

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس - سطيف

Université Ferhat Abbas de Setif

UFAS -ALGERIE

Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister

En Vue d'Obtention du Diplôme de

Magister en Électrotechnique

Option :

Commande Electrique

Présenté par :

M^r : LATRECHE Mohammed Tahar

Thème :

***Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant
Permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien***

Mémoire soutenu le: 24 /06 /2012

Devant le jury composé de :

Pr. MOSTFAI Mohamed	Président	Université Ferhat Abbas de Sétif 1
Pr. RAHMANI Lazhar	Rapporteur	Université Ferhat Abbas de Sétif 1
Dr. HARMAS Mohamed Najib	Examineur	Université Ferhat Abbas de Sétif 1
Dr. HACHEMI Mabrouk	Examineur	Université Ferhat Abbas de Sétif 1

Remerciements

Au nom d'Allah, le Tout - Miséricordieux, le Très - Miséricordieux

La louange est à Allah l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.

Je tiens, tout particulièrement, à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Lazhar RAHMANI Professeur à l'Université de SETIF, pour ces conseils précieux ainsi que pour la confiance et l'aide qu'il m'a accordé pour mener ce travail à terme.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Mohamed MOSTFAI, Professeur à l'Université de Setif, pour l'honneur qu'il nous a fait en acceptant d'être président du jury.

Je tiens à remercier également :

- Monsieur Mohamed Najib HARMAS, Maitre de Conférences à l'Université de Setif.
- Monsieur Mabrouk HACHEMI, Maitre de Conférences à l'Université de Setif

Pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes remerciements vont aussi à l'ensemble de mes professeurs tout le long de ces années d'études.

Je voudrais aussi remercier tous les membres de ma famille, mes frères et mes chères sœurs.

Je tiens à remercier mes encadreurs de PFE le M^r. Mohamed BEDBOUDI et les enseignants à l'université de Msila, qui m'ont marqué par leurs grandes valeurs scientifiques et humaines.

Table de matière

<i>Table de matière</i>	I
<i>Liste des figures</i>	V
<i>Liste des tableaux</i>	VIII
<i>Introduction Générale</i>	01
<u>CHAPITRE I : Etat de l'Art des Systèmes de Conversion d'Énergie Éolienne</u>	
<i>I.1 Introduction</i>	04
<i>I.2 Définition de l'énergie éolienne</i>	04
<i>I.3 Etat de l'art et situation de l'éolien dans le monde actuel</i>	05
<i>I.3.1 Historique et croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne</i>	05
<i>I.3.2 L'énergie éolienne en quelques chiffres</i>	06
<i>I.3.2.1 La capacité mondiale installée de l'énergie éolienne</i>	06
<i>I.3.2.2 Répartition continentale</i>	08
<i>I.3.2.3 Futurs challenges et perspectives mondiales</i>	08
<i>I.3.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne</i>	09
<i>I.3.3.1 Avantages</i>	09
<i>I.3.3.2 Inconvénients</i>	11
<i>I.3.4. Types des turbines éoliennes</i>	11
<i>I.3.4.1. Eolienne à axe vertical</i>	11
<i>I.3.4.1.a. Avantages</i>	12
<i>I.3.4.1.b. Inconvénient</i>	12
<i>I.3.4.2. Eoliennes à axe horizontal</i>	12
<i>I.3.4.2.a. Avantages</i>	13
<i>I.3.4.2.b. Inconvénient</i>	13
<i>I.3.5. Constitution d'une éolienne moderne</i>	13
<i>I.3.6. Fonctionnement d'une éolienne</i>	15
<i>I.3.7. Efforts sur une pale</i>	15
<i>I.3.8. Zones de fonctionnement de l'éolienne</i>	17
<i>I.3.9. Eolienne à vitesse fixe ou à vitesse variable</i>	19
<i>I.4 Etat de l'art sur les générateurs utilisés dans le SCE</i>	20
<i>I.4.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone</i>	21
<i>I.4.1.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil</i>	21
<i>I.4.1.2 Machine Asynchrone à Double Stator</i>	23
<i>I.4.1.3 Machine Asynchrone à Double Alimentation type "rotor bobiné"</i>	24
<i>(a) MADA – structure de Kramer</i>	25
<i>(b) MADA à énergie rotorique dissipée</i>	25
<i>(c) MADA – structure de « Scherbius » avec cycloconvertisseur</i>	27
<i>I.4.1.4 Machine Asynchrone à Double Alimentation Type "Brushless"</i>	27
<i>I.4.2 Systèmes utilisant la machine synchrone</i>	28
<i>I.4.2.1 Générateur Synchrone à Rotor Bobiné</i>	28

1.4.2.2 Générateur Synchrone à Aimants Permanents (GSAP)	29
1.4.3 Différentes types de machines à Aimant	31
1.4.3.1 Machines à flux radial	31
1.4.3.2 Machines à flux axial	32
1.4.3.2.1 Machines à flux axial à 1 stator et 1 rotor	32
1.4.3.2.2 Machines à flux axial à stator interne ou externe	33
1.4.3.2.3 Machines à flux axial à stator multiples ou multi disques	33
I.5. Matériaux pour aimants	34
I.6 Les convertisseurs de puissance	35
I.7 Conclusion	36
<u>CHAPITRE II : Modélisation et Simulation du Système de Conversion d'Energie Eolienne</u>	
II.1 Introduction	38
II.2 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne	38
II.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine	38
II.2.2 Modélisation de la vitesse du vent (Source primaire)	39
II.2.2.1 Expression du vent en un point fixe	40
II.2.2.2. Le filtre spatial	40
II.2.3 La conversion aérodynamique	41
II.2.3.1 Théorie de Betz	41
II.2.3.2 Limite de Betz	42
II.2.4 Modélisation du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice	44
II.2.5 Simulation de la turbine	46
II.3 Modélisation de la partie de conversion électromécanique	47
II.3.1 Equations électriques dans le repère (abc)	48
II.3.2 Equations électriques dans le repère de Park (d q)	50
II.3.3 Equation du couple électromagnétique	54
II.3.4 Simulation de la GSAP	55
II.4. Modèle du convertisseur électronique de puissance	57
II.4.1. Présentation de l'étude	57
II.5 Conclusion	60
<u>CHAPITRE III : Commande de la Vitesse d'un Aérogénérateur Synchrone à Aimant Permanent</u>	
III.1 Introduction	62
III.2 La MLI vectorielle (SVM)	62
III.3 Commande de la génératrice	67
III.3.1 Principe et structure de la commande	68
III.3.2 régulateur de vitesse	70
III.3.3 Commande des courants avec découplage	70
III.3.4 Régulation des courants	72

III.3.5 Résultats de simulation et interprétation	73
III.4 Architectures de puissance et gestion d'énergie	75
III.4.1 Technique de la maximisation de la puissance produite	76
III.4.2 Optimisation électronique de la conversion énergétique	77
III.4.3 Résultats de simulation et interprétation	77
III.5 Conditions de commandabilité du côté (génératrice - convertisseur MLII)	80
III.5.1 Limites de fonctionnement du convertisseur MLII	80
III.5.2 Compatibilité de la structure proposée vis-à-vis de la tension du bus continu, limites de fonctionnement	80
III.6 Conclusion	81
<u>CHAPITRE IV : MPPT Floue de l'Aérogénérateur Synchrone à Aimant Permanent et Couplage au Réseau</u>	
IV.1 Introduction	83
IV.2 Historique	83
IV.3 Domaines d'application	84
IV.4 Notions de base de la logique floue	84
IV.4.1 Principe de base de la logique floue	84
IV.4.2 Univers de discours	87
IV.4.3 Fonction d'appartenance	87
IV.4.4 Variable linguistique	88
IV.4.4.1 Propriétés des ensembles flous	89
IV.4.4.1.1 Égalité:	89
IV.4.4.1.2 Inclusion:	89
IV.4.4.1.3 Support:	89
IV.4.4.1.4 Hauteur :	89
IV.4.4.1.5 Noyau :	89
IV.4.4.1.6 Cardinal :	90
IV.4.4.1.7 Partition floue :	90
IV.4.5 Opérateurs de la logique floue	90
IV.4.5.1 Opérateur ET (Intersection floue)	90
IV.4.5.2 Opérateur OU (Union floue)	91
IV.4.5.3 Opérateur NON (complémentation floue)	92
IV.4.6 Règles d'inférence floue	92
IV.5 Structure d'un système de commande floue	93
IV.5.1 Interface de fuzzification	94
IV.5.2 Base de connaissance	94
IV.5.3 Inférence floue	95
IV.5.4 Interface de défuzzification	95
IV.6 Commande floue de la vitesse d'une Génératrice Synchrone à Aimant Permanent	95
IV.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	95
IV.6.1.1 Fuzzification	97

<i>IV.6.1.2 Base des règles</i>	98
<i>IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence</i>	99
<i>IV.6.1.4 Défuzzification</i>	99
<i>IV.6.2 Réglage de vitesse de la GSAP par un contrôleur flou</i>	100
<i>IV.6.3 Résultats de simulation</i>	100
<i>IV.7 Injection de la puissance exploitée au réseau</i>	103
<i>IV.7.1 Régulation de la tension du bus continu</i>	103
<i>IV.7.2 Injection de la puissance au réseau</i>	104
<i>IV.7.3 Résultats de simulation et interprétation</i>	106
<i>IV.8 Conclusion</i>	108
<i>Conclusion Générale</i>	109
<i>Bibliographie</i>	111
<i>Annexe</i>	115

Liste des Figures

Fig. I.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent [01].	04
Fig. I.2 : Principaux organes du système de conversion éolien [04].	05
Fig. I.1 : Capacité mondiale installé en MW [03].	07
Fig. I.4 : Nouvelle Capacité installé en MW [03].	07
Fig. I.5 : Taux de croissance du marché mondial [%] [03].	07
Fig. I.6 : Croissance par continent [%] [03].	08
Fig. I.7 : Répartition continentale de la capacité ajoutée en 2010 [03].	08
Fig. I.8 : L'énergie éolienne mondiale (MW), [03].	09
Fig. I.9 : technologie éolienne à axe vertical.	12
Fig. I.10 : Technologie éolienne à axe horizontale.	13
Fig. I.11 : Différentes parties de l'éolienne-NORDEX N60-1.3MW.	14
Fig. I.12 : Schéma d'une éolienne Enercon à entraînement direct [06].	15
Fig. I.13 : Efforts sur un élément d'une pale, [20].	16
Fig. I.14 : Evolution des coefficients de portance C_L et de trainée C_D .	17
Fig. I.15 : Courbe de la puissance éolienne en fonction de la vitesse du vent.	18
Fig. I.16 : Limitation de puissance éolienne, a) pitch, b) déviation verticale de l'axe de Rotation, c) Rotation horizontale de l'axe de rotation, d) vitesse continûment Variable.	19
Fig. I.17 : Systèmes de génération d'énergie électrique à partir de sources d'énergie variable.	19
Fig. I.18 : Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles.	21
Fig. I.19 : Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau.	22
Fig. I.20 : Eolienne connectée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs de puissance.	23
Fig. I.21 : Schéma de la connexion au réseau de l'éolienne avec la MAS à double stator.	23
Fig. I.22 : Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor.	24
Fig. I.23 : MADA - structure Kramer [01].	25
Fig. I.24 : MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée [01].	26
Fig. I.25 : Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique	26
Fig. I.26 : Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [15].	27
Fig. I.27 : Machine asynchrone brushless connectée sur le réseau [01].	27
Fig. I.28 : Système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné. (a) avec convertisseur commande et (b) avec redresseur à diodes.	29
Fig. I.29 : Systèmes éoliens basés sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents (a) GSAP avec convertisseurs MLI (b) GSAP avec redresseur, hacheur et convertisseur	30
Fig. I.30 : Système éolien à coût minimum basé sur GSAP [10].	31
Fig. I.31 : Machine synchrone à aimants avec rotor intérieur	32
Fig. I.32 : Machine synchrone à aimants avec rotor extérieur.	32
Fig. I.33 : Descriptif de la machine à flux axial 1 stator / 1 rotor.	32
Fig. I.34 : Descriptif de la machine à flux axial stator externe.	33
Fig. I.35 : Descriptif de la machine à flux axial stator interne.	33

Fig. I.36 : Descriptif de la machine à flux axial multi Niveaux [17].	34
Fig. I.37 : Machine à flux axial multi Niveaux [17].	34
Fig.I.38 : Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux [11]	35
Fig. I.39 : Classification des convertisseurs statiques pour entraînements électriques.	35
Fig. II.1 : Modèle mécanique simplifié de la turbine.	39
Fig. II.2 : Profil du vent avant et après le filtrage	41
Fig. II.3 : Théorie de Betz : schéma de principe	42
Fig. II.4 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine λ	43
Fig. II.5 : Le couplage mécanique entre la turbine et la machine électrique [24]	44
Fig. II.6 : Schéma bloc d'une turbine éolienne [11].	45
Fig. II.7 : Schéma électrique équivalent de la turbine éolienne [11]	45
Fig. II. 8 : Schéma bloc du modèle de la turbine [23].	46
Fig. II.9 : <i>a</i> : Vitesse de vent, <i>b</i> : Vitesse mécanique de la turbine, <i>c</i> : Couple mécanique développée, <i>d</i> : Puissance mécanique produite par la turbine	46
Fig. II.10 : Représentation de la MSAP dans le repère (<i>d</i> , <i>q</i>) de Park	48
Fig. II.11 : Représentation d'une MSAP dans le repère (<i>abc</i>).	48
Fig. II.12 : Structure électrique du stator d'une MSAP [29].	50
Fig. II.13 : Représentation d'une MSAP dans le repère <i>d q</i> .	50
Fig. II.14 : Circuit équivalent de MSAP –convention moteur	53
Fig. II.15 : Schéma bloc du modèle de la GSAP dans le repère <i>d q</i>	55
Fig. II.16 : <i>a</i> : Couples électromagnétique et moteur, <i>b</i> : vitesse de rotation, <i>c</i> : Tensions statoriques V_{abc} , <i>d</i> : Composantes $V_d V_q$, <i>e</i> : Courants statoriques i_{abc} , <i>f</i> : Composantes i_{dq}	56
Fig. II.17 : Schéma électrique d'un onduleur	57
Fig. II.18 : Onduleur à interrupteur idéaux	57
Fig. II.19 : Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI [31].	58
Fig. II.20 : Schéma fonctionnel du redresseur dans les coordonnées triphasées normales.	60
Fig. III.1 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur et définition des secteurs dans le plan α - β [32].	63
Fig. III.2 : Graphique montrant les transitions entre les différents états de l'onduleur permettant de minimiser les commutations [30].	64
Fig. III.3 : Séquence d'application des vecteurs durant le secteur I.	65
Fig. III.4 : Séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque.	65
Fig. III.5 : Structure générale de la commande vectorielle de la MSAP.	68
Fig.III.6 : Schéma fonctionnel de la commande.	69
Fig. III.7 : Schéma bloc de la boucle d'asservissement de vitesse.	70
Fig. III.8 : Modèle électrique de la MSAP.	71
Fig. III.9 : Schéma bloc comportant l'ajout des termes de compensation.	71
Fig. III.10 : Boucle de régulation de courant	72
Fig. III.11 : <i>a</i> : Vitesse de référence et vitesse mécanique, <i>b</i> : Zoom des Vitesses, <i>c</i> : Allure du couple éolien et du couple électromagnétique, <i>d</i> : Zoom des couples	73
Fig. III.12 : Puissance active débitée	74

Fig. III. 13 : <i>a</i> : Allure des courants dans la machine i_a, i_b, i_c , <i>b</i> : Zoom des i_a, i_b, i_c , <i>c</i> : Allure des courants dans la machine i_d, i_q , <i>d</i> : Zoom des i_d, i_q .	74
Fig. III.14 : Puissance éolienne en fonction de la vitesse Ω pour différentes vitesses du vent [36]	75
Fig. III.15 : Principe de fonctionnement du MPPT à vitesse variable du vent [36]	76
Fig. III.16 : Représentation schématique de la commande de Vitesse de la MSAP d'un système éolien.	77
Fig. III.17 : Profil de vent aléatoire appliqué à la turbine éolienne.	78
Fig. III.18 : <i>a</i> : Vitesse de la GSAP optimale ou (référence), la vitesse capturée, <i>b</i> : Puissance maximale et puissance capturée.	78
Fig. III.19 : <i>a</i> : Vitesse spécifique λ , <i>b</i> : Zoom de λ , <i>c</i> : Coefficient de puissance C_p , <i>d</i> : Zoom de C_p	79
Fig. III.20 : <i>a</i> : Couple éolien et C_{em} , <i>b</i> : Allure des courants dans la machine i_d, i_q	79
Fig. IV.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.	85
Fig. IV.2 : Représentation des variables booléenne classique.	86
Fig. IV.3 : Représentation des variables floues.	86
Fig. IV.4 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.	88
Fig. IV.5 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.	89
Fig. IV.6 : Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous	90
Fig. IV.7 : Opérateur ET	91
Fig. IV.8 : Opérateur OU	91
Fig. IV.9 : Opérateur NON	92
Fig. IV.10 : <i>a</i>): Schéma synoptique d'un contrôleur flou, <i>b</i>) : Configuration d'un contrôleur flou	94
Fig. IV.11 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.	96
Fig. IV.12 : Illustration des étapes internes de la régulation floue.	97
Fig. IV.13 : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.	98
Fig. IV.14 : Matrice d'inférence des règles floues	98
Fig. IV.15 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent assurant la MPPT du système éolien.	100
Fig. IV.16 : Profil de vent aléatoire appliqué à la turbine éolienne.	101
Fig. IV.17 : <i>a</i> : Vitesse de la GSAP optimale ou (référence), la vitesse capturée, <i>b</i> : Puissance maximale et puissance capturée.	102
Fig. IV.18 [a] : Vitesse spécifique λ , <i>b</i> : Zoom de λ , <i>c</i> : Coefficient de puissance C_p , <i>d</i> : Zoom de C_p	102
Fig. IV.19 <i>a</i> : Couple éolien et Couple électromagnétique, <i>b</i> : Allure des courants dans la machine i_d, i_q	103
Fig. IV.20 : Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.	104
Fig. IV.21 : Schéma bloc de commande du processus d'injection.	105
Fig. IV.22 : Profil du vent utilisé	106
Fig. IV.23 : Courant injecté au réseau.	107
Fig. IV.24 : Régulation de la tension du bus continu.	107

<i>Fig. IV.25 : Puissance active et réactive avec leurs références.</i>	108
---	-----

Liste des Tableaux

<i>Tableau III.1: Temps d'application des vecteurs adjacents et élaboration des ordres de commande des interrupteurs.</i>	66
<i>Tableau III.2: Dédution des largeurs des impulsions (S_a, S_b, S_c) en fonction des temps calculés.</i>	67

Introduction Générale

L'énergie est l'un des moteurs du développement des sociétés. La civilisation industrielle s'est bâtie autour de l'exploitation du charbon à la fin du 18e siècle, puis du pétrole au milieu du 20e siècle. Depuis le premier choc pétrolier de 1973, les pays industrialisés optent progressivement pour les énergies nouvelles et renouvelables. D'une façon générale, les énergies renouvelables sont des modes de production d'énergie utilisant des forces ou des ressources dont les stocks sont illimités. L'eau des rivières faisant tourner les turbines d'un barrage hydroélectrique ; le vent brassant les pales d'une éolienne; la lumière solaire excitant les photopiles; mais aussi l'eau chaude des profondeurs de la terre alimentant des réseaux de chauffage. En plus de leur caractère illimité, ces sources d'énergie sont peu ou pas polluantes. Le solaire, l'éolien, l'eau,...etc. ne rejettent aucune pollution lorsqu'elles produisent de l'énergie.

L'aérogénérateur est basé sur le principe des moulins à vent. Le vent fait tourner les pales qui sont elles-mêmes couplées à un rotor et à une génératrice. Lorsque le vent est suffisamment fort (15 km/h minimum), les pales tournent et entraînent la génératrice qui produit de l'électricité. L'énergie éolienne est aujourd'hui l'énergie propre la moins coûteuse à produire, ce qui explique l'engouement fort pour cette technologie. Les recherches en cours pourraient lui laisser pendant encore de nombreuses années cette confortable avancée.

La multiplication des éoliennes a conduit les chercheurs en Génie Electrique à mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et la qualité de l'énergie fournie. Dans ce cadre, le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation des machines de type synchrone a aimant permanent dans un système éolien. Le premier chapitre est consacré à des rappels sur les systèmes éoliens à travers les concepts physiques régissant leur fonctionnement. Ces rappels sont suivis par une définition de l'énergie éolienne de manière générale, [01] puis l'évolution des éoliennes durant les dernières décennies [02] [04] [05] [12] [14]. Des statistiques sont données montrant l'évolution de la production et la consommation de l'énergie éolienne dans le monde [03] [06] [07] [15] [16], et les différentes technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal), [10] [11] [13] [19] [20], ainsi que les différents générateurs utilisés dans les systèmes éoliens [08] [09] [16], et les convertisseurs qui leur sont associés.

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé le concept de chaîne éolienne complète. Dans ce chapitre. Nous établissons un modèle de simulation de l'ensemble de la chaîne éolienne en insistant notamment sur le caractère multiphasique (prise en compte des phénomènes mécaniques, magnétiques, électriques) [26].

La modélisation de l'éolienne exige la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du générateur électrique, du convertisseur de puissance lie du système de commande [25]. Ce chapitre est composé de trois parties :

Une première partie est consacrée à la modélisation de la partie mécanique de l'éolienne, et où le modèle du vent et son évolution seront étudiés de façon détaillées, [19-24].

La deuxième partie est consacrée à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, et on terminera cette partie par une simulation de ces configurations (MSAP et turbine) en fonctionnement générateur [11] [21] [27] [28].

Dans la troisième et dernière partie nous présenterons la modélisation du convertisseur associé, [29-31].

La commande de vitesse de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent, fait l'objet du troisième chapitre. On va commencer par la présentation en premier lieu la technique (MLI vectorielle) [30-33]. Parmi ces techniques numériques, on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia. La (MLI vectorielle) est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des machines à courant alternatif. Puis on va à la commande vectorielle de la génératrice synchrone à aimant permanent, qui présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable [27] [34] [35].

La dernière partie de ce chapitre explique la stratégie à suivre pour commander l'éolienne avec une boucle d'asservissement de vitesse munie d'un régulateur PI permettant d'optimiser l'extraction maximale de l'énergie du vent à travers l'ajustement électronique continu de la vitesse spécifique de la turbine qui conduit à un point optimal à chaque fois que la vitesse de vent varie [10] [36].

Dans le quatrième et dernier chapitre est consacré à la commande de vitesse de l'aérogénérateur synchrone à aimant permanent par un régulateur PI flou, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base [38-42]. Et les bases mathématiques de cette technique et la méthodologie de contrôle. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou [43], et son application au réglage de vitesse de la MSAP. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MSAP. Et nous avons pu injecter la puissance électrique, extraite au réseau via un onduleur de tension triphasé, en régulant la tension du bus continu [44].

Finalement, on terminera ce mémoire par une conclusion générale qui résume les résultats obtenus et expose quelques perspectives de recherche envisagées.

CHAPITRE I

Etat de l'Art des Systèmes de Conversion d'Energie Eolienne

I.1 Introduction

I.2 Définition de l'énergie éolienne

I.3 Etat de l'art et situation de l'éolien dans le monde actuel

I.3.1 Historique et croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne

I.3.2 L'énergie éolienne en quelques chiffres

I.3.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

I.3.4. Types des turbines éoliennes

I.3.5. Constitution d'une éolienne moderne

I.3.6. Fonctionnement d'une éolienne

I.3.7. Efforts sur une pale

I.3.8. Zones de fonctionnement de l'éolienne

I.3.9. Eolienne à vitesse fixe ou à vitesse variable

I.4 Etat de l'art sur les générateurs utilisés dans le SCE

I.4.1 Systèmes utilisant la machine asynchrone

I.4.2 Systèmes utilisant la machine synchrone

I.4.3 Différentes types de machines à Aimants

I.5. Matériaux pour aimants

I.6 Les convertisseurs de puissance

I.7 Conclusion

1.1 Introduction

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisées avec succès pour générer de l'électricité. Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal), [10] [11] [13] [19] [20]. Les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Les stratégies de commande de ces machines et leurs éventuelles interfaces de connexion au réseau doivent permettre de capter un maximum d'énergie sur une plage de variation de vitesse du vent la plus large possible, ceci dans le but d'améliorer la rentabilité des installations éoliennes.

Dans ce chapitre, on présente une définition de l'énergie éolienne de manière générale, [01] puis l'évolution des éoliennes durant les dernières décennies [02] [04] [05] [12] [14]. Des statistiques sont données montrant l'évolution de la production et la consommation de l'énergie éolienne dans le monde [03] [06] [07] [15] [16], ainsi que les différents générateurs utilisés dans les systèmes éoliens [08] [09] [16]. Ce chapitre sera clôturé par une conclusion.

1.2 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Fig. I.1) [01].

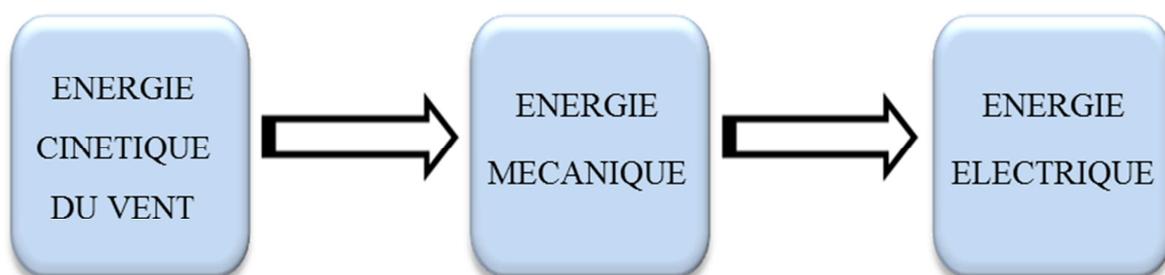


Fig. I.1 : Conversion de l'énergie cinétique du vent [01].

Le SCE (Système de Conversion Eolien) est constitué d'un générateur électrique, entraîné par une turbine éolienne à travers le multiplicateur, d'un système de commande, d'un convertisseur statique, d'un transformateur et enfin d'un réseau électrique. Selon la Fig. I.2 [04].

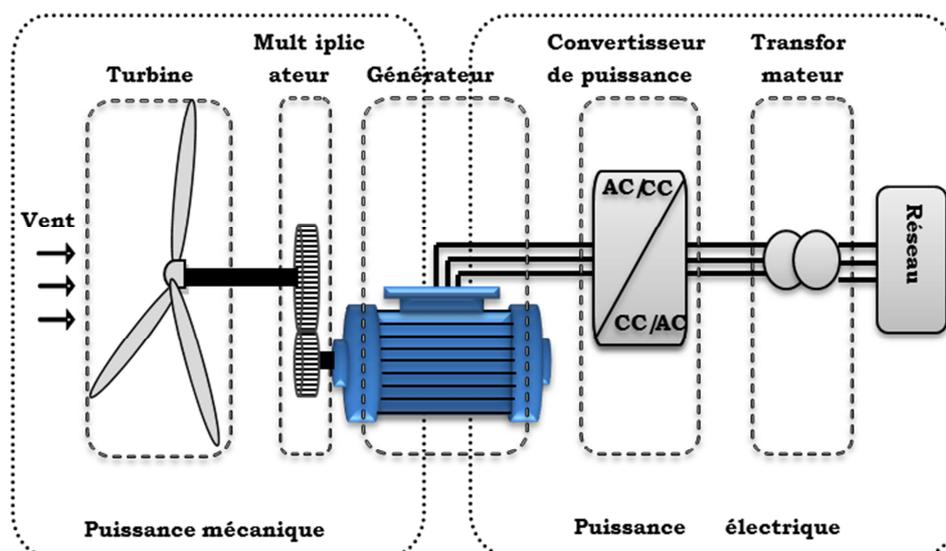


Fig. I.2 : Principaux organes du système de conversion éolien [04].

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (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). De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [01].

1.3 Etat de l'art et situation de l'éolien dans le monde actuel

1.3.1 Historique et croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne

Le vent, comme étant une source d'énergie traditionnelle non polluante, a été exploité depuis plusieurs siècles pour la propulsion des navires (avant 3000 ans environ), l'entraînement des moulins (environ 200000 moulins à vent en Europe vers le milieu du 19^{ème} siècle), le pompage d'eau et le forgeage des métaux dans l'industrie. Ces dernières utilisations sont toutes basées sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable, [14].

Ce n'est qu'après l'évolution de l'électricité comme forme moderne de l'énergie et les recherches successives sur les génératrices électriques, que le danois Poul La Cour a construit pour la première fois en 1891 une turbine à vent générant de l'électricité [05].

Après la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois ont amélioré cette technologie durant la 1^{ère} et la 2^{ème} guerre mondiale avec une grande échelle [14].

C'est principalement la crise pétrolière de 1974 qui relança les études et les expériences avec une échelle plus élevée, ce qui oblige plusieurs pays de commencer l'investissement pour améliorer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Parmi ces investissements, on cite le

premier marché important de la Californie entre 1980 et 1986, notamment au début avec des turbines de moyenne puissance (55 kW), puis 144 machines (avec un total de 7 MW) en 1981 et 4687 machines d'une puissance totale de (386 MW) en 1985 [14].

Après ces années, le marché européen a réellement décollé, ce qui permet un développement important de cette industrie de l'éolienne et surtout dans des pays comme l'Allemagne, l'Espagne et le Danemark. Ces pays ont une contribution importante au marché mondial qui atteint 10000 MW en 1998 et environ 47000 MW en 2004 avec une croissance moyenne annuelle de 7500 MW [14].

Le coût global de l'énergie nécessaire à la production d'électricité à partir du vent est maintenant concurrentiel avec les sources d'énergie traditionnelles comme les combustibles fossiles. Cette réduction du coût de l'électricité est le résultat de progrès importants de la technologie utilisée par cette industrie (amélioration des conceptions aérodynamiques, amélioration des matériaux utilisés) [02].

Actuellement, l'énergie éolienne est bien implantée parmi les autres sources d'énergie avec une croissance très forte [02].

1.3.2 L'énergie éolienne en quelques chiffres

1.3.2.1 La capacité mondiale installée de l'énergie éolienne

Comme il est montré sur les Fig. I.3, I.4 et I.5 la production de l'énergie éolienne connaît depuis quelques années.

La capacité mondiale a atteint 196630 MW, dont 37642 ont été ajoutés en 2010, soit légèrement moins qu'en 2009 [03].

En 2010, la capacité mondiale installée a atteint 196630 MW, après 159766 MW en 2009. Les investissements dans les nouveaux équipements ont diminué dans de nombreux pays du monde. Pour la première fois depuis plus de 20 ans, le marché est inférieur à celui de l'année précédente et a atteint un volume global de 37642 MW, après 38312 MW en 2009 [03].

L'énergie éolienne a montré une croissance de 23.6%, la plus basse depuis 2004 et la seconde plus basse de la décennie passée [03]. 23.6%, le taux de croissance de 2010. Le taux de croissance est le rapport entre la capacité ajoutée et la capacité totale de l'année précédente.

Avant 2010, le taux de croissance annuel n'avait cessé de croître depuis 2004, culminant à 31.7% en 2009, la plus forte valeur depuis 2001. Le plus fort taux de croissance de 2010 se trouve en Roumanie, qui a multiplié sa capacité par 40. La seconde région au taux de croissance de plus de 100% est la Bulgarie (+112%). En 2009, quatre marchés avaient plus que doublé leur capacité éolienne : Chine, Mexique, Turquie et Maroc [03].

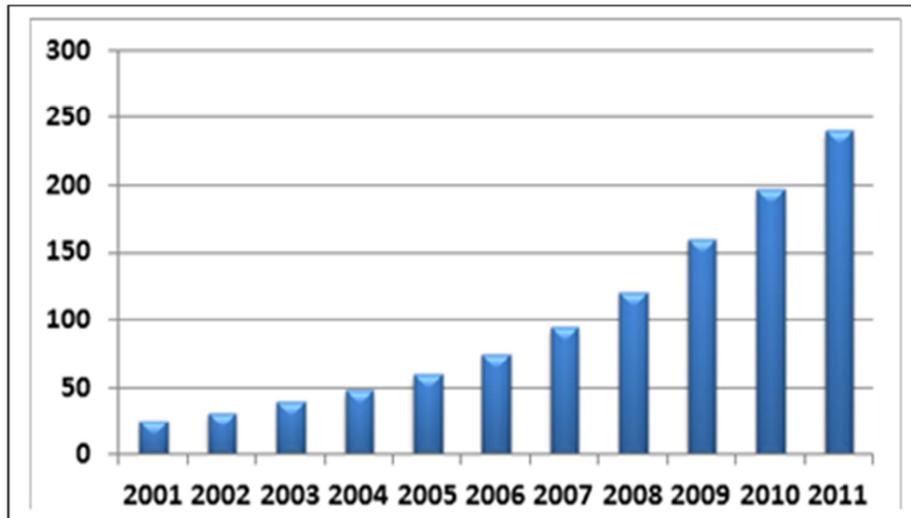


Fig. I.1 : Capacité mondiale installé en MW [03].

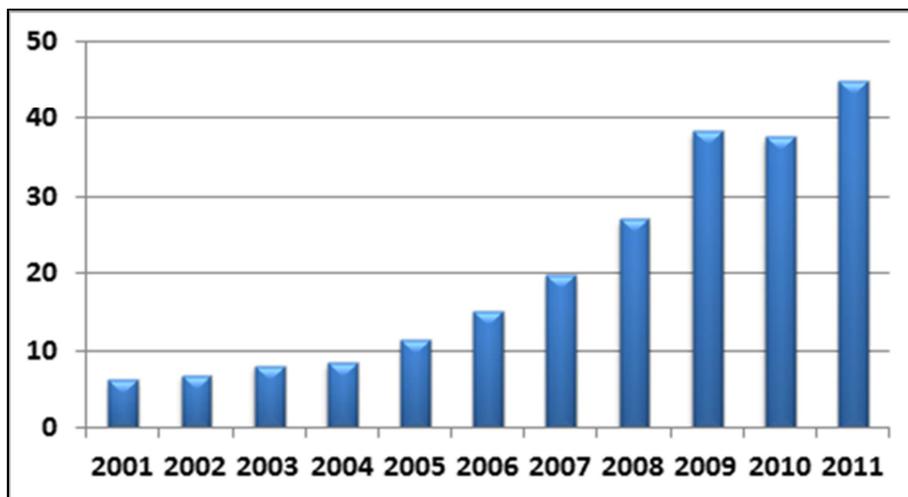


Fig. I.4 : Nouvelle Capacité installé en MW [03].

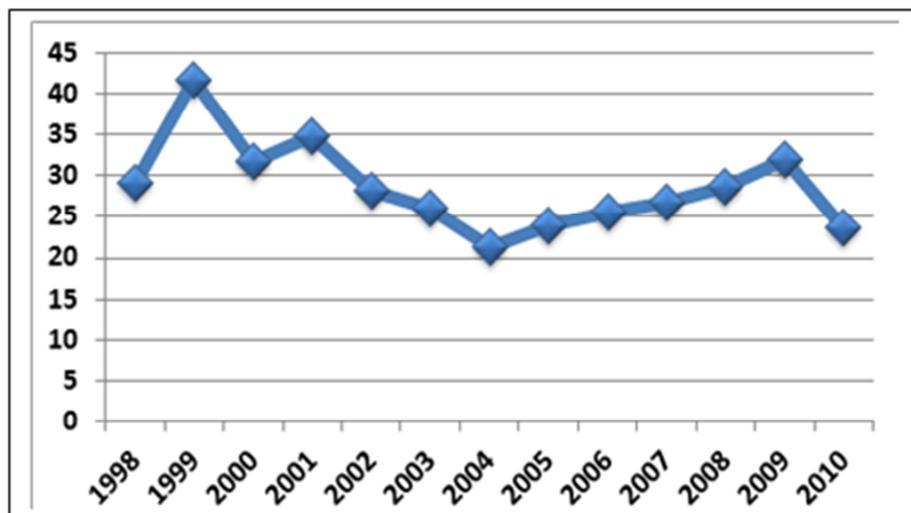


Fig. I.5 : taux de croissance du marché mondial [%] [03].

1.3.2.2 Répartition continentale

En termes de répartition continentale, la plus forte progression de l'industrie éolienne se situe en Asie, et le centre de gravité de l'éolien mondial s'est encore éloigné de l'Europe et de l'Amérique du Nord [03].

L'Asie représente la plus forte part des nouvelles installations (54.6%), suivie de l'Europe (27.0%) et de l'Amérique du Nord (16.7%), L'Amérique Latine (1.2%), et l'Afrique (0.4%) n'occupent toujours qu'un rôle marginal pour les nouvelles installations [03].

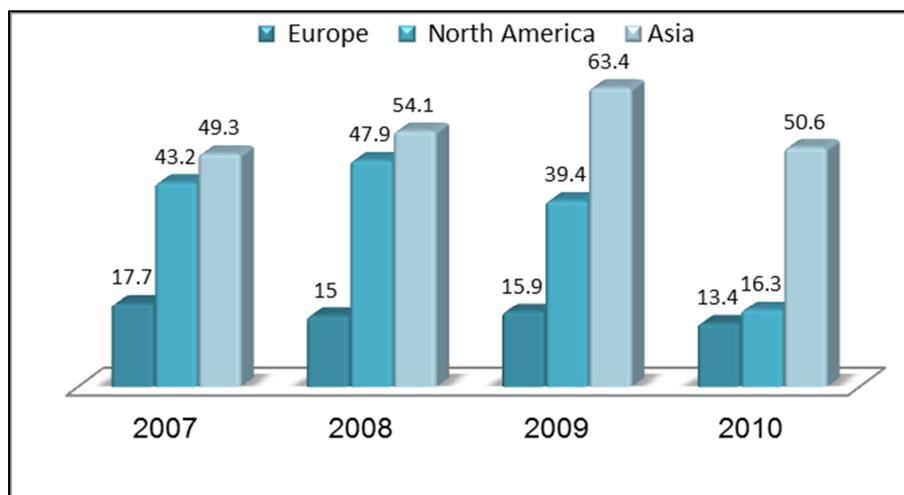


Fig. I.6 : Croissance par continent [%] [03].

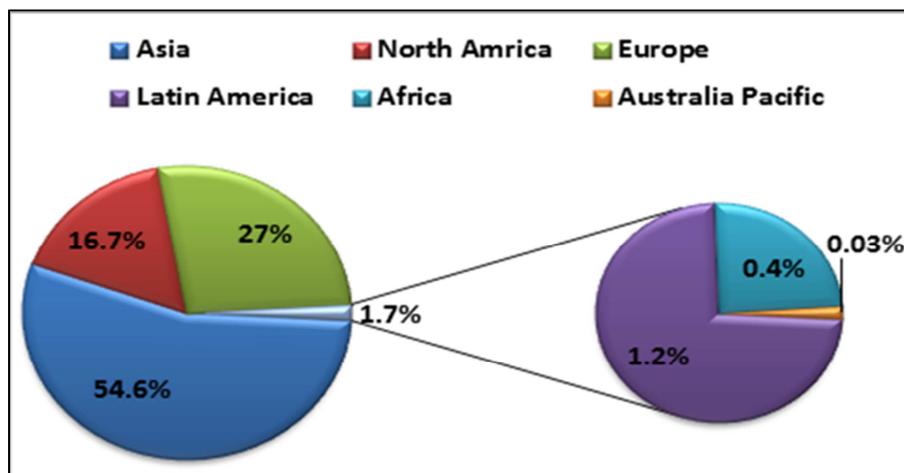


Fig. I.7 : Répartition continentale de la capacité ajoutée en 2010 [03].

1.3.2.3 Futurs challenges et perspectives mondiales

Sur la base de l'expérience et des taux de croissance des années passées [15] prévoit que l'énergie éolienne continuera son développement dynamique dans les années à venir. Malgré les impacts à court terme de la crise financière actuelle qui rendent difficile les prévisions à court terme, on peut attendre, qu'à moyen terme, l'énergie éolienne attirera les investisseurs grâce à son faible risque et au besoin d'énergie propre et fiable. De plus en plus de gouvernements

comprennent les bénéfices multiples de l'énergie éolienne et mettent en place des politiques favorables, incluant la promotion des investissements décentralisés par des producteurs indépendants, petits, moyens ou basés sur des communautés, tous ouvrant la voie vers un système de production d'énergies davantage renouvelables pour le futur [04].

En calculant rigoureusement et en prenant en compte des facteurs d'insécurité, on estime que l'énergie éolienne sera capable de contribuer en 2020 à au moins 12% de la consommation électrique mondiale [04]. En 2015, une capacité totale de 600 000 MW est possible. Fin 2020, au moins 1 500 000 MW peuvent être attendus [03].

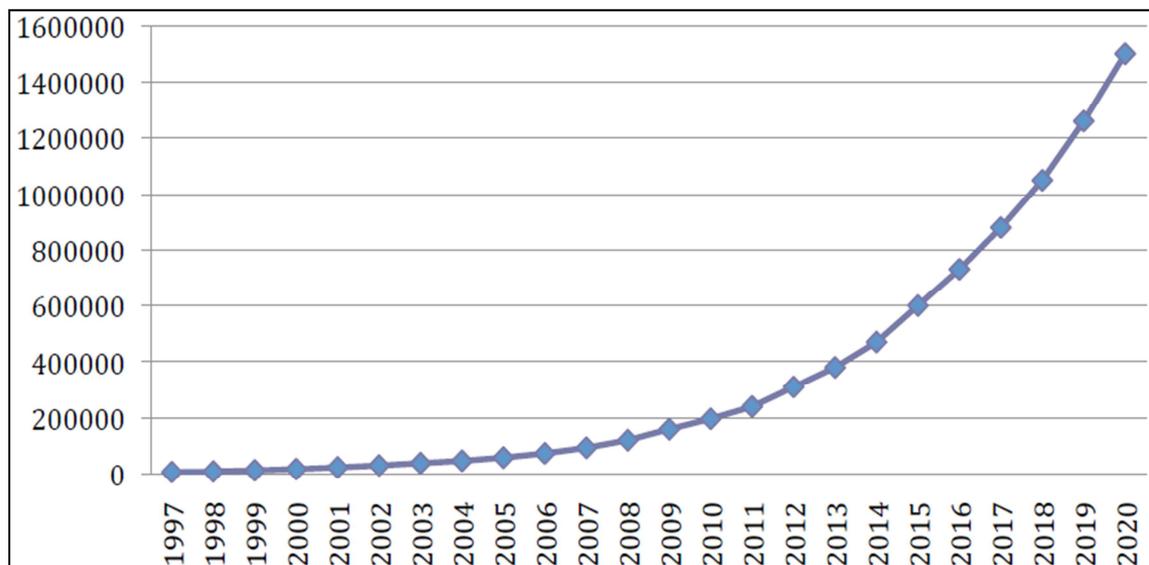


Fig. I.8 : L'énergie éolienne mondiale (MW) [03].

1.3.3 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne a des avantages propres permettant sa croissance et son évolution entre les autres sources d'énergie, ce qui va lui donner un rôle important dans l'avenir à condition d'éviter l'impact créé par ses inconvénients cités ci-après.

1.3.3.1 Avantages

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

- L'impact néfaste de certaines activités de l'homme sur la nature est aujourd'hui reconnu par de nombreux spécialistes. Certaines sources d'énergie, contribuent notamment à un changement global du climat, aux pluies acides ou à la pollution de notre planète en général. La concentration de CO₂ a augmenté de 25% depuis l'ère préindustrielle et on augure qu'elle doublera pour 2050 [08]. Ceci a déjà provoqué une augmentation de la température de 0,3 à 0,6° C depuis 1900 et les scientifiques prévoient que la température moyenne augmentera de 1 à 3,5° C d'ici l'an 2100, ce qui constituerait le taux de réchauffement le plus grand des 10000 dernières années [08]. Toutes les conséquences de

ce réchauffement ne sont pas prévisibles, mais on peut par exemple avancer qu'il provoquera une augmentation du niveau de la mer de 15 à 95 cm d'ici l'an 2100 [08].

« L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas directement de CO₂ ».

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, c'est à dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier [08].
- Chaque unité d'électricité produite par un aérogénérateur supplante une unité d'électricité qui aurait été produite par une centrale consommant des combustibles fossiles. Ainsi, l'exploitation de l'énergie éolienne évite déjà aujourd'hui l'émission de 6,3 millions de tonnes de CO₂, 21 mille tonnes de SO₂ et 17,5 mille tonnes de Nox [08]. Ces émissions sont les principaux responsables des pluies acides [08].
- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs dont on connaît la durée de vie [08].
- L'exploitation de l'énergie éolienne n'est pas un procédé continu puisque les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plupart des centrales thermiques et des centrales nucléaires. Ceux-ci fournissent de l'énergie même lorsque que l'on n'en a pas besoin, entraînant ainsi d'importantes pertes et par conséquent un mauvais rendement énergétique [08].
- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut de plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.
- C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables [08].
- Cette source d'énergie est également très intéressante pour les pays en voie de développement. Elle répond au besoin urgent d'énergie qu'ont ces pays pour se développer. L'installation d'un parc ou d'une turbine éolienne est relativement simple. Le coût d'investissement nécessaire est faible par rapport à des énergies plus traditionnelles. Enfin, ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà.
- L'énergie éolienne crée plus d'emplois par unité d'électricité produite que n'importe quelle source d'énergie traditionnelle [08].
- Bon marché : elle peut concurrencer le nucléaire, le charbon et le gaz lorsque les règles du jeu sont équitables [07].
- Respectueuse des territoires : les activités agricoles/industrielles peuvent se poursuivre aux alentours [07].

