



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



Université des Frères Mentouri de Constantine
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Électrotechnique

N° de série :

N° d'ordre :

Thèse

Pour l'Obtention du diplôme de
DOCTORAT 3^{ème} CYCLE

Option : ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée par :

MEHDI Adel

Master en Gestion et Transformation de l'Énergie Électrique

Thème

Contribution à l'étude des redresseurs à commande par DPC pour une qualité de l'énergie

Soutenue le, 06/07/2017

Devant le Jury :

<i>Président:</i>	Abdelmalek KHEZZAR	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine 1
<i>Encadreur:</i>	Hocine BENALLA	Professeur	Université Frères Mentouri Constantine 1
<i>Co-encadreur</i>	Abdellatif REAMA	Pr. Associé	Université Paris-Est, France
<i>Examineurs:</i>	Rachid ABDESSEMED	Professeur	Université Hadj Lakhdar Batna 2
	Khaled BELARBI	Professeur	École Nat. Polytechnique Constantine
	Boubekeur BOUKHEZZAR	M.C.A	Université Frères Mentouri Constantine 1
<i>Membre invité:</i>	Mabrouk CHABANE	Professeur	Université Hadj Lakhdar Batna 2

REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du **Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC)** à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 et au Département Ingénierie des Systèmes de l'École Supérieur d'Ingénieurs en Électrotechnique et Électronique (**ESIEE-Paris**) à l'Université Paris-Est Marne la Vallée, France.

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers :

Mr. **Hocine BENALLA**, Professeur à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1, Directeur de thèse, pour ses qualités humaines en premier lieu, son attention et ses précieux conseils qui m'ont été très utiles pour mener à bout cette thèse.

Mr. **Abdellatif REAMA**, Professeur à l'École Supérieur d'Ingénieurs en Électrotechnique et Électronique (**ESIEE-Paris**), Co-directeur de thèse, à qui je voue tant d'estime et de reconnaissance pour sa grande expérience, sa disponibilité très dévouée et surtout son support moral et professionnel.

Mr. **Abdelmalek KHEZZAR**, Directeur du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (**LEC**) à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a accordé en présidant mon jury de soutenance.

Mr. **Rachid ABDESSEMED**, Professeur à l'Université de Batna 2, et Mr. **Khaled BELARBI**, Professeur à École Nationale Polytechnique de Constantine, pour l'intérêt qu'ils ont témoigné à ce travail et leurs jugements scientifiques en tant que rapporteurs.

Mes remerciements vont également à Mr. **Boubekeur BOUKHEZZAR**, maître de conférences à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 et Mr. **Mabrouk CHABANE**, Professeur à l'Université de Batna 2, pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'accepter de participer à ce jury.

Toute ma gratitude envers mes enseignants de l'Université des Frères Mentouri pour le savoir qu'ils m'ont inculqué. J'associe à ces remerciements un regard particulier au personnel du Département Ingénierie des systèmes ESIEE-Paris pour m'avoir assuré les conditions les plus agréables de travail.

Finalement, je réserve une place singulière à ma famille et toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte, continue ou ponctuelle, à l'achèvement de ce travail.

Table des matières

Introduction Générale -----	1
------------------------------------	---

Chapitre 1

1.1. Introduction -----	4
1.2. Qualité de l'énergie électrique-----	4
1.2.1. Généralités sur la qualité de l'électricité -----	6
1.2.2. Classification des perturbations électriques-----	6
1.3. Perturbations électromagnétiques -----	6
1.3.1. Déséquilibres -----	7
1.3.2. Variations et fluctuations de tension -----	7
1.3.3. Creux de tension et coupures-----	7
1.3.4. Harmoniques et inter-harmoniques-----	7
1.3.5. Variation de la fréquence -----	8
1.3.6. Surtensions-----	8
1.4. Origines des perturbations électriques -----	8
1.5. Conséquences et les effets des perturbations sur les charges.-----	9
1.5.1. Calcul du taux harmonique de distorsion-----	9
1.5.2. Normes internationales-----	10
1.6. Solutions classiques de dépollution-----	10
1.6.1. Inductance de ligne -----	10
1.6.2. Filtrage passif-----	11
1.6.3. Transformateurs à couplages appropriés -----	11
1.6.4. Utilisation de redresseur dodécaphasé-----	12
1.7. Solutions modernes de dépollution -----	12
1.7.1. Filtrage actif -----	13
1.7.2. Filtrage hybride -----	13
1.7.3. Redresseur MLI-----	13
1.8. Principales topologies des redresseurs triphasés-----	14
1.8.1. Redresseur triphasé en pont de diode -----	14
1.8.2. Redresseur "VIENNA" -----	16

1.8.3.	Redresseur triphasé trois-niveaux à point neutre calé par diodes -----	16
1.8.4.	Convertisseur MLI à source de courant -----	17
1.8.5.	Convertisseur MLI à source de tension-----	17
1.9.	Modélisation mathématique du redresseur MLI de tension -----	18
1.9.1.	Limitations de la tension DC et de l'inductance -----	19
1.9.2.	Modélisation en grandeurs triphasées (ABC)-----	20
1.9.3.	Modélisation dans le repère fixe (α - β)-----	21
1.9.4.	Modélisation dans le repère tournant (d-q)-----	23
1.10.	État de l'art sur le contrôle des redresseurs MLI-----	24
1.11.	Conclusion-----	33

Chapitre 2

2.1.	Introduction -----	34
2.2.	Contrôle vectoriel des redresseurs MLI (VOC)-----	35
2.2.1.	État de l'art du contrôle vectoriel (VOC) -----	36
2.2.2.	Principe de la commande vectorielle (VOC) -----	36
2.2.3.	Boucle à verrouillage de phase (PLL) -----	38
2.2.4.	Boucle de régulation du bus continu -----	39
2.2.5.	Synthèse des régulateurs-----	41
2.2.6.	Modulation de largeur d'impulsion (MLI intersective) -----	42
2.2.7.	Résultats de simulation -----	43
2.2.8.	Résultats expérimentaux -----	44
2.3.	Contrôle direct de puissance (DPC-Classique) -----	46
2.3.1.	État de l'art du contrôle direct de puissance -----	46
2.3.7.	Description du banc d'essai expérimental-----	47
2.3.8.	Résultats de simulation -----	48
2.3.9.	Résultats expérimentaux -----	50
2.4.	Contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) -----	52
2.4.1.	État de l'art du contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle-----	53
2.4.4.	Résultats de simulation -----	54
2.4.5.	Résultats expérimentaux -----	55
2.5.	Etude comparative des différentes techniques -----	57
2.6.	Conclusion -----	59

Chapitre 3

3.1.	Introduction	60
3.2.	Contrôle direct de puissance à base d'un modèle prédictif (MP-DPC)	61
3.2.1.	État de l'art de la commande prédictive (MP-DPC)	61
3.2.2.	Principe de la commande prédictive sans modulation	62
3.2.3.	Description du modèle prédictive (MP-DPC)	63
3.2.4.	Résultats de Simulation	66
3.2.5.	Résultats expérimentaux	68
3.3.	Contrôle direct de puissance prédictive avec modulation (P-DPC)	70
3.3.1.	État de l'art de la commande prédictive (P-DPC)	70
3.3.2.	Principe de la commande prédictive avec modulation	71
3.3.3.	Développement mathématique de la commande prédictive	72
3.3.4.	Résultats de simulation	76
3.3.5.	Résultats expérimentaux	77
3.4.	Contrôle direct de puissance prédictive à deux vecteurs (2V-DPC)	79
3.4.1.	État de l'art de la commande prédictive (2V-DPC)	80
3.4.2.	Principe de la commande prédictive à deux vecteurs	81
3.4.3.	Choix des vecteurs de tension	82
3.4.4.	Rapport cyclique	83
3.4.5.	Résultats de simulation	85
3.4.6.	Résultats expérimentaux	88
3.5.	Etude comparative	90
3.6.	Conclusion	91

Chapitre 4

4.1.	Introduction	93
4.2.	Développement des énergies renouvelable (Turbine éolienne)	94
4.3.	Configuration des turbines éoliennes	95
4.4.	Différents topologies des éoliennes	96
4.4.1.	Système de conversion éolienne à vitesse fixe (± 1)	96
4.4.2.	Système de conversion éolienne à vitesse variable (0-100%)	97
4.4.3.	Système de conversion éolienne à vitesse Semi-variable ($\pm 30\%$)	97

4.5.	Machine asynchrone à double alimentation (MADA) -----	98
4.6.	Principaux constituants d'une éolienne -----	99
4.7.	Modélisation de la chaîne de conversion éolienne -----	99
4.7.1.	Simulation de la vitesse du vent -----	100
4.7.2.	Modèle aérodynamique de la turbine -----	100
4.7.3.	Angle d'orientation β (pitch)-----	103
4.7.4.	Courbe caractéristique de puissance -----	104
4.7.5.	Méthodes de recherche du point maximum de puissance (MPPT) -----	105
4.8.	Génératrice électrique -----	105
4.8.1.	Modélisation de la MADA -----	106
4.8.2.	État de l'art sur les techniques de commande de la MADA -----	108
4.8.3.	Modes de fonctionnement de la MADA-----	111
4.8.4.	Commande du convertisseur coté rotor-----	112
4.8.5.	Synthèse du régulateur -----	115
4.9.	Émulateur de la turbine éolienne-----	116
4.10.	Résultats de simulation -----	118
4.11.	Résultats expérimentaux-----	121
4.12.	Discussions des résultats -----	124
4.13.	Conclusion-----	125
	Conclusion Générale -----	126

Annexe A

Annexe B

Références Bibliographiques

Liste des figures

Figure 1:	La consommation énergétique mondiale en 2015	1
-----------	--	---

Chapitre 1

Figure 1.1:	Applications des semi-conducteurs.	5
Figure 1.2:	Inductance de lissage.	11
Figure 1.3:	Filtres passifs résonant et amorti.	11
Figure 1.4:	Symbole d'un transformateur étoile-zigzag.	11
Figure 1.5:	Redresseurs en pont dodécaphasé.	12
Figure 1.6:	Topologie du filtre actif parallèle de puissance.	13
Figure 1.7:	Redresseur MLI.	14
Figure 1.8:	Redresseur triphasé non-commandé double alternance.	14
Figure 1.9:	Courants absorbés par le pont redresseur à diodes	15
Figure 1.10:	Spektre harmonique du courant absorbé.	15
Figure 1.11:	Redresseur Vienna.	16
Figure 1.12:	Redresseur triphasé trois-niveaux à point neutre calé par diodes.	17
Figure 1.13:	Convertisseur MLI à source de courant.	17
Figure 1.14:	Convertisseur MLI à source de tension.	18
Figure 1.15:	Modèle électrique du redresseur MLI.	18
Figure 1.16:	Tension de bus continu.	20
Figure 1.17:	Modèle (ABC) du redresseur.	17
Figure 1.18:	Modèle α - β du redresseur.	22
Figure 1.19:	Modèle (d - q) du redresseur.	23

Chapitre 2

Figure 2.1:	Classification des techniques de contrôle classiques.	34
Figure 2.2:	Schéma bloc du contrôle vectoriel (VOC).	37
Figure 2.3:	Boucle de verrouillage de phase PLL.	39
Figure 2.4:	Boucle de régulation de la tension.	39
Figure 2.5:	Boucle de régulation de courant.	41
Figure 2.6:	Forme d'onde d'une MLI intersective.	43
Figure 2.7:	Courants de ligne, le spektre harmonique ($THDi=1.86\%$).	43
Figure 2.8:	Courants de ligne dans le repère (d - q), la tension du bus continu.	44
Figure 2.9:	Déphasage entre la tension et le courant, angle de position.	44

Figure 2.10: Banc d'essai expérimental. -----	45
Figure 2.11: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=4.96\%$). -----	45
Figure 2.12: Courants de ligne dans le repère ($d-q$), la tension du bus continu.-----	45
Figure 2.13: Déphasage entre la tension et le courant, angle de position.-----	46
Figure 2.14: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=2.23\%$). -----	48
Figure 2.15: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	49
Figure 2.16: Courant du bus continu, le déphasage entre la tension et le courant de ligne. --	49
Figure 2.17: Position de phase de la tension réseau. -----	50
Figure 2.18: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=5.65\%$). -----	50
Figure 2.19: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	51
Figure 2.20: Courant du bus continu, le déphasage entre la tension et le courant de ligne. --	51
Figure 2.21: Position de phase de la tension réseau, le spectre harmonique ($THDv=3.15\%$).51	
Figure 2.22: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=1.62\%$). -----	54
Figure 2.23: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	54
Figure 2.24: Déphasage entre la tension et le courant de ligne, l'angle de référence. -----	55
Figure 2.25: Courants de ligne dans le repère tournant ($d-q$).-----	55
Figure 2.26: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=5.00\%$). -----	56
Figure 2.27: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	56
Figure 2.28: Déphasage entre la tension et le courant de ligne, l'angle de référence. -----	56
Figure 2.29: Courants de ligne dans le repère tournant ($d-q$).-----	57

Chapitre 3

Figure 3.1: Méthodes de base pour le contrôle des convertisseurs statiques. -----	60
Figure 3.2: Méthodes de contrôle prédictives utilisées dans l'électronique de puissance. ---	61
Figure 3.3: Schéma bloc de la commande prédictive à fonction de coût.-----	63
Figure 3.4: Organigramme de l'algorithme de contrôle implémenté. -----	66
Figure 3.5: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=0.38\%$). -----	67
Figure 3.6: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	67
Figure 3.7: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. ----	67
Figure 3.8: Banc d'essai expérimental. -----	68
Figure 3.9: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=5.33\%$). -----	68
Figure 3.10: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	69
Figure 3.11: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. ----	69
Figure 3.12: Schéma bloc de la commande prédictive avec modulation vectorielle.-----	72

Figure 3.13: Valeur estimée de la puissance active prédictive. -----	74
Figure 3.14: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=0.87%). -----	76
Figure 3.15: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	77
Figure 3.16: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. -----	77
Figure 3.17: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=5.76%). -----	78
Figure 3.18: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	78
Figure 3.19: Courant de bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. -----	79
Figure 3.20: Schéma bloc de la commande prédictive à deux vecteurs.-----	82
Figure 3.21: Choix de vecteur de tension. -----	82
Figure 3.22: Variation des puissances instantanées dans le régime permanent.-----	84
Figure 3.23: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=1.63%). -----	86
Figure 3.24: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	86
Figure 3.25: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. -----	86
Figure 3.26: Position de phase de la tension réseau, rapport cyclique. -----	87
Figure 3.27: Courants triphasés avec différent fréquence de commutation. -----	87
Figure 3.28: Courants triphasés avec différent paramètres. -----	88
Figure 3.29: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=5.05%). -----	88
Figure 3.30: Puissance active et réactive, la tension du bus continu. -----	89
Figure 3.31: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne. -----	89
Figure 3.32: Position de phase de la tension réseau, rapport cyclique. -----	90

Chapitre 4

Figure 4.1: Systèmes des énergies renouvelables connectés au réseau.-----	93
Figure 4.2: Première éolienne électrique en 1888 par Charles Brush (<i>Etats-Unis</i>).-----	95
Figure 4.3: Configuration d'une éolienne connectée au réseau. -----	95
Figure 4.4: Système de conversion éolienne à base d'une MAS. -----	96
Figure 4.5: Système de conversion éolienne à base d'une MAS/MSAP. -----	97
Figure 4.6: Système de conversion éolien à base d'une MADA. -----	97
Figure 4.7: Constitution de la nacelle. -----	99
Figure 4.8: Vitesse du vent.-----	100
Figure 4.9: Tube de courant autour d'une éolienne. -----	101
Figure 4.10: Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes. -----	102
Figure 4.11: Coefficient de puissance C_p en fonction de λ . -----	103
Figure 4.12: Régulation de l'angle de calage des pales β . -----	103

Figure 4.13: Angle d'inclinaison des pales et la puissance de sortie. -----	104
Figure 4.14: Caractéristique puissance vitesse typique. -----	104
Figure 4.15: Courbe caractéristique de puissance basée sur MPPT. -----	105
Figure 4.16: Machine asynchrone à double alimentation. -----	105
Figure 4.17: Circuit équivalent de la MADA. -----	106
Figure 4.18: Contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation. -----	108
Figure 4.19: Quadrants de fonctionnement de la MADA. -----	112
Figure 4.20: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance. -----	113
Figure 4.21: Modèle électrique de la MCC. -----	116
Figure 4.22: Commande de la MCC. -----	117
Figure 4.23: Hacheur quatre quadrants. -----	117
Figure 4.24: Vitesse de la machine, puissance active et réactive de la MADA. -----	118
Figure 4.25: Courants statorique, spectre harmonique de courant ($THDi=1.15\%$). -----	118
Figure 4.26: Courants rotorique, spectre harmonique de courant ($THDi=1.12\%$). -----	119
Figure 4.27: Vitesse de rotation et la puissance active et réactive de la MADA. -----	119
Figure 4.28: Courant statorique. -----	120
Figure 4.29: Courant rotorique. -----	120
Figure 4.30: Banc d'essai expérimental. -----	121
Figure 4.31: Puissance active et réactive et les courant statorique dans le repère $d-q$. -----	121
Figure 4.32: Vitesse de la MADA et le déphasage. -----	122
Figure 4.33: Courant statorique, spectre harmonique ($THDi=8.27\%$). -----	122
Figure 4.34: Courant rotorique, spectre harmonique ($THDi=7.09\%$). -----	123
Figure 4.35: Vitesse de rotation et la puissance active et réactive de la MADA. -----	123
Figure 4.36: Courants rotorique et statorique. -----	124

Liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1:	Limite des composantes harmoniques en courant. -----	10
Tableau 1.2:	Caractéristiques d'emploi des semi-conducteurs. -----	12

Chapitre 2

Tableau 2.1:	Régulateur de la tension de bus DC.-----	40
Tableau 2.2:	Régulateur du courant. -----	42
Tableau 2.3:	Paramètres de réseau. -----	47
Tableau 2.4:	Régulateur de puissance. -----	53
Tableau 2.5:	Comparaison des techniques de contrôle classiques. -----	58

Chapitre 3

Tableau 3.1:	Exemple d'opération MP-DPC -----	65
Tableau 3.2:	Tableau de commutation -----	83
Tableau 3.3:	Comparaison des techniques de contrôle prédictives. -----	91

Chapitre 4

Tableau 4.1:	Avantages et inconvénients des différentes éoliennes. -----	98
Tableau 4.2:	Paramètres de la turbine éolienne. -----	111
Tableau 4.3:	Paramètres de la MADA. -----	108
Tableau 4.4:	Paramètres des correcteurs PI. -----	115

Listes des Symboles et Acronymes

Symboles :

α - β	Repère stationnaire
d-q	Repère synchrone tournant
i_α , i_β	Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire
i_d , i_q	Composantes du vecteur courant dans le repère synchrone
Sa, Sb, Sc	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
C	Capacité du condensateur du bus continu
L, R	Inductance et résistance de la bobine de couplage
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
S	Puissance apparente
Ts	Période d'échantillonnage
ΔT	Variation du temps
ΔP	Variation de Puissance active
Fs	Fréquence d'échantillonnage
Fc	Fréquence de commutation

Acronymes :

THD	Total Harmonic Distortion
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PWM	Pulse Width Modulation
VOC	Voltage Oriented Control
HCC	Hysteresis Current Control
DPC	Direct Power Control

VF-DPC	Virtual-Flux-based Direct Power Control
SVM	Space Vector Modulation
MPDPC	Model Predictive Direct Power Control
PDPC	Predictive Direct Power Control
2VDPC	Two Vector Direct Power Control
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
GADA	Génératrice Asynchrone à Double Alimentation
MSAP	Machines Synchrones à Aimant Permanent
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CEI	La Commission électrotechnique internationale
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PLL	Phase Locked Loop
PI	Regulateur Proportionnel intégral
UPF	Unit Power Factor
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static Var Compensator
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
DTC	Direct Torque Control
VSC	Voltage Source Converter
AD	Analog Digital
A/N	Analogique Numérique
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
BT	Basse Tension
DSP	Digital Signal Processor

Introduction générale

Le problème de tous les jours et dans le monde entier est de répondre à la demande énergétique qui augmente de plus en plus. L'énergie électrique est l'une des formes d'énergie la plus consommée partout dans le monde. D'ailleurs c'est l'un des facteurs le plus important pour le développement d'un pays. Malheureusement, l'approvisionnement énergétique de la planète repose à une grande majorité sur les énergies fossiles dont l'impact environnementale est désastreux sur la planète. En effet, les modes de production reposant sur la transformation des énergies renouvelables (éolien, solaire ...), sont appelés à être de plus en plus utilisés dans le cadre du développement durable.

