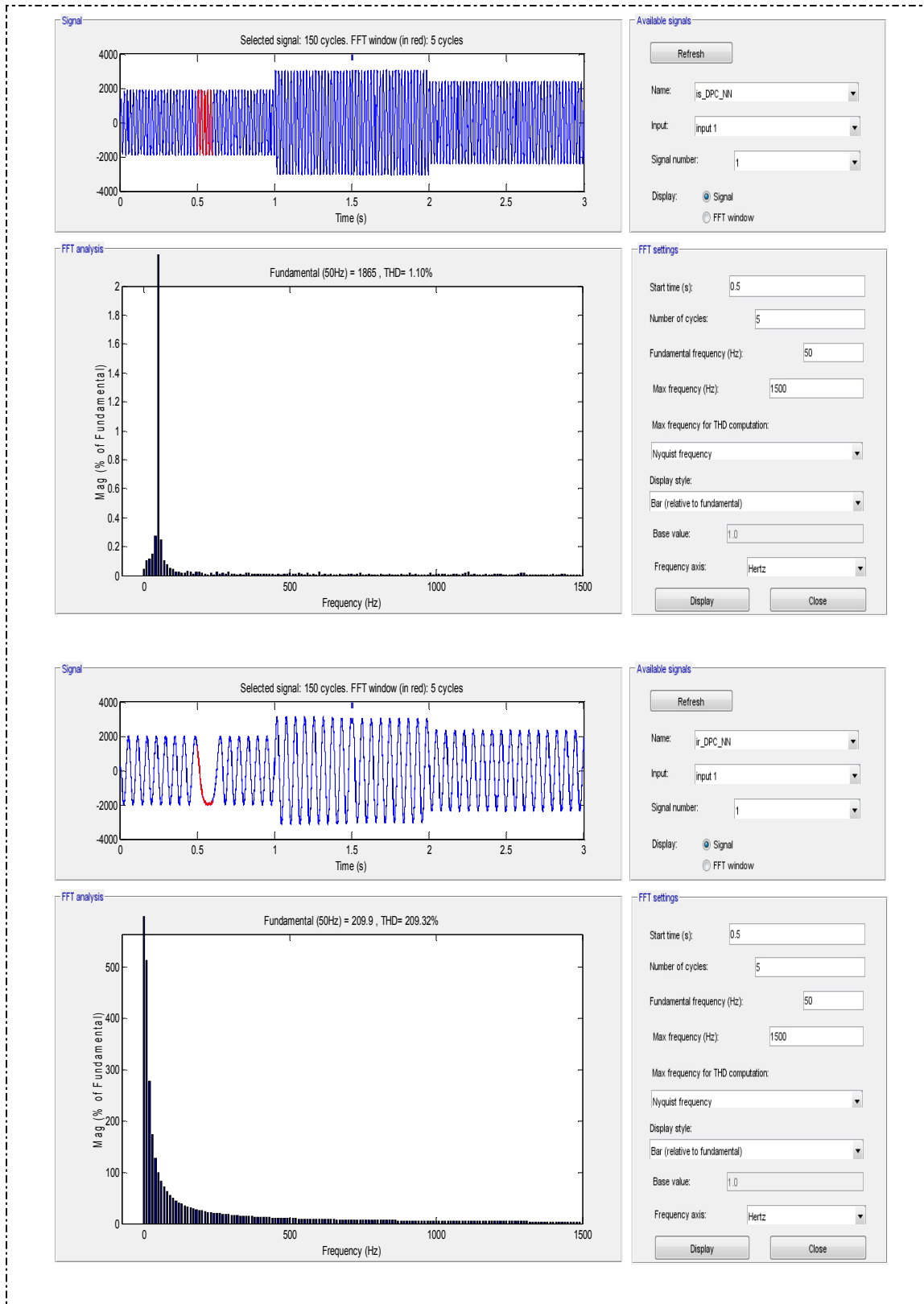
Les comparateurs à hystérésis et la table de commutation de la DPC classique (DPC-C) sont remplacés par un contrôleur neuronal, et dont les entrées sont l'erreur de la puissance active εP_s , de la puissance réactive εQ_s , et la position (zone) du flux rotorique $Z(i)$; et les sorties sont les impulsions S_a, S_b, S_c permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur[81].

13. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION

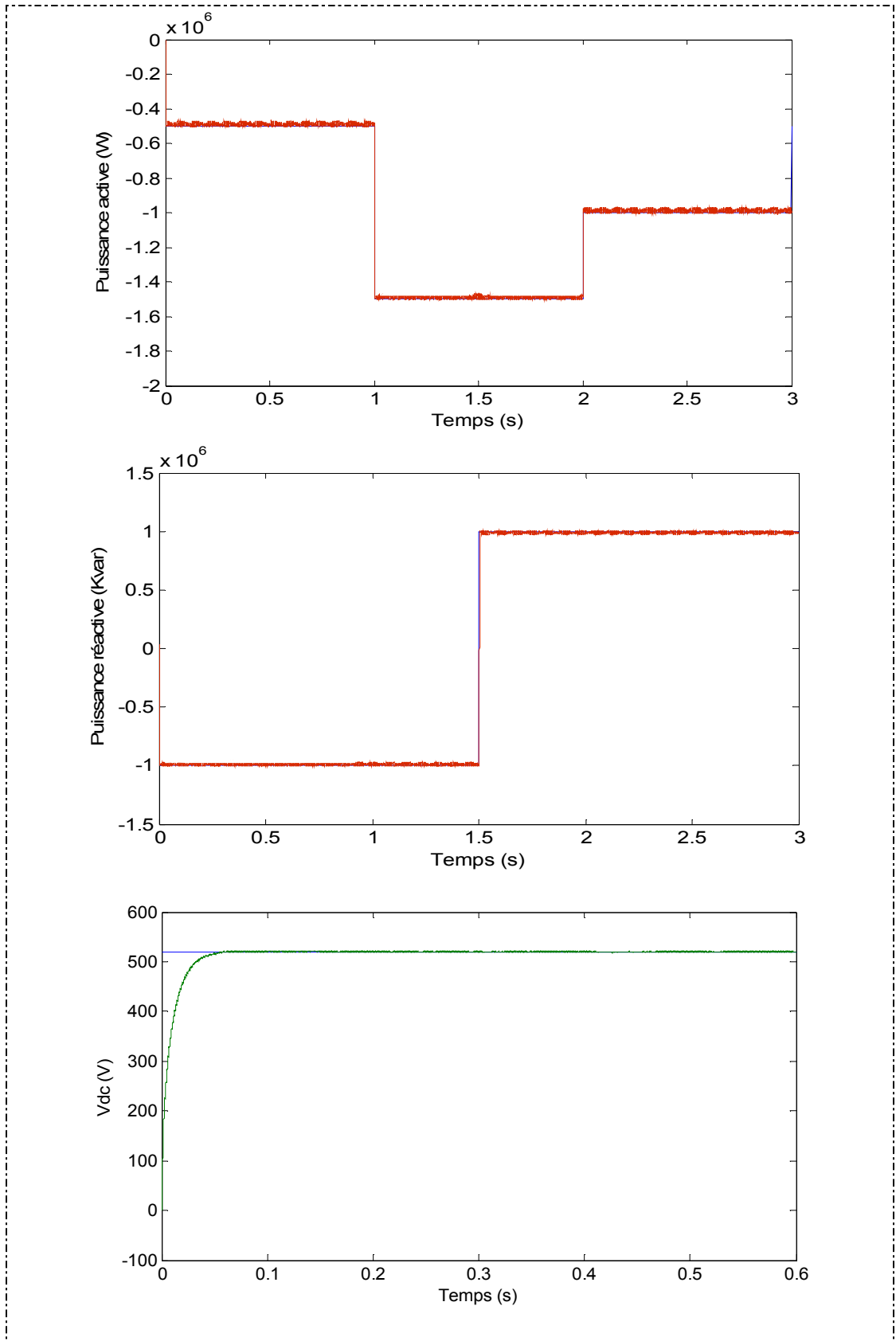
Pour approuver la commande proposée DPC neuronale: côté rotor et côté réseaux, on a associé à notre système les convertisseurs multi niveaux commandés par MLI vectorielle.







