

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hassiba Benbouali de Chlef

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique



THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCE

Spécialité: Electrotechnique

Présenté par

MOUMNA Mohammed

Thème

**Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie d'une
chaîne de conversion éolienne à base d'une GSAP**

Soutenue le 14/07/2022, devant le jury composé de :

Abdelkader DJAHBAR	Professeur	Université de Chlef	Président
Rachid TALEB	Professeur	Université de Chlef	Encadreur
Zinelaabidine BOUDJEMA	Professeur	Université de Chlef	Co-Encadreur
Youcef BOT	MCA	Université de Khemis Miliana	Examineur
Abdelkader YOUSFI	MCA	Université de Khemis Miliana	Examineur
Aouad MEHARRER	MCA	Université de Tissemsilet	Examineur
Fayçal MAHEDI	MCA	Université de Chlef	Invité

Avant-propos

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans cette thèse de Doctorat ont été effectués au Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER), de l'université de Hassiba Ben Bouali de CHLEF (UHBC). Sous la direction de Professeur **Rachid TALEB**, et le Maître de conférences **Zinelaabidine BOUDJEMA**.

D'abord, je dois exprimer ma gratitude et mes profonds remerciements à Monsieur **Rachid TALEB**, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de diriger mon travail, pour sa rigueur scientifique et ses qualités humaines. Ses conseils et ses critiques ont grandement contribué à la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier aussi à **Zinelaabidine BOUDJEMA**, pour sa collaboration, pour toutes les compétences techniques partagées, ainsi que pour son amitié.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Abdelkader DJAHBAR**, Professeur à l'université de Chlef pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ma thèse.

Mes vifs remerciements sont adressés à Monsieur **Youcef BOT MCA** à l'université de Khemis Miliana pour avoir accepté d'examiner et de rapporter ce travail.

Je remercie profondément Monsieur **Abdelkader YOUSFI**, MCA à l'université de Khemis Miliana pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de participer à mon jury.

Egalement, je tiens à remercier vivement monsieur **Aouad MEHARRER**, MCA à l'université de Tissemsilet pour sa gentillesse et d'avoir accepté de juger et d'évaluer mon travail.

Je tiens à remercier aussi à **Fayçal MAHEDI**, MCA à l'université de Chlef qui m'honorer avec leur présence, ainsi que pour son amitié.

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

Je ne peux terminer sans avoir de pensée à ma petite famille surtout ma femme. Ils m'ont toujours soutenu et encouragé.

A mon amour à ma **femme**
A ma petite fille **bissane**.

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES ENERGIES RENOUVELABLES	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Génération d'énergie renouvelable.....	4
I.3. Energies renouvelables, définitions, ressources et exploitation.....	5
I.3.1. L'énergie de la géothermie.....	5
I.3.2. L'énergie de la biomasse	6
I.3.3. L'énergie solaire.....	6
I.3.4. L'énergie de l'hydraulique.....	7
I.3.5. L'énergie de l'éolienne.....	7
I.4. L'énergie électrique éolienne	8
I.4.1. Historique de l'éolien.....	8
I.4.2. Impact sur l'environnement.....	9
I.4.3. Variations saisonnières de la productivité des éoliennes.....	10
I.4.4. La rentabilité d'une éolienne.....	11
I.5. Différents types des turbines éoliennes.....	11
I.5.1. Eolienne à axe verticale.....	11
I.5.2. Eolienne à axe horizontal.....	13
I.6. Caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal.....	15
I.6.1. Définition d'un système éolien	15
I.6.2. Principaux composants d'une éolienne à axe horizontale.....	15
I.6.2.a. La tour.....	16
I.6.2.b. Le rotor.....	17
I.6.2.c. La nacelle.....	18
I.6.2.d. Le multiplicateur.....	19
I.6.2.e. La génératrice.....	20
I.7. Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie.....	21
I.7.1. Potentiel solaire.....	22
I.7.2. Potentiel éolien.....	23
I.8. Classement des éoliennes	23
I.8.1. Eoliennes à vitesse fixe	23
I.8.1.a Les avantages de l'éolienne à vitesse fixe.....	24
I.8.1.b Les inconvénients de l'éolienne à vitesse fixe.....	24
I.8.2. Eoliennes à vitesse variable	25
I.8.2.a Les avantages de l'éolienne a vitesse variable	25
I.8.2.b Les inconvénients de l'éolienne a vitesse variable	25
I.8.3. intérêt de la vitesse variable.....	25
I.9. Etat de l'art sur les génératrices d'éolienne.....	26
I.9.1. Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone	26
I.9.2. Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone	27
I.9.3. Eolienne utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (MADA)	28
I.9.4. Avantages et inconvénients entre différentes éoliennes	28
I.9.5. Avantages des éoliennes à base des machines synchrone à aimants permanents par rapport aux autres types de machines.....	29
I.10. Génératrices synchrones lentes pour les applications éoliennes.....	29
I.10.1. Structures des machines à aimants permanents	29
I.10.1.a Les machines sans pièces polaires.....	30
I.10.1.b Les machines avec pièces polaires.....	30
I.10.2. Différents types de stators.....	31

I.10.3. Les aimants permanents.....	31
I.10.3.a Propriétés générales des aimants.....	31
I.10.3.b Les différentes familles des aimants.....	33
I.11. Systèmes hybrides.....	33
I.11.1. Systèmes hybrides DC pour des petites communautés isolées.....	34
I.11.2. Systèmes hybrides AC pour des petites communautés isolées.....	34
I.12. Conclusion.....	35
CHAPITRE II : MODELISATION ET COMMANDE DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE	
II.1. Introduction.....	36
II.2. Avantages de l'utilisation de la MSAP.....	36
II.3. Constitution et fonctionnement de la MSAP.....	37
II.4 Modèle de la turbine éolienne.....	38
II.4.1 Modèle du profil de vent.....	38
II.4.2 Principe physique du vent.....	39
II.4.2.1 Puissance récupérable par une turbine.....	40
II.4.2.2 Modèle de la partie mécanique.....	41
II.4.2.3 Modèle du multiplicateur.....	42
II.4.2.4 Equation dynamique de l'arbre.....	42
II.4.2.5 Graphe informationnel du modèle de la turbine.....	43
II.5 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne.....	44
II.5.1 Techniques d'extraction du maximum de la puissance.....	45
II.5.1.1 Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation.....	45
II.5.1.1.a Réglage de la vitesse par régulateur de type classique PI.....	47
II.5.1.1.b Réglage de la vitesse par régulateur de type mode de glissant.....	48
II.5.2 Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse.....	49
II.6 Résultats de simulation.....	50
II.6.1 Résultats obtenus du contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse.....	51
II.6.2 Résultats obtenus du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse.....	52
II.7 Modélisation de la MSAP fonctionnement mode génératrice.....	54
II.7.1 Hypothèses simplificatrices.....	54
II.7.2 Équations électriques dans un repère naturel.....	55
II.7.3 Équations mécaniques.....	57
II.7.4 Modèle de la MSAP dans le repère de Park.....	57
II.7.5 Équations électriques dans le repère de Park (d, q).....	58
II.7.6 Équations de flux.....	59
II.7.7 Schéma équivalent de la MSAP en régime transitoire.....	60
II.7.8 Équations de la GSAP en régime permanent.....	61
II.7.9 Schéma simplifié de la GSAP en régime permanent.....	62
II.7.10 Diagramme vectoriel de la GSAP.....	62
II.7.11 Calcul l'angle du rotor.....	63
II.8 Calcul des puissances.....	64
II.8.1 Puissance apparente.....	64
II.8.2 Puissance active et réactive.....	64
II.8.3 Puissance dans le repère de Park.....	64
II.9 Expression du couple électromagnétique.....	64
II.10 Modèle du redresseur MLI.....	65
II.10.1 Principe de fonctionnement.....	66
II.10.2 Modélisation mathématique du redresseur MLI.....	66
II.10.2.1 Modèle du redresseur dans le référentiel triphasé (abc).....	66
II.10.2.2 Modèle du redresseur dans le référentiel tournant (dq).....	68

II.11 Commande vectorielle de la l'association GSAP – redresseur MLI.....	69
II.11. 1 Commande de la GSAP.....	70
II.11. 2 Commande par MLI.....	70
II.11. 3 Régulation des courants.....	70
II.11. 4 Régulation de la tension du bus continue	71
II.12 Résultats de simulation.....	73
II.12.1 Test avec vitesse de vent aléatoire.....	73
II.12.2 Test avec vitesse de vent prédéfinie.....	77
II.13 Conclusion.....	80

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DU COUPLE ET DE LA PUISSANCE DU SYSTEME EOLIEN

III.1. Introduction	82
III.2. Contrôle directe du couple (DTC) de la GSAP.....	83
III.2.1. Caractéristiques principales d'une commande par DTC.....	83
III.2.1.1 Avantages de la DTC.....	83
III.2.1.2 Inconvénients de la DTC.....	84
III.2.2 Commande par DTC "classique" de la GSAP	84
III.2.2.1 Principe de la commande directe du couple	84
III.2.2.2 Présentation des vecteurs de commutation.....	86
III.2.2.3 Contrôle du vecteur flux statorique.....	86
III.2.2.4 Contrôle du couple électromagnétique.....	90
III.2.2.5 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique.....	91
III.2.2.6 Sélection d'un vecteur de tension statorique.....	92
III.2.2.7 Elaboration de la table de commutation.....	94
III.2.3 Résultats de simulation.....	95
III.2.3.1 Amélioration de la DTC par la modulation vectorielle (SVM)	97
III.3. Commande directe de la puissance (DPC).....	100
III.3.1 Théorie de la commande par DPC.....	100
III.3.2 Principe générale de la DPC.....	101
III.3.2.1 Tableau de commutation.....	102
III.3.2.2. Régulateurs à hystérésis.....	104
III.3.3. Calcul des puissances instantanées.....	105
III.3.3.1. Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension.....	105
III.3.3.2. Calcul des puissances instantanées par estimation du flux.....	106
III.3.4 DPC avec modulation vectorielle.....	107
III.3.4.1 Le réglage des correcteurs des puissances instantanées.....	107
III.3.5 Résultats de simulation.....	109
III.3.5.1 Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (SVM)	112
III.4. Conclusion.....	114

CHAPITRE IV : AMELIORATION DE LA DPC PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR

IV.1. Introduction	115
IV.2. Systèmes à structures variables	116
IV.3. Modes de trajectoire d'une variable d'état dans le plan de phase	116
IV.3.1 Mode de convergence (MC)	117
IV.3.2 Mode de glissement (MG)	117
IV.3.3 Mode en régime permanent MRP (Steady-State Mode)	117
IV.4 Principe de la commande par MG	117
IV.5 Conception de la commande par MG	118

IV.5.1 Choix de la surface de glissement	118
IV.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	119
IV.5.2.1 Fonction de commutation (approche directe ou discrète)	119
IV.5.2.2 Fonction de Lyapunov.....	119
IV.5.3 Détermination de la loi de commande	120
IV.5.3.1 Commande équivalente	121
IV.5.3.2 Commande discontinue de base (commande d'attractivité)	122
IV.6 Broutement (Chattering)	123
IV.6.1 Solution de couche limite (Boundary Layer solution)	124
IV.6.1.1 Commande avec un seul seuil	135
IV.6.1.2 Commande adoucie (a deux seuils)	125
IV.6.1.3 Commande intégrale	126
IV.6.2 Solution par mode glissant d'ordre supérieur	127
IV.7 Commande par mode glissant d'ordre deux	128
IV.7.1 Algorithme du Twisting.....	129
IV.7.2 Algorithme sous-optimal	130
IV.7.3 Algorithme de super Twisting	130
IV.8 Commande DPC par mode glissant d'ordre deux de la GSAP.....	131
IV.8.1. Test de réponse à la vitesse du vent.....	132
IV.8.2 Test de suivi de référence.....	136
IV.8.3 Test de robustesse.....	140
IV.9. Conclusion.....	144
CONCLUSION GENERALE.....	145
Annexe A.....	148
Annexe B.....	149
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE.....	151

LISTES DES FIGURES ET TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I :

Figure I.1 : Capacité éolienne cumulée dans le monde (données GWEC).	8
Figure I.2 : Effet du vent sur un corps creux.	10
Figure I.3 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Darrieus).	12
Figure I.4 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Savonius) [LOU16].	12
Figure I.5 : Eoliennes tripales et multi-pales [MES14].	13
Figure I.6 : Configurations à axe horizontal [MES14].	13
Figure I.7 : Coefficient de puissance aérodynamique en fonction de λ Et de l'angle de pas des Pales [DJE15].....	14
Figure I.8 : Principe de la conversion d'énergie éolienne.	15
Figure I.9 : Différentes parties d'une éolienne NORDEX N60 (1300kW).	16
Figure I.10 : La tour éolienne et ses composants électroniques à l'intérieur.	17
Figure I.11 : Transport de pale d'une turbine éolienne de 1.5MW.	18
Figure I.12 : Vue aérienne de la nacelle pendant l'assemblage d'une turbine éolienne.	19
Figure I.13 : Multiplicateur de vitesse.	20
Figure I.14 : Répartition des usages de la filière ER en Algérie.....	21
Figure I.15 : Carte de l'irradiation en Algérie (mois de juillet)	22
Figure I.16 : Durée moyenne d'ensoleillement en Algérie	22
Figure I.17 : Energie moyenne en Algérie reçue	22
Figure I.18 : Carte des vents en Algérie.....	23
Figure I.19 : Eolienne à vitesse fixe directement connectée au réseau électrique.....	23
Figure I.20 : Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone.	24
Figure I.21 : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.	25
Figure I.22 : Eolienne à vitesse variable type MADA.....	26
Figure I.23 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.	27
Figure I.24 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.	27
Figure I.25 : Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA.	28
Figure I.26 : Différentes structures de rotor intérieur à aimants permanents.....	30
Figure I.27 : Configuration des moteurs : avec encoche (a) sans encoches (b)	31
Figure I.28 : Courbe de désaimantation.....	32
Figure I.29 : Courbe B (H) des différents types des aimants permanents.....	33
Figure I.30 : Système hybride de puissance avec bus DC avec sources renouvelables et générateur diesel...34	
Figure I.31 : Système hybride de puissance avec mini réseau avec sources renouvelables.....	35

CHAPITRE II :

Figure II.1 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP classique.	38
Figure II.2 : Coefficient aérodynamique de puissance en fonction de la vitesse de rotation normalisée [UAU00].	41
Figure II.3 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.	42
Figure II.4 : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.	43
Figure II.5 : Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent.	44
Figure II.6 : Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.	47

Figure II.7 : Schéma bloc de l'asservissement en utilisant un régulateur PI [BOY06].	47
Figure II.8 : Schéma bloc d'un régulateur IP [BEL08].	48
Figure II.9 : Contrôle MPPT sans Asservissement de la vitesse mécanique.	50
Figure II. 10 : Profil du vent appliqué	51
Figure II. 11 : Résultats de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse.	51
Figure II. 12 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse par PI classique.	52
Figure II. 13 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse par Mode Glissant.	53
Figure II.14 : MPPT obtenus avec les deux stratégies.	54
Figure II.15 : Représentation de la MSAP dans le repère de Park.	58
Figure II.16 : Circuit équivalent de la MSAP dans le repère de d et q.	61
Figure II.17 : Circuit équivalent de la GSAP en régime permanent.	62
Figure II.18 : Diagramme vectoriel de la MSAP.	63
Figure II.19 : Topologies de base d'un redresseur de tension.	65
Figure II.20 : Modélisation du redresseur dans un repère fixe lié aux axes abc [BEL10].	68
Figure II.21 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant d-q.	69
Figure II.22 : Synoptique de la commande vectorielle (du redresseur et de la machine synchrone).	70
Figure II.23 : Boucle de régulation de courant.	71
Figure II.24 : Modèle pour la boucle de tension V_{dc} .	72
Figure II.25 : Modèle complet en boucle fermée pour la régulation de tension V_{dc} .	72
Figure II. 26 : Profile du vent.	73
Figure II. 27 : Vitesse de rotation.	74
Figure II. 28 : Tension redressée (avec zoom).	74
Figure II. 29 : Couple électromagnétique C_{em} .	75
Figure II. 30 : Allure des courant I_d nul et courant I_q .	75
Figure II. 31 : Flux Φ_d et Flux Φ_q ($\Phi_d=0.21$).	76
Figure II. 32 : Courant I_{abc} (avec zoom).	76
Figure II. 33 : Zoom de la tension V_a .	77
Figure II.34 : spectre d'harmonique du courant statorique et leur THD.	77
Figure II. 35 : Profile du vent.	78
Figure II. 36 : Vitesse de rotation.	78
Figure II. 37 : Tension redressée (avec zoom).	79
Figure II. 38 : Couple électromagnétique C_{em} .	79
Figure II. 39 : Allure des courant I_d nul et courant I_q .	80
Figure II. 40 : Courant I_a .	80

CHAPITRE III :

Figure III.1 : Schéma de principe du système étudié.	83
Figure III.2 : Schéma bloc de la commande directe du couple de la GSAP.	84
Figure III.3 : Elaboration du vecteur de tension statorique à partir des états de commutation du convertisseur.	85
Figure III.4 : Présentation des vecteurs de commutation.	86
Figure III.5 : Évolution du vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha_s-\beta_s)$.	88
Figure III.6 : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tensions statoriques.	89
Figure III.7 -Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.	90

Figure III.8 : Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux.	91
Figure III.9 : Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.	93
Figure III. 10 : variation de la Vitesse de rotation.	95
Figure III. 11 : Tension redressée V_{dc} avec Zoom.	95
Figure III. 12 : Flux statorique ; a) Module du flux statorique, b) Trajectoire de Lissajous, c) Flux dans le repère de Concordia.....	96
Figure III. 13 : a) Courants statoriques I_d/I_q , b) Couple électromagnétique C_{em}	97
Figure III. 14 : Courant statorique ; a) Courant de phase I_a , b) spectre d'harmonique et THD de I_a	97
Figure III. 15 : Schéma bloc de la commande directe du couple avec modulation vectorielle.	98
Figure III. 16 : Tension redressée du bus continu.	98
Figure III. 17 : DTC par modulation vectorielle ; a) Trajectoire de Lissajous, b) Flux dans le repère de Concordia, c) Courant statorique de Park I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.....	99
Figure III.18 : Configuration de la DPC-C de la GSAP.	102
Figure III.19 : Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant.	103
Figure III.20 : Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.	104
Figure III.21 : Schéma bloc d'un redresseur MLI (DPC avec modulation vectorielle).	107
Figure III.22 : Le schéma bloc des boucles de P et Q avec deux correcteurs PI.	108
Figure III.23 : Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.	108
Figure III.24 : Le schéma bloc du système en boucle fermée.	109
Figure III.25 : Schéma bloc d'un redresseur MLI avec le calcul de P et Q par estimation du flux (DPC classique).	110
Figure III.26 : Tension du bus continu (V) (DPC classique).	110
Figure III. 27 : DPC classique; a) Puissance active, b) Puissance réactive, c) Courant statorique I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.....	111
Figure III.28 Tension du bus continu (V) (DPC-SVM).	112
Figure III. 29 : DPC-SVM ; a) Puissance active, b) Puissance réactive, c) Courant statorique I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.....	113

CHAPITRE IV :

Figure IV.1 : Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.	116
Figure IV.2 : Méthode de Contrôle Equivalente.	121
Figure IV.3 : Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.	121
Figure IV.4 : Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min}	122
Figure IV.5 : Définition de la Fonction Sign.....	123
Figure IV.6 : Phénomène du Broutement.....	124
Figure IV.7 : Définition de la Fonction Saturation (Sat)	125
Figure IV.8 : Fonction Sign de la Commande avec un Seul Seuil.	125
Figure IV.9 : Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).	126
Figure IV.10 : CSV Rendu Continue.	126
Figure IV.11 : Convergence en Temps Fini de l'Algorithme Twisting dans le Plan (S, \dot{S}).	129
Figure IV.12 : Schéma fonctionnel du DPC-SVM avec HSMC.	132

Figure IV.13 : profil de la variation de la vitesse du rotor.	133
Figure IV.14. Test de réponse à la vitesse du vent (rotation), Tension bus continue.....	133
Figure IV.15: Zoom Tension bus continue.	133
Figure IV.16 : Test de réponse à la vitesse du vent, puissance active.	134
Figure IV.17 : Zoom sur la puissance active.	134
Figure IV.18 : Test de réponse à la vitesse du vent, puissance réactive.	134
Figure IV.19 : Zoom sur la puissance réactive.	135
Figure IV.20 : Couple électromagnétique C_{em} (N.m).	135
Figure IV.21 : Zoom sur le Couple électromagnétique C_{em} (N.m).	135
Figure IV.22. Test de suivi de référence, Tension bus continue.	136
Figure IV.23: Zoom Tension bus continue.	136
Figure IV.24: Puissance Active.	137
Figure IV.25 : Puissance Réactive Q (Var).	137
Figure IV.26 : Zoom de la Puissance active P (W)	137
Figure IV.27 : Zoom de la Puissance Réactive Q (Var)	138
Figure IV.28 : Zoom du couple Electromagnétique C_{em}	138
Figure IV.29 : Courant statorique I_a	138
Figure IV.30 : Zoom du Courant statorique I_a (A)	139
Figure IV.31 : spectre harmonique du courant statorique et THD, (a) DPC Classique, (b) DPC-SVM), (c)DPC-SVM-HOMC.	139
Figure IV.32. Test de robustesse, puissance active.	140
Figure IV.33 : Test de robustesse, puissance réactive.	140
Figure IV.34. Test de robustesse, courant rotorique I_a	141
Figure IV.35 : Zoom de la Puissance Active P (W)	141
Figure IV.36 : Zoom de la Puissance Réactive Q (Var).	141
Figure IV.37 : Zoom du Courant statorique I_a (A)	142
Figure IV.38 : tension de bus continu V_{dc} avec Zoom.	142
Figure IV.39 : Zoom du couple Electromagnétique C_{em}	143
Figure IV.40 : spectre harmonique du courant statorique et THD, (a) DPC Classique, (b) DPC-SVM), (c)DPC-SVM-HOMC.	143

ANNEXES :

Figure B.2 : Une période de commutation de la représentation SVM.....	149
Figure B.1 : Le principe de fonctionnement de la modulation vectorielle	150

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients des différentes éoliennes.	28
Tableau III.1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.	94
Tableau III.2 : Table de commutation de la DTC définissant les vecteurs optimaux sélectionnés dans chaque secteur du convertisseur CCM.....	94

Tableau III.3 : Variations de P et Q en fonction de la position des vecteurs.	103
Tableau III.4 : Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs.	105
Tableau A.1 : Paramètres de la chaîne de conversion éolienne basée sur une GSAP.....	148
Tableau B.1 : Implications des vecteurs de tension SVM sur les tensions de commutation et de la sortie du convertisseur.....	150

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

NOTATIONS

B_r	Champ rémanent
H_c	Champ coercitif
μ_{rec}	Perméabilité de recul
C_p	Coefficient de puissance
λ	Ratio de vitesse
P_s	Puissance active statorique
$C_{aéro}$	Couple aérodynamique
P_v	Puissance du vent
S	L'air balayé
ρ	Densité de l'air
Ω_t	Vitesse angulaire de la turbine
f	Fréquence du réseau
$I_{s1,2,3}$	Courants des trois phases statoriques
V	Vitesse du vent
β	L'angle d'orientation de pale
R	Rayon de la turbine
Ω	Vitesse angulaire de la génératrice
G	Gain du multiplicateur
C_g	Couple du générateur
J	Inertie total
J_g	Inertie de la génératrice
J_t	Inertie de la turbine
C_{mec}	Couple mécanique
C_{vis}	Couple des frottements
K_f	Coefficient de frottement visqueux
P_n	Puissance nominale
V_m	Vitesse de vent maximale
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{em-ref}	Couple électromagnétique de référence
Ω_{ref}	Vitesse angulaire de référence
λ_{opt}	Ratio de vitesse optimale
$C_{t-estimé}$	Couple de la turbine estimé
A	Valeur moyenne de la vitesse du vent
a_k	Amplitude de l'harmonique de l'ordre k
w_k	Pulsation de l'harmonique de l'ordre k
L_{sabc}	Inductances propres aux phases (a, b et c).
L_{ls}	Inductance de fuite.

L_{os}	Terme constante de l'inductance propre d'une phase.
L_{2s}	Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase.
θ_r	Position électrique du rotor.
f	Coefficient de frottement visqueux.
$\psi_s^*, \hat{\psi}_s$	Flux statorique de référence et celui estimé
R_s	Résistance statorique
L_s	L'inductance statorique
M	Inductance mutuelle
ω_s	Pulsation statorique
P	Nombre de pair de pôles
$v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}$	Tensions statoriques et rotoriques d'axes d et q
$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$	Flux statoriques et rotoriques d'axes d et q
Q_s	Puissances réactives statorique
θ_s, θ_r	Position du stator et le rotor
k_p, k_i	Gain du régulateur (proportionnel, intégrateur)
τ_r	Temps de réponse du système
i_{ond}, i_{red}	Courants modulés par le CCG
V_{dc}	Tension du bus continu
R_f, L_f	Résistance et l'inductance du filtre RL
P_f, Q_f	Puissance active et réactive du filtre
i_{ch}	Courant de la charge
S_a, S_b, S_c	Séquence de commande du convertisseur à MLI
x	Vecteur d'état
u	Vecteur de commande
T_e	Période d'échantillonnage
$H\phi_s$	Largeur de la bande hystérésis du flux statorique
ΔC_{em}	Variation du vecteur couple électromagnétique
HC_{em}	Largeur de la bande hystérésis du couple électromagnétique
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	Flux statoriques dans le plan stationnaire
T_1, T_2	Temps d'application des deux vecteurs tensions adjacents
p, q	Puissances active et réactive instantanées
ϕ_α, ϕ_β	vecteurs de flux virtuel dans le plan α - β .
T_s	Période de commutation
$\Delta p_i, \Delta q_i$	Variation de la puissance active et réactive instantanée
S_i, Z_i	Secteurs
f_c	Fréquence de coupure
$P_{éol}$	Puissance éolienne
$P_{régl}$	Puissance de réglage
S_Ω	Surface de glissement pour la vitesse

$\Omega_{vréf}$	Vitesse de référence du volant
I_d	Courant directe
I_{sat}	Courant de saturation,

ABREVIATIONS

<i>SCEE</i>	Système de Conversion d'Énergie Éolienne
<i>GSAP</i>	Générateur Synchrone à Aimant Permanent
<i>GADA</i>	Générateur Asynchrone à Double Alimentation
<i>DFIG</i>	Double Fed Induction Generator
<i>AC</i>	Alternative Current
<i>DC</i>	Direct Current
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>GTO</i>	Gate Turn-Off Thyristor
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation
<i>DFIM</i>	Double Fed Induction Motor
<i>RMG</i>	Régulateur Mode Glissant
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel Intégrateur
<i>DTC</i>	Direct Torque Control
<i>DPC</i>	Direct Power Control
<i>Reg</i>	Régulateur
<i>CCG</i>	Convertisseur Coté rotor de la Machine
<i>CCR</i>	Convertisseur Coté Réseau électrique
<i>MLI</i>	Modulation à Large Impulsion
<i>SVM</i>	Space Vector Modulation
<i>DPC – SVM</i>	Direct Power Control with Space Vector Modulation
<i>HP</i>	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis de la puissance active,
<i>HQ</i>	Etat logique à la sortie du comparateur à hystérésis de la puissance réactive,
ΔP_s	Largeur de la bande à hystérésis de la puissance active,
ΔQ_s	Largeur de la bande à hystérésis de la puissance réactive.
<i>DPC – C</i>	Direct Power Control avec régulateur Classique
<i>SISE</i>	Système Inertiel de Stockage d'Énergie
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking
<i>SCEE</i>	Système de Conversion d'Énergie Éolienne
<i>MGO2</i>	Mode Glissant d'Ordre 2
<i>GWEC</i>	Global Wind Energy Council
<i>THD</i>	Taux de Distorsion des Harmoniques

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires considérables en énergie électrique. Face à cette demande toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures. Pareillement, un recours systématique aux carburants fossiles, tels que le pétrole, le charbon et le gaz naturel pour les plus répandus, permet d'avoir des coûts de production faibles mais conduit à un dégagement massif de gaz polluant. Ainsi, la production électrique à partir de combustibles fossiles est à l'origine de 40 % des émissions mondiales de CO₂ [BOU15]. Pour faire face à ces différents problèmes, il s'avère nécessaire de faire appel à des sources d'énergie nouvelles qui seront sans conséquence pour l'homme et l'environnement. C'est ainsi que plusieurs pays se sont lancés dans le développement et l'utilisation des sources d'énergie renouvelables comme : le solaire, la biomasse, la géothermie, la marémotrice, l'hydraulique [MOU14].

Parmi ces sources d'énergie, l'éolienne est la plus prometteuse à travers le monde en termes de développement. D'un part, car l'énergie potentielle des masses d'air en mouvement représente, au niveau mondial, un gisement considérable [DJE15] ; Les systèmes utilisant l'énergie du vent représentent la technologie à plus forte croissance. Parmi ces technologies éoliennes, de nombreux systèmes de différents types ont été conçus et développés tout en prolongeant une expérience dans ce domaine remontant sur plusieurs siècles. De nos jours, la forme la plus connue et utilisée de la technologie éolienne est l'aérogénérateur, une machine qui obtient de l'énergie à partir du vent pour générer un courant électrique. La chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique intègre différents organes électrotechniques. Afin de maximiser l'efficacité de cette conversion d'énergie, de nombreuses solutions ont été examinées aussi bien au niveau de la génératrice à utiliser que de l'électronique de puissance [BOU15]. D'autre part, les aides institutionnelles et gouvernementales conjointement avec le potentiel éolien et le développement des technologies de conversion des énergies. Tous ces facteurs ont permis le développement rapide de l'énergie éolienne avec une croissance annuelle de 30% et une pénétration du marché de l'électricité de 12% en 2014 [GWEC].

Bien que les aérogénérateurs aient atteint une certaine maturité technique, la technologie des aérogénérateurs évolue. Les éoliennes de dernière génération fonctionnent à vitesse variable. Ce type de fonctionnement permet d'augmenter le rendement énergétique, de diminuer les efforts mécaniques et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique produite, par rapport aux éoliennes à vitesse fixe. C'est le développement des variateurs électroniques qui permet de contrôler la vitesse de rotation des éoliennes à chaque instant.

La taille de ces turbines (aérogénérateurs) éoliennes modernes va de quelques Watts jusqu'à plusieurs mégawatts. De nos jours, la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) à vitesse variable est de plus en plus utilisée dans les unités de production d'énergie éolienne, son principal avantage, est d'avoir la possibilité de fonctionnement dans des sites isolés sans nécessité de l'opération d'excitation rotorique (aimants permanent portés sur le rotor), ces machines peuvent être fonctionnées à des petites vitesses ce qui permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse (réduction des pertes et d'entretien). De plus, le contrôle de cette machine est simple et elle peut autoriser la majorité des techniques existant. Par ailleurs, cette machine permet un fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable ce qui donne la possibilité de produire le maximum de puissance possible sur tous les plages de variation de la vitesse de l'éolienne.

Toutefois, le développement ininterrompu dans le domaine de l'électronique de puissance nous permet de développer plusieurs systèmes pour améliorer la qualité d'énergie et réduire les harmoniques produites par les convertisseurs de l'électronique de puissance. De nos jours, en plus de la fonction principale de ceux-ci, les règlements existants imposent une condition additionnelle de la bonne qualité de puissance. Plusieurs techniques ont été employées dans la commande de ces convertisseurs [KEN12] :

- La commande à bande d'hystérésis HBCC (Hysteresis Band Current Control).
- La commande par orientation de la tension VOC (voltage Oriented Control).
- La commande par orientation du flux FOC (Flux Oriented Control).
- La commande directe du couple DTC (Direct torque Control).
- La commande directe de la puissance DPC (Direct Power Control).

Le sujet traité dans cette thèse consiste à concevoir des stratégies de commande avancées et/ou robustes d'un système de conversion éolien à base d'une GSAP. Le but de ces commandes est de réguler la tension du bus continu intermédiaire quelque soit la puissance générée par le système de conversion sous fréquence variable.

Donc c'est dans ce cadre que nous allons développer notre étude sur un système de conversion éolien permettant de fournir une puissance constante tout en offrant des services systèmes tel que la prestation de l'énergie réactive pour la correction du facteur de puissance.

- Le premier chapitre expose les différentes sources d'énergies renouvelables existantes ; nous focalisons notre attention sur la production d'électricité éolienne ainsi que sur les principes généraux des MSAPs.
- Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de la chaîne de conversion éolienne ainsi que sa commande optimale en vue de l'extraction du maximum de puissance. dont la première partie de ce chapitre est dédié à la modélisation et la commande de la turbine éolienne. La seconde partie du chapitre est consacrée à la mise en équations de la GSAP. Afin de simplifier les équations de cette machine, nous utiliserons la transformation de PARK. Ensuite, nous présenterons la mise en équations des convertisseurs de puissance. Notons que dans ce chapitre, la commande vectorielle d'un système éolien à base d'une GSAP est présentée.

- Le troisième chapitre sera l'objet de présentation et d'application des deux techniques de contrôle DTC et DPC sur la GSAP. Des améliorations par l'utilisation de la technique de modulation vectorielle SVM sera aussi appliquer dans ce chapitre.
- Le quatrième chapitre sera consacré au développement d'une technique basée sur la commande par mode glissant d'ordre 2 (MGO2) pour améliorer les performances de la DPC. Cette méthode consiste à remplacer les comparateurs classiques et les tables de sélection appliquées aux DPC-C de la GSAP par des régulateurs de type mode glissant d'ordre deux et des technique SVM. Donc trois stratégies de commande seront évaluées et comparées dans ce chapitre à savoir DPC classique (DPC-C), DPC avec modulation vectorielle (DPC-SVM) et DPC avec SVM en mode glissant d'ordre 2 (DPC-SVM-MGO2).

Cette thèse est parachevée par une conclusion générale dans laquelle sont valorisés les différents développements effectués. Des perspectives pour ce travail sont également envisagées.

CHAPITRE I :
ETAT DE L'ART SUR LES
ENERGIES
RENOUVELABLES

I.1. Introduction

Actuellement, la production d'énergie électrique se base principalement sur des combustibles fossiles et fissiles (nucléaire), parce ces dernières permettent d'avoir un faible coût de production, néanmoins il est clair que notre dépendance aux ces types d'énergies ne peut continuer indéfiniment, ce choix est limité avec la limite du réserve mondiale de ces sources. D'une autre coté, les carburants fossiles conduisent à un dégagement massif de gaz polluant et de gaz à effet de serre (l'origine de la plupart des émissions mondiales de CO₂). De même, L'énergie d'origine nucléaire qui ne rejette pas directement de gaz carbonique mais le traitement des déchets issus de ce mode de production est très coûteux (la radioactivité des produits traités reste élevée durant de nombreuses années) et encore, les conséquences d'un accident liés à leur exploitation seraient désastreuses bien que le risque d'un accident est très faible.

D'une autre part, et de la nature, les énergies renouvelables se trouvent de forme nette et permanente. Fournies par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux, les énergies renouvelables n'engendrent pas ou peu de déchets ou d'émissions polluantes. Le solaire (solaire photovoltaïque, solaire thermique), l'hydroélectricité, l'éolien, la biomasse, la géothermie sont des énergies plus inépuisables par rapport aux "énergies stock" tirées des gisements de combustibles fossiles en voie de raréfaction [BOU15].

La préparation de l'avenir dans les domaines de production énergétique doit se prévoir dès aujourd'hui, pour pouvoir faire face progressivement aux changements énergétiques inévitables. Chaque innovation et chaque avancée en matière de recherche n'aura de retombées que dans une dizaine d'années au mieux, le temps d'effectuer les tests nécessaires et d'envisager la mise en production sans risque pour l'utilisateur autant pour sa propre santé que pour ses installations électriques [BEL10].

L'énergie éolienne est employée pendant longtemps dans les fermes pour rectifier les grains ou l'eau de pompe sous forme de moulin de vent. Le principe est de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Aujourd'hui, ce principe est appliqué à l'énergie éolienne dans le système d'alimentation, mais on la transforme en énergie électrique par l'emploi d'aérogénérateurs. Le nouvel intérêt porté à l'énergie éolienne depuis la moitié des années 70 résulte de deux préoccupations : d'une part, la protection de l'environnement et l'économie des combustibles fossiles qui en résulte. D'autre part, l'évolution des technologies rend la conversion de cette énergie de plus en plus rentable et donc son utilisation devient économiquement compétitive par rapport aux sources traditionnelles de même puissance [DJE15].

I.2. Génération d'énergie renouvelable

Une des propriétés qui limite l'utilisation de l'énergie renouvelable est lié au fait que la matière première (source de l'énergie) n'est pas transportable dans la majorité des cas contrairement aux sources traditionnelles comme le pétrole ou l'uranium qui est extrait des gisements respectifs et acheminé « sans gros problèmes » vers les distributeurs ou les usines qui peuvent être éloignées de milliers de kilomètres. Par contre, le lieu de « l'extraction » de l'énergie renouvelable est

déterminant pour le lieu de transformation. Seule la biomasse semble avoir les propriétés les moins restrictives. Par exemple un site éolien doit être précisément déterminé en choisissant les lieux géographiques les plus régulièrement ventés, les panneaux solaires doivent évidemment être placés dans les zones bien ensoleillées, les propriétés de la houle ne sont pas favorables partout sur les mers. Dans les zones où le réseau existe, il est donc pratique et dans la majorité des cas nécessaire de transformer l'énergie renouvelable sous la forme électrique qui est transportable via les lignes électriques. La production énergétique est alors centralisée et mise en réseau entre plusieurs sites de production et de consommation. Cependant, le caractère capricieux des sources renouvelables pose le problème de la disponibilité énergétique et du stockage de masse, actuellement principalement assuré par l'hydraulique [MIR05].

I.3. Energies renouvelables, définitions, ressources et exploitation

Une source d'énergie est renouvelable si le fait d'en consommer ne limite pas son utilisation future. C'est le cas de l'énergie du soleil, du vent, des cours d'eau de la terre de la biomasse, à l'échelle de la durée de vie de l'humanité, ce n'est pas le cas pour les combustibles fossiles et nucléaires [LIL12].

L'utilisation des énergies renouvelables n'est pas nouvelle, elles ont été exploitées par l'homme depuis l'aube de l'humanité, bois de feu, traction animale, bateau à voile, moulin à vent ...

Malheureusement, ces énergies furent délaissées au profit d'autres sources d'énergies que l'on pensait à l'époque plus intéressantes. Ce n'est que dernièrement, suite à la pollution atmosphérique, le réchauffement climatique dû à l'effet de serre, les risques du nucléaire et les limites des ressources (pétrole, gaz, charbon et uranium) qu'il y a eu prise de conscience qu'un développement économique respectueux de l'environnement est absolument nécessaire.

Les énergies dites renouvelables et propres constituent une alternative aux énergies fossiles sur plusieurs points :

- Elles respectent l'environnement (sont propres) ne dégagent pas de gaz à effet de serre, ni de déchets toxiques.
- Elles sont comme leurs noms l'indiquent « inépuisables ».
- Elles permettent une production décentralisée adaptée aux besoins locaux.

Parmi les énergies renouvelables nous citons :

L'éolien, le solaire thermique et photovoltaïque, la biomasse, la géothermie, l'hydraulique.

1.3.1. L'énergie de la géothermie

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

- la géothermie à haute énergie ou géothermie privilégiée qui exploite des sources hydrothermales très chaudes, ou des forages très profonds où de l'eau est injectée sous pression dans la roche. Cette géothermie est surtout utilisée pour produire de l'électricité [BEL10].

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

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

1.3.2. L'énergie de la biomasse

La biomasse désigne toute la matière vivante d'origine végétale ou animale de la surface terrestre. Généralement, les dérivés ou déchets sont également classés dans la biomasse. Différents types sont à considérer : le bois-énergie, les biocarburants, le biogaz.

Le bois-énergie est une ressource très abondante. C'est la ressource la plus utilisée au monde. En Europe, c'est 51% de la part de l'énergie renouvelable qui appartient à ce mode de production d'énergie. Elle se concentre sur l'utilisation destinée au chauffage. On peut utiliser toutes les ressources du bois : les chutes ou déchets de production des industries de transformation du bois (bois d'élagage, le bois forestier provenant de l'entretien des espaces boisés ou le bois de rebut provenant d'emballages, de palettes etc.). L'utilisation va de petites chaufferies individuelles jusqu'à la production de la chaleur industrielle de plus de 15 MW [BOU15].

Le développement des biocarburants est souvent corrélé aux cycles de variation des prix du baril de pétrole. Aujourd'hui éthanol (betterave, blé...) et biodiesel (colza, tournesol...) offrent des avantages environnementaux appréciables dans le contexte de la lutte contre l'effet de serre. L'Union européenne projette d'atteindre une production de 17 millions de tonnes de biocarburant par an en 2010 par rapport au million produit actuellement.

La principale motivation qui pousse à la production du biogaz est environnementale. La production de l'énergie, peut être vue seulement comme une méthode d'élimination des gaz polluants, mais elle représente une ressource renouvelable très importante. Quelle que soit l'origine, le biogaz non valorisé contribue, du fait de ses fortes teneurs en méthane, à l'effet de serre, mais c'est le bilan global du cycle qui doit être considéré. Il peut être utilisé comme source brute ou après le processus d'épuration injecté dans les réseaux de distribution.

1.3.3. L'énergie solaire

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

reçoivent en 6 heures plus d'énergie du soleil que n'en consomme l'humanité en une année [BEL10].

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

- **L'énergie solaire thermique** : qui consiste tout simplement à produire de la chaleur grâce à des panneaux solaires. On peut aussi produire avec de la vapeur à partir de la chaleur du soleil puis convertir la vapeur en électricité.

- **L'énergie solaire photovoltaïque** : qui consiste à produire directement de l'électricité à partir de la lumière à l'aide des panneaux solaires. Cette forme d'énergie est déjà exploitée dans de nombreux pays, surtout dans les pays ou les régions ne disposant pas de ressources énergétiques conventionnelles tels que les hydrocarbures ou le charbon.

- **L'énergie solaire passive** : est une autre forme d'utilisation de l'énergie solaire qui consiste à utiliser directement la lumière pour le chauffage.

1.3.4. L'énergie de l'hydraulique

L'hydraulique première des énergies renouvelables au monde, se distingue par sa souplesse d'utilisation, ses atouts écologiques et économiques. Comme les ancestrales roues entraînées par le débit d'un cours d'eau, les turbines des centrales hydrauliques sont activées par la force de l'eau passant d'un niveau supérieur à un niveau inférieur. Plus la hauteur de la chute d'eau et le débit sont importants plus la puissance électrique développée sera élevée.

Chaque ouvrage hydraulique est donc adapté à la typologie des lieux pour atteindre un rendement optimal. Notons aussi dans le domaine de l'énergie hydraulique, les ressources marémotrices de la houle et celles des courants marins qui sont très importants, de nombreux travaux dans le monde ont montré la faisabilité de l'exploitation des ressources de la houle. La plus grande usine marémotrice au monde se trouve en France (la Rance) avec une puissance de 240 MW [LIL12].

Le développement attendu de l'énergie éolienne offshore pourrait être avantageusement couplé à une production par les vagues où l'on pourrait mettre en commun les coûteuses infrastructures de génie civil.

1.3.5. L'énergie de l'éolienne

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

En 2019, les installations éoliennes avaient totalisé 650 GW, avec une augmentation de 447 GW en sept ans (220 %) par rapport à la fin de 2013 où le total mondial de la puissance installée

éolienne atteignait 318,7 GW. Avant 2013, le marché a connu un net ralentissement, pour la première fois dans l'histoire de la première industrielle de l'éolien, cette baisse du marché est due surtout à l'écroulement du marché des États-Unis (1084 MW contre 13078 MW en 2012), à cause de la reconduction très tardive du système d'incitation fédéral. Le marché européen a légèrement fléchi en raison de l'adoption par plusieurs gouvernements de nouvelles politiques moins favorables, par contre, la Chine a représenté à elle seule près de la moitié du marché mondial, 16,1 GW. L'Europe a eu en 2013 une part de marché de 34,1 %, derrière le marché asiatique (51,2% contre 35,6 % en 2012), et loin devant le marché nord-américain qui a chuté à 9,3 % contre 31,4 % en 2012. L'Europe reste cependant en tête pour la puissance totale en fonctionnement : 38,3 % contre 36,4 % pour l'Asie et 22,3% pour l'Amérique du Nord (voir figure (I.1)) [BOU15].

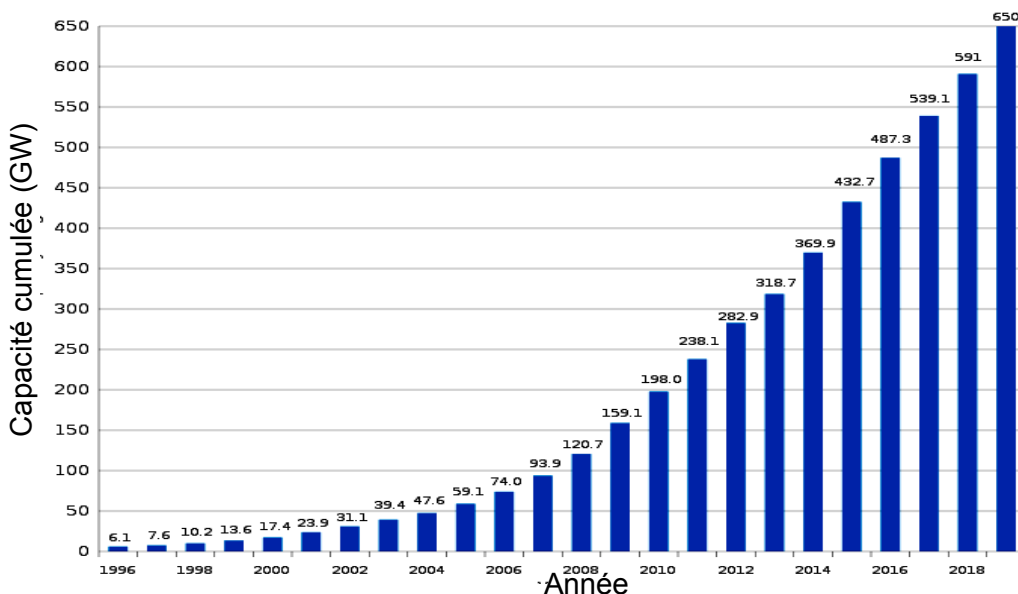


Figure I.1 : Capacité éolienne cumulée dans le monde (données GWEC).

I.4. L'énergie électrique éolienne

L'intérêt actuel pour l'énergie éolienne provient du besoin d'élaborer des systèmes d'énergie propre durables auxquels on peut se fier à long terme. L'aérodynamique et l'ingénierie moderne ont permis d'améliorer les éoliennes. Maintenant, elles offrent une énergie fiable, rentable, non polluante pour les applications des particuliers, des communautés et pour les applications nationales [MOU14].

I.4.1. Historique de l'éolien

Parmi toutes les énergies renouvelables, à part l'énergie du bois, c'est l'énergie du vent qui a été exploitée en premier par l'homme. Depuis l'antiquité, elle fut utilisée pour la propulsion des navires et ensuite les moulins à blé et les constructions permettant le pompage d'eau. Les premières utilisations connues de l'énergie éolienne remontent à 2 000 ans avant J.-C environ.

Hammourabi, fondateur de la puissance de Babylone, avait conçu tout un projet d'irrigation de la Mésopotamie utilisant la puissance du vent. La première description écrite de l'utilisation des moulins à vent en Inde date d'environ 400 ans avant J.-C. En Europe, les premiers moulins à vent ont fait leur apparition au début du Moyen Age. Utilisés tout d'abord pour moulinier le grain, d'où leur nom de " moulins ", ils furent aussi utilisés aux Pays-Bas pour assécher des lacs ou des terrains inondés. Dès le XIV^e siècle, les moulins à vent sont visibles partout en Europe et deviennent la principale source d'énergie. Seulement en Hollande et

Danemark, vers le milieu du XIX^e siècle, le nombre des moulins est estimé respectivement à plus de 30000 et dans toute l'Europe à 200000. A l'arrivée de la machine à vapeur, les moulins à vent commencent leur disparition progressive.

L'arrivée de l'électricité donne l'idée à Poul La Cour en 1891 d'associer à une turbine éolienne une génératrice. Ainsi, l'énergie en provenance du vent a pût être « redécouverte » et de nouveau utilisée (dans les années 40 au Danemark 1300 éoliennes). Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive (6 millions de pièces fabriquées) aux Etats-Unis où ils étaient le seul moyen d'obtenir de l'énergie électrique dans les campagnes isolées. Dans les années 60, fonctionnait dans le monde environ 1 million d'aérogénérateurs. La crise pétrolière de 1973 a relancé de nouveau la recherche et les réalisations éoliennes dans le monde [MIR05].

1.4.2. Impact sur l'environnement

L'énergie éolienne est une énergie propre et renouvelable qui ne produit ni pollution, ni déchet. De plus, elle rembourse sa dette énergétique, c'est-à-dire l'énergie nécessaire à sa fabrication, en neuf mois. Par contre, elle a un impact sur l'avifaune, le bruit et le paysage. L'éolien a quelques **inconvenients** :

- ◆ ***L'impact visuel*** qui reste un thème subjectif. Selon les enquêtes réalisées en Europe, la perception d'une éolienne n'est pas négative et varie selon le type de paysage initial, de la disposition (la disposition en ligne est préférable), de la quantité, de la taille des machines, du nombre de pales. Dans tous les cas une étude paysagère est indispensable lors du montage du projet.
- ◆ ***Le bruit*** d'une éolienne a une double source : la première, d'origine mécanique liée aux machines tournantes dans la nacelle (génératrice, etc.) et la seconde, d'origine aérodynamique, liée à la rotation des pales. Le bruit mécanique 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. Les mesures montrent que le bruit d'une éolienne est très limité, 50 dB à 150 m (équivalent au bruit dans un bureau), 45 dB à 200 m et imperceptible à 400 m. Dans la plupart des cas, le bruit du vent couvre celui des éoliennes [BRI10].
- ◆ ***L'impact sur les oiseaux.*** Les éoliennes peuvent avoir un effet négatif de deux façons :
 - Des collisions au niveau du mât, des pales, des câbles électriques,

➤ Des perturbations des territoires de nidification et de séjour des oiseaux.

Il faut cependant noter que les dégâts provoqués par les éoliennes sont insignifiants comparés aux routes ou aux lignes à haute tension. **Avantages** de l'éolien :

- ◆ Lorsque de grands parcs d'éoliennes sont installés sur des terres agricoles, seulement 2% du sol est requis pour les éoliennes. La surface restante est disponible pour l'exploitation agricole, l'élevage et autres utilisations.
- ◆ **Une énergie renouvelable** : Contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.
- ◆ **Une énergie sans risque** : Contrairement à l'énergie nucléaire, elle ne produit évidemment pas de déchets radioactifs dont on connaît la durée de vie.
- ◆ **Une énergie qui n'émet quasiment pas de gaz à effet de serre**. Chaque MWh d'électricité produit par l'énergie éolienne réduit de 0.8 à 0.9 tonnes les émissions de CO₂ produites chaque année en comparaison de la production d'électricité avec le charbon ou le diesel.
- ◆ Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de traces. [MOU14, BRI10]

I.4.3. Variations saisonnières de la productivité des éoliennes

Comme nous le montre la Figure I.2, les vents d'hivers sont en général plus forts que ceux d'été. Contrairement au cycle de production de l'énergie solaire, le cycle de production d'énergie du vent correspond à la consommation électrique. En effet, la consommation électrique est plus élevée l'hiver que l'été à cause du chauffage. Ainsi la combinaison du chauffage électrique avec l'énergie éolienne est d'autant plus efficace car le refroidissement d'une maison augmente avec le vent. Les installations éoliennes sur un vaste territoire sont favorables à une corrélation entre la consommation et la production éolienne comme le montrent des études sur le foisonnement éolien. Cependant le chauffage par électricité n'est pas forcément à préconiser car une centrale électrique (au combustible) perd en moyenne 1.5 unités de chaleur pour chaque unité de chaleur utilisable par les clients [BRI10].

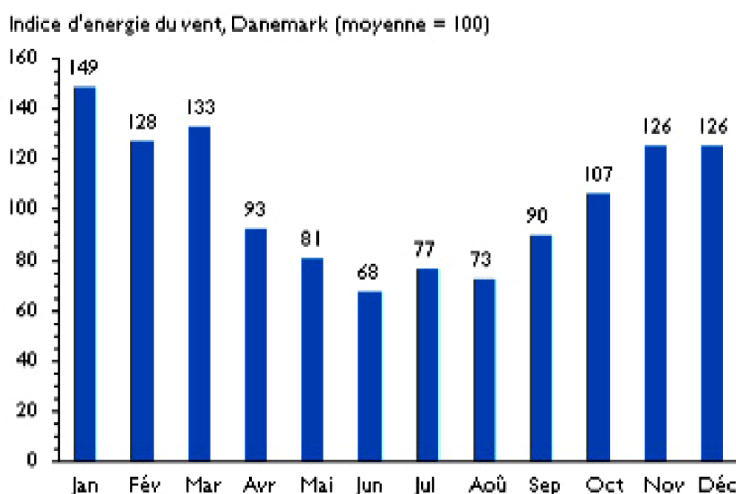


Figure I.2 : Effet du vent sur un corps creux.

1.4.4. La rentabilité d'une éolienne

Les facteurs suivants déterminent le coût de l'énergie éolienne :

- Le coût initial de l'éolienne et de son installation ;
- Le taux d'intérêt à payer sur l'investissement ;
- La quantité d'énergie produite ;

Toute éolienne installée dans un endroit fortement exposé au vent produit de l'électricité moins coûteuse que la même éolienne installée dans un endroit moins venté. Par conséquent, il est important d'évaluer la vitesse du vent à l'endroit envisagé pour l'installation des éoliennes.

Les grands aérogénérateurs modernes utilisés dans des parcs d'éoliennes raccordées au réseau ayant des champs d'unités multiples coûtent entre 1500\$ et 2000\$ le kW. Des unités individuelles plus petites coûtent jusqu'à 3000\$ le kW. Dans les endroits exposés à de bons vents, le coût de production de l'électricité se situe entre 0.06 et 0.12\$ du kWh. Ce coût est quelque peu supérieur aux frais associés à une installation d'électricité, mais les coûts de l'énergie éolienne diminuent chaque année, tandis que les coûts de production plus traditionnels continuent d'augmenter.

Dans les régions éloignées, la production d'électricité à l'aide de génératrices diesel peut varier entre 0.25\$ et 1.00\$ du kWh. Par conséquent, dans les endroits exposés à un bon vent, l'électricité produite est nettement rentable. Lorsque l'on compare le prix de détail de l'électricité payé par les consommateurs, les coûts de l'énergie éolienne sont presque concurrentiels. Cependant, sur les sites moins ventés le coût de l'énergie éolienne reste encore plus élevé que celui des sources classiques.

Pour pouvoir comparer les sources d'énergie entre elles, la notion de coût global social a été introduit (coûts de dépollution ou de retraitement, coûts de recherche et de développement, coûts stratégiques d'approvisionnement). En coût global, l'énergie éolienne est une des énergies les moins coûteuses [MOU14, BRI10].

1.5. Différents types des turbines éoliennes

Les éoliennes se divisent en général en deux grands groupes selon l'axe sur lequel est montée à l'hélice :

- ❖ Eolienne à axe verticale
- ❖ Eolienne à axe horizontal.

1.5.1. Eolienne à axe verticale

Les aérogénérateurs à axe vertical ont été les premières structures utilisées pour la production de l'énergie électrique. Plusieurs prototypes ont vu le jour, mais rares sont ceux qui ont atteint le stade de l'industrialisation. Ils sont classés selon leur caractéristique aérodynamique en deux familles : les aérogénérateurs conçus sur la base de la portance (Aérogénérateurs à rotor de Darrieus : conçu par l'ingénieur français George Darrieus) et ceux basés sur la traînée (Aérogénérateurs à rotor de Savonius : inventé par le finlandais Siguard Savonius en 1924) [LOU16].

a) Aérogénérateurs à rotor de Darrieus

Ce type d'aérogénérateur est basé sur le fait qu'un profil placé dans la direction d'écoulement de l'air est soumis à des forces de direction et d'intensité variables selon l'orientation de ce profil (Figure I.3). La résultante de ces forces génère un couple moteur entraînant l'orientation du dispositif [LOU16, KEN12].