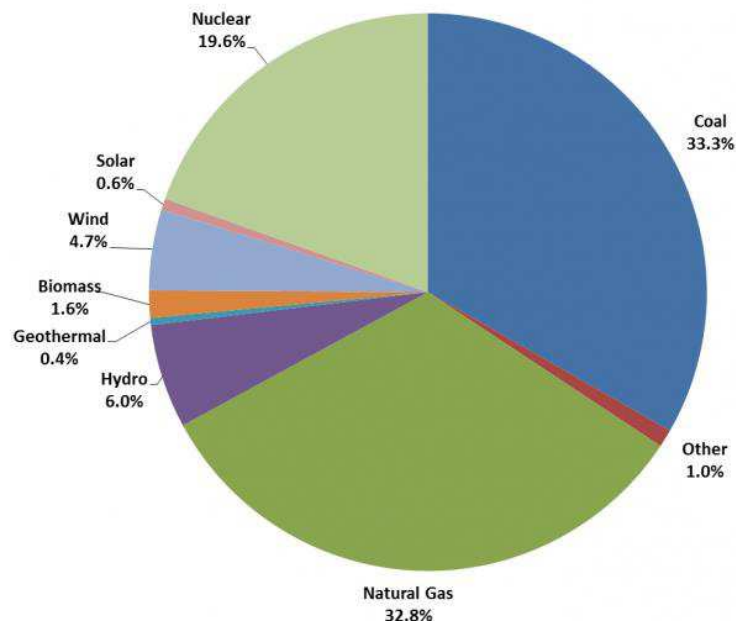


Figure 1. La consommation énergétique mondiale en 2015 [1].

L'augmentation des sources d'énergie renouvelables connectées au réseau, nécessitent de nouvelles stratégies pour l'exploitation et la gestion du réseau électrique afin d'améliorer la qualité d'énergie. Au cours des dernières années, l'électronique de puissance a connu une évolution rapide, principalement en raison de deux facteurs. Le premier est le développement des semi-conducteurs qui fonctionnent à haute performance capables de supporter des puissances plus élevées. Le deuxième facteur est l'introduction des contrôleurs informatiques en temps réel qui permet d'implémenter des algorithmes de contrôle avancés et complexes. Évidemment, il existe un grand nombre de technologies de systèmes de production qui ne peuvent pas être directement raccordées au réseau car l'énergie électrique qu'ils produisent

n'a pas la forme exigée. Le but de l'interface est donc d'adapter la tension du producteur aux exigences de fréquence, phase et amplitude nécessaires pour se connecter au réseau.

Le contrôle du courant dans les applications connecté au réseau joue un rôle très important, car le comportement du système global dépend largement de la stratégie de contrôle appliquée. Qu'il doit répondre aux exigences de base. Telle qu'une faible distorsion harmonique dans le courant de charge, une réponse dynamique élevée, la régulation de la tension de bus continu et dans un certain cas fournissent un écoulement de puissance bidirectionnel. La problématique de notre sujet de recherche réside donc dans le fait que ce convertisseur doit utiliser une technique de commande lui permettant d'atteindre des performances globales plus pertinentes.

Pour ce faire, la thèse est organisée en quatre chapitres :

Le premier Chapitre sera consacré aux notions générales sur la qualité d'énergie ainsi que les perturbations électriques qui peuvent être apparaitre dans un réseau de distribution notamment la problématique des harmoniques. Ensuite, les différentes solutions à base d'électronique de puissance pour compenser les harmoniques seront présentées. Nous détaillerons en particulier les différentes structures des redresseurs MLI (modulation de largeur d'impulsion) connectés au réseau. Ensuite nous ferons un état de l'art sur les différents algorithmes de commande utilisés pour le contrôle de ces structures, ce qui nous permettra de faire un bilan et de positionner notre étude.

Dans **le deuxième Chapitre**, Une étude analytique sur les lois de commande classiques les plus connues sera présentés. Nous commencerons tout d'abord par la commande conventionnelle des redresseurs MLI connue sous le nom du contrôle vectoriel en tension (Voltage Oriented Control-VOC), on discutera leurs performances et leurs limites respectives. On suivra par les deux dernières méthodes émergentes, le contrôle direct de puissance (Direct Power Control-DPC) et le contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (Space Vector Modulation-SVM). Un développement mathématique soutenu par des résultats pratiques et simulations nous permettra d'évaluer les performances dynamiques et statiques de chaque technique. Puis une étude comparative mettra en évidence l'intérêt de ces stratégies de contrôle pour améliorer la qualité d'énergie électrique.

Les stratégies de commande présentées dans **le troisième Chapitre** s'inscrivent dans le domaine des algorithmes prédictives dédié aux control des redresseurs MLI triphasé

connectés au réseau. Trois méthodes différentes seront développées et testées. Au début une technique prédictive (Model Predictive Direct Power Control-MPDPC) à base d'une fonction de coût qui minimise l'erreur de puissance active et réactive sera présentée. Le choix des vecteurs appliqués permet d'avoir un bon régime dynamique mais à fréquence de commutation variable. Une autre stratégie de contrôle prédictive (Predictive Direct Power Control-PDPC) basée sur le principe de la commande à réponse pile sera étudiée également dans ce chapitre, les impulsions sont générées via une technique de modulation SVM (Space Vector Modulation) ce qui garantit une fréquence de commutation constante. Nous terminerons ce chapitre par une approche originale, une commande prédictive de puissance qui applique deux vecteurs de tension dans une période d'échantillonnage. Notre contribution vient dans le but de limiter la dépendance du système aux paramètres de réseau et de simplifier le schéma de commande tout en gardant un bon comportement dynamique et statique.

Le dernier Chapitre abordera la gestion des puissances actives et réactive dans une chaîne de conversion éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA) connectée au réseau. Les différentes constitutions du système de production seront modélisées, de plus un état de l'art donnera une revue de littérature sur les lois de commande dédiées au contrôle de la MADA, afin d'améliorer le rendement de l'installation nous adopterons un système d'orientation des pales et une technique qui cherche le point de fonctionnement optimale. De plus, la commande en double alimentation va nous permettre de réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives de la MADA. Ensuite, nous présenterons la méthode du contrôle indirecte qui s'occupe d'abord de réguler les courants rotoriques de la MADA et incorpore derrière une boucle de régulation des puissances.

Enfin, les principales conclusions de ce travail de recherche et les perspectives qui en résultent sont données dans les conclusions générales.

CHAPITRE 1 :

PROBLÉMATIQUE ET REVUE BIBLIOGRAPHIQUE

Sommaire

1.1.	Introduction	4
1.2.	Qualité de l'énergie électrique	4
1.2.1.	Généralités sur la qualité de l'électricité	6
1.2.2.	Classification des perturbations électriques	6
1.3.	Perturbations électromagnétiques	6
1.3.1.	Déséquilibres	7
1.3.2.	Variations et fluctuations de tension	7
1.3.3.	Creux de tension et coupures	7
1.3.4.	Harmoniques et inter-harmoniques	7
1.3.5.	Variation de la fréquence	8
1.3.6.	Surtensions	8
1.4.	Origines des perturbations électriques	8
1.5.	Conséquences et les effets des perturbations sur les charges.	9
1.5.1.	Calcul du taux harmonique de distorsion	9
1.5.2.	Normes internationales	10
1.6.	Solutions classiques de dépollution	10
1.6.1.	Inductance de ligne	10
1.6.2.	Filtrage passif	11
1.6.3.	Transformateurs à couplages appropriés	11
1.6.4.	Utilisation de redresseur dodécaphasé	12
1.7.	Solutions modernes de dépollution	12
1.7.1.	Filtrage actif	13
1.7.2.	Filtrage hybride	13
1.7.3.	Redresseur MLI	13
1.8.	Principales topologies des redresseurs triphasés	14
1.8.1.	Redresseur triphasé en pont de diode	14
1.8.2.	Redresseur "VIENNA"	16
1.8.3.	Redresseur triphasé trois-niveaux à point neutre calé par diodes	16
1.8.4.	Convertisseur MLI à source de courant	17
1.8.5.	Convertisseur MLI à source de tension	17
1.9.	Modélisation mathématique du redresseur MLI de tension	18
1.9.1.	Limitations de la tension DC et de l'inductance	19
1.9.2.	Modélisation en grandeurs triphasées (ABC)	20
1.9.3.	Modélisation dans le repère fixe (α - β)	21
1.9.4.	Modélisation dans le repère tournant (d-q)	23
1.10.	État de l'art sur le contrôle des redresseurs MLI	24
1.11.	Conclusion	33

1.1.Introduction

Les convertisseurs statiques de l'énergie électrique, qui agissent à la fois comme unité d'adaptation de l'énergie électrique et d'interface entre le réseau et les appareils industriels et domestiques, occupent une place de plus en plus importante. La présence massive et la profusion de ces charges non-linéaires ont créé une multitude de nouveaux problèmes telle la génération des harmoniques de courant et de tension, l'augmentation excessive de l'échange d'énergie réactive entre l'alimentation et la charge est une diminution de l'efficacité énergétique. Ces effets ne peuvent pas être négligés car la plupart des équipements du réseau en est en pratique affectée [2].

Afin de maintenir une grande qualité de l'énergie au niveau de l'utilisateur, un effort conjoint est demandé aux chercheurs œuvrant du côté des algorithmes de contrôle d'équipements industriels et à ceux travaillant du côté des fournisseurs d'énergie. Cet effort consiste dans un premier temps à améliorer les performances des équipements déjà existants. La solution la plus couramment mise en œuvre a été le filtrage passif. À cette solution, il a été proposé une alternative fort intéressante qui se résume en la conception de filtres actifs de puissance ou de redresseurs MLI [3].

Concernant les efforts mis en œuvre au niveau des équipements en cours de développement, ils ont consisté à concevoir des convertisseurs non polluants à prélèvement ou absorption de courants sinusoïdaux. Ces convertisseurs forcent les courants absorbés par le réseau à être sinusoïdaux. Ces dispositifs qu'ils soient des filtres actifs de puissance ou des redresseurs non polluants utilisent une structure de type convertisseur statique. Ainsi grâce aux progrès des semi-conducteurs, les convertisseurs qui sont habituellement des pollueurs harmoniques sont capables d'être respectivement des dépollueurs et des non pollueurs [4].

C'est à ce niveau que notre travail intervient et il s'agit donc d'utiliser une topologie de redresseur qui minimise les contraintes perçues par les interrupteurs et qui permet d'obtenir un faible taux harmonique et un facteur de puissance unitaire.

1.2.Qualité de l'énergie électrique

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des

convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance comme mentionné sur la figure.1.1 et ainsi que les techniques de commande choisies pour le contrôle de ces convertisseurs statiques [5].

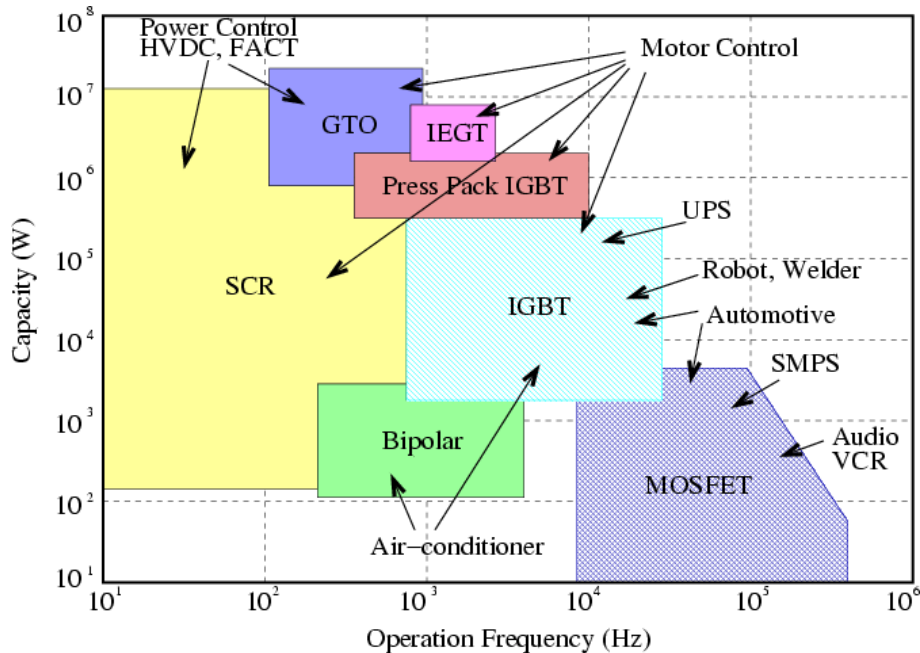


Figure 1.1: Applications des semi-conducteurs [6].

La qualité de l'électricité recouvre trois notions différentes à savoir, la continuité d'alimentation c.-à-d. pas de coupures d'électricité, la qualité de l'onde de tension définie par les phénomènes qui perturbent le fonctionnement des appareils électriques, et la qualité de service ou bien la relation avec les gestionnaires de réseaux. L'une des propriétés particulières de l'électricité est que certaines de ses caractéristiques dépendent à la fois du producteur d'électricité, des fabricants d'équipements et du client. Le nombre important de facteurs influençant la qualité de l'énergie et l'utilisation d'une terminologie et de définitions parfois approximatives expliquent en partie la complexité du sujet [7].

Ce chapitre introductif a pour objectif de faciliter les échanges sur ce sujet. Une terminologie claire doit permettre d'éviter les confusions. Il décrit les phénomènes principaux qui dégradent la qualité de l'énergie électrique, leurs origines, les conséquences sur les équipements et les solutions principales [8]. Il propose une méthodologie de définition de la qualité de l'énergie électrique selon les différents objectifs. Illustré par des exemples pratiques de mise en œuvre de solutions, il démontre les conséquences néfastes des perturbations électriques sur le réseau ce qui confirme également l'importance de respecter les règles de l'art et qui nécessite aussi la mise en œuvre d'une méthodologie rigoureuse pour le diagnostic,

l'étude, et la mise en œuvre des solutions, permettent une qualité d'alimentation personnalisée et adaptée au besoin de l'utilisateur [9].

1.2.1. Généralités sur la qualité de l'électricité

La qualité de l'onde de tension recouvre les perturbations liées à la forme de l'onde de tension délivrée par le réseau, susceptibles de modifier le fonctionnement des appareils électriques raccordés au réseau, et même de les endommager. De ce fait la qualité de l'électricité est devenue un sujet stratégique pour les producteurs, les personnels d'exploitation, de maintenance ou de gestion de sites industriels, et les constructeurs d'équipements, essentiellement pour les raisons suivantes [10]:

- ✓ l'ouverture du marché de l'électricité et la nécessité économique d'augmenter la compétitivité pour les entreprises.
- ✓ la généralisation d'équipements sensibles aux perturbations de la tension et/ou eux-mêmes générateurs de perturbations.

1.2.2. Classification des perturbations électriques

Les perturbations électromagnétiques susceptibles d'affecter et de perturber le bon fonctionnement des appareils et des procédés industriels sont en général rangées en plusieurs classes appartenant aux perturbations conduites et rayonnées [4]:

- ✓ basse fréquence (< 9 kHz).
- ✓ haute fréquence (≥ 9 kHz).
- ✓ de décharges électrostatiques.

1.3. Perturbations électromagnétiques

La mesure de qualité d'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les perturbations électromagnétiques conduites basse fréquence. Différents termes peuvent être utilisés en fonction des caractéristiques de la perturbation [11]:

- ✓ Surtensions
- ✓ Déséquilibres de tension
- ✓ Fluctuations de tension
- ✓ Creux de tension et coupures

- ✓ Harmoniques, inter-harmoniques
- ✓ Variations de la fréquence d'alimentation

1.3.1. Déséquilibres

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120° . Le degré de déséquilibre est défini en utilisant la méthode des composantes de Fortescue par le rapport de la composante inverse ou homopolaire du fondamental à celui de la composante directe du fondamental [12].

1.3.2. Variations et fluctuations de tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10 % de la tension nominale. Les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude [12].

1.3.3. Creux de tension et coupures

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise entre 90 % et 10 % (IEEE 1159) d'une tension de référence suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre la demi-période fondamentale du réseau (10 ms à 50 Hz) et une minute. Les creux de tension et les coupures brèves ont différentes causes [12].

- ✓ des défauts sur le réseau de transport ou de distribution ou sur l'installation elle-même.
- ✓ la commutation de charges de puissance importante comme les moteurs asynchrones, fours à arc, machines à souder, chaudières...

1.3.4. Harmoniques et inter-harmoniques

Toute fonction périodique peut se décomposer en une somme de sinusoïdes. Les harmoniques proviennent principalement de charges non linéaires dont la caractéristique est d'absorber un courant qui n'a pas la même forme que la tension qui les alimente. Le taux de distorsion harmonique donne une mesure de la déformation du signal. Les inter-harmoniques

sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de celle du fondamental donc situées entre les harmoniques. Elles sont dues à des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par différents récepteurs [11].

1.3.5. Variation de la fréquence

Ecart de la fréquence par rapport à sa valeur de référence par exemple 50 Hz en Algérie. Il a des conséquences moins importantes que les autres types de perturbations, peu d'impact sur les installations tant que les variations de la fréquence restent limitées [12].

1.3.6. Surtensions

Toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification est une surtension. Les surtensions sont de trois natures différentes [12]:

- ✓ temporaires à fréquence industrielle.
- ✓ de manœuvre provoquée par des modifications rapides de la structure du réseau.
- ✓ d'origine atmosphérique et les phénomènes naturels comme la foudre...

1.4.Origines des perturbations électriques

Généralement, ce sont des charges non linéaire, qu'il est possible de distinguer selon leurs domaines, industrielles ou domestiques. A noter que du fait de leurs multiples avantages notamment souplesse de fonctionnement, excellent rendement énergétique, performances élevées...etc. L'utilisation d'équipements à base d'électronique de puissance se généralise avec le temps. Les charges domestiques de puissance unitaire bien plus faible que les charges industrielles, mais leur effet cumulé du fait de leur grand nombre et de leur utilisation simultanée sur de longues périodes en font des sources de distorsion harmonique importantes [2]:

- ✓ équipements d'électronique de puissance comme les variateurs de vitesse, redresseurs à diodes ou à thyristors, onduleurs, alimentations à découpage...
- ✓ fours à arc, machines à souder, éclairage...
- ✓ Les démarreurs électroniques et les enclenchements de transformateurs de puissance.

1.5. Conséquences et les effets des perturbations sur les charges.

Les effets des perturbations sont généralement liées à l'augmentation des valeurs crêtes et efficaces et au spectre en fréquence des tensions et des courants. Au-delà d'un taux de distorsion harmonique de tension de 8 % les dysfonctionnements sont possibles. D'une façon générale, quelle que soit la perturbation, les effets peuvent être classés de deux manières différentes [3]:

- ✓ Effets instantanés ou à court terme : manœuvres intempestives de contacteurs ou d'organes de protection, Perte de précision des appareils de mesure, Destruction par surcharge thermique de condensateurs, mauvais fonctionnement ou arrêt d'une machine, vibrations et bruits...
- ✓ Effets à long terme : Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements, fatigue mécanique, destruction de matériels, pertes énergétiques dû aux échauffements et aux efforts électrodynamiques supplémentaires engendrés par les perturbations, corrosion de pièces métalliques...

1.5.1. Calcul du taux harmonique de distorsion

Pour mesurer le niveau des perturbations harmoniques du courant et de la tension, on utilise respectivement les notions de taux de distorsion harmonique THD_i (*Taux de distorsion harmonique du courant*) et le THD_v (*Taux de distorsion harmonique de la tension*).

Le premier s'exprime sous la forme suivante:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (1.1)$$

I_h : Valeur efficace du courant harmonique

I_1 : Valeur efficace du courant fondamental

h : Rang de l'harmonique

De même pour le THD_v :

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (1.2)$$

1.5.2. Normes internationales

Pour limiter les effets des perturbations harmoniques, des normes ont été mises en place, on peut citer la première norme IEEE std-519, Cette norme spécifie les limites de courants harmoniques qu'un abonné ne doit pas dépasser au point de raccordement avec le fournisseur d'énergie électrique. La deuxième est celle de la norme CEI-1000-3-2 Tableau 1.1, qui fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour les équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A.

Tableau 1.1: Limite des composantes harmoniques en courant.