A- Côte Machine



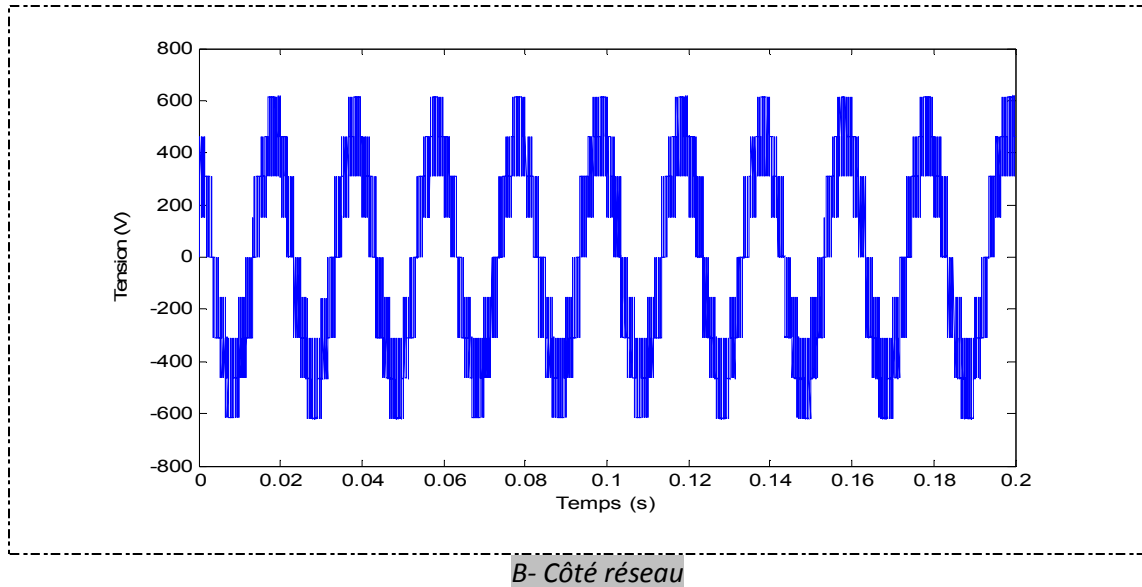


Fig.14. Résultats de simulation de la DPC Neuronale de la MADA alimentée par des convertisseurs 3 niveaux. A- Côté machine ; B- Côté réseau

D'après les résultats de simulation obtenus de la figure 14, on peut dire que le découplage entre la puissance active et réactive est toujours réalisé avec des grandes performances (suivi des consignes, temps de réponse très rapide, erreur statique minimale...etc.). Ce découplage est maintenu même du côté réseaux où la tension continu n'est pas affectée par le changement brusque des consignes des puissances active et réactive. Ce qui nous a permis de montrer l'efficacité de la stratégie du contrôle proposée (DPC-Neuronale) par rapport à la DPC-SVM et la DPC Floue: amélioration du découplage des puissances active et réactive (côté réseau et côté machine) et amélioration du THD

13. 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 été combinés avec la DPC, afin d'obtenir deux nouvelles stratégies de contrôle (DPC-RNA) qui remplissent aux exigences de la commande prédéfinis dans cette thèse.

Les résultats de simulations ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse de puissance active et réactive et une réduction au niveau du THD.



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de la recherche sur la commande des machines électriques, on a fixé comme objectif principal l'étude de la commande directe de puissance combinée avec d'autres techniques de commande à savoir la modulation vectorielle, la commande par logique floue et la commande par réseaux de neurones de la machine asynchrone à double alimentation par deux convertisseurs multiniveaux de tension.