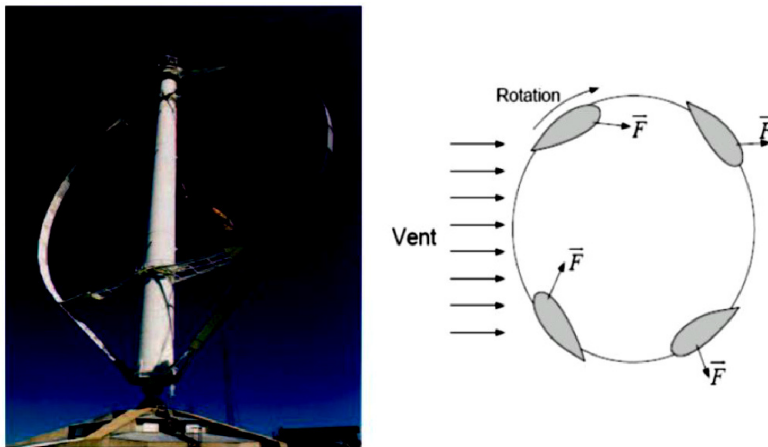


Figure I.3 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Darrieus).

b) Aérogénérateurs à rotor de Savonius

Ils sont basés sur le principe de la traînée différentielle qui stipule qu'un couple moteur peut être obtenu par une pression différente exercée par le vent sur les parties concaves et convexes de la structure (Figure I.4).

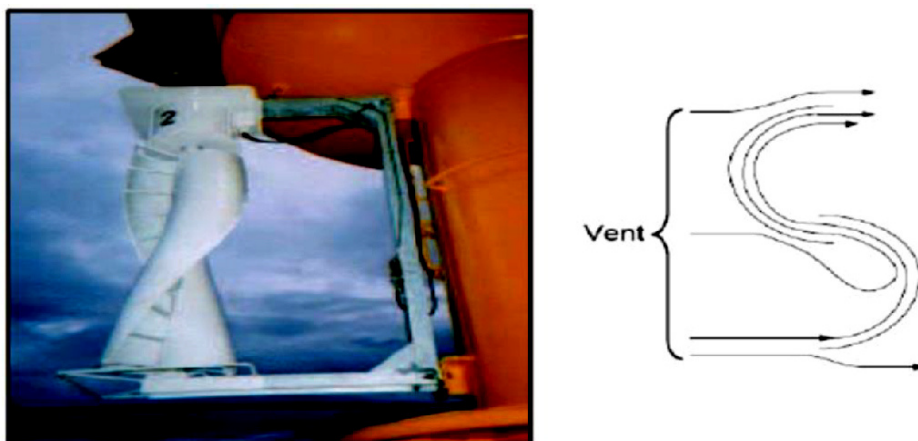


Figure I.4 : Aérogénérateur à axe vertical (structure de Savonius) [LOU16].

Avantages [LOU16]

- ✓ Faible encombrement,
- ✓ Intégrable au bâtiment, esthétique,
- ✓ Démarre à de faibles vitesses de vent contrairement à l'éolienne de type Darrieus,

- ✓ Système peu bruyant,
- ✓ Pas de contraintes sur la direction du vent.

Inconvénients [LOU16]

- ✓ Faible rendement,
- ✓ Masse non négligeable.

I.5.2. Eolienne à axe horizontal

La plupart des éoliennes actuellement installées utilisent des turbines à axe horizontal. Les différentes constructions des aérogénérateurs utilisent les voilures à deux, trois pales (les plus courantes) et les multi-pâles (Figure I.5).



Figure I. 5 : Eoliennes tripales et multi-pales [MES14].

La voileure peut être placée avant la nacelle (Eolienne « amont ») et alors un système mécanique d'orientation de la surface active de l'éolienne « face au vent » est nécessaire. Une autre solution qui permet d'alléger la construction par la suppression de toute dispositif mécanique d'orientation est l'emplacement de la turbine derrière la nacelle (Eolienne « aval »). Dans ce cas la turbine se place automatiquement face au vent. Les éoliennes de ce type sont assez rares car des vibrations importantes sont résulter qui sont dues au passage des pales derrière le mat. La figure (I.6) montre les deux procédés [MES14].

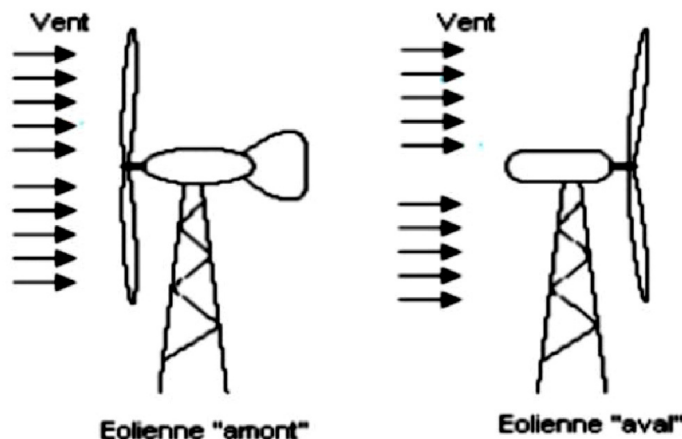


Figure I. 6 : Configurations à axe horizontal [MES14].

Sur le plan aérodynamique, les différents types de turbines peuvent être comparés selon leurs coefficients aérodynamiques de puissance en fonction de la vitesse normalisée λ [DJE15].

Il est à noter que :

- Les courbes $C_p(\lambda)$ montrent l'avantage intrinsèque des turbines à axe horizontal en terme de puissance, même si ce jugement est à nuancer lorsqu'on observe l'énergie restituée, en particulier en sites peu ventés (zones urbaines,...) ;

- Les courbes $C_p(\lambda)$ sont plus plates pour les « axes horizontaux » à faible nombre de pales (1, 2,3) (Figure I.7) par rapport aux « axes verticaux » ou aux multi-pales. Elles sont donc moins sensibles aux variations de λ autour de λ_{opt} [DJE15].

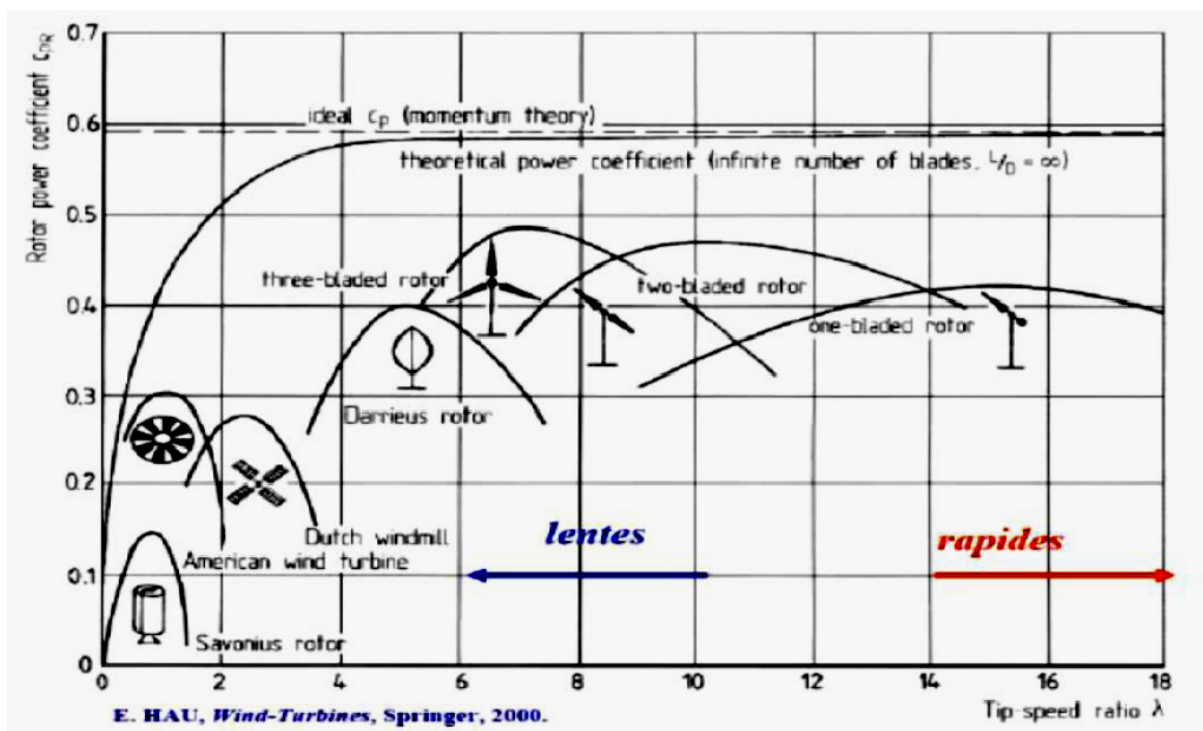


Figure I. 7 : Coefficient de puissance aérodynamique en fonction de λ , du nombre des Pales et type de la turbine [DJE15].

Avantages [LOU16]

- ✓ Coût limité,
- ✓ Peu de contraintes mécaniques,
- ✓ Grande efficacité.

Inconvénients [LOU16]

- ✓ Bruit conséquent,
- ✓ Vibrations non négligeables,
- ✓ Grande sensibilité au flux éolien et sa variation

I.6. Caractéristiques technologiques des éoliennes à axe horizontal

I.6.1. Définition d'un système éolien

Un aérogénérateur, plus communément est appelé éolien. Une éolienne est un système de conversion d'énergie a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, ce système connus sous l'appellation anglaise : *Wind Energy Conversion Systems* (WECS) (figure I.8). Ses différents éléments sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique et d'une manière générale, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. Pour parvenir à cet objectif, idéalement, une éolienne doit comporter :

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

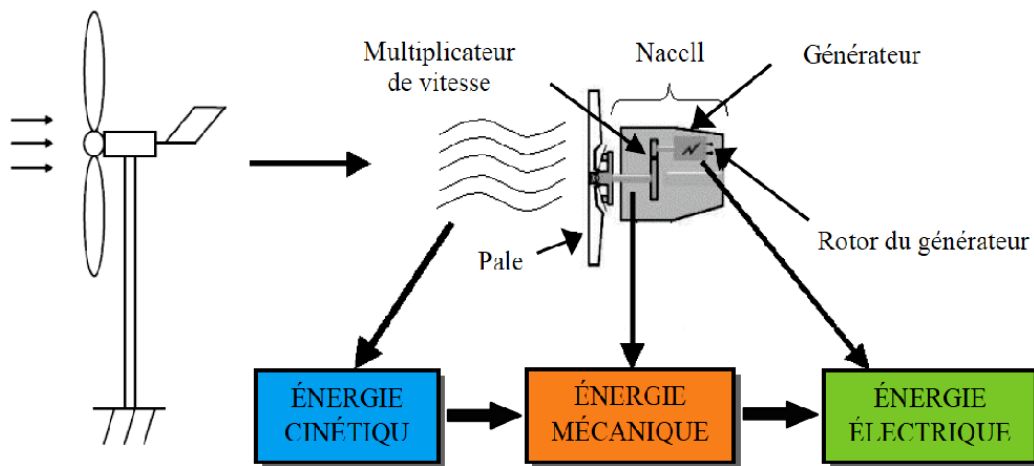
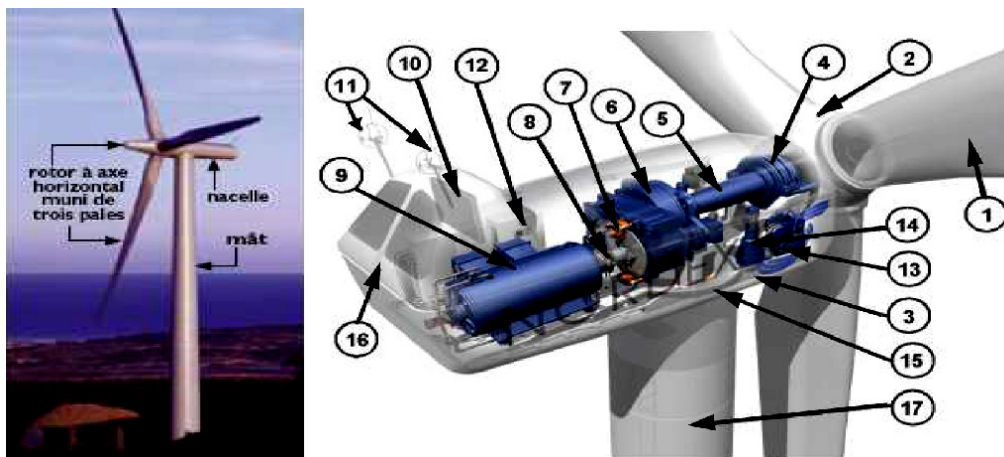


Figure I.8 : Principe de la conversion d'énergie éolienne.

I.6.2. Principaux composants d'une éolienne à axe horizontale

Bien que simple en apparence, la turbine éolienne constitue un système complexe faisant aux domaines de l'aérodynamique, de la mécanique, de l'électricité, du génie civil et de l'ingénierie de contrôle. Le concept technologique à axe horizontal à trois pales constitue l'éolienne moderne contemporaine. La figure I.9, présente ses principaux composants [DJE15].



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

Figure I.9 : Différentes parties d'une éolienne NORDEX N60 (1300kW).

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

1.6.2.a. La tour

La tour ou le mât, est généralement un tube d'acier ou de béton ou éventuellement un treillis métallique, elle doit être placée le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol. La

tour a la forme d'un tronc en cône où, à l'intérieur, sont disposés les câbles de transport de l'énergie électrique, les éléments de contrôle, les appareillages de connexion au réseau de distribution ainsi que l'échelle d'accès à la nacelle (voir figure I.10).

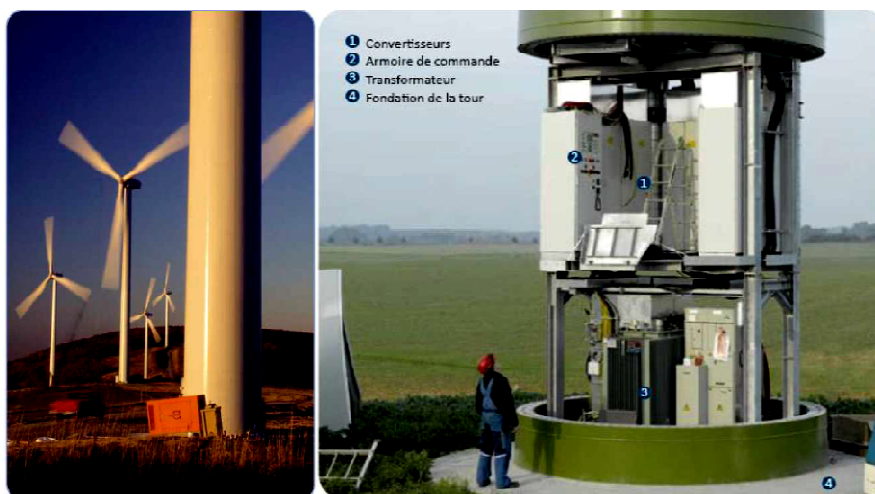


Figure I.10 : La tour éolienne et ses composants électroniques à l'intérieur.

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

I.6.2.b. Le rotor

Il est constitué des pales et du moyeu. C'est la partie tournante de l'éolienne. Le rotor est entraîné par l'énergie du vent, il est branché directement ou indirectement, via un système de boîte de vitesse, au système mécanique qui utilisera l'énergie captée. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3, le rotor tripale (concept danois) étant de loin le plus répandu car il représente le bon compromis entre l'effort mécanique, le bruit acoustique, le comportement vibratoire, le coût, et la vitesse de rotation pour les grandes turbines éoliennes. Les rotors avec plus de trois pales ne sont pas communs puisqu'ils sont plus chers (plus de pales). La turbulence de vent de ralentissement d'une pale peut affecter les autres pales puisqu'elles sont plus étroites entre eux.

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

De plus, un nombre pair de pales doit être évité pour des raisons de stabilité. En effet, lorsque la pale supérieure atteint le point le plus extrême, elle capte la puissance maximale du vent. A ce

moment, la pale inférieure traverse la zone abritée du vent par la tour. Cette disposition tend à faire fléchir l'ensemble de la turbine vers l'arrière. Ceci explique pourquoi 80% des fabricants fabriquent des aérogénérateurs tripales.

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

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

Actuellement, les matériaux composites tels la fibre de verre et plus récemment la fibre de carbone sont très utilisés car ils allient légèreté et bonne résistance mécanique. La figure I.11 illustre le transport de pale d'une éolienne de 1.5MW de puissance [BRI10, DJE15].



Figure I.11 : Transport de pale d'une turbine éolienne de 1.5MW.

1.6.2.c. La nacelle

La nacelle est la salle des machines de la turbine, elle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein à disque, différent du frein aérodynamique, qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge. Le générateur qui est généralement une machine asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). A cela viennent s'ajouter le système de refroidissement par air ou par eau, un anémomètre et le système électronique de gestion de l'éolienne.

L'assemblage des différents éléments abrités par la nacelle se fait en plein air comme le montre la 1.25, où on peut voir une partie de la nacelle qui supporte l'arbre mécanique, le multiplicateur de vitesse et sur la face, la bague qui sert à fixer le moyeu [BRI10, DJE15].



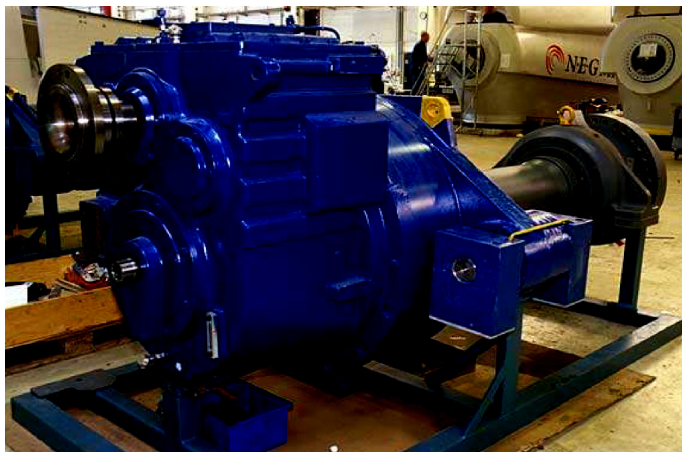
Figure I. 12 : Vue aérienne de la nacelle pendant l'assemblage d'une turbine éolienne.

1.6.2.d. Le multiplicateur

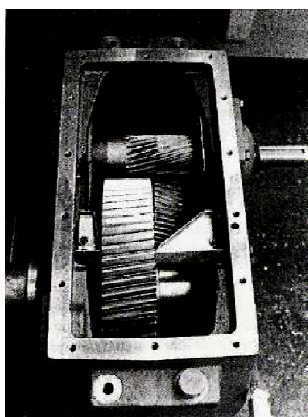
Les rotors dont le diamètre est supérieur à 5m ont des vitesses de rotation trop faibles pour pouvoir entraîner directement un alternateur classique. Il est donc indispensable pour ces machines d'interposer entre l'aéromoteur et l'alternateur un multiplicateur (boîte de vitesse élévatrice) pour adapter la vitesse de rotation de l'aéromoteur à celle du générateur (figure I.13- a). A titre d'exemple, une turbine d'une capacité de 1MW avec un rotor de 52m de diamètre tourne à la vitesse de 20tr/min, alors que le générateur tourne à 1500tr/min. Le rapport de transmission de la boîte est alors égal à $1500/20$ soit 75.

Les boîtes de vitesses à roues dentées sont fabriquées de deux manières différentes. Une première possibilité est l'arbre parallèle ou système d'engrenages de train simple (figure I.13-b), et l'autre est le train planétaire ou épicycloïdal (figure I.13-c). Le rapport de transmission procuré par un seul étage est limité, pour que la différence entre les arbres ne soit pas trop défavorable. Les étages d'engrenages parallèles sont construits avec un rapport de transmission jusqu'à 1:6, et ceux épicycloïdaux de 1:12. Les turbines éoliennes de moyenne et grande puissance ont généralement besoin de plus d'un étage.

Bien qu'il soit possible d'adapter les boîtes de vitesse d'autres types de machine aux turbines éoliennes, celles-ci sont soumises à des contraintes particulières qui ne sont pas souvent rencontrées dans d'autres applications, un dimensionnement spécifique est alors très souvent employé [DJE15].



(a)



(b)



(c)

Figure I.13 : Multiplicateur de vitesse.

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

1.6.2.e. La génératrice

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

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

- Le générateur asynchrone à cage d'écureuil «*GAS*», en anglais : *Squirrel Cage Induction Generator* «*SCIG*».
- Le générateur asynchrone à rotor bobiné à double alimentation «*GADA*», en anglais : *Doubly Fed Induction Generator* «*DFIG*».

- Le générateur synchrone à rotor bobiné « *GSRB* » et à aimants permanents « *GSAP* », en anglais : *Synchronous Generator «SG»* et *Permanent Magnet Synchronous Generator «PMSG»*.

Une éolienne à axe horizontal comporte aussi [DJE15] :

- ✓ Un système de refroidissement qui comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à huile pour le multiplicateur. Il existe certaines éoliennes comportant un refroidissement à l'eau.
- ✓ Une armoire de commande qui comporte tous les convertisseurs d'électronique de puissance (onduleur, redresseur), ainsi que les systèmes de régulation de puissance, de courant et de tension et d'orientation des pales et de la nacelle ; ainsi que les appareils de protection et de mesure.
- ✓ Un système de contrôle-commande comporte un ordinateur qui surveille en permanence l'état de l'éolienne tout en contrôlant le dispositif d'orientation. En cas de défaillance (par exemple une surchauffe du multiplicateur ou de la génératrice), le système arrête automatiquement l'éolienne et le signale transmis à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique.

I.7. Evaluation de l'énergie renouvelable en Algérie

Le potentiel de l'énergie renouvelable en Algérie est le plus important d'Afrique du Nord. Le marché des énergies renouvelables est prometteur et leur promotion constitue l'un des axes de la politique énergétique et environnementale du pays. Parmi les objectifs affichés par les pouvoirs publics, le marché local doit atteindre 500 MW durant l'année 2010, amenant la part de l'électricité produite par les énergies renouvelables à 5% de l'électricité totale produite [BOU15, BEL10].

La répartition de la puissance installée par application :

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

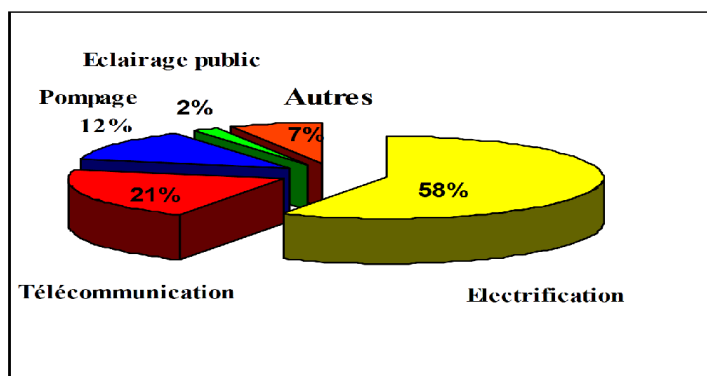


Figure I.14 : Répartition des usages de la filière ER en Algérie

1.7.1. Potentiel solaire

Part sa situation privilégiée, l'Algérie dispose du plus grand gisement solaire du bassin méditerranéen. La durée moyenne d'ensoleillement du territoire algérien dépasse les 2000 heures annuelles, pour atteindre près de 3500 heures d'ensoleillement dans le désert du Sahara. Le total d'énergie reçue est estimé à 169 400 TWh/an, soit 5000 fois la consommation d'électricité annuelle du pays [BEL10].

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

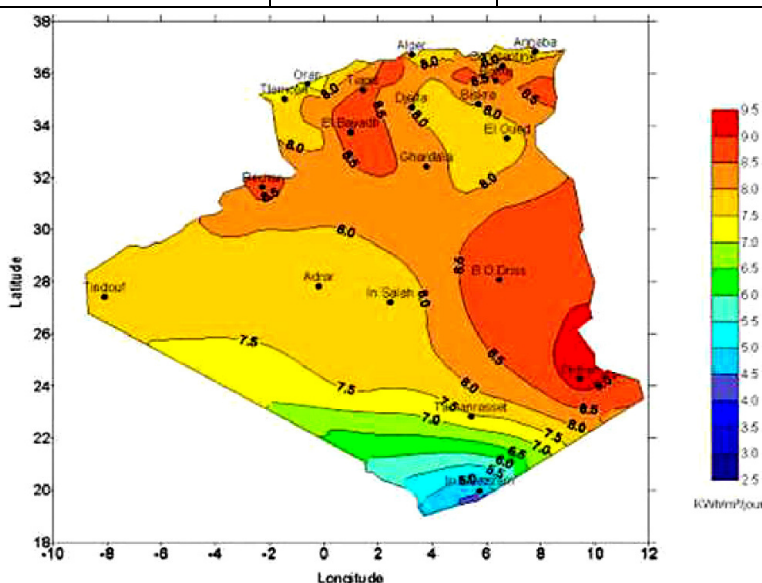


Figure I.15 : Carte de l'irradiation en Algérie (mois de juillet).

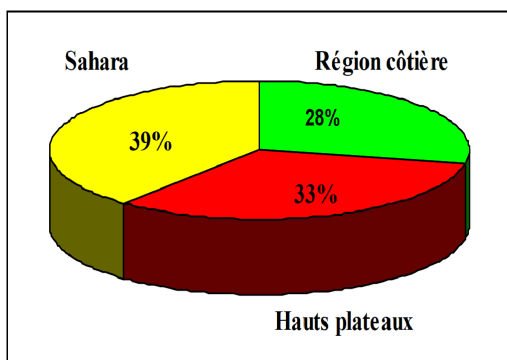


Figure I.16 : Durée moyenne d'ensoleillement en Algérie

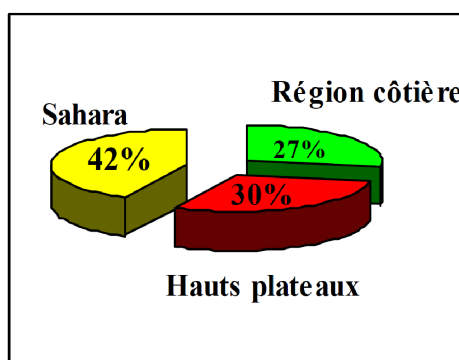


Figure I.17 : Energie moyenne reçue en Algérie

I.7.2. Potentiel éolien

Le potentiel éolien diverge selon la situation géographique. Ainsi au nord du pays, le potentiel éolien se caractérise par une vitesse moyenne des vents modérée (1 à 4 m/s) avec des microclimats autour d'Oran, Annaba, sur les hauts plateaux et à Biskra. Ce potentiel énergétique convient parfaitement pour le pompage de l'eau particulièrement sur les Hauts Plateaux. Au Sud, la vitesse moyenne des vents dépasse les 4m/s, plus particulièrement au sud-ouest, avec des vents qui dépassent les 6m/s dans la région d'Adrar [BOU15, BEL10].

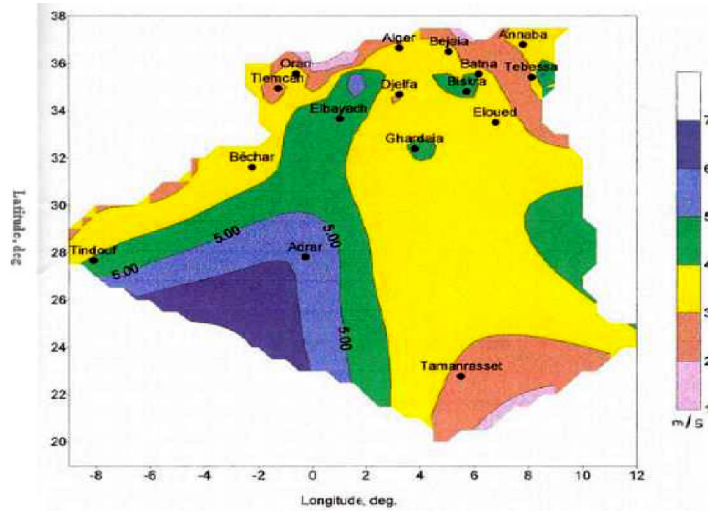


Figure I.18 : Carte des vents en Algérie.

I.8. Classement des éoliennes

I.8.1. Eoliennes à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (voir figure I.19). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control).

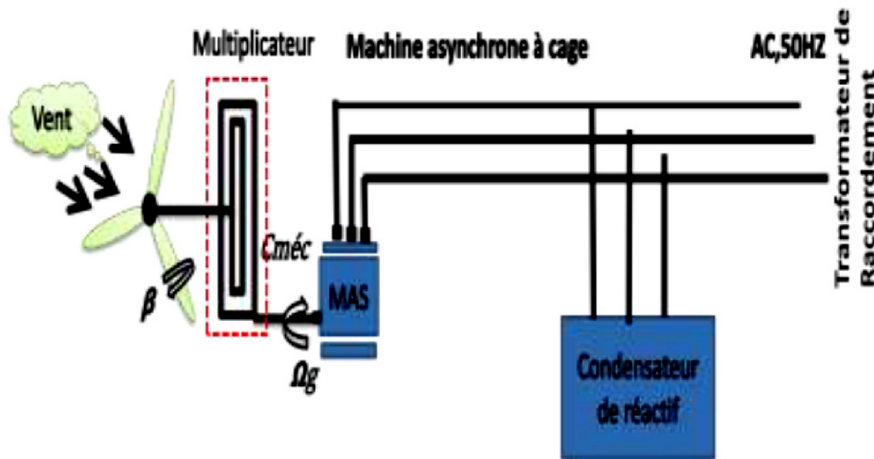


Figure I.19 : Eolienne à vitesse fixe directement connectée au réseau électrique

Ce type d'éolienne n'offre quasiment pas de possibilité de réglage de la puissance générée, d'autant plus que la connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau. Certaines éoliennes de ce type sont équipées d'un système à décrochage aérodynamique des pales (stall control). L'augmentation de la vitesse du vent s'accompagne automatiquement d'une diminution de l'angle de calage afin de permettre le décrochage aérodynamique de la turbine aux vitesses du vent plus grandes que la vitesse nominale. La structure du rotor de la turbine est ainsi plus simple, mais les possibilités de réglage de la puissance sont encore plus limitées. La caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone à deux paires de pôles est donnée sur la figure I.20.

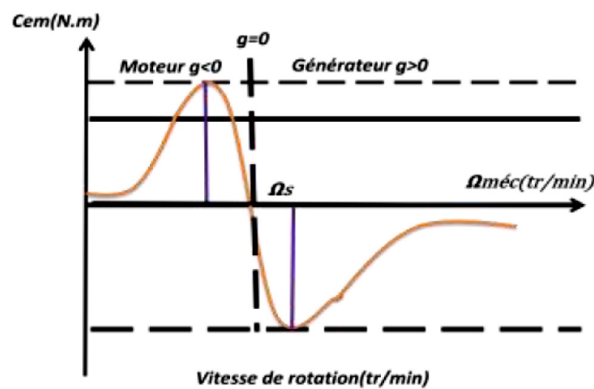


Figure I.20 : Caractéristique couple/vitesse d'une machine asynchrone.

I.8.1.a Les avantages de l'éolienne à vitesse fixe

Les principaux avantages de ce type d'éoliennes sont [LOU16] :

- ◆ La simplicité d'implantation.
- ◆ L'absence de convertisseurs de puissance pour la commande.
- ◆ Une grande fiabilité.
- ◆ Un faible coût.

I.8.1.b Les inconvénients de l'éolienne à vitesse fixe

Ce système possède beaucoup d'inconvénients lors de l'exploitation de l'énergie extraite à savoir [LOU16] :

- ◆ Une puissance extraite non optimisée (On rate les maximas théoriques).
- ◆ Un rendement très faible pour les vents faibles et moyens.
- ◆ Une nécessité de maintenance périodique de la boîte de vitesse.
- ◆ La perte du contrôle de la puissance réactive.
- ◆ L'absence de contrôle du système de magnétisation de la génératrice.

1.8.2. Eoliennes à vitesse variable

Les machines électriques qui sont couramment utilisées pour ce genre d'éoliennes, directement couplées au réseau, sont les machines asynchrone à cage, à double alimentation et synchrone à aimant permanent. La machine asynchrone à cage ou à double alimentation est généralement couplée à la turbine via un multiplicateur de vitesse, tandis que la machine synchrone à aimant permanent peut être couplée aussi à la turbine à travers un multiplicateur, ou il est couplé directement à la turbine, si la machine comporte un grand nombre de pôles évitant ainsi le multiplicateur de vitesse [LOU16].

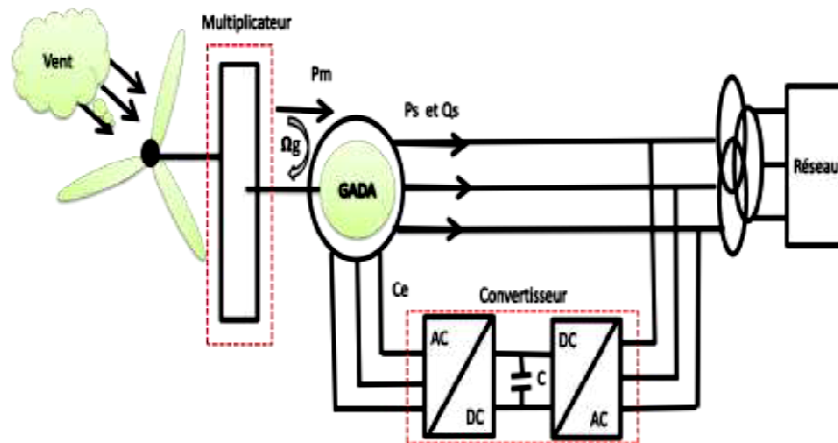


Figure I.21 : Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

Le convertisseur statique a pour mission de découpler la fréquence du réseau de distribution électrique à la vitesse de rotation de la génératrice, c'est à lui de jouer le rôle d'une interface électronique de régulation de la fréquence et de l'amplitude [DJE15].

1.8.2.a Les avantages de l'éolienne à vitesse variable [DJE15]

- ◆ Une exploitation optimale de l'énergie du vent.
- ◆ Une limitation des oscillations mécaniques.
- ◆ Une possibilité d'augmentation de la vitesse de rotation du rotor lors des rafales.

1.8.2.b Les inconvénients de l'éolienne à vitesse variable [DJE15]

- ◆ Un raccordement indirect du système au réseau et son coût.
- ◆ Une grande complexité du système de puissance.
- ◆ Une perte d'énergie pendant le processus de conversion.

1.8.3. Intérêt de la vitesse variable

On donne sur la figure I.22 la caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de la vitesse mécanique et la vitesse du vent.

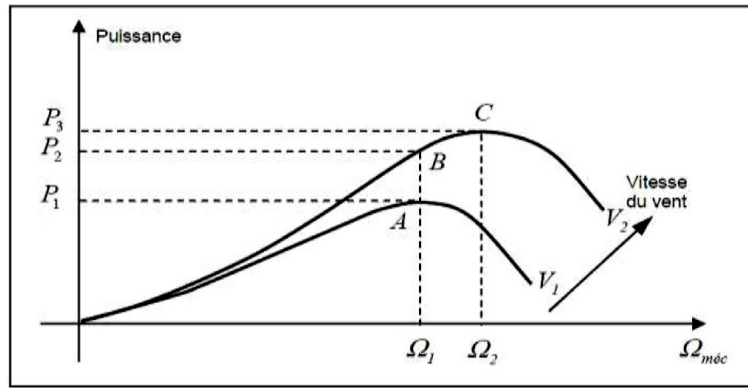


Figure I.22 : Eolienne à vitesse variable type MADA

Pour une vitesse du vent V_1 et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1 , on obtient une puissance nominale P_1 (point A). Si la vitesse du vent passe de V_1 à V_2 , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance P_2 se trouve sur la 2^{ème} caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse supérieure Ω_2 , il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée [DJE15, BOU15]. Dans le cas général, les techniques qui permettent d'ajuster le couple électromagnétique de la génératrice pour fixer la vitesse à une valeur de référence Ω_{ref} calculée en fonction de la vitesse du vent pour maximiser la puissance extraite de ce dernier sont dites Techniques d'Extraction de Maximum de la Puissance (en anglais, Maximum Power Point Tracking (MPPT) [DJE15].

I.9. Etat de l'art sur les génératrices d'éolienne

Trois types de génératrice peuvent être utilisés dans les éoliennes à vitesse variable : la génératrice synchrone, la génératrice asynchrone et la génératrice asynchrone à double alimentation [BOU17].

I.9.1. Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone

Le champ créé par la rotation du rotor doit tourner à la même vitesse que le champ statorique. Autrement dit, si la génératrice est connectée au réseau, sa vitesse de rotation doit être rigoureusement un sous-multiple de la pulsation des courants statoriques. L'adaptation de cette machine à un système éolien pose des problèmes pour maintenir la vitesse de rotation de l'éolienne strictement fixe et pour synchroniser la machine avec le réseau lors des phases de connexion. Pour ces raisons, on place systématiquement une interface électronique de puissance entre le stator de la machine et le réseau ce qui permet d'autoriser un fonctionnement à vitesse variable dans une large plage de variation [KEN12, BOU17].

L'utilisation de génératrices synchrones dans les applications éoliennes à grande puissance est récente. Deux types de génératrices sont utilisés, à bobinage inducteur ou à aimants permanents

(Figure I.23). Les génératrices synchrones à aimants permanents étaient, jusqu'ici, très peu utilisées principalement pour les raisons suivantes :

- Prix relativement élevé des aimants (constitués de terres rares) ;
- Démagnétisation progressive découlant de l'utilisation de ces aimants en présence de champs magnétiques intenses régnant dans le générateur.

Pour une puissance désirée, on a le choix entre une petite génératrice (à faible nombre de pôles) tournant à grande vitesse, ou une génératrice de grande dimension (présentant un grand nombre de pôles) mais tournant plus lentement.

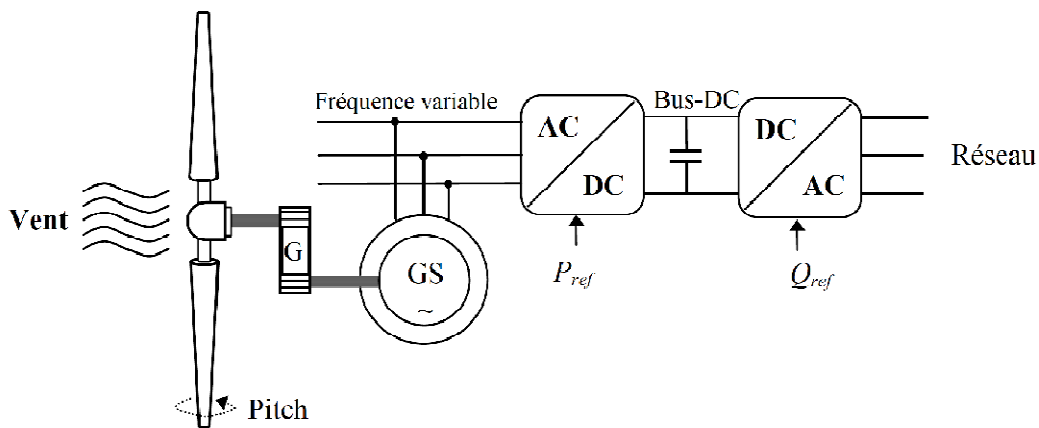


Figure I.23 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice synchrone.

1.9.2. Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone

L'éolienne dans cette configuration entraîne une génératrice asynchrone connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé sur le circuit statorique (Figure I.24). Contrairement à une éolienne à vitesse fixe, les tensions et les fréquences à la sortie de la génératrice ne sont plus imposées par le réseau, ce qui permet de réguler la vitesse de l'éolienne. La commande de l'onduleur permet de garder constante la tension du bus continu.

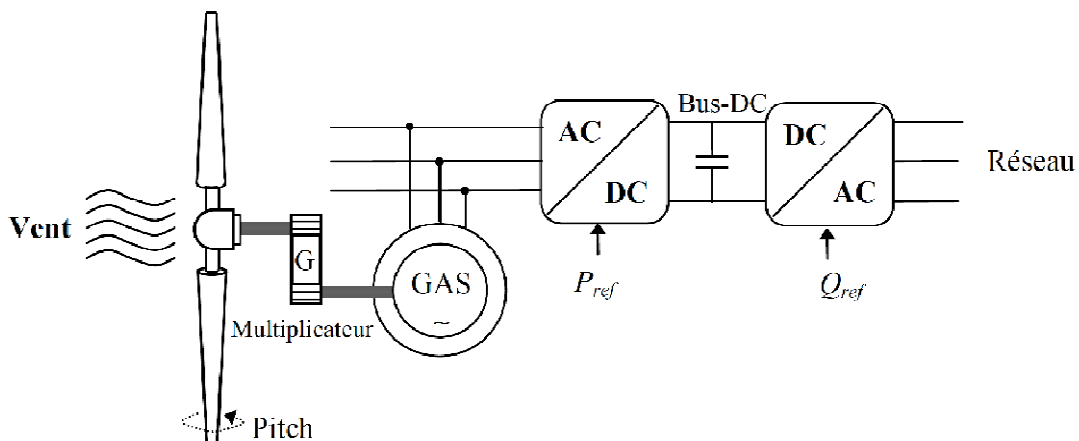


Figure I.24 : Eolienne à vitesse variable utilisant une génératrice asynchrone.

I.9.3. Eolienne utilisant une génératrice asynchrone à double alimentation (MADA)

Dans cette configuration le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le convertisseur de puissance se trouve sur le circuit rotorique (Figure I.25). La commande du redresseur permet de contrôler le fonctionnement de la génératrice en imposant la tension des enroulements rotoriques. La commande de l'onduleur permet de maintenir constante la tension du bus continu.

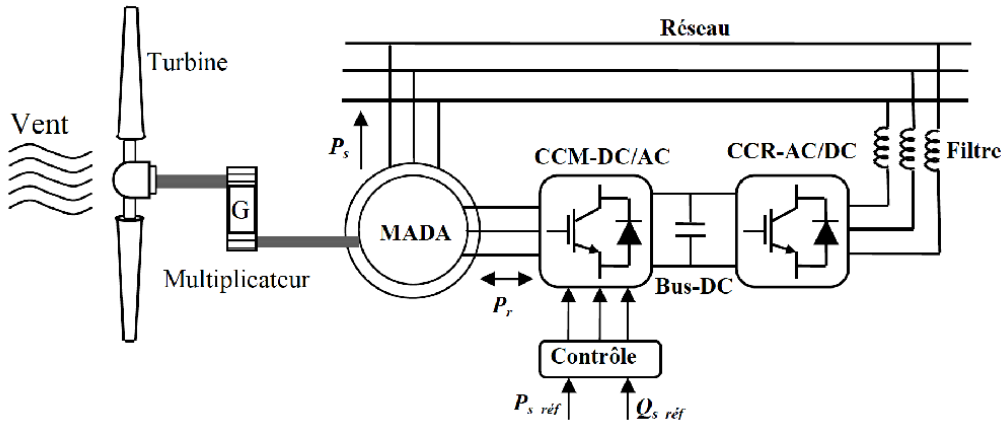


Figure I.25 : Eolienne à vitesse variable utilisant une MADA.

I.9.4. Avantages et inconvénients entre différentes éoliennes [BOU17]

Le tableau I.1 résume les principaux avantages et inconvénients entre différentes éoliennes :

Types d'éolienne	Avantage	Inconvénients
MAS à vitesse fixe	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Machine robuste ➤ Faible coût ➤ Pas d'électronique de puissance 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite non optimisée ➤ Maintenance boîte de vitesse
MS à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; ➤ Absence de boîte de vitesse ; ➤ Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Machine spécifique ; ➤ Prix de l'électronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance nominale ; ➤ Grand diamètre de la machine.
MAS à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Electronique de puissance dimensionnée au moins à 100% de la puissance
MADA à vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Puissance extraite optimisée pour les vents faibles et moyens ; ➤ Electronique de puissance dimensionnée à 30% de la puissance nominale ; ➤ Fonctionnement à vitesse variable ($\pm 30\%$ de vitesse nominale). 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Maintenance du multiplicateur ; ➤ Commande complexe ; ➤ Oscillations mécaniques.

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients des différentes éoliennes.

1.9.5. Avantages des éoliennes à base des machines synchrones à aimants permanents par rapport aux autres types de machines [LOU16]

- ✓ Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. Il est aisé de démontrer que dans le cas des machines classiques l'importance relative des pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille réduite.
- ✓ Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement. Les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour les gammes accessibles à leurs utilisations (coût et fiabilité).
- ✓ 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. 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), ainsi la présence obligatoire de l'électronique de puissance permet enfin une régulation simple de la vitesse de rotation et donc une optimisation énergétique efficace.

I.10. Génératrices synchrones lentes pour les applications éoliennes

Aujourd'hui, la plupart des machines synchrones utilisées dans l'éolien sont des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Par rapport à la machine à excitation, la MSAP a un meilleur rendement et un meilleur couple massique.

L'inconvénient de la MSAP réside dans le prix des aimants terres rares (assemblage).

1.10.1. Structures des machines à aimants permanents

Les structures des machines à aimants permanents sont très variées et plusieurs classifications sont possibles suivant les critères retenus. Outre les différentes configurations mécaniques possibles (Machines à rotor extérieur, machines à rotor intérieur), on s'attachera à distinguer les structures par les différences qui en résultent sur les propriétés électromagnétiques en commutation électronique. On peut alors distinguer les machines sans pièces polaires et les machines avec pièces polaires [BEL10].

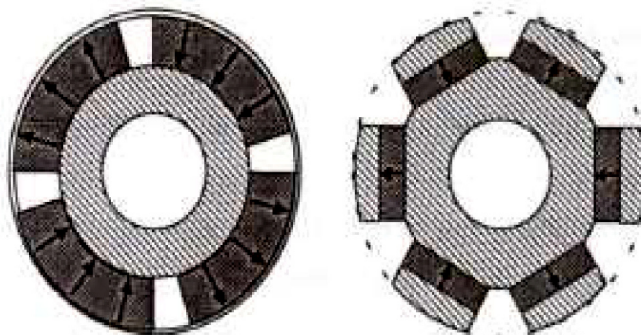


Figure I.26 : Différentes structures de rotor intérieur à aimants permanents

1.10.1.a Les machines sans pièces polaires

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. La frette doit être amagnétique et éventuellement non conductrice si on veut éviter la circulation de courants induits par les harmoniques de l'alimentation. Son épaisseur s'ajoute à l'entrefer mécanique de sorte que l'épaisseur des aimants doit être suffisante afin de fournir un niveau d'induction voulu dans l'entrefer.

Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante le long de l'entrefer. L'inductance est donc constante et de faible valeur en raison de la perméabilité de l'aimant souvent proche de μ_0 s'ajoutant à un entrefer assez large pour loger la frette sur les rotors intérieurs. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple [BEL10, LOU16].

La simplicité de réalisation de ces structures les rend particulièrement avantageuses pour des actionneurs performants à faible coût.

1.10.1.b Les machines avec pièces polaires

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. On peut distinguer deux types de machines avec pièces polaires :

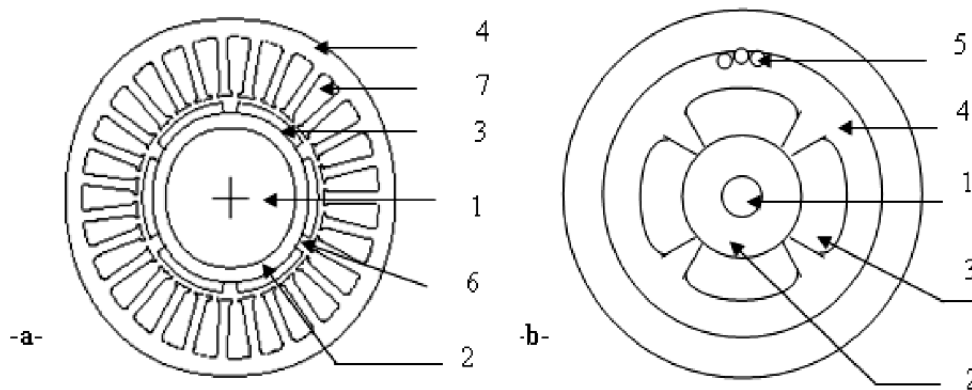
- les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement.
- les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.

I.10.2. Différents types de stators

On trouve deux sortes de machines : avec et sans encoches (figure I.27). Dans les machines sans encoches, l'entrefer est plus large afin de loger les enroulements ; Ce qui nécessite une induction magnétique plus importante. En conséquence les machines sont plus puissantes comparées aux machines avec encoches et présentent plusieurs avantages dont on peut citer :

- absence du couple de détente ou de réluctance ; puisque pas de variation de la réluctance durant la rotation.

- bonne commutation puisque l'inductance est petite [BEL10].



1- axe, 2- rotor, 3- aimants, 4- culasse, 5- enroulement d'enter fer,
6- entrefer, 7- encoche

Figure I.27 : Configuration des moteurs : avec encoche (a) sans encoches (b)

I.10.3. Les aimants permanents

Les performances de plus en plus élevées et les avantages que présentent les aimants permanents font que ces derniers sont des éléments de base dans l'industrie moderne. Leurs utilisations dans les machines électriques sont de plus en plus fréquentes. Cependant, les performances des machines utilisant des aimants permanents dépendent des propriétés magnétiques de ceux-ci. Les critères de l'aimant sont à la fois technique et économique [BEL10].

I.10.3.a Propriétés générales des aimants

Un aimant permanent est un corps ferromagnétique qui, une fois aimanté, conserve un certain état magnétique et fournit un flux magnétique continu.

La caractéristique de l'aimantation correspond au deuxième quadrant du cycle d'hystérésis du matériau magnétique ($H < 0$, $B > 0$). Cette courbe caractérise l'aimant, on l'appelle également caractéristique principale. La figure I.28 représente la courbe de désaimantation (B en fonction de H) pour un aimant NdFeB couramment utilisé dans les machines à aimants permanents de petite puissance.

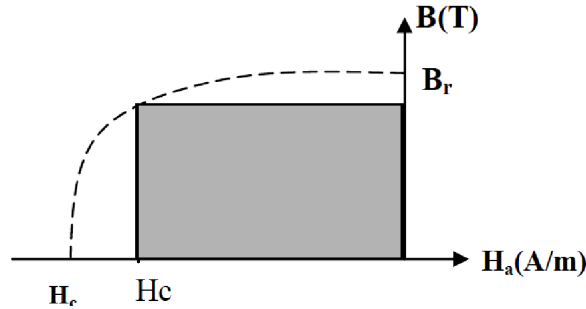


Figure I.28 : Courbe de désaimantation

Dans un aimant, le champ magnétique est la composition d'un champ de polarisation intrinsèque au matériau magnétique (M) et d'un champ externe (H_m). La courbe intrinsèque donne la polarisation intrinsèque (J). Ces paramètres sont liés par les formules de base :

$$B_m = \mu_0 H_m + J \quad (I.1)$$

$$J = \mu_0 M \quad (I.2)$$

$$B_m = (H_m + M) \quad (I.3)$$

Les points importants de la courbe de désaimantation sont :

B_r *Champ rémanent* : il correspond à la valeur du champ de l'aimant lors d'un court-circuit magnétique.

H_c *Champ coercitif* : valeur de H_m lorsque $B_m = 0$

μ_{rec} *Perméabilité de recul* : correspond à la pente de la courbe $B = f(H)$ au point B_r .

Pour les aimants couramment utilisés dans les moteurs, la caractéristique principale est linéaire. Celle-ci est donc confondue avec les droites de recul.

Une grandeur également importante est le produit $(BH)_{Max}$; ce produit est couramment appelé « énergie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume d'aimant. Donc, pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropes ou anisotropes. Les matériaux isotropes ont les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropes qui ont une direction privilégiée. Les matériaux anisotropes ont de meilleures performances magnétiques dans leur direction privilégiée.

Lorsqu'on utilise des aimants, il faut prendre garde à ne pas les démagnétiser. Si un champ externe trop intense est appliqué à l'aimant, il y a risque de désaimantation. Il faut toujours rester dans la partie linéaire de la courbe principale, afin de garder les performances optimales de l'aimant.

I.10.3.b Les différentes familles des aimants

Il existe trois types d'aimants permanents utilisés dans l'excitation des machines ; actuellement ceux qu'on trouve sur le marché sont les Alnicos, les ferrites et les terres rares. La figure I.29 illustre ces trois types.

- Les aimants ont beaucoup évolué ces cinquante dernières années ; de nouveaux matériaux sont apparus, comme par exemple les terres rares (NdFeB, Sm-Co). Ces nouveaux matériaux ont de très bonnes caractéristiques magnétiques, mais restent relativement coûteux. C'est pourquoi, de nombreuses applications industrielles sont encore réalisées avec des ferrites.

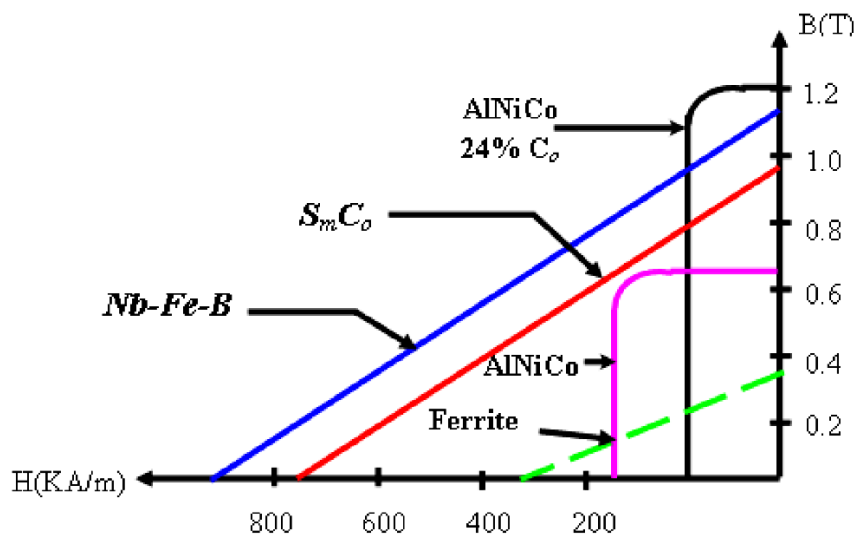


Figure I.29 : Courbe $B(H)$ des différents types des aimants permanents

- les aimants en **Alnico** ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.

- les aimants en **Ferrite** sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Ils résistent bien à la température.

- les aimants **Terre-Rares** (Nd-Fe-B, Sm-Co) sont très puissants et paraissent très bien appropriés pour les machines électriques. Leur coût encore élevé freine l'extension de ces nouveaux aimants. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les plasto-neodymes. C'est un mélange de néodyme fer bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques.

I.11. Systèmes hybrides

Les systèmes hybrides reçoivent une partie de leur énergie d'une ou plusieurs sources supplémentaires, qui sont également indépendants des réseaux de distribution d'électricité. En pratique le générateur photovoltaïque est combiné à une éolienne ou à un groupe électrogène à combustible, ou aux deux à la fois avec des accumulateurs de stockage de l'énergie. Un tel système

s'avère un bon choix pour les applications qui nécessitent une alimentation continue d'une puissance assez élevée [MES14].

1.11.1. Systèmes hybrides DC pour des petites communautés isolées

La figure I.30 montre un système de petite puissance DC conventionnel avec une liaison en courant alternatif à travers un onduleur. La majorité de ces systèmes présente une structure où le bus DC de la batterie est le point central de connexion. En général, les petites éoliennes produisent de l'électricité en AC à fréquence variable, laquelle est redressée et appliquée au bus DC. Cette énergie est ensuite stockée ou reconvertie en AC (à amplitude et fréquence fixes) à travers un onduleur pour fournir de l'énergie à la charge [BEL10].