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq k \leq 40$	$0.23 * 8/k$
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq k \leq 39$	$0.15 * 15/k$		

1.6. Solutions classiques de dépollution

Selon les dispositifs utilisés pour minimiser ou combattre les harmoniques, les solutions proposées peuvent être classées en deux groupes ; solutions classiques à base des éléments passifs et modernes à base des interrupteurs actifs. À noter que l'utilisation de ce genre d'appareils croît en nombre et parfois en puissance unitaire ces dernières années [12].

Une dégradation de qualité peut conduire alors à une modification du comportement, des performances ou même à la destruction des équipements et des procédés qui en dépendent avec des conséquences possibles sur la sécurité des personnes et des surcoûts économiques [13].

1.6.1. Inductance de ligne

Une inductance triphasée est placée en série avec l'alimentation ou intégrée dans le bus continu pour les convertisseurs de fréquence. Elle réduit les harmoniques de courant de

ligne donc la valeur efficace du courant absorbé ainsi que la distorsion au point de raccordement du convertisseur [14].

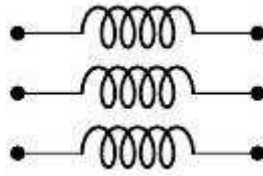


Figure 1.2: Inductance de lissage.

1.6.2. Filtrage passif

Il consiste à réaliser une impédance faible aux fréquences à atténuer grâce à l'agencement de composants passifs. Cet ensemble est placé en dérivation sur le réseau. Plusieurs filtres passifs en parallèle peuvent être nécessaires pour filtrer plusieurs composantes. Le dimensionnement des filtres harmoniques doit être soigné, un filtre passif mal conçu peut conduire à des résonances dont l'effet est d'amplifier des fréquences qui n'étaient pas gênantes avant son installation [11].

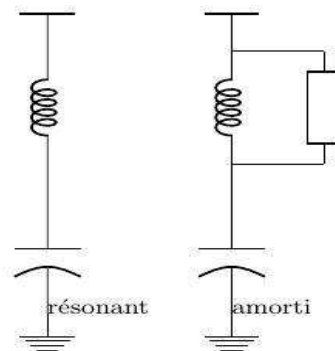


Figure 1.3: Filtres passifs résonant et amorti.

1.6.3. Transformateurs à couplages appropriés

L'utilisation de transformateurs primaire étoile et à secondaire ZIG-ZAG est une solution intéressante. Ce couplage permet d'avoir le minimum de distorsion au secondaire. Dans le cas de charges triphasées il est possible d'éliminer certains rangs d'harmonique en utilisant des transformateurs ou des autotransformateurs avec plusieurs secondaires déphasés[15].

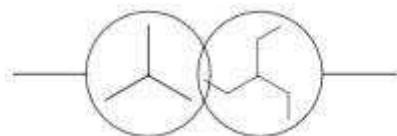


Figure 1.4: Symbole d'un transformateur étoile-zigzag.

1.6.4. Utilisation de redresseur dodécaphasé

Cette solution permet, par combinaison des courants, d'éliminer au primaire les harmoniques de rang les plus bas tels que 5 et 7 souvent les plus gênants car de plus fortes amplitudes. Elle nécessite un transformateur à deux secondaires, l'un en étoile, l'autre en triangle [12].

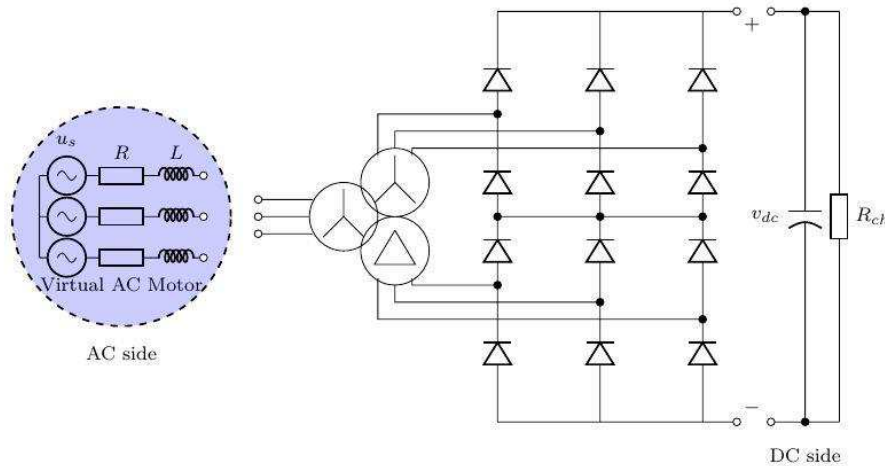


Figure 1.5: Redresseurs en pont dodécaphasé.

1.7. Solutions modernes de dépollution

Il existe d'autres voies de contrôle de l'impédance que nous nous garderons néanmoins de qualifier par solutions modernes passant par l'utilisation des convertisseurs statiques toujours plus performants, étant donné l'amélioration croissante des possibilités des composants semi-conducteurs de puissance comme le montre ce Tableau 1.2. Les IGBT ont permis le développement industriel de convertisseurs de puissance aptes à garantir la non-pollution au point de raccordement, donc un prélèvement sinusoïdal, ou la dépollution des réseaux par le filtrage actif de puissance [3].

Tableau 1.2: Caractéristiques d'emploi des semi-conducteurs [2].

Technologie	V	A	f (kHz)
Thyristor	7000	4000	0.5
GTO	4500	2500	0.5 à 1
Bipolaire	1400	750	1 à 10
IGBT	2000	1200	10 à 80
MOSFET	1000	100	100 à 1000

1.7.1. Filtrage actif

Un compensateur actif est un dispositif qui exploite au moins un convertisseur statique pour satisfaire la fonction de dépollution harmonique. Il consiste à neutraliser les harmoniques émis par la charge en analysant les harmoniques consommés par la charge et en restituant ensuite le même courant harmonique avec la phase convenable [15]. Il faut noter qu'il ne s'oppose pas nécessairement aux filtres passifs auxquels il peut s'associer avec intérêt [11].

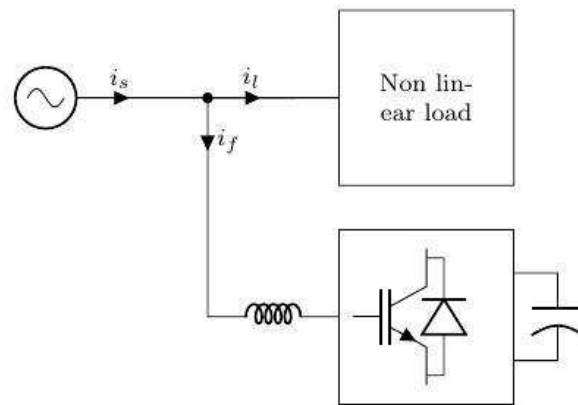


Figure 1.6: Topologie du filtre actif parallèle de puissance.

1.7.2. Filtrage hybride

Il est composé d'un filtre actif et d'un filtre passif accordé sur le rang de l'harmonique prépondérant et qui fournit l'énergie réactive nécessaire [8].

1.7.3. Redresseur MLI

Le prélèvement sinusoïdal est une technique qui permet aux convertisseurs statiques d'absorber un courant très proche d'une sinusoïde, avec en plus, un facteur de puissance proche de l'unité, c'est une technique très intéressante qui devrait être de plus en plus utilisée [4]. Cette méthode consiste à utiliser des convertisseurs statiques dont l'étage redresseur exploite la technique de commutation MLI [11]. Lorsque la stratégie de commande d'un pont redresseur intégrant, par exemple, un étage élévateur (BOOST) impose la circulation d'un courant réduit à son seul fondamental, il s'agit alors de prélèvement sinusoïdal, et le redresseur est alors qualifié de propre [2].

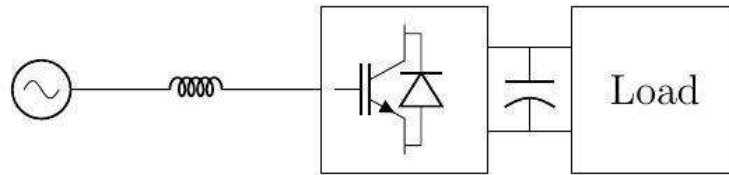


Figure 1.7: Redresseur MLI.

1.8. Principales topologies des redresseurs triphasés

Les montages redresseurs [16], sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif/continu [17]. Alimentés généralement par une source de tension alternative triphasé, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [12]. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif.

Il s'agit donc de choisir une topologie qui nous permet d'avoir un faible THD en courant sans pour autant augmenter les contraintes sur les interrupteurs, ainsi qu'un facteur de puissance unitaire [2]. Pour mieux cibler la topologie qui assurerait tous ces atouts nous nous sommes proposé, dans ce chapitre, de faire un survol bibliographique concernant les structures les plus répandues dans l'industrie.

1.8.1. Redresseur triphasé en pont de diode

Le circuit donné par la figure 1.8 représente le redresseur triphasé en pont de diode à deux alternances :

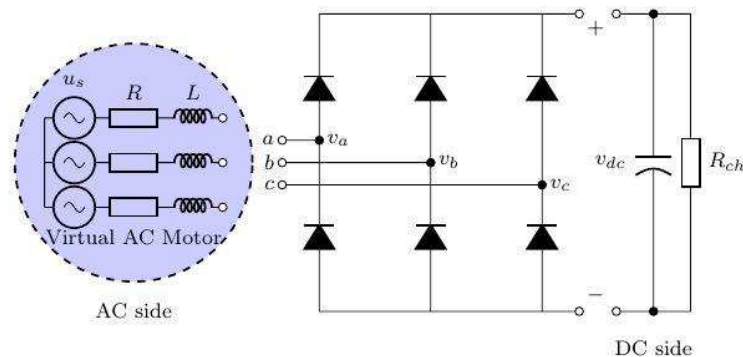


Figure 1.8: Redresseur triphasé non-commandé double alternance.

Ce convertisseur est formé de six diodes, un groupe à cathode commune et un autre groupe à anode commune où chaque diode est associée à une seule phase. Chaque diode conduit une seule fois par cycle quand la phase à laquelle elle est raccordée représente la tension instantanée la plus élevée par rapport aux deux autres. Il peut être vu comme étant deux redresseurs triphasés simple alternance alimentant la charge chacun durant une alternance [4].

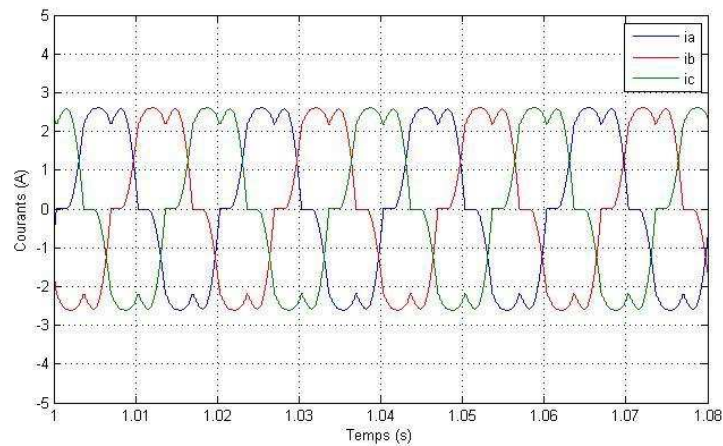


Figure 1.9: Courants absorbés par le pont redresseur à diodes

La figure 1.9 représente les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes, obtenues par simulation sous MATLAB/Simulink, avec insertion d'une inductance d'accouplement ($L=32$ mH). La figure 1.10 représente le spectre associé où apparaît la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13.

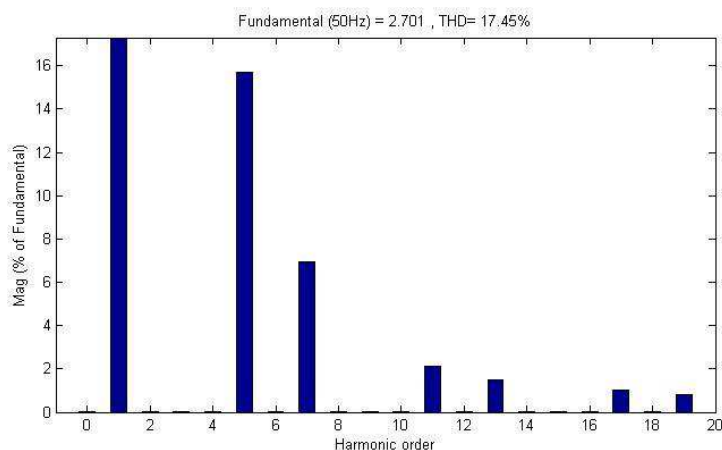


Figure 1.10: Spectre harmonique du courant absorbé.

Nous constatons que même si le $THDi$ est nettement atténué dans le cas des redresseurs en pont (17.45 %), il n'en demeure pas moins important comparé aux limites

fixées par la norme internationale 5% [8], C'est dans ce contexte, que furent introduits les convertisseurs non polluants que nous élaborons plus en détails ultérieurement.

1.8.2. Redresseur "VIENNA"

Ce convertisseur appelé convertisseur "Vienna" est représenté par la figure 1.11. Il s'apparente également au convertisseur à point neutre calé par des diodes. Il consiste néanmoins à remplacer les interrupteurs internes par un semi-conducteur bidirectionnel et les interrupteurs externes par des diodes. L'avantage de cette topologie est qu'elle ne contient que trois interrupteurs actifs. Tout comme le convertisseur précédent, ce dernier ne permet aucune bidirectionnalité du courant [18].

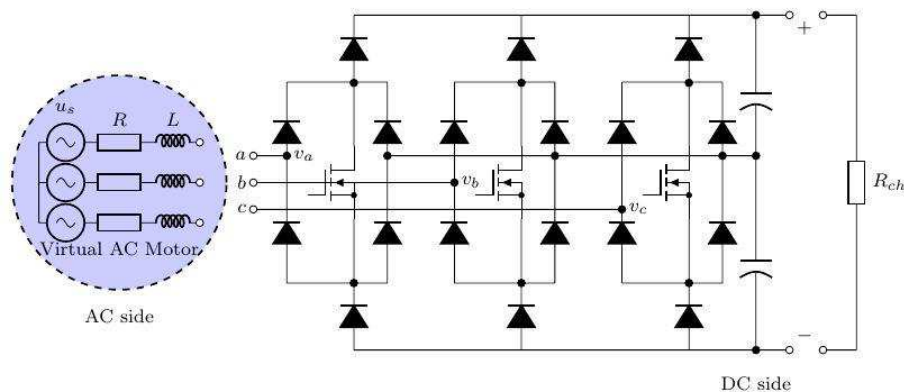


Figure 1.11: Redresseur Vienna.

1.8.3. Redresseur triphasé trois-niveaux à point neutre calé par diodes

Un convertisseur multi-niveaux à points calé par des diodes consiste en $m-1$ condensateurs et produit m niveaux de tension [19]. La figure 1.12 présente le cas d'un convertisseur trois niveaux à points neutres calés par des diodes. Les caractéristiques principales de ce type de topologies sont :

- ✓ Les contraintes en tension sur chaque interrupteur et sur chaque condensateur sont limitées.
- ✓ Plus m est élevé plus le contenu harmonique des courants de ligne est bas.
- ✓ Plus m est élevé plus le nombre d'interrupteurs est important.

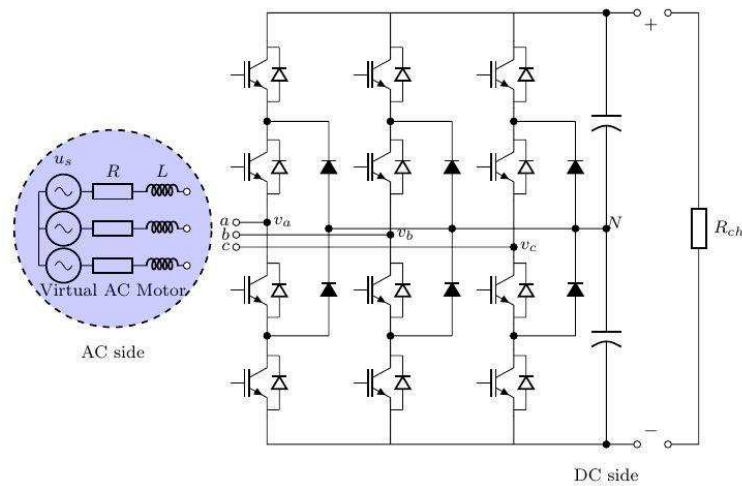


Figure 1.12: Redresseur triphasé trois-niveaux à point neutre calé par diodes.

1.8.4. Convertisseur MLI à source de courant

Le convertisseur se comporte dans ce cas comme un générateur de courant haché. Un filtre passif relativement conséquent est indispensable pour restituer côté secteur un courant sinusoïdal. Ce type de convertisseur est utilisé dans des applications spécifiques, par exemple pour fournir un courant continu très bien régulé. Cependant, l'utilisation d'une structure triphasée de type dévolteur n'est pas appropriée, puisqu'elle représente des inconvénients à faible puissance. Tous ces points constituent de véritables limites aux montages dévolteur classiques [15].

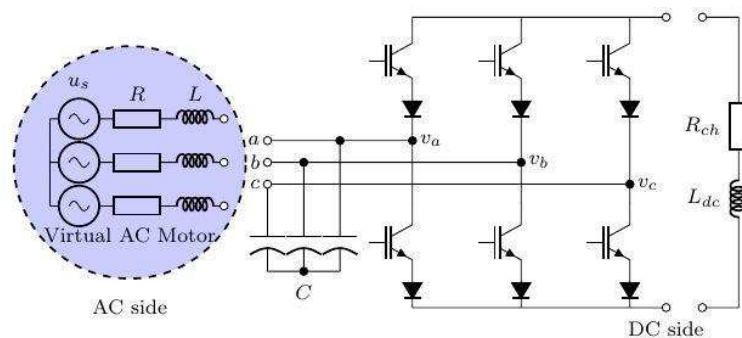


Figure 1.13: Convertisseur MLI à source de courant.

1.8.5. Convertisseur MLI à source de tension

Dans ce cas, le convertisseur se comporte vis-à-vis du réseau comme une force contre-électromotrice, un « générateur de tension sinusoïdale », et le courant sinusoïdal est obtenu en intercalant une inductance entre le réseau et la source de tension. La modulation de la tension est obtenue par l'intermédiaire d'un asservissement visant à maintenir le courant au plus près

de la sinusoïde de tension souhaitée. Même si d'autres charges non linéaires élèvent le taux de distorsion de la tension du réseau, la régulation peut agir de façon à prélever un courant sinusoïdal. Les faibles courants harmoniques résiduels ont une fréquence qui est celle de la modulation, et de ses multiples. La fréquence est liée aux possibilités des semi-conducteurs utilisés.

Le convertisseur proposé par Boon Teck Ooi en 1987 [20] est donné par la figure 1.14. Il s'agit d'un pont redresseur triphasé à six interrupteurs actifs avec des diodes antiparallèles qui sont connectées au réseau triphasé à travers les inductances. Ces inductances assurent d'une part la fonction survolteur avec le condensateur et les interrupteurs du pont et d'autre part le filtrage côté alternatif du courant de ligne. Ce montage permet d'obtenir des courants de ligne sinusoïdaux et une tension de bus continu régulé. Quant à la structure survolteur, les tensions mises en jeu et par conséquent les contraintes subies par les interrupteurs sont très importantes pour les applications de haute puissance [2].

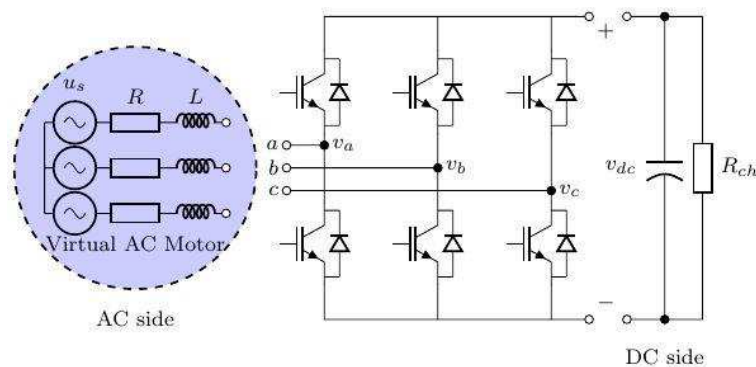


Figure 1.14: Convertisseur MLI à source de tension.

1.9. Modélisation mathématique du redresseur MLI de tension

La figure 1.15 montre le modèle électrique du convertisseur MLI. La tension d'alimentation est donnée par u_s . Où u_{inv} représente la tension contrôlable de bus continu à la sortie du convertisseur.