Dans le premier chapitre, et après la présentation de l'état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne, une étude générale a été faite des différentes sources d'énergies renouvelables existantes et les potentiels algériens de chaque énergie.

Le choix de notre système et bien expliqué dans le deuxième chapitre, l'éolienne à axe vertical à vitesse variable utilisant la machine asynchrone à double alimentation semble le meilleur système de production avec plusieurs avantages du au choix de la turbine et au choix de la génératrice.

Dans le deuxième chapitre, on a abordé la modélisation d'un système de conversion éolienne base sur la machine asynchrone à double alimentation.

On a utilisé une stratégie de maximiser la puissance extraite du vent pour avoir une vitesse optimale au niveau de l'arbre de la turbine qui entraine la machine, ensuite on a commandé la machine en utilisant différents modes de contrôles en faisant une étude comparative entre ces modes de commande.

Après l'utilisation de le MPPT sans et avec asservissement, on a pu conclure que l'utilisation de cette technique est satisfaisante avec des bonnes performances statiques et dynamiques mais le MPPT sans asservissement la dynamique du système en boucle fermée ne compense pas la dynamique du système mécanique et le MPPT avec asservissement dépend de la mesure instantanée du la vitesse du vent ce qui induit une dégradation de la puissance aérodynamique si la mesure du vent est fausse ou pas précise.

Dans le troisième chapitre, l'étude est consacrée à la modélisation de la partie électrique de notre système de conversion constitué de la machine asynchrone double alimentation (MADA) alimentée avec des convertisseurs multi niveaux (côté MADA et côté réseau).

L'utilisation d'un onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à cet

onduleur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur.

L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. Il existe plusieurs topologies des onduleurs multiniveaux tel que les onduleurs à diodes flottantes, à condensateurs flottants et en cascade . Ces structures permettent de générer une tension de sortie de plusieurs niveaux. Cela a put être réalisable en augmentant le nombre des interrupteurs composants l'onduleur et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées.

On a vu dans le quatrième chapitre l'étude de la DPC et stratégie de commande SVM, le but est de contrôler directement la puissance active et réactive de la MADA à travers des convertisseurs multi niveaux (côté rotor et côté réseau), leur états de commutation sont sélectionnés à partir d'une table de commutation. Cette dernière est alimentée par des 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.

Afin de réduire les ondulations présentées aux niveaux des différentes variables et afin d'améliorer les performances de la commande DPC-SVM, on a proposé d'appliquer la commande DPC-floue dans le cinquième chapitre.

Le dernier chapitre a pour but d'améliorer la commande DPC-SVM et la DPC floue en introduisant la DPC neuronale.

Après ce travail plusieurs perspectives intéressantes sont envisageables :

❖ Une validation sur une plate forme expérimentale " implémentation en dSPACE " afin de confirmer les résultats de simulation des différentes méthodes de commandes appliquées.

❖ Extension de la DTC multiniveaux aux autres machines polyphasées telles que les machines pentaphasées synchrone et asynchrone.



BIBLIOGRAPHIES

BIBLIOGRAPHIES

- [1] Minh Huynh Quang, "Optimisation de la production de l'électricité renouvelable pour site isolé", thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, France, 2008.
- [2] 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.
- [3] Feddaoui Omar, "Contribution à l'Etude des Systèmes Hybrides de Génération : Application aux Energies Renouvelables ", Mémoire de Magister, 2014.
- [4] Abdoula Yb Mamadie Sylla, "Modélisation d'un émulateur éolien à base de machine Asynchrone à double alimentation ", mémoire présenté à l'université du Québec à trois-rivières, 2013
- [5] Tamaarat Azzouz, "Modélisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA", doctorat en sciences en electrotechnique, Université de Batna, 2015
- [6] M. Rapin, J.M. Noël, "Energie Eolienne, principe - Etude de cas ", Dunod, ISBN : 2010.
- [7] 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.
- [8] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins and E. Bossanyi, "Wind Energy Handbook"; John Wiley & Sons, Ltd, 2001.
- [9] Le Gourrières, "Energie éolienne, théorie, conception et calcul pratique des installations", Edition Eyrolles, 1982.
- [10] Mahri Zine Labidine, "Etude dynamique et optimisation des pâles d'un aérogénérateur", Thèse doctorat d'état, Université de Mentouri (Constantine) ,2015.
- [11] 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.
- [12] 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.