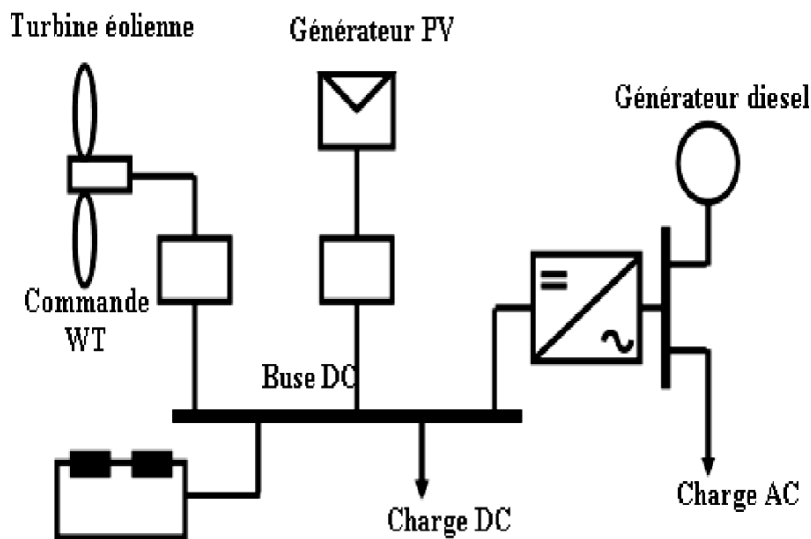


Figure I.30 : Système hybride de puissance avec bus DC et sources renouvelables et générateur diesel

1.11.2. Systèmes hybrides AC pour des petites communautés isolées

Dans cette topologie (mini-réseau), les différentes sources de production sont raccordées au bus commun de distribution en courant alternatif avec des onduleurs dédiés (Figure I.31). De telles structures associent des composants de génération en DC ou en AC. La faisabilité technique et économique de cette structure est liée aux progrès des convertisseurs statiques et de leur commande. L'avantage principal est la modularité qui permet la connexion et/ou le remplacement de modules de production en cas de besoin de plus d'énergie [BEL10].

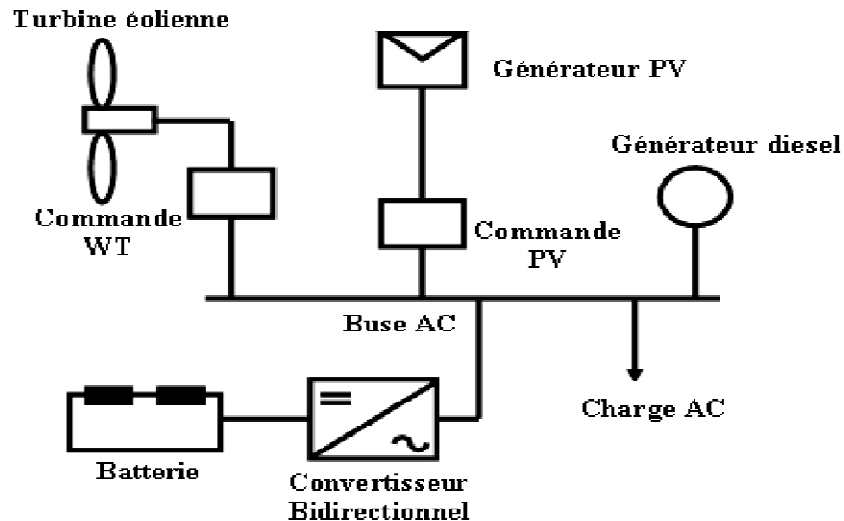


Figure I.31 : Système hybride de puissance avec mini réseau et sources renouvelables

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu des possibilités des énergies renouvelables, ainsi de leurs exploitations, en nous focalisant davantage sur la filière éolienne et les technologies associées particulièrement pour les éoliennes à axe horizontal. On a vu par suite l'évaluation de l'énergie éolienne et solaire en Algérie. Nous avons ainsi présenté les différents types de générateurs électriques utilisés dans les turbines éoliennes et les principales applications des éoliennes. Nous nous sommes spécialement intéressés aux machines à aimants permanents et aux caractéristiques des aimants constitutifs. Nous avons enfin présenté deux combinaisons entre les différentes sources d'énergie renouvelables qui peuvent être développées comme des variantes des systèmes hybrides dans le monde d'énergies renouvelables.

CHAPITRE II :
MODELISATION ET
COMMANDE DE LA
CHAINE DE CONVERSION
EOLIENNE

II.1. Introduction

Face à l'augmentation croissante et à la forte demande d'énergie dans le monde, consommation civil et/ou industrielle, et face au degré de pollution des systèmes de production traditionnelles, la solution parfaite est d'utiliser les sources d'énergies renouvelables. Afin de limiter l'importante consommation d'énergie et les problèmes d'environnement générés, les solutions d'entraînements électriques plus compactes et à rendement plus élevé sont devenues très recherchées [ZID15]. Une de ces moyens de production d'énergies renouvelables est les systèmes éoliens qui sont devenus plus demandé et plus adapté pour la production d'énergie électrique. Tout système physique peut être considéré comme un ensemble de sous-systèmes. Ainsi, pour simplifier l'étude de l'ensemble, chacune de ses parties est abordée séparément. Puis, une synthèse de toutes ces parties constituant le système global est à déduire [LOU16]. Une chaîne de production éolienne se compose essentiellement par une turbine, une génératrice synchrone ou asynchrone et des convertisseurs électriques. Ainsi, les machines conventionnelles sont de plus en plus remplacées par les machines synchrones à aimants permanents à structures spéciales [ZID15]. En effet, de telles structures n'ayant aucun enroulement au rotor, donc engendrant moins de pertes de fer, présentent un rendement plus élevé que celui des machines conventionnelles. Cependant, dans la plupart des applications, ces machines sont couplées à des convertisseurs d'électronique de puissance afin de répondre aux exigences de la charge.

La machine synchrone à aimants permanents malgré toutes ces qualités a été handicapée, pendant longtemps par le fait qu'elle est fortement non linéaire et que ses paramètres ne sont pas connus avec certitude. De même, elle produit des perturbations non mesurables. Toutes ces caractéristiques rendent la mise en œuvre d'une loi de commande très compliquée, mais grâce à des évolutions intéressantes au niveau des outils de contrôle ces dernières années, tous ces inconvénients sont devenus faciles à surmonter. La grande variété de ces outils permet de proposer, pour chaque application, l'approche la mieux adaptée. En effet, jusqu'à présent, la majorité des méthodes de commande dédiées à la machine synchrone à aimants permanents ont comme objectif, l'asservissement de la vitesse et la régulation du courant. Pour ce faire, de nombreuses stratégies de commande ont été étudiées et testées sur la machine, afin d'élargir son champ d'utilisation [ZID15, MEG15].

Dans ce chapitre, le concept de la chaîne de conversion éolienne à base de la génératrice synchrone à aimant permanent est proposé (turbine-GSAP-redresseur). Un modèle mathématique de simulation de l'ensemble, en prenant en considération son caractère multi-physique (prise en charge des phénomènes mécaniques, magnétiques, électriques) est réalisé. Une stratégie de commande de sorte à optimiser la puissance extraite quelque soit la vitesse du vent est proposée.

II.2. Avantages de l'utilisation de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans diverses applications pour les raisons suivantes [MEG15] :

- ◆ Densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assurant une très bonne performance dynamique et un très bon rendement.
- ◆ Couple volumique et puissance massique élevés.
- ◆ Pas de système balais collecteur (Construction simple et moins de frais d'entretien).
- ◆ Peu de pertes au niveau du rotor.
- ◆ La génératrice à aimants permanents ne nécessite aucune alimentation électrique.

II.3. Constitution et fonctionnement de la MSAP

La génératrice synchrone à aimants permanents, permet d'effectuer la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique alternative, est plus particulièrement une machine triphasée fournissant un système équilibré de tensions et de courants alternatifs, dans laquelle les champs magnétiques statorique et rotorique sont en rotation synchrone, c'est-à-dire à la même vitesse, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

L'excitation de la génératrice synchrone à aimants permanents est faite par des aimants permanents liés au rotor (inducteur). Il y a des structures de machine à aimants permanents à rotor interne et d'autres structures spéciales à stator interne. Toutefois, les alternateurs à aimants permanents avec stator externe sont plus performants en termes de puissance massique et volumique et couple massique et volumique parce que le refroidissement des enroulements statoriques est plus aisé lorsque le stator est en contact avec l'air ambiant [ZID15]. Par ailleurs, nous pouvons classer les MSAP selon le placement des aimants permanents (AP) comme indiqué dans la figure II.1 Parmi les structures les plus connues [ZID15], on distingue le cas où les aimants permanents sont en surface (Figure II.1-a), enterrés (Figure II.1-b), insérés (Figure II.1-c) ou à concentration de flux (Figure II.1-d).

Pour le type de positionnement **des aimants en surface dans le rotor**, cette configuration du rotor est la plus utilisée, les aimants sont placés sur la surface du rotor et sont aimantés radialement. Le principal avantage de cette machine est sa simplicité donc faible coût par rapport à d'autres machines à aimant. Mais son inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur décollement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé pour protéger les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone (les axes d et q sont pratiquement les mêmes).

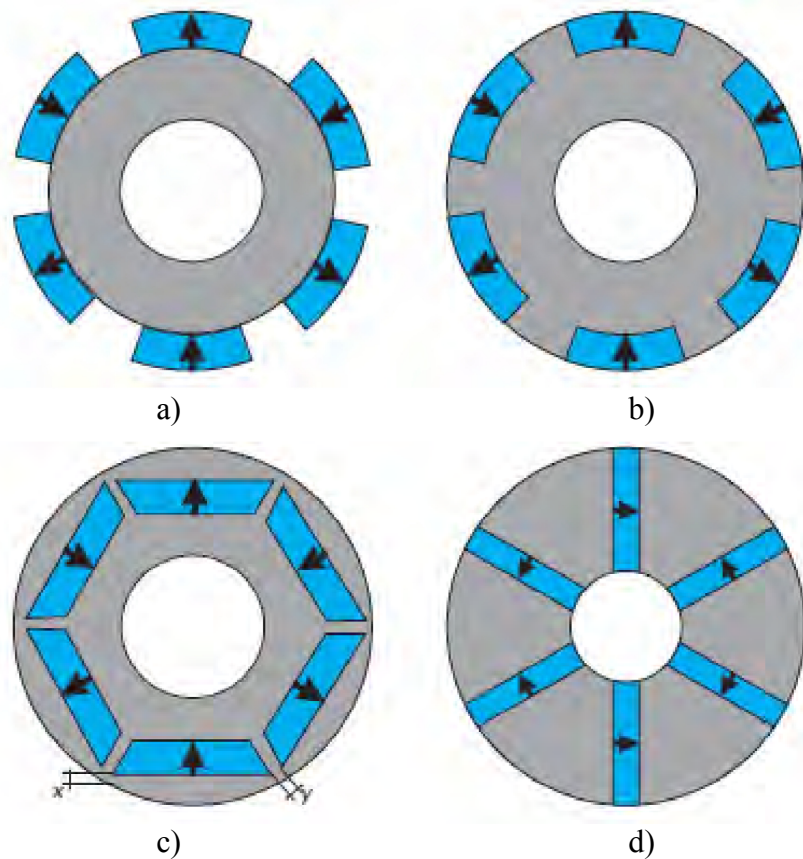


Figure II.1 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP classique.

Pour le type de **rotor avec les aimants insérés**, les aimants sont insérés à la surface du rotor avec un remplissage des ouvertures entre les aimants par du fer. Ceci va créer une saillance et donner un couple réactant en plus du couple synchrone. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle selon l'axe-d. L'autre configuration avec **des aimants enterrés**, les aimants sont enterrés dans le rotor et sont aimantés radialement ; ils sont ainsi très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

Les rotors avec aimants à concentration de flux est la façon d'enterrer les aimants profondément à l'intérieur du rotor avec une aimantation azimuthale dans le sens de la circonférence, où les pôles magnétiques se forment au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants enterrés, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques [LEB16].

II.4 Modèle de la turbine éolienne

II.4.1 Modèle du profil de vent

Pour une éolienne, le vent est la source principale d'énergie. Il est nécessaire d'avoir un modèle mathématique du profil de vent. Ce dernier peut être une simple loi exponentielle ou des

distributions spectrales et spatiales très complexes qui rendent compte de sa phénoménologie turbulente.

La modélisation du profil du vent est primordiale pour :

- Définir les conditions de fonctionnement de l'éolienne ;
- Définir les solutions qui s'appliquent sur les pales ;
- Développer et affiner la modélisation du rotor ;
- Evaluer le potentiel d'énergie utilisable ;
- Fournir une aide pour l'implantation des machines

La définition du modèle du profil du vent nécessite la connaissance des données climatiques et géographiques du site concerné, ainsi que la période de l'an concerné par l'étude. Le modèle du profil du vent est donné par une série de Fourier qui représente le vent comme un signal constitué par une superposition de plusieurs harmoniques. Il est donné par l'équation (II.1).

$$V_v(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(w_k t) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

- A : la valeur moyenne de la vitesse du vent
- a_k : Amplitude de l'harmonique de l'ordre k
- w_k : Pulsation de l'harmonique de l'ordre k
- i : Le rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

II.4.2 Principe physique du vent

Le vent est principalement le résultat des mouvements de masses d'air chaud et d'air froid. Le soleil chauffe les masses d'air au niveau du sol. Celles-ci deviennent plus légères et s'élèvent. Des masses d'air froid s'empressent de combler ce vide pour rétablir l'équilibre ce qui crée les vents locaux. Le même principe s'applique à une grande échelle entre les masses d'air des calottes polaires (froides) et celles de l'équateur (chaudes). Ce phénomène est en plus associé à la rotation de la terre et forme alors les vents dominants.

Le vent est donc de l'air en mouvement. Comme tout corps en mouvement, on peut lui associer une énergie cinétique qui dépend de sa masse (m) et sa vitesse (V).

$$E_{\text{cinétique}} = \frac{1}{2} m V^2 \quad [\text{Joule}] \quad (\text{II.2})$$

La masse de l'air s'exprime comme le produit du volume occupé (V_0) en mètre cube par la masse volumique (ρ) en kilogramme par mètre cube.

$$m = \rho \cdot V_0 \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas du vent actionnant une éolienne, le volume occupé dépend de la zone balayée par le rotor. La puissance du vent sur l'éolienne correspond à la quantité d'énergie cinétique traversant le rotor chaque seconde.

II.4.2.1 Puissance récupérable par une turbine :

Le vent de vitesse v , appliqué sur les pales de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine, notée P_t , s'exprimant par :

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot S \cdot V^3 \quad [W] \quad (\text{II.4})$$

Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{v} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

- λ : la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent,
- ρ : la masse volumique de l'air (approximativement $1,225 \text{ kg/m}^3$ à la pression atmosphérique et à 15°C),
- S : la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle décrit étant défini par la longueur d'une pale,
- Ω_t : la vitesse de rotation de la turbine,
- R : le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 et qui n'est jamais atteinte en pratique.

La figure II.2 montre l'évolution du coefficient de puissance C_p pour des turbines réelles à axe horizontal avec 1, 2, 3 et 4 pales [HAU00]. On remarque que pour chaque type d'éolienne correspond une vitesse normalisée, λ_{opt} , qui maximise le rendement aérodynamique. Ainsi un fonctionnement à vitesse de rotation variable, selon la vitesse du vent, peut permettre de rester sur le maximum de la courbe. Plus la caractéristique $C_p(\Omega)$ sera en cloche, plus il sera bénéfique d'adapter la vitesse de rotation à la vitesse du vent, afin de rester dans la zone optimale.

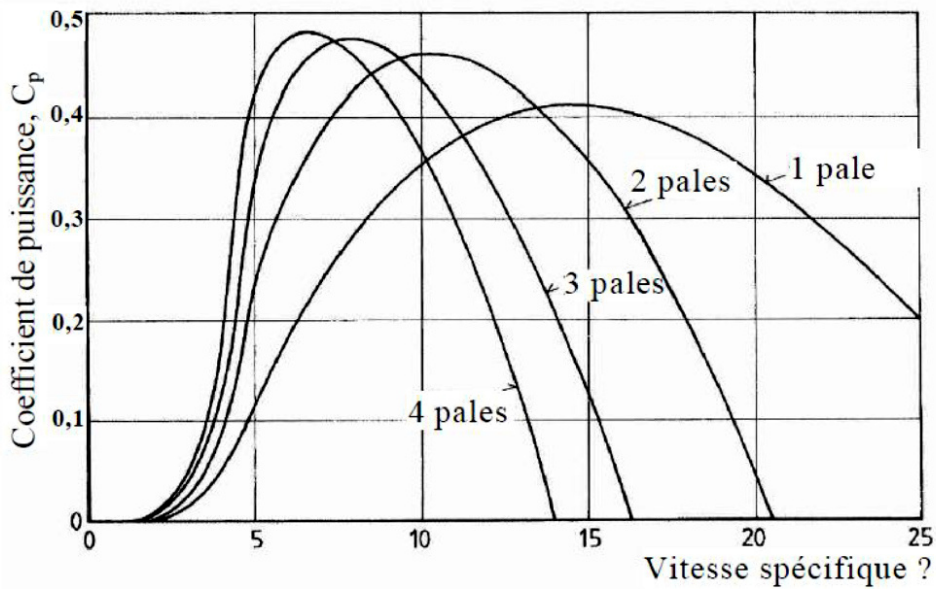


Figure II.2 : Coefficient aérodynamique de puissance en fonction de la vitesse de rotation normalisée [HAU00].

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pales β dont l'expression a pour origine les travaux d'El Aïmani [ELA03] :

$$C_p(\lambda, \beta) = (0,35 - 0,00167) \cdot (\beta - 2) \cdot \sin \left[\frac{\pi \cdot (\lambda + 0,1)}{14,34 - 0,3(\beta - 2)} \right] - 0,00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (\text{II.6})$$

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique C_t disponible sur l'arbre lent de la turbine peut donc s'exprimer par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{\pi}{2 \cdot \lambda} \rho \cdot R^3 \cdot v^2 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (\text{II.7})$$

II.4.2.2 Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur R . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation Ω_t , relié à un multiplicateur de gain G . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique. Les trois pales sont considérées identiques. De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. Ainsi, on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la Figure II.3 dont la validité, par rapport au modèle complet de la turbine, a déjà été vérifiée.

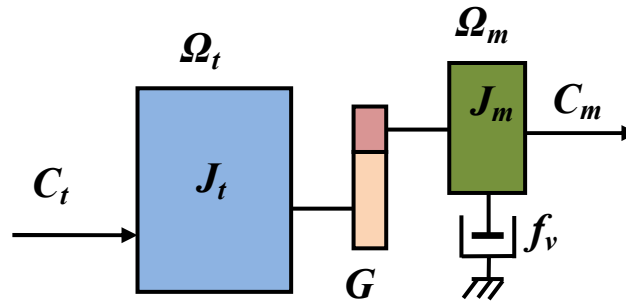


Figure II.3 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

- J_t : le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne,
- J_m : le moment d'inertie,
- f_v : le coefficient dû aux frottements visqueux,
- C_m : le couple mécanique sur l'arbre,
- Ω_m : la vitesse de rotation.

II.4.2.3 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la machine (arbre rapide) (Figure II.3). En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il est alors modélisé par les deux équations suivantes :

$$C_m = \frac{C_t}{G} \quad (\text{II.8})$$

$$\Omega_m = G \cdot \Omega_t \quad (\text{II.9})$$

II.4.2.4 Equation dynamique de l'arbre

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

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

Il est à noter que l'inertie du rotor de la génératrice est très faible par rapport à l'inertie de la turbine reportée par cet axe. A titre illustratif, pour une éolienne Vestas de 2 MW, une pale a une longueur de 39m et pèse 6.5 tonnes. L'équation fondamentale de la dynamique permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (C_m) appliqué au rotor :

$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = C_m \quad (\text{II.11})$$

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

$$C_m = C_g - C_{em} - C_{vis} \tag{II.12}$$

Le couple résistant du aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux f_v :

$$C_{vis} = f_v \cdot \Omega_{mec} \tag{II.13}$$

Nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la machine par :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right) \frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} \tag{II.14}$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique de la machine.

II.4.2.5 Graphe informationnel du modèle de la turbine

Une représentation globale du modèle de cette turbine utilisant le graphe informationnel causal est montré à la figure (II.4). Ce graphe illustre les principes de cause à effet des grandeurs qui interviennent au niveau de la turbine. Cette dernière génère le couple aérodynamique qui est appliqué au multiplicateur.

Les entrées de la turbine sont la vitesse du vent, l'angle d'orientation des pales, et la vitesse de rotation de la turbine. Le modèle du multiplicateur transforme la vitesse mécanique et le couple aérodynamique respectivement en vitesse de la turbine et en couple de multiplicateur. Le modèle de l'arbre décrit la dynamique de la vitesse mécanique, il a donc deux entrées : le couple du multiplicateur, le couple électromagnétique fourni par la génératrice.

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

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine se déduit aisément du graphe informationnel de la turbine est représenté sur la Figure (II.4).

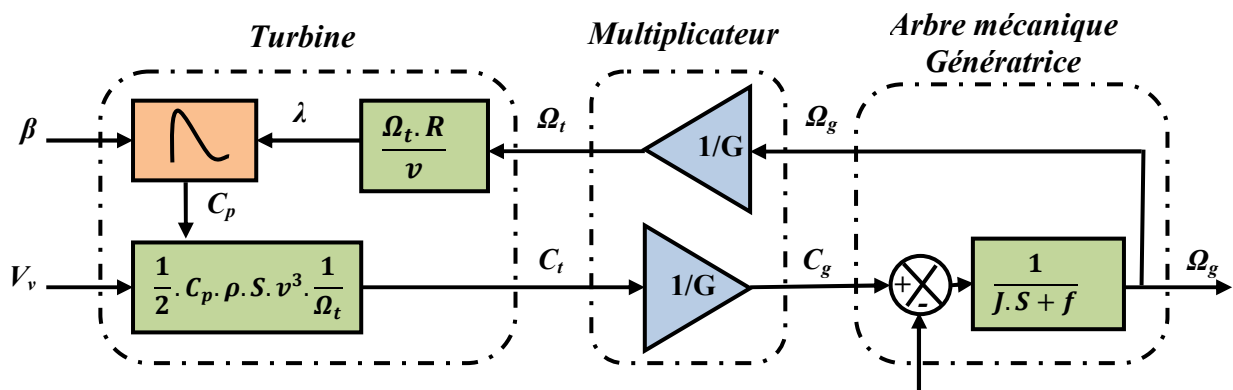


Figure II.4 : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.

II.5 Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne :

Une turbine éolienne est dimensionnée pour développer une puissance nominale P_n à partir d'une vitesse de vent nominale V_n . Pour des vitesses de vents supérieures à V_n , la turbine éolienne doit modifier ses paramètres aérodynamiques afin d'éviter les surcharges mécaniques (turbines, mat et structure), de sorte que la puissance récupérée par la turbine ne dépasse pas la puissance nominale pour laquelle l'éolienne a été conçue. Il y a d'autres grandeurs dimensionnantes : V_d la vitesse du vent à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie et V_m la vitesse maximale de vent au-delà de laquelle l'éolienne doit être stoppée pour des raisons de sûreté de fonctionnement.

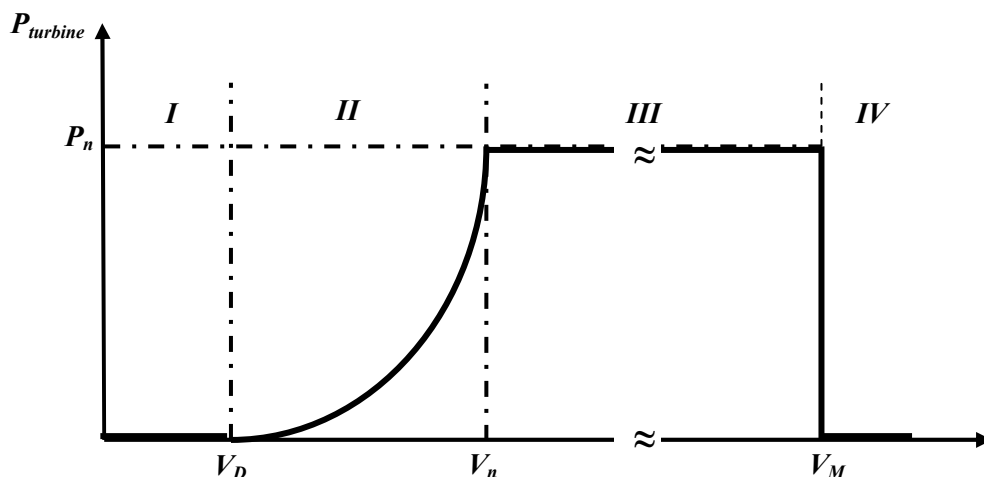


Figure II.5 : Diagramme de la puissance utile sur l'arbre en fonction de la vitesse du vent.

Ainsi la caractéristique de puissance en fonction de la vitesse du vent comporte quatre zones [DAV07] :

- la zone I, où $P_{turbine} = 0$ (la turbine ne fournit pas de puissance) ;
- la zone II, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent V_w ;
- la zone III, où généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et où la puissance $P_{turbine}$ fournie reste sensiblement égale à P_n
- la zone IV, dans laquelle le système de sûreté du fonctionnement arrête la rotation et le transfert de l'énergie.

La plupart des grandes turbines éoliennes utilisent deux principes de contrôle aérodynamique pour limiter la puissance extraite à la valeur de la puissance nominale de la génératrice :

- système « pitch » ou « à pas ou calage variable » qui permet d'ajuster la portance des pales à la vitesse du vent, principalement pour maintenir une puissance sensiblement constante dans la zone III de vitesses ;
- système « stall » ou à « décrochage aérodynamique », le plus robuste car c'est la forme des pales qui conduit à une perte de portance au-delà d'une certaine vitesse de vent, mais la courbe de puissance maximale n'est pas plate et chute plus vite. Il s'agit donc d'une solution passive et

robuste (pas besoin de système d'orientation des pales). Chez certains fabricants de grandes machines, un système hybride se développe, le « stall actif », dans lequel le décrochage aérodynamique est obtenu progressivement grâce à une orientation minimale des pales nécessitant des moyens de réglage plus économiques et plus robustes que dans le système pitch.

D'autres systèmes de régulation, dans les petites éoliennes notamment, sont exploités :

- ❖ basculement (relèvement) de l'axe, normalement horizontal ;
- ❖ pas variable par la pression du vent (modèle Airwind : les pales en fibre, se déforment et provoquent un décrochage) ;
- ❖ déviation par rapport à l'axe du vent. La dérive se trouve légèrement décalée par rapport à l'axe de rotation vertical (qui permet normalement à la turbine d'être face au vent) et crée une force de déviation qui régule la puissance aérodynamique (la turbine reçoit un vent de travers).

II.5.1 Techniques d'extraction du maximum de la puissance

Dans cette partie, nous présenterons différentes stratégies pour contrôler le couple électromagnétique (et indirectement la puissance électromagnétique convertie) afin de régler la vitesse mécanique (Figure II.6) de manière à maximiser la puissance électrique générée. Ce principe est connu sous la terminologie Maximum Power Point Tracking (M.P.P.T.) et correspond à la zone 2 de la caractéristique de fonctionnement de l'éolienne. On distingue deux familles de structures de commande qui sont maintenant expliquées (figure II.19) :

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

II.5.1.1 Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation

◆ Principe général

Le vent est une grandeur aléatoire, de nature très fluctuante. La figure (II.6) montre clairement que les fluctuations du vent constituent la perturbation principale de la chaîne de conversion éolienne et créent donc des variations de puissance.

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

$$C_{em} = C_{em_ref} \quad (\text{II.15})$$

Avec

C_{em_ref} Le couple électromagnétique de référence de la génératrice.

➤ Asservissement de la vitesse

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée. Plusieurs dispositifs de commande peuvent être imaginés. Comme expliqué dans la section (II.5.3), la vitesse est influencée par

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

$$\frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{1}{J} (C_g - f_v \Omega_g - C_{em}) \quad (\text{II.16})$$

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

Finalement, nous pouvons déduire une structure adéquate de commande qui consiste à régler le couple apparaissant sur l'arbre de la turbine de manière à fixer sa vitesse à une référence.

Pour l'application de cette structure de commande nous devons asservir la vitesse. La relation montre que pour avoir un couple de référence il faut avoir une vitesse mécanique de référence, qui dépend de la vitesse de la turbine à fixer, donc nous devons prendre en compte le gain du multiplicateur.

Le couple électromagnétique de référence C_{em_ref} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de la génératrice égale à la vitesse de référence Ω_{g_ref} est obtenu par une relation inverse indirecte :

$$C_{em-ref} = R_\Omega (\Omega_{g_ref} - \Omega_g) \quad (\text{II.17})$$

- R_Ω le régulateur de la vitesse ;
- Ω_{g_ref} la vitesse mécanique de référence.

Cette vitesse de référence dépend de la vitesse de la turbine à fixer Ω_{t_ref} pour maximiser la puissance extraite. En prenant en compte le gain du multiplicateur, nous avons donc :

$$\Omega_{g_ref} = G \Omega_{t_ref} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

- Ω_{t_ref} la vitesse de référence de la turbine.

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

La vitesse de rotation de référence de la turbine Ω_{t_ref} est obtenue à partir de l'équation (II.19) comme suit :

$$\Omega_t = \frac{\lambda_{opt} \cdot V_v}{R} \quad (\text{II.19})$$

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

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

Nous pouvons facilement déduire le schéma bloc qui présente l'asservissement de la vitesse pour la maximisation de puissance extraite :

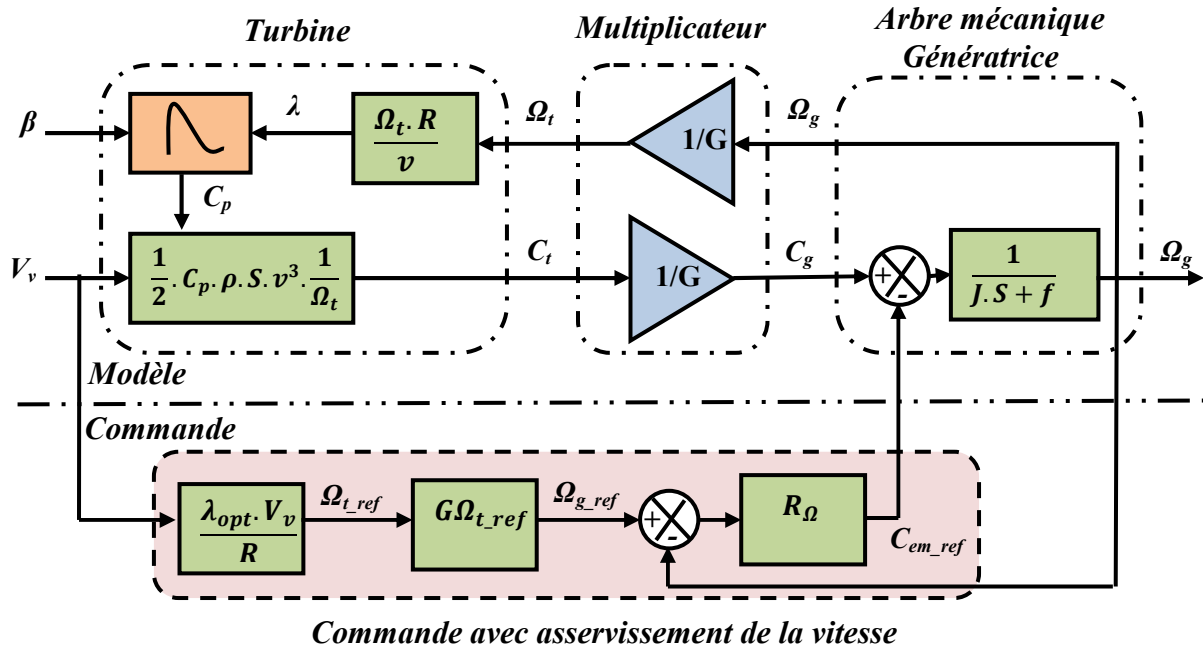


Figure II.6 : Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

Différentes technologies de correcteurs peuvent être considérées pour l’asservissement de la vitesse. Afin de réaliser cette tâche, deux types de correcteurs ont été utilisés dans ce travail, à savoir ; un correcteur Proportionnel Intégral (PI) classique et un autre de type mode glissant. La conception de ces derniers sera détaillée par la suite.

II.5.1.1.a Réglage de la vitesse par régulateur de type classique PI

Sur la base du schéma de commande de la Figure II.7, le couple électromagnétique de référence est obtenu grâce à l’action d’un contrôleur de type PI, qui agit sur l’écart entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation. La fonction de transfert décrivant cette action est donnée par :

$$C_{em_ref}(S) = \left(k_i + \frac{k_p}{S}\right) \cdot (\Omega_{tur_ref}(S) - \Omega_{mec}(S)) \tag{II.20}$$

Où :

- k_i : le gain intégral
- k_p : le gain proportionnel

Si on isole la partie du schéma de commande de la boucle de régulation de la vitesse on obtient le schéma suivant [GER01].

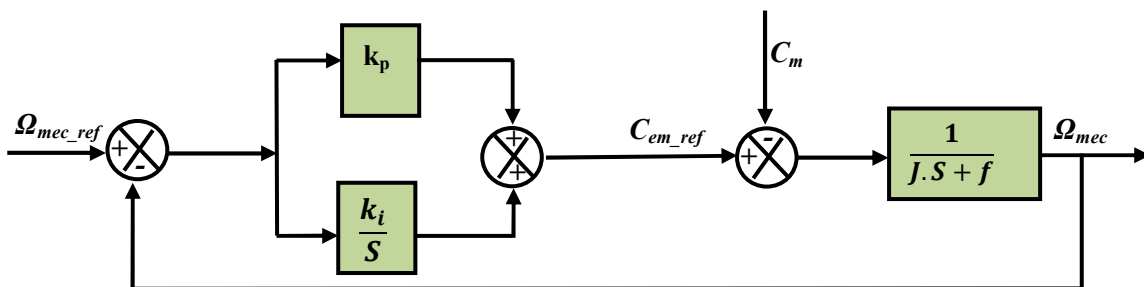


Figure II.7 : Schéma bloc de l’asservissement en utilisant un régulateur PI [BOY06].

Le choix de la pulsation propre w_n et du facteur d'amortissement ξ_n permet de calculer les coefficients du régulateurs PI [BOY06].

$$k_i = w_n^2 \cdot J \quad (\text{II.21})$$

$$k_p = 2 \cdot \xi_n \cdot w_n \cdot J - f \quad (\text{II.22})$$

❖ Calcul des paramètres du régulateur IP

Le contrôle de la vitesse est assuré par un régulateur de type IP dont les gains sont respectivement k_i et k_p . La chaîne de régulation de la vitesse peut être représenté sur le schéma fonctionnel suivant :

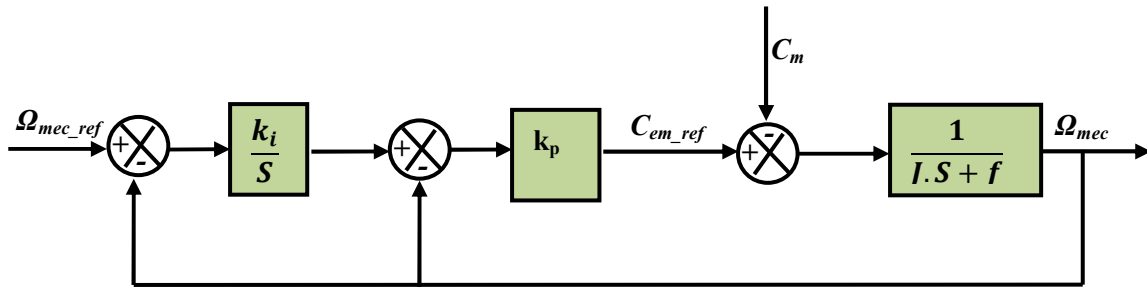


Figure II.8 : Schéma bloc d'un régulateur IP [BEL08].

La fonction de transfert se met sous la forme suivante :

$$\Omega_{mec} = F(S) \cdot \Omega_{ref} - P(S) \cdot T_m \quad (\text{II.23})$$

$$F(S) = \frac{k_i \cdot k_p}{JS^2 + (f + k_p)S + k_i \cdot k_p} \quad (\text{II.24})$$

$$P(S) = \frac{S}{JS^2 + (f + k_p)S + k_i \cdot k_p} \quad (\text{II.25})$$

Le choix de la pulsation propre w_n et du facteur d'amortissement ξ_n permet de calculer les coefficients du régulateurs IP.

$$k_i = \frac{w_n^2 \cdot J}{k_p} \quad (\text{II.26})$$

$$k_p = (2 \cdot \xi_n \cdot w_n \cdot J) - f \quad (\text{II.27})$$

II.5.1.1.b Réglage de la vitesse par régulateur de type mode de glissant

La conception du régulateur mode glissant se fait en trois étapes : [BEL08].

❖ **Choix de la surface** : la surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r=1$ a la forme suivante :

$$S_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{II.28})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{II.29})$$

En substituant l'équation mécanique de la machine dans (II.17.e), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{C_{em} - C_r - k_f \Omega}{J} \right] \quad (II.30)$$

Nous décomposons le couple électromagnétique C_{em} en deux entiers C_{em-eq} et C_{em-n} :

En remplaçant le couple par les deux entiers dans (II.17.e), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}_\Omega = \dot{\Omega}_{ref} - \left[\frac{(C_{em-ref} + C_{em-n}) - C_r - k_f \Omega}{J} \right] \quad (II.31)$$

❖ **Condition de convergence** : durant le mode de convergence nous avons :

$$\left(S_\Omega(\Omega) \left(\dot{S}_\Omega(\Omega) \right) \right) \leq 0 \quad (II.32)$$

❖ **Calcul de la commande** : L'algorithme de commande est défini par la relation :

$$C_{ref} = C_{em-eq} + C_{em-n} \quad (II.33)$$

La forme la plus simple que peut prendre C_{em-n} est celle d'une fonction saturation :

$$C_{em-n} = k_\Omega \text{sat}(S_\Omega) \quad (II.34)$$

Le choix de K_Ω , se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur. Donc nous obtenons :

$$\dot{S}_\Omega = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{em-n} = k_\Omega \text{sat}(S_\Omega) \\ C_{em-eq} = C_r + k_f \cdot \Omega - J \cdot \Omega_{ref} \end{cases} \quad (II.35)$$

II.5.2 Stratégie de maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse.

Le principe de cette stratégie consiste à supposé que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Ce qui revient à négliger l'effet du couple des frottements visqueux C_{vis} ($C_{em} = 0$). Dans ces conditions, on aura :

$$C_{em-ref} = C_{turbine} \quad (II.36)$$

Le couple électromagnétique de réglage est déterminé à partir du couple éolien estimé, tel que :

$$C_{em-n} = \frac{C_{t_estimé}}{G} \quad (II.37)$$

Le couple éolien peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique :

$$C_{t_estimé} = \frac{1}{2\Omega_{t_estimé}} C_p \cdot \rho \cdot S \cdot V_{estimé}^3 \quad (II.38)$$

La vitesse estimée de la turbine est donnée par la relation suivante :

$$\Omega_{turbine_estimé} = \frac{\Omega_{méc}}{G} \quad (II.39)$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation (II.4), tel que :

$$V_{estimé} = R \frac{\Omega_{turbine_estimé}}{\lambda} \tag{II.40}$$

En regroupant ces quatre dernières équations ; on obtient une relation de contrôle :

$$C_{em_ref} = 0,5 \frac{\rho \pi R^5 C_p}{\lambda^3 G^3} \Omega_{mec}^2 \tag{II.41}$$

Pour extraire le maximum de la puissance générée, il faut fixer le ratio de la vitesse à sa valeur nominale (λ_{opt}), de manière à obtenir le coefficient de puissance (C_{p_max}). Le couple électromagnétique doit être réglé à la valeur du couple de référence suivante :

$$C_{em_ref} = 0,5 \frac{\rho \pi R^5 C_{pmax}}{\lambda_{opt}^3 G^3} \Omega_{mec}^2 \tag{II.42}$$

Cette expression montre que le couple de référence est proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice. Le schéma bloc de cette stratégie est donné par la Figure (II.9).

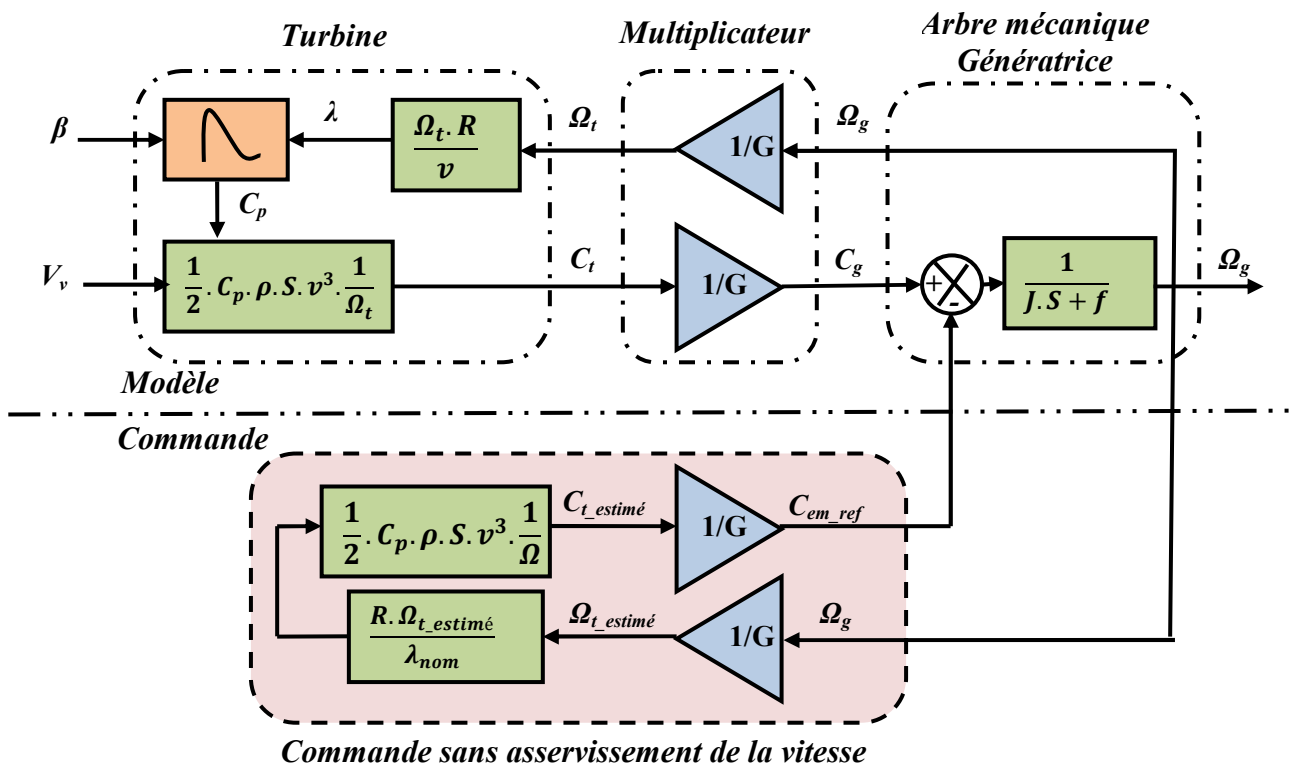


Figure II.9 : Contrôle MPPT sans Asservissement de la vitesse mécanique.

II.6 Résultats de Simulation

En considérant un profil du vent illustré par la figure (II.10) suivant l'équation (II.43). On utilise le logiciel Matlab/Simulink pour simuler les structures de commande MPPT étudiées ci-dessous.

$$V1(t)=12+0.2*\sin (0.1047t)+2*\sin (0.2665t)+\sin (1.293t)+0.2*\sin (3.6645t) \tag{II.43}$$

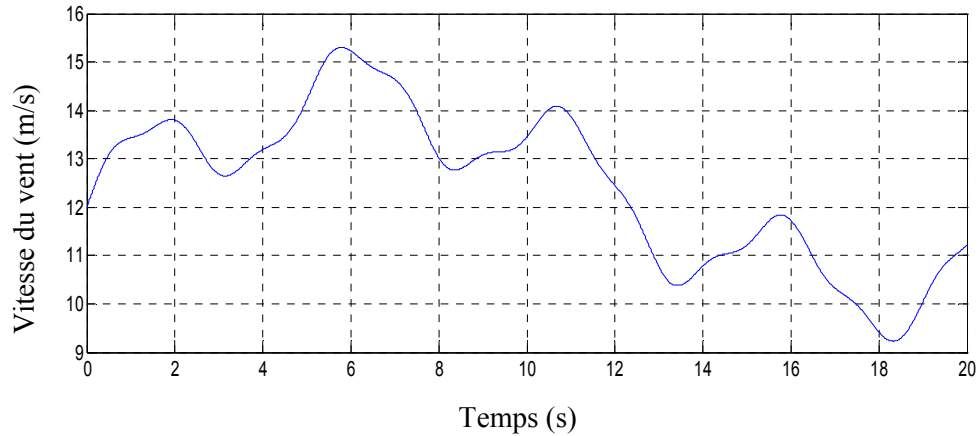


Figure II. 10 : Profil du vent appliqué [ABD13].

II.6.1 Résultats obtenus du contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse

Les résultats de simulation relatifs à cette structure montrent que les variations de la vitesse mécanique sont adaptées à la variation de celle du vent mais avec une dynamique lente (figure (II.11)). La puissance aérodynamique est très fluctuante, de fait que le coefficient de puissance et le ratio de la vitesse ne sont pas ajustés à leurs valeurs optimales.

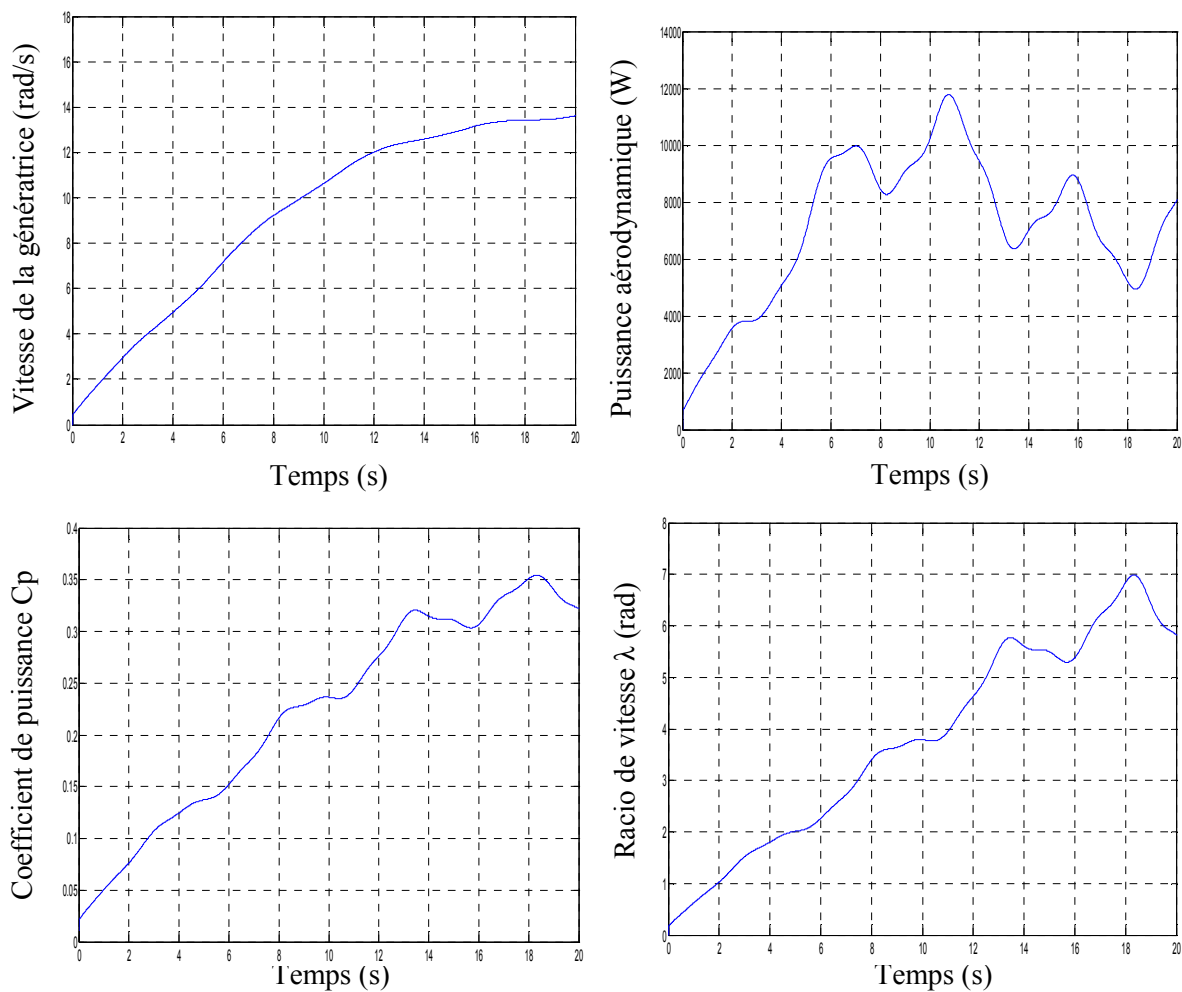


Figure II. 11 : Résultats de la commande MPPT sans asservissement de la vitesse.

II.6.2 Résultats obtenus du contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse

Dans cet algorithme, l’asservissement de la vitesse est réalisé à l’aide de deux types de régulateurs (PI classique et Mode glissant). Les résultats de simulation pour ces derniers, inhérents à cet algorithme sont montrés respectivement sur les figures (II.12) et (II.13). Ces résultats montrent qu’un meilleur contrôle en boucle fermée de la vitesse est obtenu en régime transitoire et en régime permanent.

Ce contrôle est très dynamique et la puissance aérodynamique obtenue en régime transitoire est donc plus importante. Le coefficient de puissance et le rapport de la vitesse sont ajustés à leurs valeurs optimales. Les résultats obtenus montrent les meilleures performances statiques et dynamiques, meilleure poursuite de la consigne contrôlée (vitesse) et un temps de réponse souhaitable offerts par les deux régulateurs.

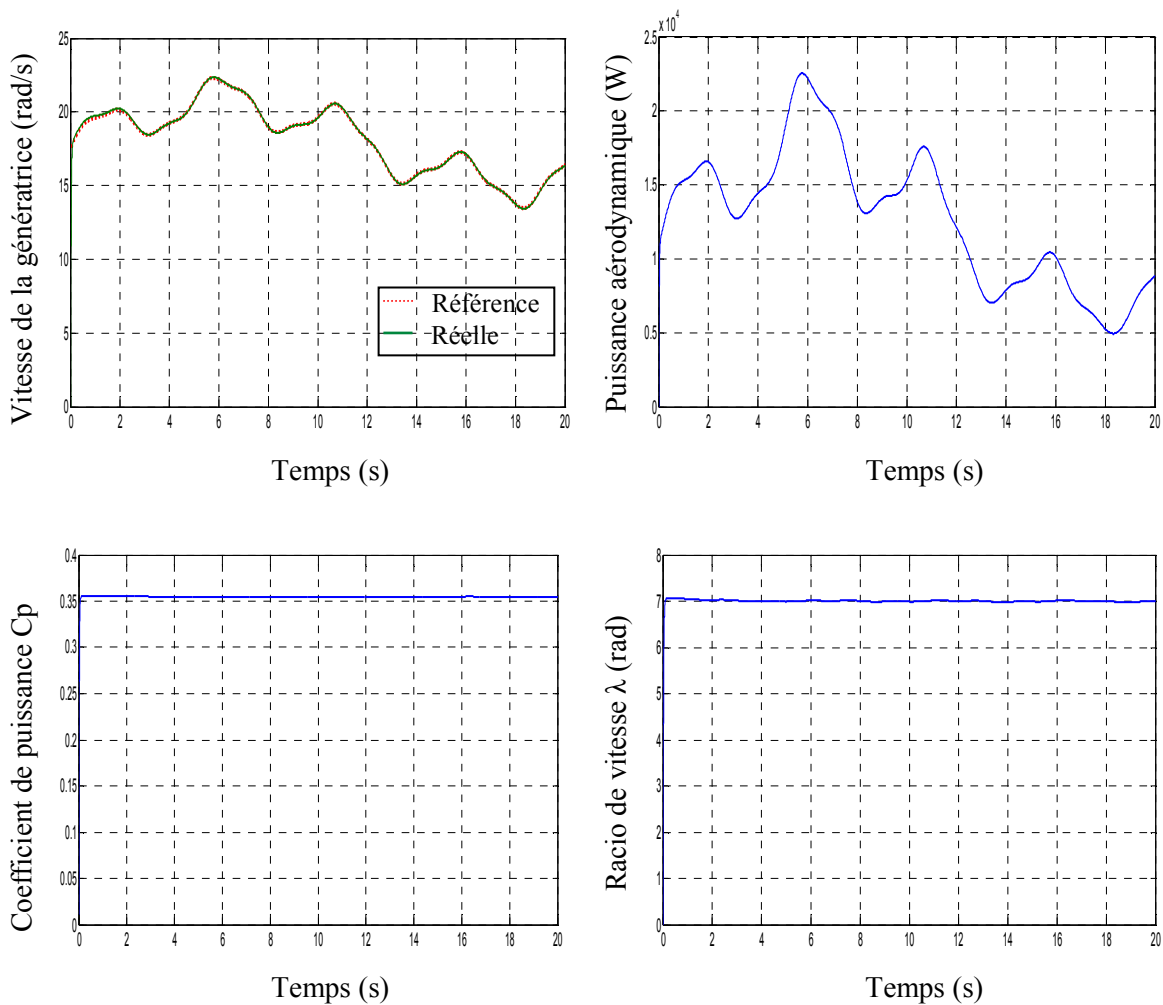


Figure II. 12 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse par PI classique.

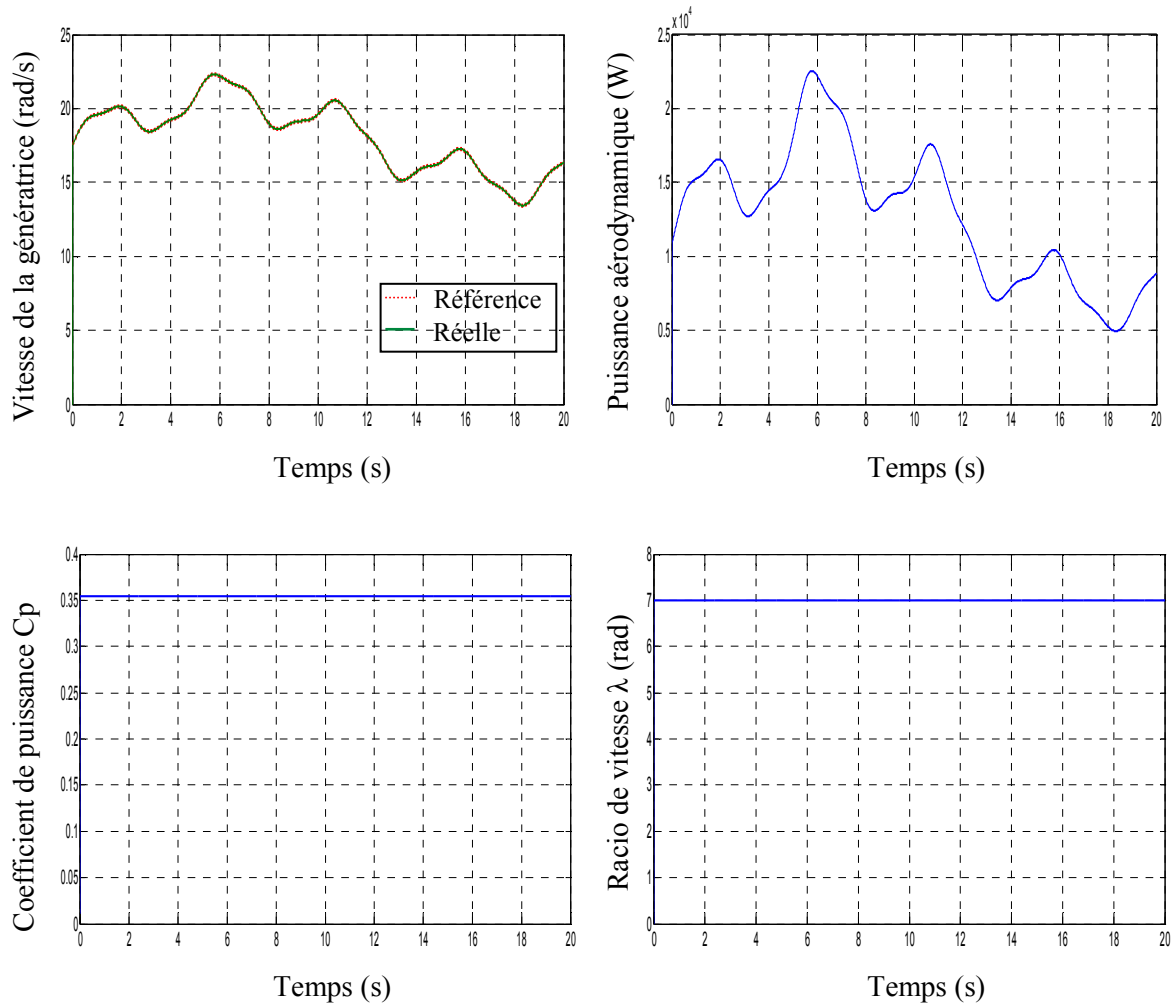


Figure II. 13 : Résultats de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse par Mode Glissant.