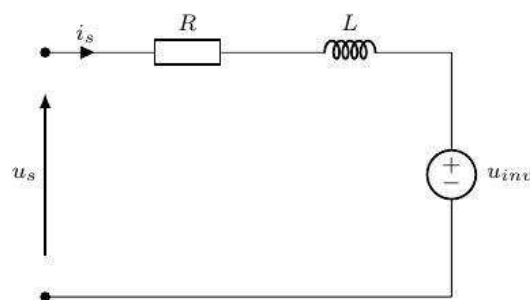


Figure 1.15: Modèle électrique du redresseur MLI.

Le courant de ligne i_s est contrôlé par la chute de tension aux bornes de l'inductance de couplage L reliant les deux sources de tension et sa résistance interne est donnée par R .

Les tensions de réseau d'alimentations du système triphasé équilibré sont représentées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} u_{sa} = E_m \cos(\omega t) \\ u_{sb} = E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ u_{sc} = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.3)$$

Les courants de ligne peuvent être donnés par:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi) \\ i_b = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_c = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \end{cases} \quad (1.4)$$

Comme il n'y a pas de connexion neutre, nous obtenons :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.5)$$

1.9.1. Limitations de la tension DC et dimensionnement de l'inductance

Pour un bon fonctionnement du redresseur, une tension minimale du bus continu est nécessaire pour obtenir des formes d'onde non distordue de courant. Théoriquement, nous devons nous assurer une tension de sortie supérieure à la tension maximale générée par un redresseur en pont de diodes.

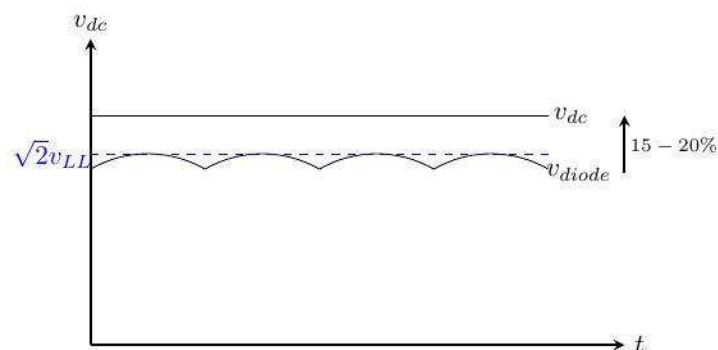


Figure 1.16: Tension de bus continu.

Il sera préférable de choisir une tension DC environ de 15-20% plus élevée que $\sqrt{2}V_{LL}$. Où V_{LL} et V_{LN} représentent la tension d'alimentation composée et simple respectivement .

$$V_{dc}^{min} > V_{LN}^{rms} * \sqrt{3} * \sqrt{2} = 2.45 * V_{LN}^{rms} \quad (1.6)$$

A partir de cette équation, nous pouvons obtenir la valeur de l'inductance maximale :

$$L < \frac{\sqrt{\frac{u_{dc}^2}{3} - E_m^2}}{\omega i_d} \quad (1.7)$$

1.9.2. Modélisation en grandeurs triphasées (ABC)

En utilisant le schéma électrique exposé par la figure 1.15, l'équation suivante peut être déduite :

$$\vec{u}_s = R\vec{i}_s + L \frac{d\vec{i}_s}{dt} + \vec{u}_{inv} \quad (1.8)$$

Le redresseur est modélisé par quatre équations, une équation pour chaque phase de tension, et une pour le courant de bus continu :

$$\begin{pmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (1.10)$$

La combinaison des équations précédentes peut être représentée sous forme de schéma bloc.

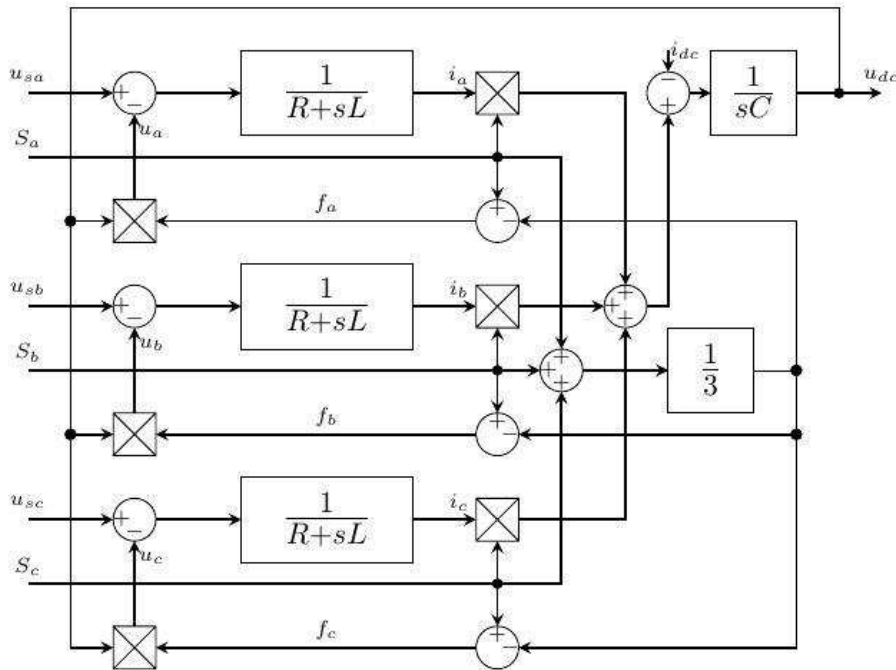


Figure 1.17: Modèle (ABC) du redresseur.

Les tensions composées à l'entrée du redresseur MLI peuvent être exprimées en fonction de la tension de bus continu et des états des interrupteurs actifs comme suit:

$$\begin{cases} u_{sab} = (S_a - S_b)u_{dc} \\ u_{sbc} = (S_b - S_c)u_{dc} \\ u_{sca} = (S_c - S_a)u_{dc} \end{cases} \quad (1.11)$$

Et les tensions de phase sont données par les relations suivantes:

$$\begin{cases} u_{sa} = f_a u_{dc} \\ u_{sb} = f_b u_{dc} \\ u_{sc} = f_c u_{dc} \end{cases} \quad (1.12)$$

Avec:

$$\begin{cases} f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \\ f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \\ f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \end{cases} \quad (1.13)$$

Ainsi, en considérant un seul bras du redresseur, S_i peut avoir deux états à savoir:

$$S_i = \begin{cases} 1 \text{ interrupteur supérieur ON} \\ 0 \text{ interrupteur inférieur ON} \end{cases} \quad (1.14)$$

La puissance active et réactive fournie par le réseau est donnée comme suit dans les coordonnées ABC:

$$\begin{cases} P = \text{Re}\{\vec{u}_s \cdot \vec{i}_s^*\} = u_{sa}i_a + u_{sb}i_b + u_{sc}i_c \\ Q = \text{Im}\{\vec{u}_s \cdot \vec{i}_s^*\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{bc}i_a + u_{ca}i_b + u_{ab}i_c) \end{cases} \quad (1.15)$$

1.9.3. Modélisation dans le repère fixe (α - β)

Les tensions d'alimentation dans le repère fixe (α - β) sont données par ces deux équations :

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}}E_m \cos(\omega t) \\ u_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}}E_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (1.16)$$

Le redresseur de ce fait est modélisé par seulement trois équations dans le repère fixe (α - β), une équation pour chaque phase de tension, et une pour le courant de bus continu:

$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix} \quad (1.17)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = S_{\alpha} i_{\alpha} + S_{\beta} i_{\beta} - i_{dc} \quad (1.18)$$

La combinaison des équations précédentes présentées dans le repère (α - β), peut être représentée par le schéma bloc suivant.

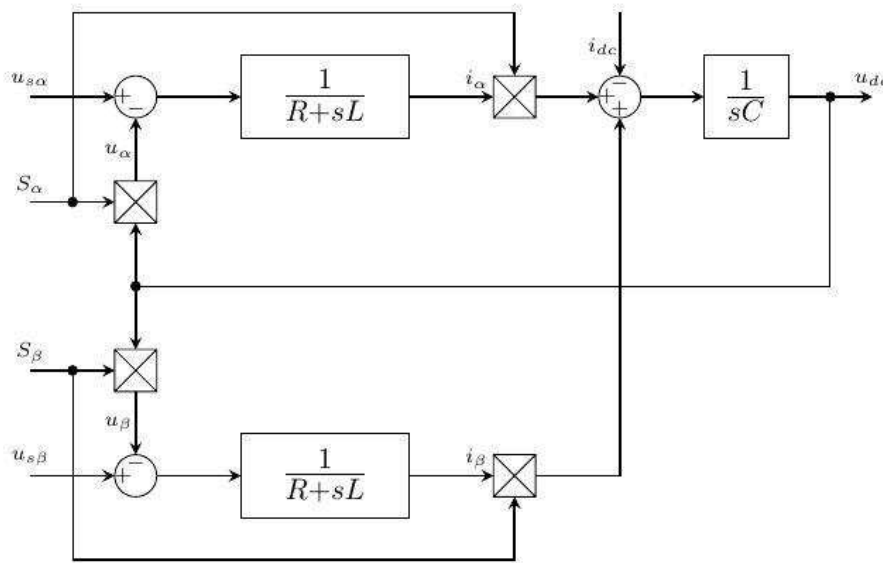


Figure 1.18: Modèle (α - β) du redresseur.

Les états des interrupteurs sont obtenus par les équations suivantes dans le repère fixe

$$\begin{cases} S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \\ S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (1.19)$$

Les puissances active et réactive instantanée échangées avec le réseau sont écrites dans les coordonnées (α - β) par:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (u_{s\alpha} i_{\alpha} + u_{s\beta} i_{\beta}) \\ Q = \frac{3}{2} (u_{s\beta} i_{\alpha} - u_{s\alpha} i_{\beta}) \end{cases} \quad (1.20)$$

1.9.4. Modélisation dans le repère tournant (d-q)

Les expressions qui représentent les tensions d'alimentation dans le repère tournant (d-q) sont :

$$\begin{cases} u_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \\ u_{sq} = 0 \end{cases} \quad (1.21)$$

Les expressions qui modélisent le redresseur MLI dans le repère tournant (d-q) sont obtenues à l'aide de la transformation de Park initiale, de ce fait un terme de couplage entre la composante directe et la composante en quadrature est apparu dans les équations de tension :

$$\begin{cases} u_{sd} = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - L\omega i_q + u_d \\ u_{sq} = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d + u_q \end{cases} \quad (1.22)$$

Le bus continu sera modélisé dans ce cas-là par l'équation suivante:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = (i_d S_d + i_q S_q) - i_{dc} \quad (1.23)$$

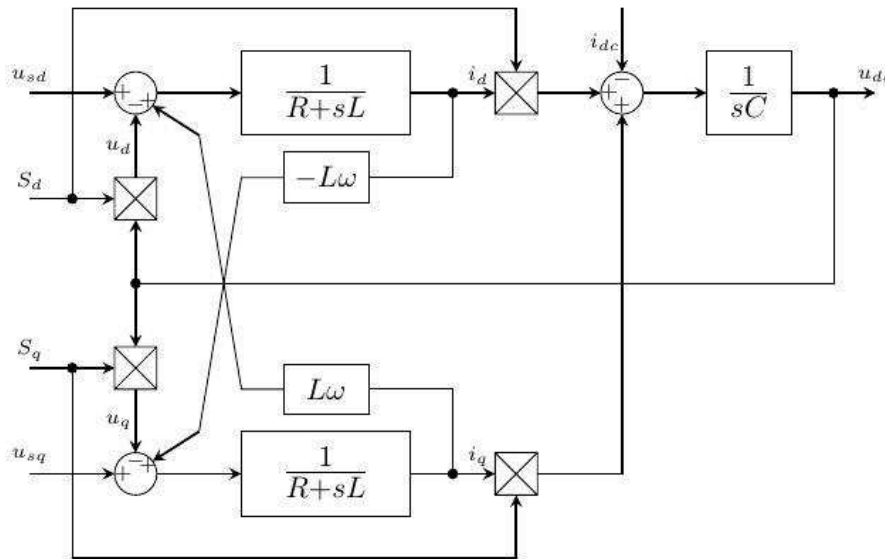


Figure 1.19: Modèle (d-q) du redresseur.

Les formules qui donnent la relation entre les états des interrupteurs dans le repère tournant (d-q) et le repère fixe (α-β) sont :

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t \end{cases} \quad (1.24)$$

La valeur de la résistance R est pratiquement négligeable, vu que la chute de tension aux bornes de la résistance est beaucoup plus faible que la chute de tension de l'inductance, ce qui donne des équations simplifiées suivantes :

$$\begin{cases} u_{sd} = L \frac{di_d}{dt} - L\omega i_q + u_d \\ u_{sq} = L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d + u_q \end{cases} \quad (1.25)$$

Les puissances active et réactive instantanées échangées avec le réseau dans le repère tournant sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (u_{sd} i_d + u_{sq} i_q) = \frac{3}{2} E_m I_m \\ Q = \frac{3}{2} (u_{sq} i_d - u_{sd} i_q) \end{cases} \quad (1.26)$$

1.10. État de l'art sur le contrôle des redresseurs MLI

De nos jours les systèmes à base de l'électronique de puissance sont de plus en plus utilisés, non seulement dans l'industrie, mais aussi dans les appareils de faible puissance dédiée à l'usage personnel, plusieurs problèmes liés aux redresseurs à diodes, qui sont utilisés principalement dans les alimentations à courant continu, sont apparus ces dernières années. Parmi ces problèmes majeurs on cite le faible facteur de puissance, et encore un autre problème gênant est dû au phénomène des harmoniques dans les courants d'entrée.

La plupart des redresseurs triphasés utilisent un circuit en pont de diodes et un condensateur de stockage. Cela donne l'avantage d'être simple, robuste et moins chère. Mais, un redresseur à diodes ne permet que l'écoulement de puissance unidirectionnel, et absorbe aussi de l'énergie réactive, ce qui donne un faible facteur de puissance, de plus il provoque un niveau élevé des harmoniques dans les courants d'entrée. Par conséquent, un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions (MLI) est une solution plus intéressante [21] pour les applications industrielles grâce aux avantages suivants :

- ✓ Écoulement de puissance bidirectionnel
- ✓ Faible distorsion harmonique dans les courants de ligne
- ✓ Facteur de puissance unitaire
- ✓ Régulation et stabilisation de la tension de bus continu
- ✓ Taille du filtre de sortie réduite

Pour cela, les convertisseurs MLI sont adoptés dans les applications qui nécessitent moins de distorsion harmonique dans la forme d'onde. Le but est de respecter les réglementations strictes concernant le sujet de la pollution électrique. Etant donné que les convertisseurs MLI ont des capacités pour contrôler les courants avec une forme d'onde sinusoïdale, un facteur de puissance unitaire peut être facilement achevé en réglant les courants en phase avec les tensions d'alimentation [22].

Le redresseur triphasé MLI a été largement utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie électrique en raison de ses capacités comme l'écoulement de puissance bidirectionnel [23], courant de ligne sinusoïdale, facteur de puissance contrôlable, et bonne régulation de la tension de bus continu sans besoin d'utiliser une capacité de grande valeur au borne de la charge. Le domaine d'application d'un redresseur MLI comprend les variateurs de vitesse [24], réseau de distribution, transmission de puissance à base des convertisseurs de tension [25], filtre active de puissance [26] et les systèmes d'énergie renouvelable [27] que ce soit des turbines éoliennes ou photovoltaïques [28]. Les redresseurs MLI ont été utilisées aussi comme des convertisseurs AC/DC/AC ou comme des systèmes d'alimentation en courant continu. Le développement rapide des méthodes de contrôle dédiées aux redresseurs MLI a été possible grâce aux progrès des semi-conducteurs et aux outils informatiques comme les microprocesseurs de signaux numériques, qui permettent un fonctionnement rapide avec le moindre coût. Il donne une possibilité pour la mise en œuvre des algorithmes de contrôle plus sophistiqués [29]. Vu de son utilisation répandue, beaucoup d'efforts ont été faits sur les techniques de commande dédiées aux redresseur MLI [30]. Un contrôle approprié peut améliorer à la fois les performances du redresseur et réduire la taille des composants passifs.

Une technique conventionnelle pour la commande des convertisseurs MLI est basée sur le contrôle des courants d'entrées, dans lequel les commandes sont fournies à partir des tensions d'alimentation mesurées [31]. Le régulateur de courant utilise généralement une technique de modulation de telle sorte que les formes d'onde de courant sinusoïdal peuvent être obtenues dans le but d'améliorer le facteur de puissance. D'une manière générale, pour un asservissement en boucle fermée le convertisseur nécessite trois types de capteurs [32]:

- ✓ Capteurs de courant côté alternatif.
- ✓ Capteur de tension pour le bus continu
- ✓ Capteurs de tension côté alternatif

Les deux premiers capteurs sont absolument indispensables en ce qui concerne non seulement le contrôle du système, mais aussi la protection contre les surintensités dans les lignes d'entrée et les surtensions aux bornes du bus continu. En conséquence, ce sont des éléments essentiels pour le convertisseur. Cependant le troisième capteur, peut être omis du convertisseur. L'élimination de quelques capteurs peut contribuer à améliorer la fiabilité du système contre les bruits électriques dans les lignes, coupure accidentelle des lignes, et ainsi de suite [23].

Différentes stratégies de contrôle appliquées aux redresseurs MLI ont été proposées [17], [33]. Une méthode bien connue de contrôle indirecte de puissance active et réactive est basée sur l'orientation du vecteur de courant/flux par rapport au vecteur de tension référence – voltage oriented control (VOC)- [33],[34]. Le VOC garantit des performances dynamiques et statiques élevées via des boucles de régulation interne. Cependant, la configuration finale et les performances obtenues sont largement liées aux paramètres du système

Le VOC est la technique de commande la plus utilisée pour le contrôle indirecte de puissance active et réactive [16], cet algorithme est basé sur l'orientation du flux dans le repère tournant par rapport à la tension de référence. Pour ce système de commande, un facteur de puissance unitaire est obtenu lorsque le courant de ligne est aligné avec la tension de phase qui alimente le redresseur MLI.

Une structure de commande est habituellement utilisée avec une régulation de la tension de bus continu et des boucles internes de courant [32]. Pour la connexion au réseau avec un filtre simple (inductance) les courants de commande sont principalement donnés par des correcteurs PI selon la commande vectorielle bien connue dans l'industrie [16]. Des filtres LCL sont aussi proposés pour le raccordement des redresseurs au réseau ce qui offre des avantages en terme de coûts et de la dynamique, vu que des inductances de faible valeurs peuvent être installées afin d'obtenir l'amortissement nécessaire aux harmoniques de commutation haute fréquence [33]. Un inconvénient majeur de cette topologie est le risque d'avoir le phénomène de résonance avec le filtre d'entrée même si on ajoute une résistance en série avec le condensateur.

Un travail proposé dans [22] présente une technique de commande très intéressante qui permet d'améliorer le facteur de puissance en contrôlant directement la puissance active et réactive instantanée sans capteurs de tension. Cette approche propose à la fois un contrôle direct de la puissance instantanée et l'estimation des tensions d'alimentation. Le contrôle des

puissances proposées concerne les puissances active et réactive instantanée à l'aide d'un comparateur à hystérésis. La commande peut être effectuée en sélectionnant l'état de commutation optimal du convertisseur, de sorte que les erreurs de puissance active et réactive soient limitées dans une bande d'hystérésis appropriée. A cet effet les comparateurs à hystérésis sont associés à une table de commutation [35]. Celle-ci est basée sur un calcul des tensions pour chaque séquence de fonctionnement du convertisseur en détectant les courants de ligne et en calculant la puissance active et réactive utilisées en tant que variables d'état. Etant donné que cette méthode traite les variables instantanées pour déduire les tensions du réseau, il est possible d'estimer non seulement une composante fondamentale [36], mais aussi des composantes harmoniques de la forme d'onde de tension. Cette caractéristique contribue également à améliorer le facteur de puissance et l'efficacité globale du système.

Les redresseurs triphasés avec modulation de largeur d'impulsion MLI connectés au réseau sont souvent utilisés dans les systèmes des énergies renouvelables [37] et dans les variateurs de vitesse qui possèdent une phase de récupération ou de freinage [38]. Avec la bidirectionnalité en puissance ils permettent aussi le contrôle du facteur de puissance, ainsi que la tension de bus continu tout en émettant une faible distorsion harmonique au réseau électrique par rapport aux redresseurs classiques en pont de diode.