1.3.3.2 Inconvénients

L'énergie éolienne possède aussi des désavantages qu'il faut citer :

- L'impact visuel, cela reste néanmoins un thème subjectif [08].
- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée [08].
- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs [08] [14]. D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les aéro turbines [08].
- La qualité de la puissance électrique : la source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est donc pas toujours très bonne. Jusqu'à présent, le pourcentage de ce type d'énergie dans le réseau était faible, mais avec le développement de l'éolien, notamment dans les régions à fort potentiel de vent, ce pourcentage n'est plus négligeable. Ainsi, l'influence de la qualité de la puissance produite par les aérogénérateurs augmente et par suite, les contraintes des gérants du réseau électrique sont de plus en plus strictes [08].
- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie classiques : bien qu'en terme de coût, l'éolien puissant sur les meilleurs sites, c'est à dire là où il y a le plus de vent, est entrain de concurrencer la plupart des sources d'énergie classique, son coût reste encore plus élevé que celui des sources classiques sur les sites moins ventés [08].

1.3.4. Types des turbines éoliennes

Il existe deux principaux types d'éoliennes qui se différencient essentiellement dans leur organe capteur d'énergie à savoir l'aéroturbine. En effet, selon la disposition de la turbine par rapport au sol on obtient une éolienne à axe vertical ou à axe horizontal [20].

1.3.4.1. Eolienne à axe vertical

Ils ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité. De nombreuses variantes technologiques ont été testées dont seulement deux structures sont parvenues au stade de l'industrialisation, le rotor de Savonius et le rotor de Darrieux [20].

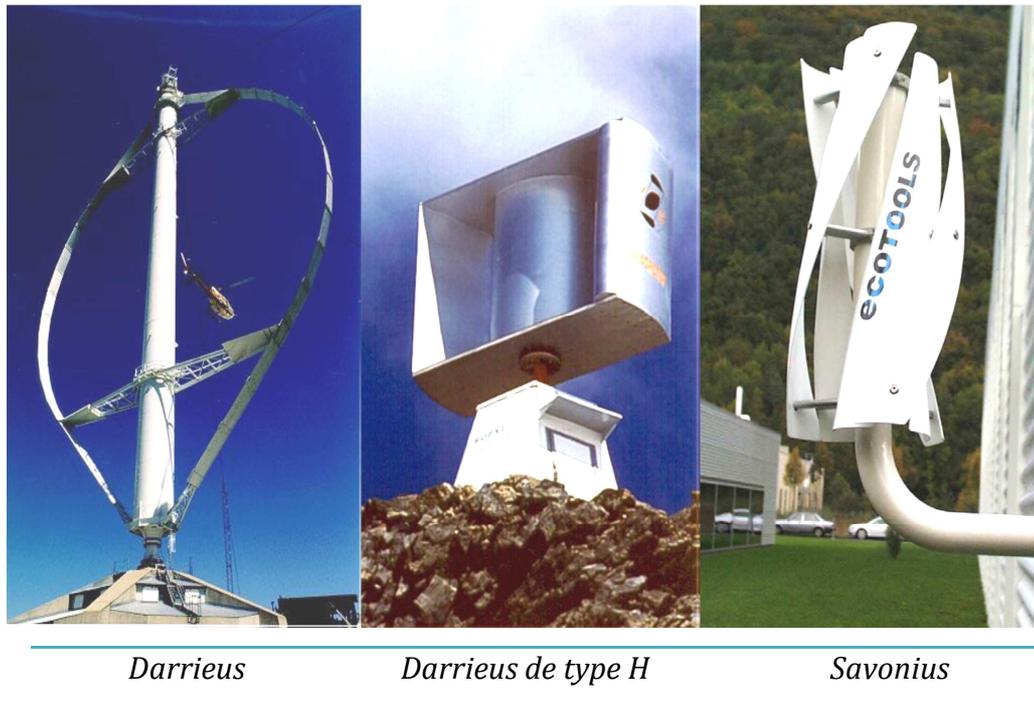


Fig. I.9 : technologie éolienne à axe vertical.

A nos jours, ce type d'éolienne est plutôt marginal et son utilisation est beaucoup moins répandue. Elles présentent des avantages et des inconvénients que nous pouvons citer comme suit [13] [20].

1.3.4.1.a. Avantages

- La conception verticale offre l'avantage de mettre le multiplicateur, la génératrice et les appareils de commande directement au sol.
- Son axe vertical possède une symétrie de révolution ce qui permet de fonctionner quel que soit la direction du vent sans avoir à orienter le rotor.
- Sa conception est simple, robuste et nécessite peu d'entretien.

1.3.4.1.b. Inconvénient

- Elles sont moins performantes que celles à axe horizontal.
- La conception verticale de ce type d'éolienne impose qu'elle fonctionne avec un vent proche du sol, donc moins fort car freiné par le relief.
- Leur implantation au sol exige l'utilisation des tirants qui doivent passer au-dessus des pales, donc occupe une surface plus importante que l'éolienne à tour.

1.3.4.2. Eoliennes à axe horizontal

Ce sont les éoliennes actuellement les plus répandues sans doute à cause de leurs avantages remarquables, elles comportent généralement des hélices à deux ou trois pales face ou sous le vent [19] [20].



Moulin americain

voilure bipale

voilure tripale

*Fig. I.10 : technologie éolienne à axe horizontale.***I.3.4.2.a. Avantages**

- Une très faible emprise au sol par rapport aux éoliennes à axe vertical.
- Cette structure capte le vent en hauteur, donc plus fort et plus régulier qu'au voisinage du sol.
- Le générateur et les appareils de commande sont dans la nacelle au sommet de la tour. Ainsi, il n'est pas nécessaire de rajouter un local pour l'appareillage.

I.3.4.2.b. Inconvénient

- Coût de construction très élevé.
- L'appareillage se trouve au sommet de la tour ce qui gêne l'intervention en cas d'incident.

Malgré ses inconvénients, cette structure est la plus utilisée de nos jours. Cependant, les structures à axe vertical sont encore utilisées pour la production d'électricité dans les zones isolées. Elles sont de faible puissance destinées à des utilisations permanentes comme la charge des batteries par exemple [20].

Dans le reste de notre étude nous nous intéressons à la structure la plus répandue et la plus efficace à savoir celle à axe horizontal et à trois pales à pas variable (variable pitch) [20].

I.3.5. Constitution d'une éolienne moderne

La Fig. I.11 représente une chaîne électromécanique à multiplicateur de vitesse d'une éolienne moderne tripale à axe horizontal de type Nordex N60 (1.3MW) [05].

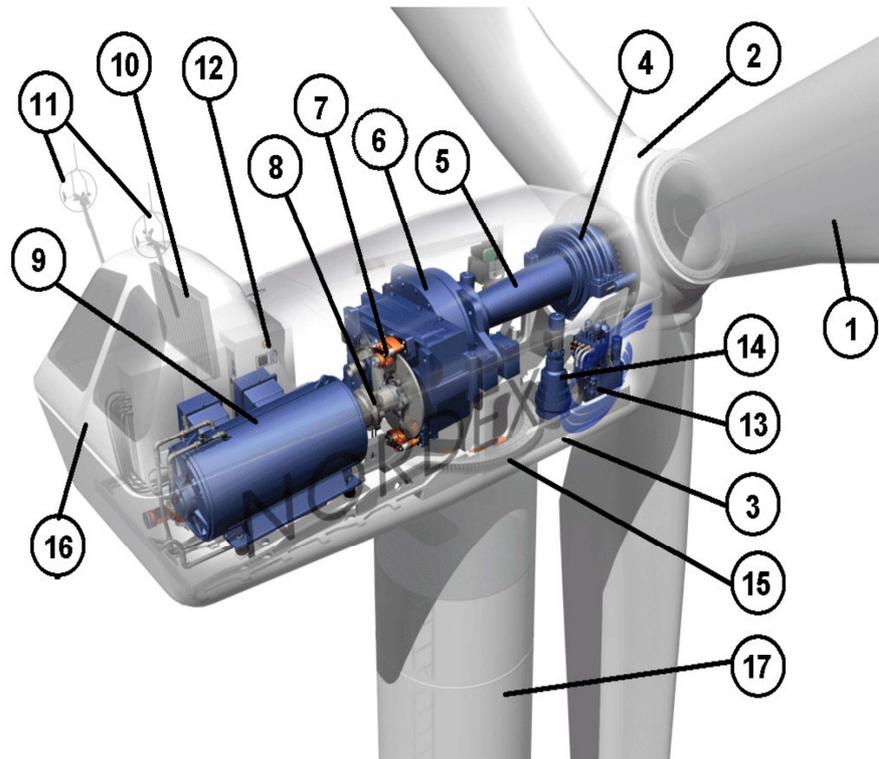


Fig. I.11 : Différentes parties de l'éolienne-NORDEX N60-1.3MW.

Elle est constituée d'une tour (17), supporte la nacelle (3) et le moyeu de la turbine (2) sur lequel sont fixées les pales (1). Il est important qu'il soit haut du fait de l'augmentation de la vitesse du vent avec la hauteur et aussi du diamètre des pales.

La nacelle (3) partiellement accueille la génératrice (9) et son système de refroidissement (10), le multiplicateur de vitesse (6) et différents équipements électroniques de contrôle (12) qui permettent de commander les différents mécanismes d'orientation (13), (14), (15) ainsi que le fonctionnement global de l'éolienne. Le multiplicateur de vitesse comporte un arbre lent (5) muni d'un palier à billes, et un arbre à grande vitesse. Il est équipé d'un frein mécanique à disque (7) et un accouplement flexible (8) avec le générateur (9). Le tout est protégé par un capot en acier (16).

Un anémomètre et une girouette (11) situés sur le toit de la nacelle fournissent les données nécessaires au système de contrôle pour orienter l'éolienne et la déclencher ou l'arrêter selon la vitesse du vent.

Mais les multiplicateurs mécaniques ont leurs inconvénients, ils nécessitent une maintenance accrue et nuisent à la fiabilité surtout dans les grandes puissances. C'est la raison pour laquelle la tendance est à l'entraînement direct. La génératrice est alors une machine synchrone (rotor bobiné ou aimants) à très grand nombre de pôles et donc à fort couple massique [06]. Le fabricant allemand Enercon propose ainsi toute une gamme de telles machines de 200 kW à 4,5 MW (phase de pré-industrialisation). La Fig. I.12 montre le schéma de la nacelle d'une telle

machine. Le diamètre de la nacelle est plus élevé mais sa longueur est plus courte. Ces génératrices, dont la vitesse de rotation et le nombre de pôles rendent impossible une connexion directe au 50 Hz, sont nécessairement alimentées par un convertisseur statique qui offre la possibilité d'un fonctionnement à vitesse variable [06].

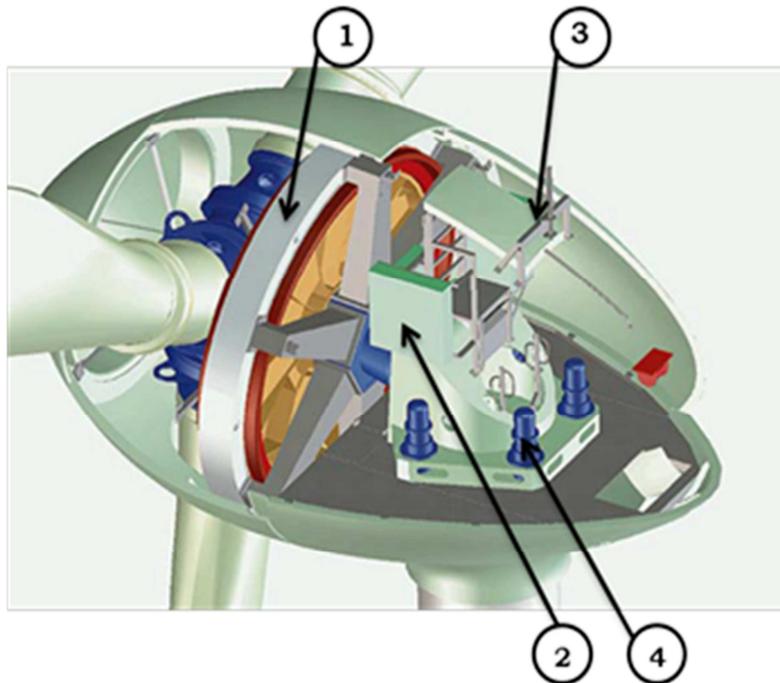


Fig.I.12 : Schéma d'une éolienne Enercon à entraînement direct, [06].

- 1: Alternateur discoïde
- 2: Convertisseurs électronique
- 3: Système de refroidissement
- 4: Système d'orientation

1.3.6. Fonctionnement d'une éolienne

Les éoliennes sont conçues pour produire de l'électricité à un prix aussi bas que possible. Leurs conditions de fonctionnement dépendent essentiellement des conditions de vent sur lesquelles aucune action n'est possible. Par conséquent, on ne peut agir qu'en limitant, de manière optimale dans certaines conditions, et toujours de manière stricte dans d'autres conditions, l'énergie effectivement convertie par la turbine puis par le générateur électrique, avant transfert vers le réseau.

1.3.7. Efforts sur une pale

La Fig. I.13 illustre une coupe transversale d'une pale, vue du bout de la pale, qui se déplace dans un vent incident de vitesse V . Du fait de la rotation, la pale est soumise en plus du vent incident de vitesse V , à un vent relatif U dirigé dans le sens contraire de rotation de la turbine. La vitesse de ce vent relatif est donnée par :

$$U = r \cdot \Omega_T \quad (\text{I.1})$$

Où : r est la distance entre l'axe de rotation de la turbine et le tronçon de la pale en m .

Ω_T est la vitesse de rotation de la turbine en rd/s .

La composition de vitesses de ces deux vents, incident V et relatif U donne la vitesse du vent réel V_{rel} au quel est soumise la pale.

$$\vec{V}_{rel} = \vec{V} + \vec{U} \quad (\text{I.2})$$

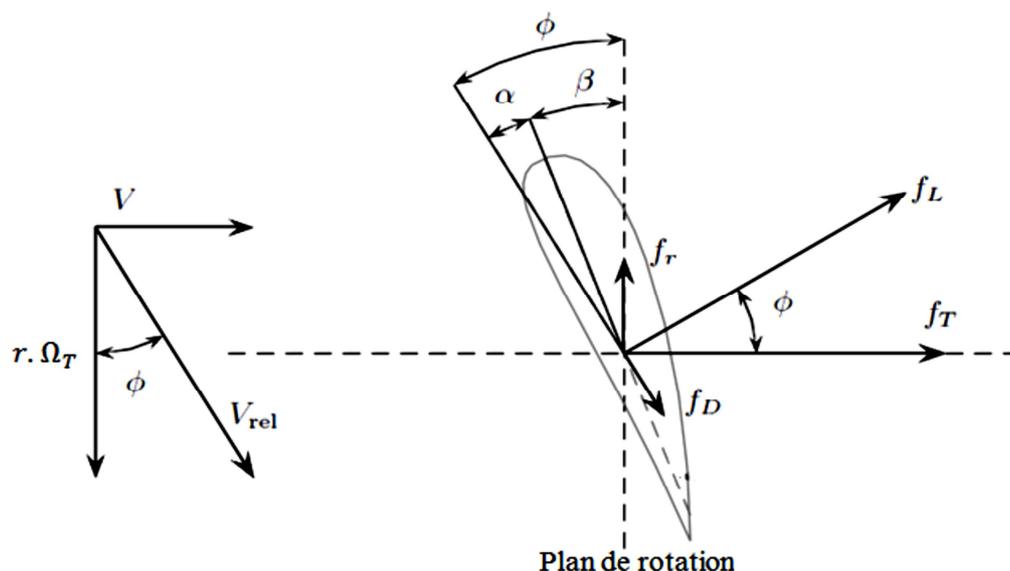


Fig. I.13 : Efforts sur un élément d'une pale, [20].

L'écoulement d'air crée une différence de pression en dessus et en dessous de la pale qui aura comme conséquence deux forces, l'une perpendiculaire à la direction du vent réel appelée la portance f_L et l'autre dans le même sens que V_{rel} appelée la trainée f_D . Ces deux forces sont généralement exprimées en fonction du coefficient de portance C_L et du coefficient de trainée C_D , [18] [19] :

$$f_L = \frac{\rho \cdot dS}{2} \cdot V_{rel}^2 \cdot C_L(\alpha) \quad (\text{I.3})$$

$$f_D = \frac{\rho \cdot dS}{2} \cdot V_{rel}^2 \cdot C_D(\alpha) \quad (\text{I.4})$$

Où : ρ : Densité de l'air.

S : Surface balayée par les pales.

$C_D(\alpha)$, $C_L(\alpha)$: Coefficient de trainée et coefficient de portance respectivement.

La résultante de ces deux forces peut être décomposée en une composante axiale et une autre tangentielle. La composante axiale par unité de longueur est donnée par :

$$f_T = \frac{\rho \cdot dS}{2} \cdot V_{rel}^2 \cdot [C_L(\alpha) \cdot \cos(\theta) + C_D(\alpha) \cdot \sin(\theta)] \quad (\text{I.5})$$

Cette force doit être supportée par le rotor, la tour et les fondations. D'une autre part, la force tangentielle développe un couple de rotation qui produit le travail utile. Ce couple par unité de longueur est donné par :

$$C_T = \frac{\rho \cdot dS}{2} \cdot V_{rel}^2 \cdot r \cdot [C_L(\alpha) \cdot \sin(\varnothing) + C_D(\alpha) \cdot \cos(\varnothing)] \quad (I.6)$$

Seule la portance contribue à la génération du couple utile, la trainée crée plutôt un couple dans le sens inverse. Par conséquent, un rapport élevé entre la portance et la trainée C_L/C_D est fortement conseillé pour avoir un bon rendement de la turbine [19].

Ces coefficients C_L et C_D dépendent fortement de l'angle d'incidence α (Fig. I.14). Pour des angles α faibles, l'écoulement de l'air le long de la pale est laminaire et est plus rapide sur l'extrados que sur l'intrados. La dépression qui en résulte à l'extrados crée la portance. C'est cette force qui soulève un avion et qui lui permet de voler. Ici, elle « aspire » la pale vers l'avant. Si α augmente, la portance augmente jusqu'à un certain point puis l'écoulement devient turbulent. Du coup, la portance résultant de la dépression sur l'extrados disparaît. Ce phénomène s'appelle le décrochage aérodynamique [04].

Cependant, les concepteurs de pales ne se préoccupent pas uniquement de la portance et du décrochage. Ils prêtent également beaucoup d'attention à la résistance de l'air, appelée aussi dans le langage technique de l'aérodynamique, la trainée. La trainée augmente en général si la surface exposée à la direction de l'écoulement de l'air augmente. Ce phénomène apparaîtra ici pour des angles α importants [04].

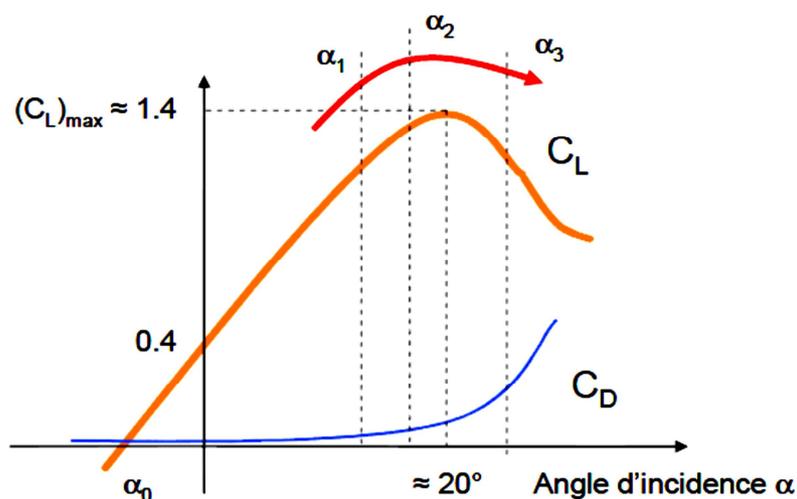


Fig. I. 14: Evolution des coefficients de portance C_L et de trainée C_D .

I.3.8. Zones de fonctionnement de l'éolienne

Compte tenu des informations précédentes, la courbe de puissance convertie d'une turbine, généralement fournie par les constructeurs, qui permet de définir quatre zones de fonctionnement pour l'éolienne suivant la vitesse du vent :

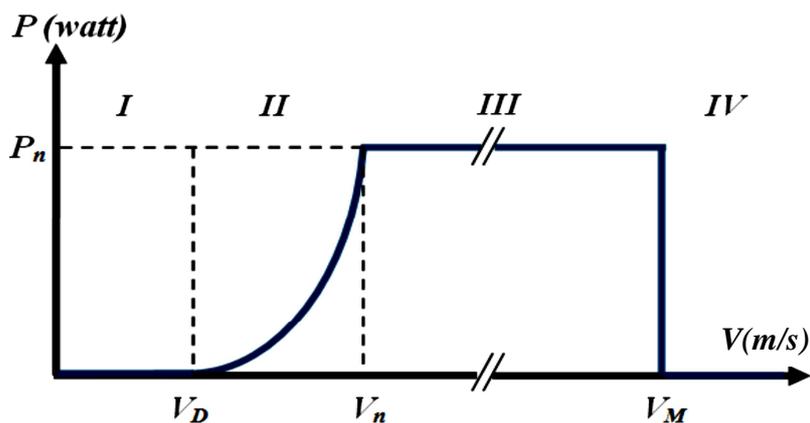


Fig. I.15 : Courbe de la puissance éolienne en fonction de la vitesse du vent.

V_D : La vitesse du vent correspondant au démarrage de la turbine. Suivant les constructeurs, V_D varie entre 2.5m/s et 4m/s pour les éoliennes de forte puissance ;

V_n : La vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale de la génératrice. Suivant les constructeurs, V_n varie entre 11.5m/s et 15m/s en fonction des technologies ;

V_M : vitesse du vent au-delà de laquelle il convient de déconnecter l'éolienne pour des raisons de tenue mécanique en bout de pales. Pour la grande majorité des éoliennes, V_M vaut 25m/s.

Zone I : $V < V_D$: La vitesse du vent est trop faible. La turbine peut tourner mais l'énergie à capter est trop faible.

Zone II : $V_D < V < V_n$: Le maximum de puissance est capté dans cette zone pour chaque vitesse de vent. Différentes méthodes existent pour optimiser l'énergie extraite. Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle.

Zone III : $V_n < V < V_M$: La puissance disponible devient trop importante. La puissance extraite est donc limitée, tout en restant le plus proche possible de la puissance nominale de la turbine (P_n). Cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge.

Il existe quatre voies principales pour limiter la puissance éolienne dans le cas de fortes valeurs du vent. La première est une technique active assez coûteuse et complexe appelée système à pas variable « pitch » : elle est donc plutôt utilisée sur les systèmes à vitesse variable de moyenne à fortes puissances (quelques centaines de kW). Elle consiste à régler mécaniquement la position angulaire des pales sur leur axe ce qui permet de décaler dynamiquement la courbe du coefficient de puissance de la voilure. La seconde technique est passive « stall ». Elle consiste à concevoir la forme des pales pour obtenir un décrochage dynamique du flux d'air des pales à fort régime de vent. Il existe aussi des combinaisons des deux technologies précédemment citées. La troisième façon de limiter la puissance est la déviation de l'axe du rotor dans le plan vertical (un

basculement de la nacelle) ou une déviation dans le plan horizontal (rotation autour de l'axe du mat). Ainsi, la turbine n'est plus face au vent et la surface active de l'éolienne diminue [10].

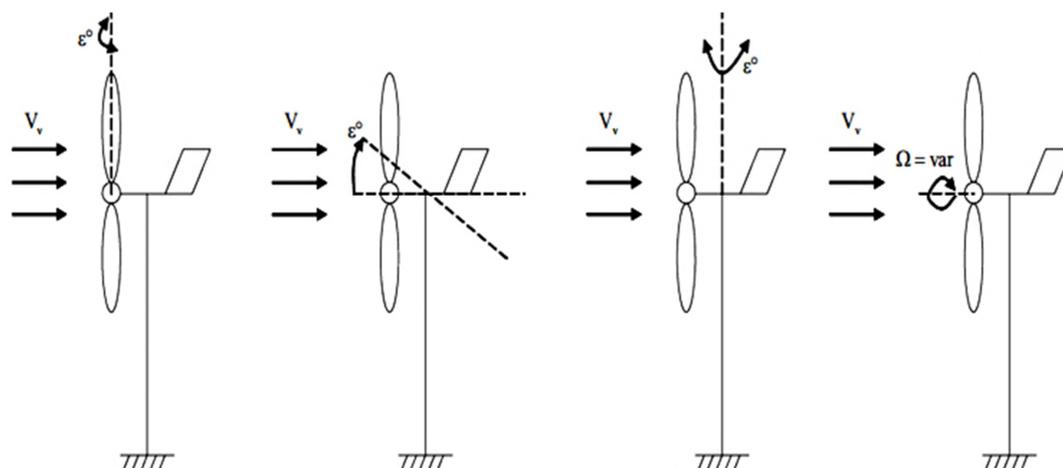


Fig. 1.16 : Limitation de puissance éolienne, a) pitch, b) déviation verticale de l'axe de Rotation, c) rotation horizontale de l'axe de rotation, d) vitesse continûment Variable.

1.3.9. Eolienne à vitesse fixe ou à vitesse variable

Face au problème de la source d'énergie aléatoire, deux approches sont possibles (Fig. I.17) : la Génération à Vitesse Constante (GVC, cas A), et la Génération à Vitesse Variable (GVV, cas B). Dans le premier cas (GVC) une machine génératrice classique est directement connectée au réseau, et donc la plage de vitesse possible reste limitée aux alentours de la vitesse synchrone, qui est constante et imposée par le réseau [04].

Pour pouvoir profiter de toute la source d'énergie variable dans le cas de la GVC on doit utiliser un compensateur mécanique qui adapte le rapport de vitesse entre le système physique et l'axe du générateur en fonction de la disponibilité énergétique du moment. Cette compensation ou adaptation est faite « à la base », en éliminant une partie de l'énergie disponible au prix de la diminution du rendement global du système [04]

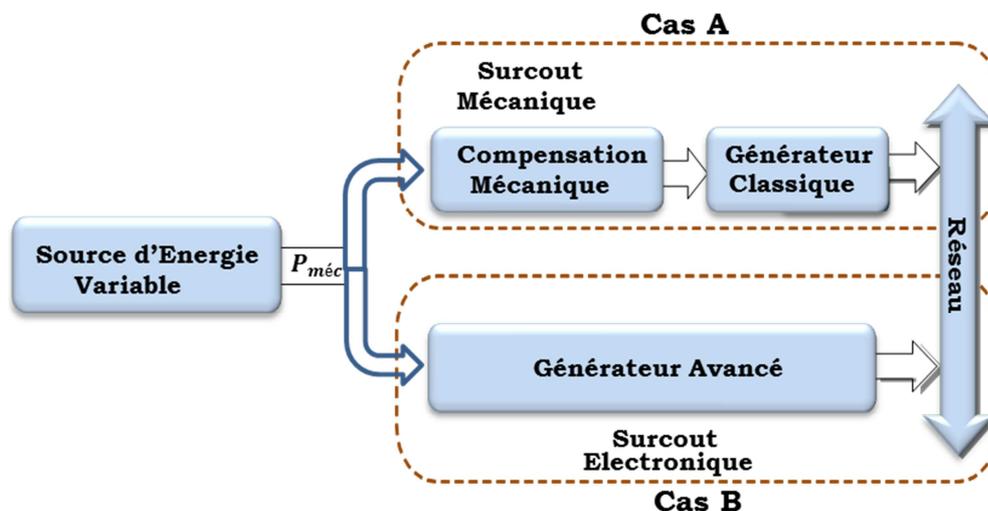


Fig. I.17 : Systèmes de génération d'énergie électrique à partir de sources d'énergie variable.

On peut citer deux types de compensation [04] :

- Compensation active : dans le cas des générateurs éoliens, par exemple, la relation de transformation [vitesse rotor, vitesse des pales] \rightarrow [couple axe des pales] dépend de l'angle de confrontation des pales avec le vent, en pouvant obtenir une relation optimale en contrôlant le dit angle.
- Compensation passive : dans le cas de la génération éolienne, grâce à une conception aérodynamique spécifique des profils des pales on peut changer la partie effective de la pale qui travaille en fonction de la vitesse du vent. La zone utile transmet énergie dans un régime proche de l'optimal.

Mis à part le rendement énergétique, un système de GVC lié à une source d'énergie variable présente d'autres problèmes importants :

- Dégradation de la qualité d'énergie électrique : la réponse temporelle du compensateur mécanique n'est pas assez rapide face aux variations brusques de la source de l'énergie (rafales de vent par exemple), ce qui éloigne momentanément le système de la vitesse du rotor optimale. Ces variations de vitesse non souhaitées induisent des perturbations dans la tension générée, en affectant la qualité de l'énergie électrique du nœud de connexion du parc générateur [04].
- Stress mécanique : à cause de la lenteur de la réponse du compensateur mécanique, le système générateur peut arriver à supporter des efforts mécaniques au-dessus de ses valeurs maximales, avec un risque de dommage du générateur plus grand [04].

Le développement de l'électronique de puissance (moins coûteuse et plus performante) a permis l'implantation de systèmes de GVV en proposant des solutions qui éliminent ou réduisent les problèmes de la GVC. Le surcoût électronique des systèmes de GVV n'est pas rédhibitoire par rapport à ses avantages au niveau du système mécanique, en termes de maintenance, et de durée de vie. Mieux encore, grâce à l'électronique de puissance, la qualité de l'énergie électrique générée est nettement supérieure et les normes de connexion sont aisément respectées [04].

1.4 Etat de l'art sur les générateurs utilisés dans le SCE

La technologie des aérogénérateurs a énormément évolué ces 20 dernières années entraînant une spécialisation des différents types d'éolienne [08]. 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 [09] le générateur asynchrone est plus courant et économique [09] [01]. Les générateurs habituellement rencontrés dans les éoliennes sont présentés dans les paragraphes suivants :

1.4.1 Systèmes utilisant la machine 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 [09].

1.4.1.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil

La génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui équipe actuellement une grande partie des éoliennes installées dans le monde [01] [12]. La plupart des applications utilisant la machine asynchrone sont destinées à un fonctionnement en moteur (cela représente d'ailleurs un tiers de la consommation mondiale d'électricité), mais cette machine est tout à fait réversible et ses qualités de robustesse et de faible coût ainsi que l'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne [01] [12]. La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la Fig. 1.18 [01].

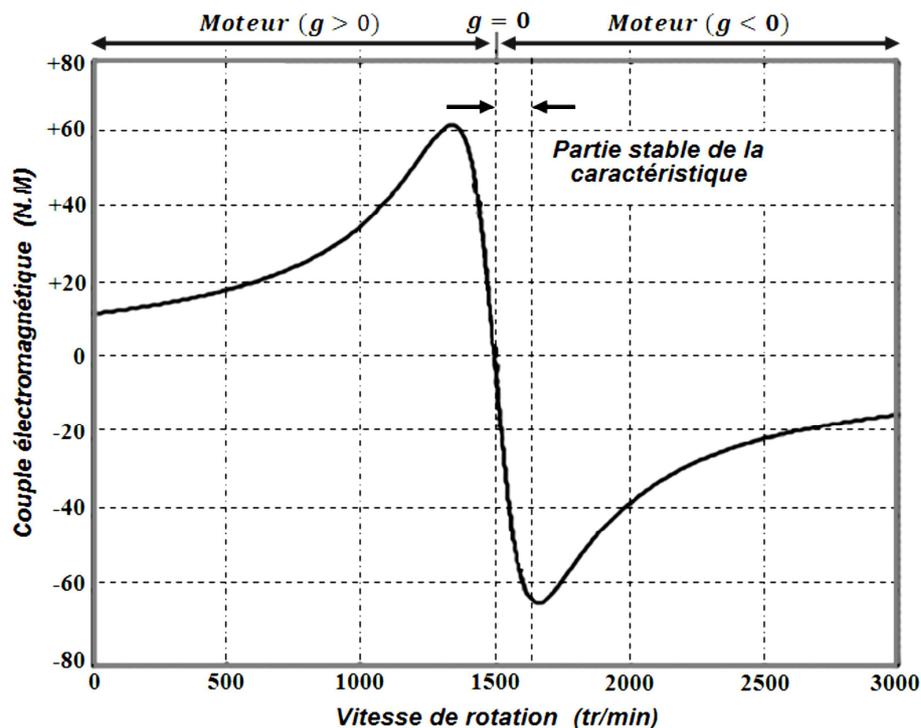


Fig. 1.18: Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à 2 paires de pôles.

Pour assurer un fonctionnement stable du dispositif, la génératrice doit conserver une vitesse de rotation proche du synchronisme (point $g=0$), dans le cas de la caractéristique ci-dessus génératrice devra garder une vitesse comprise entre 1500 et 1600 tr/min [01] [12].

Le dispositif le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse et à connecter directement le stator de la machine au réseau (fig. 1.19) [12].

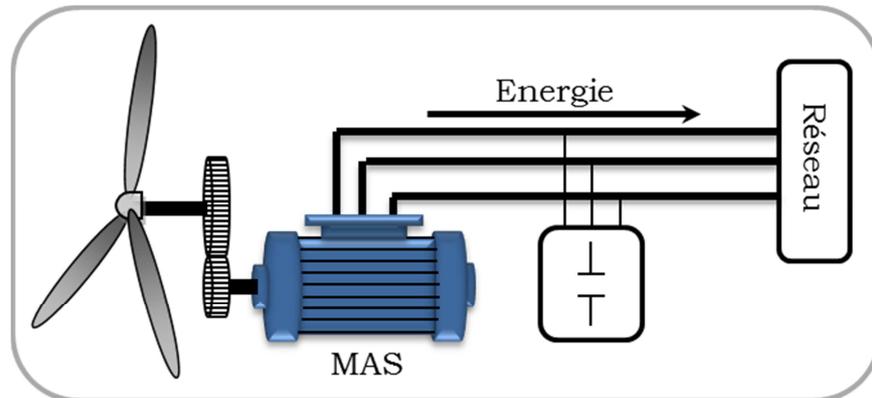


Fig. 1.19: Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau.

La machine à un nombre de paires de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important, les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs [12].

La simplicité de la configuration de ce système (aucune interface entre le stator et le réseau et pas de contacts glissants) permet de limiter la maintenance sur la machine.

Ce type de convertisseur électromécanique est toutefois consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation du rotor de la machine, ce qui détériore le facteur de puissance global du réseau, celui-ci peut être toutefois amélioré par l'adjonction de capacités représentées sur la Fig.1.19, qui deviennent la seule source de puissance réactive dans le cas d'un fonctionnement autonome de l'éolienne [12].

Par contre, cette configuration représente quelques inconvénients [04]:

- Il n'y a pas d'accès pour récupérer l'énergie induit dans le rotor ;
- Elle ne permet pas une vitesse variable ;
- Le courant débité au réseau est perturbé à cause la variation brusque du couple;
- Elle ne fonctionne en régime autonome qu'en présence des condensateurs ;

Une autre solution consiste à utiliser la génératrice asynchrone triphasée car la connexion de l'éolienne au réseau se fait par l'intermédiaire d'un dispositif électronique de puissance (Fig. 1.20) [12].

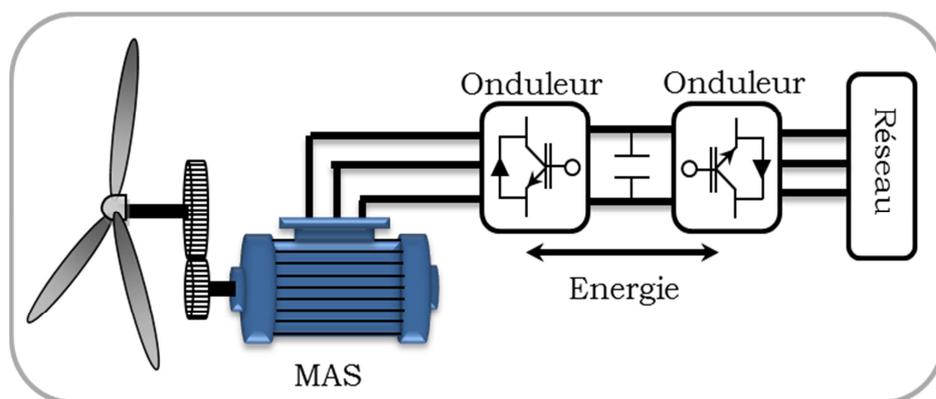


Fig. 1.20 : Eolienne connectée au réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs de puissance.

1.4.1.2 Machine Asynchrone à Double Stator [16]

Cette configuration d'éolienne, permet un point de fonctionnement à deux vitesses. On réalise un double bobinage au stator (Fig. 1.21) qui induit un nombre de paires de pôles variable et donc des plages de vitesses différentes. On peut imposer 2 vitesses de synchronisme par changement du nombre de pôles. D'une part, on a un stator de faible puissance à grand nombre de paires de pôles pour les petites vitesses de vent. En effet, la puissance est donnée par :

$$P_{mg} = C_{em} \cdot \Omega_s \quad (I.7)$$

P_{mg} La puissance transmise par la génératrice, C_{em} Le couple électromagnétique, Ω_s La vitesse de synchronisme, ω La pulsation du réseau et P le nombre de paires de pôles. A une faible puissance correspond une faible vitesse, la vitesse étant liée au nombre de paires de pôles par:

$$\Omega_s = \frac{\omega}{P} \quad (I.8)$$

A une faible vitesse correspond un nombre de paires de pôles élevé. D'autre part, on a un stator de forte puissance correspondant à une vitesse élevée et donc à faible nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent élevées pour la connexion au réseau ont utilisé des commutateurs.

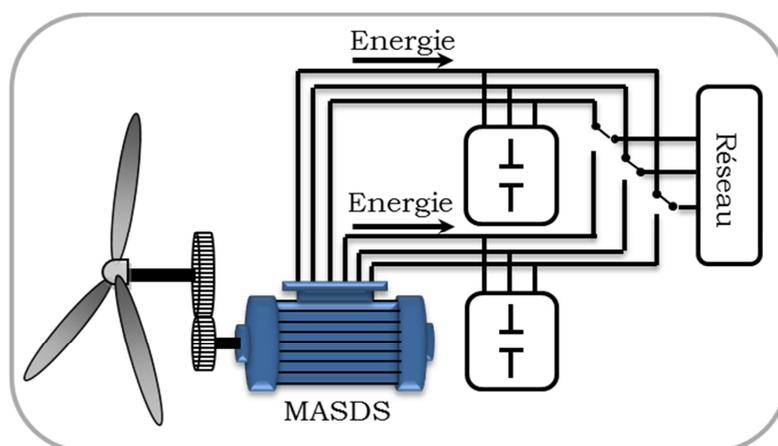


Fig. 1.21: Schéma de la connexion au réseau de l'éolienne avec la MAS à double stator.

Malgré sa simplicité et ses qualités de robustesse et son coût, la machine asynchrone à cage reste uniquement pour l'utilisation dans un système éolien, lorsqu'elle est directement connectée au réseau, la vitesse de rotation doit rester pratiquement constante de façon à ce que la machine reste proche de la vitesse de synchronisme. Cette restriction entraîne une efficacité réduite de l'éolienne aux vitesses de vent élevées.

Partant de ce constat, nous pouvons utiliser la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme alternative à la machine à cage.

1.4.1.3 Machine Asynchrone à Double Alimentation type "rotor bobiné"

Ce type d'aérogénérateur s'est développé récemment car la double alimentation de machine asynchrone permet une meilleure exploitation du potentiel de l'éolienne [13]. Le stator est directement relié au réseau tandis que les grandeurs rotoriques sont commandées par un convertisseur statique (Fig. I.22). La maîtrise de l'état électromagnétique de la machine par le rotor permet de fonctionner à la fréquence et l'amplitude nominales du réseau même si le rotor s'éloigne de la vitesse de synchronisme [04]. Le dimensionnement du convertisseur est proportionnel au glissement maximal du rotor, autrement dit, il dépend de l'écart maximal entre la vitesse de synchronisme et la vitesse réelle du rotor [01] [09].

La diminution de puissance du convertisseur statique permet la minimisation des composants de filtrage et de conversion, l'accroissement de la fiabilité de l'électronique, la diminution du coût de l'ensemble et l'amélioration de la qualité d'onde générée (grâce à la diminution de l'amplitude des courants commutés par le convertisseur et l'augmentation de la fréquence de hachage) [04].

Ces machines sont un peu plus complexes que des machines asynchrones à cage avec lesquelles elles ont en commun de nécessiter un multiplicateur de vitesse [10].

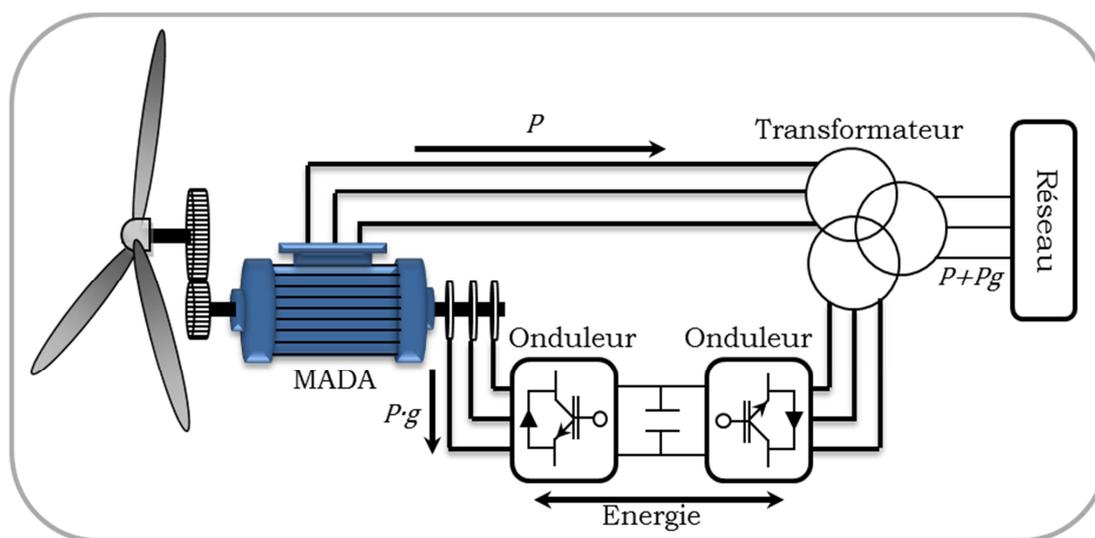


Fig. I.22: schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor.

Le résumé des points forts de la MADA sont [09] :

- Sa capacité de commander la puissance réactive et, de cette façon, de découpler la commande des puissances active et réactive.
- Il peut se magnétiser à partir du rotor sans prélever au réseau la puissance réactive nécessaire.
- Il est capable d'échanger de la puissance réactive avec le réseau pour faire la commande de tension.
- La taille du convertisseur n'est pas simplement en rapport avec la puissance totale du générateur, mais aussi avec la gamme de vitesse choisie. En fait, le coût du convertisseur augmente avec la gamme de vitesse autour de la vitesse de synchronisme. Son inconvénient réside dans la présence obligatoire de bagues et balais.

Il existe plusieurs technologies de la machine asynchrone à double alimentation et plusieurs dispositifs d'alimentation sont envisageables. Chaque structure a ses inconvénients et ses avantages [12].

(a) MADA – structure de Kramer

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la Fig. I.23, le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur et un onduleur est placé en sortie du redresseur. L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine [16].

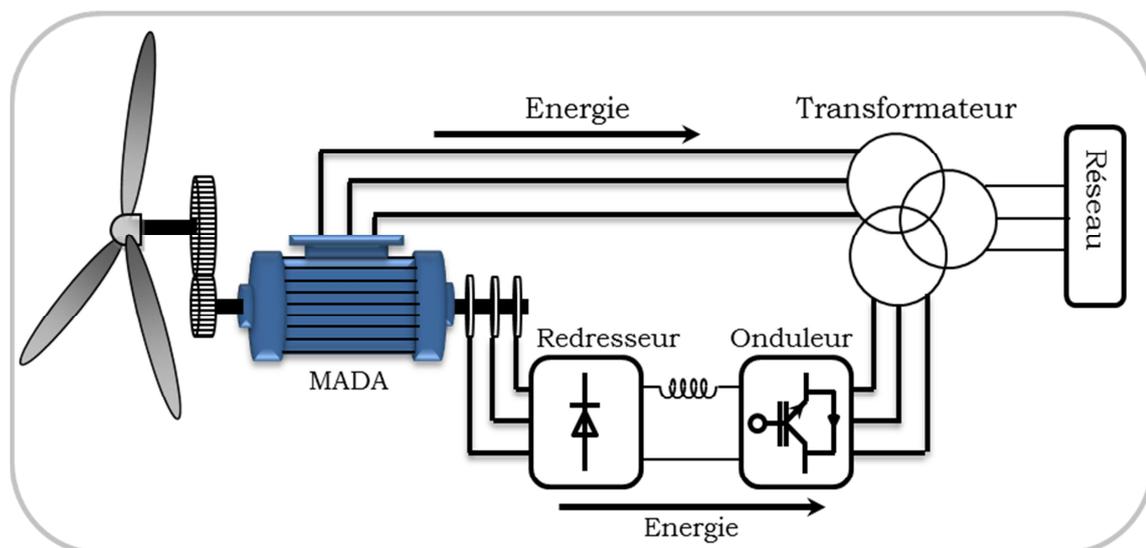


Fig. I.23: MADA - structure Kramer [01].

(b) MADA à énergie rotorique dissipée

La Fig. I.24 représente cette configuration avec le stator connecté directement au réseau et le rotor connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par

l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage torique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone [16].