Afin de résumer ces résultats obtenus avec l'une ou l'autre stratégie de contrôle de la vitesse (MPPT), la figure (II.14.a) montre la vitesse mécanique ainsi que sa référence avec les deux régulateurs (PI classique et Mode glissant) et celle de la stratégie sans asservissement. La figure (II.14.b) présente la puissance aérodynamique.

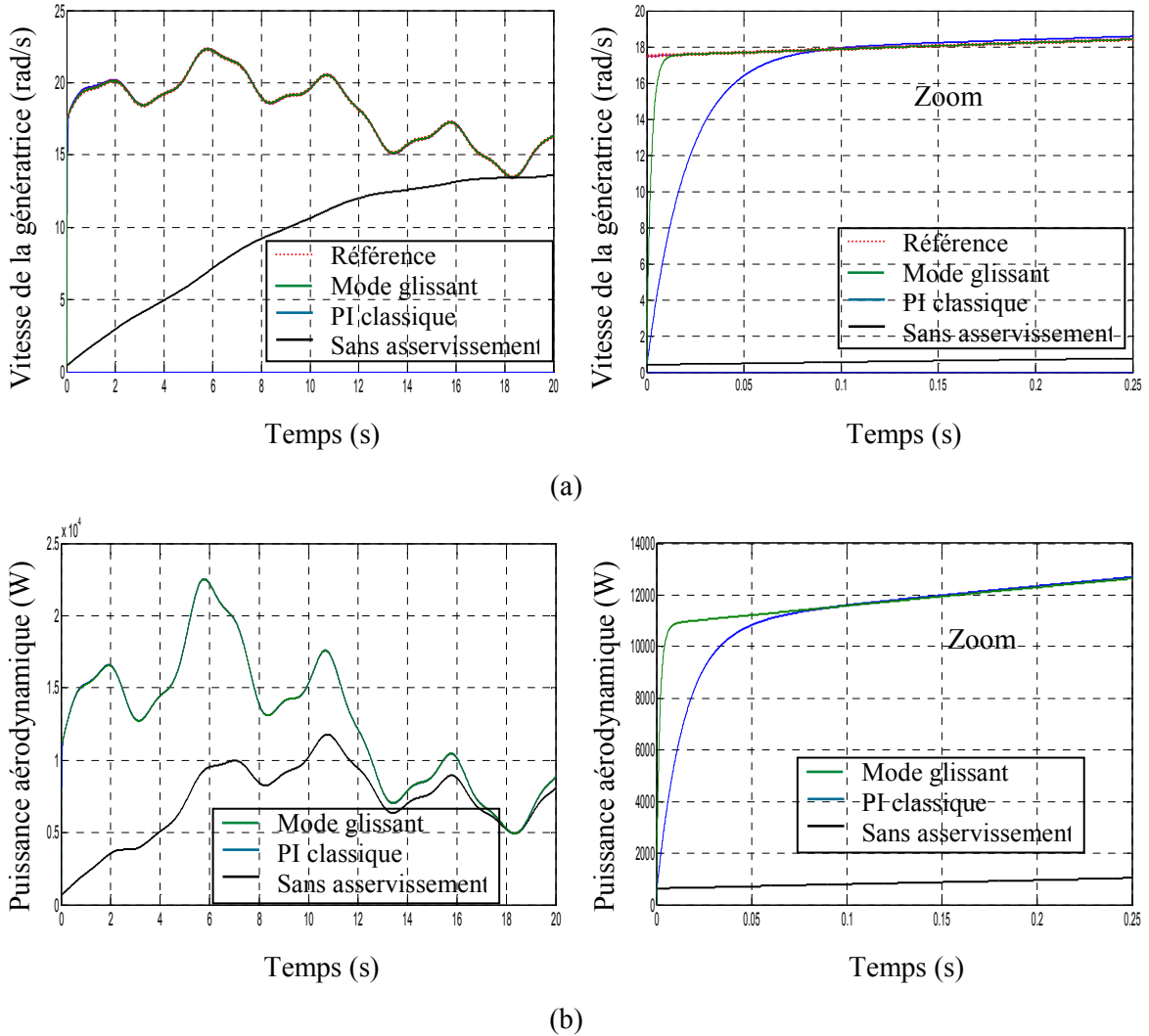


Figure II.14 : MPPT obtenus avec les deux stratégies.

II.7 Modélisation de la MSAP fonctionnement mode génératrice

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents a déjà fait l'objet de nombreux travaux. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine de l'entraînement électrique à une vitesse variable. Un modèle dans le repère de Park de cette machine sera utilisé. Le repère de Park est en fait un repère diphasé, équivalent du repère triphasé, plus simple à manipuler car les grandeurs électriques évoluent comme des grandeurs continues. On peut passer de l'un à l'autre repère à l'aide de matrices de passage.

II.7.1 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la MSAP est beaucoup plus complexe que celui de la machine à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commande de plus en plus performantes et par voie de conséquence, leur commande est plus compliquée du fait que les grandeurs sont alternatives, à fréquences fixes ou variables. D'autre part, le système est non linéaire à coefficients variables à entrées et sorties multiples.

Le modèle mathématique de la machine synchrone est établi sur la base de certaines hypothèses simplificatrices essentielles [LOU16, MEG15] :

- ✓ absence de saturation dans le circuit magnétique,
- ✓ distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements du stator,
- ✓ hystérésis, courants de Foucault et effet de peau négligés,
- ✓ effet d'encoche négligeable,
- ✓ résistance des enroulements ne variant pas avec la température.

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé au stator. L'excitation rotoriques est créée par des aimants permanents au rotor. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

II.7.2 Équations électriques dans un repère naturel

Les équations électriques régissant le fonctionnement de la MSAP dans le repère fixe lié au stator (a, b, c) de la machine s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (\text{II.44})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [-R_s] = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques.

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

$[i_s]$: Vecteur des courants statoriques.

$[\psi_s]$: Vecteur des flux statoriques.

Les flux totalisés $[\psi_s]$ des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$[\psi_s] = [-L_{SS}][i_s] + [\psi_{sf}] \quad (\text{II.45})$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Où :

L_{sa} , L_{sb} et L_{sc} : Des inductances propres aux phases (a, b et c) respectivement.

M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} et M_{cb} : Des inductances mutuelles aux phases (a, b et c) respectivement.

$[\psi_{sf}] = [\psi_{af} \quad \psi_{bf} \quad \psi_{cf}]^T$: Représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases (a, b et c).

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants permanents dépend de la position angulaire électrique θ_r du rotor.

$$[L_{sf}] = \hat{\psi}_{fd} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

D'après la Figure II.15, la forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position du rotor θ_r est donnée par la forme suivante [ZID15] :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{0s}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & l_{ls} + L_{0s} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

L_{ls} : Inductance de fuite.

L_{0s} : Terme constante de l'inductance propre d'une phase.

L_{2s} : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase.

θ_r : Position électrique du rotor.

$$\omega = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.49})$$

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équations électriques suivant :

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + \frac{d\{-L_{SS}[i_s]\}}{dt} + \frac{d\{\psi_{sf}\}}{dt} \quad (\text{II.50})$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants, du flux et de la vitesse de rotation.

$$[V_s] = [-R_s][i_s] + [L_{SS}] \frac{d[i_s]}{dt} - \omega_r \frac{d[L_{SS}]}{d\theta_r} [i_s] + \omega_r \frac{d[\psi_{sf}]}{d\theta_r} \quad (\text{II.51})$$

II.7.3 Équations mécaniques

Si on néglige le frottement sec, le couple électromécanique fourni est transmis à la charge et d'autre part, sert à l'accélération du rotor et à la comparaison du frottement visqueux. Selon la loi de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique est :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + J\Omega \quad (\text{II.52})$$

Où :

$$\omega_r = P\Omega_r \quad (\text{II.53})$$

Avec :

P : Nombre de paires de pôles.

J : Le moment d'inertie total ramené sur l'arbre.

f : Le coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

D'une façon générale, le couple électromécanique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor, est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P [i_s]^T \left[\frac{d[i_s]}{d\theta_r} \right] [i_s] \quad (\text{II.54})$$

En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotoriques dans l'équation (II.54), on aboutit à la formule du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} P \left[[i_s]^T \frac{d[L_{SS}]}{d\theta_r} + [i_s]^T \frac{d[\psi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (\text{II.55})$$

Dans ce qui suit, nous allons développer l'expression du couple électromécanique dans le repère lié au rotor.

À partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficients variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (repère de Park), qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à des coefficients constants. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans le repère lié au rotor puis au stator en utilisant la transformation de Park.

II.7.4 Modèle de la MSAP dans le repère de Park

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et elle permet d'obtenir un système

équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans le repère cartésien (d, q) comme le montre la Figure II. 15.

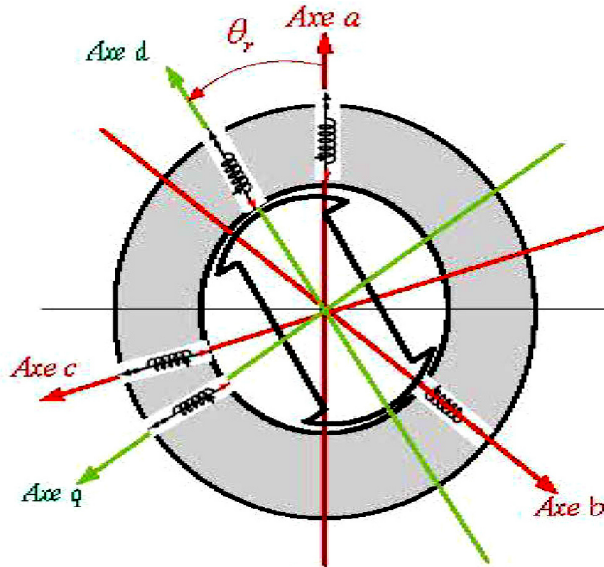


Figure II.15 : Représentation de la MSAP dans le repère de Park

Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de Park utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée.

II.7.5 Équations électriques dans le repère de Park (d, q)

Avec un système biphasé (d, q) par deux bobines décalées de $\pi/2$ dans l'espace, on peut créer un champ tournant identique à celui créé par un triphasé (a, b, c) déphasés de $2\pi/3$. Par la suite, nous utiliserons également des transformations orthogonales, dont l'inverse de la matrice de passage est égal à sa transposé.

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

L'inverse de la matrice $[P(\theta_r)]$ est calculé comme suit :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.57})$$

Soit $[P(\theta_r)]$ la matrice de transformation de Park, cette transformation fait correspondre les vecteurs $[V_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\psi_{dqo}]$.

Le vecteur V_o représente la composante homopolaire et les vecteurs V_d et V_q représentent les vecteurs déphasés des tensions V_a , V_b et V_c .

Après transformation et simplification, le système d'équations des tensions dans le repère de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d + \left(\frac{d\psi_d}{dt} \right) - \omega_r \psi_q \\ V_q = -R_s i_q + \left(\frac{d\psi_q}{dt} \right) + \omega_r \psi_d \\ V_o = -R_s i_o + \left(\frac{d\psi_o}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Ce système représente le modèle électrique dynamique dans le référentiel de Park, dans notre cas, le système est équilibré, donc la troisième équation est nulle.

Dans le système d, q tournant à la vitesse du rotor, les grandeurs électriques et magnétiques sont de type continu, ce qui rend sa commande similaire à la commande des machines à courant continu. Ce système sera utilisé dans la commande vectorielle de la MSAP.

II.7.6 Équations de flux

De même, pour le flux, en appliquant l'équation (II.45) à gauche et à droite par la matrice de Park $[P(\theta_r)]$, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \left([P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [P(\theta_r)] i_f \right) = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

Les flux totalisés dans chaque phase s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \psi_d = -L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = -L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Où L_d et L_q sont respectivement les inductances directe et quadrature. Elles sont supposées indépendantes de la position θ_r , ψ_f valeur crête du flux généré par les aimants lorsque son axe longitudinal est aligné avec celui de l'un des enroulements statoriques.

En remplaçant l'équation (II.60) dans l'équation (II.48), on obtient :

$$\begin{cases} V_d = -R_S i_d + \frac{d(-L_d i_d + \psi_f)}{dt} - P \omega_r (-L_q i_q) \\ V_q = -R_S i_q + \frac{d(-L_q i_q)}{dt} + P \omega_r (-L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit aux équations électriques de la MSAP exprimées dans le repère lié au rotor :

$$\begin{cases} V_d = -R_S i_d - L_d \frac{d(i_d)}{dt} + P \omega_r (L_q i_q) \\ V_q = -R_S i_q - L_q \frac{d(i_q)}{dt} - P \omega_r L_d i_d + P \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

On peut aussi écrire l'équation (II.62) comme suite :

$$\begin{cases} V_d = -R_S i_d - L_d \frac{d(i_d)}{dt} + e_q \\ V_q = -R_S i_q - L_q \frac{d(i_q)}{dt} - e_d + E_{qo} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Tel que :

$$e_q = P \omega_r (L_q i_q), \quad e_d = P \omega_r (L_d i_d), \quad E_{qo} = P \omega_r \psi_f$$

II.7.7 Schéma équivalent de la MSAP en régime transitoire

La figure II.16, montre le schéma équivalent en régime transitoire de la MSAP dans le repère de Park.

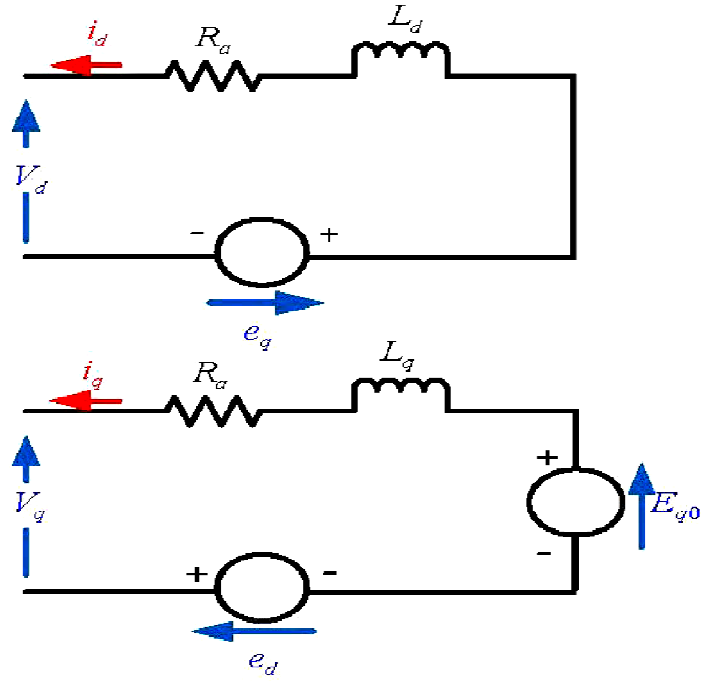


Figure II.16 : Circuit équivalent de la MSAP dans le repère de d et q

Traditionnellement, le circuit équivalent par phase de la machine synchrone à aimants permanents de la (figure II.16) est exploité pour l'analyse et la simulation numérique des entraînements de ce type de machine en régime transitoire.

II.7.8 Équations de la GSAP en régime permanent

En régime permanent, les dérivées des courants sont nulles $\frac{d(i_d)}{dt} = 0$ et $\frac{d(i_q)}{dt} = 0$. Donc, on peut écrire les équations (II.62) et (II.63) comme suit :

$$\begin{cases} V_d = -R_S i_d + e_q = -R_S i_d + P \omega_r (L_q i_q) \\ V_q = -R_S i_q - e_d + E_{q0} = -R_S i_q - P \omega_r L_d i_d + P \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \bar{i}_t = i_d + j i_q \\ \bar{V}_t = V_d + j V_q \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

On a substitué l'équation (II.64) dans (II.65), on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_t = V_d + j V_q = -R_S i_d + P \omega_r (L_q i_q) + j (-R_S i_q - P \omega_r L_d i_d + P \omega_r \psi_f) \\ V_t = -R_S (i_d + j i_q) + P \omega_r (L_q i_q) - j P \omega_r L_d i_d + j P \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

En régime permanent, on peut déterminer les termes des courants $P \omega_r (L_q i_q) - j P \omega_r L_d i_d$ comme suit :

$$\begin{aligned}
 P\omega_r(L_q i_q) - jP\omega_r L_d i_d &= P\omega_r(L_q i_q) - jP\omega_r L_d i_d + jP\omega_r(L_q i_d) - jP\omega_r(L_q i_d) \\
 P\omega_r(L_q i_q) - jP\omega_r L_d i_d &= -jP\omega_r L_q (i_d + j i_q) - jP\omega_r (L_d - L_q) i_d
 \end{aligned}
 \tag{II.67}$$

On obtient :

$$P\omega_r(L_q i_q) - jP\omega_r L_d i_d = -jP\omega_r L_q (\bar{i}_t) - jP\omega_r (L_d - L_q) i_d
 \tag{II.68}$$

En remplaçant l'équation (II.68) dans (II.66) on obtient :

$$\bar{V}_t = -R_s \bar{i}_t - jP\omega_r L_q (\bar{i}_t) - jP\omega_r (L_d - L_q) i_d + E_{qo}
 \tag{II.69}$$

Après simplification :

$$\bar{V}_t = -(R_s - jP\omega_r L_q) (\bar{i}_t) + \bar{E}_t
 \tag{II.70}$$

Tel que :

$$\bar{E}_t = j(E_{qo} - P\omega_r (L_d - L_q) i_d)
 \tag{II.71}$$

II.7.9 Schéma simplifié de la GSAP en régime permanent

La figure II.17 montre le schéma équivalent et simplifié en régime permanent de la MSAP dans le repère de Park.

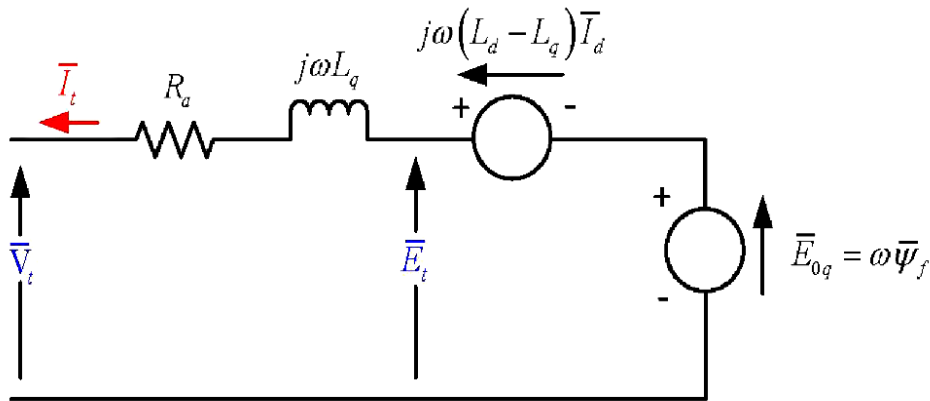


Figure II.17 : Circuit équivalent de la GSAP en régime permanent

II.7.10 Diagramme vectoriel de la GSAP

Le diagramme vectoriel nous permis d'analyser le fonctionnement de la génératrice synchrone à aimants permanents en régime permanent, il est représenté sur la (Figure II.18).

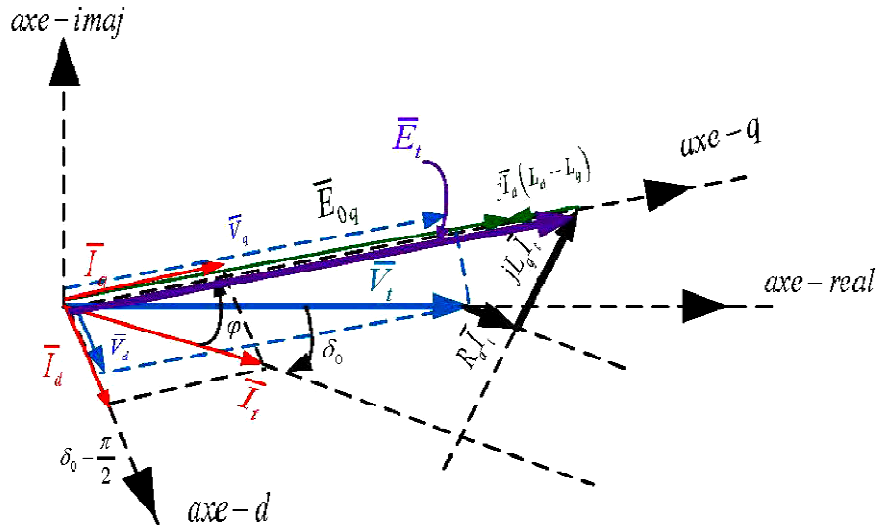


Figure II.18 : Diagramme vectoriel de la MSAP

δ_0 : est la déviation angulaire entre la tension statorique et l'axe-q du repère de Park, l'angle entre la tension \bar{V}_t et \bar{i}_t .

\bar{E}_{q0} : Force électromotrice de la génératrice synchrone à aimants permanents.

φ : est la déviation angulaire entre le courant et la tension statorique de la génératrice.

D'après de la Figure II.18 on peut déterminer les équations des tensions et des courants :

$$\begin{cases} V_d = V_t \sin \delta_0 \Rightarrow \bar{V}_d = V_t \sin \delta_0 \angle \left(\delta_0 - \frac{\pi}{2} \right) \\ V_q = V_t \cos \delta_0 \Rightarrow \bar{V}_q = V_t \sin \delta_0 \angle (\delta_0) \end{cases} \quad (II.72)$$

$$\begin{cases} i_d = i_t \sin(\delta_0 + \varphi) \Rightarrow \bar{i}_d = i_t \sin(\delta_0 + \varphi) \angle \left(\delta_0 - \frac{\pi}{2} \right) \\ i_q = i_t \cos(\delta_0 + \varphi) \Rightarrow \bar{i}_q = i_t \sin(\delta_0 + \varphi) \angle (\delta_0) \end{cases} \quad (II.73)$$

II.7.11 Calcul l'angle du rotor

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_q i_t \cos(\varphi) - R_s i_t \sin(\varphi)}{V_t + R_s i_t \cos(\varphi) + L_q i_t \sin(\varphi)} \right) \quad (II.74)$$

Pour $R_s=0$

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_q i_t \cos(\varphi)}{V_t + L_q i_t \sin(\varphi)} \right) \quad (II.75)$$

II.8 Calcul des puissances

II.8.1 Puissance apparente

La puissance apparente totale fournie par la génératrice dans les trois phases du stator est donnée par :

$$\begin{cases} S_{3\phi} = 3\bar{S}_{1\phi} = 3(\bar{V}_t \bar{i}_t^*) = 3(V_a \angle 0^\circ)(i_a \angle -\varphi) \\ S_{3\phi} = P_{3\phi} + Q_{3\phi} = 3V_a i_a \angle \varphi = 3V_a i_a \cos\varphi + j3V_a i_a \sin\varphi \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

II.8.2 Puissance active et réactive

$$\begin{cases} P_{3\phi} = 3V_a i_a \cos\varphi = 3P_{1\phi} \\ Q_{3\phi} = 3V_a i_a \sin\varphi = 3Q_{1\phi} \end{cases} \quad (\text{II.77})$$

II.8.3 Puissance dans le repère de Park

$$\begin{cases} P_{3\phi} = 3(V_d i_d + V_q i_q) = 3P_{1\phi} \\ Q_{3\phi} = 3(V_q i_d - V_d i_q) = 3Q_{1\phi} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

$$S_{3\phi} = 3(V_d i_d + V_q i_q) + 3j(V_q i_d - V_d i_q) \quad (\text{II.79})$$

II.9 Expression du couple électromagnétique

Pour définir la nouvelle expression du couple dans le nouveau référentiel, nous effectuons le bilan énergétique de la MSAP. Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} p \frac{dw_e}{d\theta_r} \quad (\text{II.80})$$

w_e : Énergie emmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{géo}$: Écart angulaire de la partie mobile par rapport à la partie fixe (rotor par rapport au stator).

p : Nombre de pair de pôles.

L'expression de la puissance transmise est donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.81})$$

En remplaçant V_d et V_q par leurs expressions, on obtient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left(-R_s (i_d^2 - i_q^2) - \left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta_r}{dt} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right) \quad (\text{II.82})$$

$\frac{3}{2}R_s(i_d^2 - i_q^2)$: représente la puissance dissipée par l'effet de Joule.

$\frac{3}{2}\left(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt}\right)$: La variation de l'énergie emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} \frac{d\theta_r}{dt} (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$: Puissance électromagnétique.

Sachant que

$$\begin{cases} P_{em} = C_{em} \Omega \\ \omega_r = P \Omega \end{cases} \tag{II.83}$$

Alors, $C_{em} = \frac{3}{2} P [\psi_d i_q - \psi_q i_d]$

Après l'affectation des valeurs de flux on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f i_q] \tag{II.84}$$

II.10 Modèle du redresseur MLI

Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors bipolaires antiparallèles avec des diodes (figure II.19). Ces bras sont présentés comme des interrupteurs pouvant être commandés en ouverture '1' et en fermeture '0'. La tension redressée V_{dc} est en fonction des états de ces interrupteurs. La figure ci-dessous illustre le schéma d'un redresseur triphasé à IGBT.

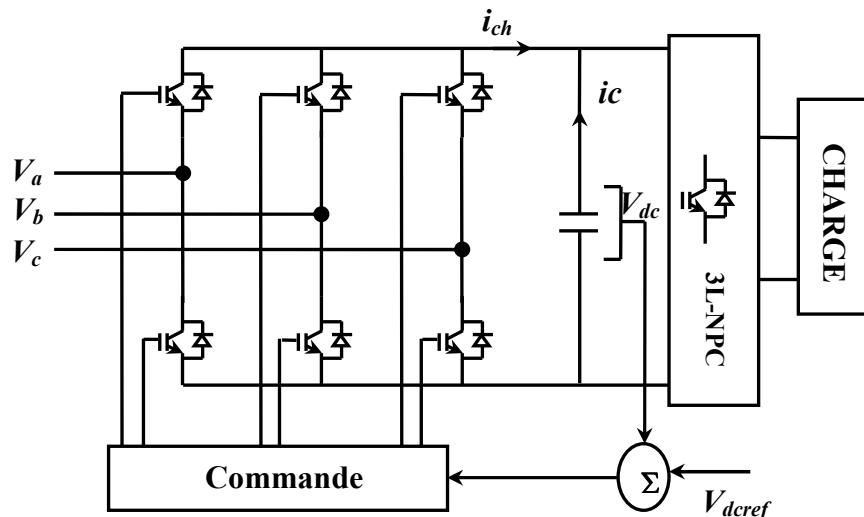


Figure II.19 : Topologies de base d'un redresseur de tension.

II.10.1 Principe de fonctionnement

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture.

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu V_{dc} est capturée puis comparée avec une référence V_{dc-ref} , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture utilisant un contrôleur PI.

II.10.2 Modélisation mathématique du redresseur MLI

On peut faciliter la modélisation en appliquant les hypothèses suivantes :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée ; la résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué.
- Sources parfaites : la tension continue, nous donnent le dipôle, est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant le redresseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, ces interrupteurs étant complémentaires, leur état est défini par la fonction suivante :

$$S_i = \begin{cases} +1, & \bar{S}_i = -1 \\ -1, & \bar{S}_i = +1 \end{cases} \quad \text{pour } i = a, b, c \quad (\text{II.85})$$

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

Si on considère que le neutre est non relié, on obtient :

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (\text{II.86})$$

II.10.2.1 Modèle du redresseur dans le référentiel triphasé (abc)

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

$$\begin{aligned} u_{ab} &= (S_a - S_b)V_{dc} \\ u_{bc} &= (S_b - S_c)V_{dc} \\ u_{ca} &= (S_c - S_a)V_{dc} \end{aligned} \quad (\text{II.87})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.88})$$

Avec

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{(2S_a - S_b - S_c)}{3} V_{dc} \\ u_b &= \frac{(2S_b - S_a - S_c)}{3} V_{dc} \\ u_c &= \frac{(2S_c - S_a - S_b)}{3} V_{dc} \end{aligned} \quad (\text{II.89})$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrit comme suit :

$$u_n = V_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{II.90})$$

Où :

$S_n = 0$ ou 1 , sont l'état des interrupteurs, où ($n=a, b, c$).

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

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{II.91})$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire :

$$\begin{aligned} i_c &= i_{dc} - i_{ch} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} &= S_a i_{Sa} + S_b i_{Sb} + S_c i_{Sc} - i_{dc} \end{aligned} \quad (\text{II.92})$$

Aussi, le courant i_c est la somme du produit des courants de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{Sa} + S_b i_{Sb} + S_c i_{Sc} - i_{ch} \quad (\text{II.93})$$

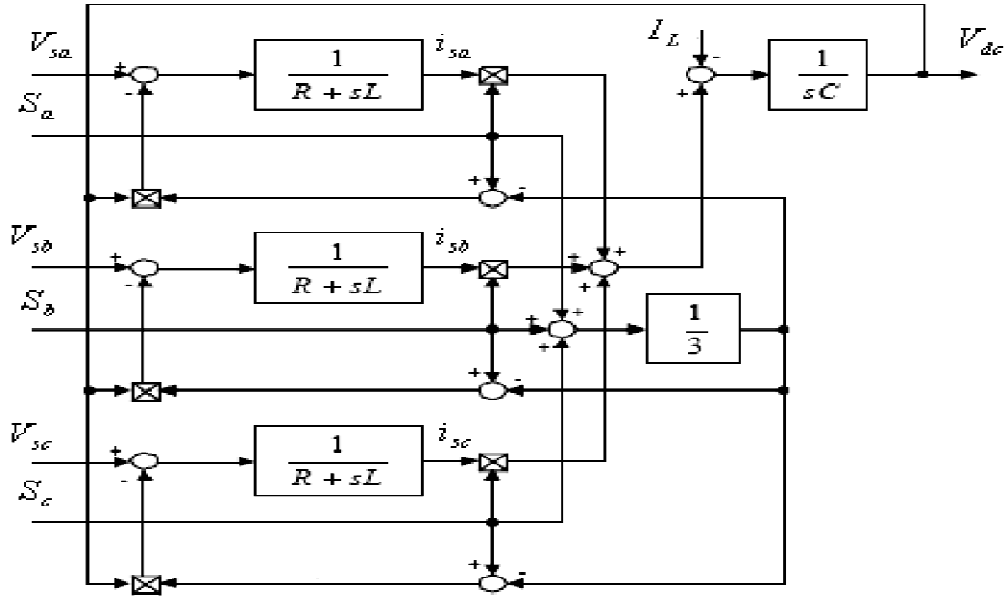


Figure II.20 : Modélisation du redresseur dans un repère fixe lié aux axes abc [BEL10]

Donc, le coté alternatif du redresseur :

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= e_a - V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - V_{dc} \left(S_a - V_{dc} \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\
 L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= e_b - V_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_b - V_{dc} \left(S_b - V_{dc} \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\
 L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= e_c - V_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - V_{dc} \left(S_c - V_{dc} \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right)
 \end{aligned} \tag{II.94}$$

Le contrôle de la tension continue exige une boucle d'asservissement fermée, la tension U_{dc} continue est mesuré est comparé avec U_{dc-ref} et le signal d'erreur obtenu à partir de cette comparaison est employé pour produire un forme d'onde pour la référence du courant.

II.10.2.2 Modèle du redresseur dans le référentiel tournant (dq)

Les équations dans le repère tournant (d, q) sont obtenues à l'aide de l'application de la transformation de Park et sont écrits comme :

$$\begin{aligned}
 e_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + u_d \\
 e_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + u_q
 \end{aligned} \tag{II.95}$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \sum_{k=d}^q S_n i_n - i_{ch} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{dc} \tag{II.96}$$

Où :

$$\begin{aligned} S_d &= S_\alpha \cos(\omega t) + S_\beta \sin(\omega t) \\ S_q &= S_\beta \cos(\omega t) - S_\alpha \sin(\omega t) \end{aligned} \tag{II.97}$$

Alors

$$\begin{aligned} S_d &= \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c)\cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)\sin(\omega t) \\ S_d &= \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)\cos(\omega t) - \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c)\sin(\omega t) \end{aligned} \tag{II.98}$$

Un schéma fonctionnel dans le repère d-q est présenté dans la figure (II.21).

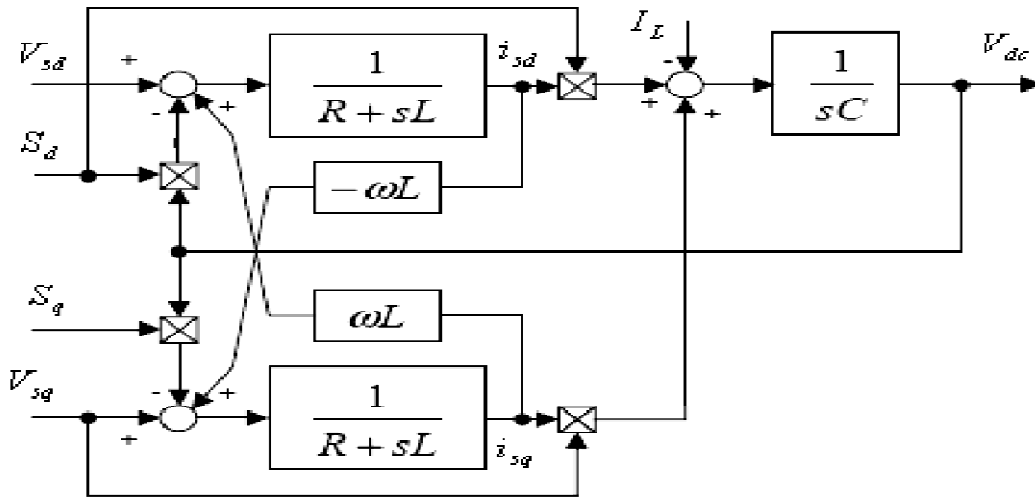


Figure II.21 : Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant d-q.

II.11 Commande vectorielle de la l'association GSAP – redresseur MLI

Le schéma bloc de la commande est représenté par la Figure II.22. Le couple électromagnétique C_{em} de référence peut être élaboré pour un fonctionnement à puissance fixée (utilisant un correcteur PI afin de maintenir la tension continue à la sortie du redresseur à sa référence V_{ref}), qui est de toute façon utilisé pour limiter la puissance de la génératrice à sa valeur nominale.

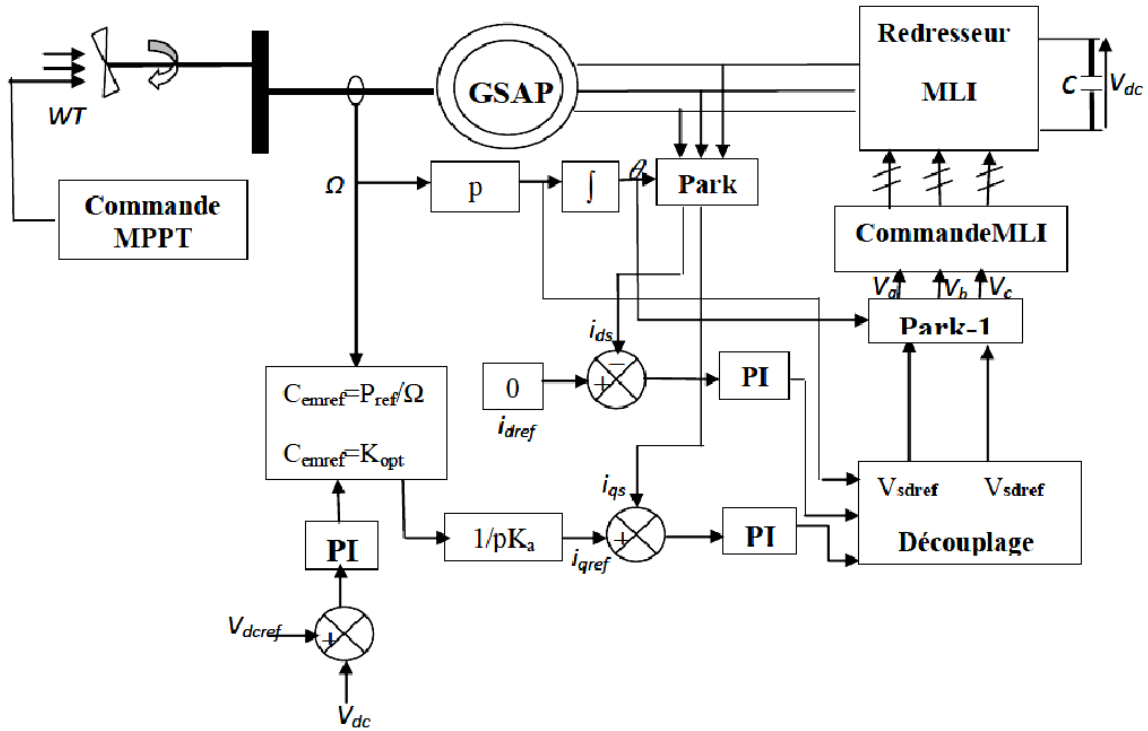


Figure II.22 : Synoptique de la commande vectorielle (du redresseur et de la machine synchrone).

II.11. 1 Commande de la GSAP

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux. Si le courant I_d est forcé à zéro, comme le flux constant, le couple est directement proportionnel à I_q , d'où la représentation suivante :

$$C_{em} = K_t \cdot I_q \tag{II.99}$$

Avec $K_t = P \cdot K_a$

II.11. 2 Commande par MLI

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère (a, b, c). Elle exige pour la régulation des courant I_q et I_d d'imposer les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales V_{aref} , V_{bref} et V_{cref} , pour la commande de redresseur.

II.11. 3 Régulation des courants

Les fonctions de transfert entre les tensions et les courants de la MSAP sont du premier ordre et sont régulées par des correcteurs *PI* comme le montre le schéma-bloc de la figure II.23. La fonction de transfert de la machine étant de la forme :

$$H_s(S) = \frac{I_{sd,q}(S)}{V_{sd,q}(S) + E_{d,q}(S)} \tag{II.100}$$

$$H_s(S) = \frac{1}{R_s + L_s \cdot S} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + T_e \cdot S}$$

où : T_e est la constante de temps électrique donnée par : $T_e = L_s/R_s$, $E_{d,q} = \omega \cdot \Phi_{sd,q}$ sont les f_{em} de rotations dues aux termes de couplage.

Les boucles de régulation se présentent alors sous la forme du schéma donné par la figure II.23. Le schéma est identique pour la boucle de courant dans l'axe q.

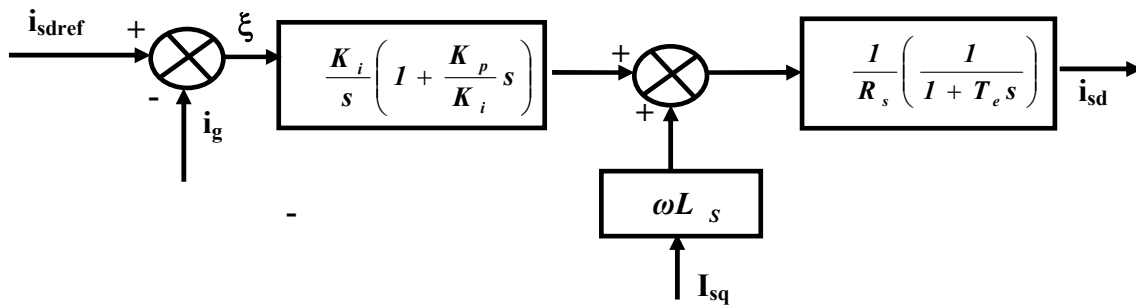


Figure II.23 : Boucle de régulation de courant.

II.11. 4 Régulation de la tension de bus continu

Pour dimensionner le régulateur de tension, considérons le schéma suivant qui met en œuvre les boucles de tension et courant en cascade. En considérant le rendement du redresseur MLI unitaire, il vient :

$$P_{dc} = 3P_G \Rightarrow V_{dc}I_{dc} = 3V_qi_q \tag{II.101}$$

La puissance du bus continu peut se déterminer comme suit :

$$P_{dc} = V_{dc}I_{dc} \tag{II.102}$$

La figure II.19 nous permet d'écrire

$$I_{dc} = I_c + I_L \tag{II.103}$$

Avec :

$$\begin{cases} I_c = C \frac{dV_{dc}}{dt} \\ I_L = \frac{V_{dc}}{R_L} \end{cases}$$

Les équations (II.101) et (II.103) permettent d'établir le modèle suivant :

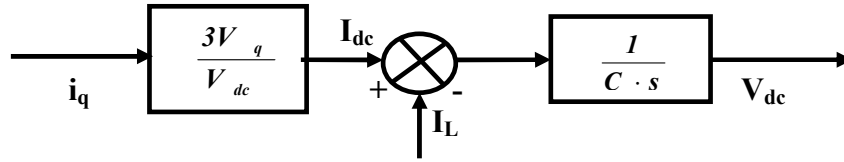


Figure II.24 : Modèle pour la boucle de tension V_{dc} .

Ainsi, la structure du système en boucle fermée est représentée en figure II.25 :

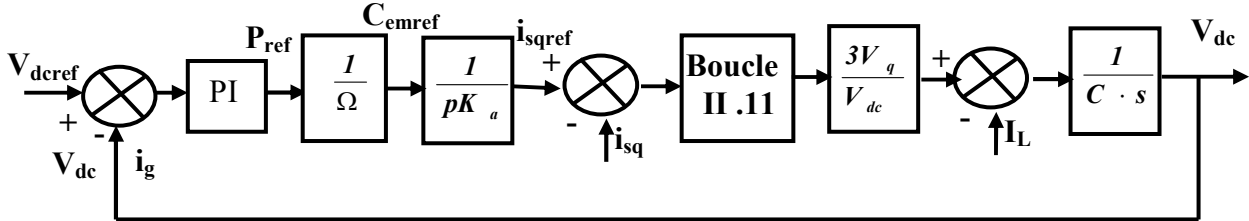


Figure II.25 : Modèle complet en boucle fermée pour la régulation de tension V_{dc} .

Le régulateur PI est défini par sa fonction de transfert

$$H_{PI}(S) = K_2 \left(\frac{1 + T_2 s}{T_2 s} \right) \tag{II.104}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système vaut :

$$H_{bo}(S) = K_2 \left(\frac{1 + T_2 s}{T_2 s} \right) \left(\frac{G}{C s} \right) \tag{II.105}$$

Avec

$$G = 3V_q/V_{dc}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système est donc :

$$H_{bf}(S) = \frac{H_{bo}(S)}{1 + H_{bo}(S)}$$

$$H_{bf}(S) = \frac{1 + T_2 s}{\frac{CT_2}{GK_2} s^2 + T_2 s + 1} \tag{II.106}$$

L'équation obtenue (II.106) comparé avec la fonction caractéristique pour obtenir K_2 et T_2 (2 c.à.d. boucle 2 du courant i_q) :

$$H_{bf}(S) = \frac{1 + T_2 s}{\frac{CT_2}{GK_2} s^2 + T_2 s + 1} = \frac{1 + T_n s}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \tag{II.107}$$

Donc

$$K_2 = \frac{2CV_{dc}\omega_n}{3e_g} \quad (\text{II.108})$$

$$T_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (\text{II.109})$$

La bande passante du régulateur de tension est fixée par rapport à la fréquence de la force électromotrice de la machine donc elle dépend directement de la vitesse de l'alternateur.

Typiquement on prend $\omega_n = \frac{\omega_{mes}}{10}$ et $\xi = 0.7$.

II.12 Résultats de simulation

Le fonctionnement du dispositif complet a été simulé sous environnement MATLAB/Simulink. En utilisant les paramètres électriques de la machine, la référence de la tension à la sortie du redresseur étant prise égale à 600 V :

II.12.1 Test avec vitesse de vent aléatoire

On utilise un profil du vent aléatoire illustré par la figure (II.26). La variation de la vitesse de rotation est donnée par la figure II.27 et celle de la tension continue à la sortie du redresseur par la figure II.28.

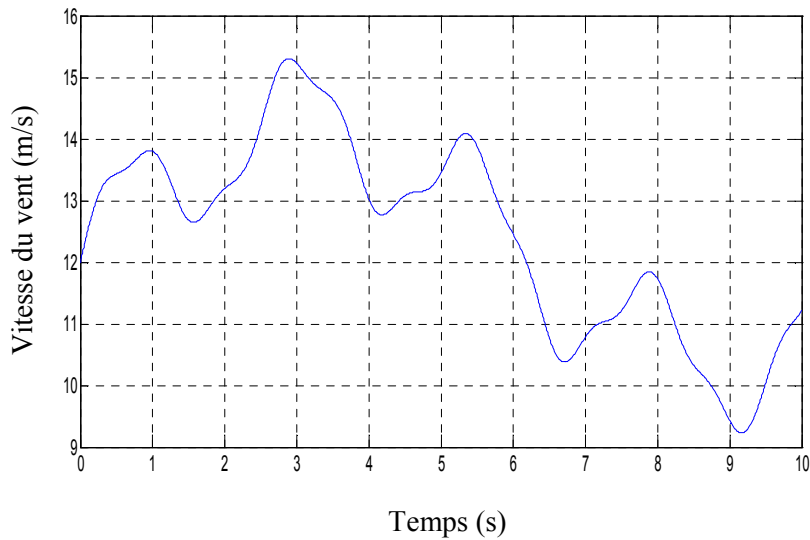


Figure II. 26 : Profil du vent.

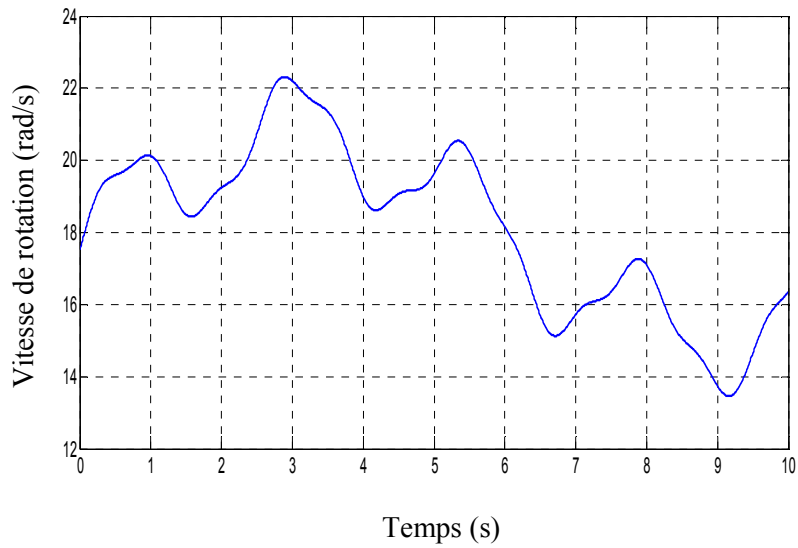
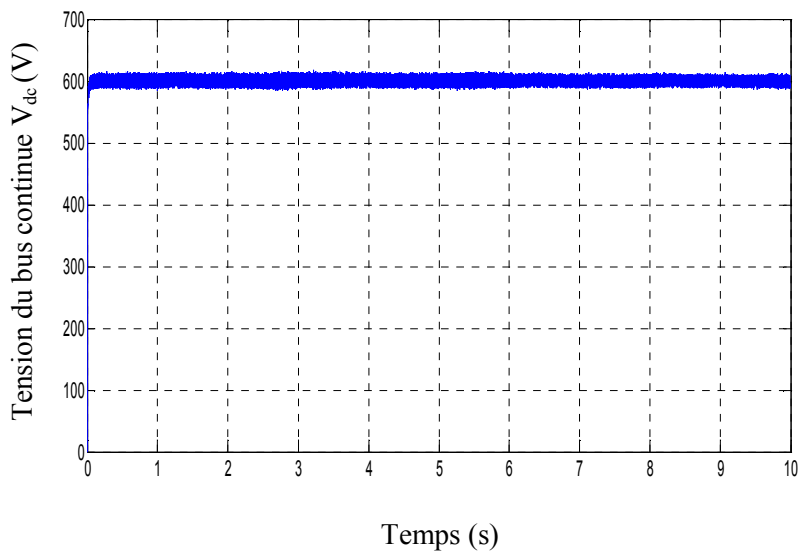
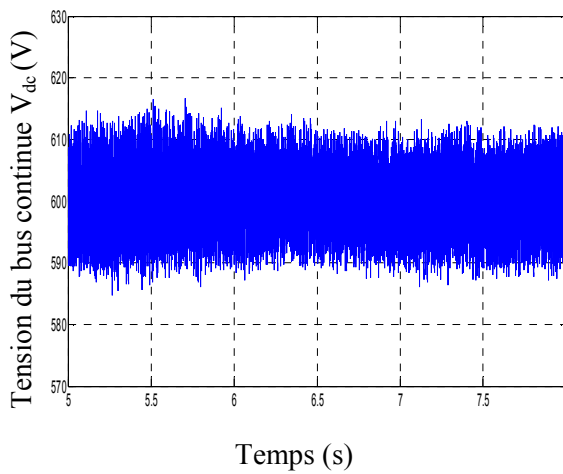


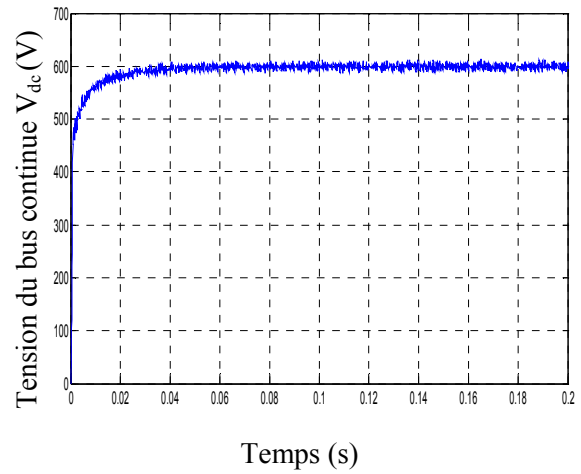
Figure II. 27 : Vitesse de rotation.



(a)



(b)



(c)

Figure II. 28 : Tension redressée (avec zoom(a) et (b)).

Les figures suivantes représentent les différentes performances de la machine.

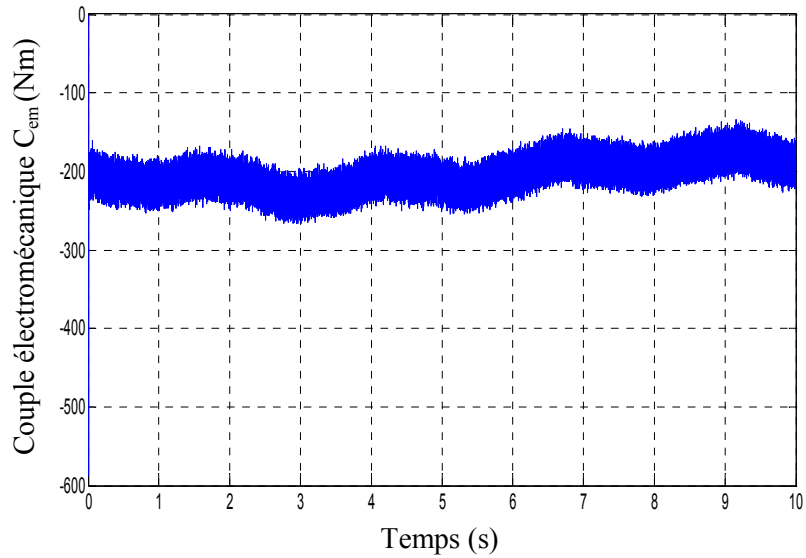


Figure II. 29 : Couple électromagnétique C_{em} .

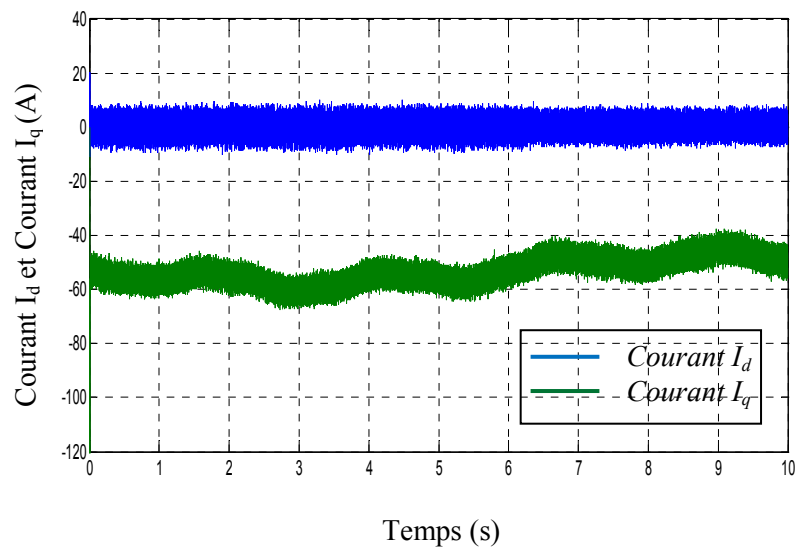


Figure II. 30 : Allure des courants I_d et I_q .

Les figures II.29, II.30 exposent respectivement le couple électromagnétique et les courants direct nul et en quadrature (I_d , I_q) et valide l'efficacité de la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone. De même, la figure II.31 représente les deux composants du flux statorique.

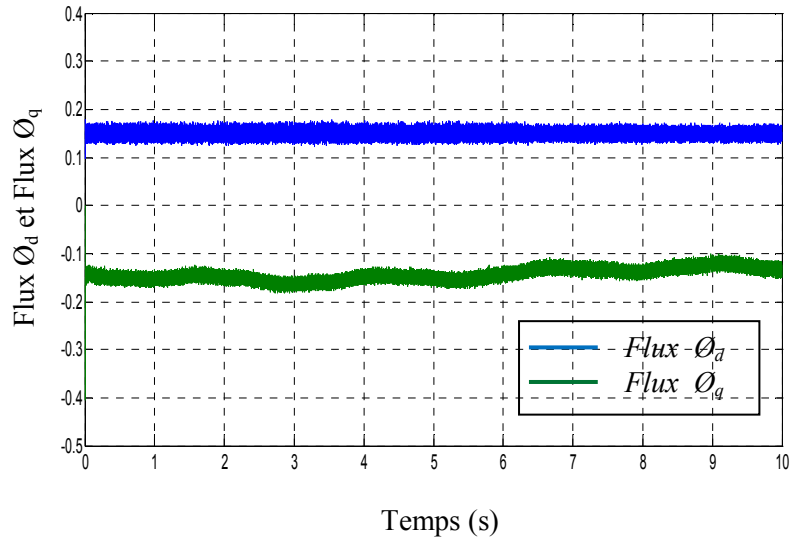


Figure II. 31 : Flux Φ_d et Flux Φ_q ($\Phi_f=0.21$).

L'application de la transformée inverse de Park aux courants i_d et i_q permet de tracer l'allure des courants des phases i_a , i_b , i_c dans la figure II.32.