Au cours des dernières années, une technique d'estimation a été proposée pour le contrôle direct de puissance (DPC), [36]. Cette technique est basée sur les boucles de commande de puissance active et réactive instantanée. Le principe est inspiré de la commande directe de couple appliquée au moteur asynchrone [38]. Dans la DPC, il n'existe plus de boucles internes de régulation ou des blocs de modulation car les états de commutation sont sélectionnés directement via une table de commutation [39]. Les états des interrupteurs sont choisis de ce fait à base des erreurs instantanées entre les valeurs estimées et les consignes de puissance active et réactive et la position de tension d'alimentation [40] ou la position du flux virtuel [17]. Les inconvénients majeurs de ce système de contrôle sont la fréquence variable de commutation appliquée au convertisseur et la nécessité d'une haute fréquence d'échantillonnage pour avoir des performances satisfaisantes. Cependant, ceux-ci peuvent être résolus par la combinaison d'une stratégie de commande prédictive et de la DPC, via une technique de modulation vectorielle (SVM) [41]. Pour obtenir de hautes performances statiques et dynamiques cette stratégie de contrôle direct de puissance impose une fréquence de commutation constante au redresseur triphasé avec modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La stratégie de commande évoquée précédemment [22] donne des résultats moins satisfaisants lorsque la tension de phase est déformée. Seule une stratégie de commande DPC basée sur l'estimation du Flux Virtuel au lieu des tensions de phase, appelée VF-DPC [36], fournit un courant de ligne sinusoïdale et une faible distorsion harmonique. Cependant, parmi les inconvénients de la technique VF-DPC on peut citer:

- ✓ Fréquence de commutation variable
- ✓ Fréquence d'échantillonnage élevée est nécessaire pour l'implémentation numérique des comparateurs à hystérésis
- ✓ Surdimensionnement des filtres d'entrée
- ✓ Des convertisseurs AD et microprocesseur rapide sont obligatoires.

De ce fait, il est difficile d'implémenter la technique VF-DPC dans l'industrie. Par contre tous ces inconvénients peuvent être éliminés si la table de commutation est remplacée par une technique de modulation MLI. En conséquence ce travail présente une nouvelle approche de commande de la DPC sans utilisation de capteurs de tension avec une fréquence de commutation constante en appliquant une modulation vectorielle pour générer les impulsions convenable au convertisseur [21]. La DPC est basée sur les boucles de puissance active et réactive instantanée. Dans la commande DPC, il n'y a aucune boucle de régulation interne de courant ni bloc de modulation MLI. Vu que les états de commutation du convertisseur sont sélectionnés par une table de commutation basée sur l'erreur instantanée entre les valeurs de référence et estimée de la puissance active et réactive. Par conséquent, un bon fonctionnement de la DPC nécessite une estimation correcte et rapide de la puissance active et réactive instantanée [29].

Différents stratégies de commande ont été proposées dans les derniers travaux de recherche sur ce type de redresseur MLI [23]. Bien que ces stratégies de contrôle peuvent atteindre les mêmes objectifs principaux, tels que le facteur de puissance élevé et la forme d'onde quasi-sinusoïdale de courant d'entrée, mais leurs principes restent différents [41]. Ils peuvent être classés selon leur utilisation des contrôleurs de courant ou des contrôleurs de puissance active et réactive [21].

L'objectif de ce travail [41] est de présenter un simple schéma de commande directe de puissance appliquée au redresseur triphasé MLI basé sur une approche prédictive. La technique DPC prédictive proposée fonctionne avec une fréquence de commutation constante en utilisant une technique de modulation vectorielle (SVM). Pour cette proposition, un

algorithme de commande prédictif, utilisant le principe de régulation à réponse pile [42], a été développé pour déterminer le vecteur approprié de tension appliqué au redresseur, à générer au cours de chaque période de commutation, afin d'annuler simultanément les erreurs de puissance actives et réactives à la fin de cette période de commutation. Le vecteur de tension choisi dans le repère fixe (α - β) ou tournant (d-q) est transformé en séquences de commutation (vecteurs de tension adjacents) au moyen de la technique SVM. L'algorithme développé de commande directe de puissance prédictive a été validé expérimentalement. En utilisant un banc d'essai basé autour d'une carte dSPACE. Les résultats obtenus, montrent les principaux avantages de la DPC prédictive proposée, par rapport à la DPC classique en utilisant la table de commutation prédéfinie [41].

La stratégie de commande classique du redresseur MLI est connue sous le nom de contrôle vectoriel de la tension orientée (VOC)[16]. Cette stratégie consiste à décomposer les courants du réseau électrique en deux composantes en quadratures qui représentent les images de la puissance active et réactive. Ces deux composantes sont contrôlées séparément par deux boucles de régulation. Bien que de bonnes performances statiques et dynamiques sont obtenues en utilisant le VOC, ces performances restent fortement liées au réglage des correcteurs [33]. Le contrôle direct de puissance DPC [22] est une autre stratégie de commande de haute performance pour le contrôle des redresseurs MLI qui ressemble au contrôle direct de couple DTC utilisé dans l'entraînement électrique [43]. Par rapport à la technique conventionnelle VOC, le DPC sélectionne directement le vecteur de tension désiré à partir d'une table de commutation prédéfinie et élimine la boucle de courant interne[36]. Cette stratégie de commande permet un comportement dynamique très satisfaisant. Cependant, la table de commutation dans DPC classique est obtenue d'une manière heuristique ce qui ne peut pas garantir l'efficacité du vecteur de tension sélectionné. Par conséquent, certains auteurs ont révisé la table de commutation classique pour parvenir à une amélioration de performance en proposant de nouvelles tables de commutation [39]. En utilisant la logique floue ou via une régulation au niveau de la sortie en appliquant une technique de modulation SVM [21] pour sélectionner les vecteurs de tension désirés. Cependant, l'amélioration de performance reste limitée si le modèle complet du redresseur MLI et son comportement ne sont pas prises en compte.

Récemment, "model predictive direct power contrôle" MPDPC a été proposé pour le control des redresseurs MLI [44]. Cette technique met en œuvre un seul vecteur de tension pour la prochaine période de contrôle comme la DPC classique [22], mais leurs principes de

sélection sont complètement différents. La particularité de la MPDPC est sa prise en compte du modèle et du comportement de redresseur MLI[45]. Une fonction de coût pour réduire les erreurs de puissance est définie et les effets de chaque vecteur de tension appliqué au redresseur sont évalués afin de sélectionner celle qui minimise la fonction de coût [46]. Par rapport au tableau de commutation dans la DPC classique, le vecteur choisi dans la MPDPC est plus précis et très efficace pour réduire les erreurs de puissance. Toutefois, l'application d'un seul vecteur de tension au cours d'une période de contrôle ne parvient pas à exploiter pleinement le potentiel de la MPDPC pour améliorer les performances statiques. En plus, à cause du nombre limité des vecteurs de tension dans le convertisseur deux niveaux, la fréquence d'échantillonnage doit être élevée pour assurer de bonnes performances statique et dynamique [47].

DPC et MPDPC utilisent un seul vecteur de tension durant un cycle de commutation. En fait, il existe de nombreuses méthodes [48] de contrôle qui utilisent trois vecteurs de tension pendant une période de contrôle afin de minimiser les ondulations de puissances et avoir une fréquence de commutation constante [49]. Cette approche basée sur trois vecteurs a été largement appliqué dans le contrôle des convertisseurs statiques et l'entraînement des machines électriques [50]. L'algorithme le plus populaire utilise une technique de modulation vectorielle [21] et les tensions de références peuvent être obtenues de différentes manières tels que la commande à réponse pile [51] commande par mode glissant [52] commande à base des correcteurs PI [34]. Également le VOC peut être classé dans ce groupe car l'utilisation de la technique SVM fait présenter le concept au choix des vecteurs [29]. À noter qu'il existe aussi d'autres moyens pour obtenir la durée de chaque vecteur de tension sans utilisation du bloc SVM [48] et [49]. Bien que le contrôle à base de trois vecteurs puisse atteindre de bonnes performances statiques et dynamiques avec une fréquence d'échantillonnage réduite le principe de fonctionnement reste très compliqué à exploiter dans l'industrie [50].

Le travail [47] introduit le concept du rapport cyclique dans la commande MPDPC pour améliorer ses performances par rapport à celle qui utilise un seul vecteur durant une période de contrôle [30]. Cette période est divisée en deux intervalles, le premier intervalle pour le vecteur actif sélectionné par MPDPC et le deuxième pour le vecteur nul approprié. La durée du vecteur non nul est obtenue analytiquement selon le principe minimisation de l'erreur de puissance [48]. Une étude comparative entre la nouvelle MPDPC et MPDPC classique a été effectuée et a conduit à des résultats de simulations et expérimentaux confirment l'efficacité de la commande MPDPC [47].

Une méthode simple mais très efficace a été proposée [49] pour le contrôle direct de puissance prédictive appliqué aux génératrices asynchrone à double alimentation utilisé dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne [37]. Cette approche est capable de fonctionner à basse fréquence de commutation et fournit de excellentes performances dynamiques et statiques. Bien évidemment, ce sont des caractéristiques très utiles pour les applications d'énergie éolienne de haute puissance. Trois vecteurs sont choisis et appliqués durant une période de contrôle afin de réduire les ondulations de puissance active et réactive. Par rapport aux techniques précédentes à trois vecteurs utilisant deux tableaux de commutation [48],[50], la nouvelle approche ne nécessite qu'un seul tableau de commutation pour obtenir les trois vecteurs. De plus la durée de chaque vecteur est obtenue d'une manière beaucoup plus simple et très efficace [42]. La fréquence de commutation peut être considérablement abaissée en disposant de manière appropriée la séquence de commutation des trois vecteurs. Enfin, l'influence du retard provoquée par l'implémentation numérique a été également étudiée [49].

La stratégie de commande classique de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est connue sous le nom de la commande vectorielle avec orientation du flux statorique [53] ou de la tension statorique [54]. Les courants rotoriques sont décomposés en deux grandeurs, l'une représentant le couple et l'autre le flux. Elles sont régulées séparément à l'aide du régulateur linéaire PI. Une technique de modulation vectorielle (SVM) est obligatoire pour générer les impulsions convenables aux interrupteurs. Des bonnes performances sont obtenues en utilisant cette technique de commande vectorielle. Néanmoins la présence des transformations de Park et l'exigence d'un découplage approprié sont parmi les points faibles de cette stratégie, elle nécessite également beaucoup de réglage pour assurer la stabilité du système sur toute la plage de fonctionnement en raison des multiples boucles d'asservissement dans le schéma de commande [55].

Afin de surmonter le grand travail de réglage et de réduire la complexité de commande vectorielle [5], les méthodes de contrôle direct, tels que le contrôle direct de puissance (DPC) [56], [57] et le contrôle direct de couple (DTC) [42], ont été proposées au cours des dernières années. Les commandes DTC et DPC sont caractérisés par une réponse dynamique rapide, une structure simple et une faible dépendance aux paramètres. Elles se sont imposées à la fois dans les milieux universitaires et dans l'industrie à travers le monde [58]. Cependant les inconvénients tels que :

- ✓ Ondulations de couple (flux) ou de puissance active (réactive) au régime statique

- ✓ Fréquence de commutation variable
- ✓ Comparateurs à hystérésis
- ✓ Tableau de commutation prédéfini

Poussent à chercher d'autres solutions plus pertinentes afin de tendre vers un comportement global plus performant.

Parmi les solutions proposées, il est possible d'introduire l'idée du rapport cyclique dans les méthodes de contrôle direct pour améliorer les performances statiques et maintenir la simplicité et la robustesse de ces techniques [42]. Deux vecteurs sont appliqués pendant une période de contrôle, en général un vecteur actif choisi à partir de la table de commutation suivie d'un vecteur nul. Les ondulations de couple ou de puissance peuvent être réduites en ajustant le rapport cyclique du vecteur actif [59]. Dans ce contexte, plusieurs méthodes ont été proposées pour déterminer le rapport cyclique adéquat. Généralement, ces méthodes ne considèrent que la réduction d'ondulation d'une seule variable, comme le couple dans la DTC [50] et la puissance active dans la DPC [48], et ne parviennent pas à prendre la réduction de flux ou de puissance réactive en compte. Les formules pour obtenir le rapport cyclique sont généralement compliquées et nécessitent une bonne connaissance des paramètres du système. La fréquence de commutation peut être limitée en échangeant la séquence du vecteur actif et du vecteur nul. Ce genre de méthode est très convenable pour les applications à haute puissance fonctionnant seulement à quelques centaines de hertz.

Récemment, une nouvelle stratégie utilisant deux vecteurs actifs et un vecteur nul pendant une période de contrôle a été proposée pour la commande des convertisseurs DC/AC [60], des génératrices asynchrone à double alimentation (GADA) [49] et des machines synchrones à aimant permanent (MSAP) [42]. Cette approche est une extension des méthodes du rapport cyclique utilisées dans le contrôle direct en utilisant trois au lieu de deux vecteurs pour obtenir une réduction des ondulations dans le couple et le flux [50] ou puissances actives et réactives [48]. En plus, l'approche basée sur trois vecteurs est adoptée pour avoir la capacité de fonctionner à une fréquence de commutation faible, ce qui est très important pour les applications d'énergie éolienne de haute puissance. Deux tableaux de commutation sont obligatoires [48] pour le fonctionnement en régime dynamique et en régime permanent, respectivement. La vitesse de rotation est également nécessaire pour distinguer le mode de sup-synchronisme ou hyper-synchronisme [56]. Les formules qui déterminent la durée d'application de chaque vecteur et la pente du couple/flux ou de la puissance active/ réactive

sont généralement très compliquées où sont obtenue analytiquement selon le principe de minimisation d'ondulation de puissance [60]. Pour réduire les pertes par commutation, deux séquences de vecteur sont considérées

1.11. Conclusion

Du fait de la profusion des charges non linéaires, la distorsion harmonique des réseaux est un phénomène dont l'amplitude est croissante. Ses effets ne peuvent être négligés, car la quasi-totalité des composants du réseau en est en pratique affectée. La solution la plus couramment mise en œuvre a été le filtrage passif. A cette solution lourde et non exempte de risque, il est aujourd'hui proposé une alternative forte séduisante : l'utilisation des redresseurs MLI. Ces dispositifs utilisent une structure de type convertisseur statique de puissance. Ainsi, grâce aux progrès des semi-conducteurs, les convertisseurs, qui sont habituellement des pollueurs harmoniques, sont capables d'être des dépollueurs efficaces et auto-adaptatifs. Le redresseur MLI souple d'emploi, auto-adaptatif et qui ne nécessite pratiquement pas d'études préalables à la mise en service, est la solution pour la dépollution au niveau d'une charge non linéaire ou d'un tableau de distribution BT.

CHAPITRE 2 :

VALIDATION EXPERIMENTALE DES TECHNIQUES CLASSIQUES

Sommaire

2.1.	Introduction -----	34
2.2.	Contrôle vectoriel des redresseurs MLI (VOC)-----	35
2.2.1.	État de l'art du contrôle vectoriel (VOC) -----	36
2.2.2.	Principe de la commande vectorielle (VOC) -----	36
2.2.3.	Boucle à verrouillage de phase (PLL) -----	38
2.2.4.	Boucle de régulation du bus continu -----	39
2.2.5.	Synthèse des régulateurs -----	41
2.2.6.	Modulation de largeur d'impulsion (MLI intersective) -----	42
2.2.7.	Résultats de simulation -----	43
2.2.8.	Résultats expérimentaux -----	44
2.3.	Contrôle direct de puissance (DPC-Classique) -----	46
2.3.1.	État de l'art du contrôle direct de puissance -----	46
2.3.7.	Description du banc d'essai expérimental-----	47
2.3.8.	Résultats de simulation -----	48
2.3.9.	Résultats expérimentaux -----	50
2.4.	Contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) -----	52
2.4.1.	État de l'art du contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle-----	53
2.4.4.	Résultats de simulation -----	54
2.4.5.	Résultats expérimentaux -----	55
2.5.	Etude comparative des différentes techniques -----	57
2.6.	Conclusion -----	59

2.1.Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les courants prélevés sur le réseau électrique, par les charges non linéaires à base de redresseurs sont riches en harmoniques à fréquences industrielles. D'autre part la présence de nouveaux appareils électriques, très sensibles aux perturbations électriques, a introduit l'instauration d'un système de réglementation stricte (normes) afin de préserver le bon fonctionnement de ces outils devenus incontournables dans notre vie quotidienne et éviter la propagation de ces harmoniques dans le réseau électrique.

Des solutions usuelles ont été présentées au même chapitre en vue d'atténuer l'influence des harmoniques basses fréquences. Ces dernières années des structures à prélèvement de courant sinusoïdal ont vu le jour. Selon la technique de commande utilisée, une multitude de topologies sont proposés et peuvent être classées selon le schéma suivant :

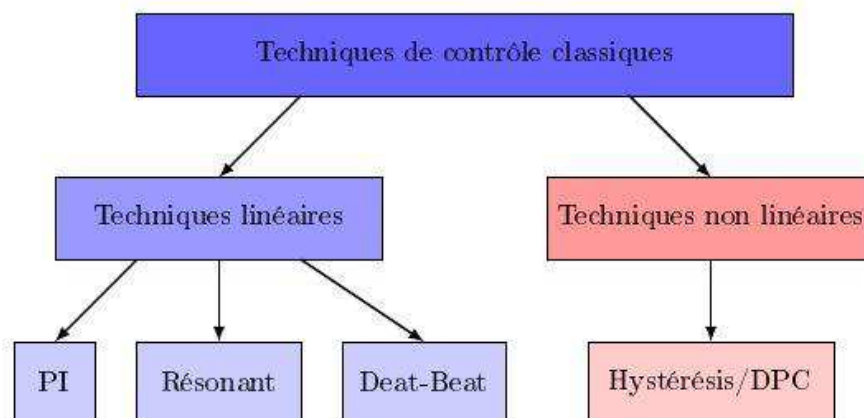


Figure 2.1: Classification des techniques de contrôle classiques.

De ce fait les convertisseurs statiques MLI sont de plus en plus utilisés dans les applications de nos jours. Spécialement après l'apparition des nouvelles technologies et l'intégration progressive des véhicules électrique dans le marché où sont implémentés dans les circuits de l'électronique de puissance comme des chargeurs de batteries, des variateurs de vitesse pour commander les moteurs à courant continu ou comme des convertisseurs de fréquence, l'élément en relation directe avec le réseau reste toujours un redresseur. C'est ce même composant, et plus généralement l'étage de puissance à l'entrée ou la topologie choisie et la commande appliquée, qui détermine le comportement harmonique du système complet. Les techniques de contrôle dédiées aux redresseurs MLI peuvent être classées en différentes

manières. Selon la classification dans la référence [23] ces techniques de commande sont présentées en deux groupes principaux, à base des contrôleurs linéaires et non linéaires.

Dans ce chapitre, on analyse des structures de contrôle classiques, notamment le contrôle vectoriel (*VOC*), le contrôle direct de puissance (*DPC classique*) et le contrôle de puissance avec une technique de modulation vectorielle (*DPC-SVM*) en étudiant leur principes de fonctionnement prenant en considération les contraintes subis par les convertisseurs statiques et plus particulièrement par les interrupteurs commandés. Ces techniques de contrôle doivent atteindre des performances très élevées du point de vue statique et dynamique. Pour cela toutes les structures de contrôle ont été testées avec l'outil de simulation MATLAB/Simulink et ensuite les résultats de simulation ont été vérifiés expérimentalement. Nous clôturons ce chapitre par une étude comparative pour mettre en valeur les points forts de chaque configuration.

2.2. Contrôle vectoriel des redresseurs MLI (VOC)

Largement répandue dans l'industrie, le VOC, est considéré comme une technique conventionnelle pour le contrôle des redresseurs MLI. Cette approche linéaire fondée sur le principe de la commande vectorielle des machines électriques, est basée sur le contrôle de courant dans le repère tournant (*d-q*). Le but de cette stratégie de contrôle est de maintenir constante la tension du bus continu et d'assurer un fonctionnement du convertisseur à facteur de puissance unitaire. Elle consiste à orienter le vecteur de courant dans la même direction que celle de la tension, en contrôlant les courants de ligne dans les deux axes tournants *d* et *q* [16].

Les puissances active et réactive échangées avec le réseau sont contrôlées d'une manière indirecte à l'aide de régulateurs proportionnel et intégral (PI) utilisés dans les boucles internes de courant. Les impulsions appropriées au convertisseur statique sont choisies par l'intermédiaire d'un bloc de modulation. A cet effet, cette méthode donne de bonnes performances statiques et permet ainsi d'obtenir un contrôle découplé entre les deux composantes (*directe et quadrature*) du vecteur courant dans le repère tournant synchrone orienté dans la même direction que le vecteur tension du réseau [4] où la position de ce dernier est obtenue à l'aide d'un bloc PLL (*Phase Locked Loop*) ou par une technique d'estimation du flux virtuel.