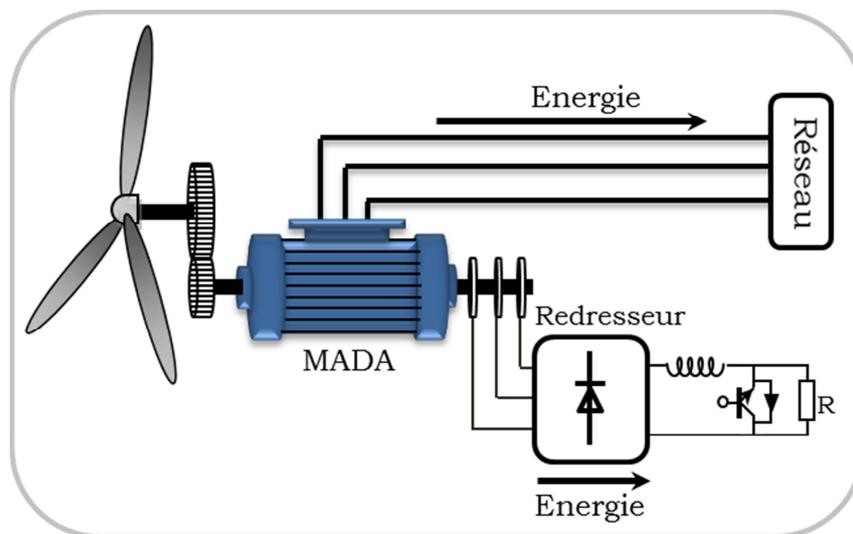


Fig. I.24: MADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée [01].

Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R, ce qui nuit au rendement du système. De plus cela augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance. Le fabricant "VESTAS" dans son dispositif "OPTI-SLIP" a mis en œuvre ce système en utilisant des composants qui tournent avec le rotor et une transmission optique des signaux de commande. Les contacts glissants sont ainsi évités. La variation maximale du glissement obtenue dans ce procédé est de 10% [01].

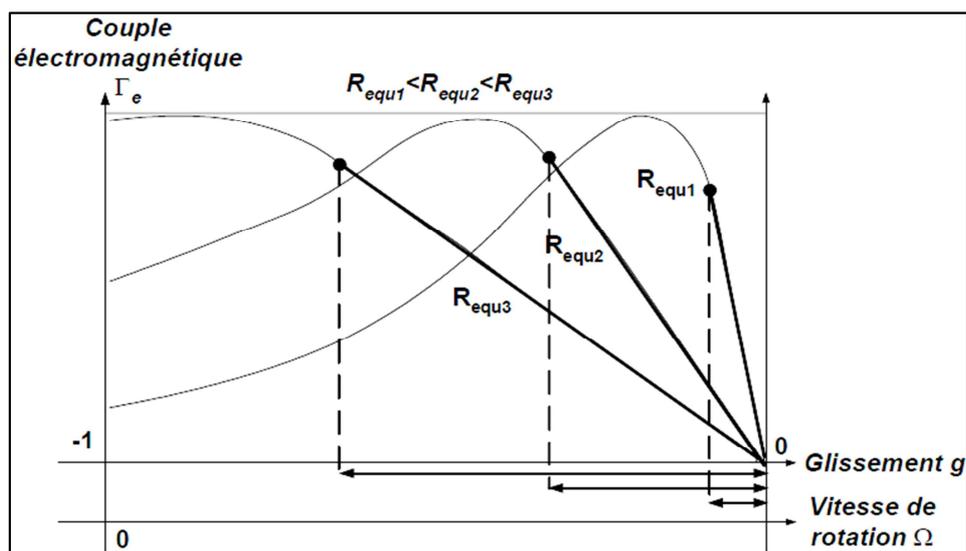


Fig. I.25 : Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple électromagnétique

(c) MADA – structure de « Scherbius » avec cycloconvertisseur

Quand on remplace l'association redresseur - onduleur par un cycloconvertisseur (Fig. I.26) pour autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'ensemble est alors appelé « structure de Scherbius ». La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la Fig. I.24 [16].

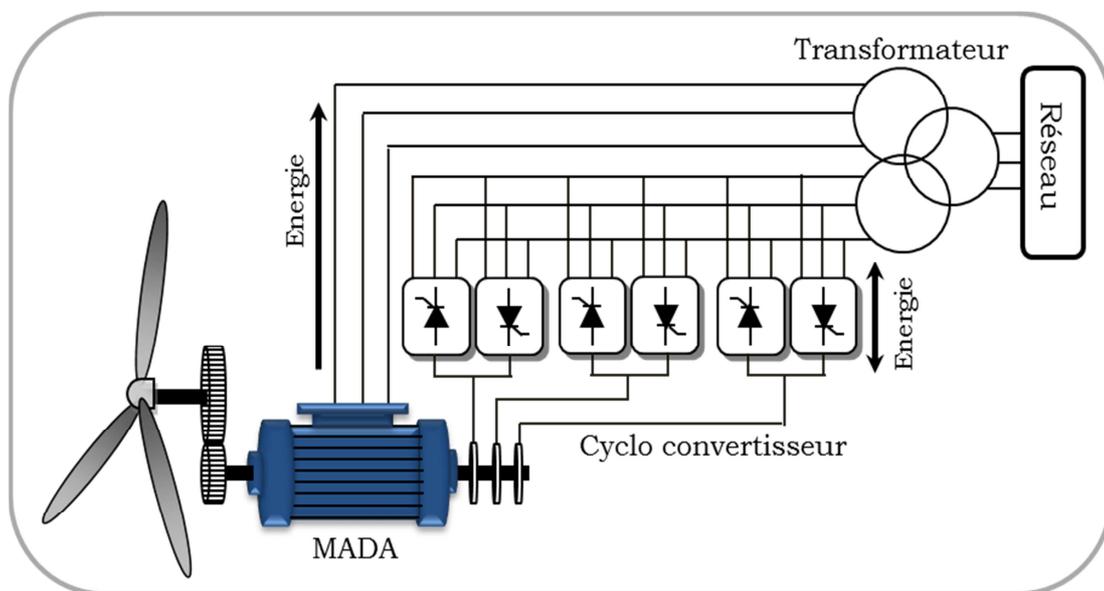


Fig. I.26: Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [15].

I.4.1.4 Machine Asynchrone à Double Alimentation Type "Brushless"

Cette machine est constituée de deux bobinages triphasés au stator. Un des bobinages est directement connecté au réseau et est destiné au transfert de puissance. Le second bobinage, dont la section des conducteurs est moins élevée, permet de faire varier les courants d'excitation de la machine. Le stator de forte puissance est connecté directement sur le réseau et le convertisseur est placé entre le stator de faible puissance et le réseau (Fig. I.27) [16].

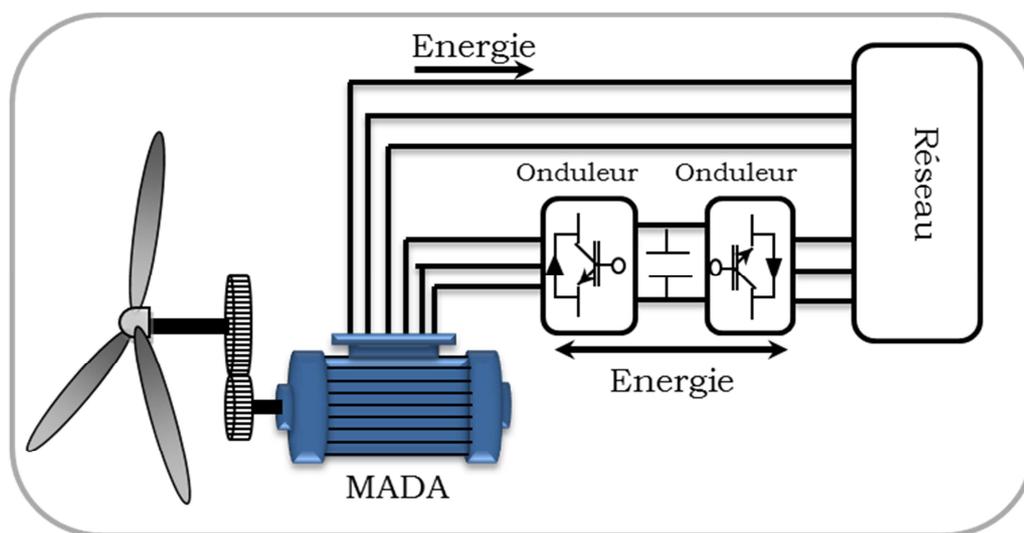


Fig. I.27: Machine asynchrone brushless connectée sur le réseau [01].

1.4.2 Systèmes utilisant la machine 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. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut être utilisé pour les applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesses. Le générateur synchrone 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 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 [09] [08].

1.4.2.1 Générateur Synchrone à Rotor Bobiné

Ce type de machine est utilisé dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité [09]. Le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Ainsi, si la génératrice est directement connectée au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement proportionnelle à la fréquence du réseau. Ces machines présentent aussi le défaut d'imposer la présence d'un multiplicateur de vitesse. Elles sont en effet bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple insuffisant pour un couplage mécanique direct sur la turbine. Par contre, les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants à dimensions géométriques convenables. Elles peuvent donc être utilisées avec un entraînement direct sur les turbines éoliennes. Ceci pose le problème d'adaptation de ce type de machines avec le système éolien pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau. En conséquence de cette grande rigidité de la connexion génératrice - réseau, les fluctuations du couple capté par l'aérogénérateur se propagent sur tout le train de puissance, jusqu'à la puissance électrique. C'est pourquoi les machines synchrones ne sont pas utilisées dans les aérogénérateurs directement connectés au réseau, et nécessitent une interface d'électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau (Fig. I.28) ce qui permet d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation [08].

Les machines synchrones à rotor bobiné demandent un entretien régulier du système de contacts glissants au rotor. Le circuit d'excitation est assuré par l'intermédiaire d'un redresseur connecté au réseau.

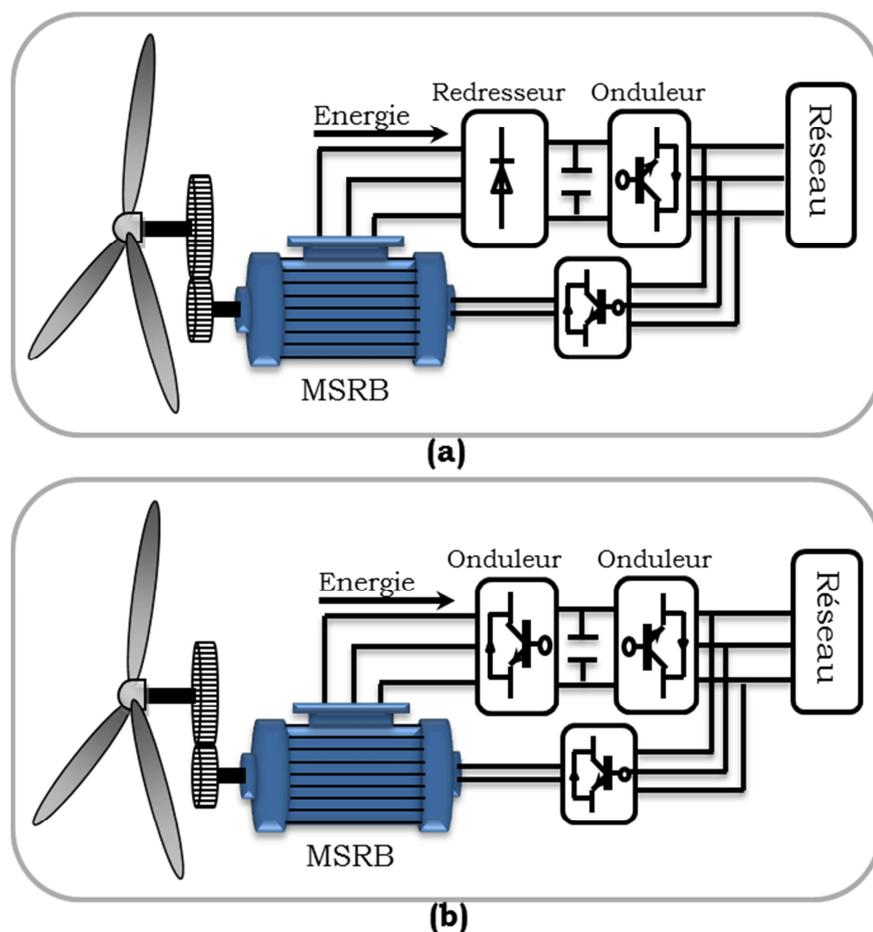


Fig. I.28: système éolien basé sur la machine synchrone à rotor bobiné. (a) avec redresseur à diodes, (b) avec convertisseur commande et.

1.4.2.2 Générateur Synchrone à Aimants Permanents (GSAP)

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction des machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents dédiées aux applications éoliennes, des machines de construction standard (aimantation radiale) ou génératrices discoïdes (champs axial), ou encore à rotor extérieur [11].

Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation. Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance jugé faible grâce à la suppression de certaines sources de défauts : suppression du multiplicateur de vitesse et du système de bague et balais (Fig. I.29). Les frais d'entretien sont alors minimisés ce qui est très intéressant dans les applications éoliennes, en particulier dans les sites difficilement accessibles (offshore par exemple). La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace [11].

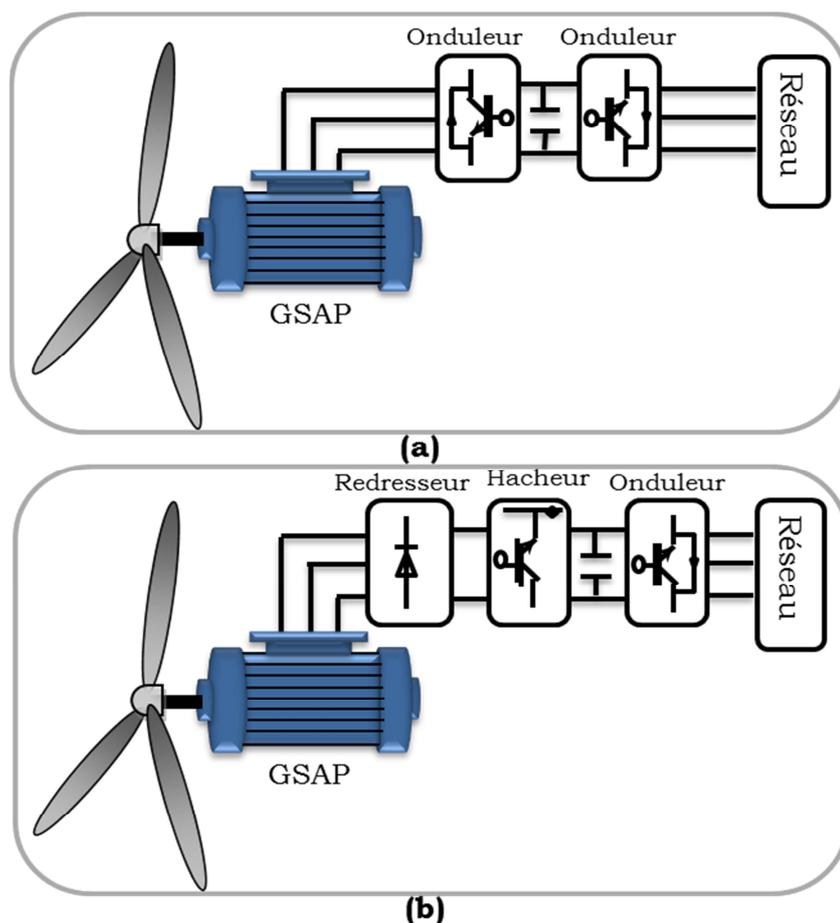


Fig. I.29 : systèmes éoliens basés sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents (a) GSAP avec convertisseurs MLI (b) GSAP avec redresseur, hacheur et convertisseur

L'inconvénient majeur de l'utilisation de la GSAP est le coût des aimants utilisés. Toutefois certains d'entre eux sont réalisés à l'aide de terres rares et sont par conséquent très coûteux, bien que leur utilisation de plus en plus fréquente tende à faire baisser leur prix. De plus, les variations importantes de couples électromagnétiques qui peuvent avoir lieu dans un système éolien risquent d'entraîner une démagnétisation des aimants lorsqu'ils sont constitués de matériaux classiques. Ceci contribue largement à la diminution de leur durée de vie [01].

Dans la configuration de la GSAP de la Fig. I.29-b, la génératrice est connectée à un redresseur triphasé suivi d'un hacheur, qui a pour rôle de contrôler le couple électromagnétique. La liaison au réseau est assurée par un onduleur MLI qui assure la régulation de la tension du bus continu aussi bien qu'il contrôle le facteur de puissance [11].

L'inconvénient de cette configuration est l'utilisation du redresseur, ce qui augmente l'amplitude du courant et la déformation de la tension. En conséquence, cette configuration a été considérée pour les petites puissances (inférieures à 50KW) [11].

Dans la configuration de la Fig. I.29-a, un redresseur MLI est placé entre la génératrice et le bus continu, et la liaison au réseau est assurée par un onduleur MLI. L'avantage de cette

configuration par rapport à la configuration précédente est l'utilisation de la commande vectorielle ce qui permet à la génératrice de fonctionner au voisinage du point optimal. Cependant, ces performances dépendent de la bonne connaissance des paramètres de la génératrice qui dépendent de la température et la fréquence [11]. En choisissant judicieusement les paramètres du système représenté sur la Fig. I.30, un système à vitesse « Non constante », à coût minimum et énergétiquement assez performant peut être obtenu [10].

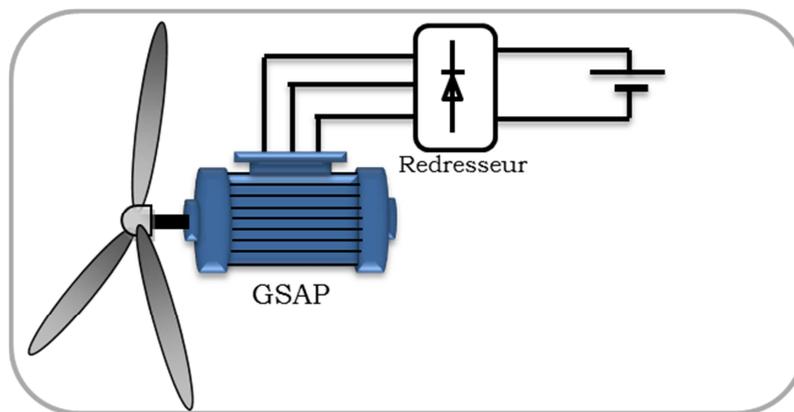


Fig. I.30 : Système éolien à coût minimum basé sur GSAP [10].

1.4.3 Différentes types de machines à Aimants

1.4.3.1 Machines à flux radial

Historiquement, la machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de la performance des aimants permanents, elle commence à supplanter la machine asynchrone. La première machine synchrone à flux radial à avoir été développée est une machine dont le bobinage est reparti et les aimants placés en surface (Fig. I.31). Dans la littérature, il est possible de la retrouver pour équiper un turbo compresseur (50 kW, 70000 tr/min, 8 pôles) ou pour des applications dans le domaine de l'automobile (40 kW, 6000 tr/min, 4 pôles) (6 kW, 6000 tr/min, 12 pôles). Ces études ont permis de mettre en avant l'augmentation significative du rendement et de la puissance massique par rapport aux machines asynchrones. A l'heure actuelle, cette structure à aimants et simple entrefer sert fréquemment de moteur de référence dans l'optique d'une comparaison avec des moteurs innovants. L'inconvénient majeur de cette machine est l'emplacement des aimants. En effet, en les mettant en surface, les applications à haute vitesse sont difficiles [17].

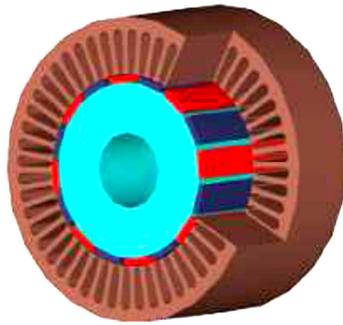


Fig. I.31 : Machine synchrone à aimants avec rotor intérieur

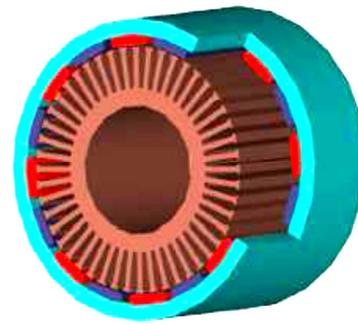


Fig. I.32 : Machine synchrone à aimants avec rotor extérieur.

C'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator (Fig. I.32). Ainsi, les aimants en surface sont plaqués sur le rotor grâce à l'effet de la force centrifuge. Dans certains cas, le rotor à l'extérieur permet d'incorporer le système électrique dans le système mécanique. Il permet également de fixer des pales directement sur le rotor pour des applications à la ventilation. L'application éolienne (20 kW, 210 tr/min, 36 pôles) et ascenseur en sont également de bons exemples. Néanmoins, l'encombrement de ces machines augmente et les problèmes mécaniques sont plus nombreux.

1.4.3.2 Machines à flux axial

1.4.3.2.1 Machines à flux axial à 1 stator et 1 rotor

La première machine à flux axial apparue est une structure comprenant un rotor et un stator. Le fonctionnement de ce type de machine est basique car il ne fait intervenir qu'un stator et un rotor. Le flux créé par un bobinage reparté classique présent au stator va interagir avec le flux créé par les aimants permanents collés en surface du rotor pour créer une énergie électromagnétique et donc un couple électromagnétique (Fig. I.33). Malgré sa simplicité de conception, cette machine accuse de forts problèmes d'attraction entre stator et rotor imposant des ajouts mécaniques lourds et coûteux [17].

- 1- Stator
- 2- Bobinage
- 3- Rotor
- 4- Aimants
- 5- Bâti
- 6- Roulements
- 7- Axe de rotation

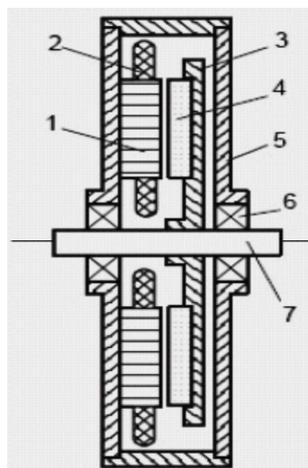


Fig. I.33 : Descriptif de la machine à flux axial 1 stator / 1 rotor.

I.4.3.2.2 Machines à flux axial à stator interne ou externe

Pour remédier à ce problème d'attraction axiale, les concepteurs se sont penchés sur des machines équipées de 2 entrefers communément appelées à stator interne ou stator externe (Fig. I.34 et Fig. I.35). Contrairement aux machines à flux radial, la machine à flux axial est bien adaptée à ce genre de concept. La présence de 2 rotors ou de 2 stators permet de rééquilibrer les forces d'attractions entre les pièces actives de la machine et ainsi diminuer le risque d'attraction entre le stator et le rotor. Ces machines obtiennent de bons résultats en termes de couple et de puissance [17].

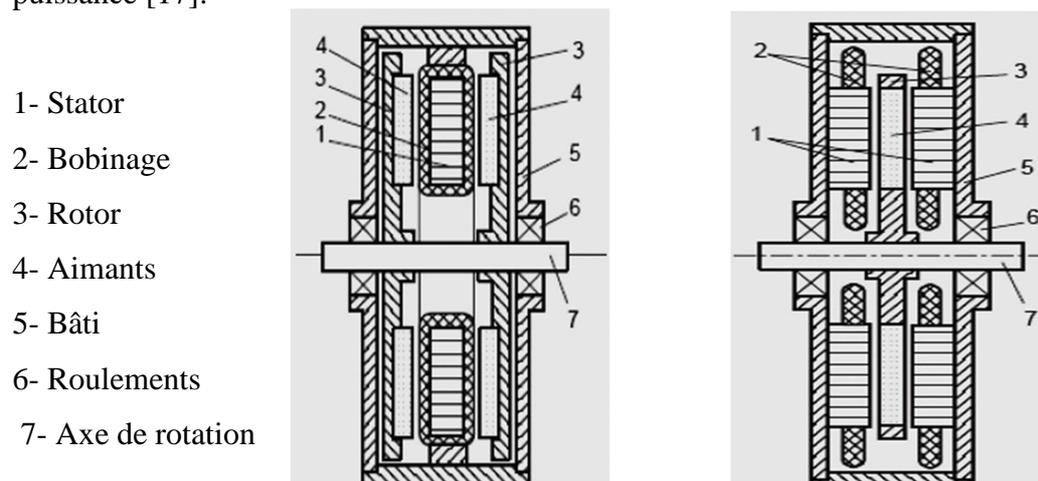
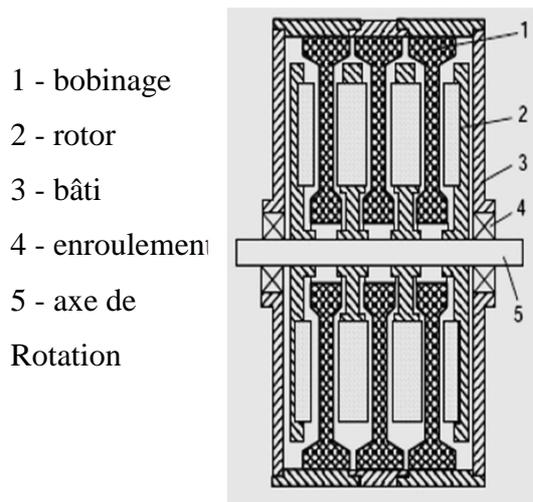


Fig. I.34: Descriptif de la machine à flux axial stator externe.

Fig. I.35: Descriptif de la machine à flux axial stator interne.

I.4.3.2.3 Machines à flux axial à stator multiples ou multi disques

L'adaptabilité est le principal avantage des machines à flux axial multi disques. En effet, pour augmenter la puissance ou le couple d'une machine il suffit d'ajouter sur le même axe de rotation un nouveau stator et rotor. Ces machines s'appellent des machines multi niveaux (Fig. I.36 et Fig. I.37). Le principe global de fonctionnement reste identique aux machines discoïdes à simple ou double entrefers. La plupart du temps les machines à flux axial multi disques sont à stator interne. Il est donc possible de réduire au minimum la culasse du stator (voire la supprimer). Les principaux inconvénients sont la difficulté pour bien aligner sur le même axe les différents étages de la machine et la nécessité d'ajouter des renforts mécaniques contre l'attraction magnétique stator / rotor. Le bruit en est une conséquence majeure. Pour certaines applications où la puissance demandée est très importante, la machine multi disques est appropriée. Dans la littérature scientifique, ces machines sont donc étudiées pour des applications à grandes puissances telles que l'éolien ou pour la traction ferroviaire (571 kW, 680 tr/min, 16 pôles) [17].



- 1 - bobinage
- 2 - rotor
- 3 - bâti
- 4 - enroulement
- 5 - axe de Rotation

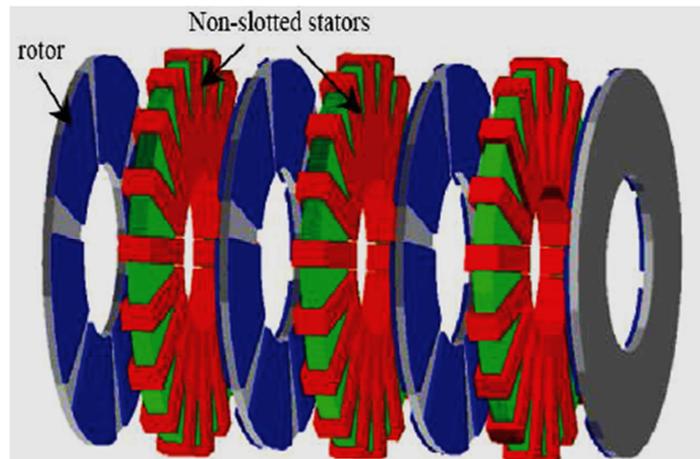


Fig. I.36 : Descriptif de la machine à flux axial multi Niveaux [17].

Fig. I.37 : Machine à flux axial multi Niveaux [17].

1.5. Matériaux pour aimants

Selon les matériaux utilisés dans les aimants, on distingue deux types d'aimants permanents.

- Aimants « rigides » ou durs : bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires.
- Aimants « peu rigides » : Leurs caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes que celles des aimants rigides.

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants (Fig. I.38) [11] :

- Les alnicos: sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel, et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen [11].
- Les ferrites : sont des composés d'oxyde de ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante. Leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants [11].
- Les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium. Ces matériaux ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation Coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût important [11].

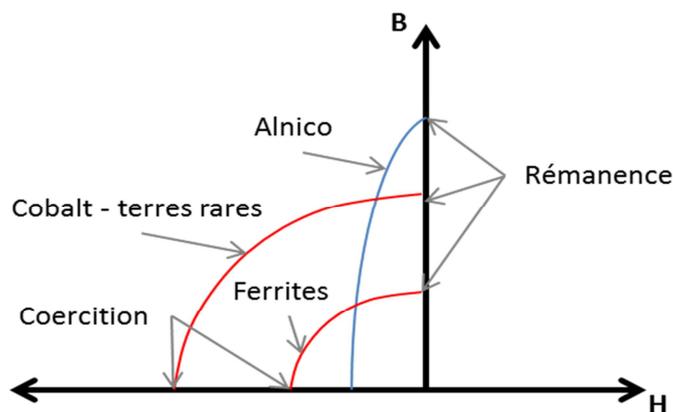


Fig. I.38: Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux [11]

I.6 Les convertisseurs de puissance

La gamme de convertisseurs statiques disponible pour les machines électriques que ce soit en courant continu ou alternatif, est caractérisée par une grande diversité de montages et de versions (Fig. I.39) [04]. Cette section présente ceux qui sont d'utilisation courante dans le domaine des énergies éoliennes.

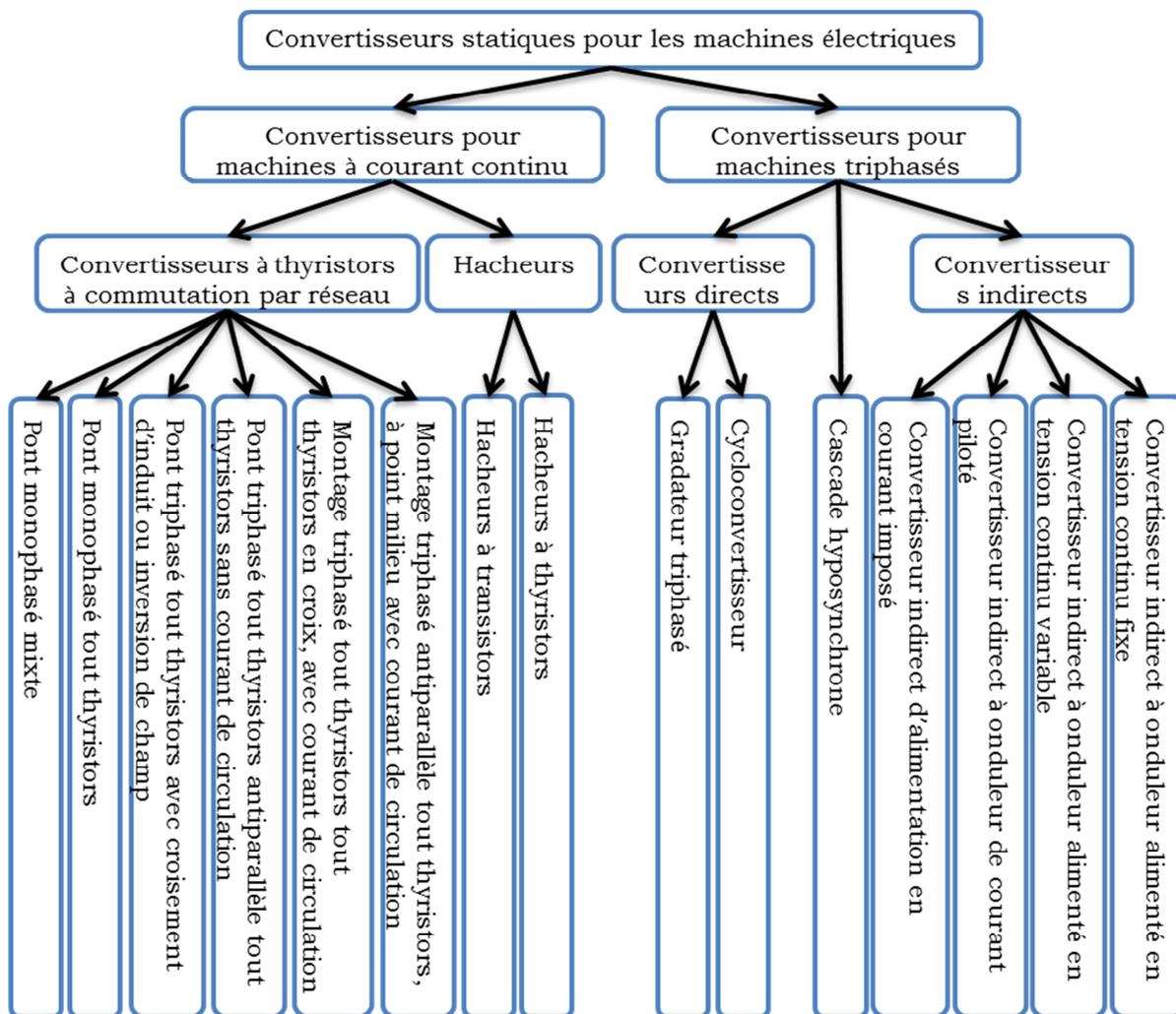


Fig. I.39 : classification des convertisseurs statiques pour entraînements électriques [04].

1.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser un panel de solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Après un rappel de notions nécessaires à la compréhension du système de conversion de l'énergie éolienne, différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement ont été décrits. Et par la suite des machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien ont été présentés. Deux grandes familles de machines sont présentées : machines asynchrones, machines synchrones.

Pour le fonctionnement connecté sur un réseau, nous avons vu qu'il était important que la génératrice puisse fonctionner à vitesse variable et que la présence de convertisseurs entre la génératrice et le réseau nuisait au rendement global de l'installation. Le dispositif de la Fig. 1.28-a basé sur la machine synchrone à Aimants propose un bon compromis entre la plage de variation de vitesse qu'il autorise et la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine.

CHAPITRE II

Modélisation et Simulation du Système de Conversion d'Energie Eolienne

II.1 Introduction

II.2 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

II.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

II.2.2 Modélisation de la vitesse du vent (Source primaire)

II.2.3 La conversion aérodynamique

II.2.4 Modélisation du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice

II.2.5 Simulation de la turbine

II.3 Modélisation de la partie de conversion électromécanique

II.3.1 Equations électriques dans le repère (abc)

II.3.2 Equations électriques dans le repère de Park (d q)

II.3.3 Equation du couple électromagnétique

II.3.4 Simulation de la GSAP

II.4. Modèle du convertisseur électronique de puissance

II.4.1. Présentation de l'étude

II.5. Conclusion

II.1 Introduction

Dans le deuxième chapitre, nous avons proposé le concept de chaîne éolienne complète. Dans ce chapitre. Nous établissons un modèle de simulation de l'ensemble de la chaîne éolienne en insistant notamment sur le caractère multiphysique (prise en compte des phénomènes mécaniques, magnétiques, électriques) [26].

La modélisation de l'éolienne exige la modélisation du vent, du comportement aérodynamique des pales, du générateur électrique, du convertisseur de puissance lie du système de commande [25]. Ce chapitre est composé de trois parties :

- Une première partie est consacrée à la modélisation de la partie mécanique de l'éolienne, et où le modèle du vent et son évolution seront étudiés de façon détaillées, [19-24].
- La deuxième partie est consacrée à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, et on terminera cette partie par une simulation de ces configurations (MSAP et turbine) en fonctionnement générateur [12] [21] [27] [28].
- Dans la troisième et dernière partie nous présenterons la modélisation du convertisseur associé, [29-31].

II.2 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne

Le système éolien dans notre cas, est constitué mécaniquement de trois organes [14]:

- Trois pales orientables possédant des coefficients propres d'inertie, d'élasticité et de frottement par rapport à l'air et par rapport au support de la turbine ;
- Un arbre d'entraînement des pales avec sa propre inertie;
- Un rotor de génératrice possédant une inertie et un coefficient de frottement.

Dans cette partie, on présente les principes de base de l'interaction entre les pales de la turbine éolienne et le vent pour en déduire les expressions simplifiées de la puissance convertie [04].

II.2.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles les plus fréquemment rencontrés dans le cadre d'étude électromécanique sont relativement simples et obéissent aux hypothèses simplificatrices suivantes [14]:

- Les pales sont considérées à conception identique avec les mêmes paramètres d'inertie, d'élasticité et de frottement ;
- Les coefficients de frottements des pales par rapport à l'air et par rapport au support sont très faibles et peuvent être ignorés ;

- La vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de tous les systèmes mécaniques.

On obtient alors un modèle mécanique simple (voir Fig. II.1) [14].

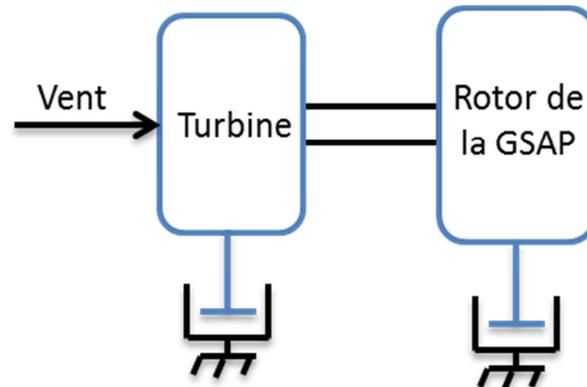


Fig. II.1 : Modèle mécanique simplifié de la turbine.

II.2.2 Modélisation de la vitesse du vent (Source primaire)

Le vent est la raison d'être des aérogénérateurs, son énergie cinétique constitue la source primaire d'énergie. Le vent est en fait un champ de vitesses de déplacements de masses d'air caractérisé par sa vitesse et sa direction qui sont affectées par plusieurs facteurs, en particulier le phénomène de cisaillement et l'effet d'obstacle de la tour [20].

Ces phénomènes modélisables correspondent à la partie déterministe de la variation spatiale du champ de vitesses. Les turbulences provoquées par les obstacles en amont (bâtiments, arbres, autre éoliennes, ...) correspondent à la partie stochastique de la variation spatiale du champ de vitesses [20].

Cependant, le vent peut être représenté par une grandeur aléatoire définie par des paramètres statistiques. De nombreux travaux sur la modélisation du vent ont été réalisés [22]. L'un des principes retenus consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer. Les paramètres de cette fonction de transfert dépendent des grandeurs caractéristiques du site et de la nature du vent [20].

$$V = F(t) \quad (\text{II.1})$$

La vitesse du vent sera modélisée, dans cette partie, sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques sous la forme : [25] [11]

$$V(t) = A + \sum_{n=1}^i a_n \cdot \sin(b_n \cdot w_v \cdot t) \quad (\text{II.2})$$

II.2.2.1 Expression du vent en un point fixe

La vitesse du vent en un point ' $v_0(t)$ ' peut-être décomposée en une somme d'une composante moyenne ' V_{moy} ' (lentement variable) et d'une composante variable représentant les fluctuations ' $v_t(t)$ ' [20]:

$$v_0(t) = V_{moy} + v_t(t) \quad (II.3)$$

- V_{moy} : Vitesse moyenne du vent.
- v_t : Composante représentant la turbulence du vent.

La turbulence du vent en un point donné dans l'espace, est stochastiquement décrite par l'intermédiaire de son spectre de puissance. Deux modèles communément admis sont : le spectre de « Von Karman » et celui de « Kaimal » [21]. Le filtre de Von Karman est régi par la fonction de transfert suivante :

$$H_t(j\omega) = \frac{K_F}{(1 + j\omega \cdot T_F)^{5/6}} \quad (II.4)$$

Où, les paramètres K_F et T_F dépendent de la vitesse du vent à basse fréquence (gain K_F et constante de temps T_F du filtre respectivement). La composante turbulente de la vitesse du vent est simulée, à chaque échantillon de temps par la réponse du filtre de Von Karman, en imposant comme entrée : un bruit blanc gaussien. Le filtre de Von Karman entraîne des difficultés numériques du fait qu'il est d'un ordre non-entier « 5/6 ». Ce filtre peut être approché par une fonction de transfert caractérisée par deux pôles et un zéro [21]:

$$H_t(S) = K_F \frac{(1 + m_1 T_F S)}{(1 + T_F S)(1 + m_2 T_F S)} \quad (II.5)$$

Avec : $m_1=0.4$ et $m_2=0.25$.

La fonction de transfert, ci-dessus, présente un filtre d'un bruit blanc gaussien (l'entrée du filtre) générant la composante turbulente du vent (sortie du filtre), cette composante (la turbulence) de haute fréquence peut atteindre l'unité.

II.2.2.2. Le filtre spatial

Les vitesses du vent incidentes en deux points voisins sont corrélées et peuvent présenter un couple total nul (deux couples élémentaires qui tendent à s'annuler). Plus ces points sont éloignés l'un de l'autre et plus la turbulence en ces deux points est indépendante et sa répercussion sur le couple total diminue.

Dans ce cas, les composantes de hautes fréquences du couple total ont un module plus petit. D'onc, la turbine filtre les fluctuations de hautes fréquences de la turbulence du vent [08].

Il est nécessaire de traiter ces informations ponctuelles pour établir une image pratique du vent équivalent. Ceci est réalisé en utilisant un filtre, en aval, adéquat. Ce dernier est un filtre dont la fonction de transfert simplifiée est donnée par [20]:

$$G(S) = \frac{1}{(1 + b.S)} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Et: } b = \gamma \frac{R_T}{V_{moy}}$$

- γ : Facteur d'affaiblissement sur le rotor ($\gamma=1.3$).
- R_T : Rayon des pales de la voilure.

La Fig. II.2 montre l'évolution de la vitesse du vent avant et après le filtre spatial.

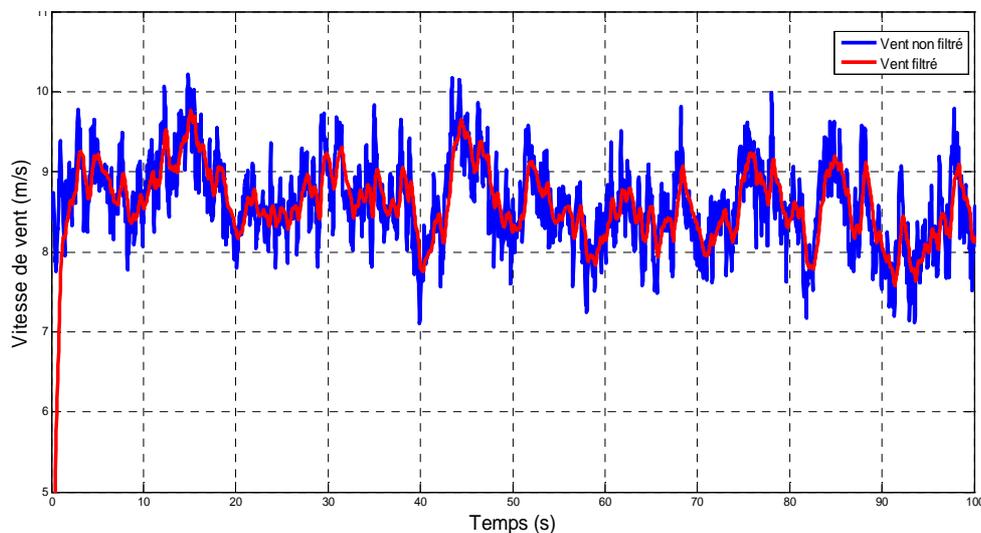


Fig. II.2 Profil du vent avant et après le filtrage

II.2.3 Conversion aérodynamique

La modélisation de la turbine consiste à exprimer la puissance extractible en fonction de la vitesse incidente du vent et des conditions de fonctionnement [19], cela permettra de connaître le couple éolien appliquée sur l'arbre lent de l'éolienne [19].

Cette modélisation (essentiellement dépendante du coefficient de puissance C_P ou rendement énergétique de l'éolienne) s'appuie sur des recoupements bibliographiques ou des informations extraites de brochures des différents constructeurs [19].

II.2.3.1 Théorie de Betz

La théorie globale du moteur éolien à axe horizontal a été établie par « Albert Betz » [20]. A. Betz suppose que le moteur éolien est placé dans un air animé à l'infini en amont d'une vitesse V et à l'infini en aval d'une vitesse v . La production d'énergie ne pouvant se faire que par la conversion de l'énergie cinétique, la vitesse v est nécessairement inférieure à V . Il en résulte que la veine de fluides traverse le générateur éolien en s'élargissant.

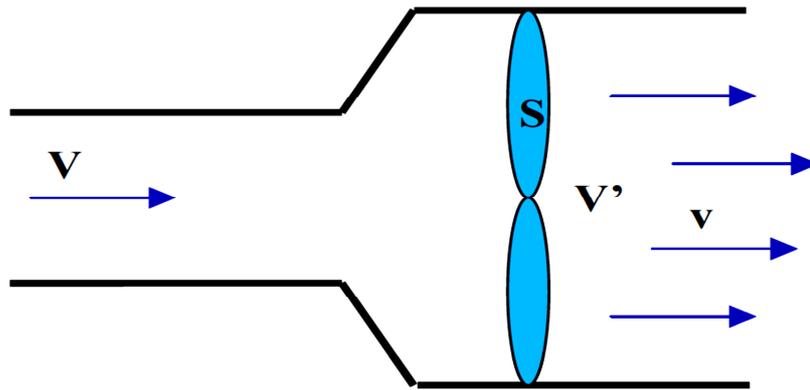


Fig. II.3 théorie de Betz : schéma de principe

Soit donc V la vitesse de l'air en amont, v celle en aval et V' celle au travers de S , la section balayée par les pales de l'éolienne (comme présenté à la Fig. II.3) et m la masse d'air qui traverse l'éolienne, la variation d'énergie cinétique de l'air ΔE est :

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot m \cdot (V^2 - v^2) \quad (\text{II.7})$$

La puissance de l'éolienne P_T est alors :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V' \cdot (V^2 - v^2) \quad (\text{II.8})$$

Avec :

- ρ : la densité de l'air.
- S : la surface balayée par les pales de la turbine.