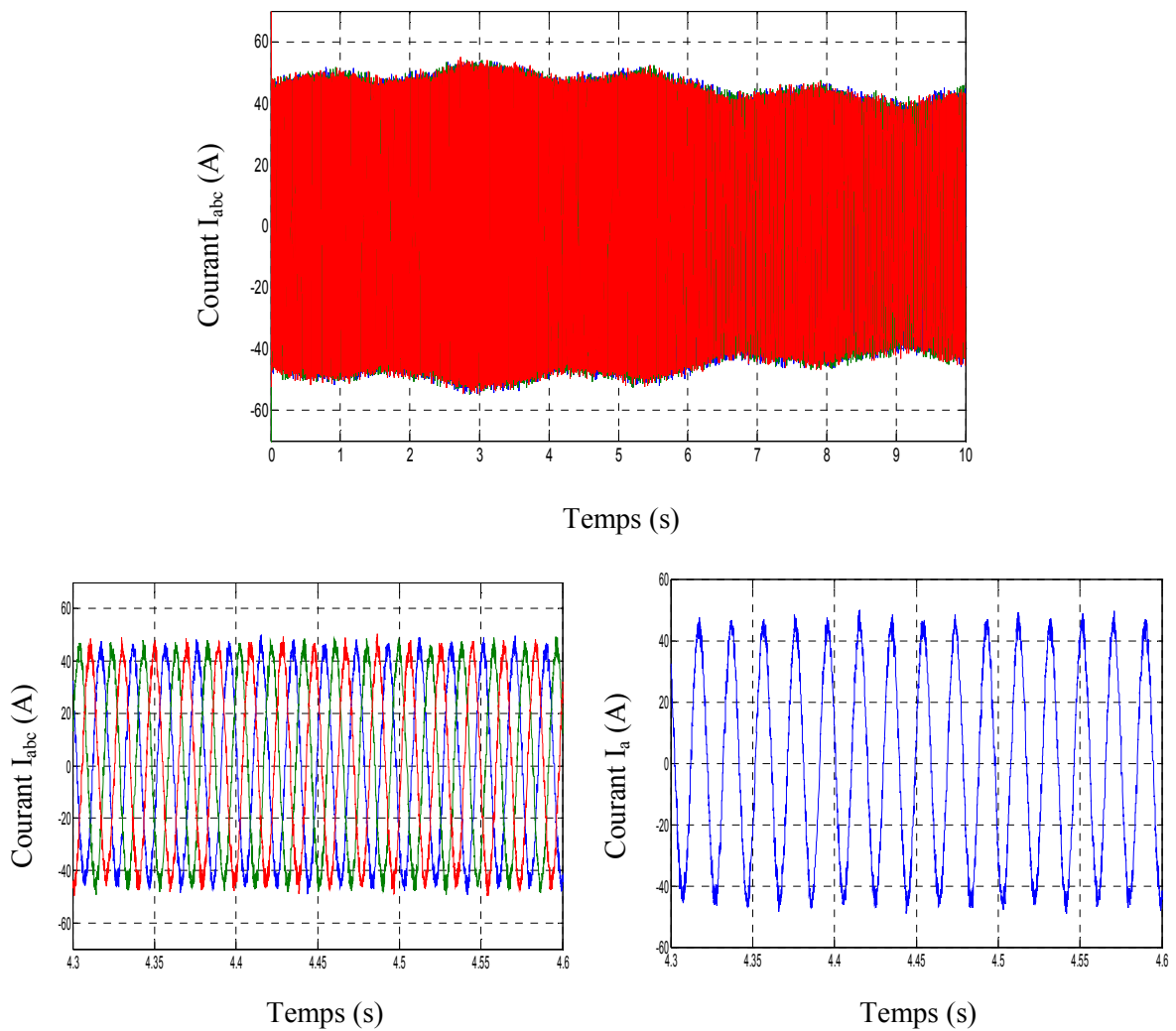


Figure II. 32 : Courant I_{abc} (avec zoom).

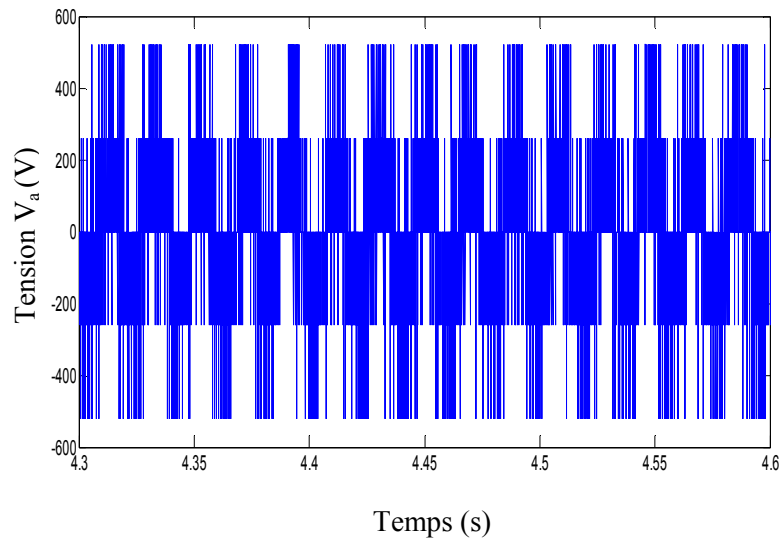


Figure II. 33 : Zoom de la tension V_a .

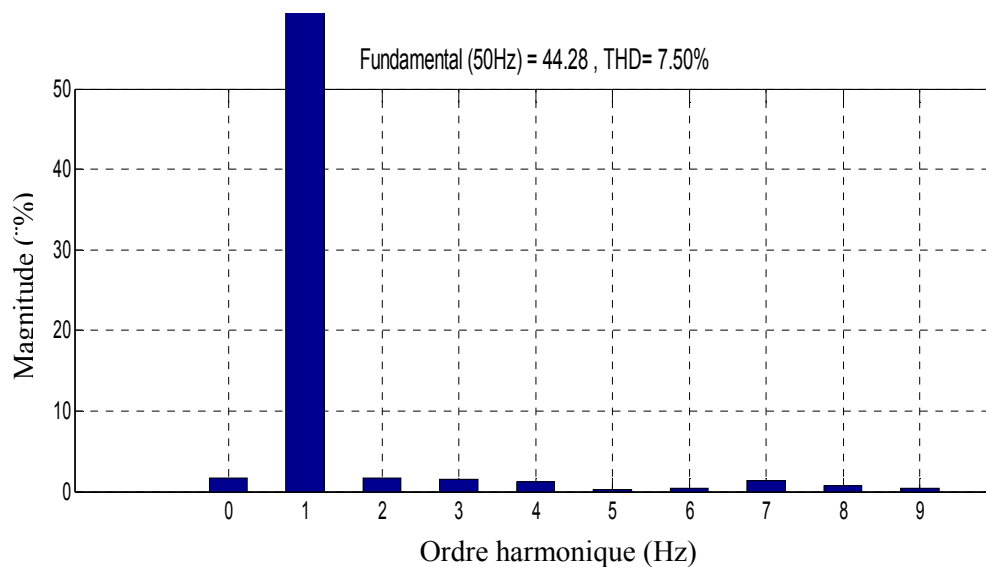


Figure II.34 : spectre d'harmonique du courant statorique et leur THD.

La figure II.33 représente un zoom sur l'allure de la tension de la phase V_a . La figure II.34 représente le contenu des harmoniques et le taux THD du courant statorique I_a selon la FFT.

II.12.2 Test avec vitesse de vent en échelons

Cette fois, afin d'avoir des variations brusques (sévères), on a choisie le profil du vent pour avoir l'allure de la figure (II.35). La variation de la vitesse de rotation est donnée par la figure II.36, alors celle du bus continue est donnée par la figure II.37.

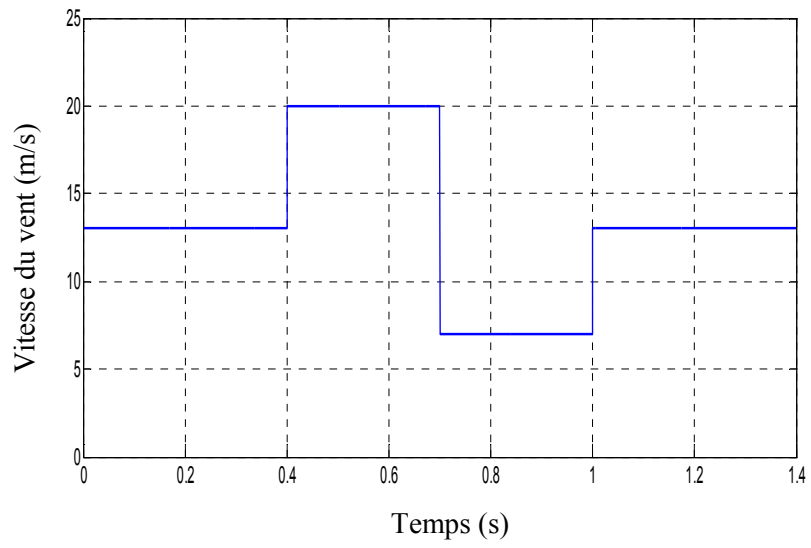


Figure II. 35 : Profil du vent.

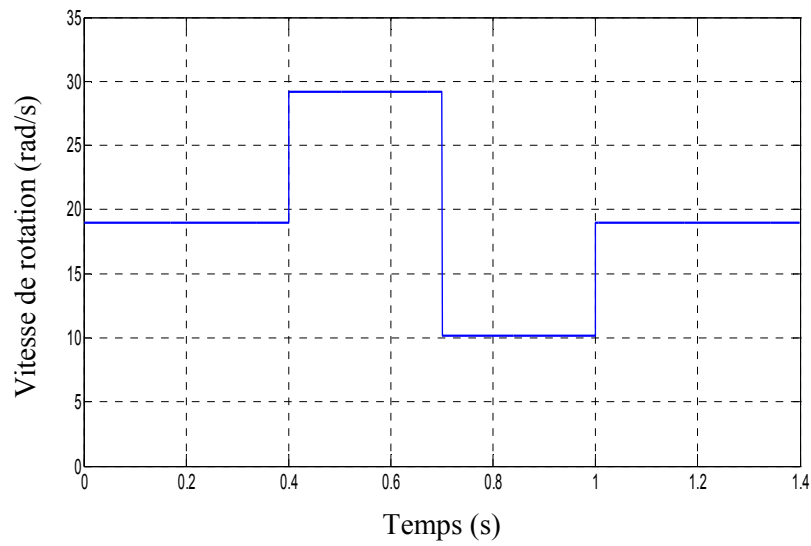


Figure II. 36 : Vitesse de rotation.

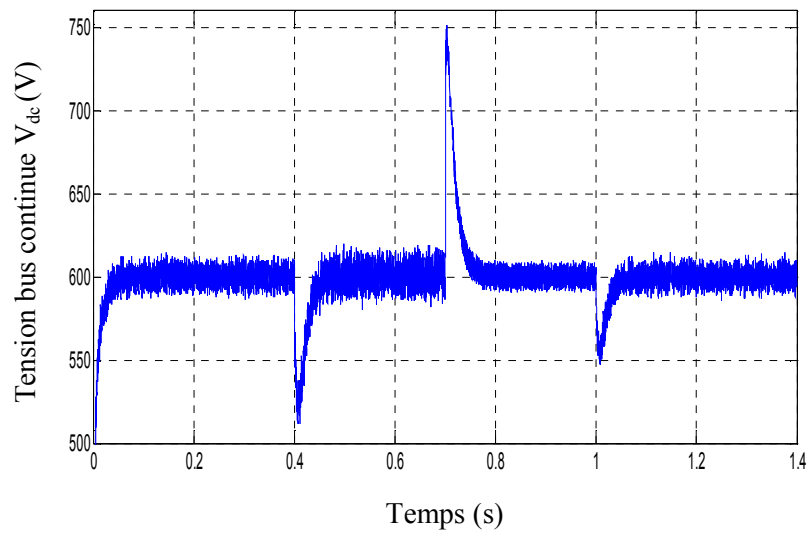
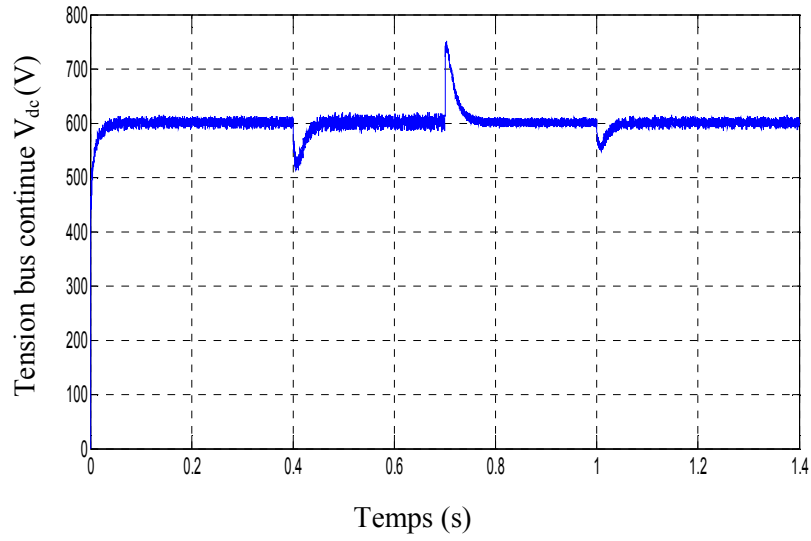


Figure II. 37 : Tension redressée (avec zoom).

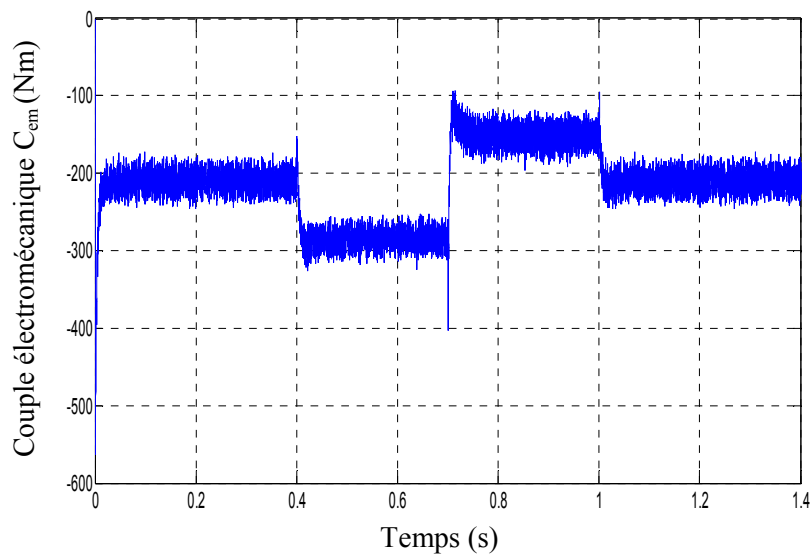


Figure II. 38 : Couple électromagnétique C_{em} .

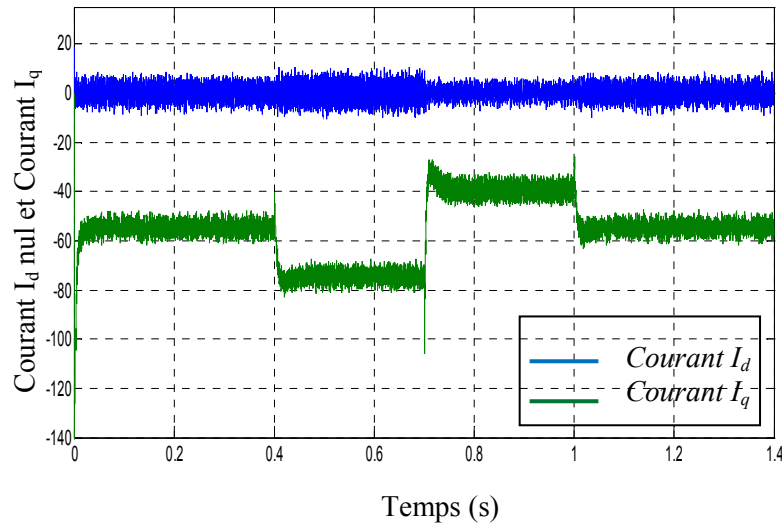


Figure II. 39 : Allure des courant I_d nul et courant I_q .

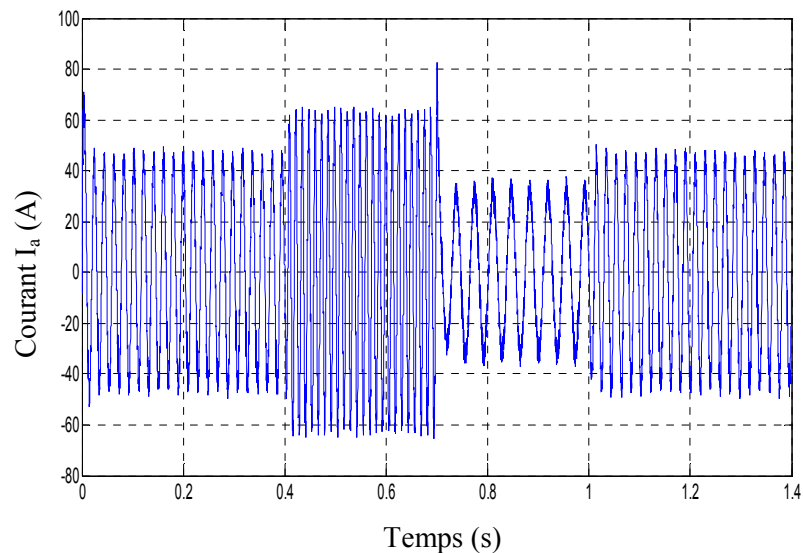


Figure II. 40 : Courant I_a .

Le couple électromagnétique a des valeurs négatives relativement au fonctionnement génératrice (figure II. 38), le courant I_d est nul à la suite du principe de la commande vectorielle, les moments de variation du courant I_q et du flux Φ_q sont les mêmes que le temps de variation de la vitesse de rotation, afin de maintenir la tension de bus continu à sa référence comme illustré sur la figure II. 39. Dans la figure II. 40, le courant de phase I_a présente des variations en amplitude et en pulsation, cela due au changement de l'entrée qui est la vitesse de rotation (suit au profil du vent appliqué).

A la lumière des résultats de simulation obtenus, nous concluons que la réponse de la tension à la sortie du redresseur (V_{dc}) à une variation de vitesse (vent) est relativement rapide, dont cette commande assure la suivre de la valeur de référence lors des perturbations.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation des éléments constituant la chaîne de conversion éolienne. Dans une première partie, un aperçu général sur la conversion d'énergie éolien

est donné. Puis, les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine ont été présentés et développés. Et ensuite, nous avons donc centré notre étude sur la commande dans la zone de fonctionnement qui permet à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées (avec ou sans asservissement de la vitesse de rotation).

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on a présenté la modélisation et 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 avec commutation commandée. Cette combinaison électrique nous a permis d'exécuter la stratégie de commande conçue à ce système éolien étudié qui était le maintien de la tension de bus continue à leur référence à l'aide d'un asservissement réglé par des correcteurs 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 suivre la valeur désirée malgré 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 directe du couple ou la commande directe de puissance, qui sera l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE III :
CONTROLE DIRECT DU
COUPLE ET DE LA
PUISSANCE DU SYSTEME
EOLIENNE

III.1. Introduction

Depuis une trentaine d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la MSAP. Ces méthodes appelées "commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [MOU14]. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple (DTC) et de la puissance (DPC). Les synoptiques de commande ont certes évolués dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine. Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de contrôle direct du couple ou DTC (*Direct Torque Control*). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée contrôle direct de puissance ou DPC (*Direct Power Control*) était proposée par [NIA11] et développée après par [MAL04] pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation des boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ce chapitre a pour objectif d'étudier et d'appliquer deux techniques de commande (DTC et DPC) permettant de contrôler le fonctionnement dans les conditions optimales du système de conversion d'énergie éolienne (Figure III.1). Au premier lieu nous présentons le principe de la DTC appliqué au convertisseur coté machine de la MSAP (CCM). Ensuite, et toujours dans la même partie nous cherchons à améliorer les performances obtenus avec la DTC classique. Cela est réalisé par le biais de la DTC-SVM. Dans cette dernière nous remplaçons la table de commutation par une modulation de type vectorielle (SVM : Space Vector Modulation). Ensuite, dans cette étude, la technique DPC est proposée pour le contrôle de la puissance active et réactive statoriques. Cette stratégie est basée sur la sélection d'un vecteur de tension de telle manière que les erreurs entre les grandeurs mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis, on applique la DPC avec la même procédure que la commande précédente. Dans l'implémentation de cette commande nous utilisons une table de commutation, synthétisée à partir de l'étude de variations des puissances instantanées active et réactive, assure un contrôle simultané et précis de ces dernières.

Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances des deux techniques de contrôle proposées dans la commande du système de conversion d'énergie éolienne.

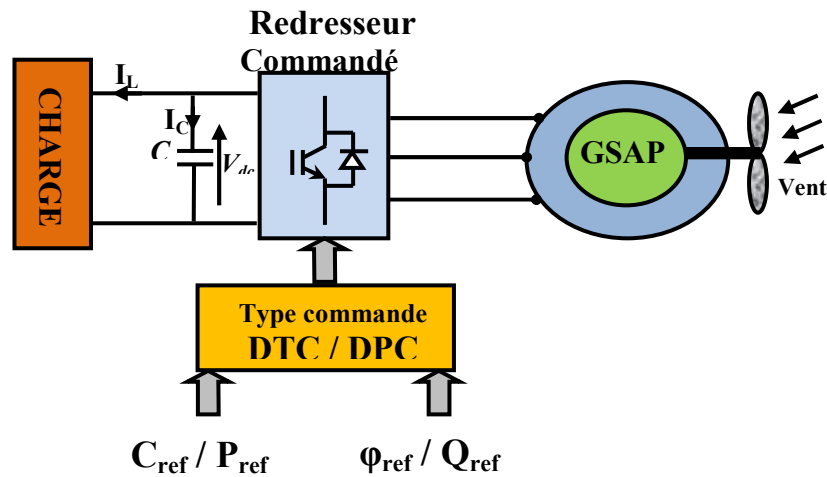


Figure III.1 : Schéma de principe du système étudié.

III.2. Contrôle directe du couple (DTC) de la GSAP

Plusieurs travaux ont été réalisés en contrôlant le dispositif constitué d'une GSAP connectée à un redresseur commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I). L'utilisation d'un redresseur à M.L.I permet, en contrôlant la fréquence des signaux de référence, de maintenir un couple négatif afin que la machine fonctionne en génératrice.

Dans cette étape, le système étudié pouvant être réduit à la machine connectée au redresseur débitant sur une charge équivalente, l'objectif du système de contrôle est de maintenir constante la tension du bus continu. Dans cette partie, nous présentons les performances de la commande basée sur le contrôle direct du couple (D.T.C) testée pour la GSAP.

III.2.1. Caractéristiques principales d'une commande par DTC

Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple sont :

- La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants proches des formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande présente différents avantages et inconvénients qui sont cités ci-dessous :

III.2.1.1 Avantages de la DTC

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator ;
- ✓ Utilise un modèle simplifié de la machine ;
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI) ;

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis, tandis dans la commande vectorielle exige des régulateurs PI et un modulateur de PWM ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux est nécessaire ;
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide ;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

III.2.1.2 Inconvénients de la DTC

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple ;
- ✓ L'existence des oscillations au niveau du couple ;
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis).

III.2.2 Commande par DTC classique de la GSAP (DTC-C)

III.2.2.1 Principe de la DTC

Le principe de la commande DTC est la sélection «directe» du vecteur de tension approprié à partir d'un table de commutation en fonction de l'état des comparateurs (entre la valeur réelle et de la référence) du flux, du couple et du secteur où se trouve le vecteur du flux statorique dans le plan (α, β) . Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs [MOU14].

La figure III.2 montre le schéma fonctionnel qui présente l'étude du contrôle de la tension continue. Dans cette étape, la stratégie de commande proposée est basée sur la commande directe du couple afin de garantir des bonnes performances.

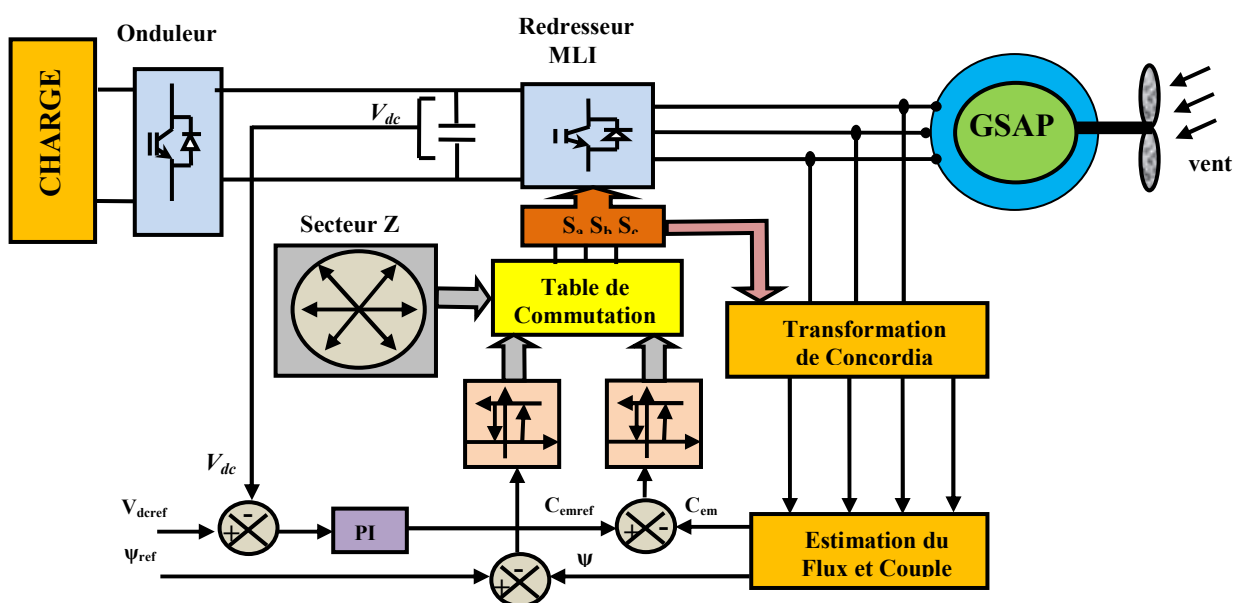


Figure III.2 : Schéma bloc de la commande directe du couple de la GSAP.

On définit le vecteur V_s comme la combinaison des 3 tensions simples :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{III.1})$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit (2^3) positions du vecteur V_s dont deux correspondent aux vecteurs nuls ($S_a S_b S_c = (111)$ ou (000)), où les trois interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps.

Les huit vecteurs de tension sont représentés dans le plan (α_s - β_s) par la figure III.3 où V_0 et V_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$ appelée secteur ou zone.

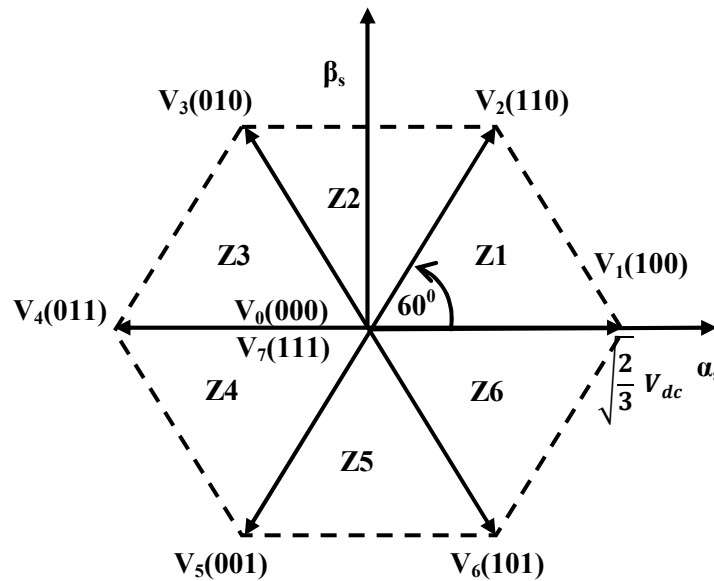


Figure III.3 : Elaboration du vecteur de tension statorique à partir des états de commutation du convertisseur.

La méthode la plus simple de piloter le redresseur consiste en un pilotage direct par applications successives à la période de commande, des vecteurs V_i ($i=1, \dots, 6$) non nuls, et des vecteurs nuls V_0, V_7 . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe). Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés pour contrôler, à la fois le couple et le flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [MOU14].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis, générant à sa sortie la variable H_C à deux niveaux (0 et 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [TER09]. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statoriques injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire H_F à deux niveaux

(0 et 1), représentative de l'évolution souhaité pour le flux [MOU14, TRE09]. La variable δ correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur de tension [MOU14, ABA08B, ABA11].

III.2.2.2 Présentation des vecteurs de commutation

Les vecteurs de tension applicables à la machine ne sont pas limités par les huit vecteurs de base. Il est possible d'obtenir n'importe quel vecteur équivalent en combinant les vecteurs entre eux. Par exemple, un vecteur arbitraire qui se situe dans le secteur 1 peut être composé des vecteurs 1 et 2, ou encore des vecteurs 1 et 6. Cette méthode est connue sous le nom de modulation vectorielle. D'une manière similaire à la modulation par largeur d'impulsion, une séquence de commutation sera composée d'un temps t_1 où le vecteur 1 sera actif, un temps t_2 où le vecteur 2 (ou 6) sera actif et un temps t_3 constitué d'un des vecteurs nuls permettant de compléter le cycle de commutation. La formule générale (III.2) donne un aperçu de la composition d'un vecteur.

$$V_S = \frac{t_1 V_x + t_2 V_y + t_3 V_0 \text{ ou } 7}{T_e} \tag{III.2}$$

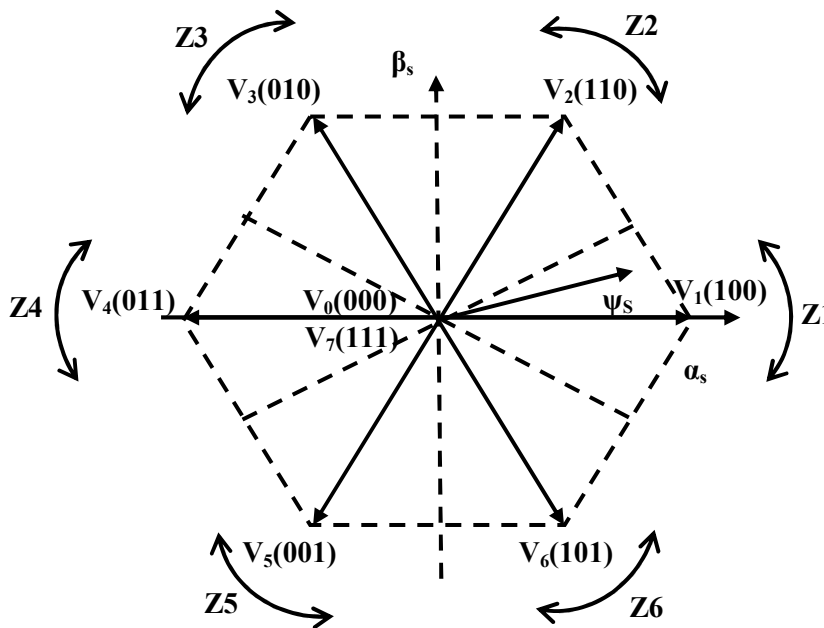


Figure III.4 : Présentation des vecteurs de commutation.

III.2.2.3 Contrôle du vecteur flux statorique

Les conditions de contrôle dynamique du couple et du flux de la GSAP peuvent être mises en évidence, par le modèle vectoriel de la machine. Pour cela, on prendra les expressions vectorielles de la machine. Par la suite, on se placera dans le référentiel fixe (α_s - β_s), ainsi, la tension statorique de la machine peut s'écrire :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{I}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} \tag{III.3}$$

A partir de cette expression, le flux statorique de la GSAP est donnée par :

$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.4})$$

La chute de tension due à la résistance du stator ($R_s I_s$) peut être négligée par rapport à la tension V_s , on trouve alors :

$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{III.5})$$

Où ψ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.6})$$

Pendant un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes, donc le vecteur de tension appliqué reste constant. Ainsi on peut écrire :

$$\bar{\psi}_s(k+1) \approx \bar{\psi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.7})$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\psi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$\psi_s(k)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\psi_s(k+1)$: est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \psi_s$: est la variation du vecteur flux statorique ($\psi_s(k+1) - \psi_s(k)$).

L'équation (III.8) implique que pour une période d'échantillonnage constante T_e , l'extrémité du vecteur ψ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée V_s . La figure III.5 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension $V_s = V_3$.

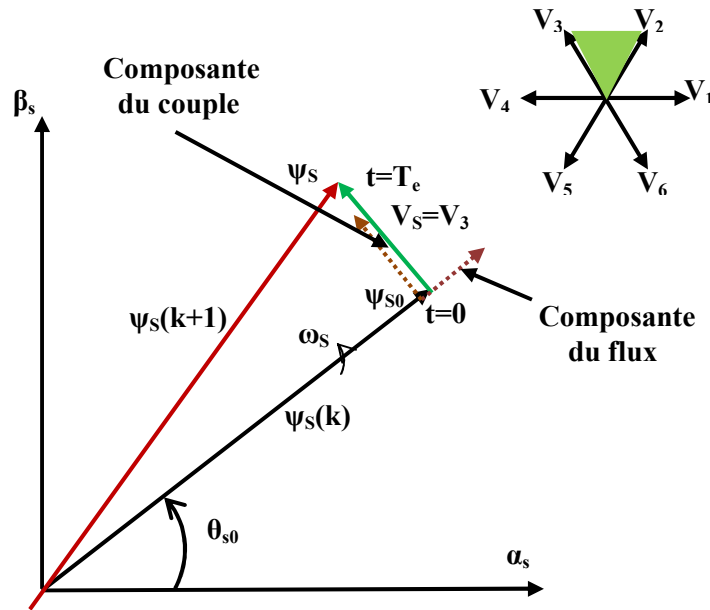


Figure III.5 : Évolution du vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha_s-\beta_s)$.

Observons le schéma vectoriel de la machine donné à la figure III.5 dans le référentiel stationnaire $(\alpha-\beta)$. Le flux statorique est en retard par rapport au flux rotorique et les deux tournent dans le sens antihoraire. Supposons que nous désirons augmenter la puissance générée par la machine et augmenter le flux légèrement afin de corriger le facteur de puissance (notre convention stipule que l'erreur de couple est positive). En se référant à la figure III.4 et III.5, notre flux statorique étant dans le secteur 2, le vecteur optimal à choisir est le vecteur 3.

Le déplacement sera proportionnel au temps d'application du vecteur, ce qui implique que la période d'échantillonnage T_e devra nécessairement être la plus petite que possible afin d'éviter le dépassement de la référence [TRE11].

Pour l'augmentation du flux, on applique un vecteur de tension V_S parallèle à ψ_s et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; tandis que l'application d'un vecteur de tension en quadrature avec ψ_s fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix d'une séquence adéquate des vecteurs V_S durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de ψ_s autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur aura une trajectoire pseudo circulaire (figure III.6), à condition que la période d'échantillonnage T_e soit très faible [TRE11].

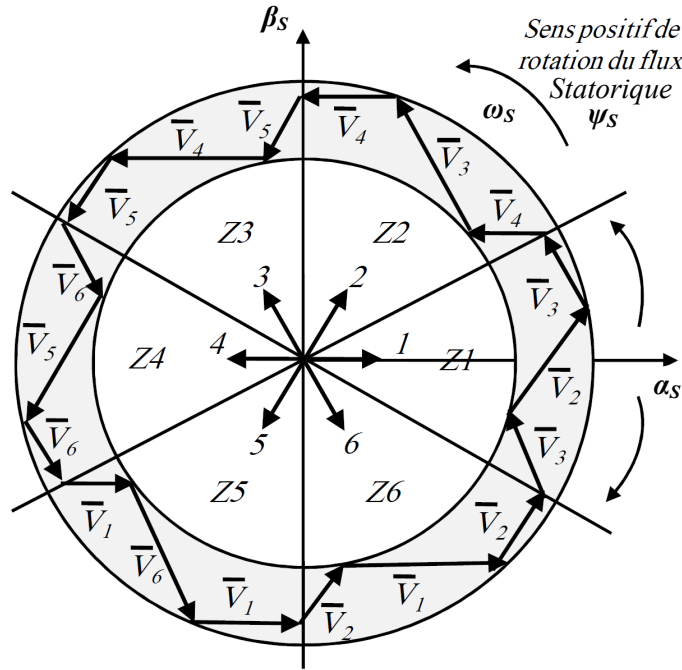


Figure III.6 : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tensions statoriques.

Dans le but de limiter la fréquence des commutations et ainsi de réduire les pertes associées, des bandes d'hystérésis définissent les seuils de basculement de la commande. Les spécifications techniques d'ondulation de flux et de couple dictent la largeur des bandes et offrent l'avantage de ne pas recourir à des régulateurs classiques tel le proportionnel-intégral (PI). Ce mode de fonctionnement, d'une simplicité nettement remarquable par rapport à la commande vectorielle, permet d'obtenir des transitoires très rapides et une poursuite de la référence sans erreur à travers un mécanisme de régulation très robuste et facile à ajuster.

A cette lumière, un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure III.6, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (-1) lorsqu'elle est négative [MOU14].

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques. Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\psi}_s$ on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon\psi_s = \psi_s^* - \hat{\psi}_s \tag{III.9}$$

Avec : ψ_s^* et $\hat{\psi}_s$ sont respectivement : le flux statorique de référence et celui estimé.

On place le contrôleur à hystérésis à deux niveaux de largeur $2\Delta\psi_s$ (figure III.7).

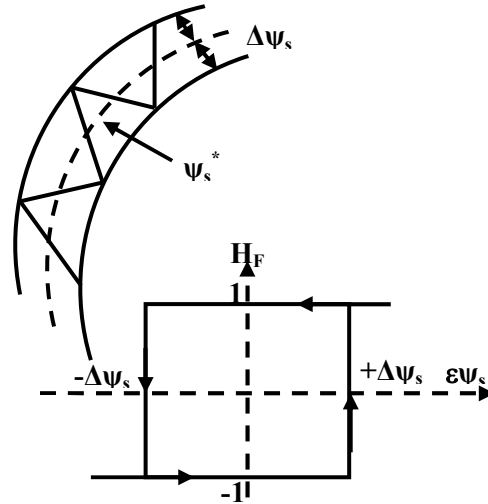


Figure III.7 -Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon\psi_s > \Delta\psi_s & \rightarrow H_F = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon\psi_s \leq \Delta\psi_s & \text{et } \frac{d\varepsilon\psi_s}{dt} > 0 \rightarrow H_F = -1 \\ \text{si } -\Delta\psi_s \leq \varepsilon\psi_s \leq 0 & \text{et } \frac{d\varepsilon\psi_s}{dt} < 0 \rightarrow H_F = 1 \\ \text{si } \varepsilon\psi_s < -\Delta\psi_s & \rightarrow H_F = -1 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En effet, si on introduit l'écart $\varepsilon\psi_s$, entre le flux de référence et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure III.7), celui-ci génère à sa sortie la valeur ($H_F = 1$) pour augmenter le flux et ($H_F = -1$) pour le réduire ; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [DJE14, MOU14, TRE09].

III.2.2.4 Contrôle du couple électromagnétique

L'interaction entre le flux statorique et rotorique produit un couple électromagnétique proportionnel à l'angle δ entre les deux vecteurs où il sera maximal lorsque les deux vecteurs seront parfaitement en quadrature. En considérant que le flux rotorique est constant, ce qui est assuré par la présence d'un aimant placé au rotor de GSAP, on constate que le couple dépend de l'amplitude des deux paramètres ψ_s et de leur position relative δ .

En outre, dans le cas où le flux statorique a une trajectoire circulaire, le couple électromagnétique C_{em} devient la fonction de l'angle δ . Le couple augmente lorsque δ augmente et vis-versa. Par conséquent, le contrôle du couple peut être réalisé en réglant l'angle δ .

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux, donné par la figure III.8, utilisé pour contrôler la machine. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de

l'équation (III.11), tels que H_C représente l'état de sortie du comparateur, εC_{em} l'écart entre le couple de référence et le couple estimé et ΔC_{em} la limite de la bande hystérésis.

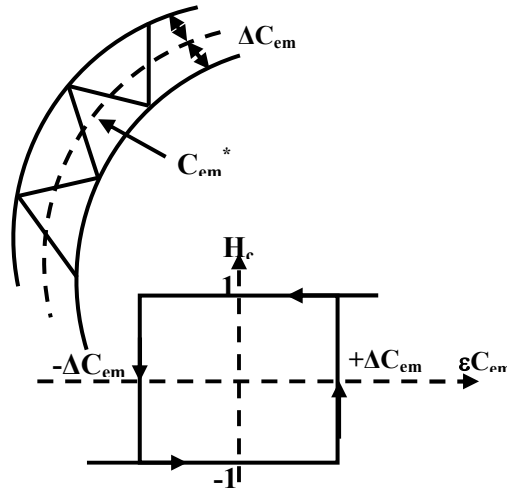


Figure III.8 : Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon C_{em} > \Delta C_{em} & \rightarrow H_C = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \text{ et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} > 0 & \rightarrow H_C = -1 \\ \text{si } -\Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em} \leq 0 \text{ et } \frac{d\varepsilon C_{em}}{dt} < 0 & \rightarrow H_C = 1 \\ \text{si } \varepsilon C_{em} < -\Delta C_{em} & \rightarrow H_C = -1 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

L'écart εC_{em} , entre le couple de référence C_{em}^* et le couple estimé \hat{C}_{em} est introduit dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur ($H_C = 1$) pour augmenter le couple et ($H_C = -1$) pour le réduire afin de le maintenir constant à l'intérieur d'une bande $2\Delta C_{em}$ autour de sa référence [MOU12, ROD04]. En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} .

III.2.2.5 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

Le défi de la commande directe du couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable de la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs [DJE14, TRE09].

L'estimation du flux statorique peut être effectuée par différentes manières [MOU14, ZAI11, TRE09] en utilisant le modèle des tensions, le flux de stator peut être estimé en intégrant à partir de l'équation de tension du stator.

$$\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.12})$$

Dans la référence (α - β), les composantes du flux statoriques sont déterminées comme suite :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Où $\psi_{s\alpha}$ et $\psi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (III.13) qui nécessite la connaissance des composantes des vecteurs courants et tensions statoriques : $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les composantes du vecteur de tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs [MOU14].

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

A partir de ces deux expressions du flux, on peut calculer le module du flux statorique et l'angle δ :

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \delta_s = \arctg \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

L'espace d'évolution de ψ_s dans le référentiel considéré se décompose en six zones $Z(i)$ ($i=1, \dots, 6$). Ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que :

$$-\frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{III.17})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.18})$$

III.2.2.6 Sélection d'un vecteur de tension statorique

En sélectionnant un vecteur $V_S (S_a S_b S_c)$ approprié, l'extrémité du flux ψ_s peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix

de V_S dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ψ_S , du sens de rotation de ψ_S mais également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ψ_S dans le référentiel fixe en le décomposant en six zones $Z(i)$, avec $(i=1, \dots, 6)$ déterminées à partir des composantes du flux sur les axes directe et en quadrature du repère fixe $(\alpha_S-\beta_S)$.

Par exemple, lorsque le vecteur flux statorique ψ_S se trouve dans la zone numéro 1 (Z_1), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs des tensions adéquats. Il s'agit des vecteurs V_2, V_3, V_5 et V_6 représentés sur la figure III.9.

Sur toute cette zone, parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur de tension V_S sélectionné reste le même soit :

- ◆ Si V_2 est appliqué alors ψ_S croît et C_{em} croît ;
- ◆ Si V_3 est appliqué alors ψ_S décroît et C_{em} croît ;
- ◆ Si V_5 est appliqué alors ψ_S décroît et C_{em} décroît ;
- ◆ Si V_6 est appliqué alors ψ_S croît et C_{em} décroît.

La commande privilégie donc l'application de vecteurs qui modifient l'angle du flux tout en maintenant le module le plus constant que possible. C'est pourquoi nous n'avons pas retenu l'application du vecteur V_1 et V_4 à la figure III.9 [TRE09].

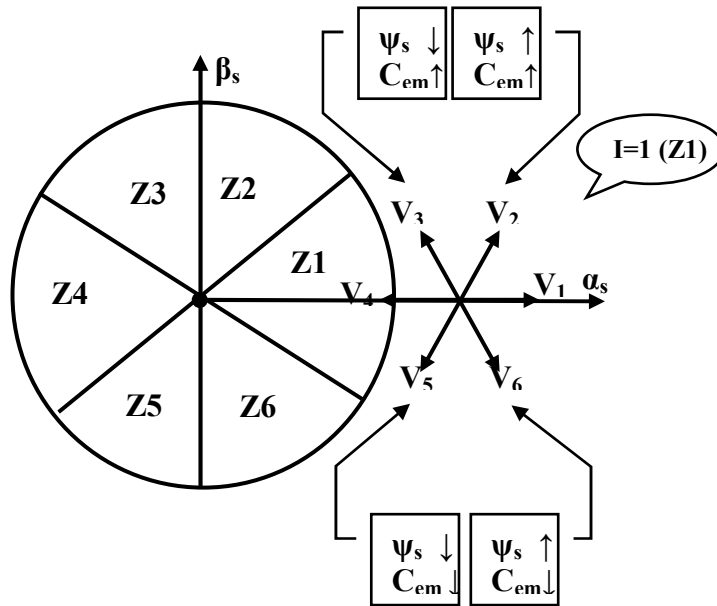


Figure III.9 : Exemple des vecteurs des tensions applicables dans le secteur 1.

On peut généraliser l'observation précédente comme suit :

- ◆ Pour que le flux statorique réside dans la zone $Z(i)$ où $(i=1, \dots, 6)$, l'application des vecteurs de tension V_{i+1} et V_{i+2} augmente le couple électromagnétique, alors que l'application des vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} le diminue. De plus, l'application de V_{i+2} et de V_{i-2} diminue le flux statorique, alors que V_{i+1} et V_{i-1} l'augmentent. Dans ce cas, pour chaque secteur, seulement quatre vecteurs actifs sont utilisés : $V_{i-2}, V_{i-1}, V_{i+1}, V_{i+2}$.

- ◆ Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans une zone de position « i », les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. Cela signifie que lors du déplacement du flux sur une zone $Z(i)$, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur.
- ◆ La sélection des vecteurs des tensions nuls V_0 et V_7 engendre des faibles variations de flux et du couple comparativement avec les vecteurs des tensions actifs. En fait, les vecteurs nuls ne sont pas réellement nécessaires pour le réglage de flux et du couple ; cependant, ils sont employés pour réduire les ondulations au niveau du couple et de flux au minimum autant que possible [DJE14].

La table III.1, représente une récapitulation des résultats obtenus précédemment.

Variable	Augmentation	Diminution
Flux statorique	V_{i+1}, V_{i-1}	V_{i+2}, V_{i-2}
Couple électromagnétique	V_{i+1}, V_{i+2}	V_{i-1}, V_{i-2}

Tableau III.1 : Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC.

En se basant sur cette table généralisée, on peut établir la table classique des séquences ci dessous résumant la technique DTC proposée par I. Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la GSAP.

III.2.2.7 Elaboration de la table de commutation

On élabore la table de commutation (Tableau III.2) en se basant sur l'erreur du flux $\varepsilon\psi_s$, l'erreur du couple εC_{em} et selon la position δ du vecteur de flux statorique.

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs du convertisseur coté machine « CCM » qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle H_F et H_C , suivant la logique de comportement de flux et du couple vis-à-vis de l'application des vecteurs des tensions statorique [DJE15, MOU12, TRE11]. Le choix de ces vecteurs, appelés vecteurs optimaux, se résume donc à une simple table dite de vérité ou de commutation (tableau III.2).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$H_F = 1$	$H_C = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$H_C = -1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$H_F = -1$	$H_C = 1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$H_C = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

$V_0[0,0,0]$; $V_1[1,0,0]$; $V_2[1,1,0]$; $V_3[0,1,0]$; $V_4[0,1,1]$; $V_5[0,0,1]$; $V_6[1,0,1]$; $V_7[1,1,1]$

Tableau III.2 : Table de commutation de la DTC définissant les vecteurs optimaux sélectionnés dans chaque secteur du convertisseur CCM

III.2.3 Résultats de simulation

La structure de commande détaillée de la GSAP par DTC de la GSAP est présentée à la figure III.2. Cette dernière est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule la transformation de référentiel est nécessaire.

Le fonctionnement du dispositif complet a été simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette stratégie de commande, la référence de tension à la sortie du redresseur est prise égale à $V_{dc-ref} = 600V$ et la variation de la vitesse rotorique est donnée à la figure III.10.

La réponse de la tension du bus continue à la sortie du redresseur est donnée par la figure III.11. On peut constater que la tension est bien régulée et rapide. Cela est également le cas de la rejeter des perturbations produites dans notre cas par les variations de la vitesse.

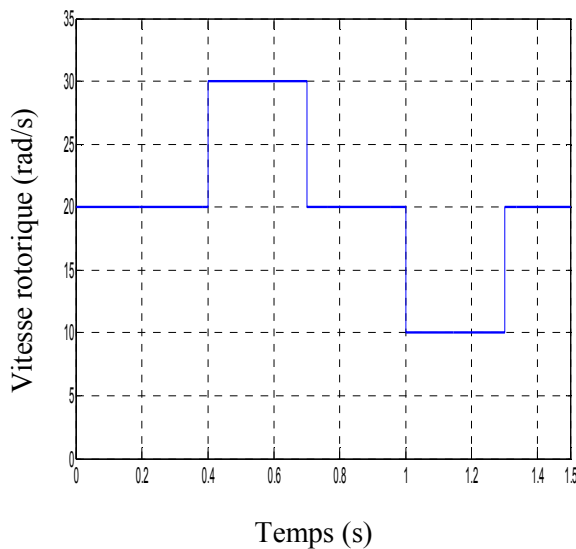


Figure III. 10 : variation de la Vitesse de rotation.

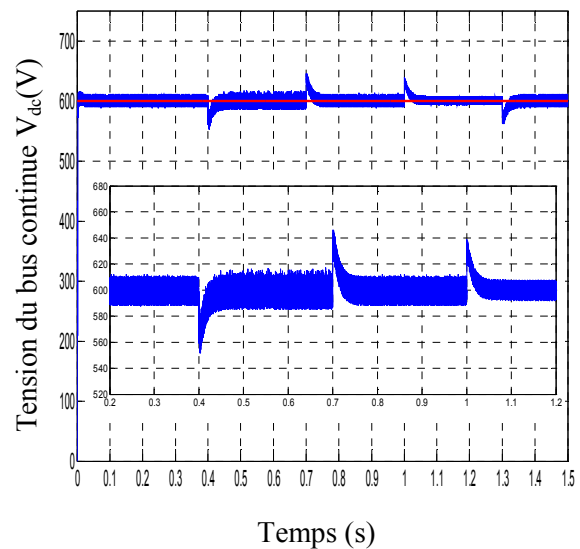


Figure III. 11 : Tension redressée V_{dc} avec Zoom.

La référence du flux statorique est prise égale à $\psi_{sref} = 0.21Wb$. La figure III.12-a) montre l'évolution du flux statorique. Une fois le régime transitoire dépassé, la valeur du module du flux reste proche de celle de référence et n'est pas influencée par les variations de la vitesse. La figure III.12-b) montre la relation entre les deux composantes du flux statoriques $\Psi_{s\alpha}$ et $\Psi_{s\beta}$, ce contour circulaire indique la forme sinusoïdale des composants et l'épaisseur du cercle explique le contenu des harmoniques.

Sur la figure III.12-c), nous présentons l'allure des flux statoriques $\Psi_{s\alpha}$ et $\Psi_{s\beta}$ par rapport au temps. Nous remarquons nettement la variation de la fréquence due à celle de la vitesse. En revanche, les amplitudes du flux demeurent constantes suite à leur régulation.

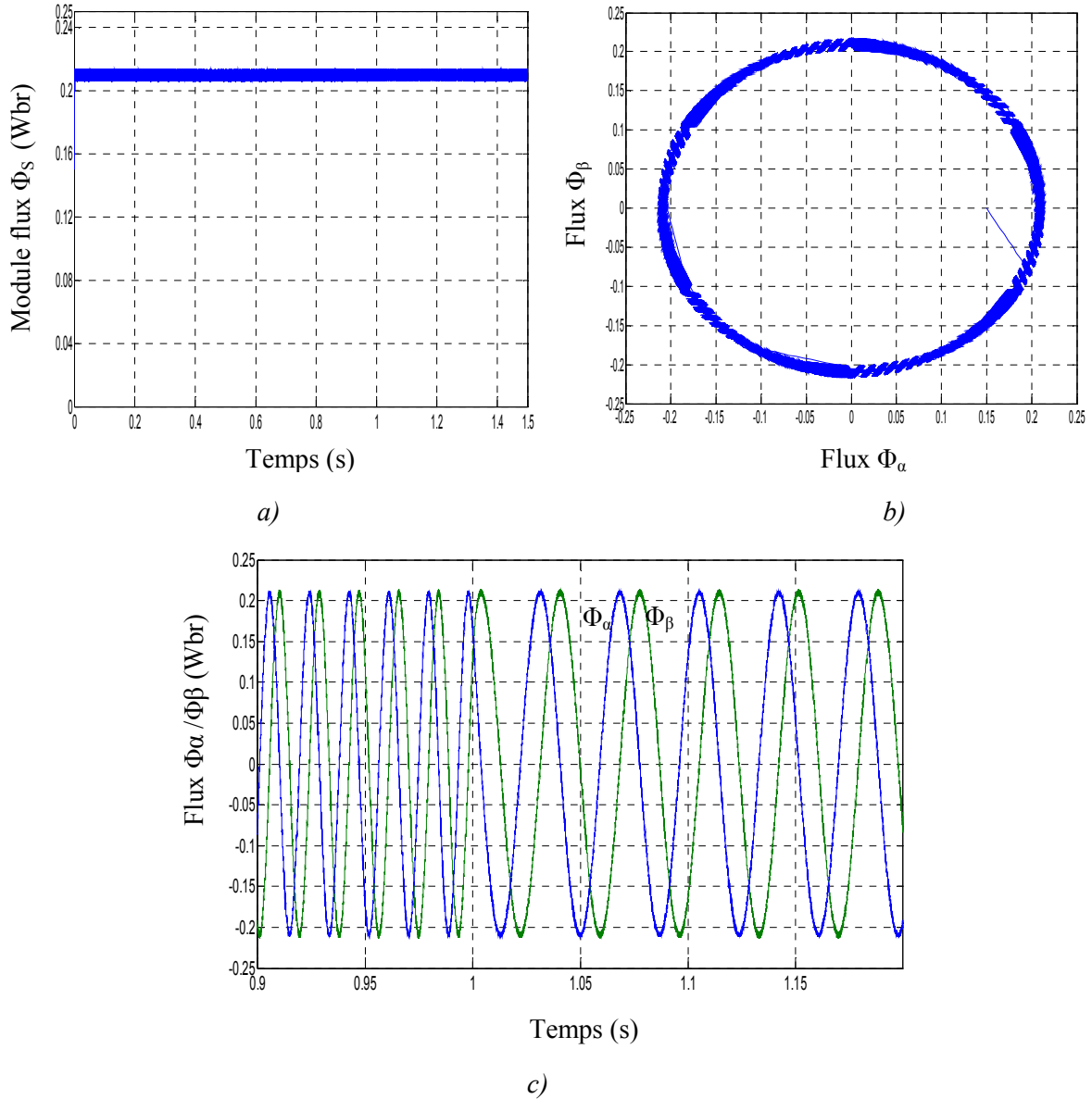


Figure III. 12 : Flux statorique ; a) Module du flux statorique, b) Trajectoire de Lissajous, c) Flux dans le repère de Concordia.

Sur la figure III. 13-a), nous représentons les évolutions des courants I_d et I_q . Ce dernier est sensible aux variations de la vitesse pour adapter le couple afin que la tension, et donc la puissance générée, demeure constante égale à la valeur de référence. La figure III.13-b) illustre l'allure du couple électromagnétique, relative à cet essai. Tel qu'on remarque que ce dernier varie afin de maintenir constante la tension redressée.

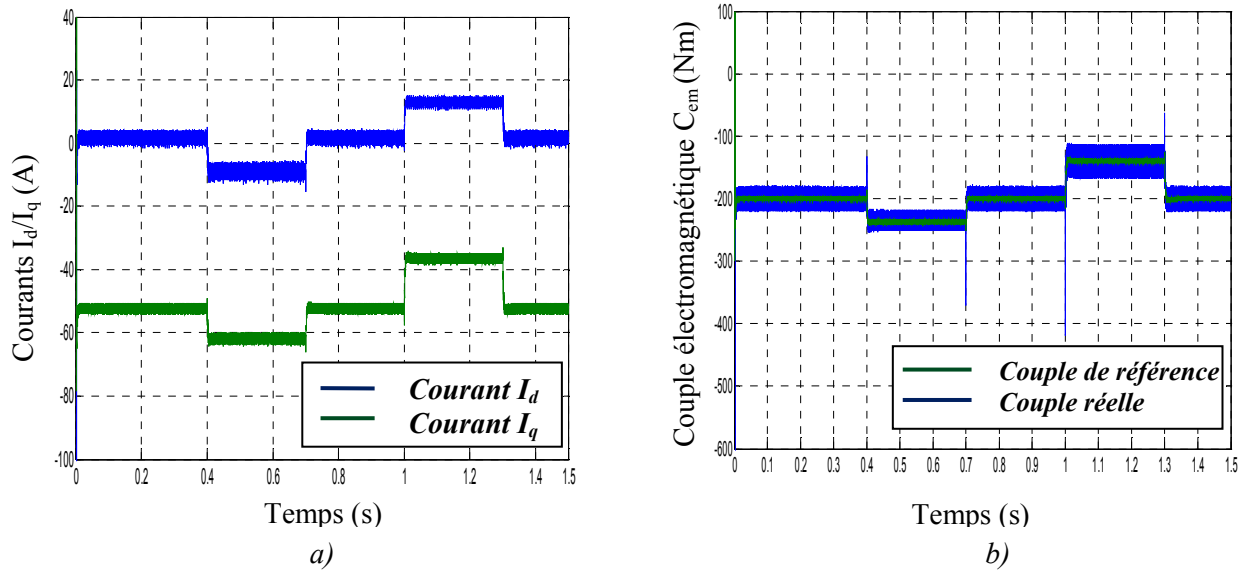


Figure III. 13 : a) Courants statoriques I_d/I_q , b) Couple électromagnétique C_{em} .