2.2.1. État de l'art du contrôle vectoriel (VOC)

Les différentes techniques de commande en courant utilisées pour le contrôle des redresseur MLI sont classées en deux groupes [23]. Contrôleurs de courant dits linéaires à base des régulateurs classiques de type proportionnel et intégral PI implémenté soit dans le repère stationnaire ($\alpha\text{-}\beta$) [61], soit dans le repère tournant ($d\text{-}q$) [32]. Contrôleurs de courant non linéaires comme le contrôle de courant par hystérésis (*HCC*) [62], contrôle par la logique floue [63] ou par réseaux de neurones [64].

Le VOC sans capteurs de tension a été abordé dans de nombreux travaux de recherche dans le but d'avoir une stratégie de commande robuste et plus fiable avec le moindre coût. Dans la référence [25], un estimateur de courant absorbé à partir du courant du bus continu et un estimateur de tension du réseau sont développés. La référence [16] propose une approche de contrôle du courant basée sur la notion de flux virtuel en utilisant une table de commutation prédéfinie.

Finalement, le problème d'amortissement de la résonance pour le redresseur implémenté avec un filtre LCL à l'entrée commandé par VOC est traité dans plusieurs travaux de recherche publiés récemment. La référence [10] décrit les moyens d'amortissement actif de ce phénomène néfaste.

2.2.2. Principe de la commande vectorielle (VOC)

Le contrôle vectoriel appliqué au redresseur MLI est très proche du point de vue le principe de fonctionnement à la commande vectorielle des machines asynchrones. La méthode est basée sur la transformation des coordonnées entre le repère fixe ($\alpha\text{-}\beta$) et le repère tournant ($d\text{-}q$). Cette stratégie permet de garantir:

- ✓ Un régime dynamique rapide
- ✓ De performances statiques élevées grâce aux boucles de régulation internes.

Ces performances sont fortement liées au choix des paramètres des contrôleurs. Plusieurs stratégies pour le contrôle de courant existent, Un schéma de fonctionnement est couramment utilisé pour le contrôle de courant à haute performance est représenté dans le repère synchrone ($d\text{-}q$). Où les courants régulés sont des quantités continues. Cela élimine l'erreur statique en régime permanent.

La stratégie de commande vectorielle (*VOC*) offre certains avantages tels que:

- ✓ Faible fréquence d'échantillonnage pour une bonne performance
- ✓ Convertisseurs A/N et microcontrôleurs moins chers
- ✓ Fréquence de commutation fixe
- ✓ Conception plus facile du filtre d'entrée

Mais cette méthode présente également certains inconvénients:

- ✓ Un terme de couplage se produit entre les composants actifs et réactifs.
- ✓ Nécessité de procéder à un découplage pour de meilleures performances en régime dynamique.
- ✓ Transformation des coordonnées et utilisation de deux (trois) correcteurs PI sont obligatoires.

La structure d'une telle commande est représentée par la figure 2.2

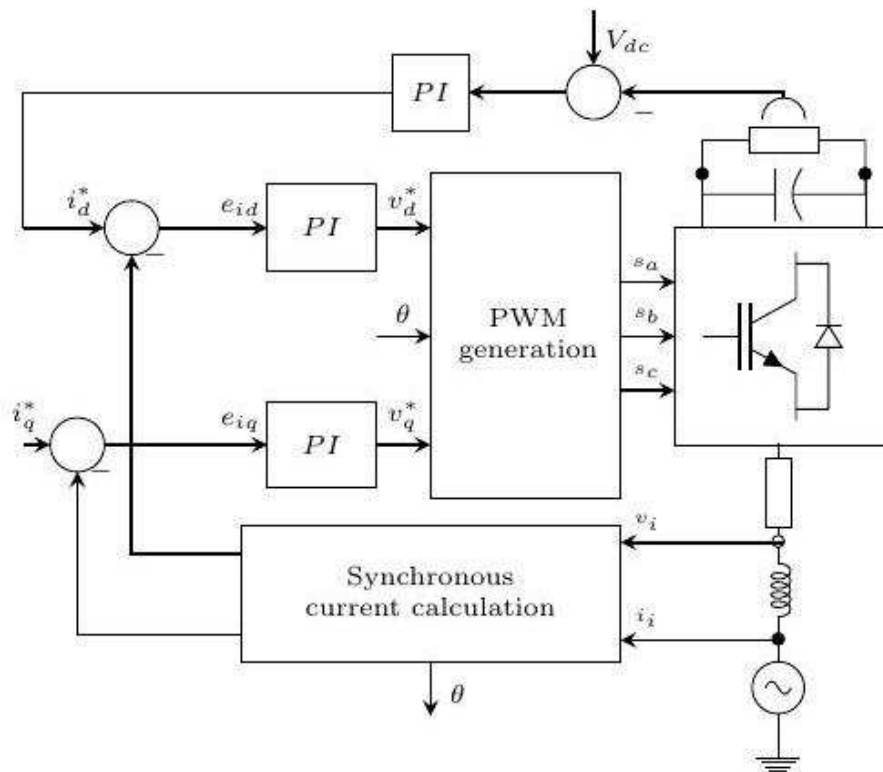


Figure 2.2: Schéma bloc du contrôle vectoriel (VOC).

Tout d'abord, la tension de la source U_{abc} doit alimenter le bloc PLL (*phase locked loop*) et l'angle de référence calculé est utilisé ensuite pour la transformation des coordonnées triphasée en biphasée du courant de ligne et de la tension de phase. Deuxièmement, les nouvelles grandeurs ($d-q$) et la tension du bus continu sont utilisées dans des boucles de régulations à base du contrôleur classique PI (*proportionnel intégral*) en rajoutant les termes

de découplage a la sortie du correcteur. Finalement, les tensions de référence créées par le contrôleur sont envoyées au bloc de modulation MLI afin de générer le signal de commande approprié S_{abc} ($S=1$ signifie que l'interrupteur supérieur *ON* et l'interrupteur inférieur *OFF* ; $S=0$ signifie que l'interrupteur supérieur *OFF* et l'interrupteur inférieur *ON*)

Le système de contrôle sera, dans un premier temps, simulé à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. D'après la figure précédente, la commande nécessite quatre parties principales: le bloc PLL, les boucles de régulation ; deux régulateurs PI pour contrôler le courant et un pour la tension du bus continu, le bloc de modulation MLI et le circuit de puissance donné par le modèle de redresseur avec l'impédance de réseau R et L inclus.

2.2.3. Boucle à verrouillage de phase (PLL)

La PLL est une partie très importante du système. Son but est de donner l'angle de tension du système triphasé. Cet angle de référence est ensuite utilisé pour toutes les transformations des coordonnées directes et inverses dans le modèle. L'orientation du repère ($d-q$) est assurée par la boucle de verrouillage de phase (*PLL*) rendant ainsi la composante quadrature de la tension du réseau ξ_q égale à zéro.

La boucle de verrouillage de phase (*PLL*) a été conçue selon les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dw}{dt} = \gamma_1 \varepsilon \\ \frac{d\theta}{dt} = w + \gamma_2 \varepsilon \end{cases} \quad (2.1)$$

Où γ_1 et γ_2 sont les paramètres du correcteur PI et ε représente le signal d'erreur (γ_1 est le K_i , et γ_2 est le K_p du contrôleur PI). Dans notre cas le repère tournant est aligné suivant l'axe d . Donc le signal d'erreur est sélectionné comme suit:

$$\varepsilon = \xi_q \quad (2.2)$$

D'après l'analyse de la référence [16], nous pouvons déduire les paramètres suivants du contrôleur PI ainsi que le schéma de principe de PLL comme il montre la figure 2.3.

$$\gamma_1 = \frac{\rho^2}{E_g}, \quad \gamma_2 = \frac{2\rho}{E_g}, \quad E_g = \sqrt{\xi_d^2 + \xi_q^2} \quad (2.3)$$

Où ρ peut considérer comme la bande passante du PLL (rad/s), et E_g C'est le module de la tension mesurée de réseau.

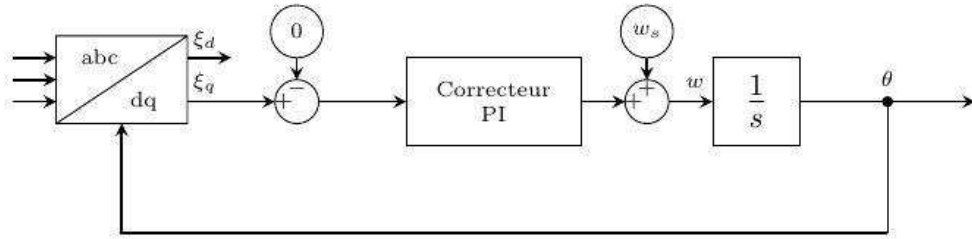


Figure 2.3: Boucle de verrouillage de phase PLL.

2.2.4. Boucle de régulation du bus continu

L'objectif de cette boucle de régulation est de maintenir la tension du bus continu constante, comme entré nous avons la référence et la tension mesurée, à partir de l'erreur entre les deux signaux, le correcteur établit à la sortie un courant de référence, qui sera ensuite multiplier peut être par la tension continue selon le besoin.

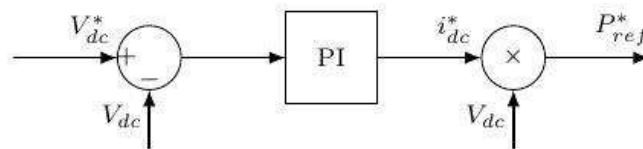


Figure 2.4: Boucle de régulation de la tension.

L'option la plus commune pour le contrôle de cette boucle consiste à utiliser un correcteur PI comme le montre la figure 2.4. Il faut noter que généralement, il y a intérêt, pour des raisons de linéarité, de contrôler le carré de la tension. Pour notre cas le bus continu sera modélisé par l'équation suivante:

$$i_{dc} = C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R_{ch}} \tag{2.4}$$

La forme choisie pour le correcteur PI est la suivante :

$$PI(s) = \frac{1 + sT_n^v}{sT_i^v} \tag{2.5}$$

La fonction de transfert du filtre de sortie est donnée par :

$$H_{RC}(s) = \frac{R_{ch}}{1 + sR_{ch}C} \tag{2.6}$$

On détermine, dans un premier temps, la fonction de transfert en boucle ouverte entre l'écart et la sortie:

$$H_{ol}^v(s) = PI(s) \cdot H_{RC}(s) = \frac{1 + sT_n^v}{sT_i^v} \cdot \frac{R_{ch}}{1 + sR_{ch}C} \quad (2.7)$$

La constante de temps du régulateur PI est choisie de façon à compenser le pôle dominant ($T_n^v = T_{RC}$). La fonction de transfert du système corrigé en boucle ouverte devient alors:

$$H_{ol}^v(s) = \frac{R_{ch}}{s \cdot T_i^v} \quad (2.8)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$H_{cl}^v(s) = \frac{H_{ol}^v(s)}{1 + H_{ol}^v(s)} = \frac{\frac{R_{ch}}{s \cdot T_i^v}}{1 + \frac{R_{ch}}{s \cdot T_i^v}} = \frac{1}{1 + s \frac{T_i^v}{R_{ch}}} \quad (2.9)$$

La constante de temps en boucle fermée T_{cl}^v est donnée par:

$$T_{cl}^v = \frac{T_i^v}{R_{ch}} \quad (2.10)$$

Nous pouvons aussi la spécifier pour la conception du contrôleur. Alors

$$T_i^v = T_{cl}^v R_{ch} \quad (2.11)$$

Les paramètres du régulateur PI peuvent être donnés par:

$$\begin{cases} K_p^v = \frac{T_n^v}{T_i^v} = \frac{C}{T_{cl}^v} \\ K_i^v = \frac{1}{T_i^v} = \frac{1}{T_{cl}^v R_{ch}} \end{cases} \quad (2.12)$$

Le temps de réponse ainsi que les valeurs numériques des gains utilisés aussi bien dans la simulation que dans la pratique sont présentés dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1: Régulateur de la tension de bus DC.

Paramètres	Valeur
Temps de réponse en boucle fermée T_{cl}^v	0.01
Gain proportionnel K_p^v	0.11
Gain intégral K_i^v	1.25

2.2.5. Synthèse des régulateurs

Nous donnons un résumé sur la conception du contrôleur PI dans le repère tournant. Pour rendre plus compréhensible ce qui suit, Pour la synthèse des correcteurs, nous considérons ainsi le schéma de la figure 2.5 où la mesure du courant est comparée à une référence et les signaux de commande du redresseur sont déterminés par le calcul d'un rapport cyclique via le correcteur proportionnel intégral. Sachant que la référence de la grandeur directe i_{dc}^* est obtenue à l'aide d'un contrôleur de tension de bus continu, comme a été montré dans la figure précédente. Donc le rôle de cette boucle de régulation est d'élaborer un signal de commande S_{abc} approprié au redresseur à partir d'un signal d'erreur de courant.

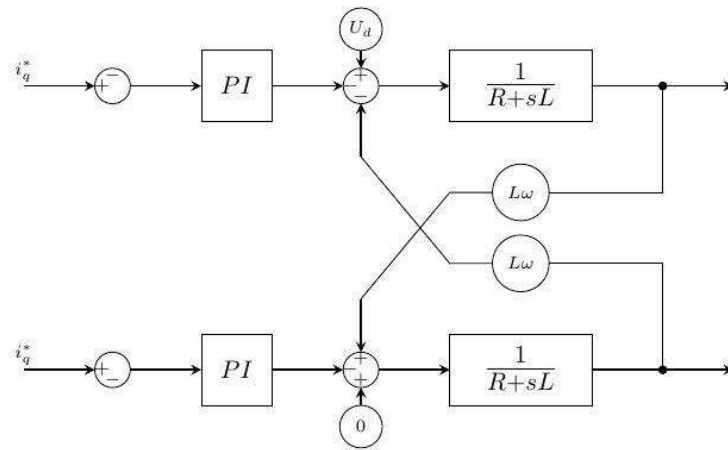


Figure 2.5: Boucle de régulation de courant.

De la même manière on dimensionne le correcteur PI de la forme suivante:

$$PI(s) = \frac{1 + sT_n^i}{sT_i^i} \tag{2.13}$$

La fonction de transfert du filtre d'entrer est donnée par :

$$H_{RL}(s) = \frac{1}{R + sL} \tag{2.14}$$

On détermine d'abord la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$H_{ol}^i(s) = PI(s) \cdot H_{RL}(s) = \frac{1 + sT_n^i}{sT_i^i} \cdot \frac{1}{R + sL} \tag{2.15}$$

La constante de temps du régulateur PI est choisie de façon à compenser le pôle dominant ($T_n^i = T_{RL}$). La nouvelle fonction de transfert du système en boucle ouverte devient alors:

$$H_{ol}^i(s) = \frac{1}{s \cdot T_i^i R} \quad (2.16)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$H_{cl}^i(s) = \frac{H_{ol}^i(s)}{1 + H_{ol}^i(s)} = \frac{\frac{1}{sT_i^i R}}{1 + \frac{1}{sT_i^i R}} = \frac{1}{1 + sT_i^i R} \quad (2.17)$$

La constante de temps en boucle fermée T_{cl}^i est donnée par:

$$T_{cl}^i = T_i^i R \quad (2.18)$$

Nous pouvons aussi la spécifier pour la conception du contrôleur. Alors

$$T_i^i = \frac{T_{cl}^i}{R} \quad (2.19)$$

Les paramètres du régulateur PI peuvent être donnés par:

$$\begin{cases} K_p^i = \frac{T_n^i}{T_i^i} = \frac{L}{T_{cl}^i} \\ K_i^i = \frac{1}{T_i^i} = \frac{R}{T_{cl}^i} \end{cases} \quad (2.20)$$

Les paramètres du correcteur PI sont calculés et donnés par le tableau 2.2.

Tableau 2.2: Régulateur du courant.

Paramètres	Valeur
Temps de réponse en boucle fermée T_{cl}^i	0.001
Gain proportionnel K_p^i	32
Gain intégral K_i^i	2800

2.2.6. Modulation de largeur d'impulsion (MLI intersective)

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) intersective est la modulation la plus classique. Elle consiste à comparer des signaux de référence (ou de modulation) U_a^* , U_b^* et

U_c^* à une porteuse triangulaire haute fréquence. Dans le cas général, les signaux de modulation ont une forme sinusoïdale.

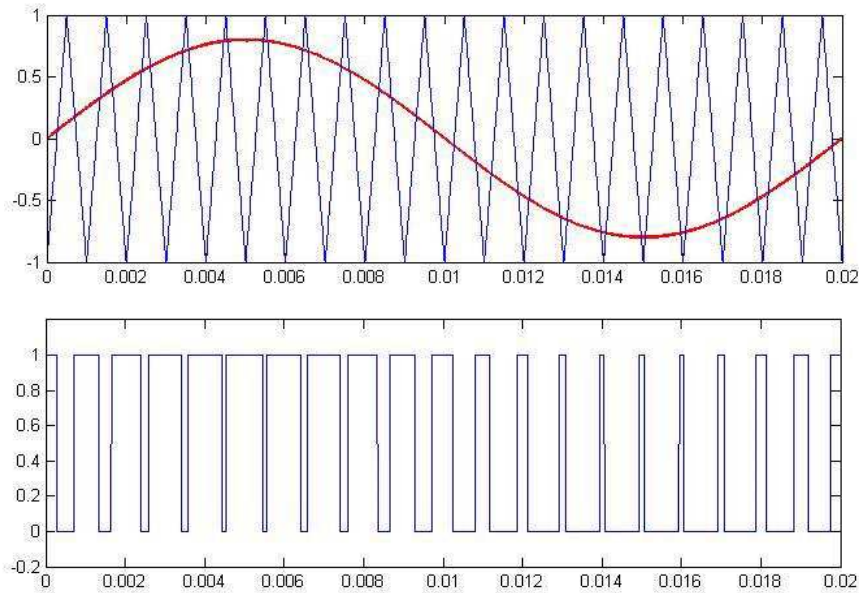


Figure 2.6: Forme d'onde d'une MLI intersective.

Le résultat de cette comparaison détermine les instants de commutation des interrupteurs S_a , S_b et S_c . Le fonctionnement à une fréquence de commutation constante fait apparaître les harmoniques de tension autour de la fréquence de commutation et ses multiples.

2.2.7. Résultats de simulation

La structure de commande (figure 2.2) a été implémentée sous Matlab/Simulink avec les données indiquées dans le tableau 2.4. La commande MLI employée est basée sur la technique intersective avec des signaux de modulation sinusoïdaux.

L'étude de cette structure tient compte de deux objectifs:

- ✓ Présenter et expliquer le fonctionnement en régime permanent.
- ✓ Présenter les performances dynamiques du système en régime transitoire.

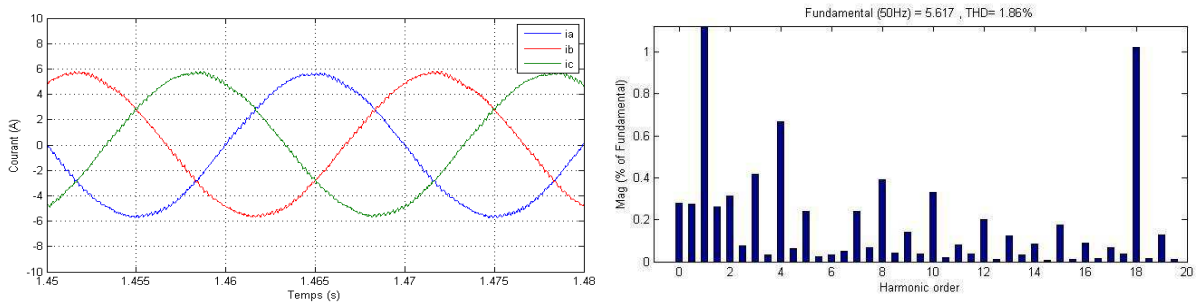


Figure 2.7: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=1.86\%$).

La réponse des courants triphasés est représentée par la figure 2.7. Nous pouvons remarquer pendant le régime permanent que la forme d'onde est parfaitement sinusoïdale cela est réaffirmé par le taux de distorsion harmonique égale à 1.86%.