- [13] Boumaraf Farid, "Commande d'un Aérogénérateur-Apport des Techniques de l'intelligence Artificielle ", doctorat en Sciences en Electrotechnique, Université de Batna, 2014
- [14] Marin, "Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires »; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Avril 2009.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] S. Ouali , A. Khellaf et K. Baddari, "Etude géothermique du Sud de l'Algérie, Centre de Développement des Energies Renouvelables et Laboratoire de Physique de la Terre", Université de Boumerdès, 2006.
- [18] 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.
- [19] 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
- [20] 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
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] T. Ackermann, "Wind power in power systems"; John Wiley and Sons, Ltd, Londres, 2005.
- [25] Hau, "Wind turbines, Fundamentals, Technologies, Applications, Economics"; Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2006.

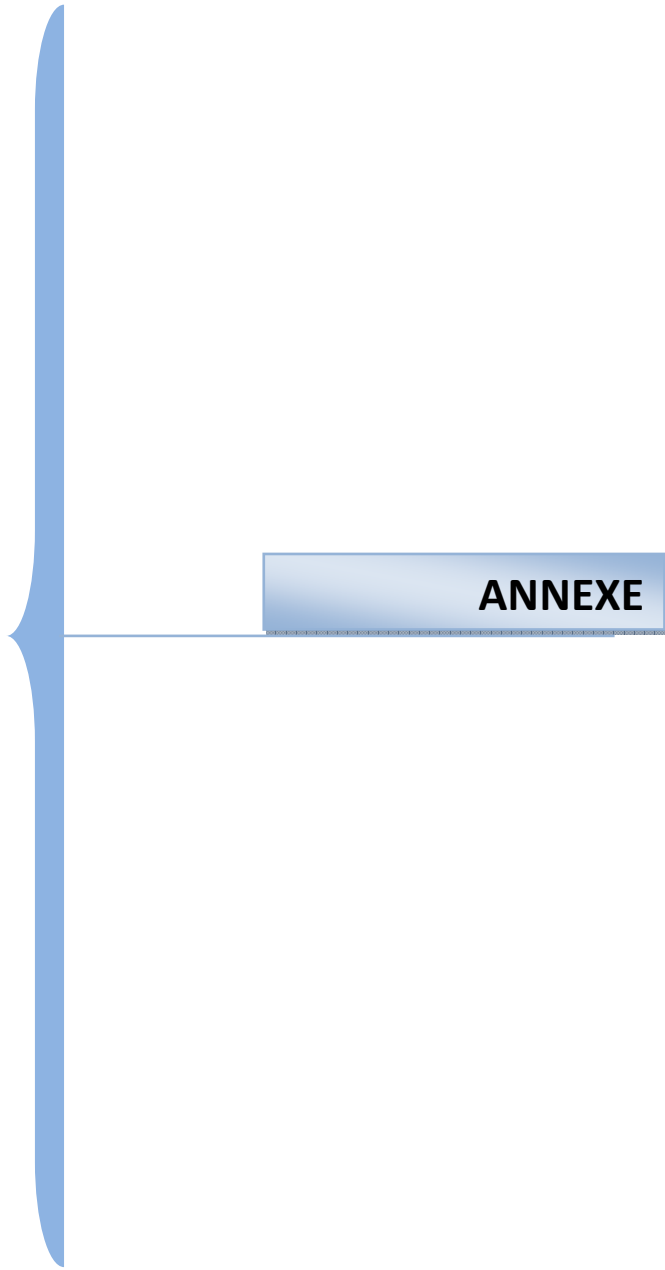
- [26] D. Aguglia, "Conception Globale des générateurs asynchrones à double alimentation pour éoliennes"; Thèse Doctorale en Génie Electrique, Université Laval, Québec, Canada, Décembre 2010.
- [27] Ahmidi, " Participation de parcs de production éolienne au réglage de la tension et de la puissance réactive dans les réseaux électriques "; Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, Décembre 2010.
- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] S. Heier, "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems"; Publications John Wiley & Sons, ISBN 0-471-97143-X, 1998.
- [31] 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.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] 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.
- [35] 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.
- [36] 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.
- [37] 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.