La figure III.14-a) montre l'évolution temporelle du courant d'une phase statorique lors d'une variation de la vitesse. L'amplitude ainsi que la fréquence s'adaptent bien à cette variation. La transformation de fourrier permet de représenter le spectre et le taux d'harmoniques THD du courant statorique I_a dans la figure III.14-b). Ce résultat sera utilisé pour une éventuelle comparaison avec des autres méthodes qui seront l'objet de la suite de ce travail.

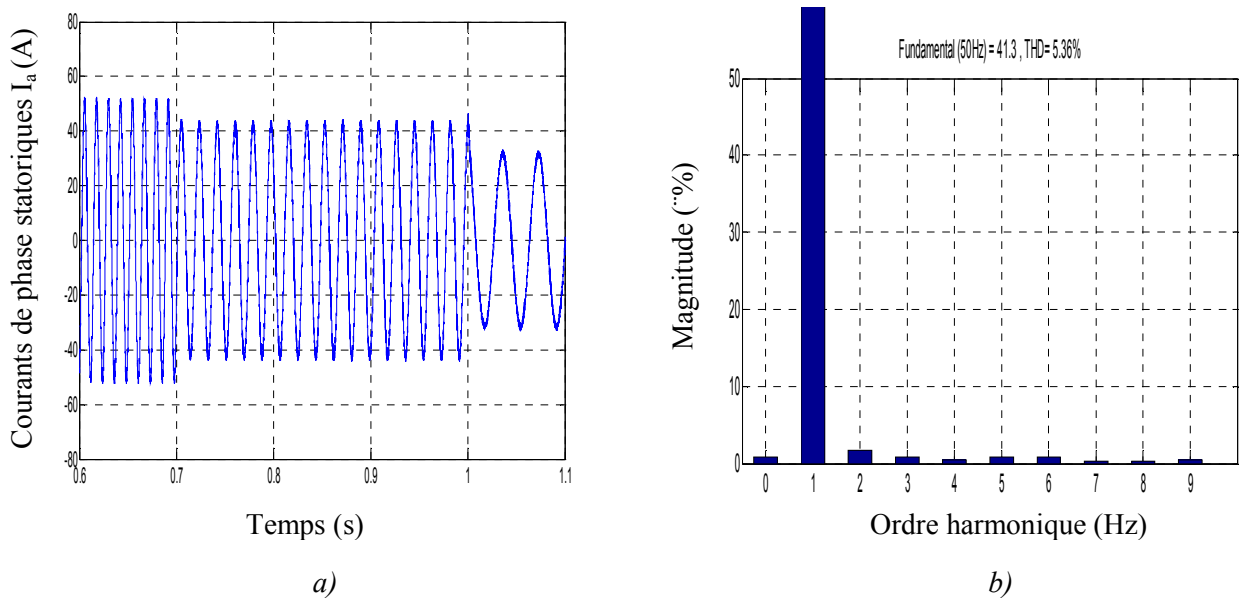


Figure III. 14 : Courant statorique ; a) Courant de phase I_a , b) spectre d'harmonique et THD de I_a .

III.2.3.1 Amélioration de la DTC par la modulation vectorielle (SVM)

Pour approuver la commande proposée (DTC-SVM), appliquée au système éolien, on a effectué des tests de simulation dans les mêmes conditions que ceux de la commande DTC classique.

La structure de la commande DTC-SVM est représentée par le schéma bloc de figure III.15.

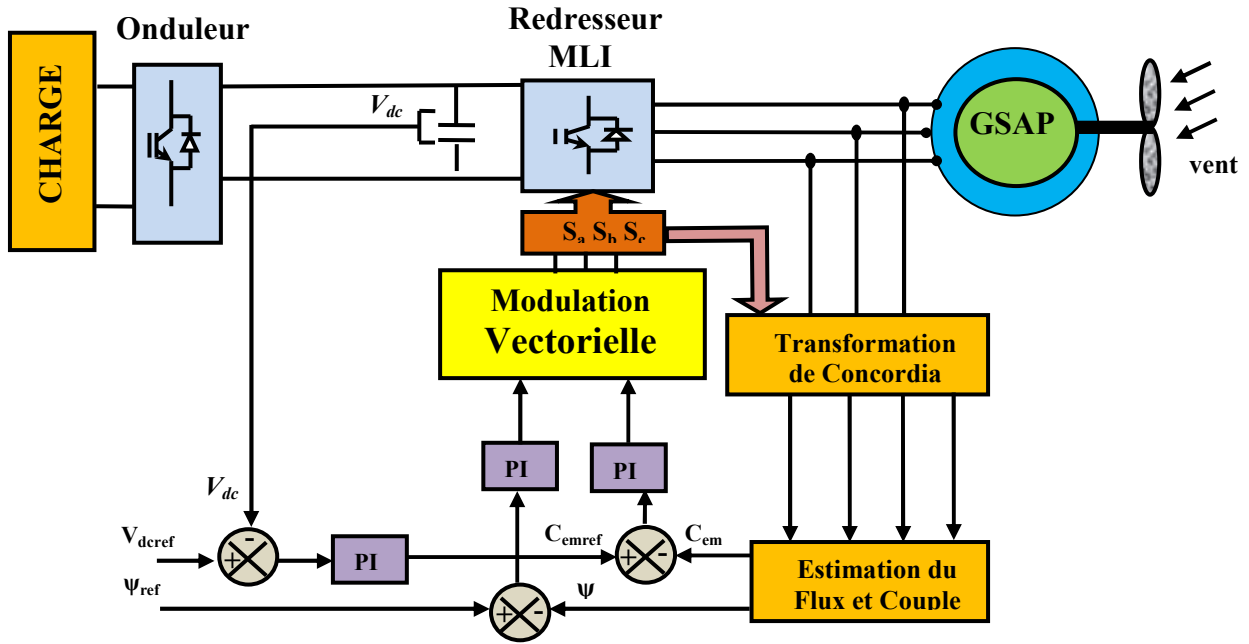


Figure III.15 : Schéma bloc de la commande directe du couple avec modulation vectorielle.

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation de la DTC-SVM, cette dernière n'est autre que la DTC classique en remplaçant le tableau de commutation par la modulation vectorielle (SVM) et les comparateurs d'hystérésis par des correcteurs PI. L'allure de la tension continue à la sortie du redresseur est donnée par la figure III.16. On remarque que cette dernière suit à sa référence avec rejet des perturbations lors de la variation de la vitesse.

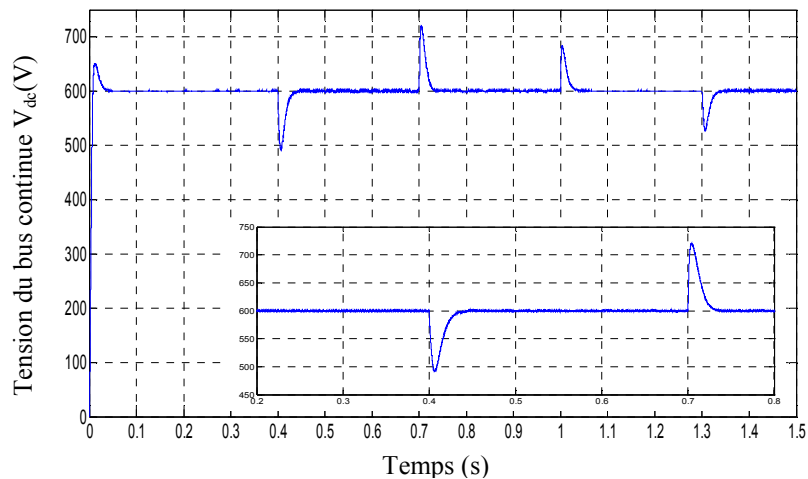


Figure III. 16 : Tension redressée du bus continu.

La figure III.17 montre la suite des résultats. On remarque que la courbe de Lissajous des flux statoriques $\Psi_{s\alpha}$ et $\Psi_{s\beta}$ a une forme circulaire, ces deux flux ont des formes sinusoïdales par rapport au temps comme le montre la figure III.17-b). L'évolution du courant statorique de Park i_q présente des variations dues au changement d'allure de la vitesse (figure III.17-c)). Le couple électromagnétique a la même forme que celui du courant I_q , comme il est présenté sur la figure III.

17-d). Ensuite, la figure III.17-e) montre l'évolution du courant de phase I_a lors d'une variation de la vitesse, ce courant varie en fréquence et en amplitude. Le chargement d'harmoniques dans le courant statorique I_a et le taux THD sont donnés sur la figure III.17-f) avec une faible amélioration.

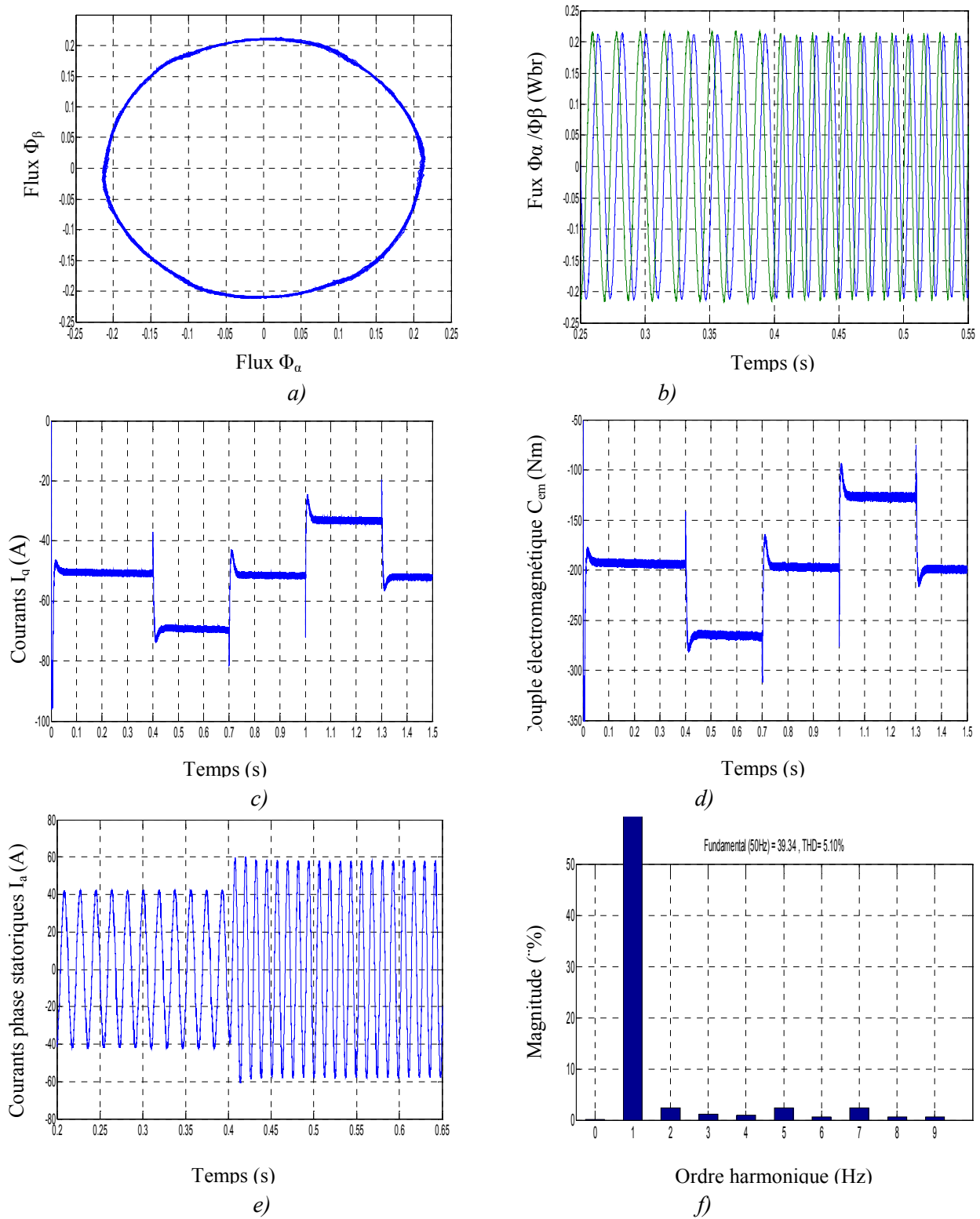


Figure III. 17 : DTC par modulation vectorielle ; a) Trajectoire de Lissajous, b) Flux dans le repère de Concordia, c) Courant statorique de Park I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.

Dans cette section on a vu une autre version de la commande directe du couple en intégrant la modulation vectorielle, aux lieux de la table de commutation. Les résultats obtenus sont acceptables mais on remarque que cette stratégie présente peu de non stabilité lors de la variation de la vitesse de rotation.

III.3. Commande directe de puissance DPC

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au DTC, appelée contrôle direct de puissance (DPC : Direct Power Control en anglais). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par T. Neghouchi en 1998 [NOG98], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à MLI triphasé. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par [MAL01]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement des courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du DPC, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- ◆ DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC) : les références [NOG98, XU06 et DAT01] établissent des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire α - β .
- ◆ DPC utilisant le flux virtuel : dans [MAL01, MAL04 et ANT08], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel.

Ces stratégies de contrôle sont plus simples et plus robustes que le contrôle vectoriel à cause de la moindre dépendance de paramètres de la machine. Dans cette partie, la technique DPC est proposée pour le contrôle de la puissance active et réactive statoriques. Cette stratégie est basée sur la sélection d'un vecteur de tension de telle manière que les erreurs entre les grandeurs mesurées et de référence sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis [DJE14, MOU14, TRE09, TRE11].

III.3.1 Théorie de la commande par DPC

L'étude de la littérature est parfois surprenante. Généralement, les systèmes évoluent sur des bases qui sont à l'origine très simples et qui se complexifient avec le temps. Le passage de la commande vectorielle vers la commande directe de couple et de flux (DTC) est marqué par une simplification majeure de l'algorithme de commande. Seulement, on pourrait vraiment se demander pourquoi le développement de la commande directe des puissances active et réactive (DPC) n'est pas survenu avant la commande DTC [DAT01]. En effet, si la simplification de l'algorithme de commande a été majeure dans le premier cas, elle l'est tout autant lorsque l'on regarde le passage de la commande DPC vers la commande DTC.

Le développement de cette nouvelle technique (vis-à-vis la DTC) de commande est basé exactement sur les mêmes relations vectorielles qui gouvernent la commande DTC. Seulement, plutôt que de s'attarder à contrôler des composantes estimées à partir des paramètres de la machine,

la commande s'intéresse uniquement à l'échange des puissances active et réactive entre la machine et sa source d'alimentation. De plus, on peut calculer les puissances instantanées sans avoir recours à des transformations de référentiels en rotation. Aussi, la puissance étant directement calculée à partir des courants et de la tension, la connaissance des paramètres de la machine ne sera plus requise, une caractéristique aussi étonnante que les performances qui en découlent, à rendre jaloux n'importe quel manufacturier d'entraînements électriques [TRE09].

Afin de bien comprendre le principe de fonctionnement, reprenons les schémas vectoriels de la commande directe du couple et de flux mais en discutant plutôt de la puissance active et réactive.

Il est entendu que l'augmentation du couple (angle δ) à vitesse constante implique une augmentation de la puissance générée par la machine. On rappelle ici que la puissance positive est absorbée par la machine en mode moteur alors qu'elle est négative en mode générateur. Cette relation est aussi vraie en mode générateur où une augmentation du couple réduit la puissance générée par la machine (augmente la puissance positive). Il suffit essentiellement d'échanger le terme couple par puissance active et flux par puissance réactive dans la commande DTC afin d'obtenir un entraînement à commande directe des puissances active et réactive. Malheureusement, une grande difficulté persiste dans le calcul de l'angle du flux statorique. À cet égard, la commande directe des puissances active et réactive offre un moyen robuste de connaître le secteur actuel du flux statorique [TRE09].

III.3.2 Principe générale de la DPC

La structure globale de la DPC, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au convertisseur triphasé coté machine « CCM » est illustrée sur la figure III.18. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) présentée dans la partie précédente. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est la puissance active et réactive statoriques qui sont les grandeurs à contrôlées.

Le principe de la DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le convertisseur coté machine « CCM » (redresseur dans notre cas), à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs (εP_s et εQ_s) entre les références des puissances active et réactive (P_s^* et Q_s^*) et les valeurs réelles (P_s et Q_s), fournies par deux comparateurs à hystérésis de sorties numérisées H_p et H_Q respectivement, ainsi que sur le secteur (zone) dans lequel le vecteur du flux statorique se trouve [ANT08, MOU14, TRE09]. La boucle de tension du bus continu est réglée avec un correcteur PI.

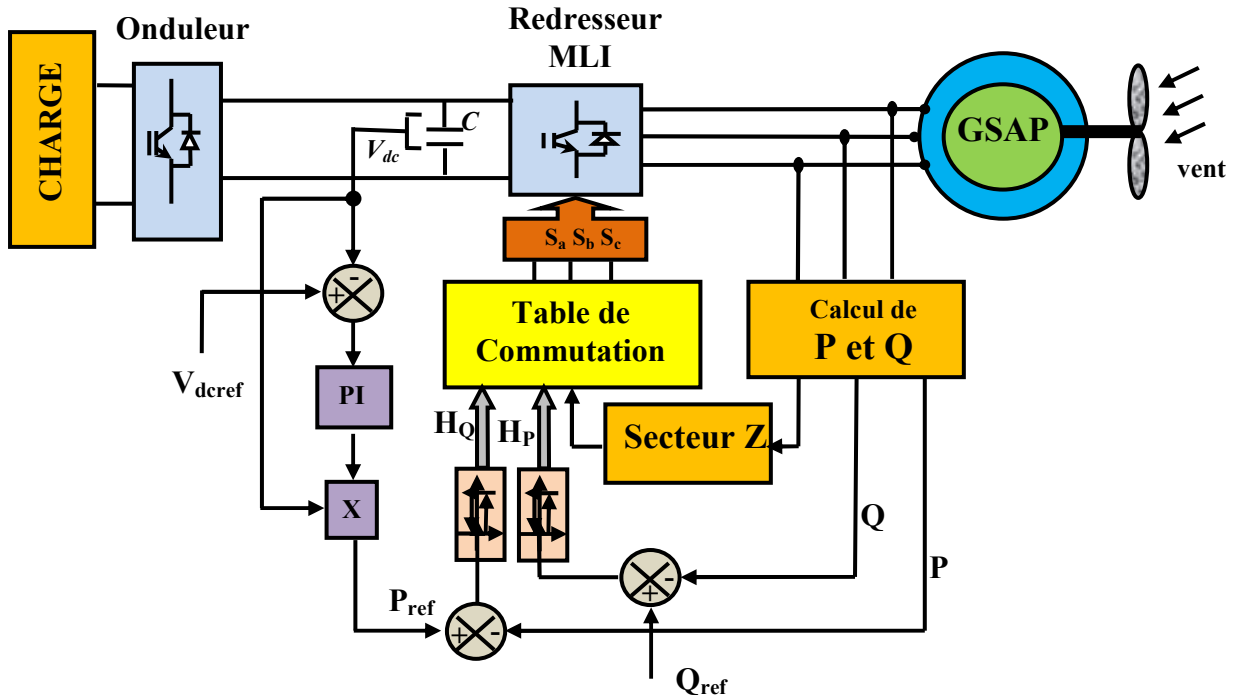


Figure III.18 : Configuration de la DPC-C de la GSAP.

III.3.2.1 Tableau de commutation

Le tableau de commutation présenté dans cette partie utilise une technique relativement simple et divise le plan en six secteurs (Z1-Z6). D'autres auteurs divisent le plan en douze secteurs afin d'améliorer la précision.

Lorsque le vecteur de tension est aligné avec le référentiel tournant choisi, la puissance active instantanée est proportionnelle à la composante directe du courant de sortie et la puissance réactive instantanée au courant en quadrature. Ainsi, pour analyser la variation de puissance, il faut analyser la variation de courant. La variation de courant est calculée à partir de l'expression ci-dessous :

$$v = e + R \cdot i + L \frac{di}{dt} \tag{III.19}$$

Où : e : La tension de la génératrice. v : La tension de sortie du redresseur. R : Résistance du filtre de raccordement. L : Inductance du filtre de raccordement.

Les puissances active et réactive instantanées sont proportionnelles aux composantes des courants directs et en quadrature :

$$\begin{cases} P = e_d i_d \\ Q = -e_q i_q \end{cases} \tag{III.20}$$

$$L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} = \bar{e} - \bar{v} \tag{III.21}$$

En négligeant la chute de tension dans la résistance, on peut déduire la variation du courant Δi :

$$\Delta i \approx \frac{1}{L} \int_0^{T_{MLI}} (\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c)) dt \tag{III.22}$$

La tension d'entrée du redresseur dépend des états de commutation (S_a, S_b, S_c). Selon la variation de ces derniers, huit vecteurs peuvent être utilisés : six vecteurs actifs ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$), et deux vecteurs nuls (v_0, v_7).

En considérant une différence constante, entre la tension de la génératrice et la tension du redresseur dans un intervalle déterminé (T_{MLI}), l'intégrale dans l'équation (III.22) peut être simplifiée comme :

$$\Delta i \approx \frac{T_{MLI}}{L} (\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c)) \tag{III.23}$$

Le signe de ces incréments dépend de la position du vecteur de la tension de la génératrice (e) par rapport à la tension de sortie (v). La figure III.19 montre les six vecteurs ($e-v$) qui déterminent l'incrément de courant pour un vecteur de tension de la génératrice donné, e_2 dans notre cas. On rappelle que la tension de la génératrice reste constante donc on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} \Delta P = \Delta i_d \\ \Delta Q = -\Delta i_q \end{cases} \tag{III.24}$$

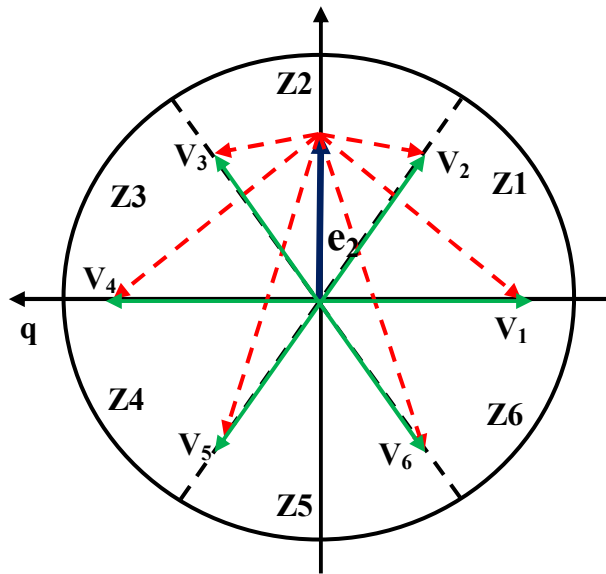


Figure III.19 : Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant.

Le tableau (III.3) présente les signes des variations des puissances actives et réactives instantanées pour chaque vecteur de tension d'entrée du redresseur selon le secteur où se trouve la tension de la génératrice. En choisissant le vecteur de sortie adéquat, il est possible de sélectionner les signes de variation des puissances active et réactive de manière indépendante.

	$V(k-2)$	$V(k-1)$	$V(k)$	$V(k+1)$	$V(k+2)$	$V(k-3)$	$V(0,7)$
ΔP	-	-	+	+	-	-	-
ΔQ	+	+	+	-	-	-	0

Tableau III.3 : Variations de P et Q en fonction de la position des vecteurs.

Une analyse du tableau, montre que dans certains cas il y a plusieurs possibilités d'obtention d'un même incrément (les mêmes signes de ΔP et ΔQ sont obtenus en appliquant différents vecteurs).

Dans ce cas, le choix du vecteur de tension est celui qui provoque la variation de puissance la plus faible. Seuls, quatre vecteurs de tension : $v(k-1)$, $v(k)$, $v(k+1)$ et $v(k+2)$ réponde à ce critère.

Le choix du mode de commutation du redresseur est imposé par deux bandes d'hystérésis H_P , H_Q de façon à ce que les erreurs, entre les valeurs de référence des puissances (P_{ref} et Q_{ref}) et les valeurs mesurées, doivent rester dans ces bandes.

Pour parvenir à ce but, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont traitées par deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties (H_P et H_Q) sont mises à 1 pour augmenter la variable de contrôle (P ou Q) et à 0 pour quelle reste inchangée ou doit diminuer.

III.3.2.2. Régulateurs à hystérésis

Le schéma de principe de la figure III.20 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L'un est influencé par l'erreur $\varepsilon P = P_{ref} - P$ pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur $\varepsilon Q = Q_{ref} - Q$ pour la puissance réactive.

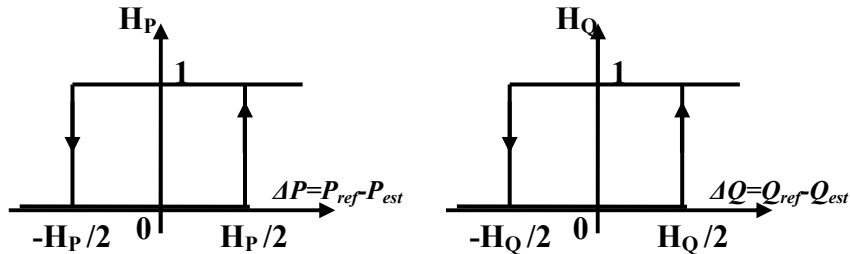


Figure III.20 : Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Les larges de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée active peut être décrit comme :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon P > \Delta P & \rightarrow H_P = 1 \\ \text{si } -\Delta P \leq \varepsilon P \leq \Delta P \text{ et } \frac{d\varepsilon P}{dt} > 0 & \rightarrow H_P = 0 \\ \text{si } -\Delta P \leq \varepsilon P \leq \Delta P \text{ et } \frac{d\varepsilon P}{dt} < 0 & \rightarrow H_P = 1 \\ \text{si } \varepsilon P < -\Delta P & \rightarrow H_P = 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Et le même pour le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance réactive :

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon Q > \Delta Q & \rightarrow H_Q = 1 \\ \text{si } -\Delta Q \leq \varepsilon Q \leq \Delta Q \text{ et } \frac{d\varepsilon Q}{dt} > 0 & \rightarrow H_Q = 0 \\ \text{si } -\Delta Q \leq \varepsilon Q \leq \Delta Q \text{ et } \frac{d\varepsilon Q}{dt} < 0 & \rightarrow H_Q = 1 \\ \text{si } \varepsilon Q < -\Delta Q & \rightarrow H_Q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Une fois les valeurs de H_P et H_Q sont obtenues et sachant le secteur où se trouve le vecteur de la tension, alors le choix du mode de commutation optimal est donné par le tableau (III.4) :

e	H_P	H_Q
$V(k)$	1	1
$V(k-1)$	0	1
$V(k+1)$	1	0
$V(k+2)$	0	0

Tableau III.4 : Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs.

III.3.3. Calcul des puissances instantanées

Les puissances instantanées sont déterminées par les formules suivantes :

$$\begin{cases} P = \text{Re}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \\ Q = \text{Im}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Où P : la puissance active instantanée. Q : la puissance réactive instantanée. e : vecteur de tension. i : vecteur de courant et le symbole * dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées totales sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} P = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \\ Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Deux techniques sont proposées dans la littérature pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs :

- Par estimation de la tension.
- Par Estimation du flux.

III.3.3.1. Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension

Le contrôle direct de la puissance (DPC) est fondamentalement basé sur l'estimation de la tension, obtenue à partir de l'équation (III.29) :

$$\hat{e}_{a,b,c} = V_{dc} \cdot S_{a,b,c} + L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (\text{III.29})$$

Le premier terme de l'équation représente la tension du redresseur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement (le paramètre résistif du filtre peut être négligé).

Le calcul des puissances, active et réactive instantanées, est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} P = V_{dc}(S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) + L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_a + \frac{di_b}{dt} \cdot i_b + \frac{di_c}{dt} \cdot i_c \right) \\ Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] + 3L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a \right) \right\} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Malgré la simplicité, cette méthode a plusieurs inconvénients tel que :

- L'évaluation de puissance dépend de l'état de commutation. Par conséquent, le calcul de la puissance doit être évité au moment de commutation, en raison de l'erreur élevée de l'estimation.

III.3.3.2. Calcul des puissances instantanées par estimation du flux

Le flux, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension de la génératrice génère un vecteur de flux dans les coordonnées (α, β) , voir équation (III.31). La chute de tension dans la résistance a été négligée.

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int \left(v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \\ \psi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left(v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Où : Ψ est le flux estimé et v la tension du convertisseur.

En considérant la tension en coordonnées (α, β) , l'expression du flux devient la suivante :

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \right) dt - Li_\alpha \\ \psi_\beta = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_b - S_c) \right) dt - Li_\beta \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

On obtient la tension à partir du flux estimé :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\psi} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \psi e^{j\omega t} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\psi} \quad (\text{III.33})$$

Où : $\bar{\psi}$ est le vecteur du flux estimé. ψ : L'amplitude du flux estimé.

Cette méthode travaille dans les coordonnées (α, β) . Ainsi, les puissances instantanées sont calculées de la façon suivante :

$$\begin{cases} P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ Q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nuls, les puissances actives et réactives instantanées sont calculées par l'équation ci-dessous.

$$\begin{cases} P = \omega \cdot (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ Q = \omega \cdot (\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquence elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) [KEN12].

III.3.4 DPC avec modulation vectorielle

Les inconvénients du DPC classique peuvent être éliminés en utilisant un modulateur de tension (au lieu d'un tableau de commutations) pour pouvoir travailler à fréquence de commutation constante. Dans ce cas le schéma bloc du Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle (en anglais Direct Power Control with Space Vector Modulation, DPC-SVM), varie légèrement par rapport au contrôle précédent. Au lieu de comparateurs à hystérésis, deux correcteurs PI en repère tournant sont ajoutés et dans sa sortie, après une transformation de coordonnées, une modulation vectorielle a été introduite.

Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Cela est dû au fait que, dans ce cas, la dynamique du courant est déjà limitée par le modulateur.

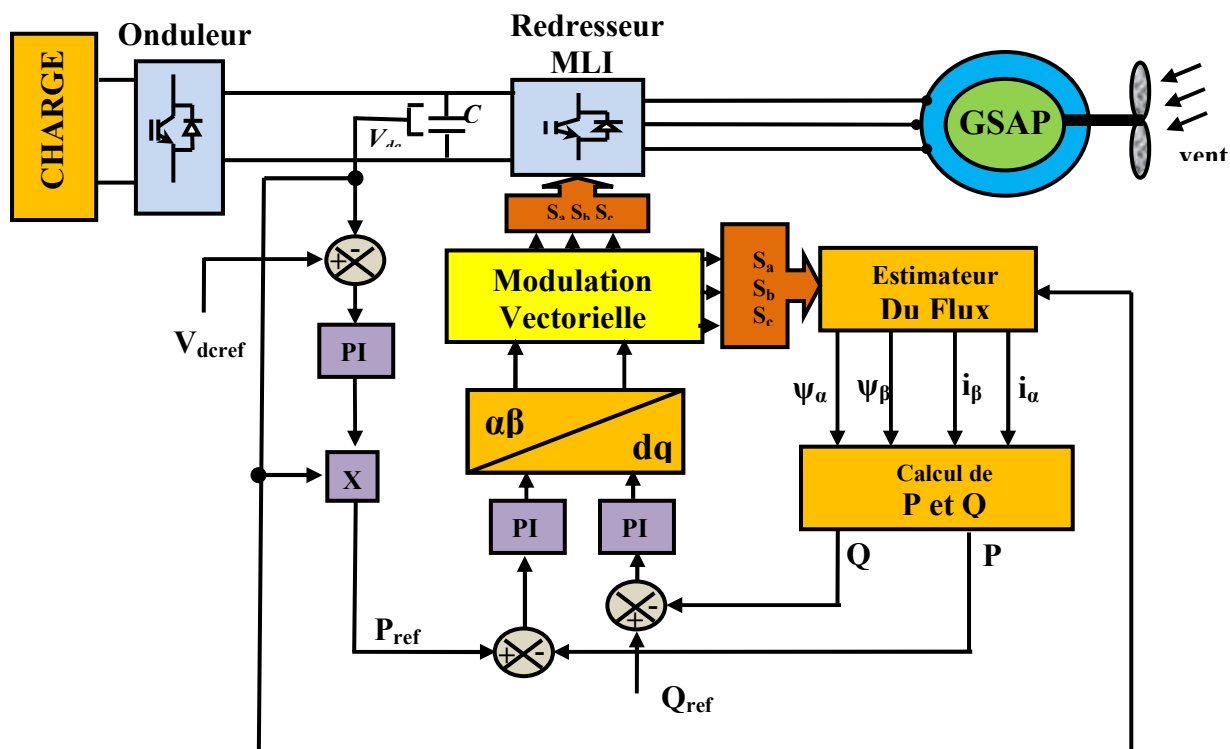


Figure III.21 : Schéma bloc d'un redresseur MLI (DPC avec modulation vectorielle).

Le Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle a été proposé pour le contrôle de puissance en applications mono-fréquentielles car il est composé d'un seul correcteur PI en repère tournant. Cependant, si la bande passante du correcteur est suffisamment large, il peut être utilisé pour des applications multi-fréquentielles pas trop exigeantes. En ce qui concerne le calcul des puissances instantanées, les mêmes méthodes que celles proposées pour le cas du DPC classique peuvent être utilisées.

III.3.4.1 Le réglage des correcteurs des puissances instantanées

La détermination des correcteurs des puissances active et réactive instantanées est réalisée analytiquement en supposant un modèle idéal du convertisseur dans le repère tournant. Dans ce cas, l'adaptation des correcteurs PI est réalisée sans considérer le retard de calcul [KEN12].

Le modèle dans les coordonnées dq donne v_d et v_q comme suit :

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d \\ e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_q \end{cases} \quad (III.36)$$

Sur un référentiel tournant orienté sur le flux virtuel, on a :

$$\begin{cases} e_d = U \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (III.37)$$

Avec $U = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m$

L'équation de puissance active et réactive est :

$$\begin{cases} P = U \cdot i_d \\ Q = U \cdot i_q \end{cases} \quad (III.38)$$

La figure III.22 présente le schéma bloc des boucles de contrôle des puissances active et réactive instantanées avec les correcteurs PI.

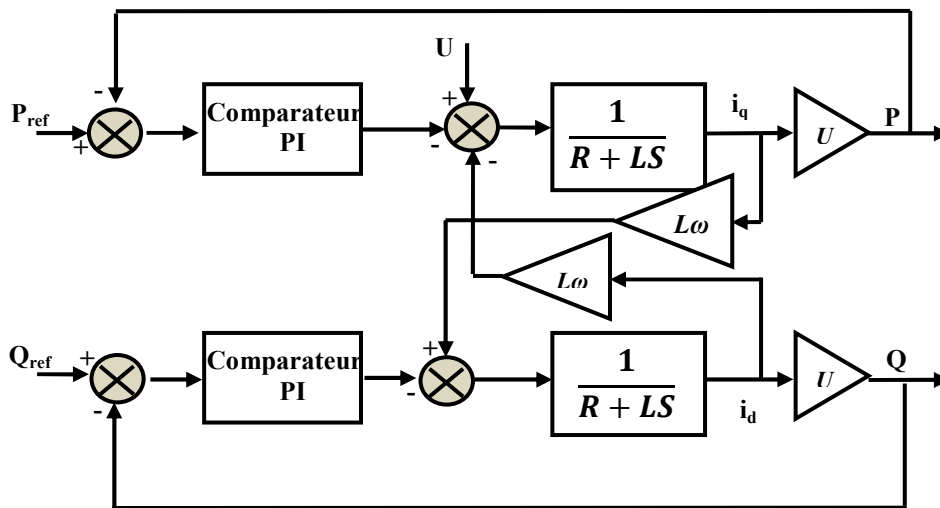


Figure III.22 : Le schéma bloc des boucles de P et Q avec deux correcteurs PI.

On peut ajuster les paramètres du correcteur PI sur la base du théorème de superposition. Le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée est représenté par la figure III.23.

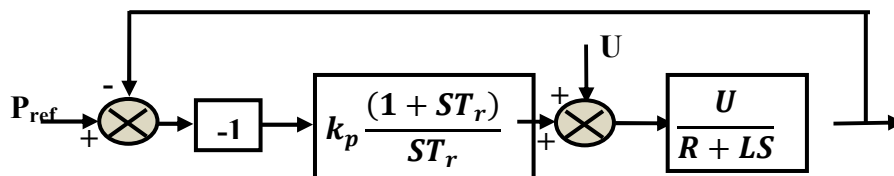


Figure III.23 : Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.

La tension de la génératrice est considérée comme une perturbation externe de valeur constante, et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI. Pour le réglage, on a supposé que le zéro du correcteur est placé sur le pôle du système :

$$T_r = \frac{L}{R} = T_{bo} \quad (\text{III.39})$$

Où : T_{bo} est la constante du temps du système en boucle ouverte. Avec ce réglage, le système en boucle fermée devient le suivant :

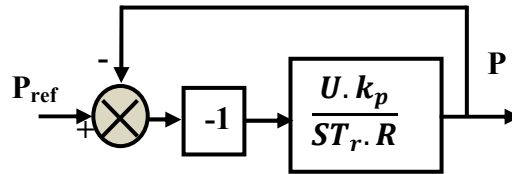


Figure III.24 : Le schéma bloc du système en boucle fermée.

Ainsi, la constante de temps du système en boucle fermée est comme suit :

$$T_{bf} = \frac{T_r.R}{U.k_p} \quad (\text{III.40})$$

Cette constante de temps intervient dans le réglage du correcteur. Les paramètres du correcteur PI sont alors donnés par les quantités suivantes :

$$\begin{cases} k_p = \frac{L}{UT_{bf}} \\ k_i = \frac{R}{U.T_{bf}} \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

La valeur de T_{bf} doit optimiser tant pour obtenir une bonne réponse comme pour supprimer l'effet du couplage entre les deux correcteurs. Le rapport k_p/k_i est constant pour différentes constantes de temps en boucle fermée est égal à la valeur de la constante de temps en boucle ouverte. Les boucles des puissances instantanées étant identiques, l'équation (III.41) est alors valable pour les deux correcteurs.

III.3.5 Résultats de simulation

Le Contrôle Direct de Puissance classique (DPC), par calcul des puissances instantanées et par estimation du flux, a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la figure III.25. On garde la même allure de la vitesse souhaité tel qu'il est dans la figure III.10.

L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdale, en garantissant une puissance réactive nulle (un facteur de puissance unitaire) et en maintenant la tension du bus continu constante.

On a préféré l'étude de cette méthode car elle est la plus répandue, cette structure de contrôle exige une fréquence d'échantillonnage élevée et une grande inductance, le tout pour limiter la dynamique du courant. D'autre part la fréquence de commutation moyenne doit être acceptable par les semi-conducteurs.

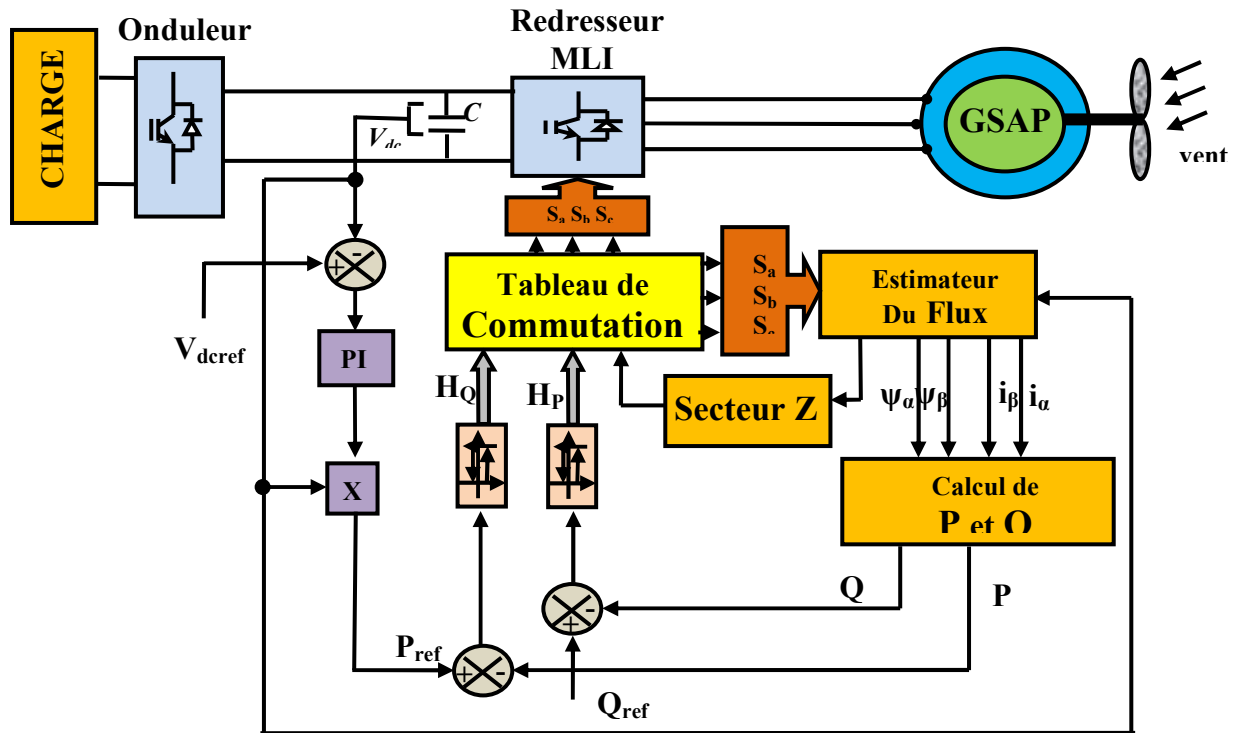


Figure III.25 : Schéma bloc d'un redresseur MLI avec le calcul de P et Q par estimation du flux (DPC classique).

La figure III.26 montre la courbe d'allure de la tension du bus continu à la sortie du redresseur, la commande DPC garde la valeur de cette tension à sa référence de 600V, avec des faibles rejets des perturbations dus à la variation de la vitesse.

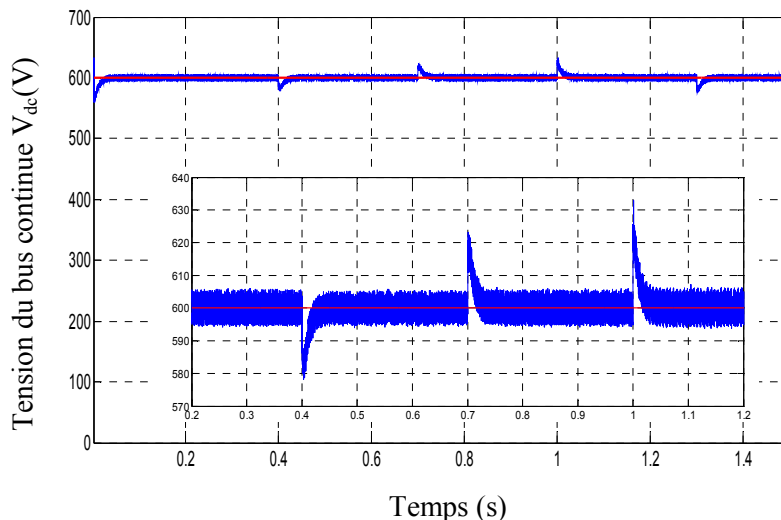


Figure III.26 : Tension du bus continu (DPC classique).

La figure III.27 montre les résultats de simulation obtenus pour la commande DPC-C appliquée au système éolien à base d'une GSAP. Pour les puissances, on remarque que la puissance active a une forme similaire à celle de la vitesse du vent (vitesse mécanique) qui est de l'ordre de $1,5 \cdot 10^{-4}$ W, la puissance réactive est maintenue égale à nulle afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire.

La forme du couple électromagnétique et celle du courant I_q sont presque similaires et sa reflète aux équations de ces deux grandeurs précédemment. Pour le courant de phase statorique I_a , on remarque qu'il a une forme sinusoïdale et leur THD est amélioré, il est de l'ordre 2,5%.

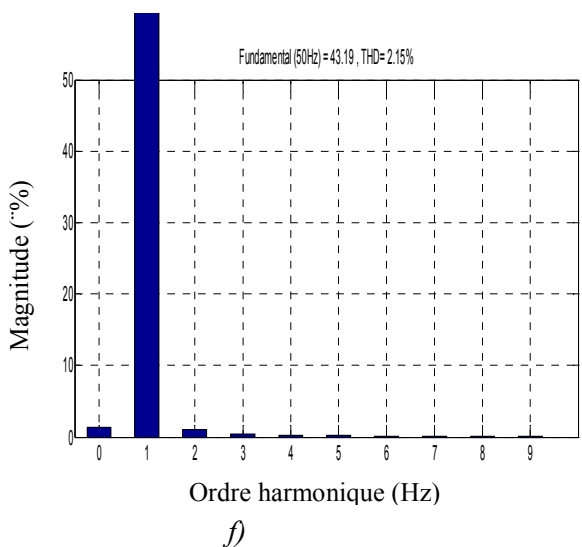
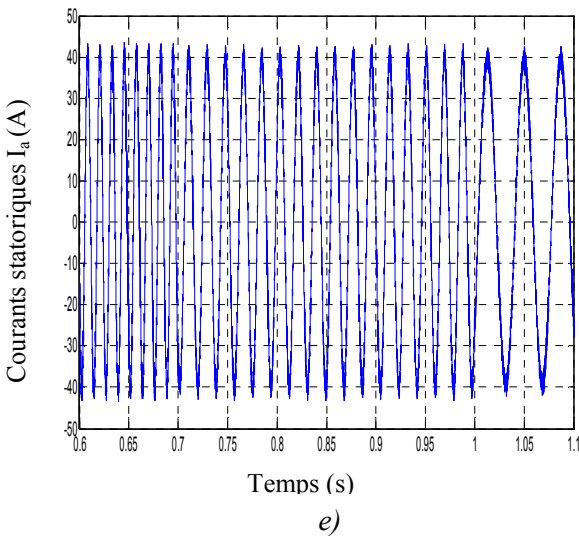
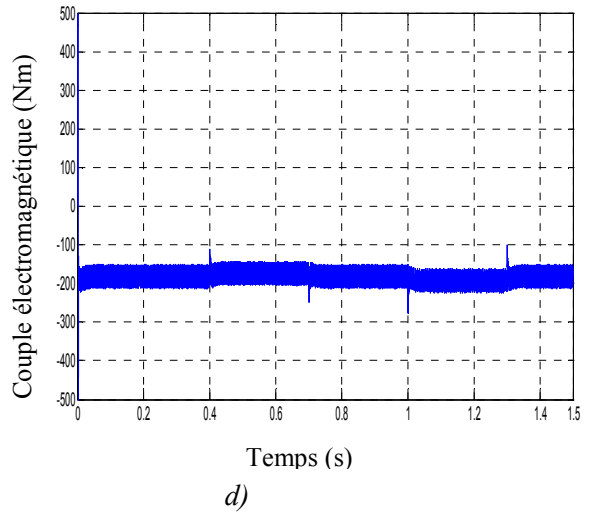
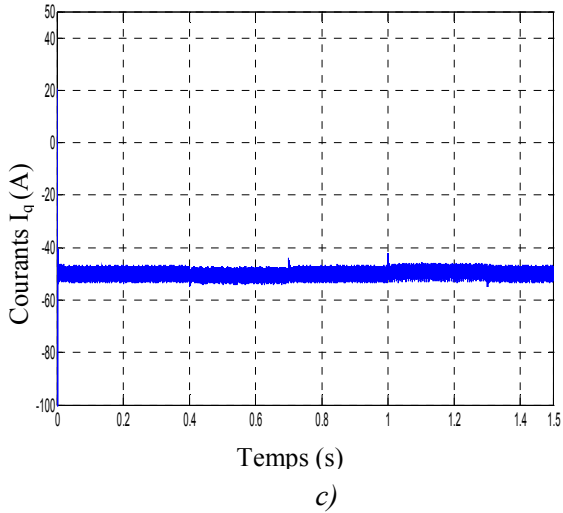
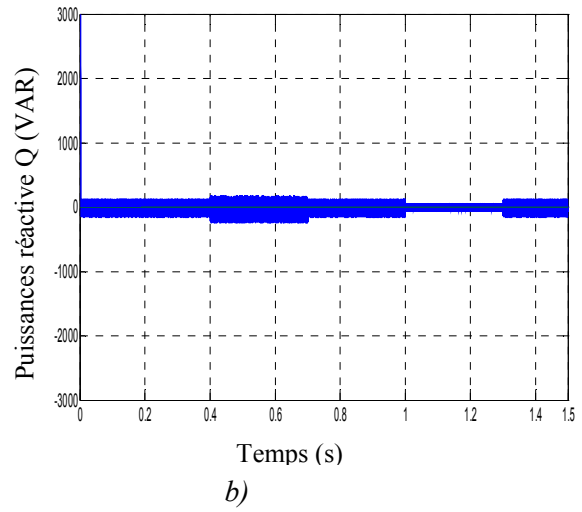
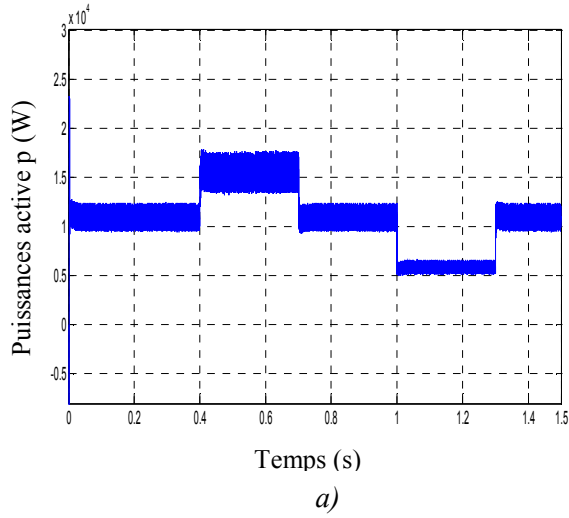


Figure III. 27 : DPC classique; a) Puissance active, b) Puissance réactive, c) Courant statorique I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.

III.3.5.1 Amélioration de la DPC par la modulation vectorielle (SVM)

La simulation de la DPC-SVM a été réalisée dans les mêmes conditions que dans le cas de la DPC classique (figure III.21). Cette structure de contrôle travaille à une fréquence de commutation élevée avec une fréquence d'échantillonnage plus réduites.

La figure III.28 donne la réponse de la commande du bus continu par la technique DPC-SVM, cette technique a la capacité d'affronté et rejeter les perturbations due à la variation de la vitesse de rotation, cependant cette tension est superposée par des ondulations.

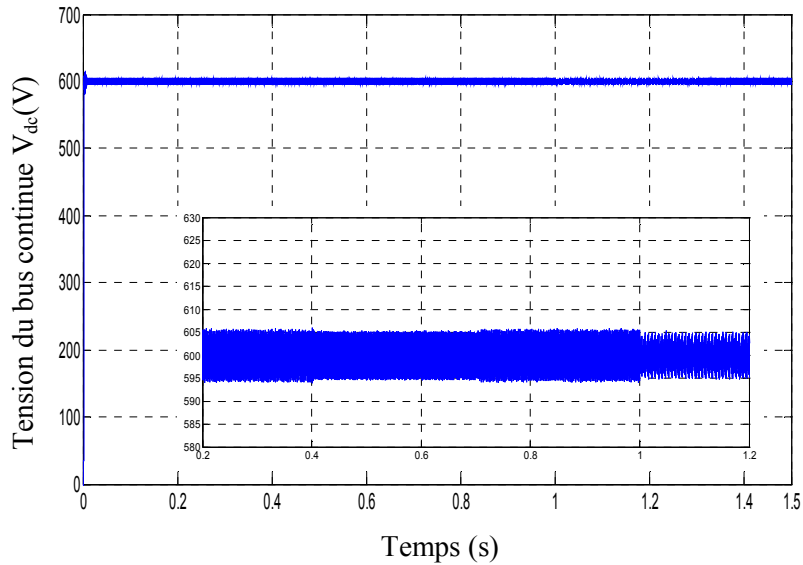
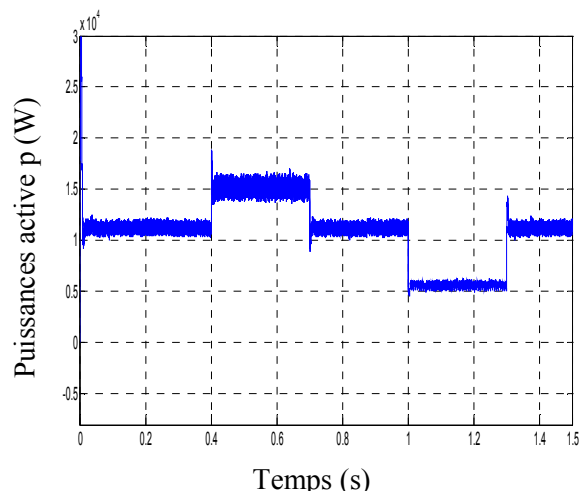


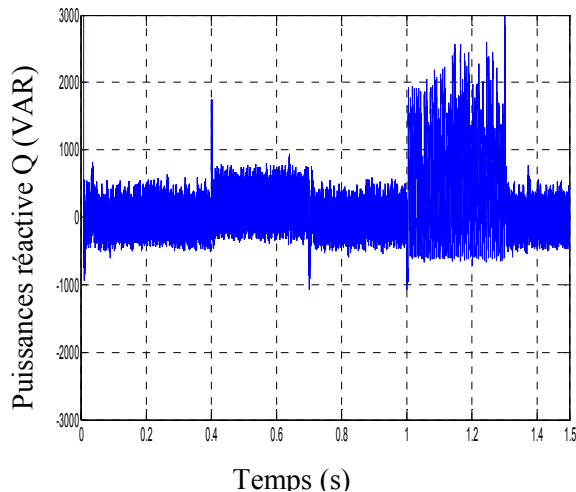
Figure III.28 Tension du bus continu (DPC-SVM).

Les résultats de simulation acquis de la commande DPC-SVM sont montrés sur la figure III.29. Les puissances ont gardées leurs formes par rapport à la commande DPC-C, mais on remarque que la puissance réactive présente des perturbations et des fluctuations, leur commande n'est pas assurée et elle est perdue surtout dans le cas des basses vitesses de rotation. Le courant statorique de Park I_q présente une augmentation d'harmoniques et le couple électromagnétique garde presque leur valeur.

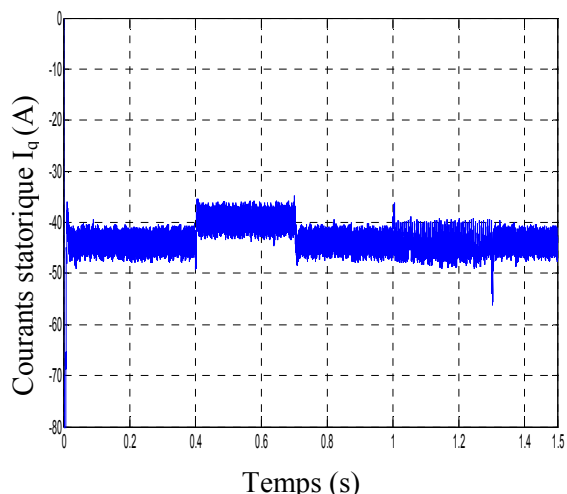
Le courant statorique de phase I_a est peu déformé, malgré qu'il a gardé leur forme périodique mais il est perturbé dans les vitesses réduites. La figure présente aussi une augmentation du contenu d'harmoniques qui est représenté dans le THD dont il est de l'ordre 5,70 %.