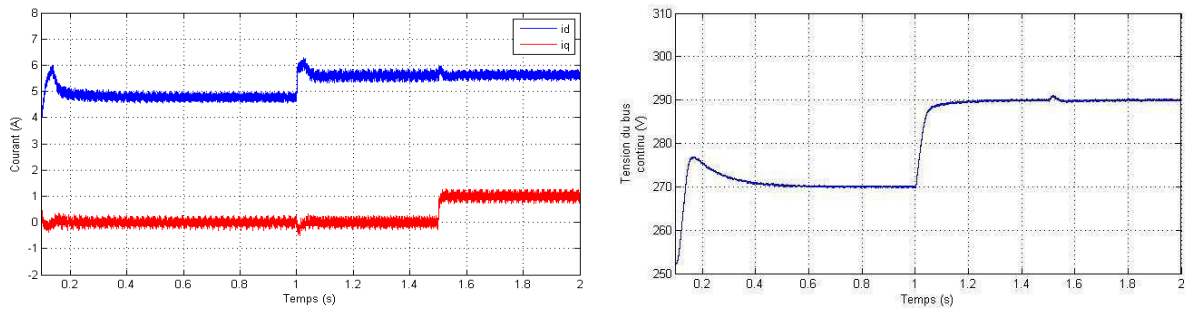


Figure 2.8: Courants de ligne dans le repère ($d-q$), la tension du bus continu.

Les performances dynamiques du système sont illustrées par la figure 2.8. Suite à une variation de consigne de 270 à 290V à l'instant $t=1s$, la composante directe du courant a répondu instantanément pour compenser le courant de charge sachant que la composante en quadrature reste nulle. Un échelon de 0 à 1A à l'instant $t=1.5s$ a provoqué une petite variation au niveau de la tension de bus continu restituer rapidement grâce au boucle de régulation DC.

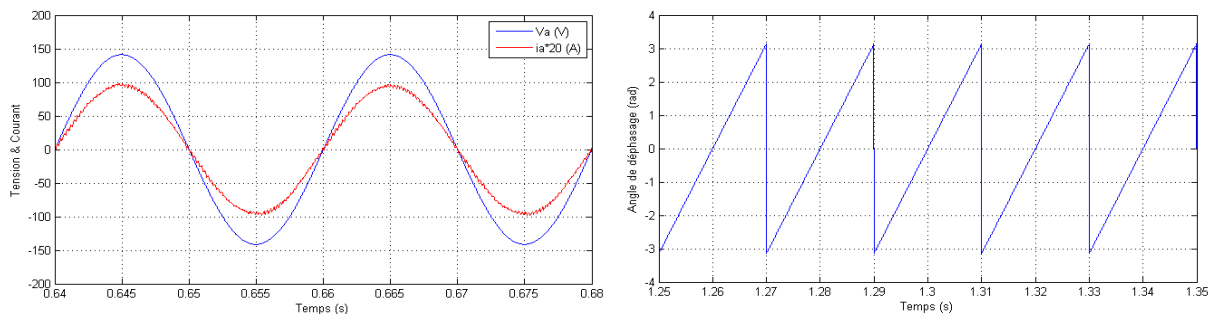


Figure 2.9: Déphasage entre la tension et le courant, angle de position.

Le montage fonctionne avec un facteur de puissance unitaire comme le montre la figure 2.9, le courant absorbé est parfaitement en phase avec la tension du réseau. Le signal en dent de scie, à droite de la figure, représente l'angle de référence utilisée pour les transformations des coordonnées.

2.2.8. Résultats expérimentaux

La figure 2.10 montre une photographie du banc d'essai expérimental, réalisé au sein du département Ingénierie des Systèmes (*ESIEE-Paris*), Ce dernier a été utilisé pour implanter et valider tous nos essais expérimentaux et particulièrement les techniques de contrôle du redresseur MLI, sujet de ce travail.

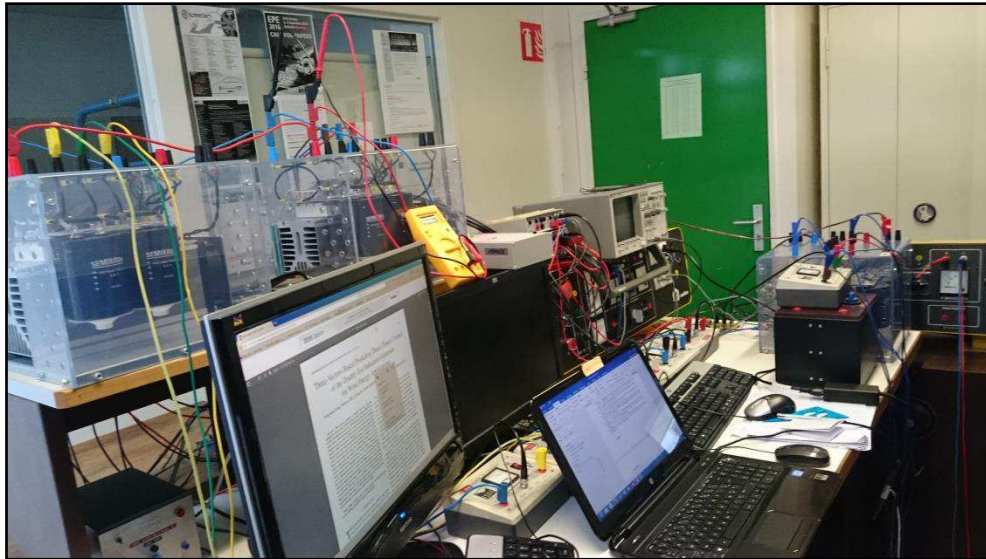
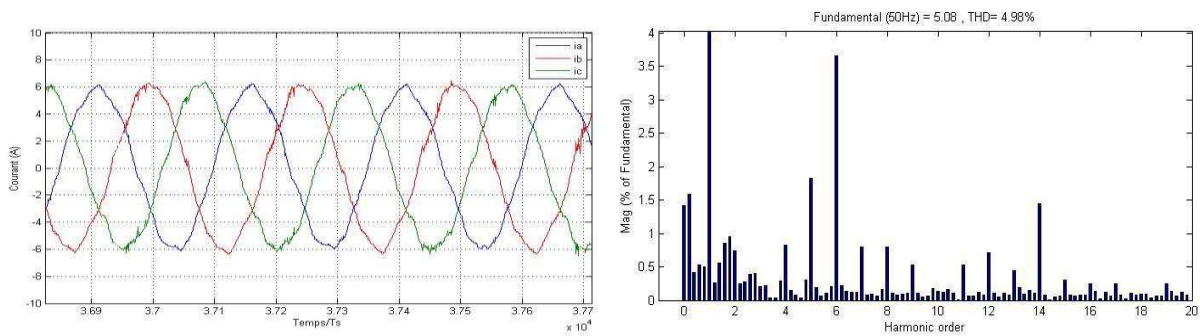
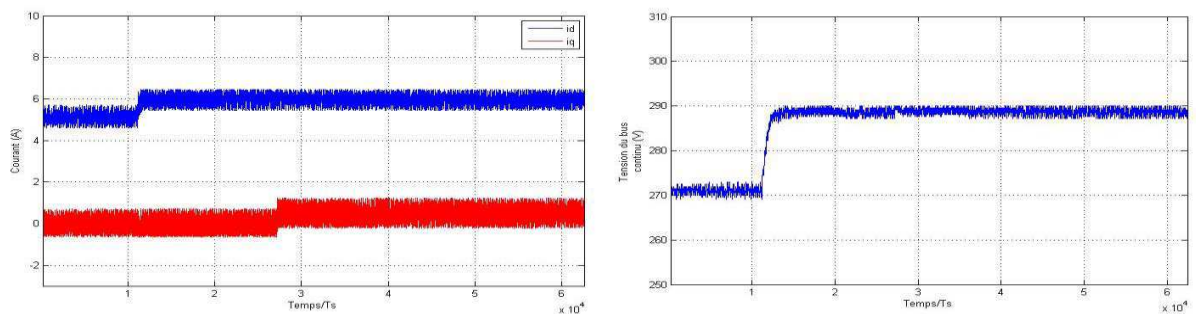


Figure 2.10: Banc d'essai expérimental.

Le banc de test est construit autour de l'outil DSPACE (DS 1104) associé à des convertisseurs statique SEMIKRON.

Figure 2.11: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THD_i=4.96\%$).

La forme d'onde des courants triphasés obtenue expérimentalement est donnée par la figure 2.11. On note un faible taux de distorsion harmonique de 4.96%, malgré une mauvaise qualité de la tension du réseau qui présente un $THD_v=3.15\%$ (figure 2.25), dont la valeur efficace de la composante fondamentale est égale à 5.08A.

Figure 2.12: Courants de ligne dans le repère ($d-q$), la tension du bus continu.

La stratégie de commande utilisée offre la possibilité de contrôler indépendamment les grandeurs directe et quadrature de courant. Les deux boucles de régulation (*courant et tension*) sont complètement découplées et indépendante comme le montre la figure 2.12.

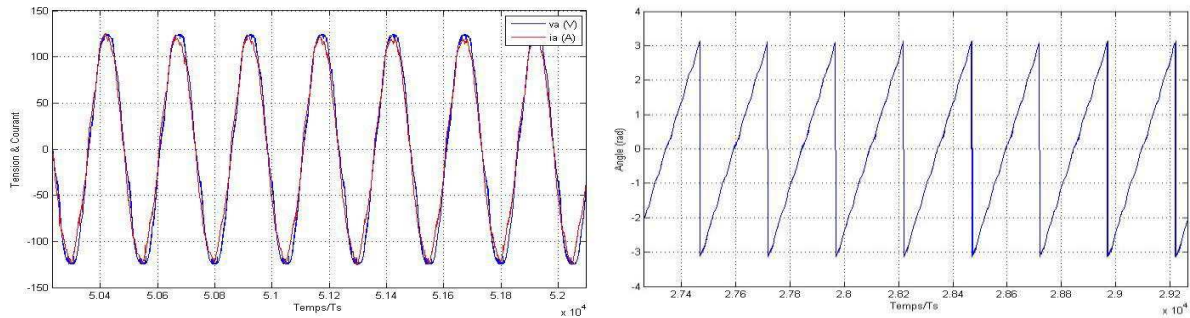


Figure 2.13: Déphasage entre la tension et le courant, angle de position.

A partir de la figure 2.13 nous observons que la tension simple du réseau et le courant dans la même phase sont parfaitement superposés assurant ainsi un facteur de puissance unitaire. L'angle de référence obtenu à la sortie du bloc PLL est montré dans le côté droit de la figure.

2.3. Contrôle direct de puissance (DPC-Classique)

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, le contrôle vectoriel (VOC) appliqué aux redresseurs MLI donne de bonnes performances en régime permanent grâce à l'utilisation d'une fréquence de commutation fixe. L'inconvénient majeur de cette stratégie de commande est sa sensibilité aux variations paramétriques (influence de la température sur la partie résistive et la saturation de la partie inductive de l'impédance de couplage).

Le contrôle direct de puissance DPC est une technique de commande non linéaire, qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle, en remplaçant les composantes directes et quadrature de courant utilisées généralement dans les systèmes d'asservissement conventionnel par leurs images. De plus, aucune technique de modulation ni boucles de régulation n'est nécessaire, car les états de commutation sont choisis directement via un tableau de commutation prédéfini [65]. Dans ce qui suit, nous allons exposer un état de l'art actualisé de la DPC classique.

2.3.1. État de l'art du contrôle direct de puissance

Le principe du contrôle direct appliqué aux convertisseurs statiques MLI a été proposé pour la première fois dans le travail [66], ensuite il a été développé pour d'autres applications notamment pour les variateurs de vitesse [67],[35]. 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. Les signaux de commande sont obtenus directement à la sortie du tableau, cette configuration est basée sur la position du vecteur de tension dans le plan stationnaire (α - β). La première application développée était la commande d'un moteur asynchrone à cage et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct de Couple (*Direct Torque Control DTC*). Dans ce cas-là, nous contrôlons le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. La plupart des algorithmes de commande appliqués aux redresseurs MLI triphasés connectés au réseau sont inspirés des algorithmes de commande des machines électriques pour la grande similitude entre ces deux domaines.

Une technique similaire au DTC appelée Contrôle Direct de Puissance (*Direct Power Control DPC*) sans capteurs de tension a également vu le jour un peu plus tard [22]. Les auteurs ont proposé une approche basée sur le calcul du flux virtuel pour déterminer la position de vecteur référence. Cette fois-ci, en revanche la technique est utilisée pour une application de contrôle destiné aux redresseurs MLI triphasé connectés au réseau, dans l'objectif de contrôler les puissances instantanées (*active et réactive*). Le principe de cette commande se trouve en Annexe 1. Dans ce qui suit nous allons mettre en œuvre la réalisation d'un banc expérimental pour valider nos simulations sur cette technique, afin de les comparer avec les autres techniques étudiées.

2.3.2. Description du banc d'essai expérimental

Le banc est composé d'un convertisseur de tension SEMIKRON connecté en série avec le réseau via une inductance d'accouplement triphasé en alimentant une charge résistive. L'installation est isolée du réseau à l'aide d'un transformateur de puissance nominale de 3kVA. La partie commande est basée sur l'utilisation d'une carte dSPACE DS1104 permettant l'implantation automatique des algorithmes de contrôle directement à partir des fichiers Matlab-Simulink. Le tableau 2.3 regroupe les valeurs des paramètres utilisés pour la mise en œuvre de la commande DPC qui vient d'être présentée.

Tableau 2.3: Paramètres de réseau.

Paramètres	Valeur
Inductance du filtre	32 mH
Résistance du filtre	2.8 Ω

Fréquence d'échantillonnage (<i>simulation</i>)	100 kHz
Fréquence d'échantillonnage (<i>expérimentale</i>)	12.5 kHz
Bande d'hystérésis	2%
Puissance nominale	1 kW
Tension du réseau	100 V
Tension du bus continu	270 V
Condensateur du bus continu	1100 μ F
Résistance de charge	80 Ω
Fréquence d'alimentation	50 Hz

2.3.3. Résultats de simulation.

Afin de vérifier le fonctionnement et la réponse du système, donné par le schéma bloc de la figure A.1 de l'annexe 1, pendant le régime transitoire et permanent. Pour cela des essais par simulation ont été réalisés en appliquant la loi de commande DPC pour réguler la tension de bus continu tout en gardant la forme sinusoïdale du courant absorbé.

La figure 2.14 représente les courants de ligne ainsi que le spectre harmonique associés. On constate que la commande DPC permet d'avoir un courant de ligne parfaitement sinusoïdal. Le spectre de courant du réseau indique une faible distorsion harmonique ($THDi=2.23\%$). Ce résultat est très sensible à la fréquence d'échantillonnage variable.

Notons également un comportement dynamique satisfaisant vis-à-vis de la stratégie de commande DPC. En effet, on observe une réponse rapide et sans dépassement grâce à la présence des comparateurs à hystérésis.

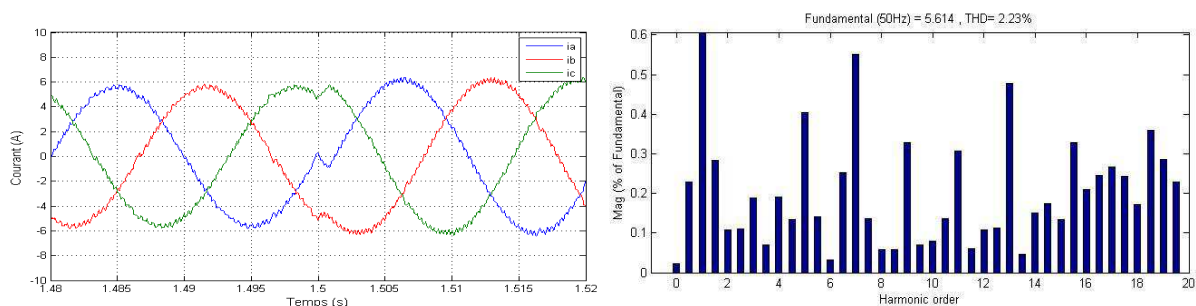


Figure 2.14: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=2.23\%$).

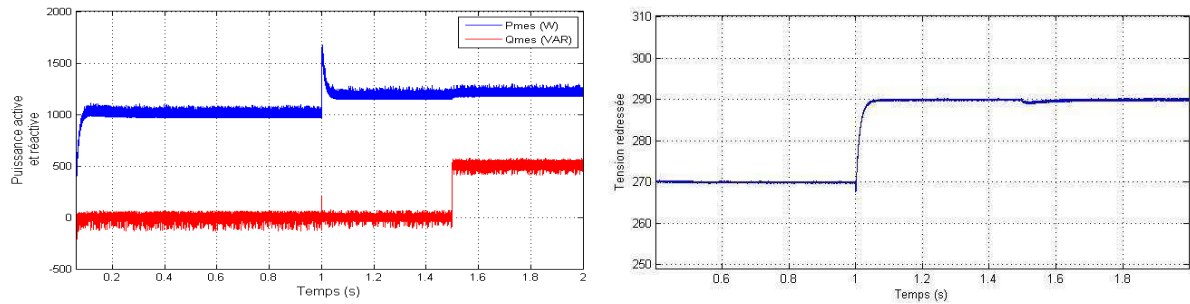


Figure 2.15: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

Nous avons complété les tests des performances dynamiques de la commande DPC en imposant au bus continu une variation brutale de la tension en faisant passer la référence de 270V à 290V. La figure 2.15 montre la réponse des puissances active et réactive ainsi que de la tension de bus continu.

Une variation dans la tension de bus continu (270/290V) entraîne un changement dans le courant de charge pour maintenir la tension du bus continu constante et bien régulé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle Direct de Puissance répond très rapidement au changement de consigne de puissance comme le montre la partie gauche de la figure 2.15. On observe que l'ondulation des puissances instantanées avant et après le changement de référence est de l'ordre de 9 % de la puissance nominale. La partie droite de la figure montre la tension de bus continu, d'où l'on constate que la valeur mesurée atteint sa référence très rapidement. Par ailleurs, on observe aussi que la variation au niveau de la puissance réactive provoque une déviation presque invisible dans la tension de charge à l'instant $t=1.5s$, Ce qui caractérise une stratégie de commande parfaitement découplée.

La consigne de puissance réactive dans ce système sert à contrôler le facteur de puissance. Elle sera maintenue à zéro pour assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

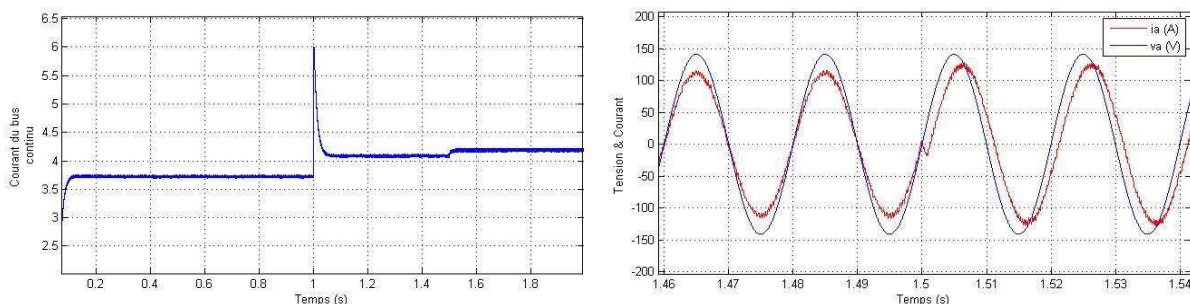


Figure 2.16: Courant du bus continu, le déphasage entre la tension et le courant de ligne.

La partie gauche de la figure 2.16 représente la réponse du courant continu aux variations sollicitées de puissance active et réactive instantanée, la présence d'un pic de courant relativement important est due aux choix des paramètres du correcteur PI car le choix d'un correcteur plus rapide provoque un dépassement plus important et vice versa. La partie droite nous montre la tension simple de phase et le courant de ligne qui sont parfaitement superposées avant l'instant $t=1.5s$, lorsque le facteur de puissance est égale à zéro. Après l'application d'un échelon de puissance réactive de 500 VAR, un retard de phase apparaît entre le courant de ligne et la tension de phase.

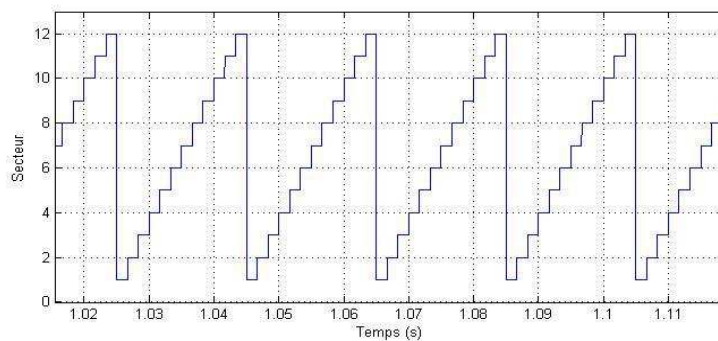


Figure 2.17: Position de phase de la tension réseau.