- [38] 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.
- [39] 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.
- [40] T.A. Meynard, M. Fadal, N. Aouda, "Modelling of multilevel converters "; IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.44, No.3, 1997.
- [41] 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.
- [42] Segulier, "Convertisseurs De l'Electronique De Puissance : La Conversion Alternative-Continue "; Technique et Documentation Lavoisier, 3^{ème} éditions, Vol.1, Paris, France, 2006.
- [43] 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
- [44] 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.
- [45] M. Malinowski, "Senseless control Strategies for Three- Phase PWM Rectifiers "; PhD Thesis, University of Technology, Warsaw, 2001.
- [46] 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.
- [47] 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.
- [48] 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.
- [49] Himamshu. Prasad: "Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for Three Leg and Four Leg Voltage Source Inverters"; 1997.
- [50] 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.

- [51] 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.
- [52] 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.
- [53] 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.
- [54] M. Crappe, " Commande et régulation des réseaux électriques "; Hermès, Lavoisier, ISBN 2-7462-0606-4, 2003.
- [55] 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.
- [56] 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.
- [57] 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.
- [58] Hopfensperger, D. J. Atkinson, "Doubly-fed A.C machines: Classification and comparison"; European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [59] 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.
- [60] 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.
- [61] 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.

- [62] Sarra Massoum, Abdelkader Meroufel , Ahmed Massoum , Patrice Wira, “ A direct power control of the doubly-fed induction generator based on the SVM Strategy”; ELEKTROTEHNIŠKI VESTNIK 84(5): 235-240, 2017
- [63] H.Buhler : "Réglage par Logique Floue" ,1994.
- [64] Sarra Massoum, Abdelkader Meroufel, Abderrahim Bentaallah, Fatima Zohra Belaimeche, Ahmed Massoum, “Sensorless Fuzzy Sliding Mode Speed Controller for Induction Motor with DTC based on Artificial Neural Networks”, WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS , Volume 11, 2016
- [65] Abdelkader Meroufel , Sarra Massoum , Abderrahim Bentaallah , Patrice Wira , Fatima Zohra Belaimeche , Ahmed Massoum, “Double star induction motor direct torque control with fuzzy sliding mode speed controller”, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg. Vol. 62, 1, pp. 31–35, Bucarest, 2017
- [66] Lin C T, Lee C S G: " Neural Network based Fuzzy Logic Control and Decision System", IEEE Transactions on Comput. (40(12): pp. 1320-1336, 2001.
- [67] Robert Babuska : "Fuzzy and Neural Control "; Disc Course Lecture Notes, October 2001
- [68] H.S. Tsoukalas, R. E. Uhrig, “Fuzzy and neural approaches in engineering”; New York: Wiley and Sons, 1997.
- [69] Jean Francois Jodouin : "Les Réseaux de Neurones : Principes et Applications",1994.
- [70] P. Wira, “ Approches neuromimétiques pour l’identification et la commande ”; Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Haute Alsace, France, Novembre 2009.
- [71] Djeriri Youcef, Commande directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle, Doctorat en Sciences, Université Djilali liabes de sidi-bel-abbes, 2015.
- [72] 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.
- [73] Massoum Ahmed, “Réglage Neuro-Flou d'une Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique”; Mémoire de Magistère à l’UDL Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2003.
- [74] M. Pichan, H. Rastegar, M. Monfared, “Two fuzzy-based direct power control strategies for doubly-fed induction generators in wind energy conversion systems ”; Elsevier, Energy, Vol. 51, pp.154-162, February 2013.
- [75] B.Koko : "Neural Networks and Fuzzy Systems" ,Ed Prentice-Hall ,1992
- [76] P.Bourret, “ Réseaux neuronaux : une Approche Connexionniste de l’IA ”; Edition TEKNA, TOULOUSE, France, 1991.