Par ailleurs, la force de l'air F sur l'éolienne est :

$$F = \rho \cdot S \cdot V' \cdot (V - v) \quad (\text{II.9})$$

D'où :

$$P_T = F \cdot V' = \rho \cdot S \cdot V'^2 \cdot (V - v) \quad (\text{II.10})$$

En identifiant les équations II.8 et II.10, il vient :

$$V' = \frac{V + v}{2} \quad (\text{II.11})$$

Et donc :

$$P_T = \frac{1}{4} \cdot \rho \cdot S \cdot (V^2 - v^2) \cdot (V + v) \quad (\text{II.12})$$

II.2.3.2 Limite de Betz

La puissance de l'éolienne sera alors maximale quand sa dérivée dP_T/dv sera nulle, soit pour $v=V/3$. La puissance est alors maximale et vaut :

$$P_T = P_{T_max} = \frac{16}{27} \cdot \frac{\rho \cdot S \cdot V^3}{2} \quad (\text{II.13})$$

On peut donc en déduire que même si la forme des pales permet d'obtenir $v=V/3$. Le coefficient C_p est une grandeur variable en fonction de λ , la valeur maximale théorique possible du coefficient de puissance C_p , appelée limite de Betz est de '16/27=0.593' [26], 0.593 fois l'énergie cinétique de la masse d'air amont. On écrira en notant la vitesse du vent amont V .

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R_T^2 \cdot V^3 \cdot C_p \quad \text{Et } C_{p_max} = \frac{16}{27} = 0.593 \quad (\text{II.14})$$

Où : C_p est le coefficient de puissance de l'éolienne, il dépend de la vitesse du vent V , du nombre de pales, de leur rayon R_T , de leur angle de calage β et de leur vitesse de rotation Ω_T . Plus généralement, on regroupe les deux variables pour définir une nouvelle variable λ appelée rapport de vitesse ou «tip speed ratio» (TSR) en anglais [19].

$$\lambda = \frac{R_T \cdot \Omega_T}{V} \quad (\text{II.15})$$

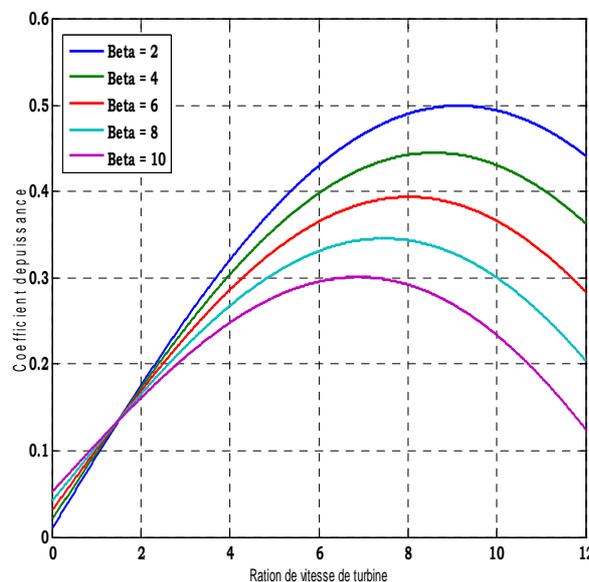


Fig. II.4 : Coefficient aérodynamique en fonction du ratio de vitesse de la turbine λ

A partir de relevés réalisés sur une éolienne de 1.5 MW, l'expression du coefficient de puissance a été approchée, pour ce type de turbine, par l'équation suivante [23] :

$$C_p = (\beta - 2) \cdot \left[(0.5 - 0.167) \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot (\lambda + 0.1)}{18.5 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \right] \quad (\text{II.16})$$

La puissance captée par la turbine pourra donc s'écrire :

$$P_T = \frac{1}{2} \cdot S \cdot \rho \cdot C_p(\beta, \lambda) \cdot V^3 \quad (\text{II.17})$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple capté par la turbine est donc directement déterminé par :

$$C_T = \frac{P_T}{\Omega_T} = C_p(\beta, \lambda) \cdot \frac{S \cdot \rho \cdot V^3}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_T} \quad (\text{II.18})$$

II.2.4 Modélisation du couplage mécanique entre la turbine et la génératrice

Les éléments mécaniques de l'aérogénérateur et les forces subies ou transmises à travers ces éléments sont nombreux. Il faut par conséquent faire un choix des éléments et des grandeurs liées à ces éléments que l'on souhaite intégrer dans le modèle [24].

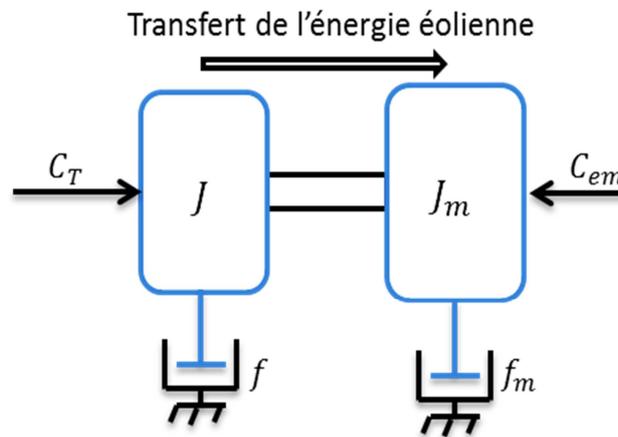


Fig. II.5 : Le couplage mécanique entre la turbine et la machine électrique [24]

L'équation différentielle qui caractérise le comportement mécanique de l'ensemble turbine et génératrice est donnée par [24]:

$$\Delta C = C_T - C_{méc} = (J + J_m) \left(\frac{d\Omega_T}{dt} \right) + (f + f_m) \cdot \Omega_T \quad (\text{II.19})$$

Avec :

- J_m : inertie de la machine.
- f_m : coefficient de frottement de la machine.
- J : inertie de la turbine.
- f : frottement des pâles.
- C_T : le couple statique fournie par l'éolienne.
- $C_{méc}$: Couple mécanique présent sur l'arbre de la turbine.

Nous disposons uniquement des paramètres mécaniques de la machine et de l'inertie de la voilure. C'est pour cela que dans notre application, nous ne considérons que le coefficient de frottement associé à la génératrice (celui de la voilure n'est pas pris en compte) [24].

$$J_{To} = J + J_m \approx J \quad \text{Et} \quad f_{To} = f + f_m \approx f$$

Avec :

- J_{To} Inertie Totale
- f_{To} Coefficient de frottement Totale

Par suite, le modèle qui caractérise le comportement mécanique de la chaîne éolienne est donné par l'équation différentielle suivante [24]:

$$C_T = C_{méc} + J \left(\frac{d\Omega_T}{dt} \right) + f \cdot \Omega_T \tag{II.20}$$

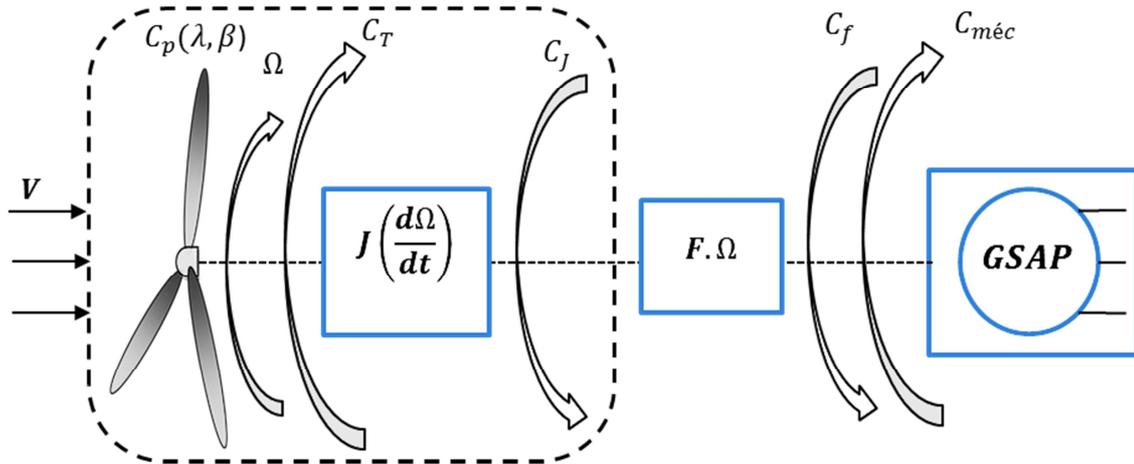


Fig. II.6 : Schéma bloc d'une turbine éolienne [11].

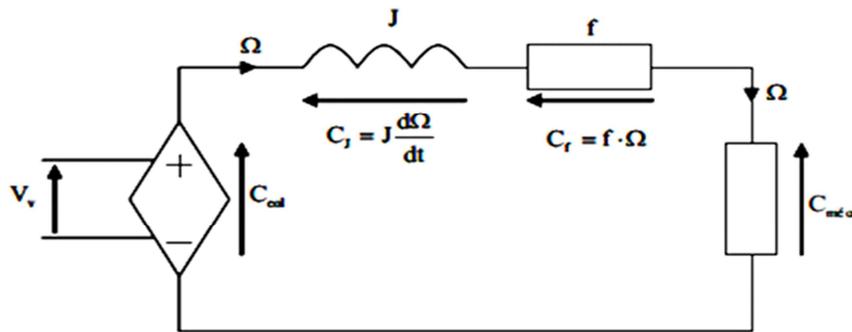


Fig. II.7 : Schéma électrique équivalent de la turbine éolienne [11]

L'équation mécanique qui gère un tel ensemble est donnée par :

$$\Delta C = C_T - C_{méc} = J \left(\frac{d\Omega_T}{dt} \right) + f \cdot \Omega_T \tag{II.21}$$

D'où, après le réarrangement des termes, la valeur de la vitesse obtenue par :

$$\Omega_T = \frac{1}{J} \int (\Delta C - C_f) dt \tag{II.22}$$

$$\text{Où : } C_f = f \cdot \Omega_T$$

La Fig. II.8 correspondant à cette modélisation de la turbine se déduit aisément des équations précédentes. Cette dernière génère le couple C_T entrées de la turbine sont la vitesse du vent V , l'angle d'orientation des pales β , et la vitesse de rotation de la turbine Ω_T . Le modèle de l'arbre décrit la dynamique de la vitesse de la turbine Ω_T , il a donc deux entrées : le couple C_T , le couple électromagnétique C_{em} fourni par la génératrice [23].

Le schéma montre que la vitesse de la turbine Ω_T peut être contrôlée par action sur deux entrées : l'angle de la pale β et le couple électromagnétique de la génératrice C_{em} . La vitesse du vent V est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système [23].

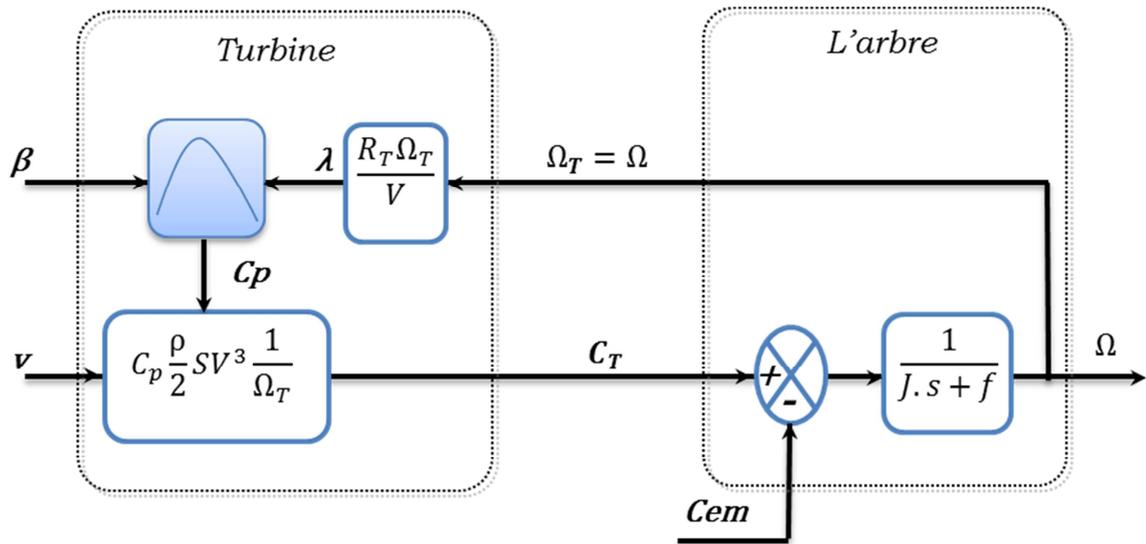


Fig. II.8 : Schéma bloc du modèle de la turbine [23].

II.2.5 Simulation de la turbine

Les Fig. II.9-a et II.9-b présente la vitesse de vent et la vitesse de rotation de la turbine, ainsi les Fig. II.9-c et II.9-d présente le couple et la puissance à la sortie de la turbine à vide et pour une vitesse moyenne du vent égale à 8.5m/s.

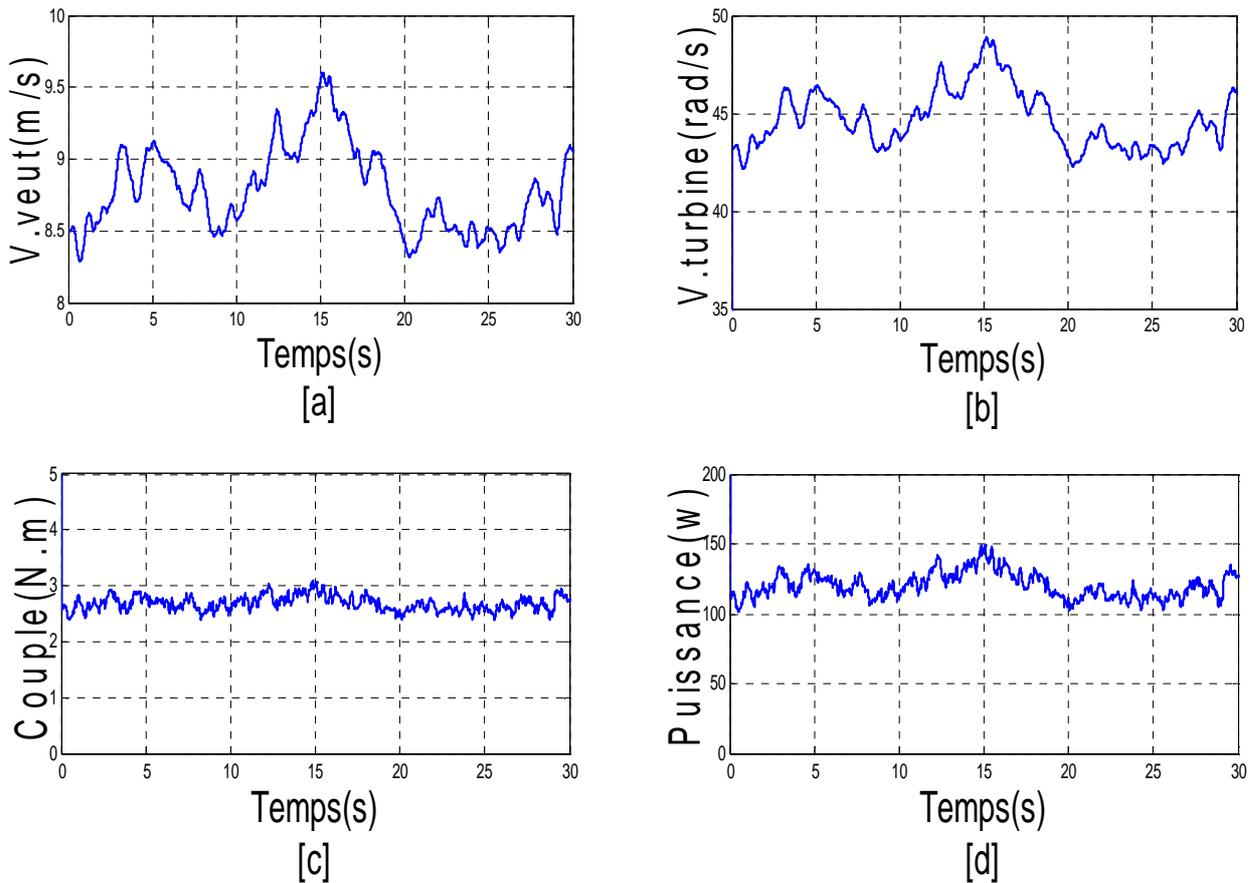


Fig. II.9 : a : Vitesse de vent, b : Vitesse mécanique de la turbine, c : Couple mécanique développée, d : Puissance mécanique produite par la turbine

II.3 Modélisation de la partie de conversion électromécanique

Les machines à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'obtention de couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de kilowatts. Toutefois, leur domaine d'emploi privilégié reste dans des puissances plus petites (quelques dizaines de kilowatts), où l'aimant permanent permet d'obtenir, à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné. Par ailleurs, l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet joule au rotor et augmente le rendement [21]. Les machines synchrones à aimants permanents sont avec ou sans pièces polaires (pôles lisses ou saillants).

Le modèle analytique de la machine synchrone à aimants permanents peut être déduit en adoptant un ensemble d'hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références qu'il est bon de rappeler [21] [27] [28]:

- La répartition du champ inducteur dans l'entrefer ainsi que les forces magnétomotrices sont sinusoïdales;
- Le circuit magnétique est considéré linéaire (absence de saturation),
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé,
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées,
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Le rotor est supposé lisse du point de vue magnétique (MSAP sans pièces polaires) ;
- Les enroulements du stator sont par construction tous décalés d'un angle de «120» les uns par rapport aux autres ;
- L'aimant est idéal, le flux magnétique émis par les aimants est constant;
- On néglige l'influence de la température sur les résistances des enroulements;

Nous définissons les axes suivants :

- Les axes « Oa », « Ob » et « Oc » sont les axes respectifs des trois enroulements « a », « b » et « c » du stator.
- L'axe 'od' est l'axe du rotor, et l'axe 'oq' est situé entre deux pôles (Fig. II.10). D'un point de vue électrique, ces deux axes sont en quadrature. En effet, les angles mécaniques et électriques sont liés par le nombre de paires de pôles :

$$\Omega = \frac{\omega_s}{P} = 2\pi \cdot \frac{f_s}{P} \quad \text{soit} \quad \theta_{méc} = \theta_{élec}/P$$

Et ces deux axes sont liés au rotor et tournent avec lui.

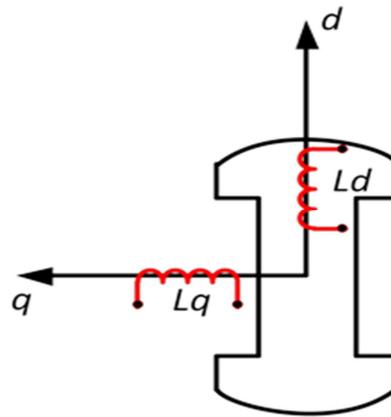


Fig. II.10 : Représentation de la MSAP dans le repère (d, q) de Park

II.3.1 Equations électriques dans le repère (abc)

Les équations de tensions des phases statoriques servent au point de départ pour l'élaboration du modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents.

La structure électrique d'une MSAP triphasée est constituée au stator d'un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) décalés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique, ainsi que l'illustre la Fig. II.11, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. Il est important de noter ici que le grand avantage des machines synchrones à aimants permanents est l'absence de bobinage au rotor et, par conséquent, l'absence de contacts glissants et de perte joules au rotor. En revanche, l'inconvénient majeur réside dans le fait qu'on perd toute possibilité de réguler le courant inducteur. Ceci rend très difficile de faire fonctionner la machine en survitesse. On doit alors imposer des courants statoriques qui affaiblissent le flux rotorique [21].

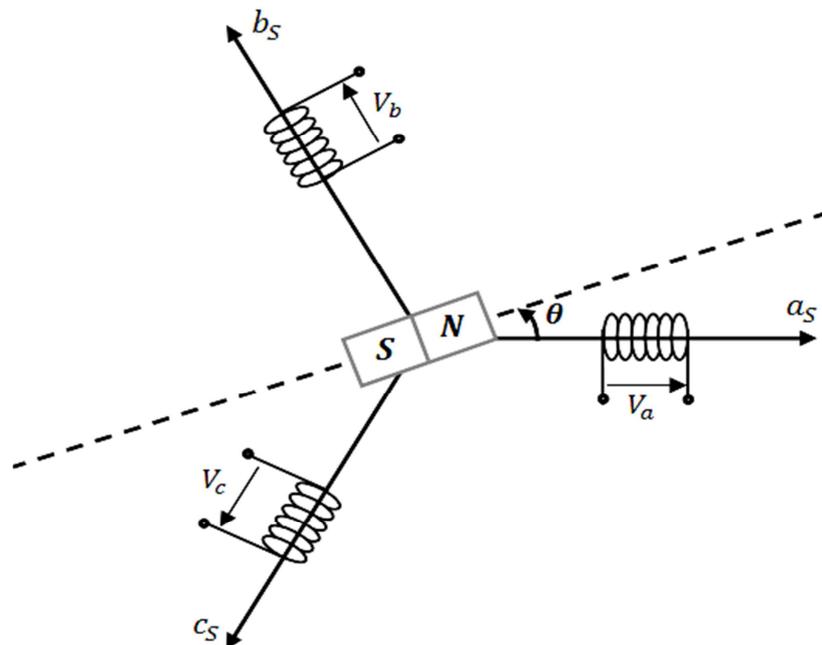


Fig. II.11 : Représentation d'une MSAP dans le repère (abc) .

Le point de départ dans l'étape de l'élaboration du modèle électrique de la machine consiste à modéliser le circuit des enroulements de phases illustrés dans la Fig. II.12. Cette Figure définit les tensions de phase, V_a , V_b et V_c et les courants instantanés i_a , i_b et i_c circulant dans ces phases ainsi que les FEM induites.

Le point neutre du circuit en question est défini par la tension v_n et la résistance électrique d'une phase dans l'enroulement est désignée par R_s . A partir de la Fig. II.10, quatre équations de base peuvent être trouvées:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.23})$$

Les tensions s'expriment en fonction des courants et des flux par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} \varphi_a \\ V_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} \varphi_b \\ V_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} \varphi_c \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

La mise sous forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

- $[V_a \ V_b \ V_c]^t$: Vecteur tension des phases statoriques ;
- $[i_a \ i_b \ i_c]^t$: Vecteur courant des phases statoriques ;
- $[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t$: Vecteur des flux totaux traversant les bobines statoriques ;
- R_s : la résistance des phases statoriques.

Dans ces équations, φ_{abc} correspond au flux magnétique total induit à travers chacun des bobinages $n = a, b$ ou c . Le flux total dans chaque phase peut être écrit par les équations qui suivent:

$$\begin{cases} \varphi_a = L_s i_a + M i_b + M i_c + \varphi_f \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_b = M i_a + L_s i_b + M i_c + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_c = M i_a + M i_b + L_s i_c + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \varphi_a = L_s i_a + M i_a - M i_a + M i_b + M i_c + \varphi_f \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_b = M i_a + M i_b - M i_b + L_s i_b + M i_c + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_c = M i_a + M i_b - M i_c + M i_c + L_s i_c + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \varphi_a = (L_s - M)i_a + \varphi_f \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_b = (L_s - M)i_b + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_c = (L_s - M)i_c + \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.28)$$

- φ_{abc} : Les flux des axes (a, b, c)
- φ_f : Flux de l'aimant permanent
- L_s : l'inductance des phases statoriques.
- $L_c = (L_s - M)$: l'inductance cyclique

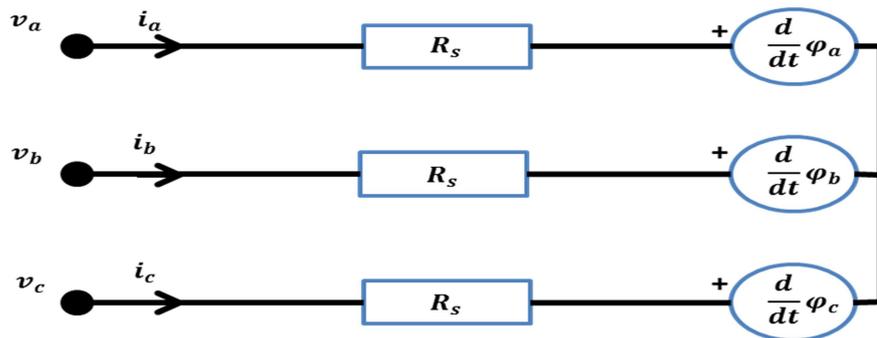


Fig. II.12: Structure électrique du stator d'une MSAP [29].

Les enroulements statoriques de la machine synchrone sont connectés en étoile à neutre isolé, ce qui explique l'inexistence de la composante homopolaire et même, s'il existe une composante homopolaire de tension ou flux, elle n'intervient pas dans le couple. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

II.3.2 Equations électriques dans le repère de Park (d q)

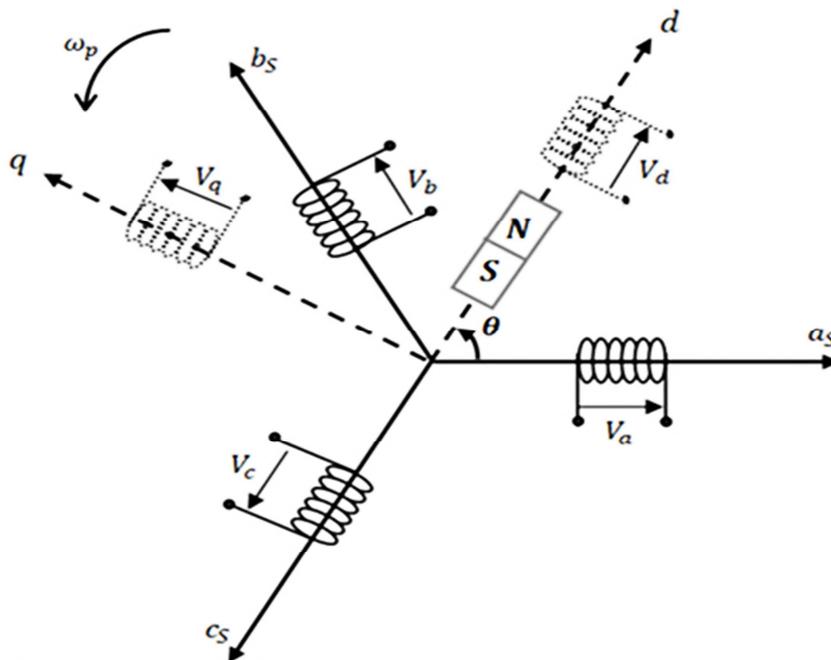


Fig. II.13 : Représentation d'une MSAP dans le repère (d q).

Afin de simplifier le modèle dynamique de la machine, on applique un changement de repère. Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'axe d se situe sur le même axe que celui de l'aimant permanent (Fig. II.13).

Les deux bobines sur les axes (d, q) tournent avec le rotor, produisant le même effet que les trois bobines fixes. Les variations exprimées dans ce nouveau repère (d, q) , nous permettent de passer du repère naturel au repère de Park, et d'avoir ainsi un modèle relativement simple de la machine [21].

En réalité, la transformation de Park n'est qu'une rotation de la transformation de Clark (conservation des amplitudes) ou bien de Concordia (conservation des puissances ou Park modifiée) définie par la matrice « $[P(\theta_p)]$ » reliant les grandeurs des deux domaines « abc » et « dq » par l'équation :

$$X_{dq} = [P(\theta_p)] \cdot X_{abc} \Rightarrow X_{abc} = [P(\theta_p)]^{-1} \cdot X_{odq} \quad (\text{II.29})$$

$$P(\theta_p) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_p) & \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_p) & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

On a $P(\theta_p)$ étant orthogonale : Donc: $[P(\theta_p)]^{-1} = [P(\theta_p)]^t$

$$[P(\theta_p)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_p - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] = [P(\theta_p)]^{-1} \cdot [V_{dq}] \quad (\text{II.32})$$

Donc :

$$[P(\theta_p)]^{-1} \cdot [V_{dq}] = [P(\theta_p)]^{-1} \cdot R_s \cdot [i_{dq}] + \frac{d \{ [P(\theta_p)]^{-1} \cdot [\varphi_{dq}] \}}{dt} \quad (\text{II.33})$$

$$= [P(\theta_p)]^{-1} \cdot R_s \cdot [i_{dq}] + \left(\frac{d[P(\theta_p)]^{-1}}{dt} [\varphi_{dq}] + [P(\theta_p)]^{-1} \frac{d[\varphi_{dq}]}{dt} \right) \quad (\text{II.34})$$

Produit droite / gauche fois $[P(\theta_p)]$

$$[V_{dq}] = R_s \cdot [i_{dq}] + P(\theta_p) \left(\frac{d[P(\theta_p)]^{-1}}{dt} [\varphi_{dq}] + [P(\theta_p)]^{-1} \frac{d[\varphi_{dq}]}{dt} \right) \quad (\text{II.35})$$

$$[V_{dq}] = R_s \cdot [i_{dq}] + \frac{d[\varphi_{dq}]}{dt} + P(\theta_p) \left(\frac{d[P(\theta_p)]^{-1}}{dt} \right) [\varphi_{dq}] \quad (\text{II.36})$$

Calculons maintenant les termes de la matrice "A", tel que :

$$A = P(\theta_p) \cdot \left(\frac{d[P(\theta_p)]^{-1}}{dt} \right) \quad (\text{II.37})$$

$$\left(\frac{d[P(\theta_p)]^{-1}}{dt} \right) = \frac{d \left\{ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_p) & -\sin(\theta_p) \\ \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\}}{dt}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \dot{\theta}_p \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\theta_p) & -\cos(\theta_p) \\ 0 & -\sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

$$A = \frac{2}{3} \dot{\theta}_p \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_p) & \cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_p) & -\sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\theta_p) & -\cos(\theta_p) \\ 0 & -\sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -\sin\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Le système étant équilibré : $A_{12} = A_{22} = 0$ et $A_{11} = A_{21} = A_{31} = 0$

$$A_{22} = -\frac{1}{2} \left(2 \cdot \sin(\theta_p) \cos(\theta_p) + 2 \sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) + 2 \sin\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$= -\frac{1}{2} \left(\sin(2\theta_p) + \sin\left(2\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sin\left(2\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) = -A_{33} = 0 \quad (\text{II.40})$$

$$A_{23} = - \left\{ \left(\cos(\theta_p) \right)^2 + \left(\cos\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right) \right)^2 \right\}$$

$$= - \left\{ \frac{1 + \cos(2\theta_p)}{2} + \frac{1 + \cos\left(2\left(\theta_p - \frac{2\pi}{3}\right)\right)}{2} + \frac{1 + \cos\left(2\left(\theta_p - \frac{4\pi}{3}\right)\right)}{2} \right\} = -\frac{3}{2} = -A_{32} \quad (\text{II.41})$$

D'où la matrice « A » sera :

$$A = \omega_p \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

ω_p : vitesse du repère tournant (repère de Park)

$$[\varphi_{dq}] = [P(\theta_p)] \cdot [\varphi_{abc}] = [P(\theta_p)] \left\{ [L_s - M][i_{abc}] + \begin{bmatrix} \varphi_f \cdot \cos(\theta) \\ \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_f \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II.43})$$

$$= L_d [i_{dq}] + \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{3}{2} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix}, \text{ avec : } L_d = L_q = (L_s - M). \quad (\text{II.44})$$

$$A \cdot [\varphi_{dq}] = \omega_p \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ L_d i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \\ L_q i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ -L_q i_q \omega_p \\ L_d i_d \omega_p + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \omega_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

D'où les équations électriques dans le plan « dq » s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \cdot i_q \cdot \omega_p \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \cdot i_d \cdot \omega_p + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Les circuits électriques équivalents de la MSAP peuvent être représentés comme suit :

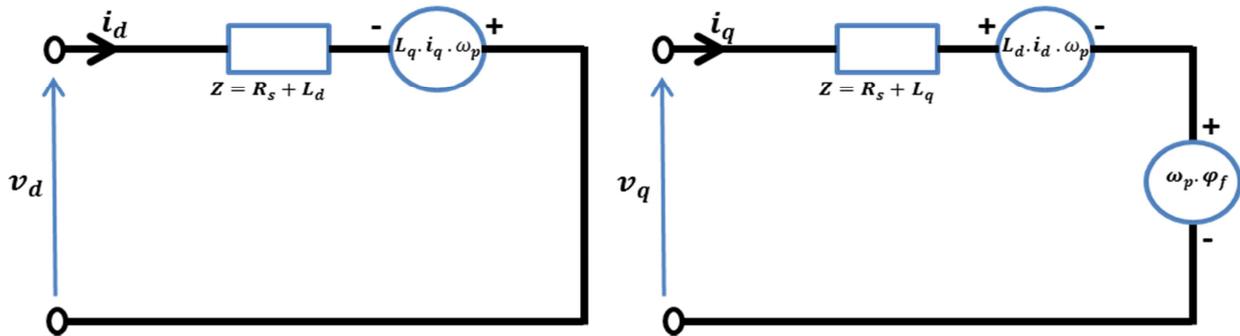


Fig. II.14: circuit équivalent de MSAP – convention moteur

Le modèle électrique d'une «MSAP» en fonctionnement générateur est reproduit à partir du modèle de la machine en mode moteur, en inversant le sens des courants « i_d » et « i_q » dans les repères de Park, le modèle de la génératrice synchrone à aimants permanents ainsi obtenu, peut s'écrire sous la forme suivante [12].

$$\begin{cases} V_d = -R_s \cdot i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_q \cdot i_q \cdot \omega_p \\ V_q = -R_s \cdot i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_d \cdot i_d \cdot \omega_p + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

- $\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p\right)$: Force électromotrice induite seulement sur l'axe « q ».

- $(L_q i_q \omega_p)$ et $(L_d i_d \omega_p)$: Termes de couplage entre les axes (termes de non linéarité).

II.3.3 Equation du couple électromagnétique

La transformation de Park modifiée utilisée, conserve la puissance dans les deux domaines (abc) et (dq) . De ce fait, la puissance électrique sera la même.

$$P_{abc}(t) = P_{dq}(t). \quad (\text{II.48})$$

$$P_{dq}(t) = (V_d I_d + V_q I_q) = \left[-R_s(i_d^2 + i_q^2) - \left(i_d \cdot L_d \frac{di_d}{dt} + i_q \cdot L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \cdot i_q \right] \quad (\text{II.48})$$

- $R_s(i_d^2 + i_q^2)$: présente les pertes par effet joule dans le stator.
- $\left(i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right)$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \cdot i_q \right)$: Présente la puissance électromagnétique dans le plan (dq) .

$$P_e(abc) = C_{em} \cdot \Omega \quad / \quad \Omega = \omega_p / P \quad (\text{II.49})$$

$$\text{Et} \quad P_e(dq) = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \cdot i_q \quad (\text{II.50})$$

- Ω : vitesse angulaire mécanique (P est de paires de pôles).
- ω_p : vitesse angulaire électrique ou bien pulsation électrique.

$$P_e(abc) = P_e(dq) \Leftrightarrow C_{em} \cdot \Omega = \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \cdot i_q \quad (\text{II.51})$$

$$\Leftrightarrow C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot P \cdot \varphi_f \cdot i_q \quad (\text{II.52})$$

En négligeant les variations des courants statoriques [12], le modèle complet de la GSAP sera régi par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_d = -R_s \cdot i_d + L_q \cdot i_q \cdot \omega_p \\ V_q = -R_s \cdot i_q - L_d \cdot i_d \cdot \omega_p + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \varphi_f \cdot \omega_p \\ C_{em} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot P \cdot \varphi_f \cdot i_q \\ C_m - C_{em} - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

- C_m : Couple moteur entrainant la GSAP

- $C_f = f \cdot \Omega$: Couple de frottement

Parfois, dans d'autres notations, le couple électromagnétique est multiplié par le terme «3/2» au lieu du terme «√3/2», cette différence est due à la transformation adoptée : Park modifiée (conservation des puissances « Concordia + rotation ») ou Park (conservation des amplitudes « Clarke + rotation »). Ce rapport de «√3/2» entre les deux représentations est égal au rapport entre le gain de la matrice de Concordia et celui de Clarke :

$$X_{(\alpha,\beta)}(Concordia) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot X_{(\alpha,\beta)}(Clarke) \tag{II.52}$$

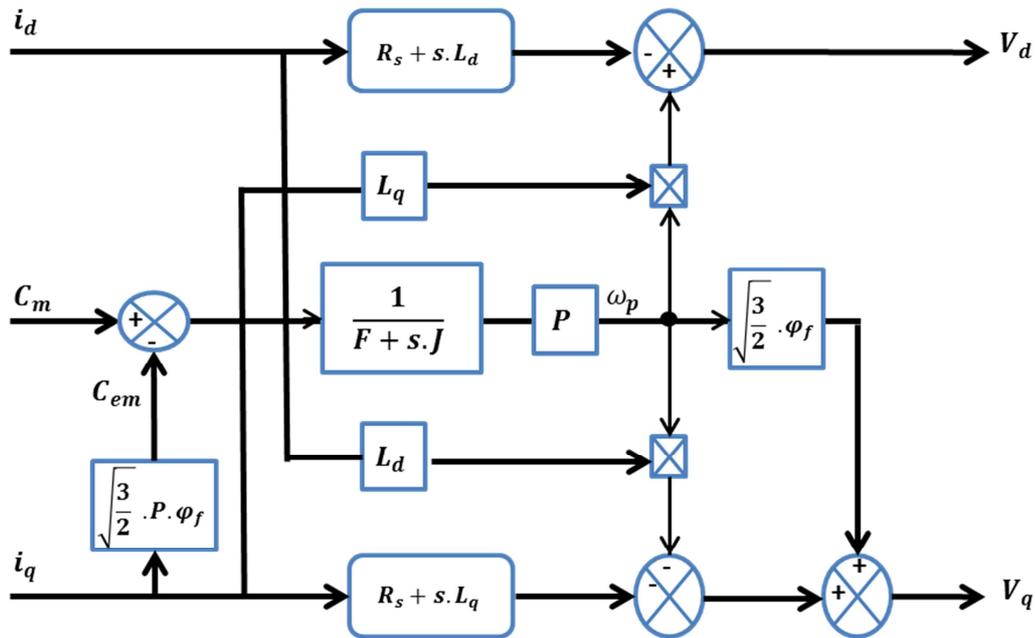


Fig. II.15 : Schéma bloc du modèle de la GSAP dans le repère d q

II.3.4 Simulation de la GSAP

Le stator de la machine est relié à une charge ‘R, L’ telle que : ‘ R_{ch}, L_{ch} ’. L’application des tensions V_d et V_q sur la charge donne:

$$\begin{cases} V_d = R_{ch} \cdot i_d + L_{ch} \frac{di_d}{dt} - L_{ch} \cdot i_q \cdot \omega_p \cdot \\ V_q = R_{ch} \cdot i_q + L_{ch} \frac{di_q}{dt} + L_{ch} \cdot i_d \cdot \omega_p \end{cases} \tag{II.52}$$

Pour déduire l’effet de la charge électrique sur le comportement de la génératrice en fonction de la puissance mécanique fournie, On applique un couple d’entraînement $C_m=30$ N.m pendant 0 s. Ensuite, nous diminuons ce couple $C_m=20$ N.m pendant 0.2s (Fig. II.16-a), les résultats de simulation obtenus sont récapitulés dans la figure suivante :

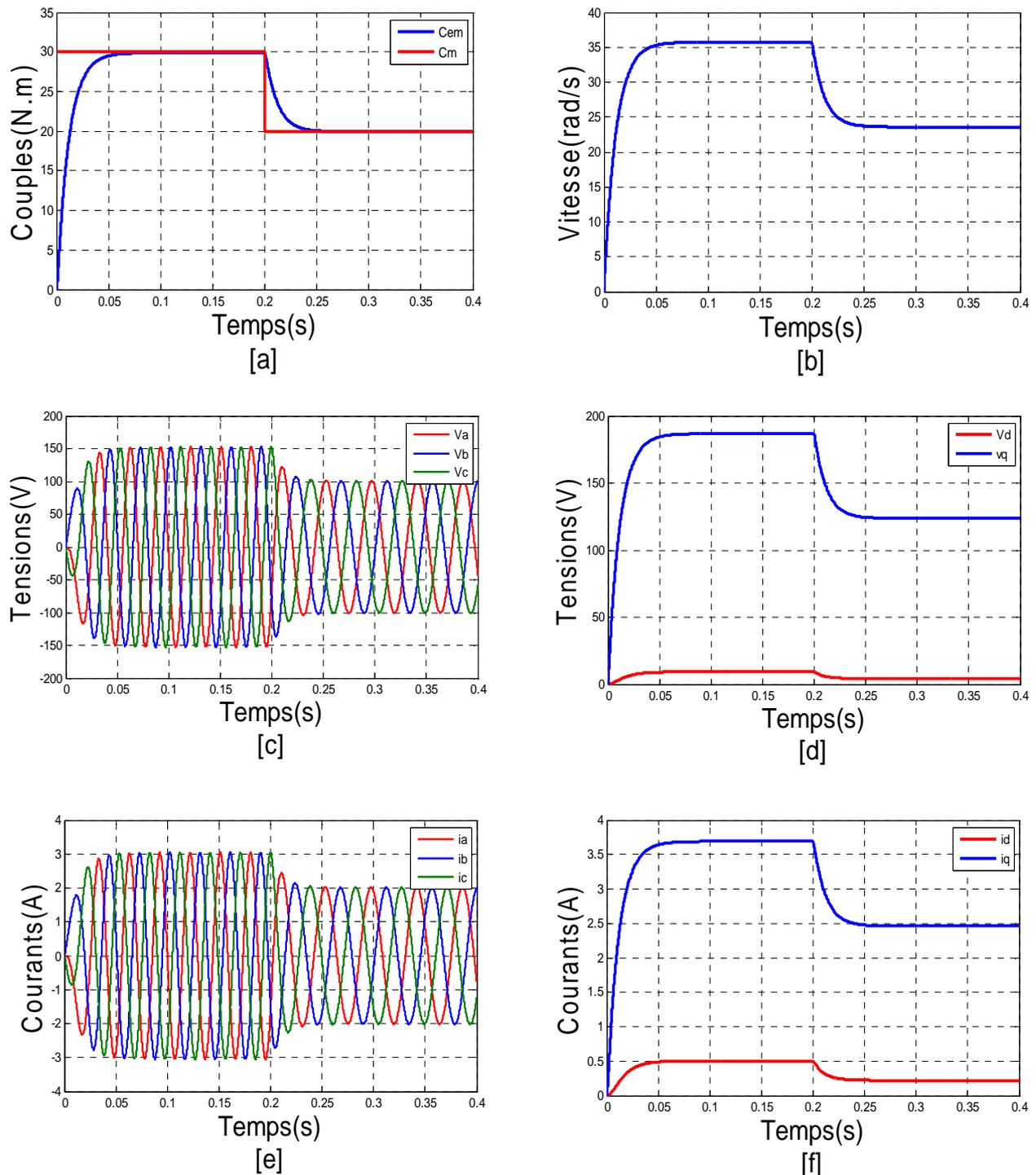


Fig. II.16 : a: Couples électromagnétique et moteur, b: vitesse de rotation, c: Tensions statoriques V_{abc} , d: Composantes $V_d V_q$, e: Courants statoriques i_{abc} , f: Composantes i_{dq}

Lors de l'application du couple d'entraînement $C_m = 30$ N.m, la vitesse de rotation Ω augmente (à partir de l'équation mécanique) (Fig. II.16-b), ce qui engendre un accroissement de la tension V_q , ensuite le courant i_q commence à augmenter en manifestant un couple électromagnétique C_{em} qui tend à s'opposer au couple d'entraînement C_m , une fois ces deux couples sont égaux $C_{em} = C_m$, le régime établi sera atteint, la vitesse sera fixée ainsi que les

tensions statoriques et leur fréquence. En diminuant le couple $C_m=20 \text{ N.m}$ à $t = 0.2\text{s}$, la machine va ralentir, la tension va diminuer en limitant le courant i_q , ce qui en résulte une diminution du couple électromagnétique jusqu'à ce qu'il soit égal au C_m , $C_{em}=C_m=20 \text{ N.m}$ (l'égalité des deux couples est supposée en valeur absolue, sinon, C_{em} et C_m sont de signes opposés), la diminution de la vitesse provoque la réduction de la tension et de la fréquence, comme il est illustré dans les résultats de simulation à partir de 0.2s . Les grandeurs électriques sur l'axe d sont de petites valeurs à cause des termes de couplage $L_q \cdot i_q \cdot \omega_p$ qui sont plus inférieurs que la FEM apparente sur l'axe q . Il est clair donc, que la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie.

II.4. Modèle du convertisseur électronique de puissance

II.4.1. Présentation de l'étude

On peut considérer que la chaîne de conversion électronique est composée de deux onduleurs couplés sur un bus continu commun. Un modèle générique de l'onduleur est d'abord présenté puis adapté aux notations des deux onduleurs. De manière générale, l'onduleur permet la conversion de courants triphasés alternatifs en un courant continu et d'une tension continue en tensions triphasées de signe alternatif. L'onduleur étudié est bidirectionnel en courant et classiquement composé de trois cellules de commutation. Chacune est composée de deux transistors IGBT qui sont connectés à deux diodes en antiparallèle. Il sera supposé être contrôlé par modulation de largeur d'impulsion (Fig. II.17). Pour cette étude, les semi-conducteurs seront considérés comme idéaux : pas de pertes et les commutations sont instantanées. L'hypothèse de la conduction continue nous conduit à considérer un convertisseur équivalent à interrupteurs idéaux et donc sans pertes (Fig. II.18) [29]. Qui sont présentées comme des interrupteurs peuvent être commandées en ouverture '1' et en fermeture '0', et la tension d'entrée V_i est en fonction des états de ces interrupteurs [30]. Il y a 8 états de commutations possibles, (Fig. II.19) [31].