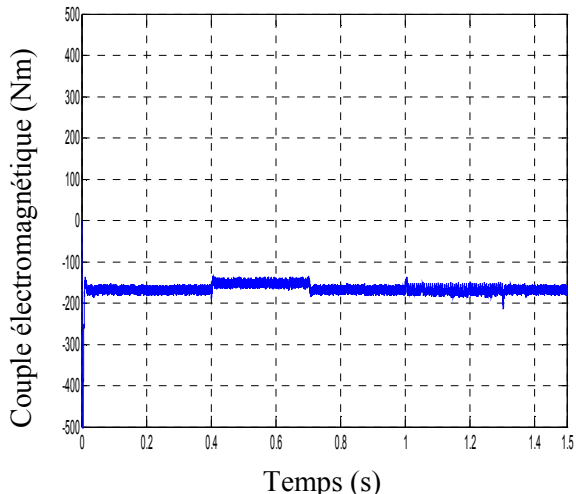
a)



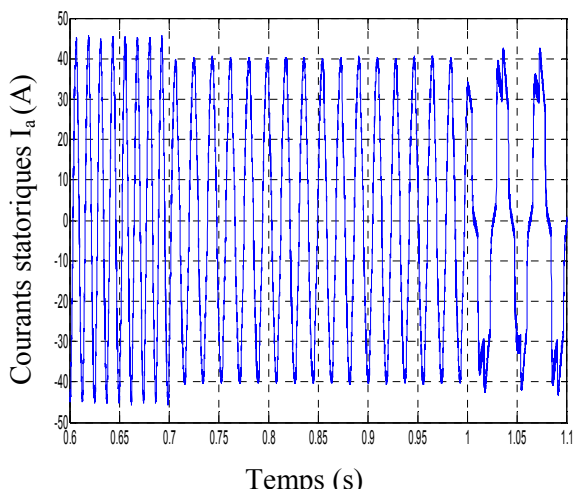
b)



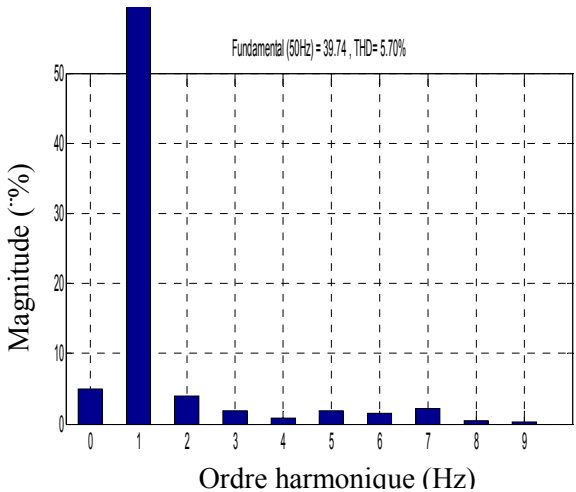
a)



b)



a)



b)

Figure III. 29 : DPC-SVM ; a) Puissance active, b) Puissance réactive, c) Courant statorique I_q , d) Couple électromagnétique C_{em} , e) Courant de phase statorique I_a , f) spectre d'harmonique et THD.

On remarque que la commande DPC-SVM permet d'obtenir une bonne dynamique (tension redressée avec élimination des perturbations), cependant cette tension est superposée par des ondulations représentées dans la valeur augmentée du taux THD. Cette commande présente des limitations lorsque la vitesse de rotation diminue (sensibilité à la valeur d'entrée).

III.4. Conclusion

Dans cette partie nous avons étudié deux structures de contrôle, la commande DTC et la commande DPC soit la technique classique ou celle qui utilise la SVM, chacune des deux méthodes a ses avantages et ses inconvénients. Les principaux résultats obtenus sont :

- ◆ La structure de contrôle avec DTC ou DPC présente plusieurs avantages par rapport aux structures de la commande vectorielle classiques, réponse dynamique très élevée et non utilisation des boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur, ni de découplage entre les composantes du courant.

- ◆ Néanmoins la fréquence d'échantillonnage est très élevée, ce qui entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide. Ainsi, la fréquence de commutation est variable, alors la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour lisser la forme d'onde du courant.

La structure de contrôle avec modulation vectorielle présentent plus d'avantages par rapport à la structure classique. Pourtant, elle a aussi quelques inconvénients, dû au fait qu'elle travaille à fréquence de commutation élevée et nécessite un calcul de plus pour la SVM.

Nous n'avons pas obtenu les résultats souhaités de la commande DPC-SVM bien qu'elle admette la dynamique désirée mais le contenu d'harmonique est très grand.

Dans le chapitre suivant, on va garder la même dynamique (DPC-SVM) mais avec l'utilisation des autres modes de comparateurs afin de minimiser le contenu d'harmonique.

CHAPITRE IV :
AMELIORATION DE LA
DPC PAR MODE GLISSANT
D'ORDRE SUPERIEUR

IV.1. Introduction

Dans le domaine de la commande des actionneurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes modernes. Les lois de commande classique utilisant les correcteurs linéaires du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires avec des paramètres constants, dans le cas où les systèmes ne sont pas linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes [AZZ19, LAG19].

Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que les méthodes adaptatives ou de stabilité absolue, mais également la technique des modes glissants. Cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé au milieu de ce siècle en Union Soviétique [AZZ19, YAH17].

La commande à structure variable et particulièrement par modes glissants ne cesse de croître, elle fait l'objet de multiples études et des travaux détaillés, au cours de ces trente dernières années par H. Harachima au Japon, aux États Unis par J.J. Slotine ainsi qu'en ex-Union soviétique par Emelyanov et V. Utkin au début des années 50, ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F. Filipov.

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), la commande par mode de glissement est devenue intéressante et attractive à cause de la grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance [LAG19]. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. Cela est dû à la simplicité de sa mise en œuvre et la robustesse par rapport aux incertitudes du système et des perturbations externes entachant le processus. L'idée de base de la commande par mode glissant est d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région [LAG19, AZZ19].

La loi de commande par mode glissant est caractérisée par des oscillations de fréquence élevée (régime glissant), phénomène connu sous le nom de Chattering, qui est considéré comme un inconvénient majeur. Ce phénomène, peut engendrer une perte de précision et surtout une usure prématurée des actionneurs ou du système, en plus de générer un bruit sur les systèmes mécaniques. Une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur et en particulier d'ordre 2, conduit à des lois de commande relativement simples et permet de réduire le phénomène de Chattering [KAHA20, FEZ15], tout en conservant les performances du système.

Une étude théorique sur la commande par mode de glissement est présentée dans ce chapitre, nous montrons aussi comment la commande par mode glissant peut être appliquée dans le contrôle direct du couple et de la puissance de la génératrice synchrone à aimant permanent, dans un système de conversion d'énergie éolienne. Nous allons enfin montrer les avantages apportés par ce type de

réglage, par rapport à ceux obtenus par les régulateurs classiques PI, après illustration et discussions des résultats de simulation qui sont présentés pour mettre en évidence les performances des techniques proposées.

IV.2. Systèmes à structures variables

La notion du système à structure variable (SSV) apparait lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes [CHA18] :

- ❖ **Définition 1** : Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquent, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- ❖ **Définition 2** : Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où :

x : Vecteur d'état ;

f_i : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système $f_i(x)$ pris seul.

IV.3. Modes de trajectoire d'une variable d'état dans le plan de phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plant) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plan de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, (IV.1) [MEN03, TEI18].

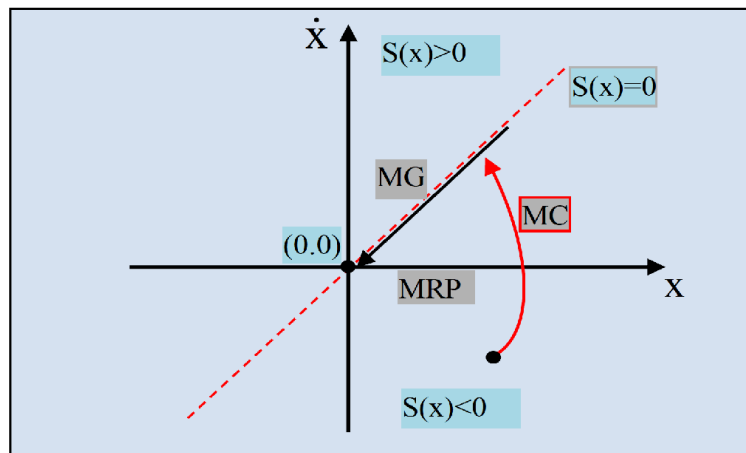


Figure IV.1 : Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

IV.3.1 Mode de convergence (MC)

Mode de convergence (MC) ou mode non glissant (Reaching Mode), encoure mode d'accès. Dans ce mode, le variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations des paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant l'amplitude de la commande u [KHE18, BEN15].

IV.3.2 Mode de glissement (MG)

Durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$. Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations [BED17, MER13, CHA06].

IV.3.3 Mode en régime permanent MRP (Steady-State Mode)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires [BED17, KHE18].

IV.4 Principe de la commande par MG

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [HOU16, BEN16].

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme [BED17, BEN16] :

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \times u(x, t) \quad (\text{IV.2})$$

Où :

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande [KHE18, MEL14] :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \quad \text{pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$S(x)$: Surface du glissement.

La commande u_i est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre [KHE18].

IV.5 Conception de la commande par MG

La structure d'un contrôleur comporte deux parties :

- ✓ Continu représentant la dynamique du système durant le MG ;
- ✓ Discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette dernière est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui achève principalement en trois étapes principales et complémentaires définies par [BED17] :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

IV.5.1 Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence $x_{réf}$, J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre [KHE18, MEN03] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.4})$$

Où :

$e(x) = x_{réf} - x$: Écart de la variable à régler ;

λ_x : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré ;

r : degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande [BED17, KHE18].

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$S(x) = e(x) \text{ si } r = 1$$

$$S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \text{ si } r = 2$$

$$S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \text{ si } r = 2$$

$S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre λ_x (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande [MEN03].

IV.5.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Nous retenons deux types de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont [BED17, KHE18] :

- ◆ La fonction de commutation ;
- ◆ La fonction de Lyapunov.

IV.5.2.1 Fonction de commutation (approche directe ou discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [KHE18, BEN16] :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{IV.5})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0 \quad (\text{IV.6})$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation.

IV.5.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$) ($V(x) > 0$). Cette condition permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires [BED17, KHE18, MEN03].

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{IV.8})$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.9})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci (condition de convergence) est vérifié si :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.10})$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{S \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{S \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structures variables. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Si l'équation (IV.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur $S(x)$ sont indépendantes de l'équation (IV.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande [BED17, KHE18].

IV.5.3 Détermination de la loi de commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode du glissement, Il y a trois types de structures très répandues :

- ✓ La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- ✓ La commande par relais ;
- ✓ La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u [MER13, KHE18].

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernent la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement.

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc [BED17, KHE18] :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \tag{IV.12}$$

IV.5.3.1 Commande équivalente

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$.

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure IV.2.

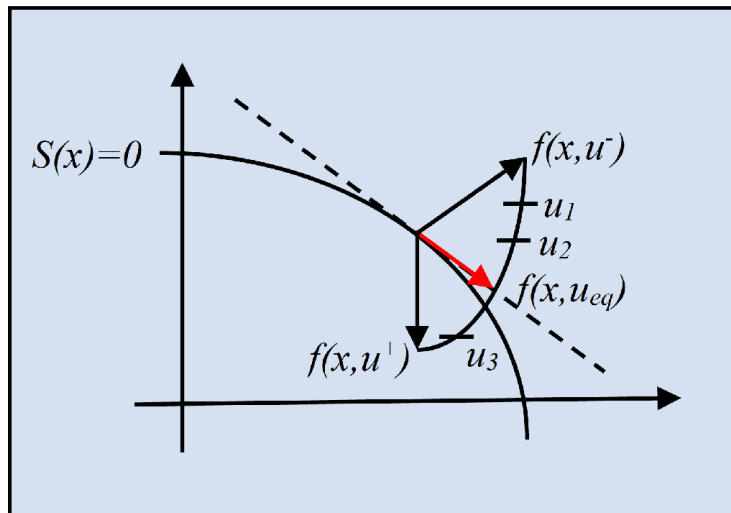


Figure IV.2 : Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure IV.3 [BED17, KHE18].

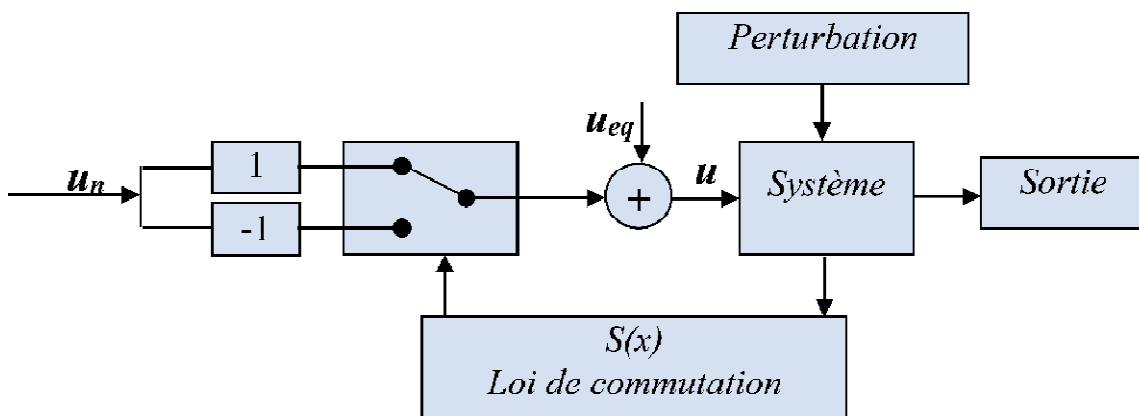


Figure IV.3 : Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (IV.2) et (IV.12) on obtient la commande équivalente u_{eq} . Nous avons [KHE18, MER13] :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + B(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (IV.13)$$

Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que $S(x)=0$), nous déduisons l'expression de la commande équivalente [BED17, KHE18, MEN03] :

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, u_n = 0 \quad (IV.14)$$

En substituant u_{eq} dans l'équation (IV.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x} = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \quad (IV.15)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement [BED17].

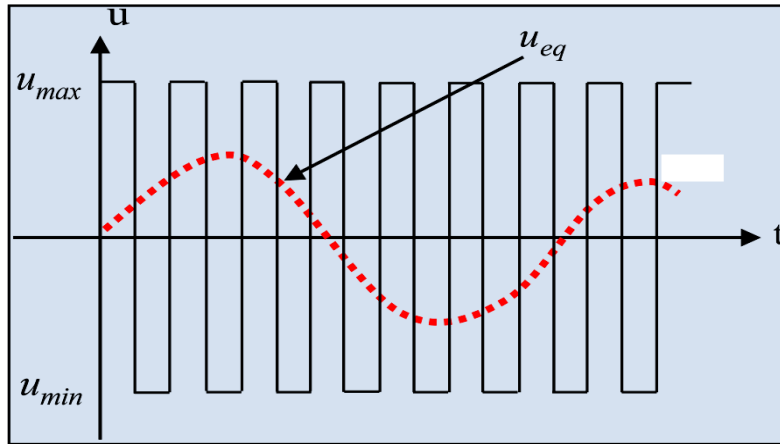


Figure IV.4 : Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min} .

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre u^+ (u_{max}) et u^- (u_{min}), figure IV.4.

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation (IV.2) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée [BED17].

IV.5.3.2 Commande discontinue de base (commande d'attractivité)

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$ ($S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente u_{eq} par son expression (équation (IV.14)) dans l'équation (IV.13), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface [BED17, MEN03] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t)u_n\} \quad (IV.16)$$

La commande u_n est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative [BED17, KHE18] :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x}\{B(x,t)u_n\} < 0 \quad (\text{IV.17})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x)\frac{\partial S}{\partial x}\{B(x,t)u_n\}$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme [BED17] :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.18})$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

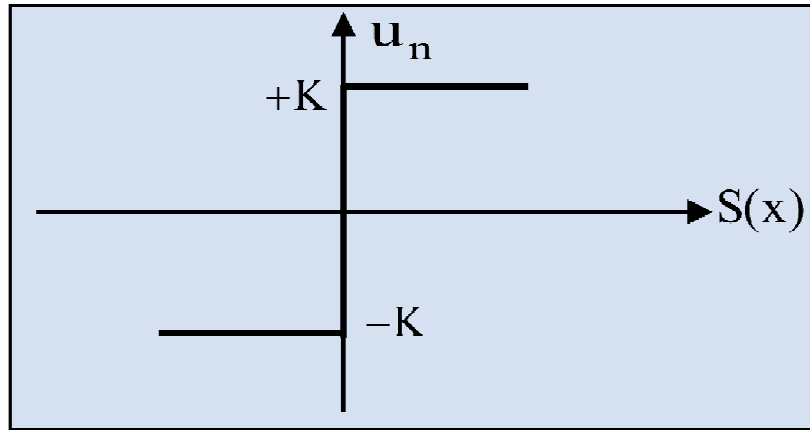


Figure IV.5 : Définition de la Fonction Sign.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur :

- K : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- K : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression IV.18 dans IV.17, on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)K\text{sign}(S(x)) < 0 \quad (\text{IV.20})$$

IV.6 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "*Chattering*" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure IV.6. Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont [KHE18, TEI18] :

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.

Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface.

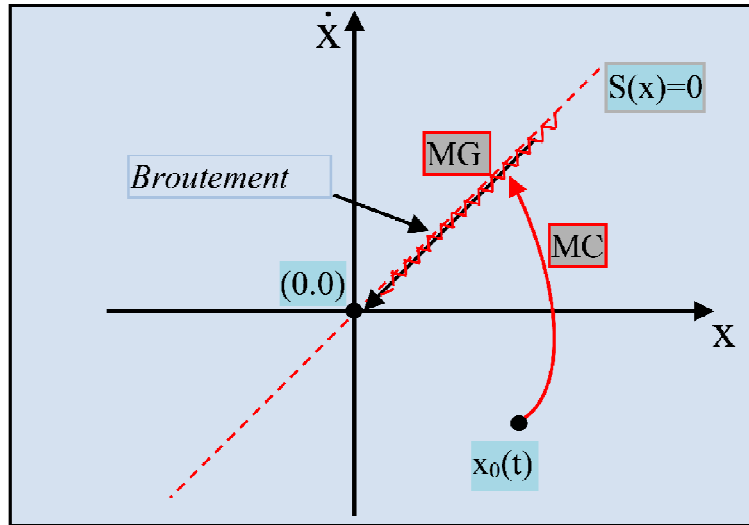


Figure IV.6 : Phénomène du Broutement.

Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure [MEN03].

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, mode glissant d'ordre supérieur, ...etc.

IV.6.1 Solution de couche limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation [BED17, MER13] :

$$\begin{cases} Sat(S(x)) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S(x)) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \\ Sat(S(x)) = -1 & \text{si } S < -\mu \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

μ : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

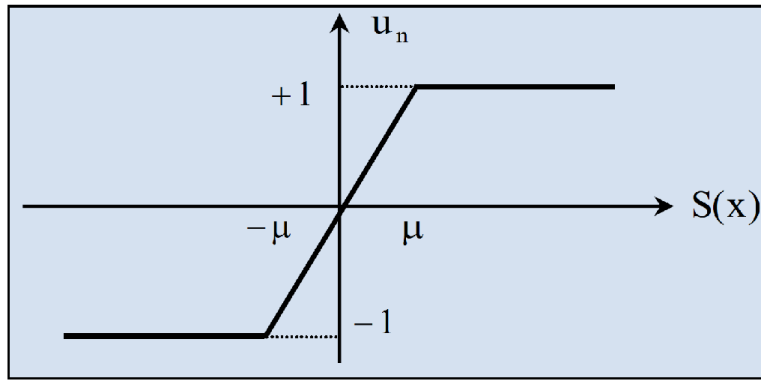


Figure IV.7 : Définition de la Fonction Saturation (Sat).

IV.6.1.1 Commande avec un seul seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{(IV.22)}$$

e : paramètre positif et petit

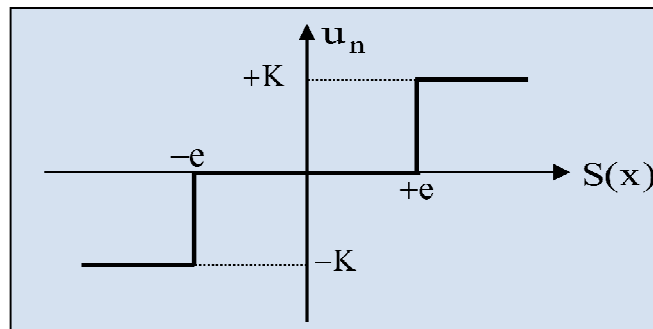


Figure IV.8 : Fonction Sign de la Commande avec un Seul Seuil.

IV.6.1.2 Commande adoucie (a deux seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure IV.9 [BED17].

$$\text{Sat}(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ \frac{S_i - e_1 S_i}{e_2 - e_1} & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \text{sing}(S_i) & \text{si } |S_i| > e_2 \end{cases} \quad \text{(IV.23)}$$

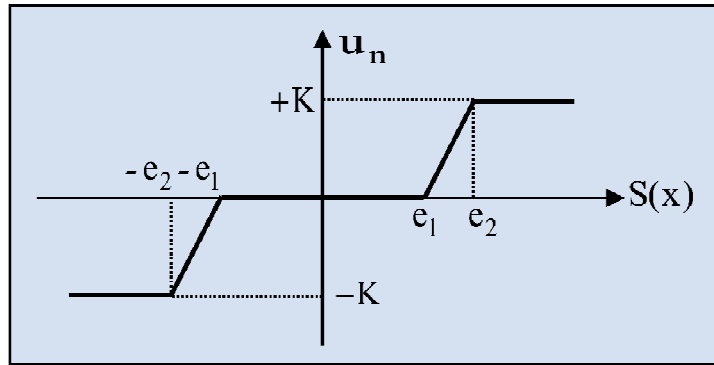


Figure IV.9 : Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

IV.6.1.3 Commande intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction *sign* par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc [BED17, KHE18] :

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)|+1} + h \tag{IV.24}$$

Tel que :

$$l = l_0 + |g|$$

Avec :

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x)dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \text{ et } \begin{cases} h = h_0 \int S(x)dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Où :

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations ;

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente) ;

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

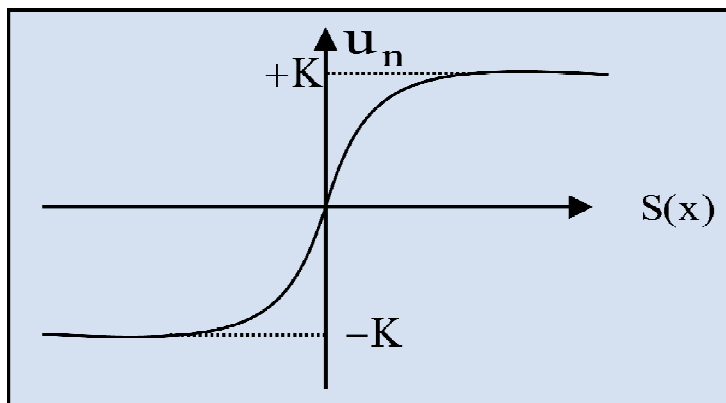


Figure IV.10 : CSV Rendu Continu.

IV.6.2 Solution par mode glissant d'ordre supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) ont été introduits dans les années 80, par des chercheurs russes (M. Levantovsky et M. Emelyanov) pour pallier au problème du chattering, tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Ils ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable du glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un [BED17].

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée, mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite à :

- ✓ Garder les avantages du régime glissant d'ordre un ;
- ✓ Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes ;
- ✓ Amélioration des performances de la commande en termes de précision.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieure, on considère le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{IV.25})$$

$$u = U(t, x) \quad (\text{IV.26})$$

$$S = S(t, x) \quad (\text{IV.27})$$

Avec :

x : Représente le vecteur d'état ;

u : Représente la commande ;

f : Fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine ;

S : Fonction différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

r : désigne le degré relatif du système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps.

Comme il a été défini, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$. Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir S ainsi que ses $(r-1)$ premières dérivées successives à zéro [MER13].

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{IV.28})$$

IV.7 Commande par mode glissant d'ordre deux

La commande par modes glissants d'ordre deux, appelle parfois mode glissant sans broutement, offre de très bonnes propriétés de robustesse, cependant, l'absence de conditions de convergences nécessaires / ou suffisantes en rend le réglage souvent complexe, surtout lorsqu'il s'agit d'atteindre des performances bien spécifiques pour le système boucle.

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{IV.29})$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définit S et la maintenir ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini ($S = \frac{dS}{dt} = 0$).

La dérivée de S est donnée par [BED17] :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \dot{x} \\ \dot{\dot{S}} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Ensuite la deuxième dérivée de S est donnée comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

On pose :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x}(t, x, u) f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

On obtient l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \quad (\text{IV.33})$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement S et \dot{S} :

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Si le degré relatif (r) = 1 : Le système est décrit par l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Si le degré relatif (r) = 2 : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état, et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t, x, u) = a(t, x) b(t, x) u(t) \quad (\text{IV.36})$$

Où, $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$ et $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$ sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système du modèle (IV.35) est représenté par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x)u \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

Il existe plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. Les plus utilisés et applicable proposés dans la littérature sont [BED17] :

- Algorithme du twisting ;
- Algorithme sous-optimal ;
- Algorithme du Super twisting.

IV.7.1 Algorithme du Twisting

L'algorithme de twisting est l'une des premiers algorithmes du mode glissant d'ordre deux, il a été introduit par L.V. Lewantowski en 1985. La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase (S, \dot{S}) de cet algorithme twisté est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une trajectoire tourne dans le plan (S, \dot{S}) sous forme d'une spirale autour de l'origine, représentée par la figure IV.11 [BED17].

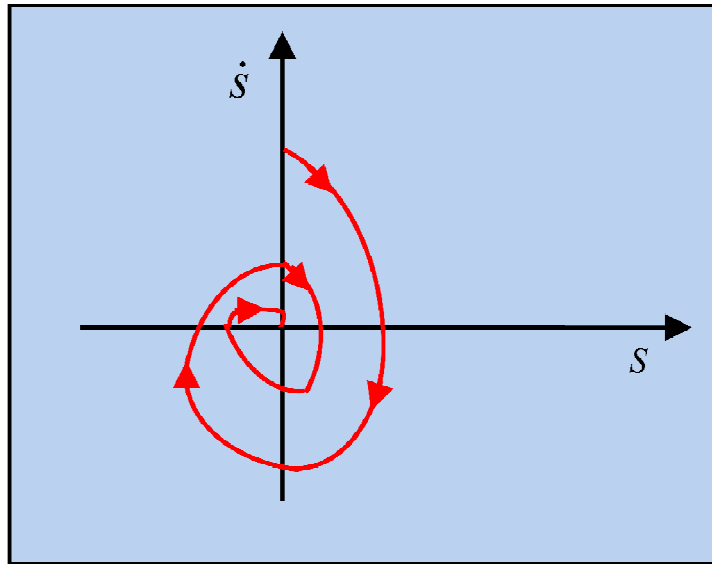


Figure IV.11 : Convergence en Temps Fini de l'Algorithme Twisting dans le Plan (S, \dot{S}) .

La loi de commande de mode glissant par l'algorithme twisté est définie par [BED17, MER13, TEI18] :

$$\begin{cases} -\delta_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -\delta_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

Le bon choix des conditions pour assurer la stabilité et la convergence en temps fini $S = \frac{dS}{dt} = 0$ sur la variété S et que :

$$\begin{cases} \delta_M > \text{Max} \left(4 \frac{G_M}{S_0}, \frac{C_0}{G_m} \right) \\ \delta_M > \delta_m \\ \delta_m > 4 \frac{G_M}{S_0} \\ \delta_M > \frac{C_0}{G_m} \\ G_m \delta_M - C_0 > G_M \delta_m + C_0 \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

$S_0, G_m, G_M,$ et C_0 des constantes positives telle que :

$$S(t, x) < S_0 \quad (\text{IV.40})$$

Alors :

$$0 < G_m \leq \frac{\partial \dot{S}(t, x)}{\partial u} \leq G_M, \quad (\text{IV.41})$$

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| < C_0 \quad (\text{IV.42})$$

IV.7.2 Algorithme sous-optimal

L'algorithme dit sous-optimal a été proposé par Bartolini, Ferrara et Usai en 1997. La loi de contrôle de cet algorithme est décrite par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} -N \text{sign}(S - \beta S_M) \text{ si } (S - \beta S_M) \geq 0 \\ -M \text{sign}(-\beta S_M) \text{ si } (S - \beta S_M) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

Où :

$N > 0$: Amplitude minimale de régulation ;

$M > 1$: Facteur de modulation ;

β : Facteur d'anticipation ;

S_M : Valeur de S au dernier instant où $\dot{S} = 0$.

Les conditions de convergence en temps fini vers la surface de glissement $S = \dot{S} = 0$ pour cet algorithme sont :

$$\begin{cases} N > \frac{C_0}{G_m} \\ M \in (1; +\infty) \cap \left(\frac{4C_0 + G_M N}{3G_m N}; +\infty \right) \\ \beta = 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

IV.7.3 Algorithme de super Twisting

Cet algorithme a été introduit et développé par Levant en 1993, il est capable de stabiliser la surface de glissement $S = \dot{S} = 0$ en temps fini pour les systèmes à degré relatif égal à un. Le super twisting n'utilise pas d'informations sur \dot{S} , ceci peut être vu comme un avantage. La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase.

La loi de commande super Twisting $u(t)$ est composée de deux parties, une partie continue u_1 et une partie discontinue u_2 tel que :

$$u_{st}(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (IV.45)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -\delta \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (IV.46)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\vartheta \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (IV.47)$$

λ et δ sont des gains positifs utilisés pour ajuster la commande super Twisting.

La convergence des lois de contrôle peut être atteinte de manière arbitraire par un ajustement de ces gains. Généralement, le gain λ_a est plus efficace dans la réponse du système.

Le gain δ a un effet sur la précision en régime permanent. Les conditions suffisantes pour engendrer la convergence en temps fini sont imposées par Levant comme :

$$\begin{cases} \delta > \frac{C_0}{G_m} > 0 \\ \lambda^2 \geq \frac{4C_0 G_M (\delta + C_0)}{S_0} \\ 0 < \vartheta < 0.5 \end{cases} \quad (IV.48)$$

IV.8 Commande DPC par mode glissant d'ordre deux de la GSAP

Le système examiné est représenté sur le schéma bloc de la Figure IV.12, l'objectif de cette commande est de maintenir constante la tension du bus continu (référence prise égale à $V_{dc-ref} = 600V$) et impose une absorption de courant sinusoïdale. En ce qui concerne le suivi de référence, les ondulations de puissance, la distorsion des harmoniques de courant du stator et la robustesse aux variations de paramètres, les résultats de simulation de DPC-SVM avec le contrôleur MGO2 de PMSG sont comparés au schéma de commande DPC conventionnel. Dans cette section, le logiciel Matlab/Simulink a été utilisé pour simuler trois tests du système à l'étude.

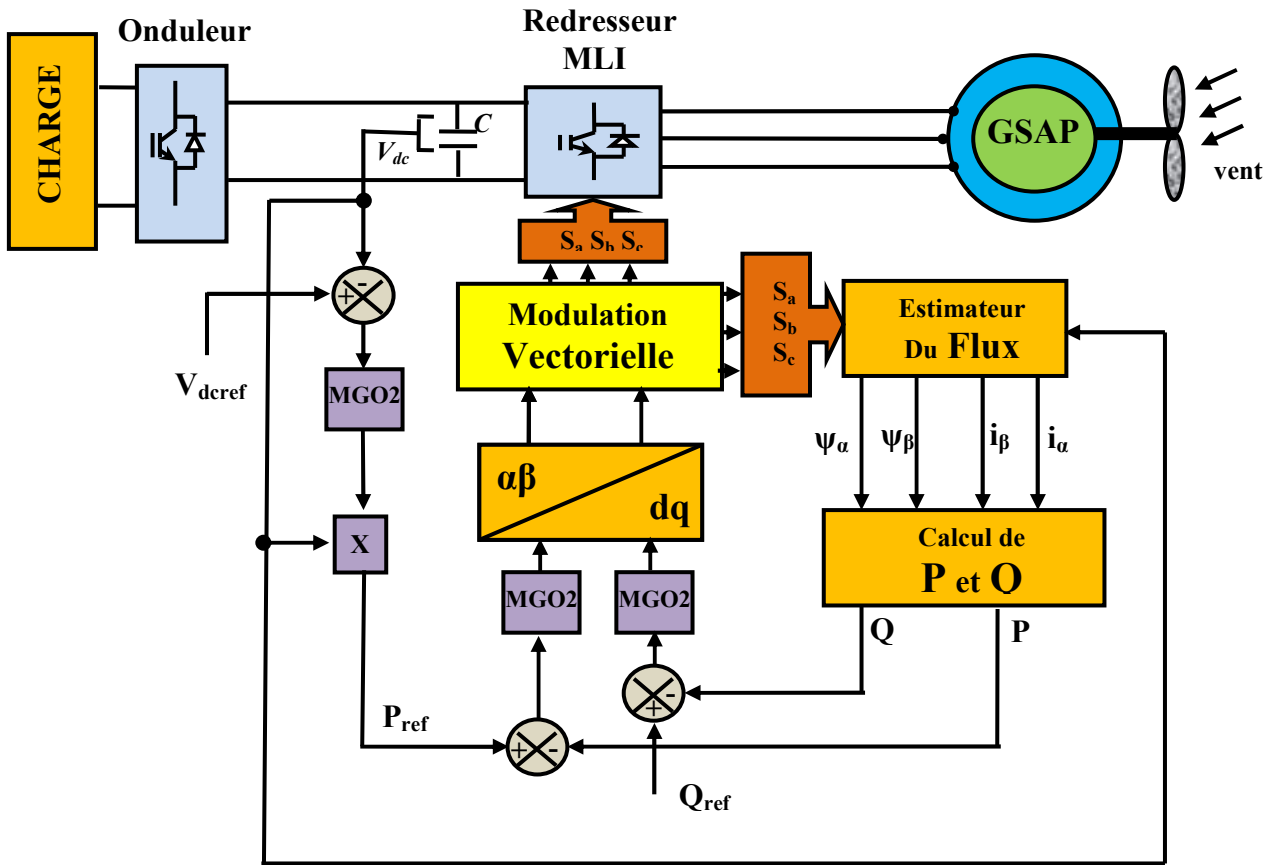


Figure IV.12 : Schéma fonctionnel du DPC-SVM avec MGO2.

IV.8.1. Test de réponse à la vitesse du vent

Dans cet essai, la figure IV.13 montre le profil de la variation de la vitesse du rotor en raison d'un changement de la vitesse du vent. La figure IV.14 montre la réponse de la tension du bus Continu, la puissance active et réactive pour le DPC conventionnel et la topologie proposée (DPC-SVM-MGO2). Malgré les perturbations qui sont dues à la variation de la vitesse du rotor, dans ce cas, on peut remarquer que la topologie de la commande proposée maintient la tension continue de sortie à sa référence (figure IV.14-15), cas où elle présente une fluctuation de la commande classique. De plus, par rapport au contrôle DPC classique, on peut clairement observer que la stratégie DPC-SVM-MGO2 réduit l'ondulation de la puissance active et de la puissance réactive (figure IV.16-19). De plus, cette stratégie élimine les pics résultant des changements de vitesse du rotor (Zoom).

Les figures IV.20-21 montrent l'allure du couple électromagnétique qui est maintenu constant dans le cas des commandes avec SVM, ce couple présente et contient plus des harmoniques et des fluctuations dans le cas de la commande DPC classique.

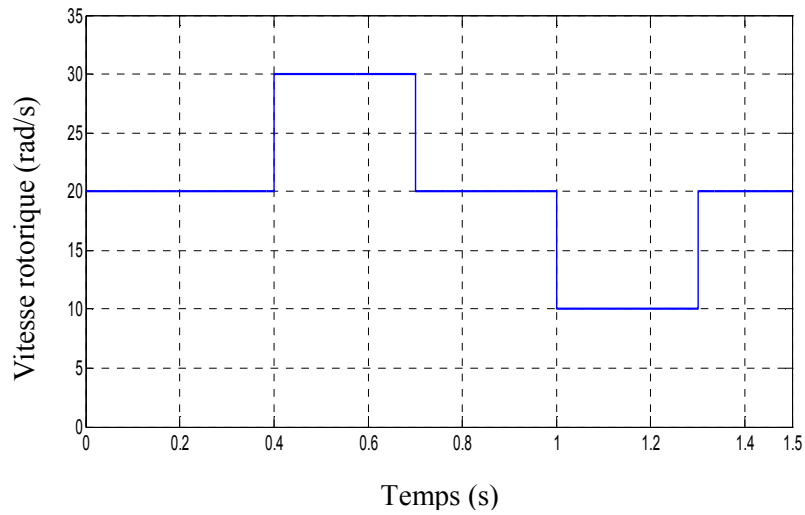


Figure IV.13 : profile de la variation de la vitesse du rotor.

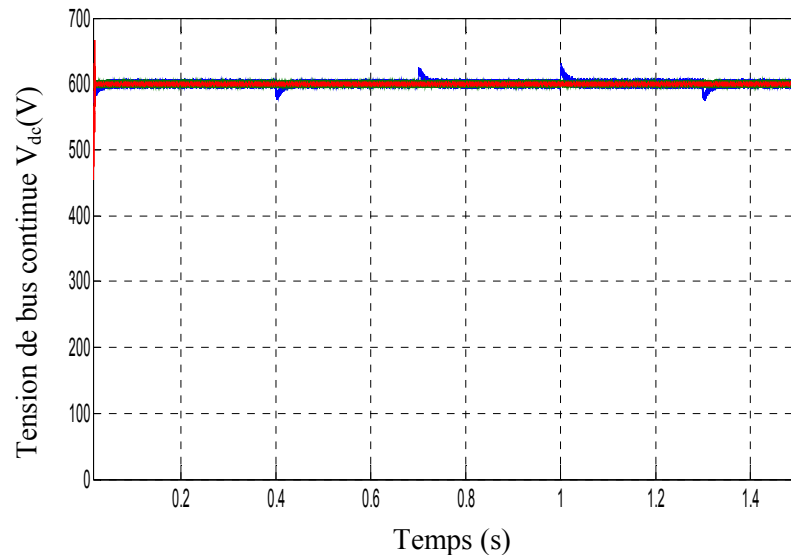


Figure IV.14. Test de réponse à la vitesse du vent (rotation), Tension bus continue.

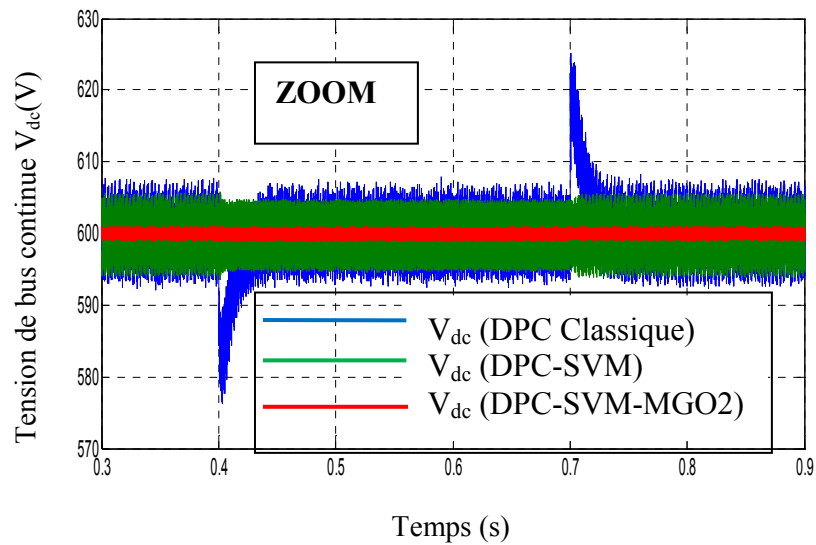


Figure IV.15: Zoom Tension bus continue.

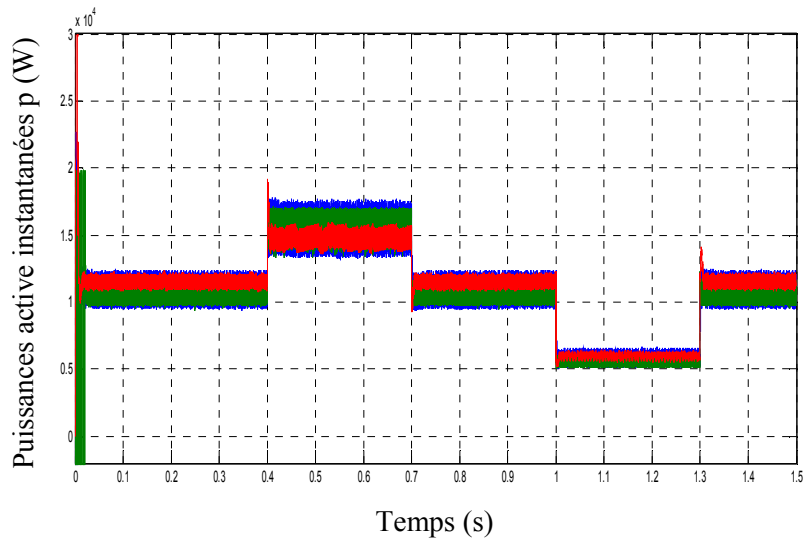


Figure IV.16 : Test de réponse à la vitesse du vent, puissance active.

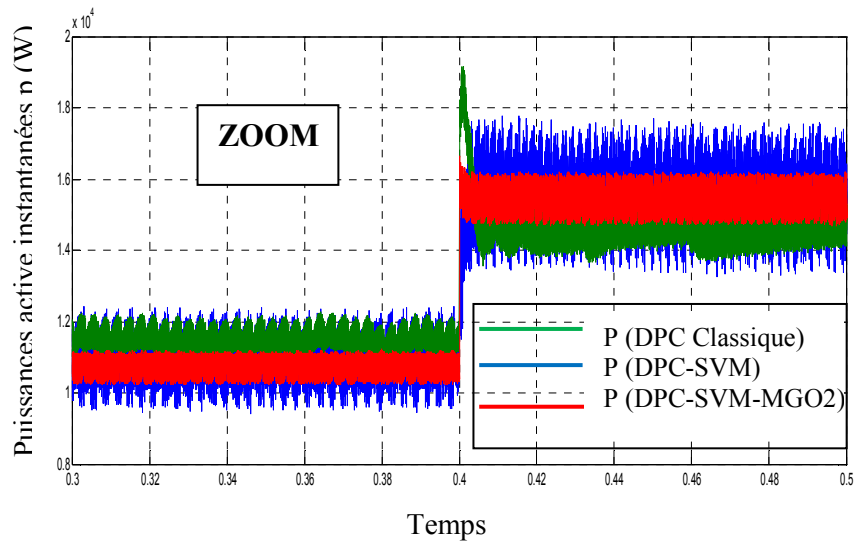


Figure IV.17 : Zoom sur la puissance active.

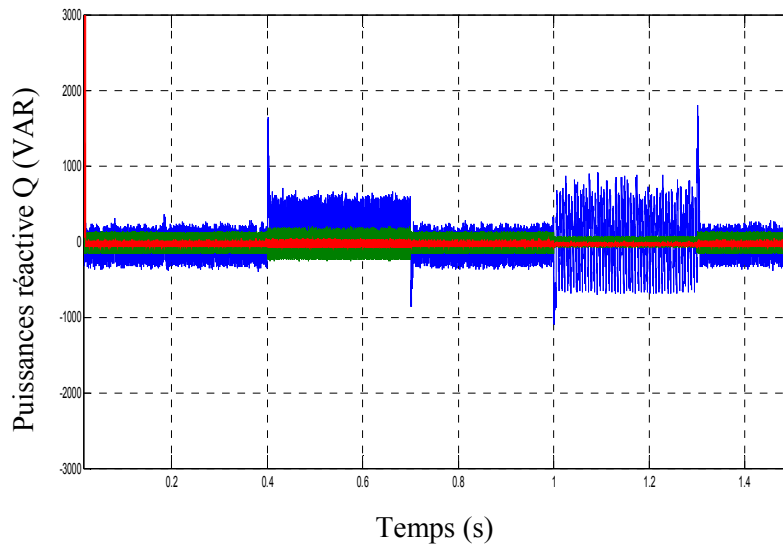


Figure IV.18 : Test de réponse à la vitesse du vent, puissance réactive.

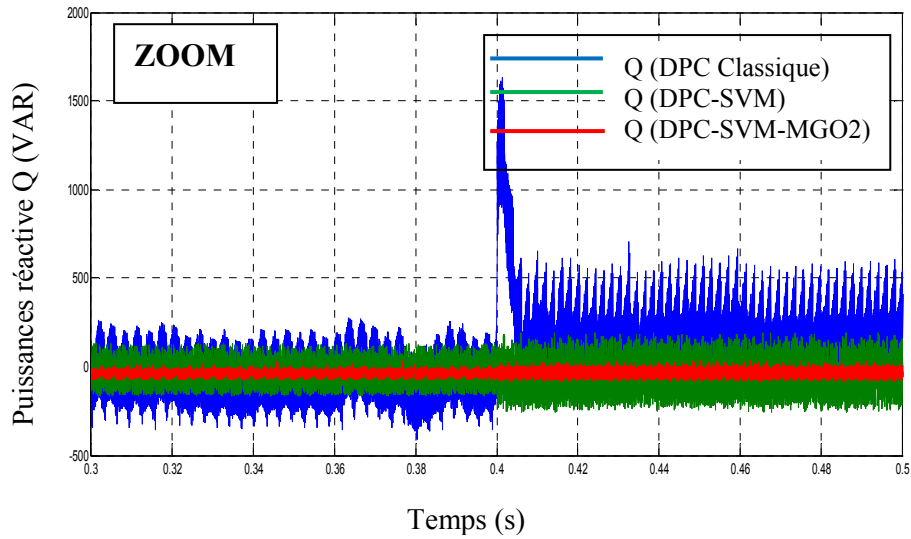


Figure IV.19 : Zoom sur la puissance réactive.

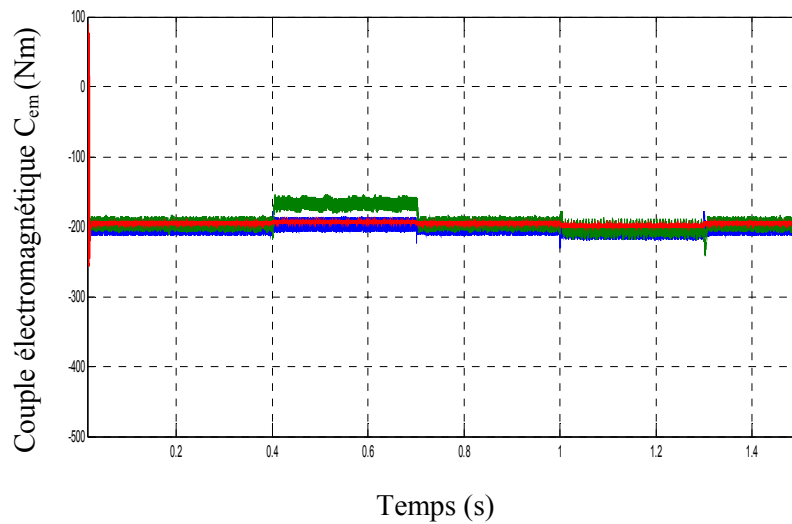


Figure IV.20 : Couple électromagnétique C_{em} .

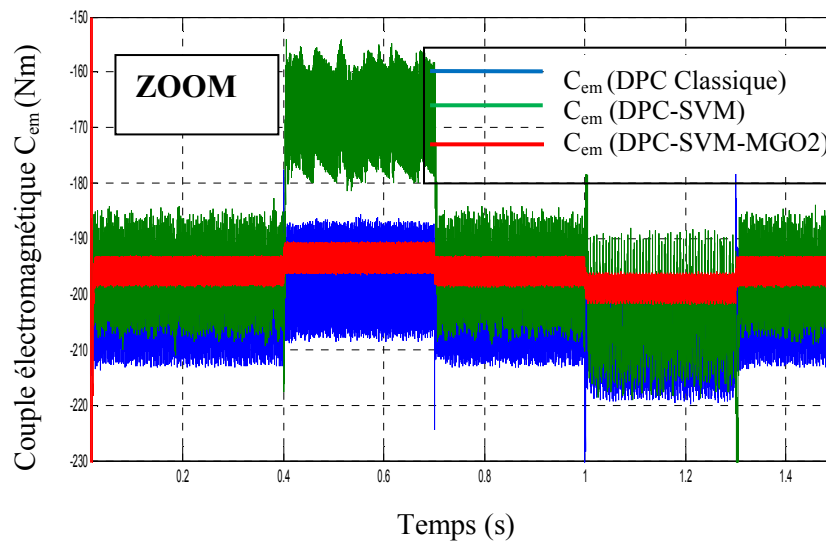


Figure IV.21 : Zoom sur le Couple électromagnétique C_{em} .

IV.8.2 Test de suivi de référence

Les figures IV.22-31 montrent les résultats de simulation du second essai, avec une vitesse de rotor constante, le but étant de faire varier la valeur de la tension continue de sortie. Cette dernière, dans le cas des DPC-SVM-MGO2, suit presque parfaitement leurs valeurs de référence que les DPC classiques (figure IV.22-23). D'autre part, dans les figures IV.24-30, la stratégie de contrôle proposée réduit les ondulations de la puissance active, de la puissance réactive, du couple électromagnétique et du courant stator par rapport au contrôle DPC classique et DPC-SVM.

Pour être clair, la figure IV.31 montre le spectre d'harmonique du courant statorique de la génératrice, la valeur du taux THD est réduite dans le cas de la topologie proposée par rapport aux méthodes classiques.

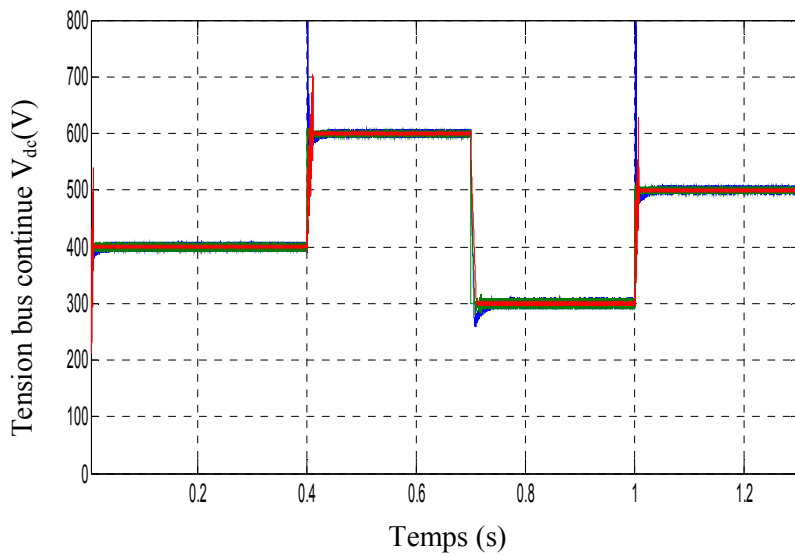


Figure IV.22 : Test de suivi de référence, Tension bus continue.

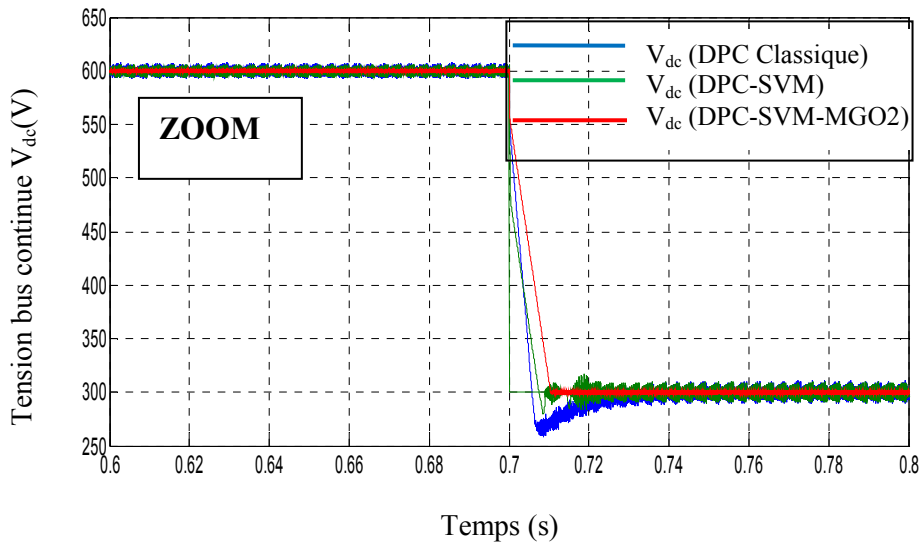


Figure IV.23: Zoom Tension bus continue.

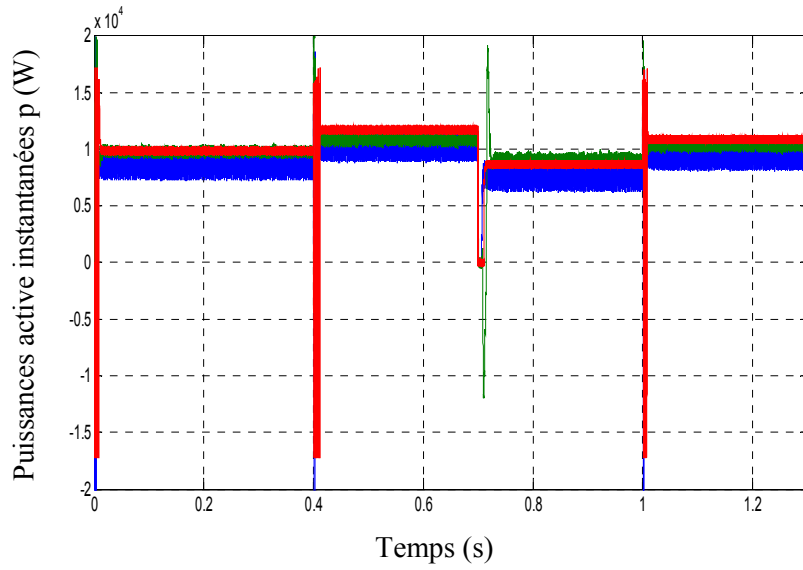


Figure IV.24 : Puissance Active.

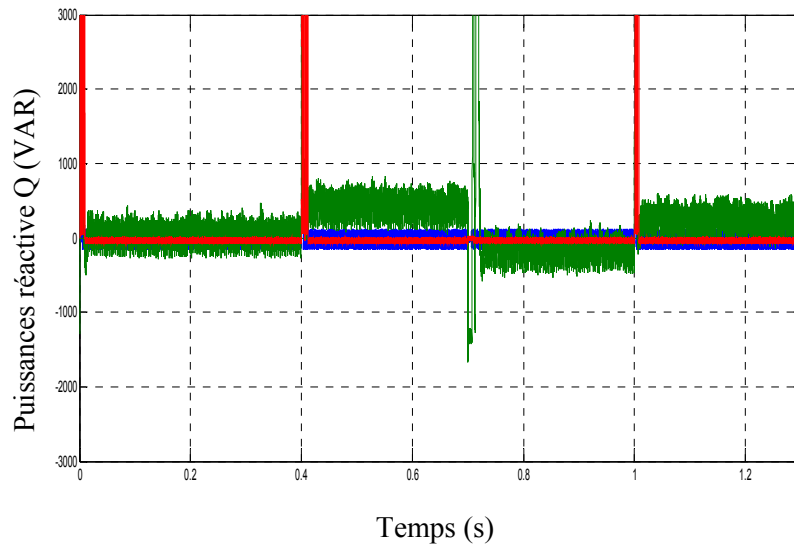


Figure IV.25 : Puissance Réactive Q.

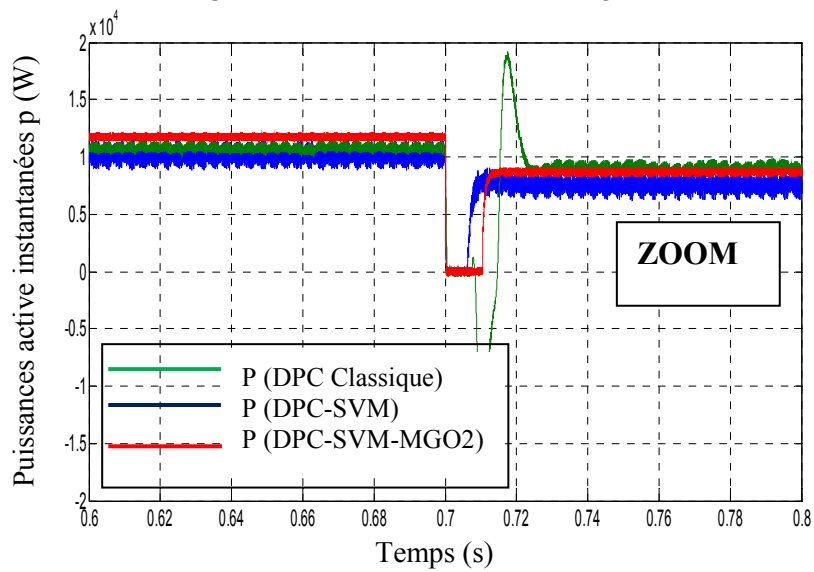


Figure IV.26 : Zoom de la Puissance active P.