- [77] G. Dreyfus, J. Martinez, M. Samuelides, M. Gordon, F. Badran, S. Thiria, L. Héroult, « Réseaux de neurones : méthodologie et application »; Eyrolles, Paris, France, 2002.
- [78] 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.
- [79] Chaiba, “Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l’intelligence artificielle ”; Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, Juillet 2010.
- [80] M. Parizeau, “Réseaux de neurones ”; Notes de cours (GIF-21140 et GIF-64326), Université Laval, Canada, Automne 2004.
- [81] Massoum S., Meroufel A., Brahim E. Y., Massoum A. ,Wira, “Three-level NPC Converter-based Neuronal Direct Active and Reactive Power Control of the Doubly Fed Induction Machine for Wind Energy Generation”, *Majlesi Journal of Electrical Engineering*, 11(3), (2017)
- [82] Emil M.Petriu : "Neural Networks for Modelling Applications" ; 1998
- [83] S. Haykin, “Neural Networks: A comprehensive foundation”; Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, USA, 1994.
- [84] 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.
- [85] D. Yathley, “Back propagation neural networks for non-linear self tuning adaptive control”; IEEE, Control systems magazine, pp.44-99, January 1990
- [86] Ph.Leray : “La Rétropopagation”,<http://servasi.insa-rouen.fr/~pleray/ftp/>;2000.
- [87] H.Demuth, M.Beale : "The Neural Network Toolbox for Use with Matlab", Natrick, MA: The MathWork, Inc, Copyright 1997.
- [88] Kezerli Rouchdi, “Alimentation et Commande d’une MADA connectée au réseau local, en utilisant les convertisseurs multiniveaux”, Magistere en Electronique, USTHB Oran, 2019
- [89] Abbas Mourad, Mechentel Mohamed, “Modélisation et commande d’une MADA Alimentée par une cascade à trois Niveaux Application à l’énergie éolienne”, ENP, 2006



ANNEXE

Annexe A

Appliquant les lois de Kirchhoff, côté réseaux, on a :

$$L_g \frac{di_{ag}}{dt} = V_a - R_g i_{ag} - V_{(a,0)} \quad (1A)$$

$$L_g \frac{di_{bg}}{dt} = V_b - R_g i_{bg} - V_{(b,0)}$$

$$L_g \frac{di_{cg}}{dt} = V_c - R_g i_{cg} - V_{(c,0)}$$

Où :

$$\begin{cases} V_{(a,0)} = V_{(a,N)} + V_{(N,0)} \\ V_{(b,0)} = V_{(b,N)} + V_{(N,0)} \\ V_{(c,0)} = V_{(c,N)} + V_{(N,0)} \end{cases} \quad (2A)$$

Pour un système équilibré :

$$V_{(a,0)} + V_{(b,0)} + V_{(c,0)} = 0 \quad (3A)$$

D'après les équations précédentes :

$$V_{(N,0)} = -\frac{V_{(a,N)} + V_{(b,N)} + V_{(c,N)}}{3} \quad (4A)$$

En Considérant la phase a, avec l'interrupteur $S_a=1$ et $V_{(a,N)}=V_{dc}$ et avec $S_a=0$ et

$V_{(a,N)}=0$ et en prenant $V_{(a,N)}=S_a V_{dc}$:

$$\begin{cases} V_{(a,N)} = S_a V_{dc} \\ V_{(b,N)} = S_b V_{dc} \\ V_{(c,N)} = S_c V_{dc} \\ V_{(N,0)} = -\frac{S_a + S_b + S_c}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (5A)$$

En substituant (2A) et (5A) dans (1A) :

$$L \frac{di_a}{dt} = V_a - R i_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \quad (6A)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = V_b - R i_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = V_c - R i_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right)$$