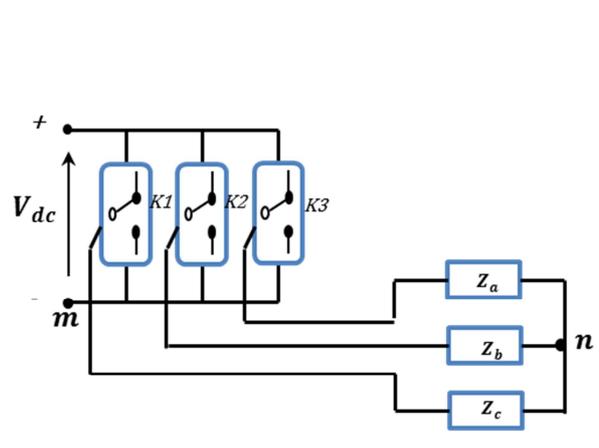
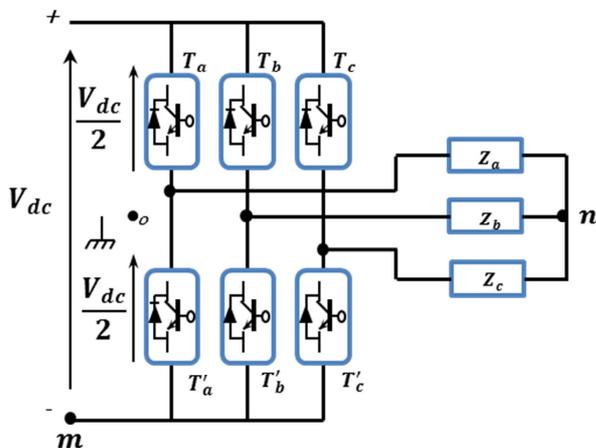


Fig. II.17 : Schéma électrique d'un onduleur

Fig. II.18 : Onduleur à interrupteur idéaux

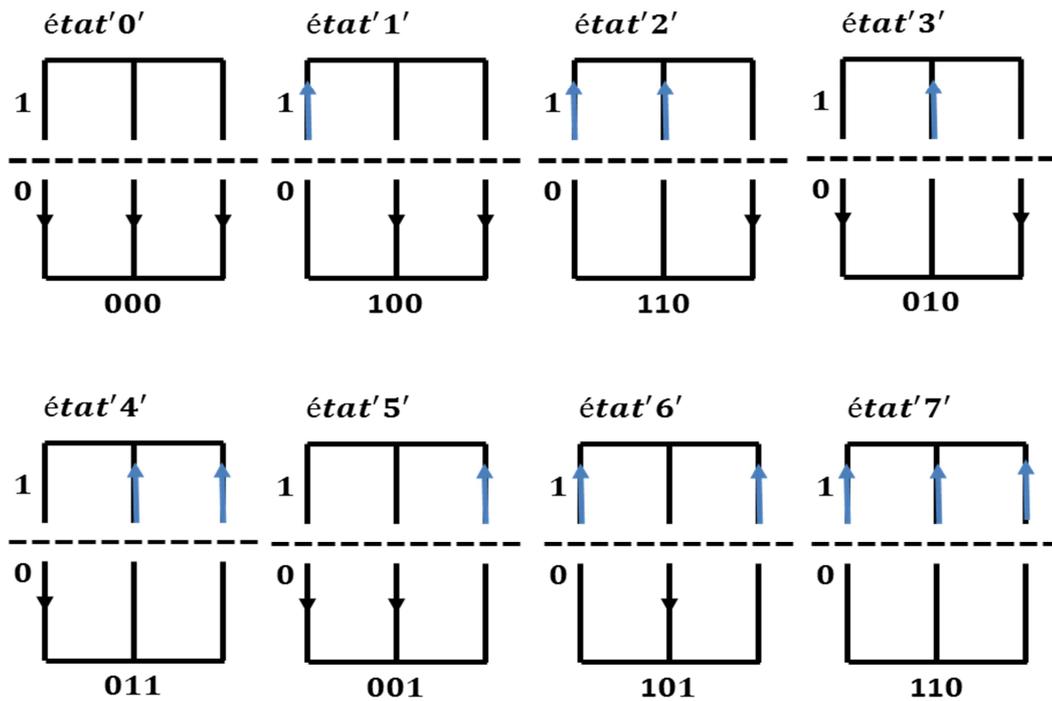


Fig. II.19: Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI [31].

L'onduleur utilisé est piloté à partir de grandeurs logiques par l'intermédiaire d'un circuit de commande. On appelle T_i et T_i' les transistors, S_i et S_i' les commandes logiques associées. En négligeant le temps mort entre les interrupteurs du même bras, la commande de ces derniers sera alternée ($S_i = \overline{S_i'}$), nous constatons deux états complémentaires [21] :

- Si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert ;
- Si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Pour simplifier l'étude, supposons que l'alimentation en tension est une source parfaite dans le sens où, quel que soit le courant i délivré ou absorbé, la tension V_{dc} à ses bornes reste toujours constante [21]

Calculons la valeur des tensions entre les points a, b, c et le point m :

$$\begin{cases} V_{am} = V_a - V_m = S_a \cdot E & (V_{am} = V_{dc} \text{ si } (T_a) \text{ est fermé, } V_{am} = 0 \text{ si } (T_a) \text{ est ouvert)} \\ V_{bm} = V_b - V_m = S_b \cdot E & (V_{bm} = V_{dc} \text{ si } (T_b) \text{ est fermé, } V_{bm} = 0 \text{ si } (T_b) \text{ est ouvert)} \\ V_{cm} = V_c - V_m = S_c \cdot E & (V_{cm} = V_{dc} \text{ si } (T_c) \text{ est fermé, } V_{cm} = 0 \text{ si } (T_c) \text{ est ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

D'où nous déduisons que :

$$\begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

$$\begin{cases} V_{am} = V_{an} + V_{nm} \\ V_{bm} = V_{bn} + V_{nm} \\ V_{cm} = V_{cn} + V_{nm} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

$$\Rightarrow V_{am} + V_{bm} + V_{cm} = (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) + 3V_{nm} \quad (\text{II.56})$$

Pour une charge équilibrée: $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ (II.57)

Donc : $V_{nm} = \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm})$ (II.58)

En remplaçant V_{nm} dans le système ci-dessus:

$$\begin{cases} V_{am} = V_{an} + \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \\ V_{bm} = V_{bn} + \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \\ V_{cm} = V_{cn} + \frac{1}{3}(V_{am} + V_{bm} + V_{cm}) \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{am} - V_{bm} - V_{cm}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{am} - 2V_{bm} - V_{cm}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{am} - V_{bm} - 2V_{cm}) \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Le modèle de l'onduleur en fonction de la tension d'entrée et des états des interrupteurs sera

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

$$\text{Et on a } \begin{cases} V_{an} = R \cdot i_a + L \frac{di_a}{dt} \\ V_{bn} = R \cdot i_b + L \frac{di_b}{dt} \\ V_{cn} = R \cdot i_c + L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu comme suit

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{II.63})$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.64})$$

$$i_{dc} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \Rightarrow C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c - i_{ch} \quad (\text{II.65})$$

CHAPITRE III

Commande de la Vitesse d'un Aérogénérateur Synchrone à Aimant Permanent

III.1 Introduction

III.2 La MLI vectorielle

III.3 Commande de la génératrice

III.3.1 Principe et structure de la commande

III.3.2 régulateur de vitesse

III.3.3 Commande des courants avec découplage

III.3.4 Régulation des courants

III.3.5 Résultats de simulation et interprétation

III.4 Architectures de puissance et gestion d'énergie

III.4.1 Technique de la maximisation de la puissance produite

III.4.2 Optimisation électronique de la conversion énergétique

III.4.3 Résultats de simulation et interprétation

III.5 Conditions de commandabilité du côté (génératrice - convertisseur MLII)

III.5.1 Limites de fonctionnement du convertisseur MLII

III.5.2 Compatibilité de la structure proposée vis-à-vis de la tension du bus continu, limites de fonctionnement

III.6 Conclusion

III.1 Introduction

Après avoir présenté l'état d'art, le principe de la conversion de l'énergie éolienne et modélisé les parties essentielles qui sont la turbine, génératrice, et le convertisseur statique, nous nous attachons dans ce chapitre à présenter en premier lieu la technique (MLI vectorielle) [30-33]. Parmi ces techniques numériques, on trouve la modulation vectorielle (ou Space Vector Modulation) qui traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée nommée de Concordia. La (MLI vectorielle) est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des machines à courant alternatif. Puis on va à la commande vectorielle de la génératrice synchrone à aimant permanent, qui présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable [27] [34] [35] [37].

La dernière partie de ce chapitre explique la stratégie à suivre pour commander l'éolienne avec une boucle d'asservissement de vitesse munie d'un régulateur PI permettant d'optimiser l'extraction maximale de l'énergie du vent à travers l'ajustement électronique continu de la vitesse spécifique de la turbine qui conduit à un point optimal à chaque fois que la vitesse de vent varie [10] [36].

III.2 La MLI vectorielle (SVM)

Dans cette partie, nous présentons la technique MLI vectorielle dite en "boucle ouverte", qui ne nécessitent en entrée que la référence des tensions désirées comme (MLI "Sinus-Triangle"), et par opposition aux techniques dites en "boucle fermée" qui au contraire utilisent des informations provenant de capteurs de courant (contrôle par hystérésis). Le schéma de principe d'un onduleur alimentant une machine triphasée est donné par la Fig. II.17 [33].

L'apparition du concept de MLI vectorielle, couramment désigné par "*Space-Vector Modulation (SVM)*", correspond au développement des commandes modernes des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et changements de repères (*Park*, *Clarke*, *Concordia*) et procèdent d'une vision globale du système polyphasé. Cette stratégie constitue une méthode de conception très puissante. Les formes d'ondes obtenues par *SVM*, qui s'affranchissent de la notion de porteuse, sont arbitraires et non nécessairement sinusoïdales [32].

Nous allons donner quelques éléments sur cette approche, en considérant le cas d'un onduleur de tension triphasé, dont l'objectif final est de contrôler le système de tension triphasé $[V_a, V_b, V_c]$ produit à sa sortie alternative (l'entrée pour le fonctionnement en redresseur à *MLI*). On peut alors se ramener au contrôle d'un vecteur diphasé, nommé $V_{\alpha\beta}$, image du système triphasé à travers la transformation $abc/\alpha-\beta$ de *Concordia* exprimée par la relation (III.1) [32] :

$$V_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

La commande basée sur une MLI vectorielle pilote l'onduleur de tension dans le repère stationnaire α - β , où huit vecteurs de tensions sont accessibles et nommés ($V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$). Parmi ces vecteurs, deux sont nuls (V_0, V_7), les autres étant répartis tous les 60° suivant un hexagone, ils possèdent tous le même module ($\|V_i\| = \sqrt{2} \cdot V_{dc} / \sqrt{3}$) et une direction donnée, comme l'indique la Fig. III.1 [32].

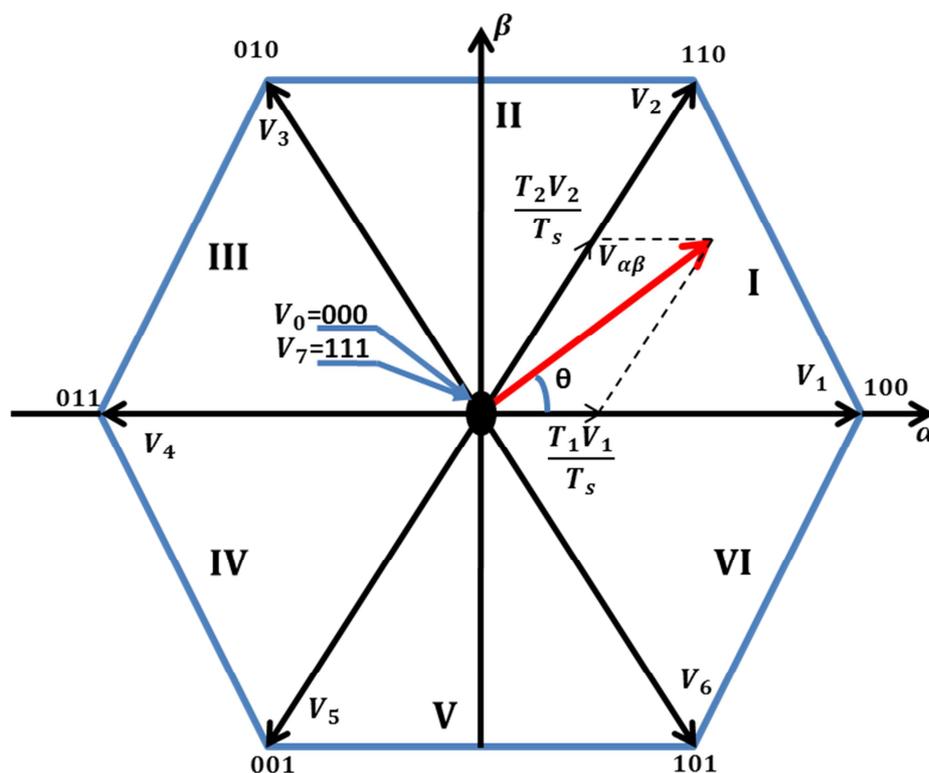


Fig. III.1 : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur et définition des secteurs dans le plan α - β [32].

La SVM consiste alors à traiter les signaux directement dans ce plan, en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur souhaité V_α et V_β . Cependant, l'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que les six vecteurs de tension possibles. Pour produire un vecteur de référence $V_{\alpha\beta}$ de phase et d'amplitude quelconques dans le plan α - β , il faut alors ajouter un aspect temporel, c'est-à-dire la modulation de largeur d'impulsion. A cet effet, le vecteur de référence est reconstitué en effectuant une moyenne temporelle (relativement à la période de découpage) qui résulte de la combinaison linéaire des deux vecteurs les plus proches du vecteur de référence en question. Pour cela, le plan α - β est divisé en six secteurs égaux délimités par les six vecteurs de tensions non nuls (Fig. III.1) [32].

Pour réduire le nombre de commutations (et donc de minimiser les pertes). La transition d'un état à état suivant est réalisée par la commutation d'un seul interrupteur, donc un interrupteur ne commute alors que deux fois pendant la période de commutation. Cette condition est réalisée quant en démarrant par l'état nul et termine par l'état nul. Les séquences temporelles de vecteurs d'état appliqués sont celles montrés sur la Fig. III.2 [30].

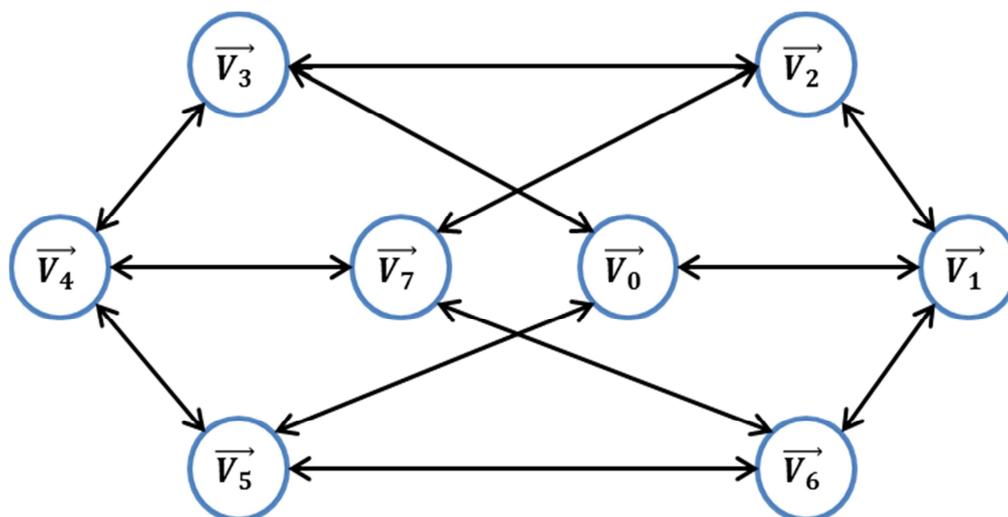


Fig. III.2 : Graphique montrant les transitions entre les différents états de l'onduleur permettant de minimiser les commutations [30].

❖ Calcul des temps d'application des vecteurs

Dans l'hypothèse où le vecteur souhaité $V_{\alpha\beta}$ est situé, par exemple, dans le premier secteur. Il peut être alors reconstitué à partir des deux vecteurs adjacents V_1 et V_2 , en utilisant la relation suivante [32] :

$$\vec{V}_{\alpha\beta} = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{V}_2 \quad (\text{III.2})$$

Par projection des vecteurs $V_{\alpha\beta}$, V_1 et V_2 sur les deux axes α et β , nous déduisons les relations ci-après [32] :

$$\begin{cases} V_\alpha = \|V_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) + \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ V_\beta = \|V_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) = \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

La résolution du système d'équations précédent permet d'établir les temps d'application des vecteurs V_1 et V_2 , respectivement [32] :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{(\sqrt{6} \cdot V_\alpha - \sqrt{2} \cdot V_\beta)}{2 \cdot V_{dc}} T_s \\ T_2 = \frac{(\sqrt{2} \cdot V_\beta)}{V_{dc}} T_s \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Pour maintenir la fréquence de commutation constante, les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont appliqués lors du temps restant de la période de commutation. Ce temps est défini par la relation (III.5) [32] :

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{III.5}$$

Afin de limiter le nombre de commutation de chaque bras à deux commutations par période T_s , les vecteurs successifs appliqués durant le premier secteur sont dans l'ordre suivant : $[V_0, V_1, V_2, V_7, V_7, V_2, V_1, V_0]$. Cette configuration permet de générer des impulsions centrées sur la période de commutation, comme le décrit la Fig. III.3. De plus, les durées d'application des vecteurs nuls sont identiques ($T_0/4$) [32].

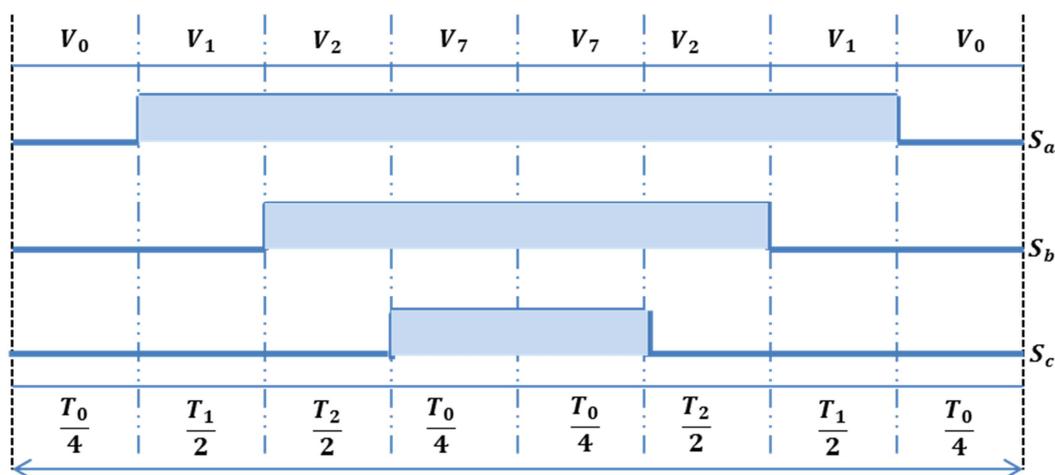


Fig. III.3 : Séquence d'application des vecteurs durant le secteur I.

La Fig. III.4 montre la séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque. Nous notons que chaque secteur est délimité par deux vecteurs, dont un est pair et l'autre est impair et que l'obtention d'une fréquence de commutation constante nécessite d'appliquer les vecteurs dans cet ordre : $[V_0, V_{impair}, V_{pair}, V_7, V_7, V_{pair}, V_{impair}, V_0]$. Par conséquent, une symétrie apparaît par rapport au centre de la période de commutation [32].

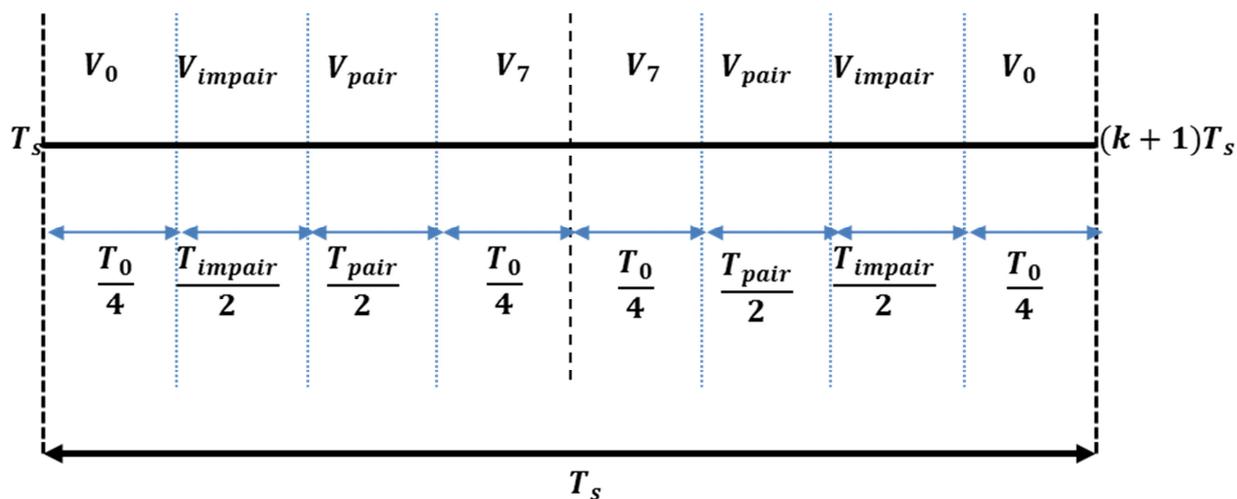
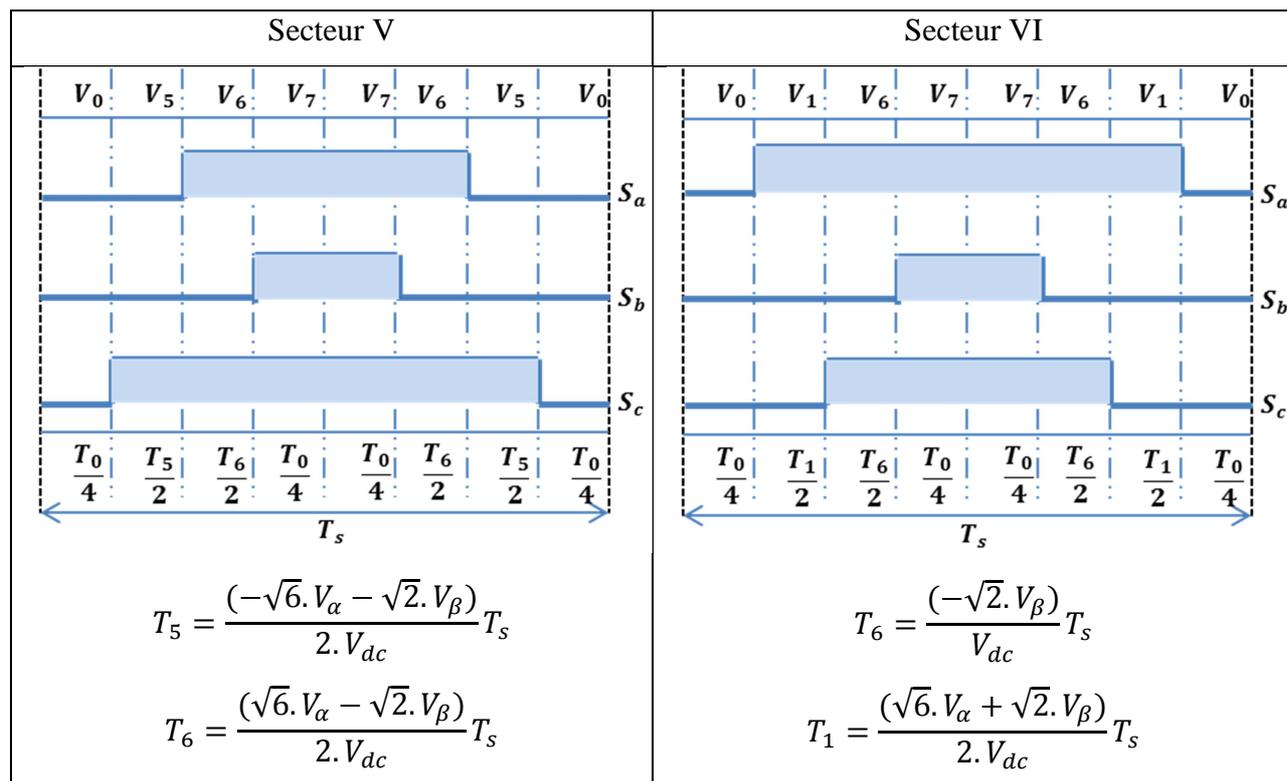


Fig. III.4 : Séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque.

Le tableau ci-dessous donne la séquence des vecteurs appliqués, les impulsions de commande générées et les différentes durées calculées pour chaque secteur [32].

Tableau III.1: Temps d'application des vecteurs adjacents et élaboration des ordres de commande des interrupteurs.

Secteur I	Secteur II
$T_1 = \frac{(\sqrt{6}.V_\alpha - \sqrt{2}.V_\beta)}{2.V_{dc}} T_s$ $T_2 = \frac{(\sqrt{2}.V_\beta)}{V_{dc}} T_s$	$T_2 = \frac{(\sqrt{6}.V_\alpha + \sqrt{2}.V_\beta)}{2.V_{dc}} T_s$ $T_3 = \frac{(-\sqrt{6}.V_\alpha + \sqrt{2}.V_\beta)}{2.V_{dc}} T_s$
Secteur III	Secteur IV
$T_3 = \frac{(\sqrt{2}.V_\beta)}{V_{dc}} T_s$ $T_4 = \frac{(-\sqrt{6}.V_\alpha - \sqrt{2}.V_\beta)}{2.V_{dc}} T_s$	$T_4 = \frac{(-\sqrt{6}.V_\alpha + \sqrt{2}.V_\beta)}{2.V_{dc}} T_s$ $T_5 = \frac{(-\sqrt{2}.V_\beta)}{V_{dc}} T_s$



La durée totale d'application des vecteurs nuls est calculée par la relation suivante [32] :

$$T_0 = T_s - (T_{pair} + T_{impair}) \tag{III.6}$$

Les largeurs des impulsions de commande sont alors exprimées par les relations présentées au tableau suivant [32].

Tableau III.2: Déduction des largeurs des impulsions (S_a, S_b, S_c) en fonction des temps calculés.

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
T_{sa}	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_6 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_6 + \frac{T_0}{2}$
T_{sb}	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_3 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_4 + \frac{T_0}{2}$	$T_4 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
T_{sc}	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_4 + \frac{T_0}{2}$	$T_5 + T_4 + \frac{T_0}{2}$	$T_5 + T_6 + \frac{T_0}{2}$	$T_6 + \frac{T_0}{2}$

Il est à noter que la fréquence de commutation de la SVM est constante et égale à la fréquence d'échantillonnage f_s

III.3 Commande de la génératrice

Les éoliennes à vitesse variable, présentent l'avantage d'imposer leur vitesse à celle du vent et non pas l'inverse. L'imposition d'une vitesse bien déterminée, nécessite la mise en œuvre d'une stratégie de commande de la cascade (GSAP-Redresseur à MLI vectorielle).

III.3.1 Principe et structure de la commande

Le principe de la commande vectorielle avec alimentation en tension et commande en courant permet d'imposer le couple. Or, quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle des courants reste cependant nécessaire [27].

Dans le cas des machines à rotor lisse, la commande la plus fréquemment utilisée consiste à simplifier le contrôle en imposant au courant direct une valeur nulle. Dans ces conditions, la composante en quadrature du courant est une image du couple.

Le couple est contrôlé par la composante en quadrature, i_{q_ref} est donc proportionnel au couple demandé. La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes i_d et i_q du courant statorique en imposant les tensions V_d et V_q qui conviennent. Par conséquent, pour imposer les tensions V_d et V_q , il suffira d'imposer les tensions de référence V_{d_ref} et V_{q_ref} à l'entrée du convertisseur. A l'aide des régulateurs, l'obtention des tensions de référence permet de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence i_{d_ref} et i_{q_ref} . La structure générale de la commande vectorielle des MSAP est schématisée sur la Fig. III.5 [27]:

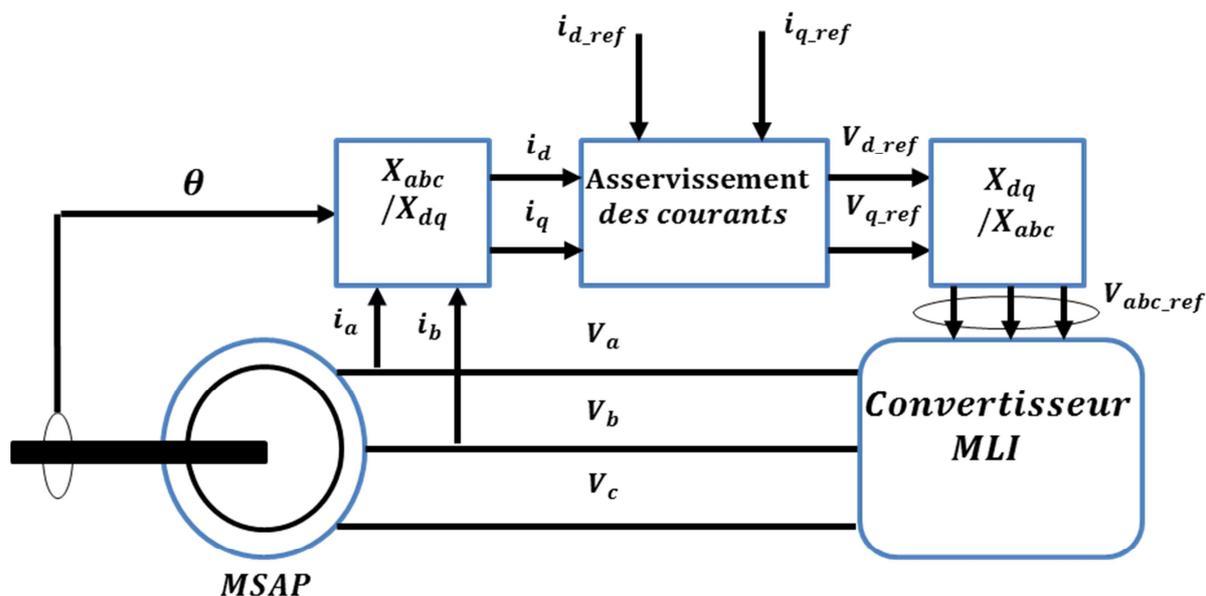


Fig. III.5 : Structure générale de la commande vectorielle de la MSAP.

Dans le schéma bloc de la Fig. III.6, figurent les principaux constituants de la commande vectorielle, à savoir la boucle de régulation de vitesse, les boucles internes des courants i_d et i_q et les transformations directe et inverse.

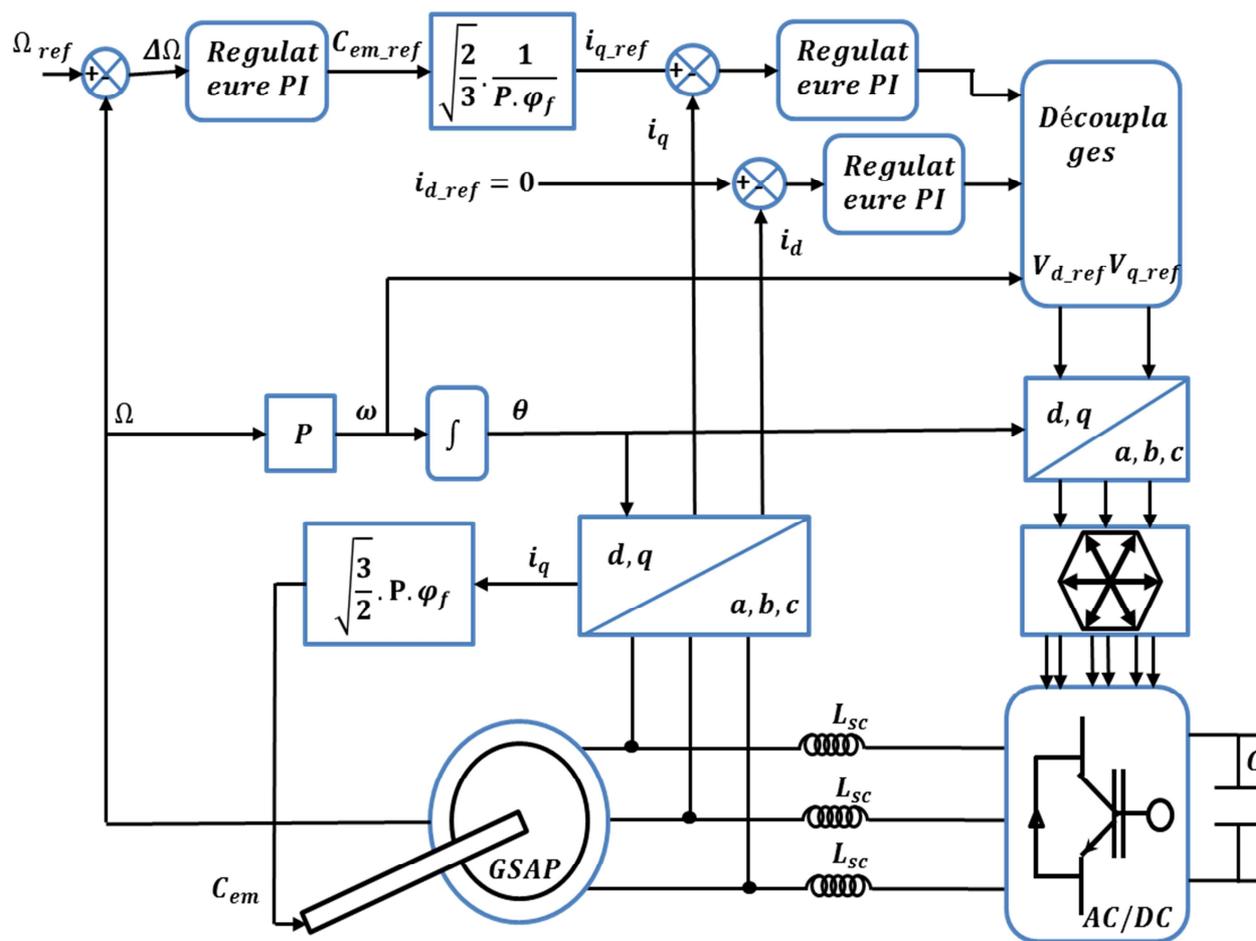


Fig.III.6 : Schéma fonctionnel de la commande.

En se référant au modèle de la MSAP, nous remarquons que le flux rotorique est totalement orienté selon l'axe q (la formule du C_{em} est en fonction du courant i_q seulement), d'où nous pouvons nous abstenir du contrôle vectoriel. Nous nous contenterons d'un seul régulateur assurant la valeur du couple de référence C_{em_ref} voire le courant de référence i_{q_ref} à partir d'une vitesse de référence Ω_{ref} . L'objectif principal de la commande vectorielle de la MSAP est donc de contrôler le couple selon un critère choisi, compte tenu de l'importance, souvent de la minimisation des pertes Joules à couple donné, celles-ci étant proportionnelles au courant efficace, nous amènent à minimiser " $(i_d)^2 + (i_q)^2 = 3(i_{eff})^2$ " à couple voulu, pour cela nous fixons le courant de référence de la composante directe à zéro " $i_{d_ref}=0$ ".

Afin de régler la vitesse du dispositif, nous devons imposer le couple électromagnétique adéquat, pour cela, nous contrôlons l'évolution des courants débités par la machine en insérant des inductances statoriques de couplage L_{sc} afin d'adapter les deux sources de tension "Machine-redresseur à MLI" (Interdiction de relier deux sources de même nature directement, en supposant que la MSAP est une source de tension) et de minimiser les variations brusques des courants.

III.3.2 régulateur de vitesse

Le réglage de la vitesse nécessite l'ajout d'un correcteur (PI par exemple) permettant d'optimiser les performances du système. La dynamique du système est régit par une équation différentielle du premier ordre, caractérisée par une constante de temps seulement :

$$\Delta C = C_m - C_{em} = f \cdot \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.7})$$

$$\Rightarrow \Delta C = f\Omega + J \cdot S \cdot \Omega$$

$$\Rightarrow \frac{\Omega}{\Delta C} = \frac{1}{f + J \cdot S} \quad (\text{III.8})$$

L'insertion du régulateur aboutira au schéma fonctionnel suivant :

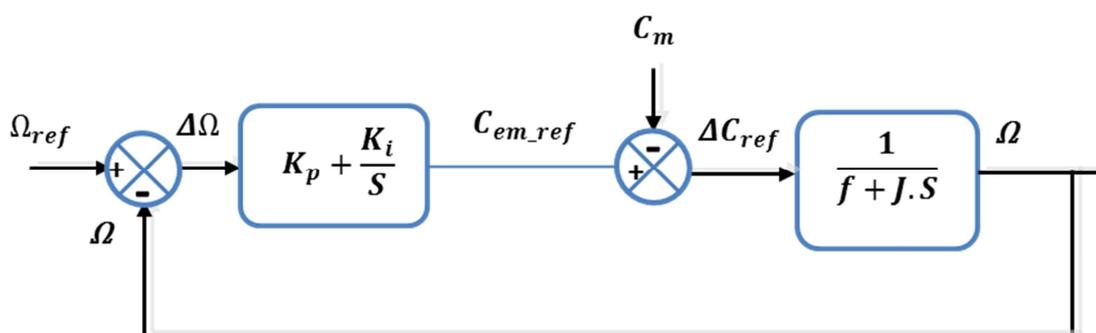


Fig. III.7 : Schéma fonctionnel de la boucle d'asservissement de vitesse.

III.3.3 Commande des courants avec découplage

Ce découplage rend les axes d et q complètement indépendants. Il permet aussi d'écrire les équations de la machine d'une manière simple. En outre, la synthèse des correcteurs est plus aisée et le niveau des performances de la commande est plus élevé [27].

Les équations électriques de la GSAP s'écrivent:

$$\begin{cases} V_d = -R_s \cdot i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + L_q \cdot i_q \cdot \omega_p \cdot \\ V_q = -R_s \cdot i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - L_d \cdot i_d \cdot \omega_p + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

On remarque que les courants i_d et i_q sont couplés. Les termes $L_q \cdot \omega_p \cdot i_q$, $L_d \cdot \omega_p \cdot i_d$ et $(3/2)^{1/2} \varphi_f \cdot \omega_p$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d et q .

Les deux équations de tensions sont montrées par le schéma bloc de la Fig. III.8. Le couplage et l'interaction entre les deux axes sont illustrés.

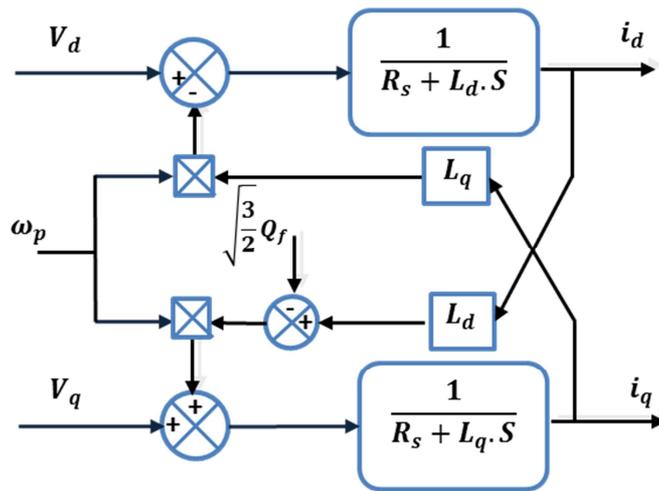


Fig. III.8 : Modèle électrique de la MSAP.

L'effet du couplage du contrôle des courants i_d et i_q peut être remarquablement observé en régime transitoire de la régulation. Les termes de couplage, considérés souvent comme étant des perturbations internes, sont généralement compensés par les régulateurs des courants en régime permanent grâce aux intégrateurs. La réaction des intégrateurs étant souvent lente [27]. Il est alors envisageable de compenser les termes de couplage par une méthode de découplage.

Une solution consiste à ajouter des termes identiques tout en opposant les signes à la sortie des correcteurs des courants de telle sorte que les boucles internes de régulation d'axe d et q soient complètement séparées. Ceci est montré dans la Fig. III.9 (Exemple l'axe d).

Dans le schéma de la Fig. III.9. Il est tout à fait clair que le découplage utilise les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage T_e . Par conséquent, les valeurs de référence des tensions sont affectées par les bruits de mesures des courants.

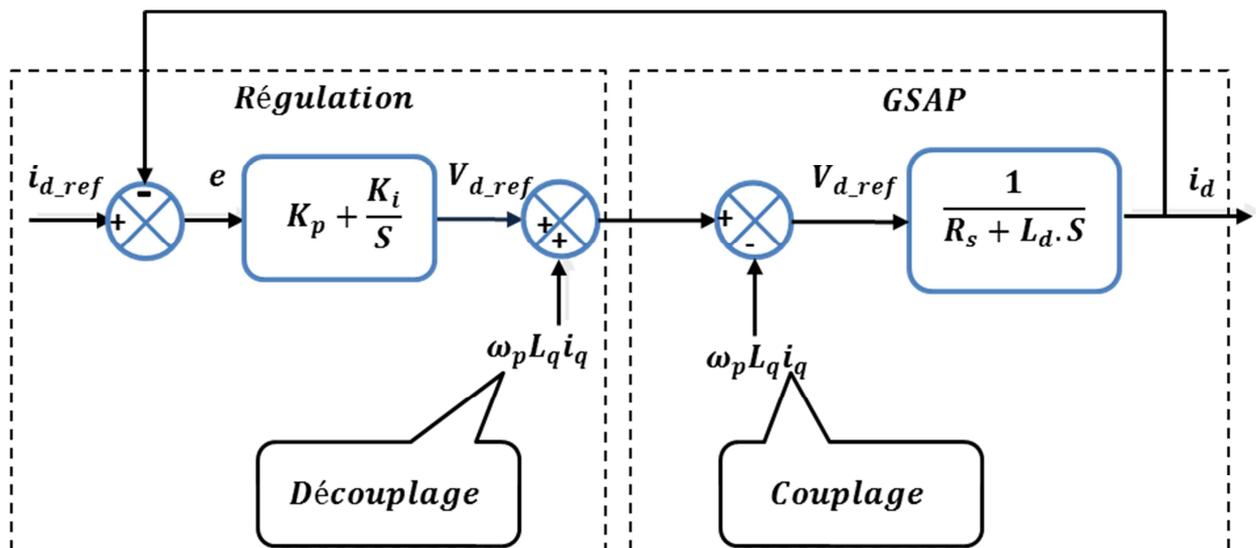


Fig. III.9 : Schéma bloc comportant l'ajout des termes de compensation.

III.3.4 Régulation des courants

Pour chacune des boucles de courants, nous avons adopté classiquement un régulateur de type Proportionnel intégral (PI).

Compte tenu des équations du modèle mathématique de la machine synchrone à aimant permanent présentée par (II.47), leur transformées de Laplace sont données par:

$$\begin{cases} V_d(S) = -R_s \cdot i_d(S) - S \cdot L_d i_d(S) + \omega_p \cdot \varphi_q(S) \\ V_q(S) = -R_s \cdot i_q(S) - S \cdot L_q i_q(S) - \omega_p \cdot \varphi_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \varphi_f \cdot \omega_p \cdot \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Nous rappelons que les termes $e_{dq} = \omega_p \cdot \Phi_{dq}$ sont considérés comme étant des perturbations internes que l'on estime.

Si nous admettons que la commande du convertisseur de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsions à fréquence de commutation élevée, est quasi parfaite tout en supposant nulles les pertes en commutation et en négligeant le retard du convertisseur statique, nous pouvons le modéliser par un simple gain et la commande du système se déduit alors largement du modèle le représentant [27].

La boucle de régulation d'axe d se présente alors sous la forme du schéma donné sur la Fig III.10. On note que la structure de la boucle de courant d'axe d est quasiment identique à celle de l'axe q .

Dans ce qui suit, seule la régulation sur l'axe d sera décrite.

La dynamique de la machine relative à la partie électrique est égale à [27] [34] [35]:

$$G_{sd}(s) = \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot s} \quad (\text{III.11})$$

- τ est la constante de temps électrique donnée par: $\tau = L_d/R_s$.

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné par la Fig. III.10.

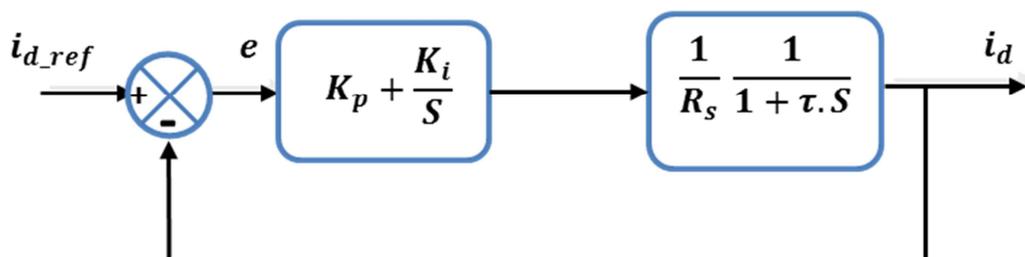


Fig. III.10 : Boucle de régulation de courant

III.3.5 Résultats de simulation et interprétation

En utilisant l'outil MATLAB, on a établi un programme numérique permettant la simulation de l'évolution des caractéristiques du système éolien étudié dont les paramètres sont donnés selon [37]. La puissance nominale $P_{nom}=7.4$ kW, La puissance maximale $P_{max}=10.6$ kW, $R_s=1.36$ Ohm, $L_d=L_q=12.5$ mH, Nombre de paires des pôles $P=6$, Courant nominal $i_{nom}=15$ A, Courant maximal $i_{max}=20$ A.