Figure IV.27 : Zoom de la Puissance Réactive Q .

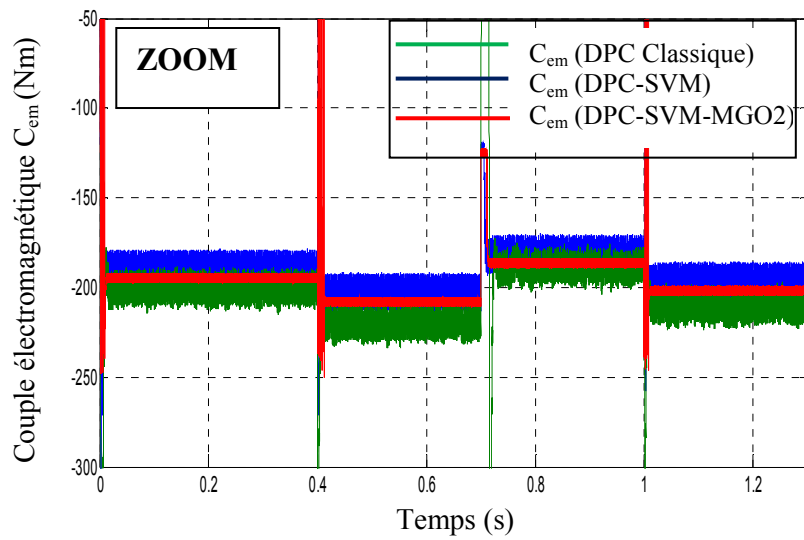


Figure IV.28 : Zoom du couple Electromagnétique C_{em} .

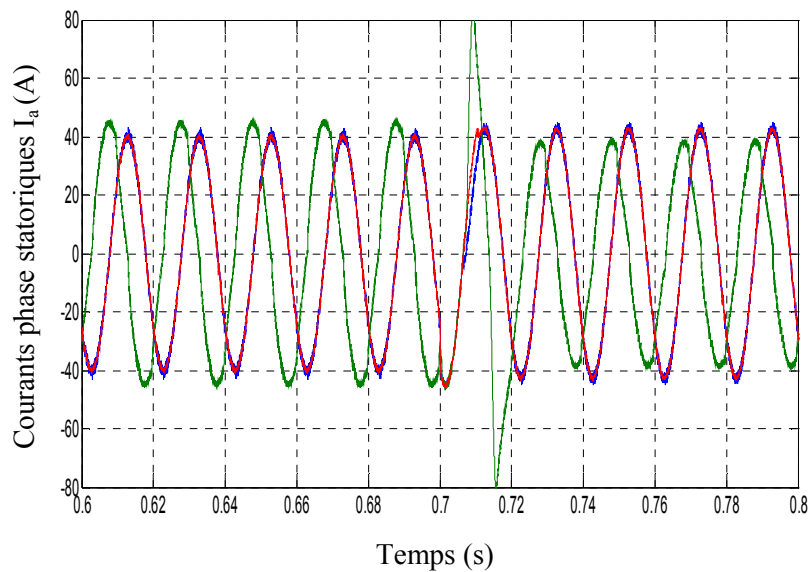


Figure IV.29 : Courant statorique I_a .

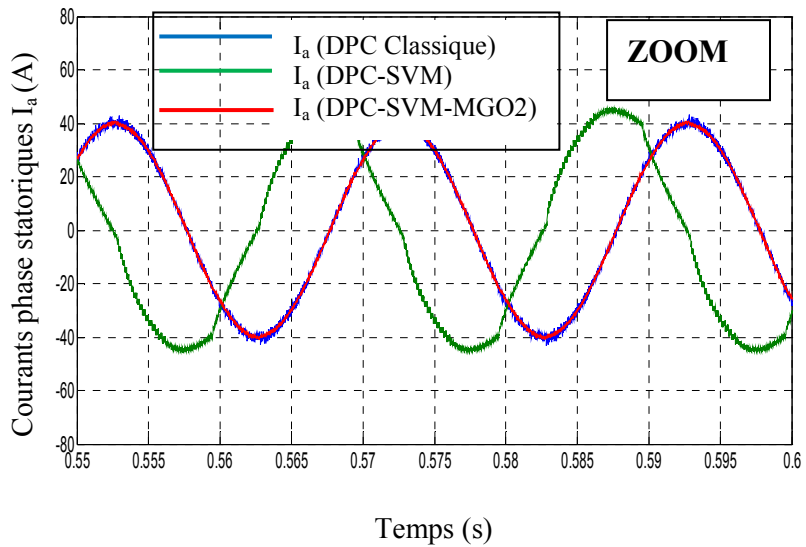


Figure IV.30 : Zoom du Courant statorique I_a .

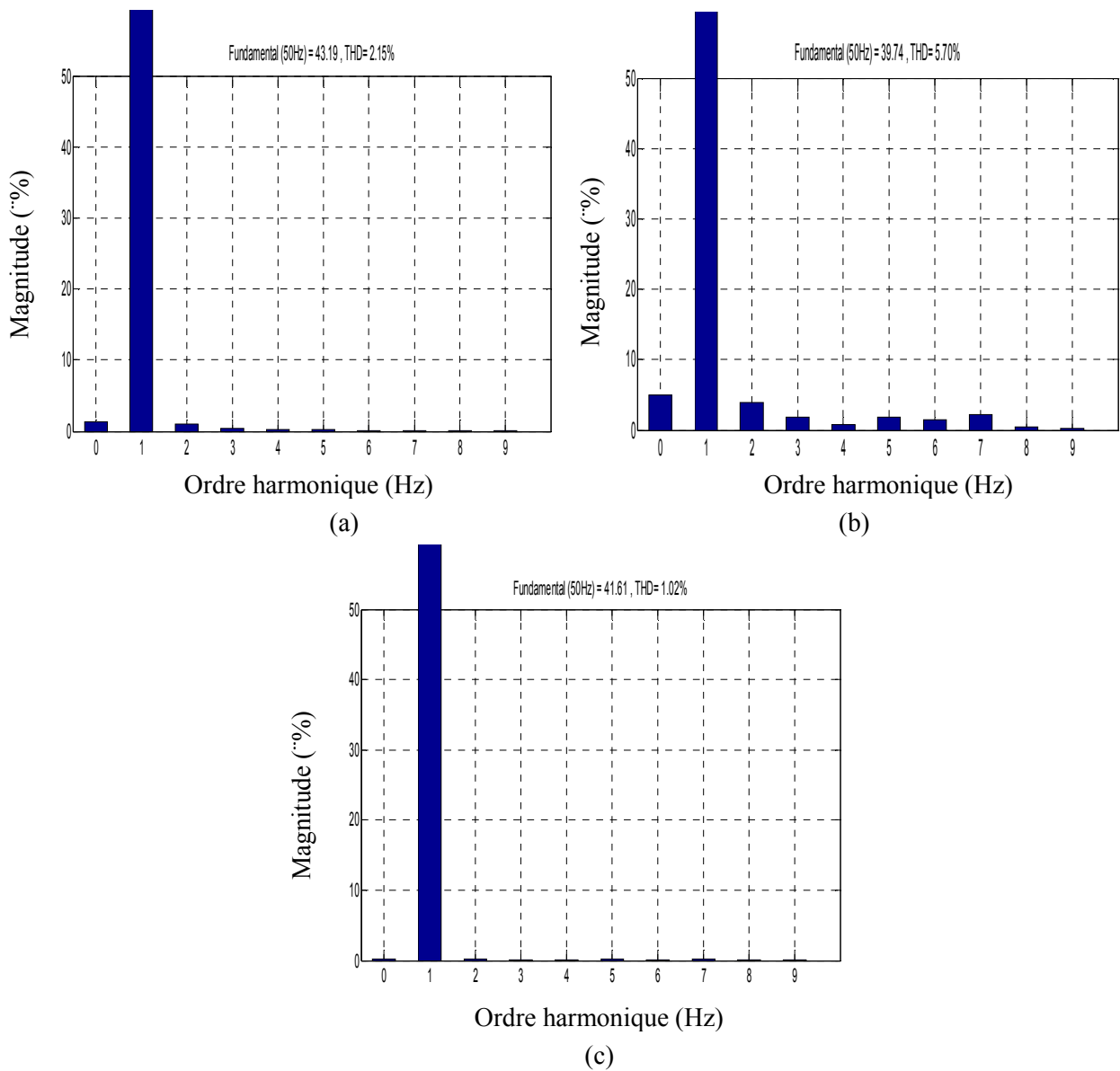


Figure IV.31 : spectre harmonique du courant statorique et THD, (a) DPC Classique, (b) DPC-SVM, (c) DPC-SVM-MGO2.

IV.8.3 Test de robustesse

Dans cette section, nous souhaitons tester la robustesse de la stratégie proposée, nous modifions donc les paramètres de la machine (valeur de résistance doublée et la moitié des inductances). Les figures IV.32-39 présentent les résultats de la simulation ; ces changements impliquent des effets remarquables sur la puissance active, la puissance réactive et les courbes de courant stator, cet effet est plus important dans le cas de la commande DPC classique. Dans le cas de la commande DPC-SVM (figures IV.37), malgré quelle permet de certain robustesse mais l'allure des courants statorique n'est plus sinusoïdale bien qu'il est périodique (contenu harmonique plus grand). De plus, nous pouvons également observer que la valeur THD du courant statorique a été réduite dans la commande DPC-SVM-MGO2, ce qui prouve la robustesse de la topologie proposée (figures IV.40).

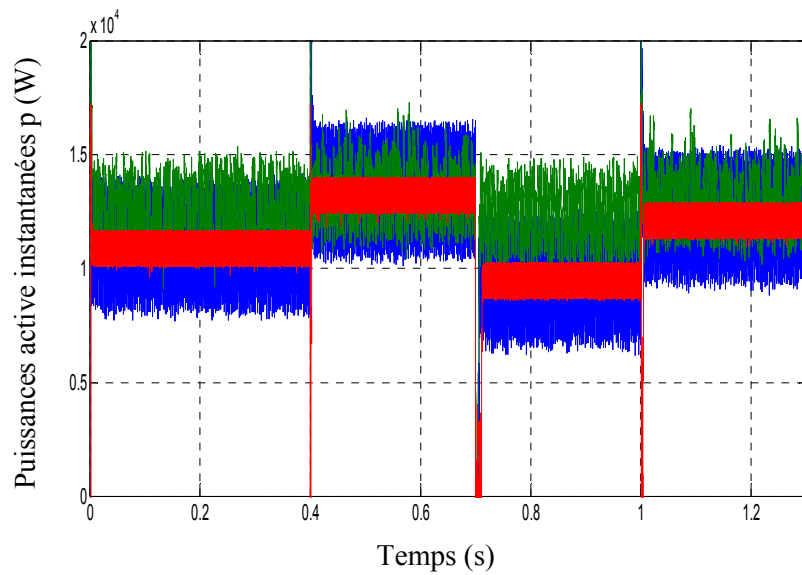


Figure IV.32. Test de robustesse, puissance active.

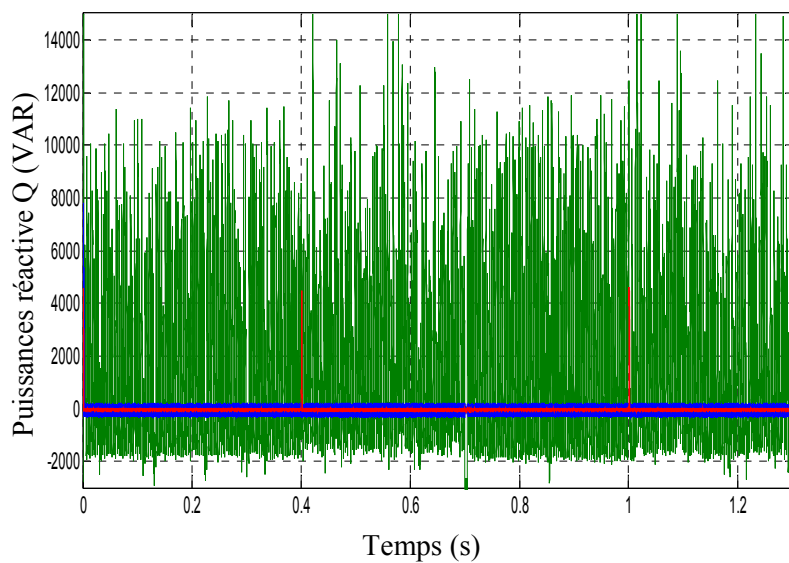


Figure IV.33 : Test de robustesse, puissance réactive.

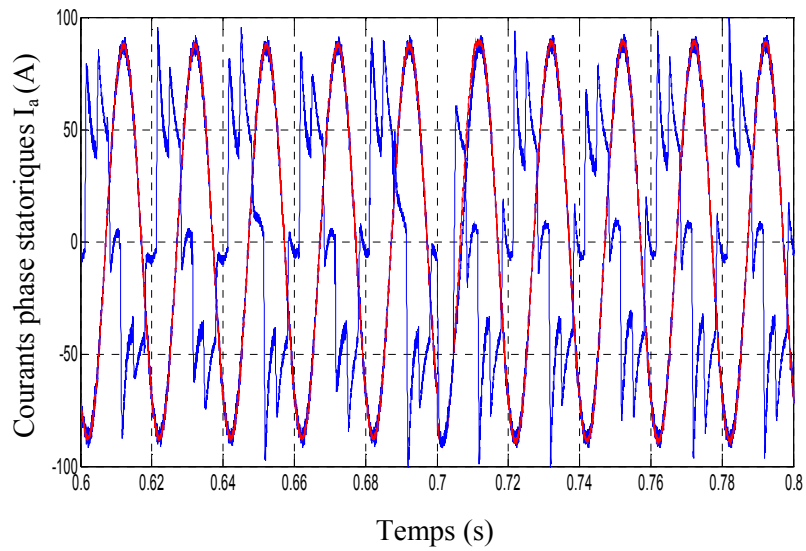


Figure IV.34. Test de robustesse, courant rotorique I_a .

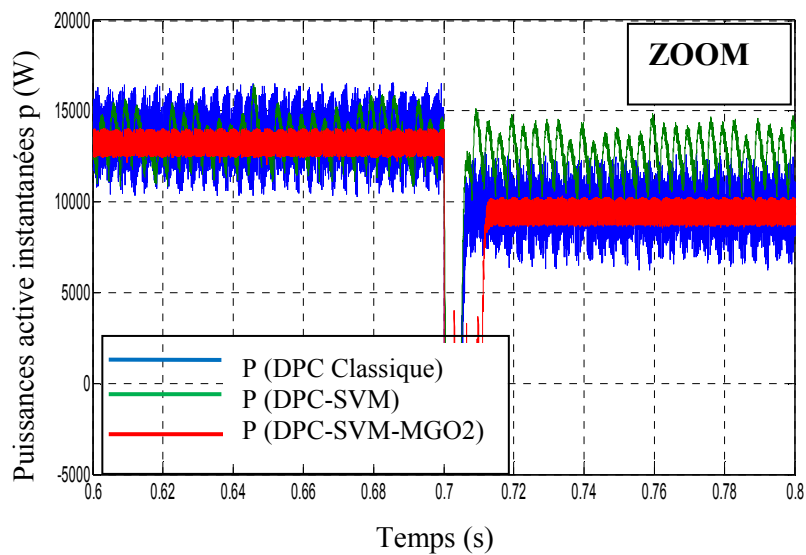


Figure IV.35 : Zoom de la Puissance Active P .

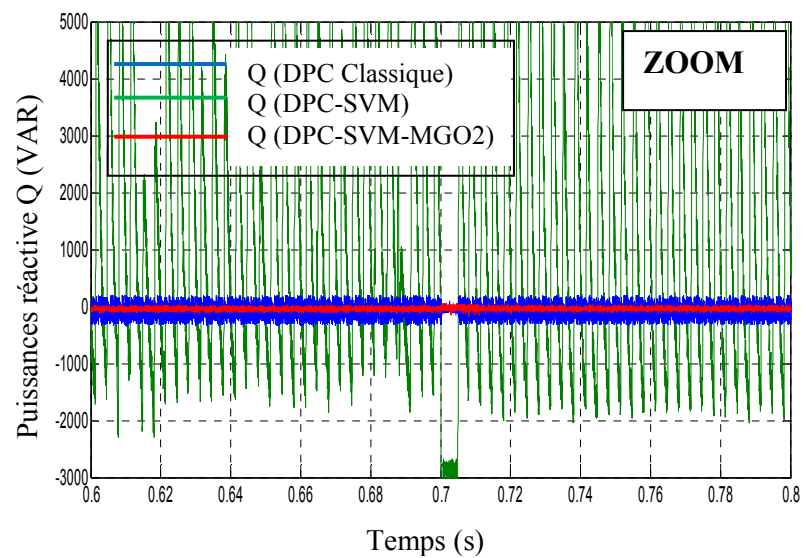


Figure IV.36 : Zoom de la Puissance Réactive Q .

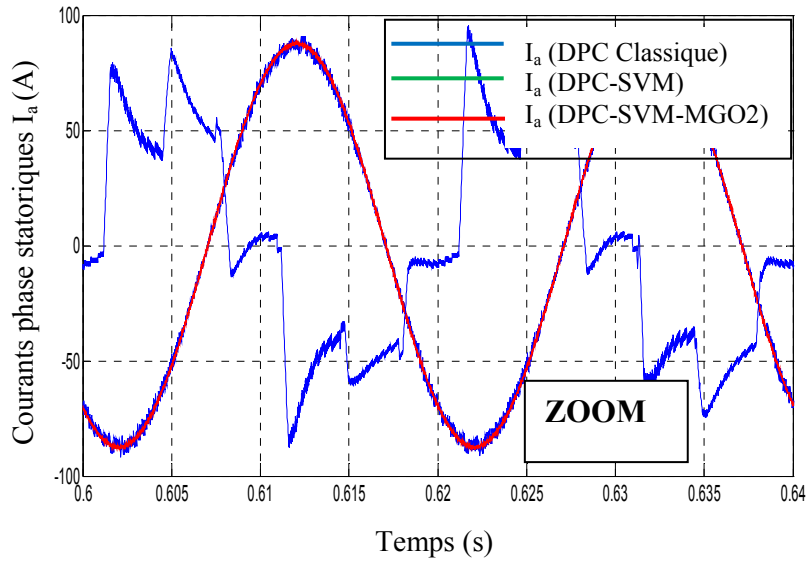


Figure IV.37 : Zoom du Courant statorique I_a .

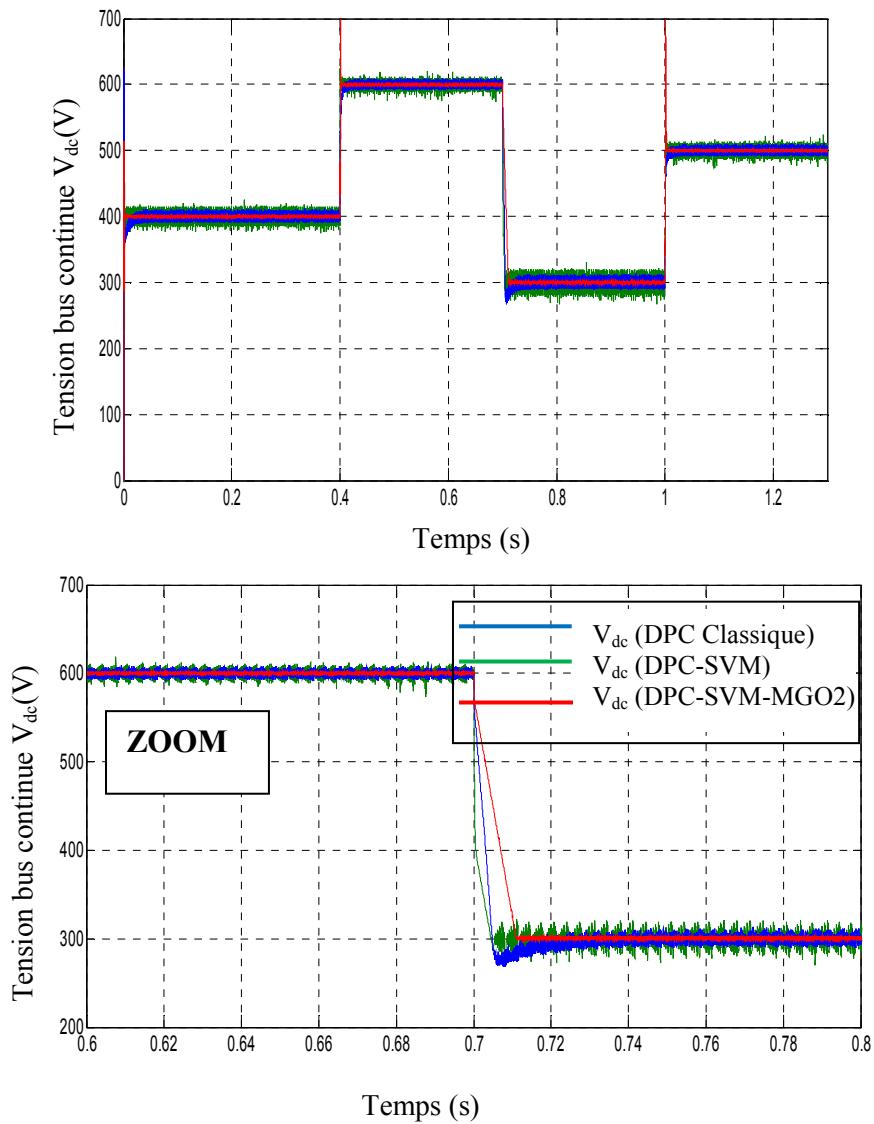


Figure IV.38 : tension de bus continu V_{dc} avec Zoom.

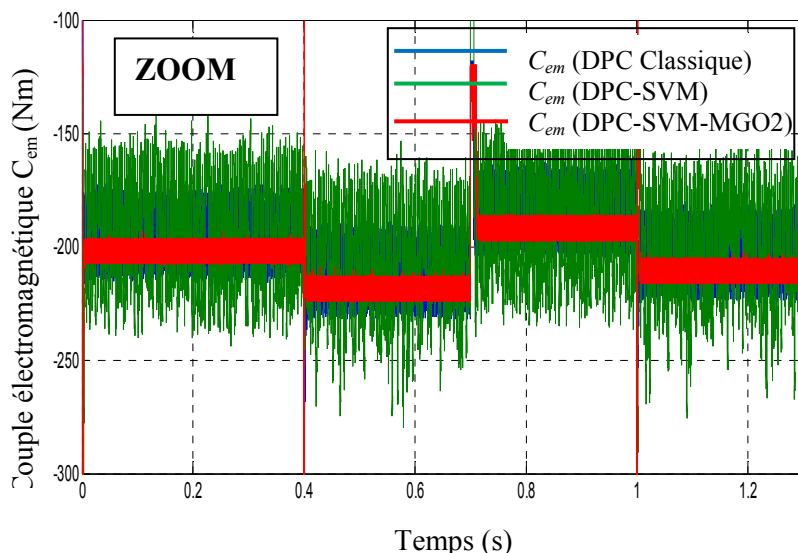


Figure IV.39 : Zoom du couple Electromagnétique C_{em} .

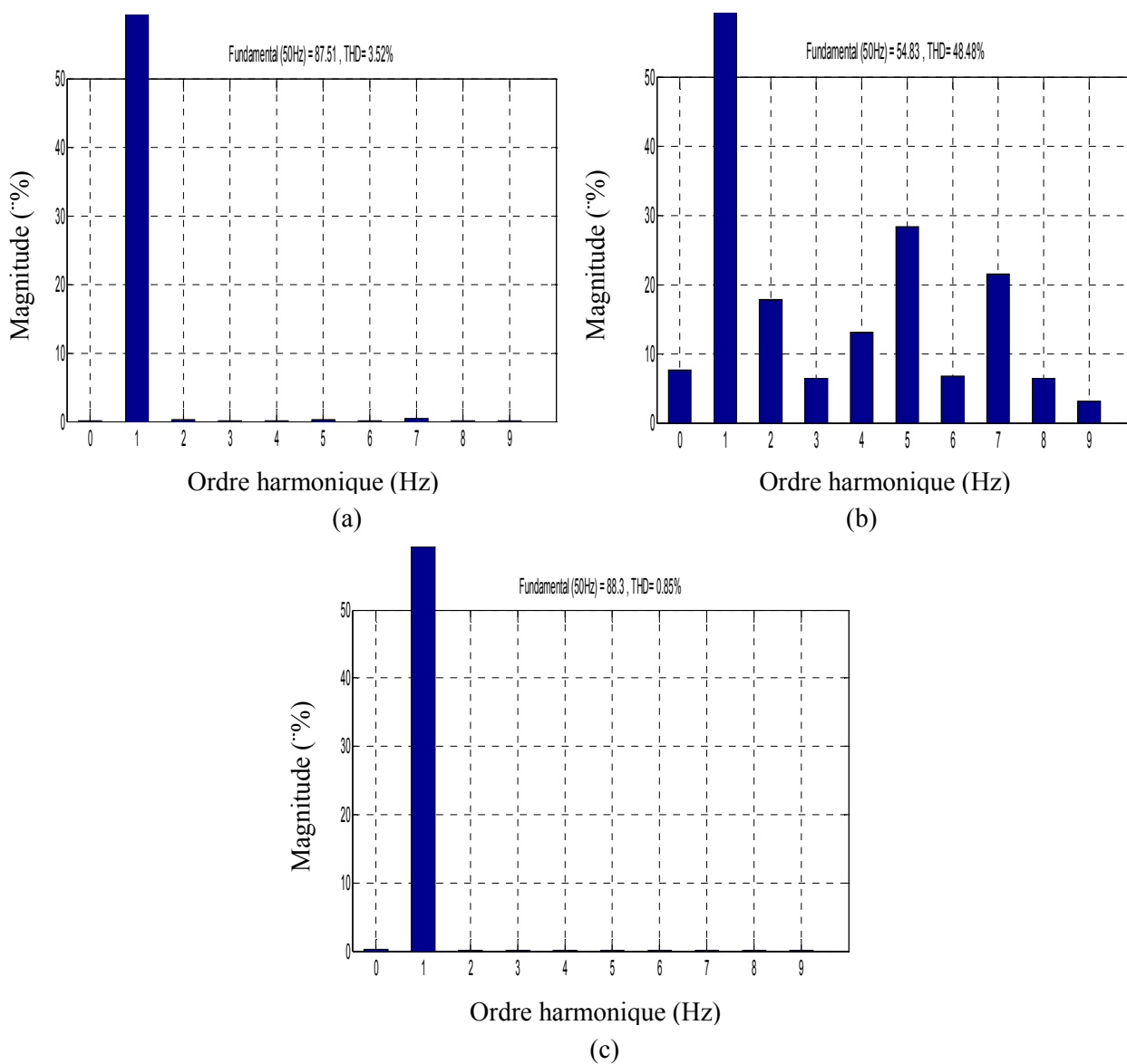


Figure IV.40 : spectre harmonique du courant statorique et THD, (a) DPC Classique, (b) DPC-SVM, (c) DPC-SVM-MGO2.

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le principe de la technique de mode glissant et nous avons proposé une autre topologie (DPC-SVM-MGO2) pour contrôler la tension continue de sortie du convertisseur attaché du côté de la génératrice synchrone à aimant permanent, les résultats de la simulation ont montré non seulement l'efficacité de la topologie proposée contre les techniques de DPC traditionnelles, mais aussi la robustesse face à la variation des paramètres de la machine. Ces résultats sont jugés par l'apparition des harmoniques dans les formes des ondes et le calcul de leurs valeurs du THD.

La technique de contrôle DPC-SVM-MGO2 illustre une réduction considérable de l'ondulation et de la valeur du THD de la puissance active, des formes d'onde de puissance réactive et du courant de stator respectivement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le marché des énergies renouvelables a connu un essor considérable durant ces dernières années. La consommation intensive de l'énergie électrique, l'augmentation des prix des hydrocarbures et le souci de préserver l'environnement ont conduit plusieurs pays à initier des programmes nationaux et internationaux destinés à produire l'énergie électrique à partir des ressources renouvelables. Cette mutation a été accompagnée par la libéralisation du marché de l'électricité et la multiplication de la production renouvelable notamment celle de type éolien. Cette dernière se distingue par son caractère aléatoire et intermittent qui est souvent à l'origine de sérieux problèmes liés à la stabilité du réseau électrique.

Cette thèse s'inscrit dans les études menées sur la commande des dispositifs d'électronique de puissance pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Différentes structures de contrôle numériques avancées ont été analysées et comparées.

Le premier chapitre de ce travail a été consacré à l'établissement d'un état de l'art relatif à l'énergie éolienne. Nous avons rappelé les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. Les machines à aimants permanents apportent une solution intéressante pour l'utilisation des énergies renouvelables, ces machines présentent plusieurs avantages par rapport aux machines classiques à savoir : durée de vie élevée, rendement élevé, maintenance réduite,...etc. Parmi les topologies identifiées, le choix a été porté sur une turbine éolienne à attaque direct basée sur un générateur synchrone à aimants permanents à vitesses variables.

Dans le deuxième chapitre, une modélisation des différents composants d'une éolienne à vitesse variable a été accomplie (vent, turbine, GSAP, redresseur, bus continu, ...). Cette modélisation permettant d'expliquer la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Ensuite, une modélisation de la GSAP dans les repères (naturel et Park) a été réalisée, cette dernière a été validée par simulation sous Matlab/Simulink. Enfin, une modélisation a été élaborée dans la partie du convertisseur de puissance, suivi par une simulation de cette dernière on appliquant la commande MLI. Les résultats de simulation de chaque partie montrent l'efficacité de la modélisation réalisée et par conséquent prépare le chemin pour appliquer les différentes techniques de commandes dans le chapitre trois.

Dans le troisième chapitre on a proposé deux techniques de commandes à savoir, la DTC et la DPC, appliquées au convertisseur coté rotor de la GSAP. A la lumière de l'étude bibliographique faite sur les différentes structures de convertisseurs AC/DC à absorption sinusoïdale, nous avons apprécié l'importance des recherches effectuées sur les redresseurs à MLI, surtout pour la structure en tension. L'attention particulière portée, par les recherches dans le domaine est due à la capacité de fonctionnement en deux modes et le contrôle du flux et de la puissance. Le redresseur triphasé à MLI, de part sa topologie, est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport aux charges (ou réseau électrique). Cette propriété lui permet d'être commandé par des techniques similaires à

celle utilisés par les machines électriques. Pour ces raisons, nous avons appliqué une stratégie de commande sur le convertisseur CCM basée sur la DPC qui est également développée par analogie avec le contrôle DTC des moteurs à induction. Deuxièmement, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations des puissances. Pour s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et améliorer les défauts de la commande DPC, nous avons opté pour une technique (DPC-SVM) qui repose sur l'utilisation d'une SVM. Les tests de simulation présentent les améliorations apportées par la (DPC-SVM) par rapport à la DPC classique.

Pour remédier aux inconvénients des stratégies de contrôle classiques (DPC-C) et (DPC-SVM) : la commande DPC par modes glissants a été abordée dans le quatrième chapitre. Dans cette approche, les comparateurs à hystérésis et les tables de commutation des vecteurs des tensions ont été remplacés par des régulateurs en modes glissants. Nous avons présenté le concept général des systèmes à structure variable avec le mode de glissement. Puis, nous avons abordé une étude comparative entre les différentes techniques suivantes (DPC-C, DPC-SVM et DPC-MGO2) appliquée à la GSAP. Grâce à cette étude nous avons montré que la commande (DPC-MGO2) améliore le rendement énergétique, et qui avec le peu de broutement qu'elle produit, limite le stress mécanique sur l'arbre de transmission. Les résultats des simulations obtenus ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée par rapport aux autres méthodes utilisées (DPC-SVM et DPC-C).

Les principaux résultats obtenus sont :

La structure de contrôle DPC classique présente quelques avantages par rapport à la structure des boucles imbriquées. Pourtant elle a aussi plusieurs inconvénients. On résume les points forts et faibles de cette structure de contrôle :

- ❖ Les avantages :
 - ✓ Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée.
 - ✓ La simplicité c'est-à-dire la non utilisation des boucles imbriquées, ni des transformations des coordonnées ni du modulateur.
- ❖ Les inconvénients :
 - ✓ L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très performant.
 - ✓ La fréquence de commutation n'était pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.

Les structures de contrôle avec modulation vectorielle présentent quelques avantages par rapport à la structure classique. Pourtant, elles ont aussi quelques inconvénients. On résume les points forts et faibles :

- ❖ Les avantages :
 - ✓ Le contrôle travail à une fréquence de commutation constante,

- ✓ On peut utiliser des fréquences d'échantillonnage et des inductances plus petites car un modulateur sera utilisé.

- ✓ Les correcteurs PI induisent aussi une réponse très rapide.

- ❖ Les inconvénients.

- ✓ La nécessité d'utiliser les transformées des coordonnées.

Une fois analysée les trois différentes structures de contrôle à flux orienté FOC et les deux structures de la DTC et de la DPC que l'on trouve dans la littérature classique et avec modulation vectorielle, on conclut que la dernière technique étudiée (mode glissant), celle qui présente les meilleures performances pour être utilisée pour le contrôle des redresseurs MLI industrielles dû au fait qu'elle travaille à fréquence de commutation constante avec moins THD.

Face à ces observations et aux résultats obtenus, des perspectives intéressantes sont envisageables :

- ✓ Amélioration de l'énergie fournie par le système étudié en utilisant d'autres techniques de commandes modernes telles que : commande par passivité, technique de la commande synergétique, commandes à bases de l'intelligence artificielle,..., etc. ;
- ✓ L'étude du comportement du système étudié lors de du branchement à un réseau stable et instable ainsi que différentes charges non linéaires ;
- ✓ Adaptation et implémentation en dSPACE du système étudié.

ANNEXES

Annexe (A)**Tableau A.1 : Paramètres de la chaîne de conversion éolienne basée sur une GSAP**

Paramètre	Symbole	Valeur
<u>Paramètres de la turbine</u>		
Rayon de l'éolienne	R	4
Gain du multiplicateur de vitesse	G	1
Angle des pales	β	3
Vitesse de rotation (rad/s)	Ω	18.75
<u>Paramètres de la GSAP</u>		
Résistance statorique (Ohm)	R_s	0.837
Inductance statorique (H)	L_d	0.0057
Inductance statorique (H)	L_q	0.0057
Nombre de paires de poles	P	24
Flux Q_f (Wb)	Q_f	0.21
Coefficient de frottement visqueux f_r (N.m/rad.s ⁻¹)	f	0.006
Moment d'inertie (Kg.m ²)	J	0.1
<u>Paramètres du redresseur et bus continu</u>		
Résistance (Ohm)	R	0.1
Inductance (H)	L	0.0027
Capacité (F)	C	$500 \cdot 10^{-6}$
Fréquence (Hz)	F	100π
Tension redressé (V)	V_{dc}	600

Annexe (B)

B.1 Modulation vectorielle du vecteur d'espace

La modulation vectorielle du vecteur d'espace (SVM) est une technique adaptative dans son principe de fonctionnement. La SVM n'est qu'une méthode alternative à la technique traditionnelle du MLI sinusoïdal qui présente de nombreux avantages. Il s'agit notamment de la simplification des structures de contrôle et de l'exploitation maximale de l'électronique de puissance. La SVM permet de maximiser la tension de sortie de l'onduleur en injectant la troisième harmonique de manière inhérente. La mise en œuvre du SVM nécessite d'avoir une seule source de courant continu vers l'onduleur. Dans le cadre de référence stationnaire, la figure 1 montre la SVM réalisé [JOS17].

Le tableau B.1 montre la relation entre les vecteurs de tension et le convertisseur de la figure B.1. La commande des commutateurs de niveau inférieur (S_2 , S_4 et S_6) est complémentaire à celle des commutateurs de niveau supérieur (S_1 , S_3 et S_5). Un 0 signifie que l'interrupteur est ouvert et un 1 signifie que l'interrupteur est fermé.

La figure B.1 montre, pour les vecteurs de tension, seulement huit sorties possibles qui divisent le plan (α , β) en six secteurs égaux. Le vecteur tension $V_{\alpha\beta}$ tourne avec une certaine fréquence angulaire, avec l'angle θ , dans le plan (α , β). T_3 et T_4 sont la forme de la projection du vecteur tension désiré dans les vecteurs tension entourant le secteur courant [MEH20].

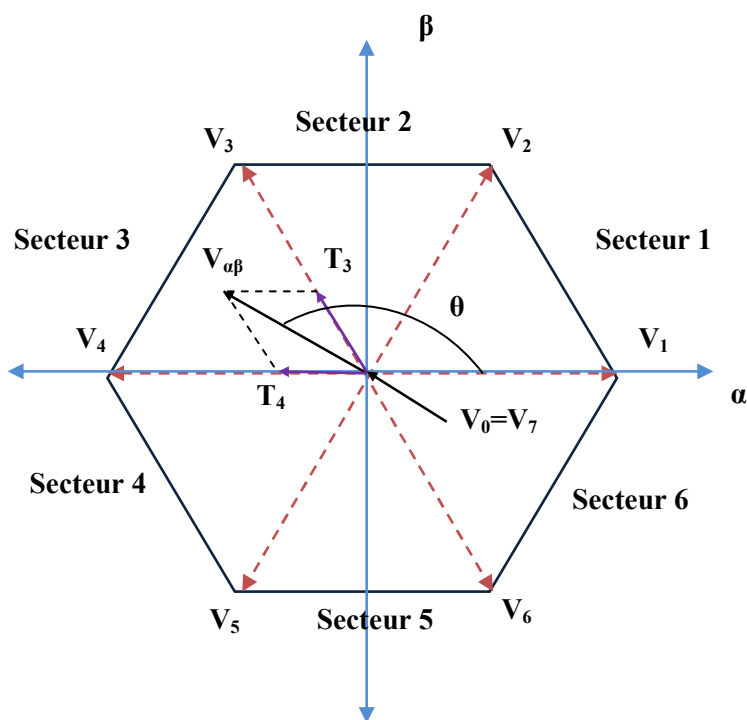


Figure B.1 : Le principe de fonctionnement de la modulation vectorielle

Tableau B.1 : Implications des vecteurs de tension SVM sur les tensions de commutation et de la sortie du convertisseur

Vecteur	S ₁	S ₃	S ₅	S ₂	S ₄	S ₆	S _a	S _b	S _c
V ₀	0	0	0	1	1	1	0	0	0
V ₁	1	0	0	0	1	1	V _{dc}	0	0
V ₂	1	1	0	0	0	1	V _{dc}	V _{dc}	0
V ₃	0	1	0	1	0	1	0	V _{dc}	0
V ₄	0	1	1	1	0	0	0	V _{dc}	V _{dc}
V ₅	0	0	1	1	1	0	0	0	V _{dc}
V ₆	1	0	1	0	1	0	V _{dc}	0	V _{dc}
V ₇	1	1	1	0	0	0	V _{dc}	V _{dc}	V _{dc}

Les cycles de fonctionnement des interrupteurs seront déterminés par les projections et la taille des vecteurs de tension, cette projection déterminera les états de commutation souhaités et leur durée d'application. Pour toute séquence de commutation, l'ordre de commutation des vecteurs limites peut être choisi arbitrairement et les vecteurs nuls (V₀ et V₇) peuvent être utilisés de manière interchangeable, dont le temps total de commutation T_s reste le même. La Figure B.2 montre un exemple du diagramme temporel [MEH20, DJER15].

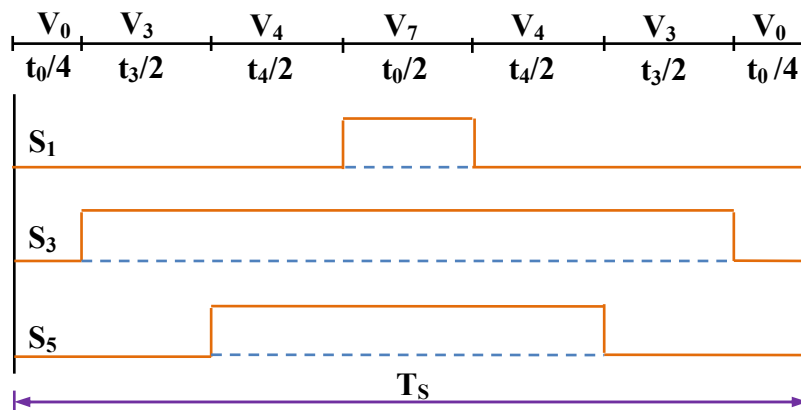


Figure B.2 : Une période de commutation de la représentation SVM

Dans le diagramme vectoriel de la figure B.1, les périodes de commutation du vecteur tension, qui se trouve dans le secteur 3 et pendant une seule séquence, peuvent être facilement calculées comme suit :

$$\begin{cases} t_3 = \frac{|T_3|}{|V_3|} \cdot T_s \\ t_4 = \frac{|T_4|}{|V_4|} \cdot T_s \\ t_0 = T_s - t_3 - t_4 \end{cases}$$

(B.1)

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ABD12] L. ABDELHAMID, «*Contribution à l'Amélioration des Performances des Générateurs Éoliens - Evaluation de l'Impact des Energies Renouvelables sur l'Environnement*»; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, avril 2014.
- [ABD13] S. ABDEDDAIM, «*Connexion au réseau des sources hybrides à caractère renouvelables*»; Thèse DOCTORAT, université de Biskra, 2013.
- [ABA08] G. ABAD, «*Predictive direct control techniques of the doubly fed induction machine for wind energy generation applications*»; PhD Thesis, Mondragon University, Arrasate, Spain, 2008.
- [ABA11] G. ABAD AND ALL, «*Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*»; Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc. Published by John Wiley & Sons, Inc, 2011.
- [ANT08] P. ANTONIEWICZ, M. P. KAZMIERKOWSKI, «*Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation*»; IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.55, No.12, pp.4381-4390, December 2008.
- [AUB14] R. AUBRÉE, «*Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance*»; Thèse de DOCTORAT, l'Université de Nantes Angers Le Mans, France, novembre 2014.
- [AZZ19] S. AZZOUZ, «*Amélioration de la commande d'un système éolien à base d'une machine MADA utilisant les techniques intelligentes*»; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, Algérie, novembre 2019.
- [BED17] Y. BEDDIAF, «*Validation Expérimentale d'Estimateurs et d'Observateurs Robustes de Flux et de Vitesse pour une Machine Asynchrone*»; Thèse de DOCTORAT, Université de Batna 2, 2017.
- [BEL08] B. BELTRAN et AL, «*Sliding mode power control of variable speed wind energy conversion systems*»; IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 23, n°2, pp. 551-558, June 2008.
- [BEL10] S. BELAKEHAL, «*Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables*»; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, université de constantine, Algérie, juin 2010.
- [BEN13] E. BENYOUSSEF «*Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multi-niveaux*»; Thèse de DOCTORAT, Université Djillali Liabes, Sidi, -Bel-Abbes, 2015.
- [BEN16] I. BENDAAS «*Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle*»; Thèse De DOCTORAT, Université de Batna, 2016.

- [BOU11] A. BOUHEDDA, «*Contribution à l'étude de systèmes de commande d'une éolienne*»; Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-ouzou, Algérie, Juillet 2011.
- [BOU14] N. BOUNASLA, «*Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*»; Mémoire de Magister en électrotechnique, Université Ferhat ABBAS Sétif -1, Algérie, 2014.
- [BOU15] Z. BOUDJEMA, «*Etude et commande d'un système de production d'électricité renouvelable locale (énergie éolienne et photovoltaïque)*»; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Algérie, février 2015.
- [BOU17] E. BOUNADJA, «*Commande d'une machine asynchrone a double alimentation en régime sature*»; Thèse de DOCTORAT en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, janvier 2017.
- [BOY06] A. BOYETTE, «*Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne* », Thèse de DOCTORAT, Université de Nancy I, France, 2006.
- [BOY20] A. BOUYEKNI, «*Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie fournie par un système hybride éolien-photovoltaïque lié au réseau*»; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, Université Hassiba Benbouali de Chlef, Algérie, 2020.
- [BRI10] B. BRICE, «*Contribution à la commande robuste des éoliennes à base de génératrices asynchrones double alimentation : Du mode glissant classique au mode glissant d'ordre supérieur*»; Thèse de DOCTORAT, université de Bretagne occidentale, Bretagne, juillet 2010.
- [CHA06] K. CHAFAA «*Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues*», Thèse de DOCTORAT, Université de Batna, 2006.
- [CHA18] H. CHAOUI «*Commande Adaptative de Systèmes à Dynamique Complexe Basée sur l'Intelligence Artificielle*»; Thèse De DOCTORAT, Université Mohamed Boudiaf, Oran, 2018.
- [DAT01] R. DATTA, V.T. RANGANATHAN, «*Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors*»; IEEE Trans. Power Electron, Vol.16, No.3, pp.390-399, May 2001.
- [DAV07] A. DAVIGNY, «*Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie*»; Thèse de DOCTORAT, l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2007.
- [DJE14] Y. DJERIRI, A. MEROUFEL, A. MASSOUM and Z. BOUDJEMA, «*A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG*»; Journal of Electrical Engineering, JEE, Romania, ISSN 1582-4594, Vol.14, No.2, pp.169-168, June 2014.
- [DJE15] Y. DJERIRI, «*Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle*»; Thèse de DOCTORAT en Automatique, université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, Algérie, 2015.

- [ELA03] S. EI AIMANI, B. FRANÇOIS, F. MINNE, B. ROBYNS, « *Comparison analysis of control structures for variable wind speed turbine* »; Proceedings of CESA 2003, Lille, France, Juillet 2003.
- [FEZ15] A. FEZZANI, «*Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*» ; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, novembre 2015.
- [GER01] O. GERGAUD, H. BMULTON. H, « *Modélisation d'une chaîne de conversion éolienne* » ; Electronique du Futur. pp.17-22.Nancy, Novembre 2001.
- [HAU00] E. HAU, «*Wind-turbines, Fundamentals, Technologies, Application, Economics* » ; Editions Springer 2000.
- [HOU16] K. HOUACINE «*Commande Neuro-Floue d'une Machine Asynchrone dans une Chaîne de Propulsion d'un Véhicule Électrique*» ; Thèse De DOCTORAT, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2016.
- [JOS17] J. JOSE and A. CHITRA: «*Field Oriented Control of Space Vector Modulated Multilevel Inverter fed PMSM Drive*», Energy Procedia 117966–973, 2017.
- [KAH20] H. KAHAL, «*Commande robuste d'une GASDE intégrée dans un système éolien à double rotor*» ; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, Université Hassiba Benbouali de Chlef, Algérie, 2020.
- [KEN12] F. KENDOULI, «*Centrale éolienne et qualité de l'énergie électrique*» ; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine, algérien, Juillet 2012.
- [KHE18] A. KHEMIS « *Contribution à la Commande Adaptative de la Machine à Induction par l'Application des Techniques Floues Type-2* » ; Thèse de DOCTORAT, Université de Batna 2, 2018.
- [LAG19] L. LAGGOUN, « *Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile* » ; Thèse de DOCTORAT en Électrotechnique, Université de Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd, Algérie, juillet 2019.
- [LEB16] A. LEBSIR, «*Performances Comparées de Machines Synchrones à Aimants Permanents et à Réductance Variable Associées à une Chaîne de Conversion d'Energie Renouvelable*»; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, Université des Frères Mentouri Constantine, MAI 2016.
- [LOU16] F. LOUAR, «*Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent* » ; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, université badji mokhtar Annaba, Algérie, 2016.
- [MAL01] M. MALINOWSKI, « *Sensorless control Strategies for Three- Phase PWM Rectifiers* »; PhD Thesis, University of Technology, Warsaw, 2001.
- [MALI04] M. MALINOWSKI, M. JASINSKI, and M. P. KAZMIERKOWSKI: «*Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM)*», IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.

- [MEH20] F. MEHEDI, R. TALEB, A. BELHADJ DJILALI and A. YAHDYOU, «*SMC based DTC-SVM control of five-phase permanent magnet synchronous motor drive*», Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 20, No. 1, pp. 100~108, October 2020.
- [MEG15] B. MEGHNI, «*Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne énergétique éolienne*»; Thèse de DOCTORAT en génie électrique, université badji mokhtar Annaba, 2015.
- [MEL14] B. MELIANI «*Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel*»; Thèse De DOCTORAT, Université Djillali Liabes, Sidi -Bel-Abbes, 2014.
- [MEN03] J. M. MENDEL «*Type-2 Fuzzy Sets: Some Questions and Answers*», IEEE Connections, Newsletter of The IEEE Neural Networks Society, Vol (1), PP. 10-13, 2003.
- [MER13] E. MERABET «*Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle*»; Thèse de DOCTORAT, Université de Batna, 2013.
- [MES14] M. MESSAOUD, «*étude comparative des architectures et stratégies de contrôle d'un aérogénérateur synchrone a aimants permanents*»; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, Université Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, avril 2014.
- [MID19] D. MIDA, «*Contribution à la Modélisation d'un Système de Production d'Energie Electrique Hybride « Eolien – Photovoltaïque »*»; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie, avril 2019.
- [MIR05] A. MIRECKI, «*Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance* », Thèse de DOCTORAT, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Avril 2005.
- [MOU12] A. MOUALDIA, M.O. MAHMOUDI, L. NEZLI, «*Commande DTC et DPC d'un Eolienne à Vitesse Variable Basée sur la MADA* »; International Conférence on Renewable Energie, (ICRE'12), Université A. Mira, Bejaia, Algeria, Avril-15- 16, 2012.
- [MOU14] A. MOUALDIA, «*Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne* »; Thèse de DOCTORAT de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Algérie, Juin 2014.
- [NIA11] H. NIAN, Y. P. SONG, P. ZHOU, AND Y. K. He, «*Improved Direct Power Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator During Transient Grid Voltage Unbalance*», IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 26, pp. 976-986, 2011.
- [NOG98] T. NOGUCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, and I. TAKAHASHI: «*Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors*», IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May./Jun. 1998.
- [OMR14] I. OMRANE, «*Développement de capteurs logiciels de position pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents*»; Thèse de DOCTORAT en génie électrique, L'UNIVERSITÉ DE POITIERS, France, janvier 2014.

- [TEI18] H. TEIAR «*Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à partir de la Plaque Signalétique*»; Thèse De DOCTORAT, Université Du Québec à Trois-Rivières, 2018.
- [TRA10] D. TRAN, «*Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale*»; Thèse Doctorale en Génie Electrique, L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, France, septembre 2010.
- [TRE09] E. TREMBLAY, «*Contribution à la commande de l'éolienne a MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique*»; M. ING, ETS (QC), Montréal, Canada, Janvier 2009.
- [TRE11] E. TREMBLAY, S. ATAYDE, A. CHANDRA, «*Comparative Study of Control Strategies for the Doubly Fed Induction Generator in Wind Energy Conversion Systems: A DSPBased Implementation Approach*»; IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol.2, No.3, pp.288-299, July 2011.
- [XU06] L. XU, P. CARTWRIGHT, «*Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation*»; IEEE Trans. ennergy Conversion, Vol.2, No.3, pp.750-758, September 2006.
- [YAH17] A. YAHDOUN, «*Commande Hybride par Mode Glissant d'Ordre 2 d'un Système Eolien à Double Rotor*»; Thèse de DOCTORAT en Automatique, école Nationale Polytechnique, Algérie, avril 2017.
- [ZAR10] L. ZAROOUR, «*étude technique d'un système d'énergie hybride photovoltaïque éolien hors réseau*»; Thèse de DOCTORAT en électrotechnique, université mentouri de constantine, Algérie, 2010.
- [ZID15] T. ZIDELMAL, «*modèle de prédiction et de commande de la machine synchrone à aimants permanents : application dans les aérogénérateurs*»; mémoire de la maîtrise en ingénierie, Université du québec en abitibi-témiscamingue, avril 2015.

RESUMIE

ملخص:

الغرض الرئيسي من العمل المقدم في هذه الأطروحة هو متابعة المساهمات في البحث العلمي المتعلق بإنتاج الطاقات الخضراء المتجددة. يمثل نظام الرياح القائم على مولد متزامن مغناطيسي دائم (GSAP) ، يتم التحكم فيه بواسطة طرق التحكم المثلى لتحسين كفاءتها وإنتاجها للطاقة الكهربائية ، الهدف الأساسي لعملنا المقدم في هذه المخطوطة يمكن تقسيم عملنا إلى جزأين أساسيين. في الجزء الأول ، يتم التحكم في MPPT في الجزء الميكانيكي من توربينات الرياح باستخدام ثلاث طرق ، وهي ؛ التحكم في MPPT مع تنظيم السرعة بواسطة PI وعن طريق وضع الانزلاق بالإضافة إلى ذلك بدون تنظيم السرعة ، يتم عرضه والتحقق من صحته عن طريق المحاكاة العددية. تم التحقق بوضوح من مساهمة التحكم في الوضع المنزلق. في الجزء الثاني من أطروحتنا ، ركزنا جهودنا على التحكم في الجزء الكهربائي من نظام الرياح لدينا ، والذي يتكون من GSAP المتصل بناقل DC بواسطة مقوم ثلاثي الطور. يتم تطبيق تقنيات التحكم DTC و DPC ، المعززة بمنظم وضع الانزلاق من الدرجة الثانية وتقنية SVM. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها بوضوح فعالية تقنيات التحكم المقترحة ومساهمتها في تحسين جودة الطاقة المنتجة بواسطة نظام الرياح المدروس.

كلمات مفتاحية:

طاقة الرياح، MPPT ، مولد متزامن مغناطيسي دائم (GSAP) ، DTC ، DPC ، وضع انزلاق من الدرجة الثانية، مقوم، ناقل تيار مستمر.

Résumé :

L'objet principal des travaux présentés dans cette thèse est de poursuivre les contributions dans les recherches scientifiques liées à la production des énergies vertes renouvelables. Un système éolien à base d'une génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), commandé par des méthodes de commande optimales pour améliorer leur rendement et leur production en énergie électrique représente le but essentiel de nos travaux exposés dans ce manuscrit.

Nos travaux peuvent être divisés en deux parties essentielles. Dans la première partie, une commande MPPT de la partie mécanique de l'éolienne en utilisant trois méthodes, à savoir ; commande MPPT avec régulation de vitesse par PI et par mode glissant ainsi que celle sans régulation de vitesse, sont exposées et validées par simulations numériques. L'apport de la commande par mode glissant a été clairement vérifié. Dans la deuxième partie de notre thèse, nous avons focalisé nos efforts sur la commande de la partie électrique de notre système éolien, composée d'une GSAP liée à un bus continu par un redresseur triphasé. Des techniques de commande par DTC et DPC, améliorées par des régulateurs de type mode glissant d'ordre deux et une technique SVM sont appliquées. Les résultats de simulations obtenus ont bien montrés l'efficacité des techniques de commande proposées et leurs contributions dans l'amélioration de la qualité d'énergie produite par le système éolien étudié.

Mots clés :

Energie éolienne, MPPT, génératrice synchrone à aimants permanents (GSAP), DTC, DPC, mode glissant d'ordre deux, redresseur, bus continu.

Abstract :

The main purpose of the work presented in this thesis is to pursue contributions in scientific research related to the production of renewable green energies. A wind system based on a permanent magnet synchronous generator (GSAP), controlled by optimal control methods to improve their efficiency and their production of electrical energy represents the essential goal of our work presented in this manuscript.

Our work can be divided into two essential parts. In the first part, an MPPT control of the mechanical part of the wind turbine using three methods, namely; MPPT control with speed regulation by PI and by sliding mode as well as that without speed regulation, are exposed and validated by numerical simulations. The contribution of sliding mode control has been clearly verified. In the second part of our thesis, we focused our efforts on the control of the electrical part of our wind system, composed of a GSAP linked to a DC bus by a three-phase rectifier. DTC and DPC control techniques, enhanced by second-order sliding mode regulators and an SVM technique are applied. The simulation results obtained have clearly shown the effectiveness of the proposed control techniques and their contributions to improving the quality of energy produced by the wind system studied.

Key words :

Wind energy, MPPT, permanent magnet synchronous generator (GSAP), DTC, DPC, second order sliding mode, rectifier, DC bus.