Les relations entre les puissances côté DC et côté AC :

$$\sum_{k=a,b,c} i_k V_{kN} = i_{dc} V_{dc} \quad (7A)$$

En utilisant les équations (5A) et (6A):

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (8A)$$

On:

$$\begin{cases} i_c = C \frac{dV_{dc}}{dt} \\ i_{dc} = i_c + i_L \\ i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \\ i_L = \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (9A)$$

Cette équation peut être exprimée:

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (10A)$$

Pour un système équilibré:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (11A)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (12A)$$

Ces équations constituent le modèle du convertisseur et peuvent être écrites :

$$\begin{cases} C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} i_k S_k - i_L \\ L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = V_d - V_{d1} \left(S_k - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} S_j \right), k = a, b, c \\ \sum_{k=a,b,c} V_k = \sum_{k=a,b,c} i_k = 0 \end{cases} \quad (13A)$$

Reformulation des équations dans le repère dq :

$$\begin{cases} C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q) - i_L \\ L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + R i_d = V_d - V_{d1} \\ L \frac{di_q}{dt} - \omega L i_d + R i_q = V_q - V_{q1} \end{cases} \quad (14A)$$

Où:

$$V_{d1} = V_{dc} S_d \quad \text{et} \quad V_{q1} = V_{dc} S_q$$

Les puissances sont données par :

$$P = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (15A)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_q i_d - V_d i_q)$$

L'orientation du repère suivant l'axe d, donne ($V_q=0$):

$$P = \frac{3}{2} (V_d i_d) \quad (16A)$$

$$Q = -\frac{3}{2} (V_d i_q)$$

Imposant la puissance réactive égale zéro implique l'annulation du courant quadratique.

L'équation (14A) montre les éléments du couplage « $\omega L i_q$ et $\omega L i_d$ »:

ملخص :

تناقش هذه الأطروحة النمذجة والتحكم والمحاكاة لنظام تحويل طاقة الرياح يعتمد على مولدة لاتزامنية مزدوجة التغذية، حيث عنصرها الساكن متصل مباشرة بالشبكة بينما الدوار فهو مغذى عن طريق موجين ثلاثي الأطوار موصولين فيما بينهما بوصلة 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. وفقا لنتائج المحاكاة المحصل عليها، التحكم الشعاعي الغير مباشر ذات حلقتين متداخلتين من التحكم أظهر أداء أفضل في حالة نظام ثابت. في حالة إذا تعرض النظام إلى تغيرات في الإعدادات، إستراتيجية من التحكم ظهرت كمنافسة : التحكم المباشر في الاستطاعة (DPC). النتائج المتحصل عليها أثبتت فعالية استراتيجيات التحكم المقترحة من حيث المتانة. ومع ذلك، فإن وجود المصححات التباطئية يطرح مشكل النذبذبات على مستوى مختلف القياسات المخرجة من المولدة. اقترحنا ثلاثة من التقنيات لمعالجة هذه المشكلة، DPC-RNA و DPC-SVM و DPC-FLOU. لتحقيق هدفنا و تحسين النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة تم التحقق من صحتها بالمقارنة مع الأعمال المدرجة في قائمة المراجع.

كلمات مفتاحية : طاقة الرياح، مولدة لاتزامنية مزدوجة التغذية، MPPT ، DPC- SVM ، Onduleur-3N-NPC ، DPC-RNA ، DPC-FLOUE

Résumé :

Cette thèse traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) 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 MADA 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, une stratégie de contrôle est apparue comme concurrentielle à la technique de contrôle vectoriel à savoir la commande la commande directe de puissance (DPC). Cependant, la présence des correcteurs à hystérésis pose le problème de fluctuations sur les différentes grandeurs de sortie de la MADA. Trois techniques ont été préposées pour remédier à ce problème, DPC-SVM, DPC-FLOU 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, MADA, MPPT, Onduleur-3N-NPC, DPC-SVM, DPC-FLOUE, DPC-RNA.