D'après ces simulations, on peut remarquer la robustesse de la commande vectorielle en termes de découplage et les bons résultats obtenus par la régulation avec le correcteur PI classique.

Les figures, ci-dessous, illustrent les différentes grandeurs mécaniques et électriques de la GSAP lors de sa commande en vitesse.

Nous avons appliqué une vitesse de référence de (42 rad/s à $t=0$ s) et une autre de (44 rad/s à $t= 2.5$ s). La vitesse de la machine suit sa référence à partir de la première valeur de 42 rad/s, et une autre de 44 rad/s (Fig. III.11-a).

La Fig. III.11-c présente le couple éolien et électromagnétique qui correspond à la vitesse de rotation. Le couple électromagnétique (Valeur absolue) change de valeur de 143 N.m à 103 N.m, selon le couple mécanique éolienne.

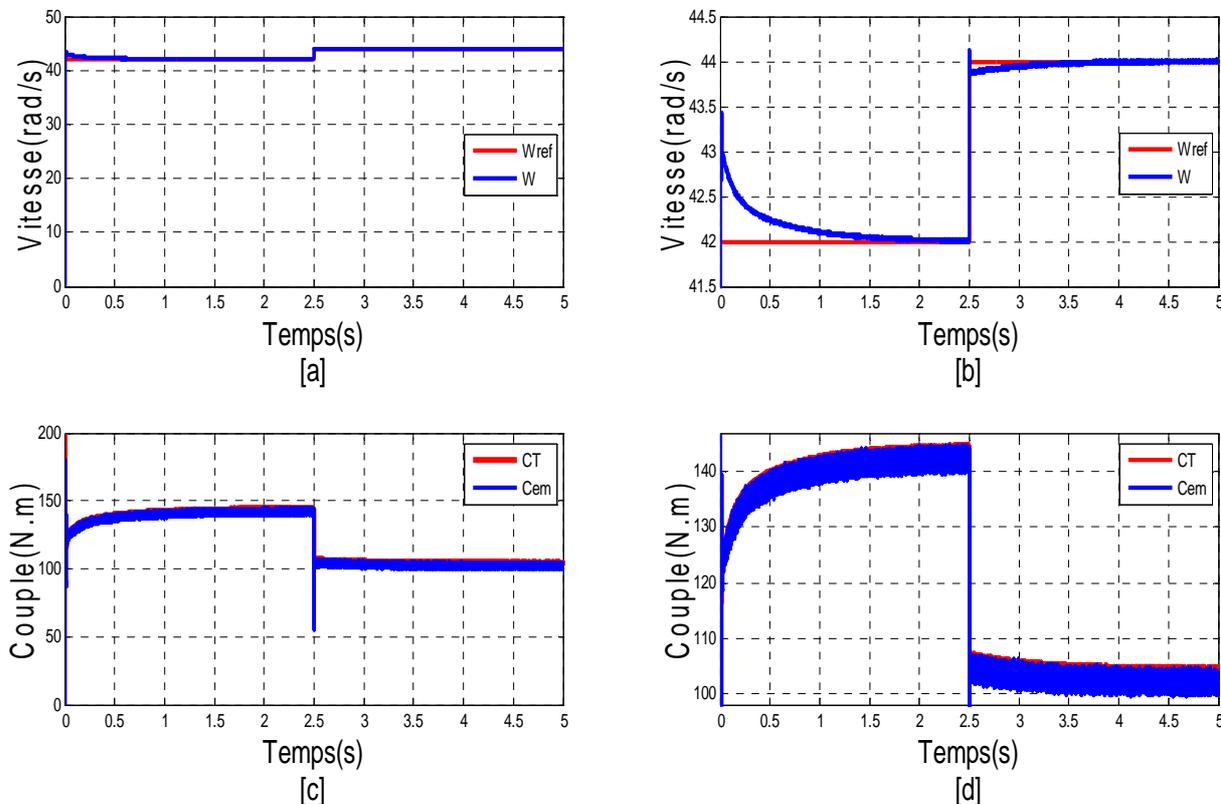


Fig. III.11 : a : Vitesse de référence et vitesse mécanique, b : Zoom des Vitesses, c : Allure du couple éolien et du couple électromagnétique, d : Zoom des couples

Le couple électromagnétique diminue jusqu'à ce qu'il atteigne une valeur inférieure au couple mécanique d'éolienne afin que l'accélération soit positive, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle soit égale à la référence. La Fig. III.11-d montre que l'écart ($C_{em} - C_T$) reste constant pendant que l'écart ($\Omega_{ref} - \Omega$) est nul ($C_{em} - C_T = f \cdot \Omega = f \cdot \Omega_{ref} = Cte / J \cdot (d\Omega / dt) = 0$)

La puissance active débitée par le stator possède la même allure que le couple électromagnétique. A partir de la valeur de 5400 W elle croît progressivement vers 6100 W. La puissance réactive est nulle puisque la machine fonctionne à coefficient de puissance unitaire.

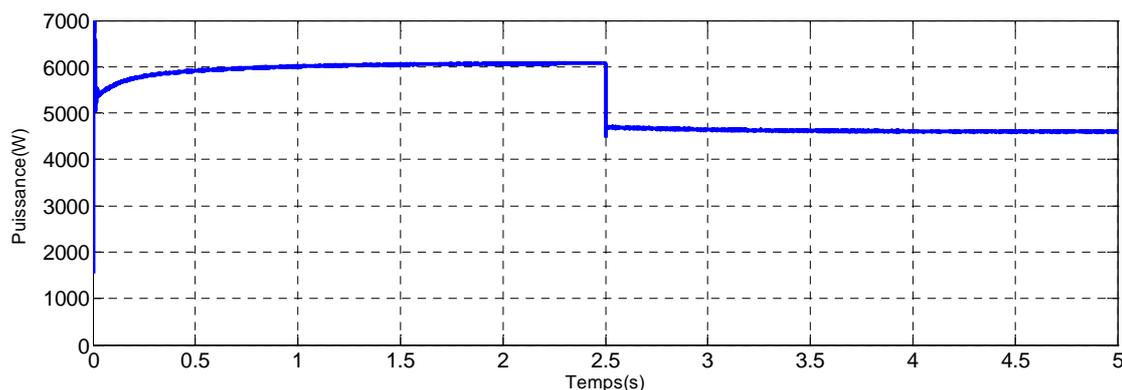


Fig. III.12 : Puissance active débitée

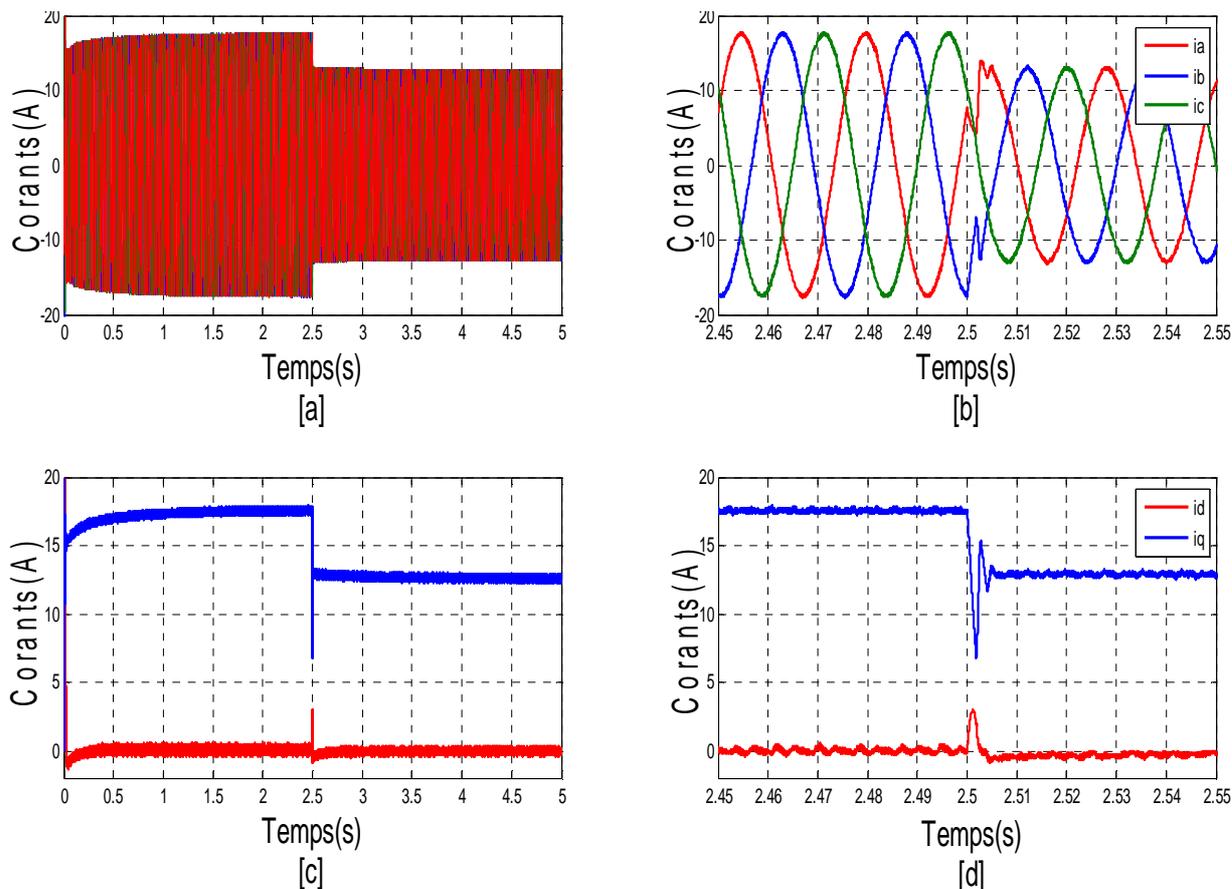


Fig. III. 13 : a : Allure des courants dans la machine i_a, i_b, i_c , b : Zoom des i_a, i_b, i_c , c : Allure des courants dans la machine i_d, i_q , d : Zoom des i_d, i_q .

L'allure du courant i_q est de même forme que celle du couple C_{em} ; la GSAP modélisée dans le repère d, q est naturellement découplée et analogue à une machine à courant continu, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant i_q (Fig. III.13-d). $C_{em}=K. i_q$, et : $K=Cte$

III.4 Architectures de puissance et gestion d'énergie

Nous avons vu qu'il est indispensable de réguler la puissance éolienne et que les courbes caractéristiques des voilures éoliennes ne sont pas linéaires [10], En ce qui concerne la puissance éolienne (section (II) de la Figure I.15), elle résulte de la vitesse de rotation de l'arbre mécanique de l'éolienne et de la vitesse du vent (donc de la vitesse réduite) et de la caractéristique $C_p(\lambda, \beta)$. Elle peut être optimisée dans le but de maximiser l'énergie captée par l'éolienne. La Fig. III.14 donne l'image de la famille des courbes de la puissance éolienne en fonction de la vitesse de rotation pour différentes vitesses du vent ainsi que la courbe optimale qui relie leurs sommets selon une fonction cubique de la vitesse (Equation. II.17). En suivant cette courbe continuellement, la puissance éolienne recueillie sera toujours maximale. De nombreuses études ont montré l'intérêt de la vitesse variable en éolien sur le plan énergétique, y compris dans le petit éolien où le surcoût entraîné par la vitesse variable (du fait de l'électronique de puissance et de réglage supplémentaire) est compensé par le surplus de production.

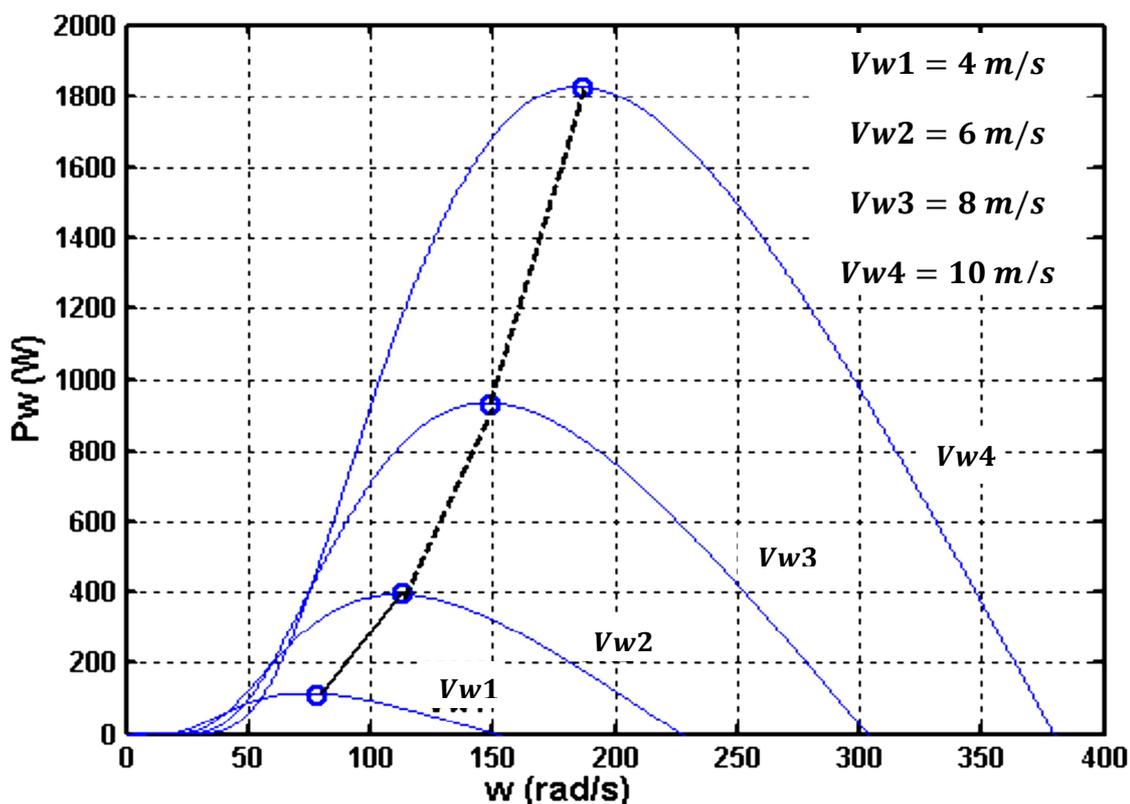


Fig. III.14 : Puissance éolienne en fonction de la vitesse Ω pour différentes vitesses du vent [36]

La valeur de P peut aussi être petite où au contraire grande. A partir de ce jugement, la valeur de la consigne de vitesse est augmentée, ou diminuée, dans le sens qui permet d'augmenter la puissance [36].

Dans le cas d'un changement de la vitesse du vent, la recherche du point de puissance maximale s'effectue de la manière présentée sur la Fig. III.15 on constate que le même type de règles s'applique [36].

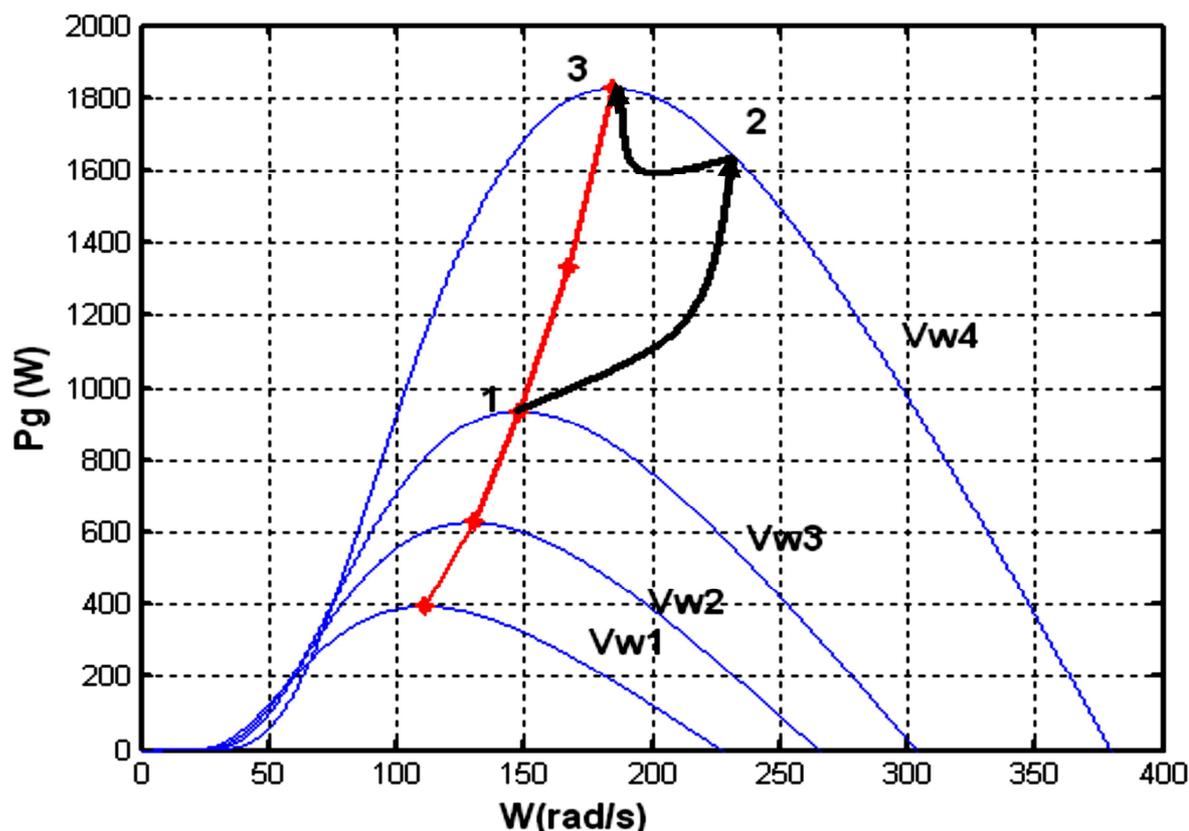


Fig. III.15 : Principe de fonctionnement du MPPT à vitesse variable du vent [36]

III.4.1 Technique de la maximisation de la puissance produite

Les sommets de cette courbe sont équivalents à la puissance maximale « extractible » donc au point optimal. Il est caractérisé par la vitesse réduite optimale λ_{opt} et le coefficient de puissance maximal C_{p_max} (Fig. II.4). La valeur de la vitesse de rotation d'après l'équation II.15 est égale à :

$$\Omega_T = \frac{\lambda \cdot V}{R_T} \quad (\text{III.12})$$

Dans cette partie on cherche à maintenir la vitesse spécifique à son optimum notée λ_{opt} . Une boucle de vitesse est alors mise en œuvre et sa vitesse de référence Ω_{ref} est déduite de la relation :

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R_T} \quad (\text{III.13})$$

Cette boucle est munie d'un régulateur de vitesse afin de l'asservir à chaque fois à sa valeur de référence et d'atténuer l'action du couple éolien qui constitue une entrée perturbatrice.

Plusieurs correcteurs de vitesse peuvent être envisagés dans ce but, mais nous nous sommes intéressés ici par un correcteur proportionnel intégral PI comme il est présenté dans la Fig. III.7.

III.4.2 Optimisation électronique de la conversion énergétique

En partant de la boucle de la vitesse présentée dans la Fig. III.7, on note que la machine synchrone n'agira dans le système que sous forme d'un couple d'inertie et d'un couple de frottement et ne présente pas une dynamique propre. Or, la GSAP comme toutes les machines électriques à besoin d'un temps de réponse suffisant pour que son système de commande électronique peut la ramener à la vitesse demandée par l'éolienne. Pour cette raison, on doit présenter la boucle de commande avec une manière différente pour montrer la boucle de commande à travers l'alimentation (Fig.III.16).

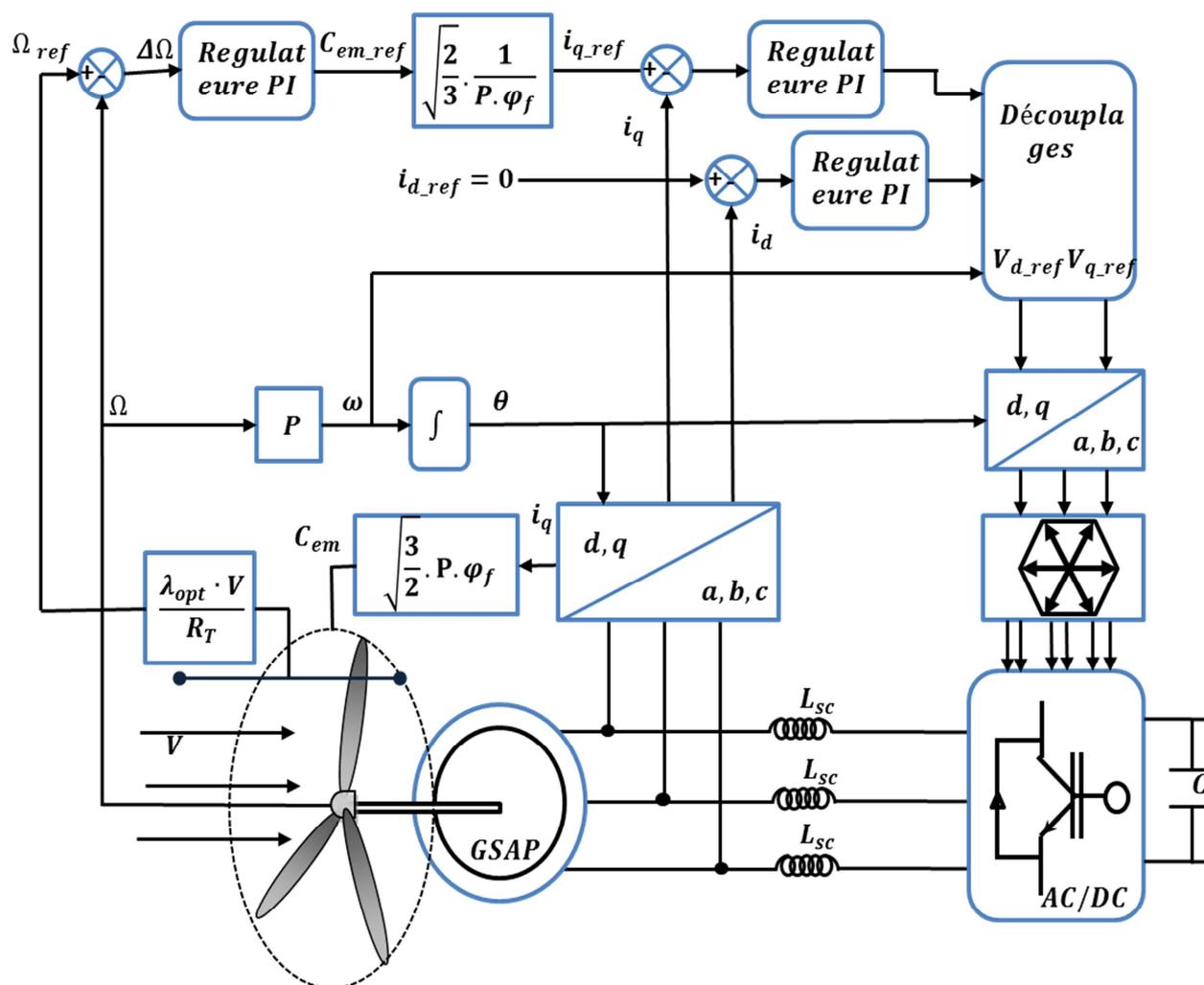


Fig. III.16 : Représentation schématique de la commande de Vitesse de la MSAP d'un système éolien.

III.4.3 Résultats de simulation et interprétation

On a appliqué un profil de vent aléatoire plus proche de l'évolution du vent réel qui on a filtré pour l'adapter à la dynamique lente du système étudié. L'objectif c'est de voir le degré de

poursuite du point à maximum de puissance et l'efficacité du réglage de vitesse assuré par le PI classique. La Fig. III.17 présente le profil de vent filtré et appliqué au système dans ce cas.

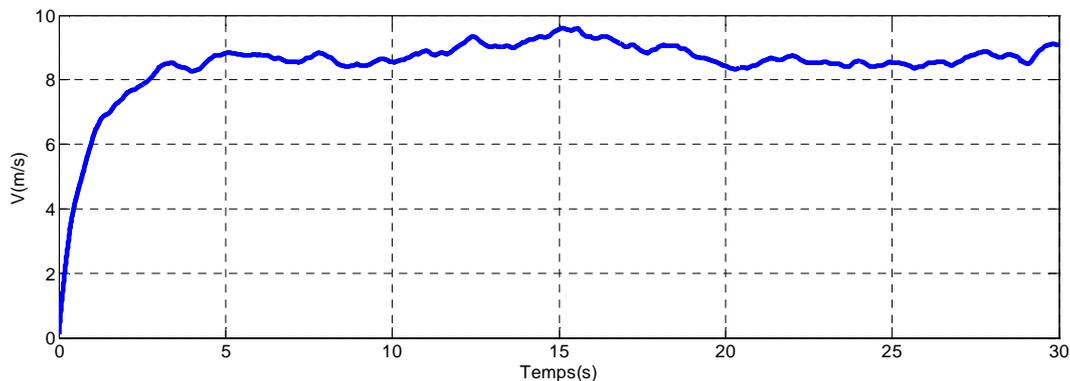


Fig. III.17 : Profil de vent aléatoire appliqué à la turbine éolienne.

D'après ces simulations, on peut remarquer la robustesse de la commande. Et les bons résultats obtenus par la régulation avec le correcteur PI classique. Avec l'éolienne, on extrait la puissance maximale possible de la puissance portée par le vent.

- La vitesse de la GSAP est l'image du vent entraînant l'éolienne, elle suit convenablement sa référence ou (Vitesse de optimale) comme le montre la Fig. III.18-a;
- La Fig. III.18-b présente le suivi de la puissance éolienne capturée à sa référence optimale et possède la même allure que le profil de vent appliqué, cette allure est conforme aussi à celle du couple éolien du côté de la GSAP ;

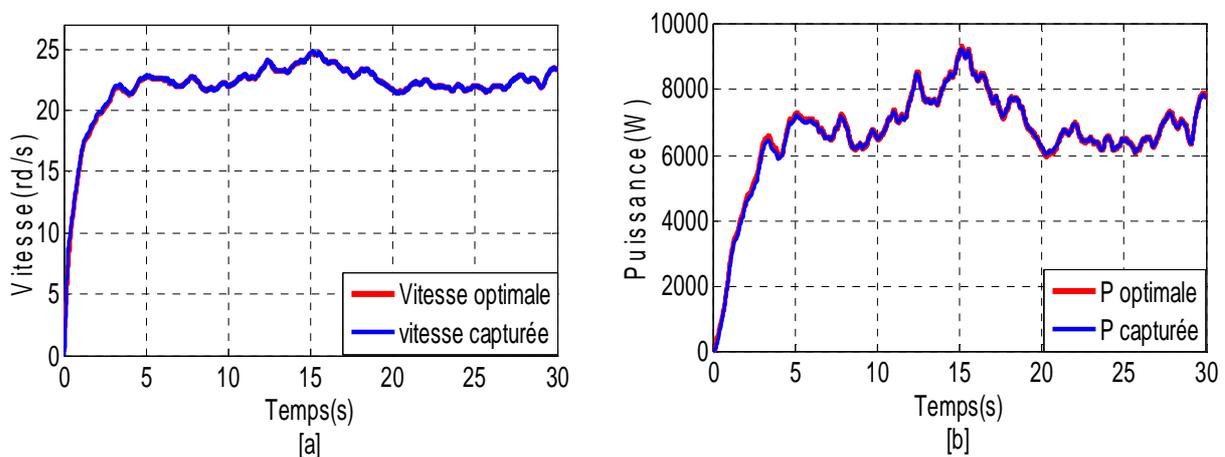


Fig. III.18 : a: Vitesse de la GSAP optimale ou (référence), la vitesse capturée, b: Puissance maximale et puissance capturée.

- La vitesse spécifique λ ne change pas beaucoup de valeurs, il reste pratiquement égale à leur valeur de référence optimale 9 (Fig. III.19-a-b);
- Et aussi le coefficient de puissance C_p ne change pas beaucoup de valeur, il reste pratiquement égale à leur valeur de référence maximale 0.4999 (Fig. III.19-c-d);

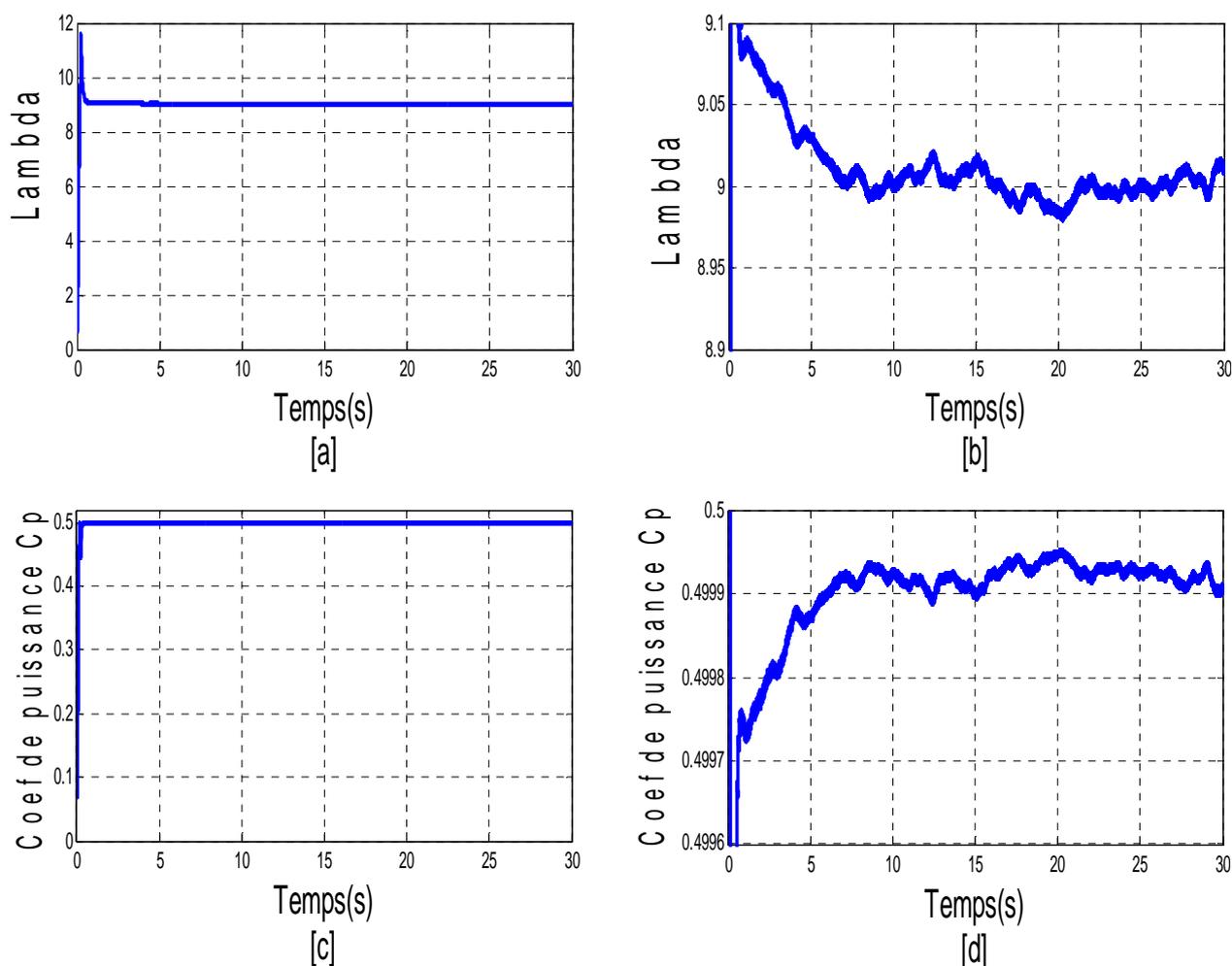


Fig.III.19 : a: Vitesse spécifique λ , b: Zoom de λ , c: Coefficient de puissance C_p , d: Zoom de C_p

- Le couple électromagnétique (Valeur absolue) tend à suivre le couple éolien, afin que, la vitesse de rotation et égale à celle optimale, c'est ce qui apparait clairement dans la Fig. III.20-a
- L'allure du courant i_q est de même forme que celle du couple C_{em} , et $i_d \approx 0$. Donc le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant i_q comme présenté dans la Fig. III.20-b.

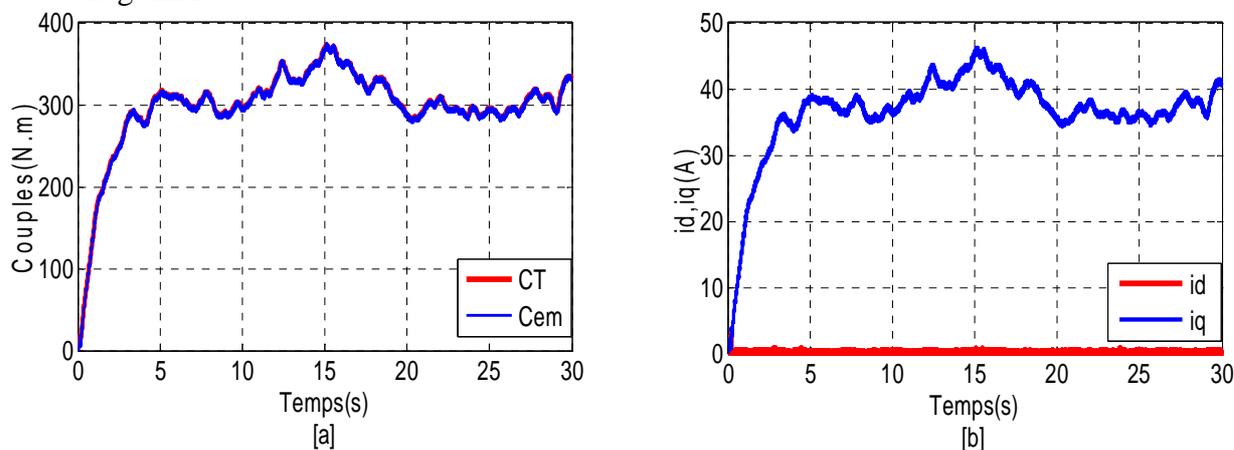


Fig. III.20 : a: Couple éolien et C_{em} , b: Allure des courants dans la machine i_d, i_q

III.5 Conditions de commandabilité du côté (génératrice - convertisseur MLII)

III.5.1 Limites de fonctionnement du convertisseur MLII

L'obtention de rendement maximal de l'aérogénérateur étudié est conditionnée par le pouvoir de fournir le courant nominal propre à chaque charge. Néanmoins, le convertisseur côté machine obéit à certaines limites dues aux points suivants [11]:

- 1- limite maximale de courant: Cette limite dépend du courant nominal de la génératrice, et le courant admissible du convertisseur côté machine.
- 2- limite maximale de tension: Les courants direct et en quadrature demandés nécessitent une certaine tension d'armature [11]. Les limites des composantes directes et en quadratures du courant peuvent être donc exprimé en fonction de la tension maximale admissible du convertisseur côté machine. La tension maximale du convertisseur V_{lim} dépend de la tension du bus continu V_{dc} et l'index de modulation.

En négligeant la résistance statorique, les limites des composantes directes et en quadratures peuvent être données par l'expression suivante [11]:

$$i_q^2 = \left(\frac{E}{X_s} - i_d \right)^2 = \left(\frac{V_{lim}}{X_s} \right)^2 \quad (III.14)$$

- E : la force électromotrice de la génératrice.
- X_s : la réactance de la génératrice.

III.5.2 Compatibilité de la structure proposée vis-à-vis de la tension du bus continu, limites de fonctionnement

La tension de bus continu doit respecter certaines conditions selon la capacité des convertisseurs utilisés pour assurer le pilotage de la génératrice à vitesse maximale en fonction de la plage de vent exploitable d'une part, et aboutir le maximum de puissance transmise au réseau de l'autre part [10] [23]. Dans ce paragraphe, différentes limitations sont étudiés pour déterminer les conditions de commandabilité des convertisseurs MLI.

➤ Limites de fonctionnement du côté (génératrice - convertisseur MLII)

Le redresseur MLII étant de nature survolteur, son bus continu doit être de tension suffisamment haute pour assurer le pilotage de la génératrice à vitesse (FEM) maximale. L'association machine synchrone – redresseur MLI à six interrupteurs – batterie, doit satisfaire un niveau de tension du bus continu suffisamment élevé pour que la commande de la machine puisse être réalisée. Dans le cas des fortes valeurs de la vitesse du vent, la tension aux bornes de la génératrice devient élevée selon la vitesse de rotation comme l'indique l'équation (III.15).

$$E_{ab}^{max} = \sqrt{3} \cdot P \cdot \Omega \cdot \varphi_f \quad (III.15)$$

La condition de commandabilité du redresseur définie par la relation (III.16), impose le minimum de la tension du côté du bus continu en fonction de la tension composée maximale aux bornes de la machine.

$$V_{dc} \geq E_{ab}^{max} \quad (III.16)$$

$$\text{Alors : } V_{dc} \geq \sqrt{3} \cdot P \cdot \Omega \cdot \varphi_f \quad (III.17)$$

En supposant que le système travaille au point optimal, alors la vitesse optimale de rotation en fonction de la vitesse du vent est définie par l'équation (III.13). La tension minimale du bus continu peut, ainsi déterminée en fonction de la vitesse du vent :

$$V_{dc} \geq \sqrt{3} \cdot P \cdot \varphi_f \cdot \frac{\lambda_{opt}}{R_T} \cdot V \quad (III.18)$$

Cette tension qui fait l'hypothèse d'un fonctionnement à l'optimum ($\lambda = \lambda_{opt}$), doit être dimensionnée au-delà de cette valeur calculée pour avoir une marge de manœuvre dans le cas de dépassements temporaires de la vitesse du vent, et pour tenir compte des chutes de tension dans les interrupteurs du convertisseur.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent pilotée à l'aide de convertisseur électronique à commande MLI vectorielle (machine- convertisseur MLI vectorielle). Ce convertisseur joue le rôle d'un redresseur à transistors à commutation forcée. Cette combinaison électrique nous a permis d'exécuter la stratégie de commande conçue à ce système éolien étudié qui était l'extraction du maximum de puissance appelée "MPPT" à l'aide d'un asservissement de vitesse réglée par un correcteur PI. L'analyse des résultats obtenus dans ce chapitre montre clairement un degré d'efficacité acceptable de la régulation choisie qui fait ramener le système à son point optimal après une variation de la vitesse du vent.

Mais dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système, il faut réfléchir à d'autres algorithmes de commande plus avancés comme la commande par la logique floue, qui sera l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE IV

MPPT Floue de l'Aérogénérateur Synchrone à Aimant Permanent et Couplage au Réseau

IV.1 Introduction

IV.2 Historique

IV.3 Domaines d'application

IV.4 Notions de base de la logique floue

IV.4.1 Principe de base de la logique floue

IV.4.2 Univers de discours

IV.4.3 Fonction d'appartenance

IV.4.4 Variable linguistique

IV.4.5 Opérateurs de la logique floue

IV.4.6 Règles d'inférence floue

IV.5 Structure d'un système de commande floue

IV.5.1 Interface de fuzzification

IV.5.2 Base de connaissance

IV.5.3 Inférence floue

IV.5.4 Interface de défuzzification

IV.6 Commande floue de la vitesse d'une Génératrice Synchrone à Aimant Permanent

IV.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

IV.6.2 Réglage de vitesse de la GSAP par un contrôleur flou

IV.6.3 Résultats de simulation

IV.7 Injection de la puissance exploitée au réseau

IV.7.1 Régulation de la tension du bus continu

IV.7.2 Injection de la puissance au réseau

IV.7.3 Résultats de simulation et interprétation

IV.8 Conclusion

IV.1 Introduction

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base de la logique floue.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base [38-42]. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou [43], et son application au réglage de vitesse de la MSAP. Des résultats de simulation seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur PI classique et PI flou sera effectuée pour montrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MSAP.

Et enfin l'injection de la puissance exploitée au réseau via un onduleur de tension triphasé [44], en régulant la tension du bus continu. Et aussi les résultats de simulation.

IV.2 Historique

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens ont introduit la troisième valeur $\frac{1}{2}$ dans le système logique bivalent $\{0, 1\}$. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs [39].

Depuis les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance (*Membership function*) [39].

Il a fallu attendre 1965, pour que le concept des sous-ensembles flous soit proposé par Lotfi Zadeh, automaticien de réputation internationale, qui a contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. Il publia un article intitulé (*Fuzzy sets*) ou (*Ensembles flous*). En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [40].

Freinée par la réticence à appréhender un nouveau concept et par des difficultés de réalisation pratique, la logique floue ne débouche réellement qu'en 1990 avec l'apparition de produits et de systèmes utilisant cette technique. Et en 1995 grâce à Jang, l'application de la logique floue s'élargit aux systèmes à réseaux de neurones et à l'intelligence artificielle. Aujourd'hui, la

logique floue est arrivée à maturité et utilisée dans de nombreuses applications industrielles et gestionnaires. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement [42].

Depuis, la logique floue connaît au Japon un véritable essor dû au fait que les sociétés japonaises ont vite compris ses avantages, à la fois techniques et commerciaux:

- ✓ Facilité d'implantation ;
- ✓ Solutions de problèmes multi variables complexes ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des incertitudes ;
- ✓ Possibilité d'intégration du savoir-faire de l'expert.

IV.3 Domaines d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications, on peut citer [39] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;
- Systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;
- Produits de consommation courante.

IV.4 Notions de base de la logique floue

Cette section n'a pas pour but de donner un état des lieux complet de la logique floue, mais uniquement fourni les quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

IV.4.1 Principe de base de la logique floue

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le *degré d'appartenance* d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins

appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle $[0,1]$.

Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont *nets*, tandis que pour les ensembles flous les contours sont *graduels*, ou encore *flous* comme l'illustre la Fig. IV.1 [40].

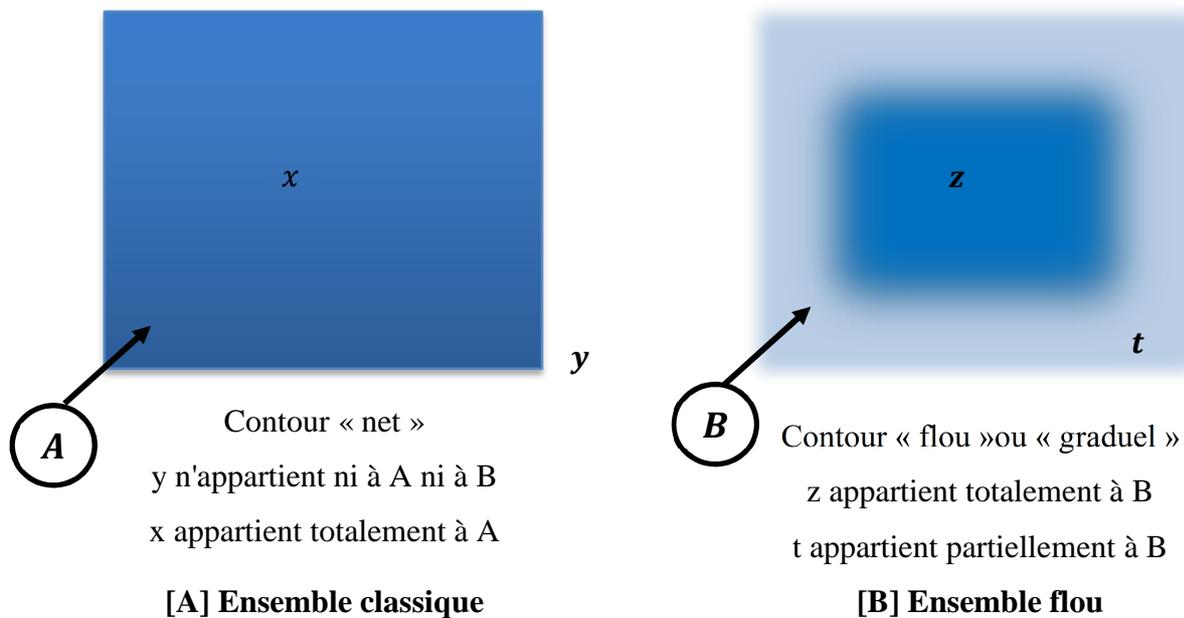


Fig. IV.1 : Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

A ce titre, on associe aux ensembles classiques la logique binaire dite encore booléenne, et aux ensembles flous la logique floue. Ces deux logiques ne s'opposent pas, au contraire il apparaît comme nous le verrons plus loin, que la logique floue est une extension de la logique binaire pour laquelle les niveaux de vérité (degrés d'appartenance que l'on note μ), au lieu d'être vrai ou faux peuvent prendre des valeurs comprise entre 0 et 1.

Afin de mieux saisir la différence qui existe entre les deux logiques et de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, présentons un exemple simple.

Un patient atteint d'hépatite présente généralement les symptômes suivants :

- Le patient a une forte fièvre,
- Sa peau présente une coloration jaune,
- Il a des nausées.

Comment modéliser l'état : "a une forte fièvre" ?

- Représentation booléenne

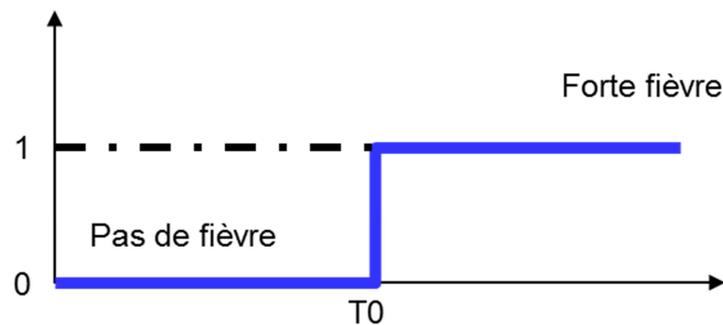


Fig. IV.2 : Représentation des variables booléenne classique.

- La variable booléenne ci-dessus tente de représenter cet état.
- En deçà de la température T_0 , le patient n'a pas de température.
- Au-delà, il doit consulter !

Donc comment quantifier T_0 lorsque le phénomène est complexe?

La notion de fièvre est typiquement une notion floue difficilement modélisable avec l'algèbre booléenne classique.

➤ La variable "à une forte fièvre" manipulée par la logique floue serait la suivante :

La transition entre les valeurs faux (codée 0) et vrai (codée 1) est maintenant **progressive**.

Comme la figure suivante :

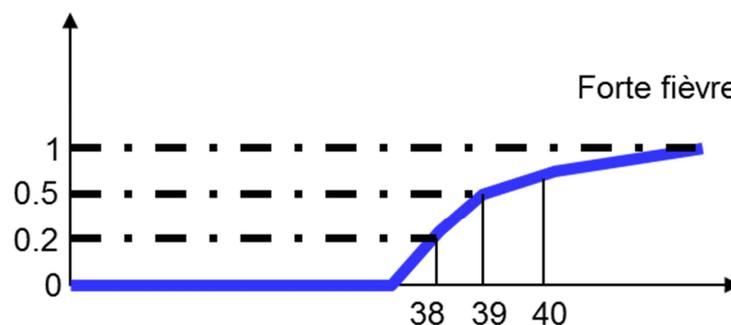


Fig. IV.3 : Représentation des variables floues.

- La fonction représentée doit être considérée comme un **degré d'appartenance** μ à l'état décrit ou comme une **probabilité d'appartenir à l'ensemble** considéré.
- Ainsi, un patient présentant une température de 38 n'a qu'un faible degré d'appartenance 20 % (0,2) à l'état "a une forte fièvre" alors que celui qui atteint 40 présente un fort degré d'appartenance (80 %) à ce même état.
- On voit qu'il est maintenant beaucoup plus aisé de fixer la température de basculement (progressif) d'état. A 39, on n'appartient qu'à 50 % à l'état "a une forte fièvre".

Si l'on reprend l'exemple du diagnostic médical, pour un patient dont la température aurait été juste inférieure à la température de transition (38,9 et 39 °C), on aurait exclu l'hépatite alors

qu'avec la logique floue, on l'aurait envisagée avec une probabilité moyenne, mais non nulle de 50 % !

Ce type de la Fig. IV.3 est appelé *fonction d'appartenance*, elle illustre la gradualité introduite par la logique floue.

La fonction d'appartenance est désignée par $\mu_A(x)$. L'argument x se rapporte à la variable linguistique, tandis que l'indice A indique l'ensemble concerné.

$\mu_A(x)$, associée à l'ensemble A représentant la forte fièvre. Si $\mu_A(x)$ est égal à '1' alors il est sûr et certain que x est dans A , $\mu_A(x)$ est égal à '0' implique que sûr et certain x n'appartient pas à A , $\mu_A(x)$ est strictement entre 0 et 1 implique que x appartient à A avec un degré de vérité égal à $\mu_A(x)$. A est donc l'ensemble flou associé à la valeur linguistique forte fièvre. A sera noté par [38]

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \text{ et } x \in X\} \quad (\text{IV.1})$$

Si X est discret, A est noté par:

$$A = \sum_x \mu_A(x)/x \quad (\text{IV.2})$$

Si X est continu, A est noté par:

$$A = \int \mu_A(x)/x \quad (\text{IV.3})$$

Où $\mu_A(x)$ est la fonction d'appartenance à A et X est l'ensemble de toutes les valeurs possibles de x (l'univers de discours de x).

IV.4.2 Univers de discours

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x [43].

IV.4.3 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par (x) . L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné [40]. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la Fig. IV.4.a, b;

- Triangulaires (Fig. IV.4.c) ;
- Trapézoïdales (Fig. IV.4.d) ;
- En forme de cloche (Gaussiennes), comme le montre la Fig. IV.4.e.

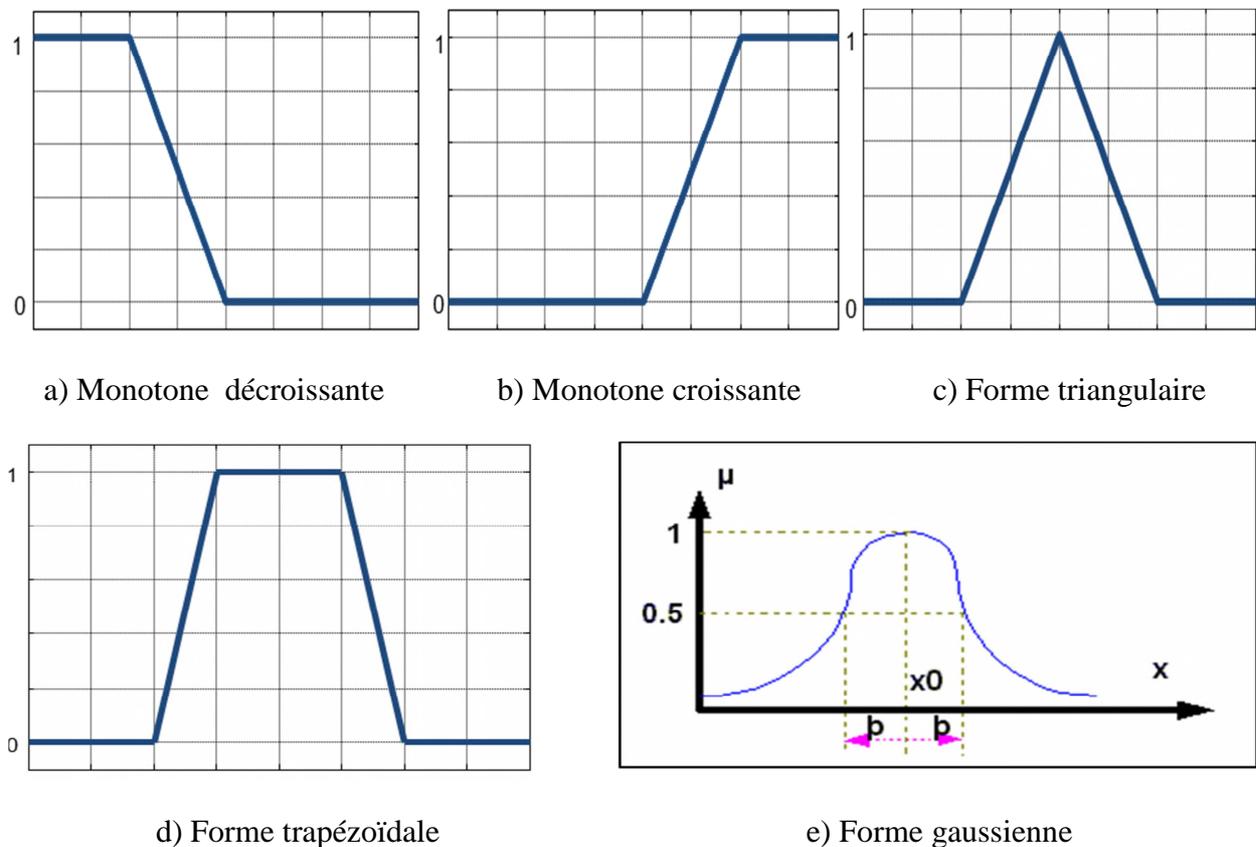


Fig. IV.4 : Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

IV.4.4 Variable linguistique

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc" [40]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue.

On peut représenter une variable linguistique par un triplet (x, U, T_x) , tels que : x est une variable numérique (Vitesse, Taille, Température) définie sur un univers de référence U et T_x est un ensemble de catégories floues de U , qui sont utilisées pour caractériser x à l'aide de fonctions d'appartenance. Considérons la vitesse de rotation d'une machine électrique comme une variable

linguistique définie sur un univers de discours $UD = [0,100]$ rd/s, et son ensemble de catégories floues $T_{Vitesse} = (\text{Lente}, \text{Rapide}, \text{Moyenne})$ [40].

Ces trois ensembles flous de $T_{Vitesse}$ peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la fig. IV.5.

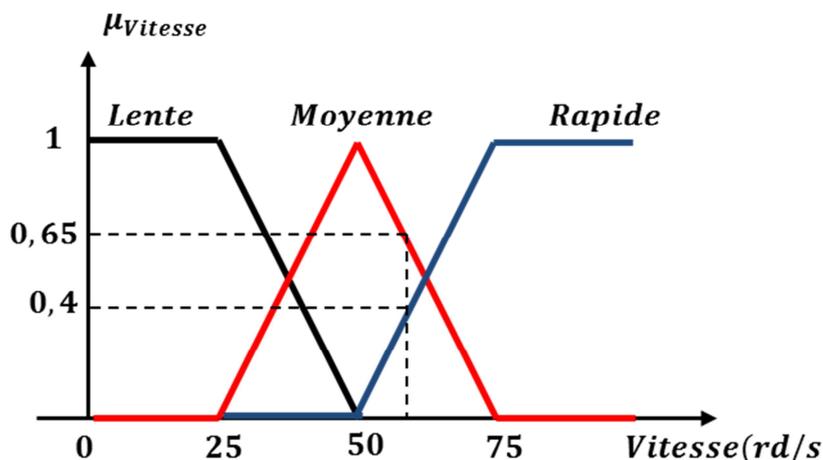


Fig. IV.5 : Représentation graphique des ensembles flous d'une variable linguistique.

IV.4.4.1 Propriétés des ensembles flous

IV.4.4.1.1 Égalité:

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X:

$$\forall x \in X, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (IV.4)$$

IV.4.4.1.2 Inclusion:

Un ensemble flou A est inclus dans un ensemble flou B si toutes ses valeurs de fonction d'appartenance sont inférieures à celles de B sur tout le domaine X.

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (IV.5)$$

IV.4.4.1.3 Support:

Le support est défini comme l'ensemble des valeurs du domaine X pour lesquelles la fonction d'appartenance n'est pas nulle.

$$Supp(A) = \{x \in X \Rightarrow \mu_A(x) \neq 0\} \quad (IV.6)$$

IV.4.4.1.4 Hauteur :

La hauteur d'un ensemble flou A est la valeur max de la fonction d'appartenance sur le domaine X. Un ensemble flou A est dit *normal* si $h(A) = 1$.

$$h(A) = \max_{x \in X} \mu_A(x) \quad (IV.7)$$

IV.4.4.1.5 Noyau :

Le noyau d'un ensemble flou A est l'ensemble qui contient tous les éléments qui appartiennent sûr et certain à A (leurs degrés d'appartenance sont égaux à 1)

$$Kern(A) = \{x \in X \Rightarrow \mu_A(x) = 1\} \tag{IV.8}$$

IV.4.4.1.6 Cardinal :

Le cardinal d'un ensemble flou A est la somme des fonctions d'appartenance (cf. ensemble classique).

$$|A| = card(A) = \sum_{x \in X} \mu_A(x) \tag{IV.9}$$

IV.4.4.1.7 Partition floue :

Soit N ensembles flous A_j du référentiel X. $(A_1, A_2, \dots, A_j, \dots, A_N)$ est dite une partition floue si

$$\forall x \in X \sum_{j=1}^N \mu_{A_j}(x) = 1, \text{ avec } A_j \neq \phi \text{ et } A_j \neq X \forall 1 \leq j \leq N \tag{IV.10}$$

La Fig. IV.6 illustre un exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous.

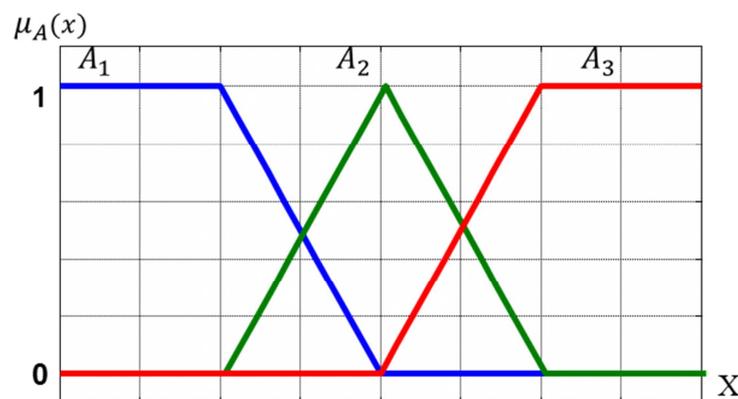


Fig. IV.6 : Exemple d'une partition floue formée de trois ensembles flous

IV.4.5 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [39]. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites par les opérateurs " *ET*, *OU*, *NON* et *ALORS*" respectivement. Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ respectivement.

IV.4.5.1 Opérateur ET (Intersection floue)

Le sous-ensemble flou, correspondant à l'intersection des sous-ensembles A et B est défini par les éléments x de l'univers de discours UD qui appartiennent à A et à B.

Dans la logique floue, l'opérateur *ET* peut être exprimé par

$$\mu_{A \cap B} = \min\{\mu_A(x), \mu_B(y)\} \quad \forall x \in UD \tag{IV.11}$$

$$\text{Ou bien } \mu_{A \cap B} = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \quad \forall x \in UD \quad (IV.12)$$

On parle alors d'opérateur minimum.

Cette opération est représentée à la Fig. IV.7 Comme on le voit, il est possible que la fonction d'appartenance résultante $\mu_{A \cap B}(x)$ n'atteigne pas la valeur 1.

On peut facilement vérifier que l'opérateur minimum est commutatif, c'est à dire qu'il est possible d'invertir $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ sans que le résultat change.

Cet opérateur peut être appliqué à plus de deux ensembles. Dans ce cas s'applique le théorème d'associativité.

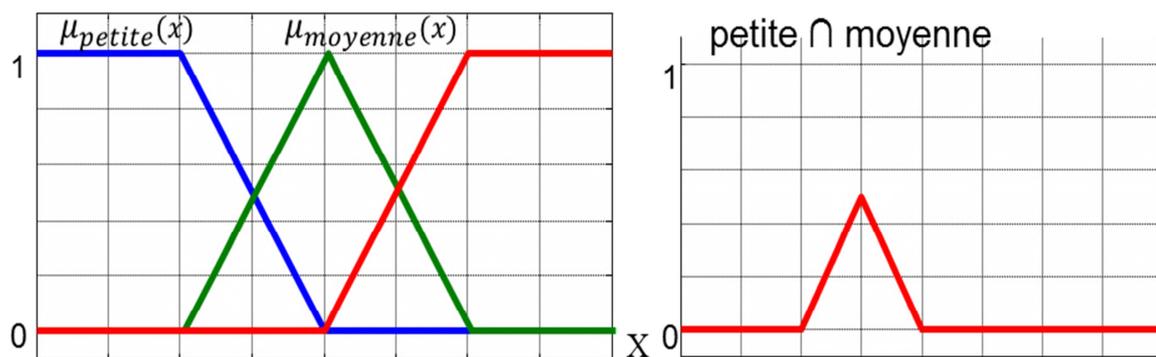


Fig. IV.7 : Opérateur ET

A noter qu'il s'agit de l'opérateur ET, appelée aussi " intersection".

IV.4.5.2 Opérateur OU (Union floue)

Le sous-ensemble flou correspondant à l'union des sous-ensembles A et B est un sous-ensemble de l'univers de discours UC défini par tous les éléments x de UD qui appartiennent ou bien à A ou bien à B, ce que l'on note $(A \cup B)$ (Fig. IV.8). L'opérateur OU est généralement réalisé par la formation du maximum, que l'on exprime comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad \forall x \in UD \quad (IV.13)$$

$$\text{Ou bien : } \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad \forall x \in UD \quad (IV.14)$$

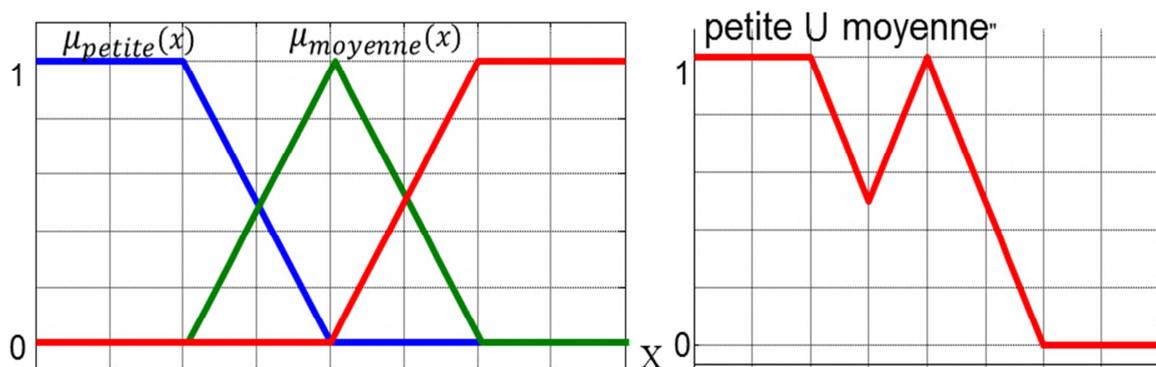


Fig. IV.8 : Opérateur OU

IV.4.5.3 Opérateur NON (complémentation floue)

Comme l'illustre la Fig. IV.9, le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble A est un sous-ensemble de l'univers de discours UD défini par les éléments x de l'UD qui n'appartiennent pas au sous-ensemble flou A. On peut exprimer ça par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad \forall x \in UD \quad (IV.15)$$

Le complément flou représente l'opération NON de la logique classique au sens flou.

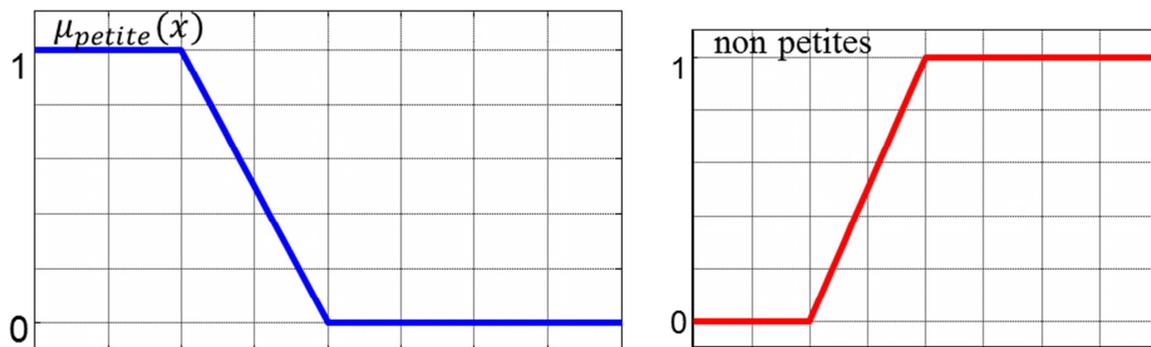


Fig. IV.9 : Opérateur NON

IV.4.6 Règles d'inférence floue

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent pour prendre des décisions la connaissance humaine présentée sous forme de règles floues, appelées aussi règles d'inférence. Elles sont exprimées sous la forme :

SI (prémisse) **ALORS** (conclusion).

Nous aurons par exemple :

Si (pression forte **ET** température élevée) **ALORS** (ouverture vanne grande)

Une règle floue est donc une combinaison entre une condition, nommée (prémisse ou prédicat) qui peut dépendre de plusieurs variables liées entre elles par des opérateurs ET, OU, NON et une *conclusion* ou *conséquence*. Les prémisses et conclusions forment des propositions floues exprimées par une conjonction ou une disjonction de prédicats, les conclusions sont obtenues par implication des propositions floues.

Ainsi en logique floue, on interprète la règle suivante : SI x est A alors y est B par le fait que si la variable floue x appartient au sous-ensemble A avec un degré d'appartenance $\mu_A(x)$, alors y appartient au sous-ensemble flou B avec un degré d'appartenance $\mu_B(y)$ qui dépend de la validité $\mu_A(x)$ de la prémisse. Plus généralement, l'expertise est donnée sous forme d'un ensemble de z règles, désigné par le terme de système d'inférence flou (SIF), présenté par une énumération du type :

SI [(Prédicat 1) **ET/OU** (Prédicat 1') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion 1) **OU**
SI [(Prédicat 2) **ET/OU** (Prédicat 2') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion 2) **OU**
.... **OU**
SI [(Prédicat z) **ET/OU** (Prédicat z') **ET/OU**] **ALORS** (Conclusion z)

L'opérateur OU n'est pas utilisé dans les conclusions car il introduirait une incertitude dans la connaissance, l'expertise ne permettrait pas de déterminer quelle décision à prendre [40]. De même, l'opérateur NON n'est pas employé, en effet si une règle avait par exemple la conclusion: «ALORS pression NON forte», il serait impossible de dire si cela signifie «pression faible» ou «pression moyenne», cela serait encore un cas d'incertitude. Quatre étapes sont donc nécessaires pour obtenir la conclusion finale :

- le calcul des propositions ;
- le calcul des relations ;
- les compositions des règles avec les faits observés ;
- l'agrégation des conclusions des règles.

IV.5 Structure d'un système de commande floue

La logique floue est principalement utilisée dans les domaines de prise de décision, de reconnaissance des formes, de modélisation et de commande des procédés. La commande ou la régulation des systèmes est le domaine industriel de la logique floue le plus exploité. On distingue trois structures majeures de régulateurs à logique floue (RLF):

- La structure pure ;
- La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) ;
- La structure de Mamdani ou le modèle « fuzzification - defuzzification ».

Dans la structure pure les variables d'entrée et de sortie du RLF sont des variables floues ou linguistiques. Ceci constitue un handicap étant donné que les entrées et les sorties des régulateurs des systèmes réels sont des variables réelles ou numériques.

La structure TSK résout ce problème par une simple transformation des variables linguistiques en variables réelles. L'inconvénient de cette structure est que le conséquent de chaque règle soit une formule mathématique.

La structure de Mamdani s'est proposé une interface de défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure. Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes.

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la Fig. IV.10 [44]

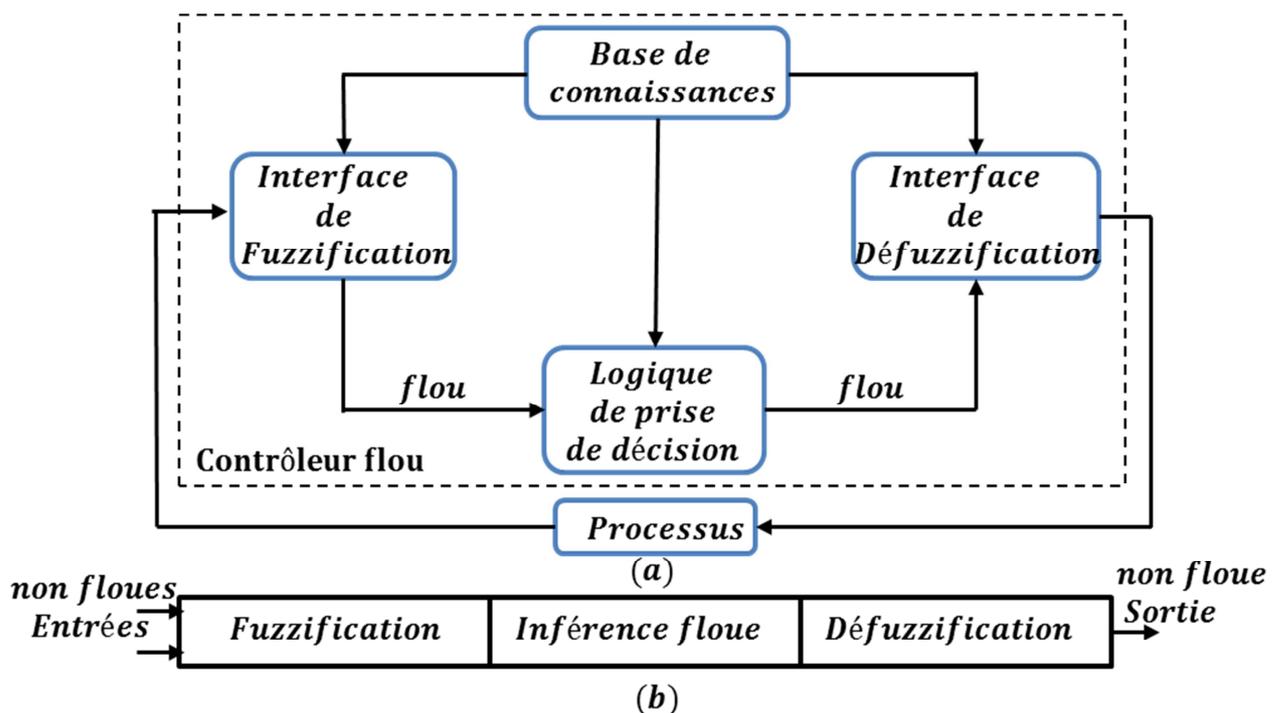


Fig. IV.10 : a): Schéma synoptique d'un contrôleur flou, b) : Configuration d'un contrôleur flou

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes pour appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit [14] :

IV.5.1 Interface de fuzzification

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[-1, 1]$ afin de faciliter le calcul.

IV.5.2 Base de connaissance

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « base de données » et en « base de règles linguistiques (floues) de commande » :

- La base de données effectue des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF ;
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

IV.5.3 Inférence floue

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement:

- la méthode d'inférence max-min ;
- la méthode d'inférence max-produit ;
- et la méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs flous.

IV.5.4 Interface de défuzzification

La défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur (x_r) à partir de la conclusion résultante floue ($\mu_{RES}(x_r)$) issue de l'opération d'inférence. Les méthodes couramment utilisées sont :

- La méthode de centre de gravité ;
- La méthode du maximum ;
- La méthode des surfaces ;
- La méthode des hauteurs.

On présente dans ce qui suit l'une des méthodes les plus utilisées, qui sont la méthode du centre de gravité. Cette méthode donne généralement de meilleurs résultats malgré l'exigence d'une grande puissance de calcul. Elle consiste à prendre comme décision à la sortie l'abscisse x_{Gr} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_r)$. Cette abscisse est déterminée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \frac{\int x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (IV.16)$$

IV.6 Commande floue de la vitesse d'une Génératrice Synchrone à Aimant Permanent

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent. A noter que toutes les notions présentées dans le troisième chapitre ont été conservées.

IV.6.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [39]:

- ✓ Choix des variables linguistiques ;
- ✓ Choix des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Choix de la méthode d'inférence ;
- ✓ Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Fig. IV.11:

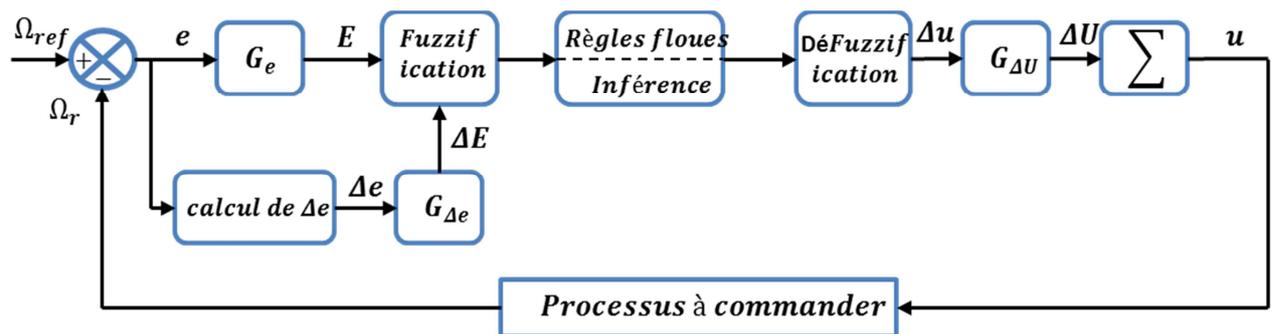


Fig. IV.11 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (IV.17)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(K + 1) - e(K) \quad (IV.18)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu .

Les trois grandeurs, e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = G_e \cdot e, \quad \Delta E = G_{\Delta e} \cdot \Delta e, \quad \Delta U = G_{\Delta u} \cdot \Delta u \quad (IV.19)$$

Où G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la Fig.IV.11 est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;

- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

Les règles d'inférence permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou qui doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de défuzzification (Fig. IV.12).

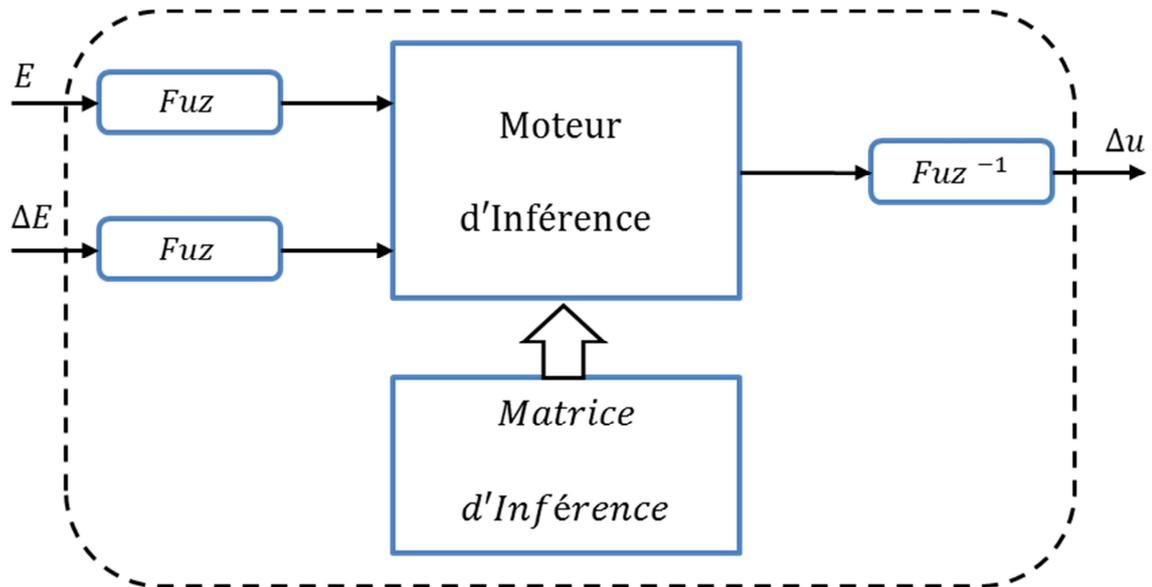


Fig. IV.12 : Illustration des étapes internes de la régulation floue.

IV.6.1.1 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

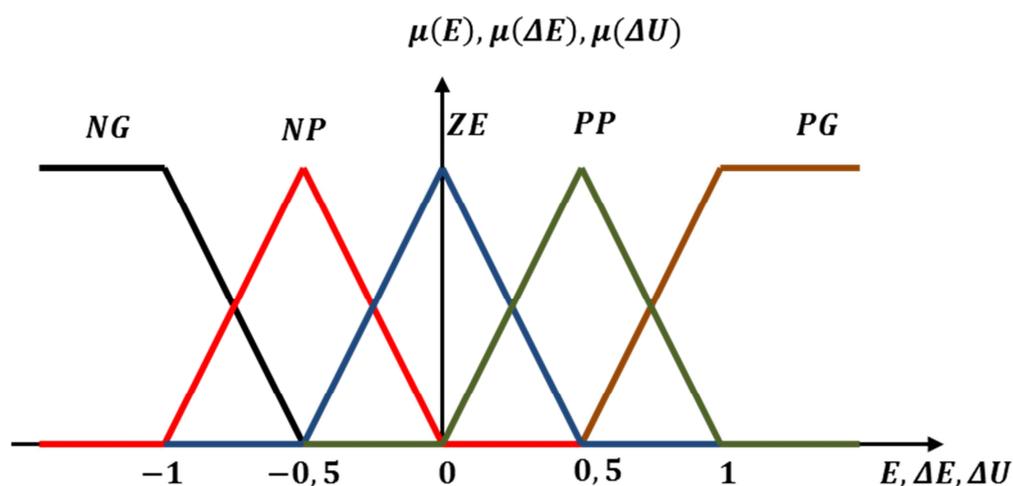


Fig. IV.13 : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

IV.6.1.2 Base des règles

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [39]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

ΔE	E	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>
<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>
<i>ZE</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>PG</i>	<i>ZE</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Fig. IV.14 : Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. En effet, il est tout à fait normal de générer une variation du couple de référence PG quand l'erreur sur la vitesse de sortie de la GSAP par

rapport à sa consigne et sa variation sont PG, comme indiqué sur la Fig. IV.14, prenons la règle suivante :

"Si E est PG et ΔE est PG Alors ΔU est PG"

IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence floue permet la détermination des variables floues de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "Et", "Ou" et "Alors" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur. Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence "Somme-produit". Dans cette méthode l'opérateur "Et" est représenté par la fonction Produit, l'opérateur "Ou" par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l'opérateur "Alors" est représenté par la fonction Produit.

Alors la sortie floue résultante du régulateur c'est la contribution des 25 règles floues de la matrice d'inférence, elle est donnée par :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{25} \cdot \sum_{i=1}^{25} \mu_{ri} \mu_{xi}(x_r) \quad (IV.20)$$

Tels que :

μ_{ri} C'est le degré de vérification de la condition de la $i^{ème}$ règle (produit du degré d'appartenance de E et ΔE aux deux ensembles flous de la $i^{ème}$ règle) ; (x_i) c'est l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la conclusion de la $i^{ème}$ règle et x_r est une valeur de la commande ΔU variant dans l'univers de discours.

IV.6.1.4 Défuzzification

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu'on a adoptée dans notre travail.

L'abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_{Gr} = \Delta U = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (IV.21)$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'inférence Somme-Produit :

$$\Delta U = \frac{\sum_1^{25} \mu_{ri} x_{Gi} S_i}{\sum_1^{25} \mu_{ri} S_i} \quad (\text{IV.22})$$

Où S_i est la surface de l'ensemble flou de la commande ΔU correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle et x_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

IV.6.2 Réglage de vitesse de la GSAP par un contrôleur flou

Les performances du régulateur flou présentées précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine synchronique à aimant permanent pour assurer la poursuite de la consigne de la vitesse de rotation de l'entraînement éolien qui correspond au point optimal lié à la vitesse spécifique optimale λ_{opt} et au coefficient de puissance maximum C_{pmax} . Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la Fig. IV.15. Ce schéma est similaire à celui de la Fig.III.16 du troisième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur PI flou. Afin d'améliorer les performances.

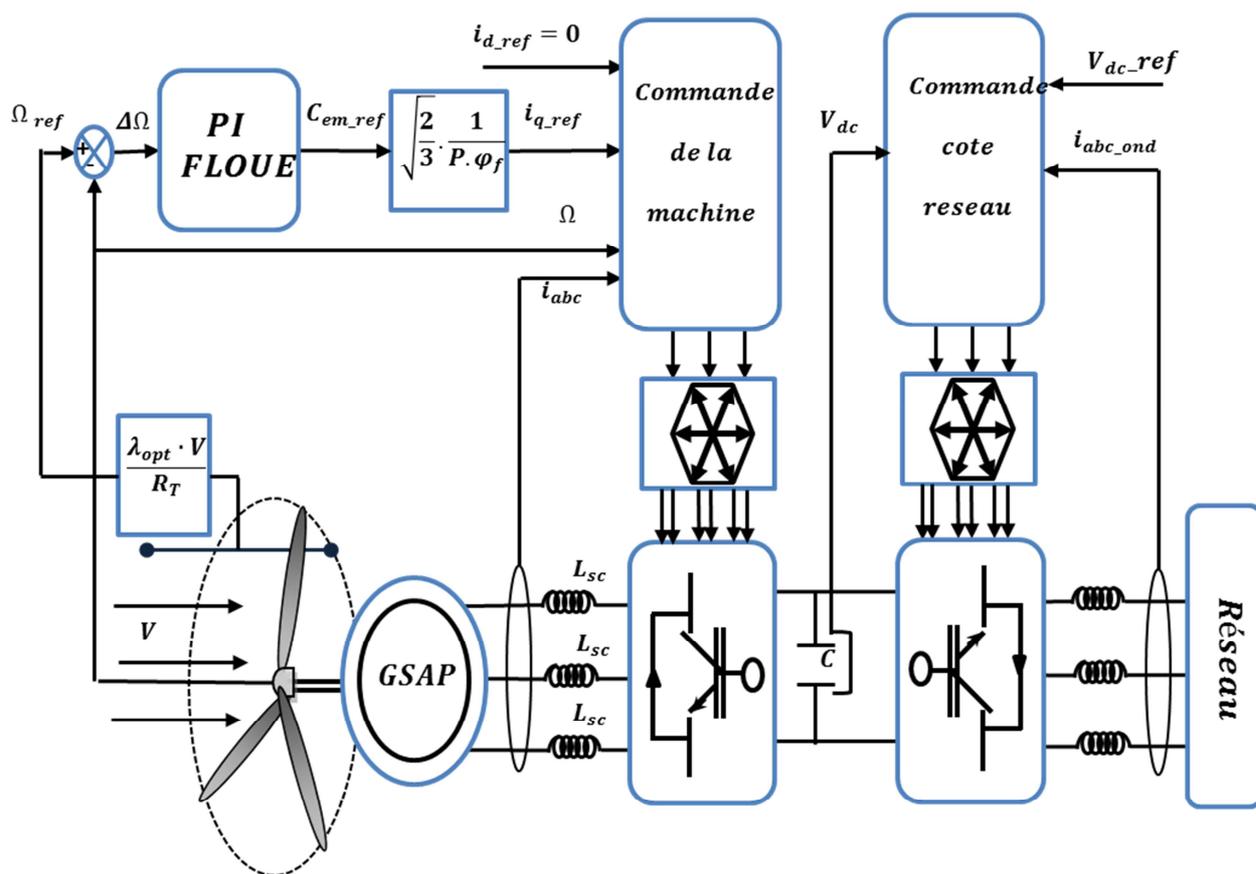


Fig. IV.15 : Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une Machine Synchronique à Aimant Permanent assurant la MPPT du système éolien.

IV.6.3 Résultats de simulation

De la même manière que pour le troisième chapitre, on a simulé numériquement le système étudié en utilisant le régulateur PI flou au lieu du régulateur PI classique afin d'assurer la MPPT

pour le système éolien. On applique un profil de vent aléatoire afin de voir le degré de poursuite et d'efficacité du réglage flou. La Fig. IV.16 présente le profil de vent appliqué dans ce cas.

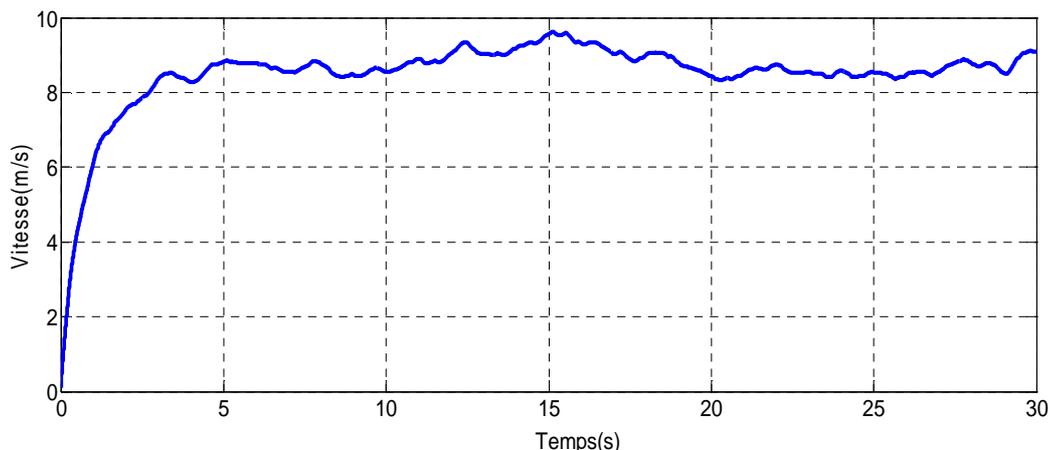


Fig. IV.16 : Profil de vent aléatoire appliqué à la turbine éolienne.

A partir des résultats de simulation obtenus, on peut noter de la première vue, que le régulateur flou a pratiquement des performances légèrement meilleures que celles du régulateur PI classique, surtout en régime dynamique, où on peut remarquer clairement sur les deux figures de la vitesse spécifique λ et du coefficient de puissance C_p , que le temps nécessaire pour se rétablir aux valeurs optimales ou maximales après une variation de vitesse est très faible par rapport à celui du réglage PI classique, c'est pour ça les figures des C_p et λ par PI floue plus stable et plus voisine des valeurs optimales par rapport à l'autre. Cette correction rapide de la vitesse spécifique et du coefficient de puissance en premier lieu, a permis d'assurer la poursuite traduite par une superposition entre les courbes de la puissance mécanique extractible et celle capturée par l'éolienne, de la vitesse réelle de la GSAP et de sa référence, et aussi du couple électromagnétique et de sa référence. En plus, on peut remarquer que la production de la puissance active se fait à facteur de puissance unitaire suite à l'opposition de phase entre la tension et le courant de la machine.

Les courbes de la puissance éolienne et la vitesse de la GSAP évoluent selon une allure semblable au profil de vent appliqué au système, selon (Fig. IV.17). Ces résultats de simulation pour les mêmes paramètres selon [37] : La puissance nominale $P_{nom}=7.4$ kW, La puissance maximale $P_{max}=10.6$ kW, $R_s=1.36$ Ohm, $L_d=L_q=12.5$ mH, Nombre de paires des pôles $P=6$, Courant nominale $i_{nom}=15$ A, Courant maximale $i_{max}=20$ A.

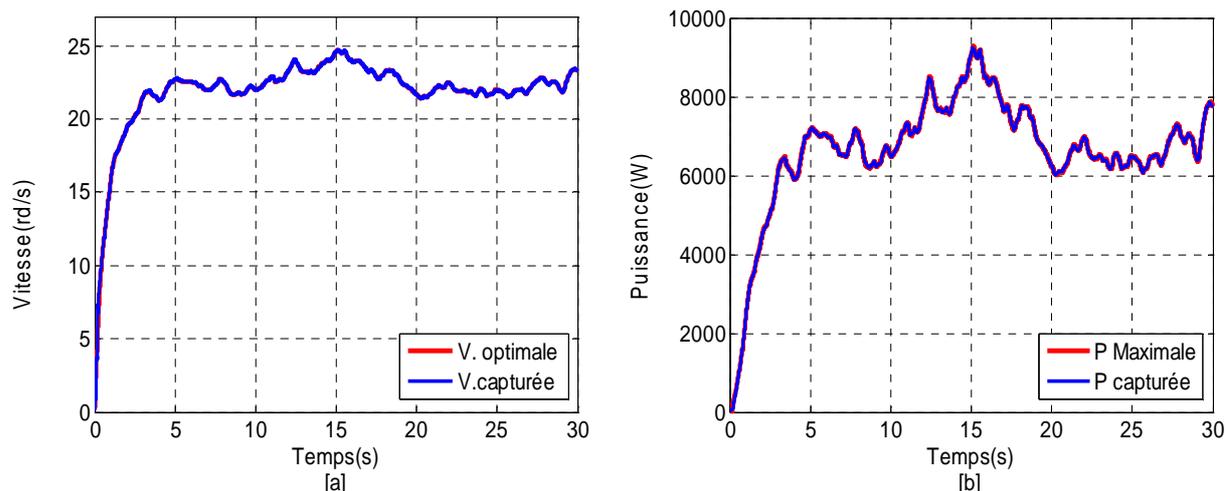


Fig. IV.17 : a: Vitesse de la GSAP optimale ou (référence), et la vitesse capturée, b: Puissance maximale et puissance capturée.

Et la Fig.IV.18 représente la vitesse spécifique λ et le coefficient de puissance C_p qui oscillent légèrement autour de leurs valeurs optimales. Et aussi remarquer clairement dans le régime transitoire la rapidité du système avec le régulateur flou.

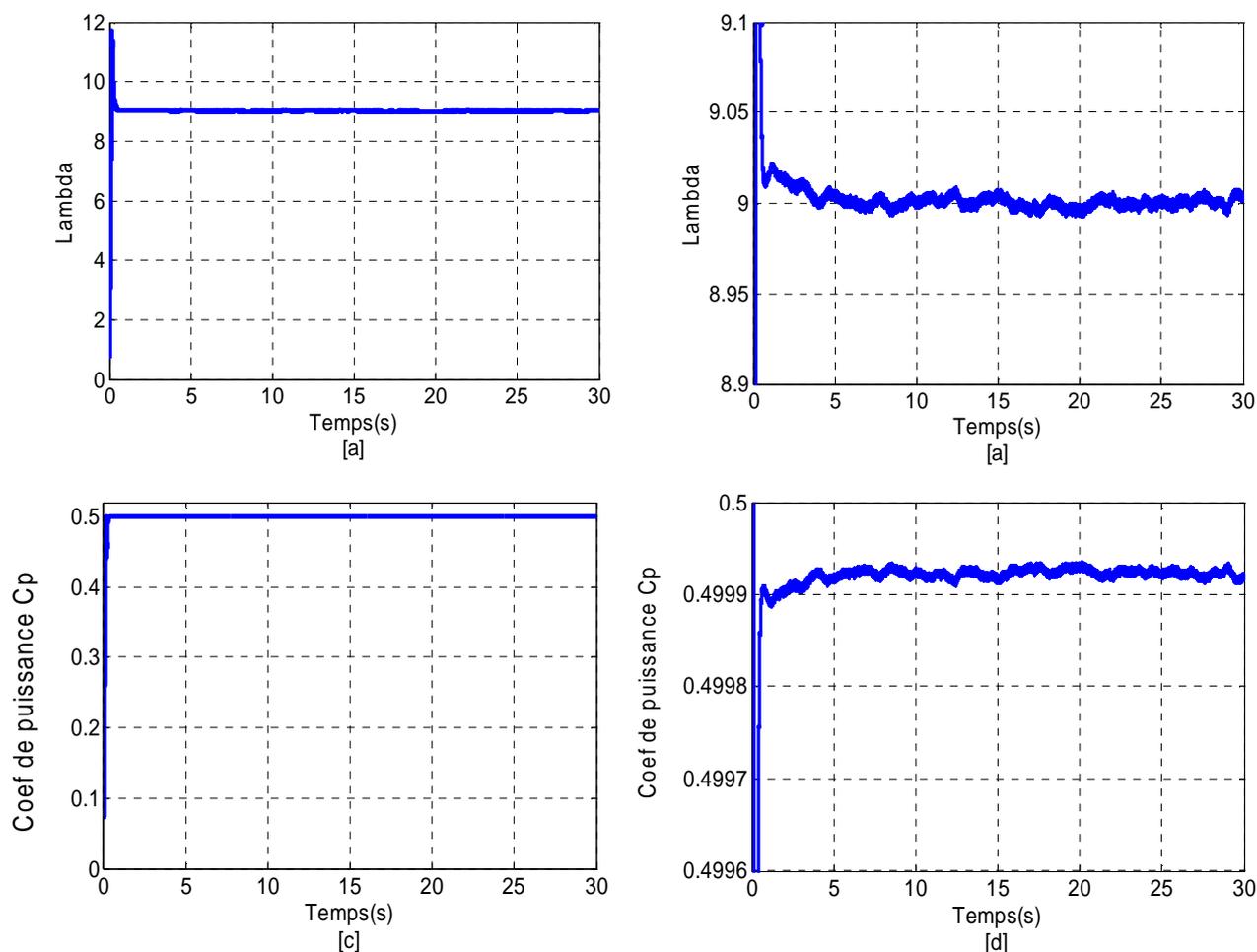


Fig. IV.18 : a: Vitesse spécifique lambda λ , b: Zoom de λ , c: Coefficient de puissance C_p , d: Zoom de C_p

Les autres grandeurs sur la Fig. IV.19, telles que, le couple électromagnétique de la machine et le couple éolienne, les courants, i_d et i_q possèdent les mêmes allures que dans le cas du régulateur PI classique. On note en général, que la poursuite pilotée par le régulateur PI flou est satisfaisante et que le fonctionnement avec un facteur unitaire est maintenu, comme le montre l'opposition de phase entre la tension et le courant statoriques, ce qui conduit à une production d'une puissance purement active.

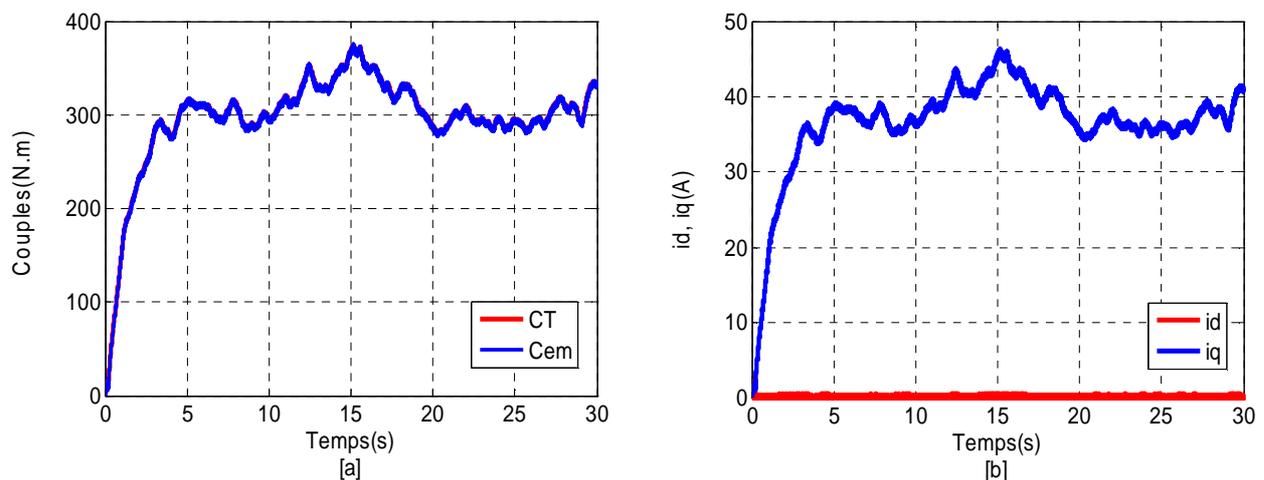


Fig. IV.19 : a: Couple éolien et Couple électromagnétique, b: Allure des courants dans la machine i_d, i_q

IV.7 Injection de la puissance exploitée au réseau

La chaîne de conversion d'énergie éolienne est généralement connectée à un réseau électrique, afin de lui injecter l'énergie électrique exploitée. L'injection de cette énergie est assistée par un onduleur de tension triphasé, le bus continu est composé d'un condensateur chargé d'un seuil de tension fixe.

En effet, la puissance exploitée est injectée au réseau via un onduleur de tension connecté à ce dernier, cet onduleur assure la phase d'injection de l'énergie par les deux tâches suivantes :

- Maintenir la tension du bus continu constante en contrôlant la puissance transitée vers le réseau via l'onduleur de tension.
- Commander les interrupteurs statiques afin d'injecter la puissance de référence (puissance électromagnétique en retranchant celle du condensateur) au réseau.

IV.7.1 Régulation de la tension du bus continu

La régulation de la tension du bus continu a pour but de la maintenir à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur.

La valeur de la consigne du bus continu préalablement fixée, doit satisfaire à la condition de commandabilité de la machine étudiée en avant.

$$i_c = C \left(\frac{dV_{dc}}{dt} \right) = i_{ma} - i_{rés} \quad (IV.23)$$

- i_c : Le courant dans le condensateur.
- V_{dc} : La tension du bus continu.
- C : La valeur de la capacité.
- i_{ma} : Le courant modulé par le convertisseur du côté de la machine.
- $i_{rés}$: Le courant modulé par le convertisseur du côté du réseau.

Dans le domaine de Laplace, l'équation précédente s'écrit :

$$i_c = C \cdot S \cdot V_{dc} \Rightarrow V_{dc} = \frac{i_c}{C \cdot S} \quad (IV.24)$$

D'où, la boucle de régulation de la tension V_{dc} dotée d'un correcteur PI sera comme le montre le schéma bloc de la Fig. IV.20.

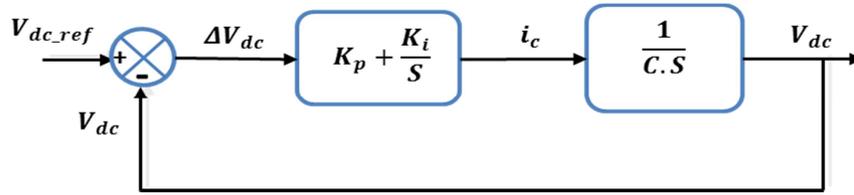


Fig. IV.20 : Boucle d'asservissement de la tension du bus continu.

Le calcul des paramètres des régulateurs sera déduit de la FTBF :

$$FTBF = \frac{K_p \cdot S + K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = \frac{K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} + \frac{K_p \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} \quad (IV.25)$$

$$\simeq \frac{K_i}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} \text{ Pour } t \gg ; \frac{K_p \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = 0 \quad (IV.26)$$

La réponse indicielle du deuxième terme, tend à s'annuler après un régime transitoire parce que la décomposition partielle d'un tel polynôme est la somme de deux polynômes de premier ordre, qui tendent à s'annuler avec une constante de temps égale à la valeur du pôle $\tau_i = P_i$:

$$\frac{a \cdot S}{C \cdot S^2 + K_p \cdot S + K_i} = \frac{a_1}{S + P_1} + \frac{a_2}{S + P_2} \quad (IV.27)$$

Le calcul des paramètres du régulateur seront calculés en comparant la FTBF avec celle d'un deuxième ordre sans zéro [ANNEXE].

$$FTBF = \frac{(K_i/C)}{S^2 + (K_p/C) \cdot S + (K_i/C)} \Rightarrow \begin{cases} (K_i/C) = \omega_n^2 \\ (K_p/C) = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_i = C \cdot \omega_n^2 \\ K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot C \end{cases} \quad (IV.28)$$

IV.7.2 Injection de la puissance au réseau

Après avoir régulé la tension du bus continu, la puissance électromagnétique extraite du vent, doit être injectée au réseau via l'onduleur auquel il est connecté. Le schéma suivant (Fig. IV.21) illustre le système global d'injection ainsi que sa commande.

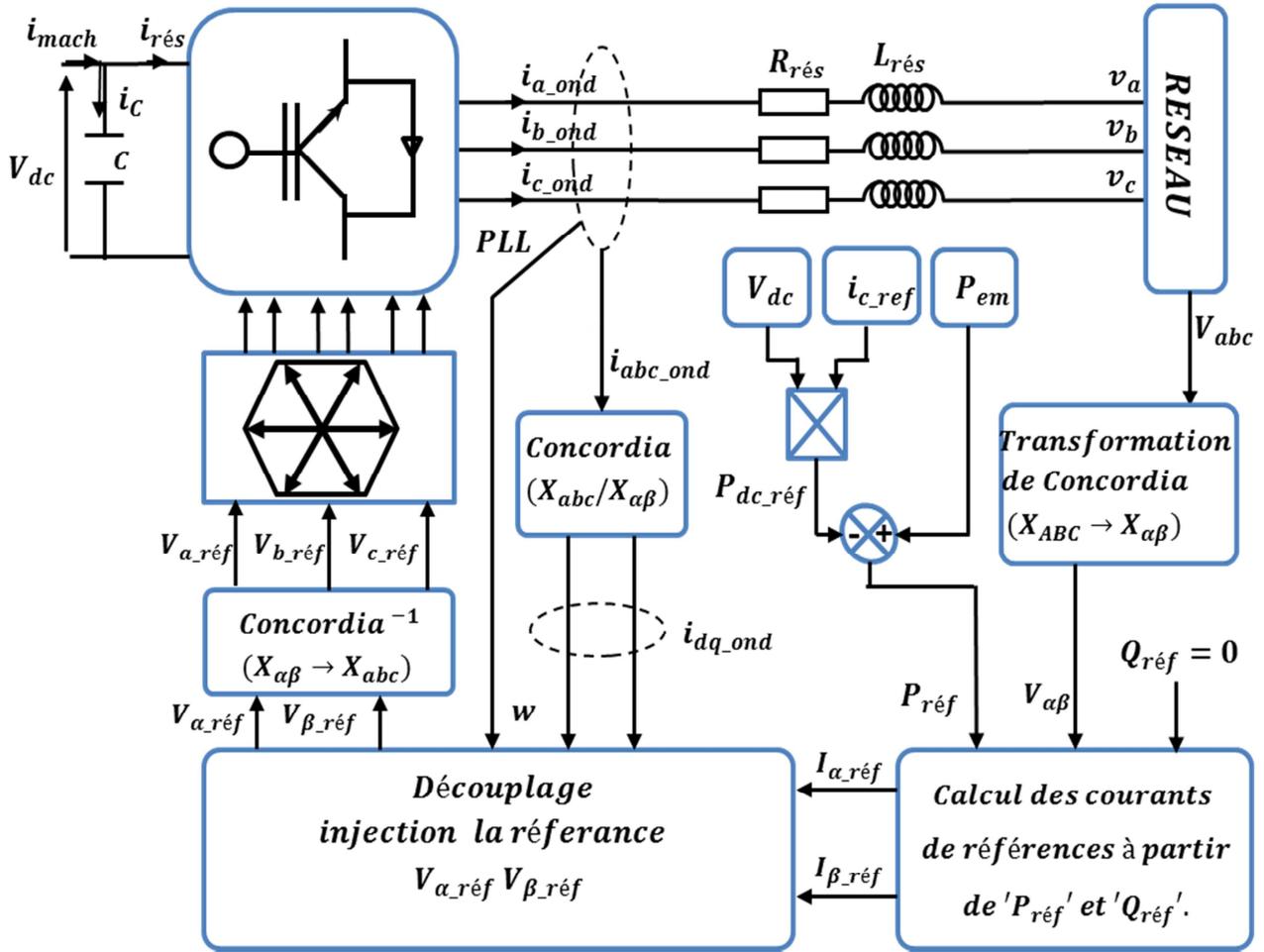


Fig. IV.21 : Schéma bloc de commande du processus d'injection.

En négligeant les pertes dans le stator de la machine, ainsi que dans le convertisseur statique côté machine (redresseur MLI), la puissance à l'entrée du bus continu est égale à la puissance électromagnétique ($P_{em} = C_{em} \cdot \Omega$) au niveau de l'entrefer de la GSAP. La puissance de référence injectée au réseau, est calculée en soustrayant la puissance électromagnétique de celle du condensateur :

$$P_{rés} = P_{réf} = P_{em} - P_{dc} = C_{em} \cdot \Omega - V_{dc} \cdot i_{c,réf} \quad (IV.31)$$

La puissance injectée est calculée par le produit du courant et de la tension, comme la tension du réseau est imposée par celui-ci, le contrôle de la puissance P_{em} revient au contrôle des courants injectés au réseau.

Les puissances active et réactive dans le repère stationnaire de Concordia sont exprimées par les deux équations suivantes [41]:

$$\begin{cases} P_{réf} = V_{\alpha,rés} \cdot I_{\alpha,réf} + V_{\beta,rés} \cdot I_{\beta,réf} \\ Q_{réf} = V_{\beta,rés} \cdot I_{\alpha,réf} - V_{\alpha,rés} \cdot I_{\beta,réf} \end{cases} \quad (IV.32)$$

Par inversion de ces relations, il est alors possible d'imposer des références pour la puissance active et réactive en imposant les courants de références suivants [41]:

$$\begin{cases} I_{\alpha_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{\alpha_rés} + Q_{réf} \cdot V_{\beta_rés}}{V_{\alpha_rés}^2 + V_{\beta_rés}^2} \\ I_{\beta_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{\beta_rés} - Q_{réf} \cdot V_{\alpha_rés}}{V_{\alpha_rés}^2 + V_{\beta_rés}^2} \end{cases} \quad (IV.33)$$

En injectant la puissance électromagnétique sous forme de puissance active seulement, les courants de référence seront [41]:

$$Q_{réf} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{\alpha_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{\alpha_rés}}{V_{\alpha_rés}^2 + V_{\beta_rés}^2} \\ I_{\beta_réf} = \frac{P_{réf} \cdot V_{\beta_rés}}{V_{\alpha_rés}^2 + V_{\beta_rés}^2} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Le système de commande doit répondre aux objectifs suivants:

- ✓ assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive circulant entre le convertisseur et le réseau.
- ✓ Maintenir une tension constante du bus continu.
- ✓ Avoir des courants sinusoïdaux au primaire du transformateur d'amplitude et fréquence définis.

Les deux composantes $i_{\alpha_réf}$ et $i_{\beta_réf}$ du courant il suffira d'imposer les tensions de référence V_{α_ref} et V_{β_ref} .

En transformant les tensions de référence : V_{α_ref} et V_{β_ref} à la tension réels, V_{a_ref} , V_{b_ref} et V_{c_ref} par la transformation inverse de Concordia, nous aboutirons à générer les signaux de commande de l'onduleur de tension par la commande MLI vectorielle (Fig. IV.21).

La valeur de la tension du bus continu, du condensateur (condensateur du bus continu) et de l'inductance de couplage, doivent être choisies précisément en fonction de quelques paramètres.

IV.7.3 Résultats de simulation et interprétation

Les résultats de simulation sont obtenus pour des vitesses de vent de 8m/s et 10m/s a t=1.5s et aussi a t=3s la vitesse du veut est 9m/s (Fig. IV.22).

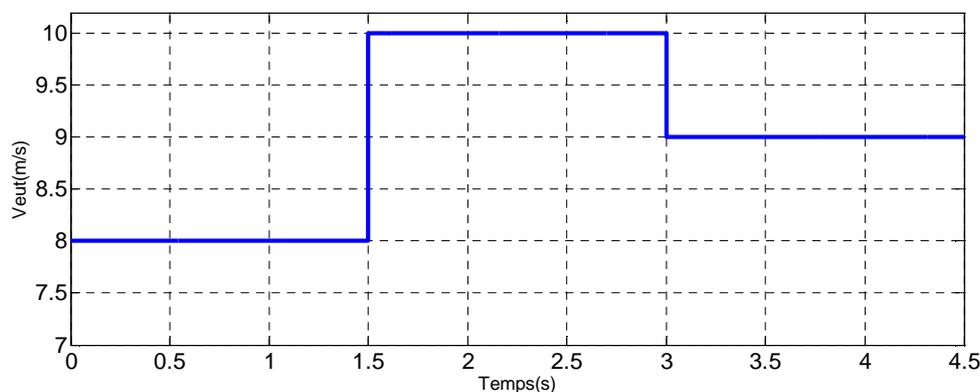


Fig. IV.22 : Profil du vent utilisé

Les Fig. IV.23_a, b représentent le courant i_{abc_ond} à la sortie de l'onduleur MLI2, pour différentes vitesses de vent. Les trois phases de courant sortie onduleur MLI2 sont illustrées sur la Fig. IV.23_b sur une période de 0.1(s), et la Fig. IV.23_a sur toute l'intervalle de simulation.

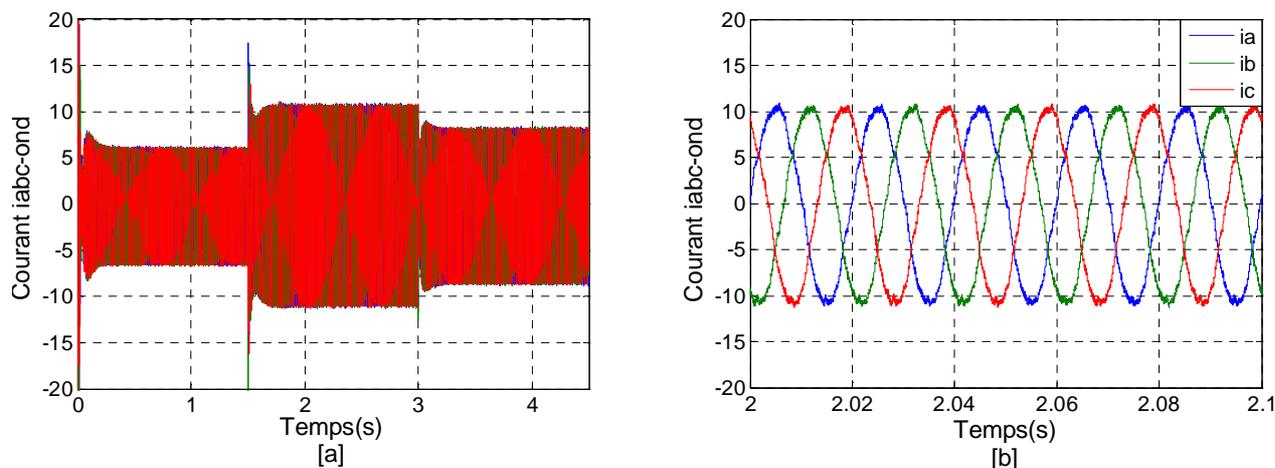


Fig. IV.23 : *courant injecté au réseau.*

A partir des figures précédentes, on peut observer l'influence de la vitesse du vent, et par suite l'énergie cinétique du vent sur les amplitudes de courants. Avec l'augmentation de la vitesse du vent, les valeurs de courants deviennent plus importantes, que ce soit, du côté génératrice, ou côté réseau.

La régulation de la tension du bus continu est présentée par la Fig. IV.24_a et Fig. IV.24_b, la tension du bus continu V_{dc} est bien asservie à sa consigne 700V après un temps de réponse de 0.2s. La Fig. IV.24_b montre une perturbation de la tension V_{dc} à $t=1.5s$ et $3s$ (la tension du bus continu augmente ou diminue lors d'une augmentation ou diminution de la puissance électrique exploitée), afin de réguler (augmente ou diminue) la tension V_{dc} , l'onduleur intervient en injectant le surplus du courant au réseau ou l'inverse, pour décharger/charger le condensateur jusqu'à ce que ($V_{dc}=V_{dc_ref}$), en même temps, il (l'onduleur) véhicule la puissance exploitée au réseau.

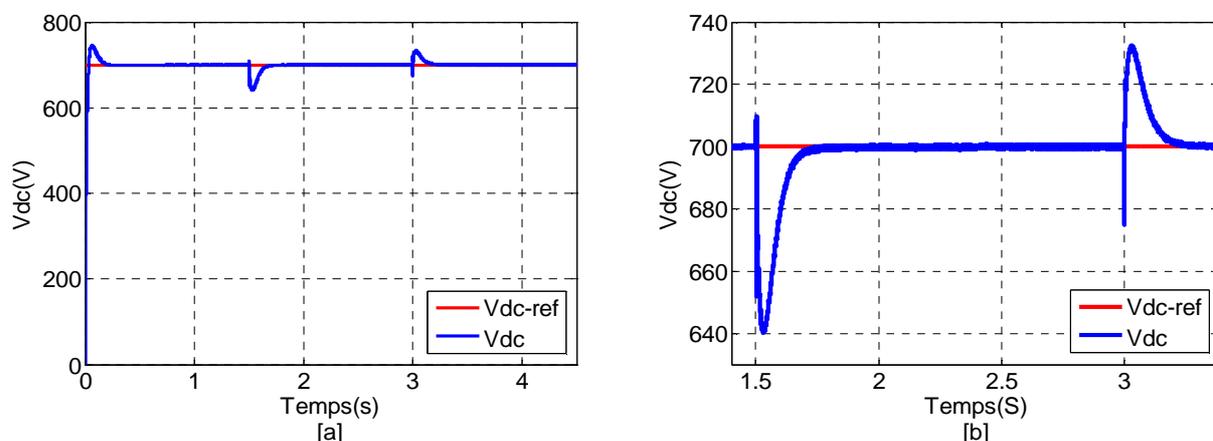


Fig. IV.24 : *Régulation de la tension du bus continu.*

Les puissances active et réactive injectées au réseau sont décrites par les figures ci-dessous, Fig.IV.25_a et Fig.IV.25_b, la puissance réactive oscille autour de sa référence $Q_{ref} = 0\text{Var}$, elle est d'une valeur moyenne presque nulle. Tandis que la puissance active est superposée à sa référence, elle est parfois positive (fonctionnement générateur de la machine, phase d'injection au réseau) et d'autre part négative (fonctionnement moteur de la machine en absorbant de l'énergie du réseau pendant une courte durée transitoire).

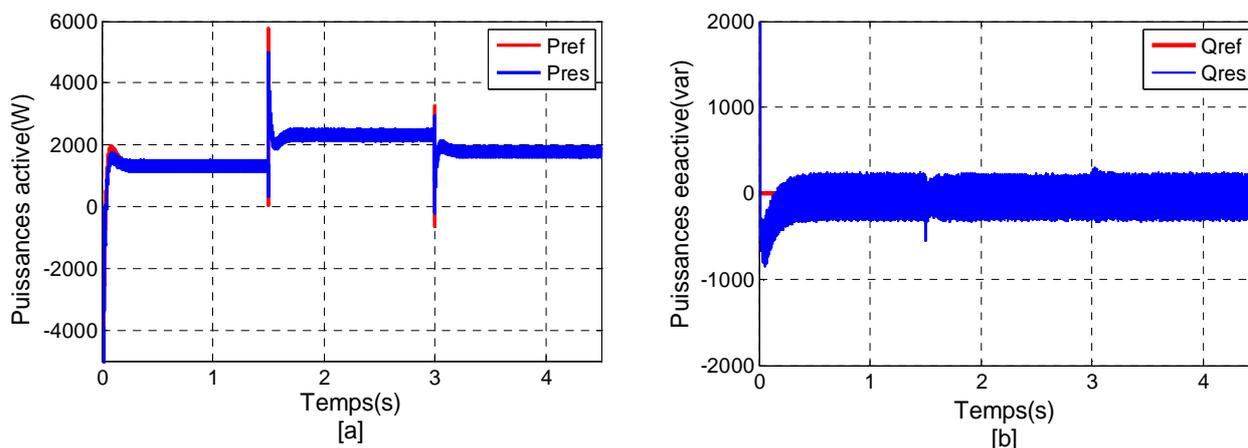


Fig. IV.25 : Puissance active et réactive avec leurs références.

IV.8 Conclusion

Comme technique de commande avantageuse, la commande floue avec sa possibilité de contrôler des systèmes complexes sans nécessité de leur modélisation complète, était l'objet traité par ce quatrième chapitre, où on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine synchronique à aimant permanent, afin de régler la vitesse du système éolien étudié à sa valeur optimale assurant la MPPT. Cette application est simulée numériquement en utilisant l'outil MATLAB, mais le dimensionnement du régulateur flou est fait par ajustement manuel en utilisant la méthode « essai-erreur », pour déterminer les trois gains de normalisation.

Enfin, nous avons pu injecter la puissance électrique, extraite au réseau via un onduleur de tension triphasé, en régulant la tension du bus continu.

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce mémoire était la modélisation et la commande floue optimisée d'une Génératrice Synchrones à Aimant Permanent, ainsi que l'apport qu'elle pourrait apporter dans un système éolien à vitesse variable. Pour cela on a traité les aspects qui englobent le développement d'un tel système : l'état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne, la modélisation, l'analyse de fonctionnement et la commande.

Dans le contexte d'énergie éolienne un état de l'art des systèmes de conversion d'énergie éolienne est présenté dans le premier chapitre. La production de l'énergie éolienne est de plus en plus importante et alors de nouvelles constructions apparaissent. Cette évolution dynamique est surtout visible dans le domaine du grand éolien grâce au développement de nouvelles technologies telles que les matériaux de construction, l'électronique de puissance et les techniques de commande. Le pouvoir politique est aussi dans une grande partie moteur de développement durable.

Notre étude nous a permis de réaliser une modélisation complète et globale d'un système de conversion d'énergie éolienne. Cette modélisation se démarque principalement par l'approche différente qui a été faite de la partie mécanique qui fait appel aux calculs aérodynamiques pour déterminer les relations liant la vitesse du vent, le couple et la vitesse de l'hélice. Tout cela a été conçu autour d'une GSAP.

Le premier chapitre nous a permis de dresser un panel de solutions électrotechniques possibles pour la production d'énergie électrique grâce à des turbines éoliennes. Après un rappel de notions nécessaires à la compréhension du système de conversion de l'énergie éolienne, différents types d'éoliennes et leur mode de fonctionnement ont été décrits. Et par la suite des machines électriques et leurs convertisseurs associés, adaptables à un système éolien ont été présentés. Deux grandes familles de machines sont présentées : machines asynchrones, machines synchrones.

Pour le fonctionnement connecté sur un réseau, nous avons vu qu'il était important que la génératrice puisse fonctionner à vitesse variable et que la présence de convertisseurs entre la génératrice et le réseau nuisait au rendement global de l'installation.

Dans le deuxième chapitre nous avons décrit les trois parties essentielles du système de conversion éolienne, la première représente la partie mécanique qui contient la turbine et l'arbre de la génératrice. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, fonctionnement en génératrice. En se basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique a été établi. Nous avons constaté

que le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous a permis de simplifier ce modèle. Des résultats de simulation sont présentés. Et dans la dernière partie nous avons présenté le modèle du convertisseur statique, son principe de fonctionnement et la technique de commande MLI.

Dans le troisième chapitre, on a présenté la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent pilotée à l'aide de convertisseur électronique à commande MLI vectorielle (machine- convertisseur MLI vectorielle). Ce convertisseur joue le rôle d'un redresseur à transistors à commutation forcée. Cette combinaison électrique nous a permis d'exécuter la stratégie de commande conçue à ce système éolien étudié qui était l'extraction du maximum de puissance appelée "MPPT" à l'aide d'un asservissement de vitesse réglée par un correcteur PI. L'analyse des résultats obtenus dans ce chapitre montre clairement un degré d'efficacité acceptable de la régulation choisie qui fait ramener le système à son point optimal après une variation de la vitesse du vent.

Dans le dernier chapitre, où on a présenté l'historique, le principe de la logique floue et les domaines d'application, ainsi que les bases de cette logique. Puis on a donné la description du contrôleur flou, avant de faire une application sur la commande de la machine synchrone à aimant permanent, afin de régler la vitesse du système éolien étudié à sa valeur optimale assurant la MPPT. Cette application est simulée numériquement en utilisant l'outil MATLAB, mais le dimensionnement du régulateur flou est fait par ajustement manuel en utilisant la méthode « essai-erreur », pour déterminer les trois gains de normalisation.

Enfin, nous avons pu injecter la puissance électrique, extraite au réseau via un onduleur de tension triphasé, en régulant la tension du bus continu.

Bibliographie

- | | |
|------|--|
| [01] | F. POITIERS «Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau» Thèse de Doctorat Université de Nantes, 2003. |
| [02] | M. JOURIEH «développement d'un modèle représentatif d'une éolienne afin d'étudier l'implantation de plusieurs machines sur un parc éolien» Thèse de Doctorat Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2007. |
| [03] | WWEA «Rapport Mondial 2010 sur l'Energie Eolienne» April 2011. |
| [04] | TIR ZOHEIR «Contribution à l'Etude d'un Aérogénérateur Asynchrone en Cascade» mémoire de magister Université Ferhat Abbas de Setif, 2010. |
| [05] | B. MULTON, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, X. ROBOAM, S. ASTIER, B. DAKYO, C. NICHITA «état de l'art dans les aérogénérateurs électriques» paru mai en 2002. |
| [06] | B. MULTON, G. ROBIN, O. GERGAUD, H. BEN AHMED «Le Génie Electrique dans le vent : état de l'art et recherches dans le domaine de la génération éolienne » JCGE'03, Saint-Nazaire, 5 et 6 juin 2003. |
| [07] | ARTHOUROS ZERVOS, SVEN TESKE «perspectives mondiales de l'énergie éolienne 2006 » septembre 2006. |
| [08] | HARITZA CAMBLONG «Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs a vitesse variable » thèse de doctorat de l'école nationale supérieure d'arts et métiers, 2003. |
| [09] | M. LOPEZ «contribution a l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée» Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-sud11. |
| [10] | A. MIRECKI «Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance » Thèse de Doctorat, INPT de France, 2005. |
| [11] | M. MESSAOUD «Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents » mémoire de magister Université de Batna, 2008. |
| [12] | NAOUEL HAMDI «Modélisation et commande des génératrices éoliennes» mémoire de magister de l'université MENTOURI de CONSTANTINE, 2008. |
| [13] | ARMAND BOYETTE «contrôle commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec un système de stockage pour la production éolienne» thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2006. |
| [14] | TOUAL BELKACEM « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice |

	<i>à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable» mémoire de magister Université de Batna, 2010.</i>
[15]	WWEA « <i>Rapport Mondial sur l'Energie Eolienne 2008</i> », Fev 2009, Allemagne.
[16]	KHALED FERKOUS « <i>étude d'une chaîne de conversion d'énergies éolienne</i> » mémoire de magister de l'Université Mentouri de Constantine, 2009.
[17]	EDOUARD BOMMÉ « <i>Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer</i> » Thèse de Doctorat de L'Institut polytechnique de Grenoble, 2009.
[18]	MARTIN O. L. HANSEN « <i>Aérodynamiques of Wind Turbines</i> » livre: Deuxième Edition 2008.
[19]	NICOLAS LAVERDURE « <i>Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires</i> » Thèse de Doctorat d'institut national polytechnique de Grenoble, 2005.
[20]	METATLA SAMIR « <i>Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA</i> » mémoire de magister de école nationale supérieure polytechnique d'Alger, 2009.
[21]	GASSAB SAMIR « <i>Modélisation d'une centrale hybride photovoltaïque-éolienne</i> » mémoire de magister de l'Université Ferhat Abbas – Sétif, décembre 2011.
[22]	FLORIN IOV, ANCA DANIELA HANSEN, POUL SØRENSEN, FREDE BLAABJERG « <i>Wind Turbine Lockset in MATLAB/SIMULINK, General Overview and Description of the Models</i> » Aalborg University March 2004.
[23]	SALMA EL AIMANI « <i>Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension</i> », thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille1 (USTL), 2004.
[24]	ABDENOUR ABDELLI « <i>Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive</i> » thèse de docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
[25]	SOLTANE BELAKEHAL « <i>Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables</i> » thèse de doctorat de l'université de Constantine, 2010.
[26]	DUC-HOAN TRAN « <i>Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne 'passive' : analyse de robustesse, validation expérimentale</i> » thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 2010.
[27]	SAID HASSAINE « <i>Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents</i> » thèse de doctorat de l'université des sciences et de

	<i>technologie d'Oran, 2008.</i>
[28]	LAURENT GASC « <i>conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande</i> » thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004
[29]	LING PENG « <i>reconfiguration du dispositif de commande d'une éolienne en cas de creux de tension</i> » thèse de doctorat délivré par l'école centrale de Lille, 2010
[30]	ABDELMALEK BOULAHIA « <i>Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique</i> » mémoire de magister de l'université de Constantine, 2009.
[31]	TARAK NOULI « <i>Comment utiliser un bloc SVM (Space Vecteur Modulation) sous Simulink. Projet B 07 : Contrôle d'un moteur asynchrone par la méthode FOK</i> » Polytech Clermont-Ferrand, Génie Electrique Année 2008/2009
[32]	BOUAFIA ABDELOUAHAB « <i>techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs a MLI</i> » thèse de doctorat de l'université Ferhat Abbas – Sétif, 2010.
[33]	DJALAL ABDESSEMED « <i>Etude Expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la Commande de la Machine à Induction</i> » mémoire de magister de l'université de Batna 2009
[34]	S. BELAKEHAL, A. BENTOUNSI, M. MERZOUG ET H. BENALLA « <i>Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne</i> » article, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université Mentouri de Constantine, 2010.
[35]	BOUHEDDA ALI « <i>Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne</i> » mémoire de magister de l'université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2011.
[36]	ZAROUR LAID « <i>Etude technique d'un système d'énergie hybride photovoltaïque-eolien hors réseau</i> » thèse de doctorat de l'université Mentouri de Constantine, 2010.
[37]	M. VAN DESSEL, G. DECONINCK « <i>Power electronic grid connection of PM synchronous generator for wind turbines</i> » IEEE DE NAYER Instituut – Dept. Industr. Wetensch, 2008.
[38]	BOUMARAF FARID « <i>Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation</i> » mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.
[39]	ELBIA YUCEF « <i>Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double</i>

	<i>Alimentation et à Flux Orienté» mémoire de magister de l'université de Batna, 2009.</i>
[40]	F. CHEVRIE, F. GUELY « <i>La Logique Floue</i> » <i>Cahier Technique Schneider, N°191, Mars 1998.</i>
[41]	OMAR BOUHALI « <i>Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique</i> » <i>Thèse de doctorat de l'école Nationale Polytechnique, Ecole Centrale de Lille, 2007.</i>
[42]	« <i>Pour y Voir Plus Clair ... dans la Logique Floue !</i> » <i>Document d'Internet, Disponible à :</i> http://perso.club-internet.fr/bmantel/pages/logfloue/logfloue01.html .
[43]	LOTFI BAGHLI « <i>Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques</i> » <i>Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.</i>
[44]	AZEDDINE CHAIBA « <i>Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle</i> » <i>Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2010.</i>

Calcul et synthèse des correcteurs

A.1. Schéma bloc d'un système asservi

La stratégie de commande adoptée utilise un régulateur proportionnel intégral *PI*. C'est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre et donne un bon compromis complexité-performance. La Fig. A.1 montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur *PI*.

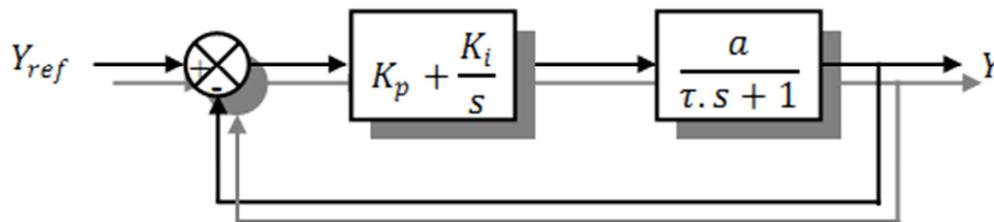


Fig. A.1 : Système régulé par un correcteur proportionnel intégral.

- ✓ $K_p + K_i/S$: la fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral.
- ✓ $a / (\tau.S+1)$: la fonction de transfert du système à réguler.
- ✓ τ : la constante de temps du système avant la régulation.

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO(S) = \left(\frac{K_i + K_p \cdot S}{S} \right) \left(\frac{1}{f + JS} \right) = \frac{K_i}{f} \left(\frac{1 + \left(\frac{K_p}{K_i} \right) \cdot S}{S} \right) \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{J}{f} \right) \cdot S} \right) \quad (A.1)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF(S) = \frac{FTBO(S)}{1 + FTBO(S)} \quad (A.2)$$

A.2. Calcul des paramètres du régulateur *PI*

La régulation d'un système physique régit par une fonction de transfert, consiste à stabiliser et d'améliorer sa réaction par rapport à la commande utilisée, il suffit que la fonction de transfert du système asservis (système + régulateur) doit répondre à quelque performance :

- Constante de temps τ dans le cas d'un système régulé de premier ordre.
- Temps de réponse t_r et dépassement D dans un système de deuxième ordre.

A.2.1 Système régulé régit par une fonction de transfert du premier ordre

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (A.1), en posant $K_p / K_i = J / f$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} FTBO(S) = \left(\frac{Ki + Kp \cdot S}{S} \right) \left(\frac{1}{f + JS} \right) = \frac{Ki}{f \cdot S} \\ FTBF(S) = \frac{\frac{Ki}{f \cdot S}}{1 + \frac{Ki}{f \cdot S}} = \frac{Ki}{f \cdot S + Ki} = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{Ki} \right) \cdot S} \end{cases} \quad (A.3)$$

La constante de temps est : $\tau = f/K_i$, supposons que le temps de réponse t_r sera égale à $t_r = 3 \cdot (f/K_i)$, les gains du régulateur *PI* pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{f}{Ki} \Rightarrow Ki = \frac{3 \cdot f}{t_r} \\ \frac{Kp}{Ki} = \frac{J}{f} \Rightarrow Kp = \frac{3 \cdot J}{t_r} \end{cases} \quad (A.4)$$

Cette méthode est dite : méthode de compensation de pôle (on compense le pôle du système avec le zéro du correcteur), facile à calculer sauf que le système final sera du premier ordre, moins de performance en le comparant avec un autre de deuxième ordre.

A.2.2 Système régulé régit par une fonction de transfert du deuxième ordre

Dans le cas d'un système régulé régit par une FT du deuxième ordre, d'autres performances sont ajoutées telles que : le temps de montée, dépassement, pulsation propre ou pseudo période, temps de réponse réduit etc.

Les paramètres du régulateur K_p et K_i seront en fonction de deux grandeurs :

- ✓ Coefficient d'amortissement : ζ
- ✓ Pulsation propre non amortie : ω_n ou bien ω_0

Calculons la *FTBO* et la *FTBF* sans compensation :

$$\begin{cases} FTBO(S) = \left(\frac{Ki + Kp \cdot S}{S} \right) \left(\frac{1}{f + JS} \right) = \frac{Ki + Kp \cdot S}{f \cdot S + J \cdot S^2} \\ FTBF(S) = \frac{\frac{Ki + Kp \cdot S}{f \cdot S + J \cdot S^2}}{1 + \frac{Ki + Kp \cdot S}{f \cdot S + J \cdot S^2}} = \frac{Ki + Kp \cdot S}{f \cdot S + J \cdot S^2 + Ki + Kp \cdot S} = \frac{Ki + Kp \cdot S}{J \cdot S^2 + (f + Kp) \cdot S + Ki} \end{cases} \quad (A.5)$$

$$FTBF(S) = \frac{Ki + Kp \cdot S}{J \cdot S^2 + (f + Kp) \cdot S + Ki} = \frac{\frac{Ki + Kp \cdot S}{J}}{S^2 + \frac{(f + Kp)}{J} \cdot S + \frac{Ki}{J}} \quad (A.6)$$

La fonction de transfert est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$FTBF(S) = \frac{a}{S^2 + (2 * \xi * \omega_n).S + \omega_n^2} \quad (A.7)$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur *PI* seront :

$$\begin{cases} 2. \xi. \omega_n = \frac{(f + Kp)}{J} \\ \omega_n^2 = \frac{Ki}{J} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Kp = 2. \xi. \omega_n. J - f \\ Ki = J. \omega_n^2 \end{cases} \quad (A.8)$$

Selon la Fig.A.2 en choisissant minutieusement la valeur du coefficient d'amortissement ξ et la pulsation propre ω_n (ξ et ω_n doivent être adaptés au système ; temps de réponse, dépassement, courant, inertie etc.), les paramètres du régulateurs seront définis immédiatement.

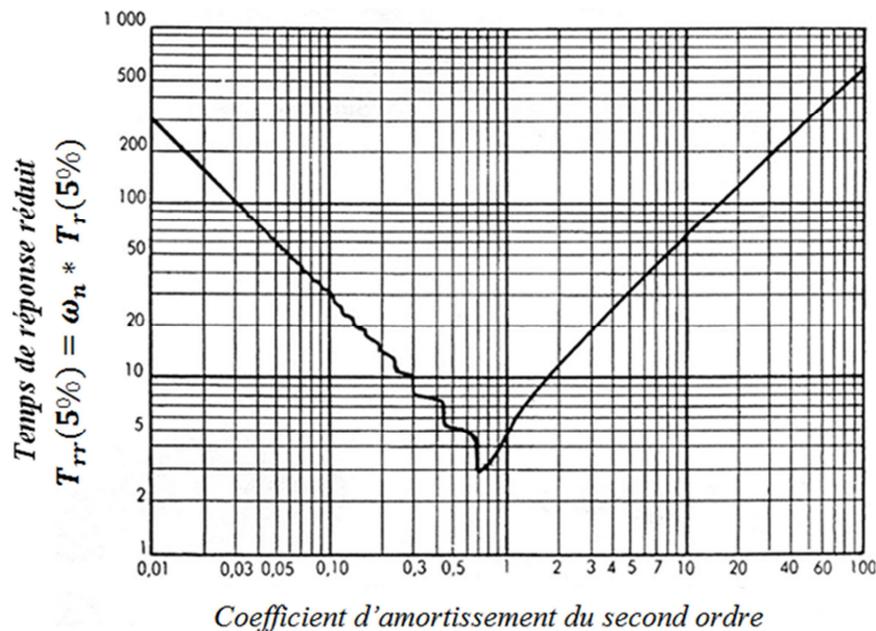


Fig. A.2 : Temps de réponse réduit en fonction du coefficient d'amortissement d'un système deuxième ordre.

Le temps de réponse réduit est minimal pour un coefficient d'amortissement égale à $\sqrt{2}/2$ soit $\xi \approx 0.7$.

ملخص:

الهدف من هذه المذكرة هو الدراسة بالمحاكاة للتحكم الغامض المحسن لمولدة تزامنية ذات مغناطيس دائم. بعد تقديم حالة مختلف انواع العنقات الهوائية و مختلف بنيات التغذية و أنواع المولدات المستعملة، وكان اختيارنا واقعا على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم التي لها تغذية مؤمنة بمقلبين سكونيين ثلاثيي الطور ذوي التحكم ذي النبضات المعدلة النبض الشعاعية. كما تم تقديم نمذجة لهذه المولدة في معلم بارك و أيضا التحكم الشعاعي. بالإضافة الى ذلك و من أجل تأمين التتبع الحي لنقطة الاشتغال المثلى لغرض الحصول على الإنتاج الاعظمي للاستطاعة الكهربائية لمختلف سرعات الرياح، استخدمنا منظما للسرعة تناسبيا تكامليا تقليديا في مرحلة اولى ثم منظما تناسبيا تكامليا غامضا بعد ذلك من اجل رفع درجة الفعالية و تحسين النتائج للنظام المذكور.

كلمات مفتاحي

المولدة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم; المحرك الهوائي; التحكم الغامض; تتبع نقطة الاستطاعة العظمى; التحكم ذي النبضات المعدلة النبض الشعاعية

Abstract:

The objective of this work is to study by simulation of the optimized fuzzy control of a permanent magnet synchronous machine (PMSM). After presenting a state of the art about wind turbines, different structures and types of used generators, we opted for the permanent magnet synchronous machine a supply consisting of two converters three-phase PWM vector. Modeling in the Park of this generator has been presented, and its vector control. Then, in order to ensure real-time tracking of the optimum operating point and having a maximum production of electrical power for different wind speeds, At first we used a conventional PI speed controller, then a PI fuzzy, in order to increase the degree of efficiency and improve the performance of our system

Keywords:

PMSM; Wind turbines; Fuzzy Control, MPPT, PWM vector

Résumé:

Ce mémoire a pour objectif l'étude par simulation de la commande floue optimisée d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Après avoir présenté un état de l'art sur les éoliennes, les différentes structures d'alimentation et le type de génératrices utilisées, nous avons opté pour la machine synchrone à aimant permanent à une alimentation constituée par deux convertisseurs statiques triphasés à MLI vectorielle. La modélisation dans le repère de Park de cette génératrice a été présentée, ainsi que sa commande vectorielle. Ensuite, afin d'assurer la poursuite en temps réel du point de fonctionnement optimal et d'avoir une production maximale de la puissance électrique pour différentes vitesses du vent, nous avons utilisé un régulateur de vitesse PI classique en premier lieu, puis un régulateur PI flou, dans le but d'augmenter ce degré d'efficacité et d'améliorer les performances de notre système.

Mots clés :

GSAP; Eolien; Commande floue; MPPT; MLI vectorielle