La figure 2.17 représente l'évolution du secteur où se trouve l'angle de référence pour synchroniser le redresseur MLI avec la tension de réseau. Il s'agit d'un signal en dent de scie qui prend les valeurs entières de 1 à 12 et remplace généralement l'angle θ utilisé pour les transformations des coordonnées dans le contrôle vectoriel.

2.3.4. Résultats expérimentaux

Un prototype expérimental a été mise en œuvre pour examiner les caractéristiques opérationnelles de la technique présentée (*DPC classique*). Les résultats qui suivent correspondent aux mêmes graphes que ceux obtenus en simulation, mais avec un temps d'échantillonnage limité à $80\mu s$.

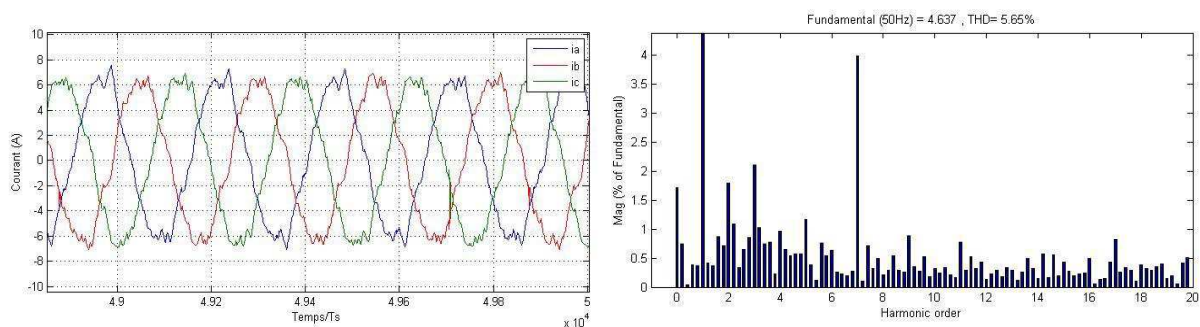


Figure 2.18: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=5.65%).

La forme d'onde du courant absorbé est montrée par la figure 2.18. L'effet du contrôle par hystérésis est clairement observé dans les courbes. Le spectre harmonique affiche un taux de distorsion de $THDi=5.65\%$.

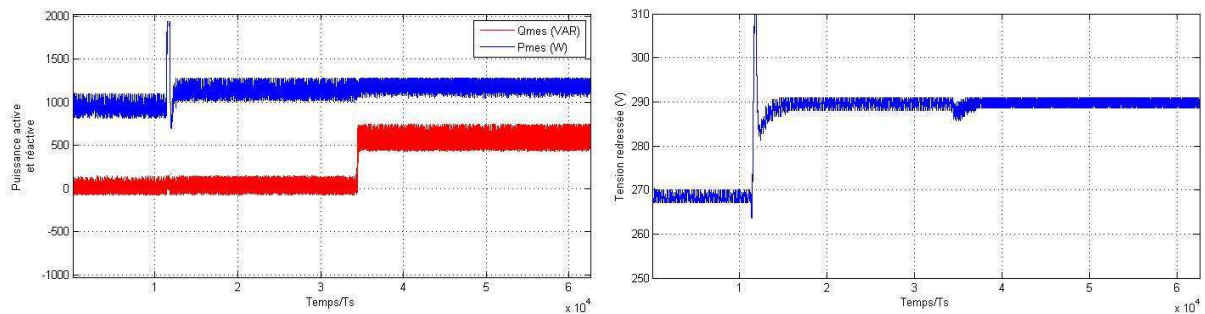


Figure 2.19: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

La réponse des puissances active et réactive instantanées ainsi que la tension de bus continu est donnée par la figure 2.19. Ces résultats montrent un comportement dynamique très satisfaisant en revanche on observe des ondulations sur les grandeurs mesurées à cause des comparateurs à hystérésis.

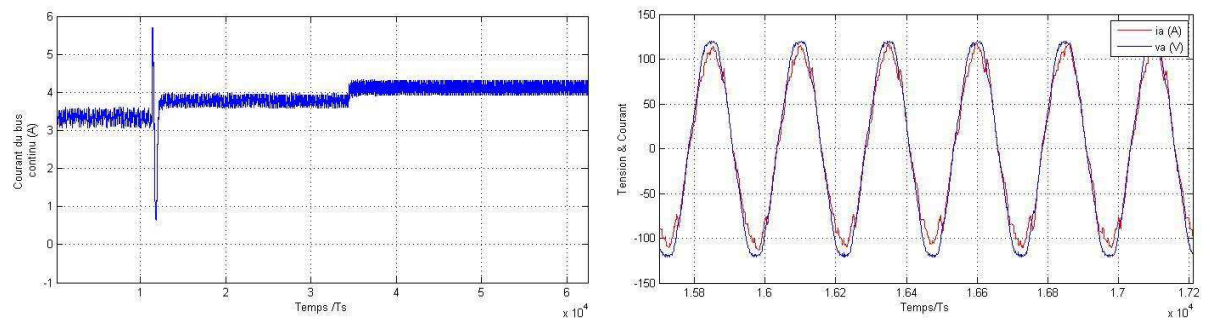


Figure 2.20: Courant du bus continu, le déphasage entre la tension et le courant de ligne.

Le courant qui circule dans le bus continu est montré par la figure 2.20. On constate la présence d'un pic de courant dû à la variation brutale de la tension. La partie droite de la figure montre la tension et le courant du réseau. Ces derniers sont en phase conformément à la valeur de ($Q_{ref} = 0$) imposée au niveau de la commande.

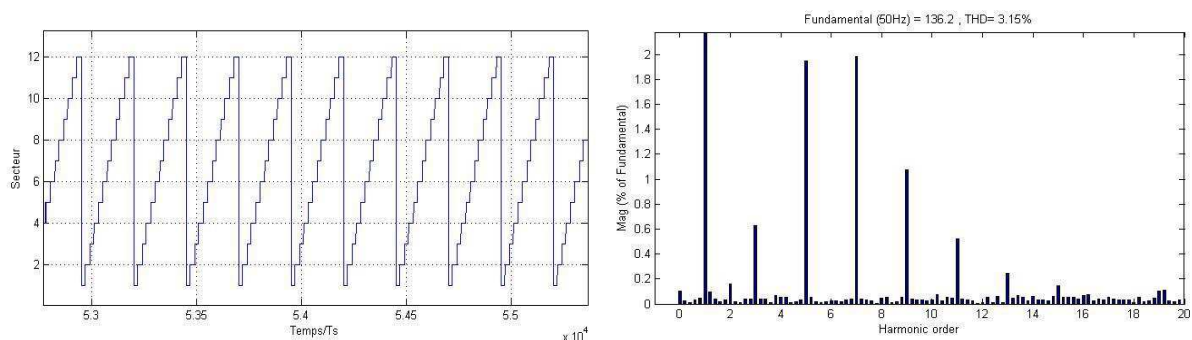


Figure 2.21: Position de phase de la tension réseau, le spectre harmonique ($THDv=3.15\%$).

La figure 2.21 donnant l'angle θ utilisé pour les transformations des coordonnées dans le contrôle vectoriel coïncide parfaitement avec celle de la simulation (figure 2.17). A droite de la figure 2.21, nous avons cette fois-ci le spectre harmonique de tension et non pas de courant. Le taux de distorsion de ce dernier est relativement important, soit $THD_v=3.15\%$. Cette valeur est malheureusement légèrement supérieure à celle imposée par la norme IEC 61000. (3%). Elle justifie le taux de distorsion harmonique élevé dans le courant.

On peut attribuer cette différence à plusieurs origines. La qualité de la tension d'alimentation est loin d'être parfaite d'une part et il convient de prendre en considération la méthode utilisée pour le calcul et l'affichage le spectre harmonique d'autre part. Dans notre cas nous sommes contraints de récupérer les données à partir du *ControlDesk* sous format (.mat), ensuite nous utilisons le logiciel Matlab pour traiter l'information obtenu de sorte à garder toute la précision.

2.4. Contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM)

Comme nous l'avons évoqué dans la section précédente, le contrôle direct de puissance (*DPC-classique*) peut garantir aux redresseurs MLI de bonne performance dynamique. De plus, cette commande se caractérise à la fois par la simplicité de mise en œuvre et par une bonne robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. Cette même technique de commande a des similitudes avec la commande par hystérésis en courant, notamment en ce qui concerne les inconvénients [23], à savoir:

- ✓ Fréquence de commutation variable.
- ✓ Conception est plus difficile et les filtres sont surdimensionnés.
- ✓ Fréquence d'échantillonnage élevée requise pour avoir un bon $THDi$.
- ✓ Convertisseur A/N et Microprocesseur rapides sont exigés.
- ✓ Vieillesse prématuré du matériel dû aux oscillations.

Dans ce qui suit, nous proposons une amélioration de la commande DPC classique en faisant appel à une approche dite : contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle ou tout simplement DPC-SVM [21]. Elle propose une solution au problème de la fréquence de commutation variable et les fluctuations introduites au niveau de la puissance active et réactive instantanée. Nous présenterons enfin, les résultats de simulation et les résultats pratiques pour analyser les performances dynamiques et statiques de cette technique de commande.

2.4.1. État de l'art du contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle

La commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) a été proposée afin d'améliorer la DPC-classique. La stratégie DPC-SVM suggère un fonctionnement avec une fréquence de commutation constante en minimisant les ondulations de puissance active et réactive instantanée [17]-[21]. Encore une fois la commande des moteurs asynchrones était considérée comme une source d'inspiration riche pour les techniques DPC, étant donné que la même solution a été proposée bien avant pour le contrôle des moteurs asynchrones où la commande directe du couple était combinée avec une technique de modulation vectorielle afin de trouver les intervalles de commutation appropriés (rapport cyclique) [38]. Les performances dynamiques du DTC sont préservées en contrôlant directement les grandeurs de couple et de flux, tandis que des performances statiques de meilleure qualité sont produites grâce à l'utilisation des correcteurs PI dans l'implémentation d'une commande sans capteur de vitesse pour une large gamme de variation [43].

Depuis quelques décennies de nombreuses études ont mis au point ces techniques de commande sur des onduleurs multi-niveaux appliqués au domaine de l'éolien, dans le but d'augmenter la production énergétique tout en limitant les contraintes sur les semi-conducteur de puissance [29]. Une étude comparative entre la commande DPC-SVM et la commande VOC à base de contrôleurs multi-résonant pour les applications de filtrage actif de puissance a été abordée dans [68].

Cette technique a fait l'objet, dans la littérature, de plusieurs études [21][29][68]. Sa stratégie de commande est développée en Annexe 2. Ses performances sont étudiées par simulation et validées expérimentalement. Dans le tableau 2.4, nous montrons les valeurs des correcteurs calculées, en annexe 2, et adoptées pour le contrôle de la puissance active et réactive via une boucle de régulation interne à base de correcteurs PI.

Tableau 2.4: Régulateur de puissance.

Paramètres	Valeur
Temps de réponse en boucle fermée T_{cl}^p	0.01
Gain proportionnel K_p^p	3.2
Gain intégral K_i^p	280

2.4.2. Résultats de simulation

Comme dans les cas précédents, le DPC-SVM a été implanté dans un redresseur à prélèvement sinusoïdal connecté au réseau alimentant une charge résistive. Cette structure de contrôle permet de travailler à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Plusieurs résultats de simulations ont été obtenus et les caractéristiques dynamique et statique de cette stratégie de commande sont discutées.

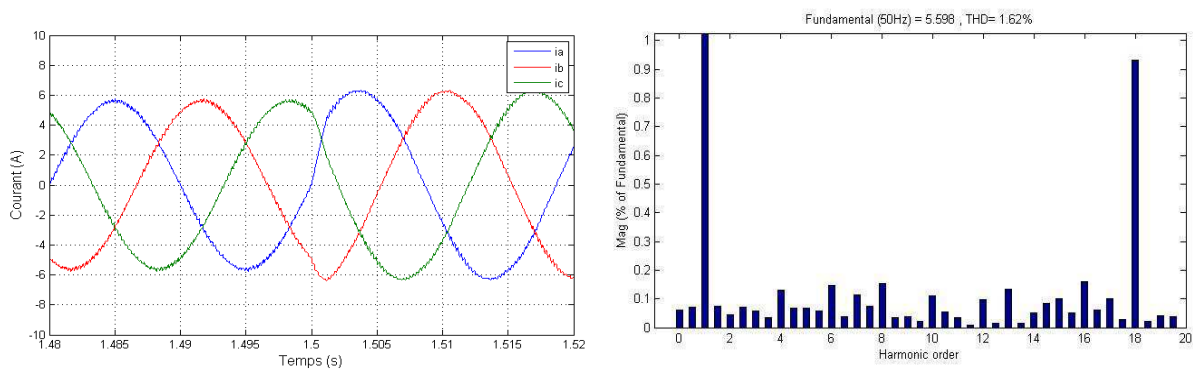


Figure 2.22: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=1.62\%$).

La figure 2.22 représente l'allure temporelle et le spectre harmonique des courants de ligne. Les harmoniques du courant absorbé sont très atténués par rapport à la structure de contrôle présentée précédemment et leur taux de distorsion est notamment inférieurs à ce qui est préconisé par la norme internationale ($THDi=1.62\%$).

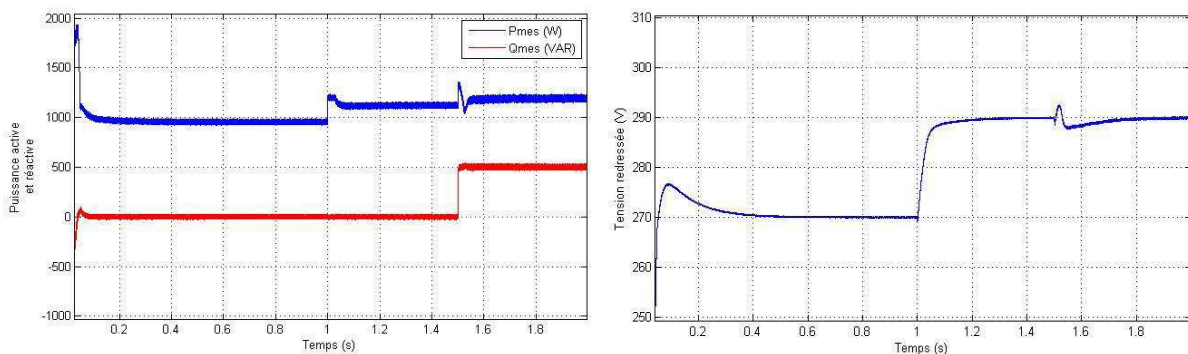


Figure 2.23: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

Les puissances instantanées active et réactive ainsi que la tension du bus continu sont présentées par la figure 2.23, la variation de cette tension, montrée dans la partie droite de la figure, conduit à une réponse rapide de la puissance active tandis que la puissance réactive reste invariable, ce qui correspond à un bon découplage entre les deux grandeurs. Il n'en est pas de même en ce qui concerne la boucle de puissance active, à cause des deux correcteurs

en cascade, un pour la tension et l'autre pour le courant (*puissance*) qui augmente la sensibilité du système vis-à-vis du variation paramétriques.

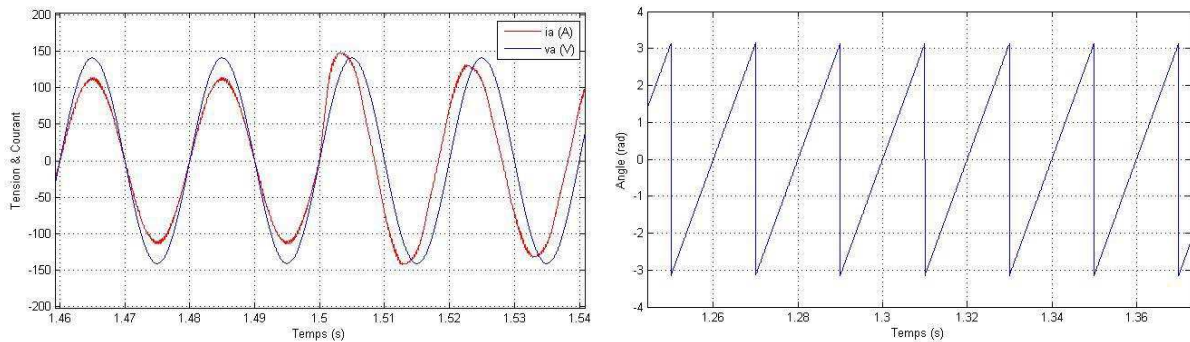


Figure 2.24: Déphasage entre la tension et le courant de ligne, l'angle de référence.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire est assuré, comme le confirme la figure 2.24, par la boucle de contrôle de la puissance réactive à l'entrée de laquelle une référence nulle est imposée. L'angle de phase utilisé dans la transformation de Park, présenté dans la même figure, est obtenu en utilisant une boucle de verrouillage de phase (PLL). Il peut être évalué également par estimation du flux virtuel [29].

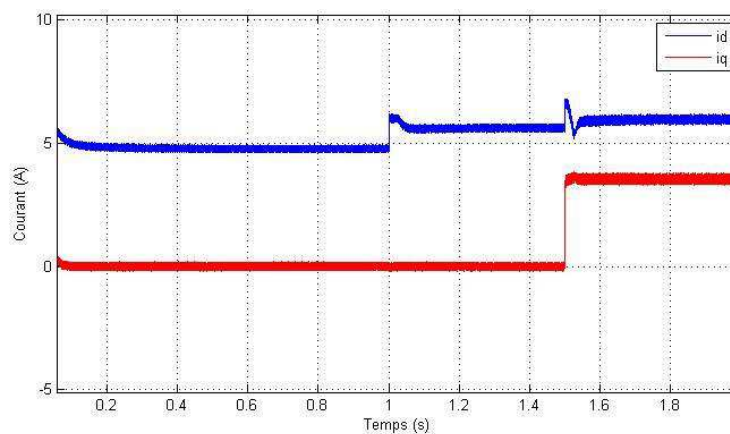


Figure 2.25: Courants de ligne dans le repère tournant ($d-q$).

Les composantes active et réactive du courant de ligne sont tracées dans la figure 2.25 souvent la composante quadrature est de valeur moyenne nulle, ce qui signifie qu'il n'y a aucun échange d'énergie réactive entre le redresseur et la source d'alimentation et par conséquent un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est garanti.

2.4.3. Résultats expérimentaux

Afin de valider expérimentalement l'étude théorique de la commande DPC-SVM, nous avons réalisé quelques essais pratiques concrétisés par les résultats suivants.

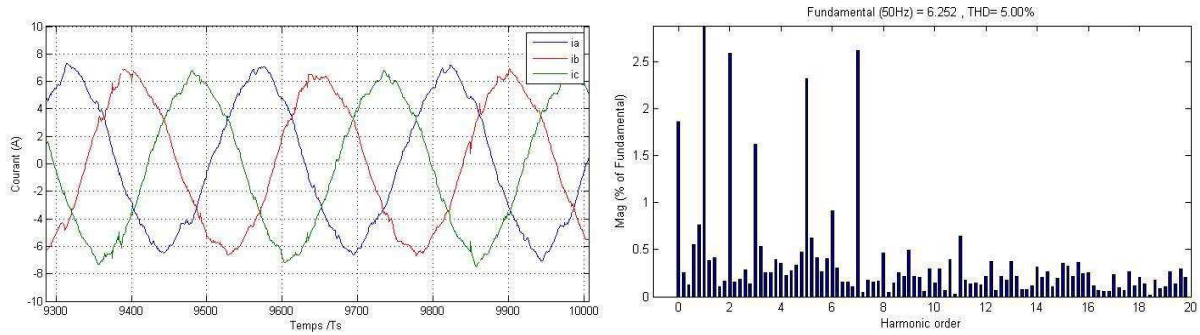


Figure 2.26: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=5.00%).

La figure 2.26 montre les formes d’ondes de courants à l’entrée du redresseur. On observe selon le spectre harmonique que la structure de commande garantit des courants de lignes quasi-sinusoidaux le taux de distorsion harmonique obtenu (THDi=5%) est parfaitement compatible avec l’exigence de la norme CEI61000. Qui impose un $THDi \leq 5\%$.

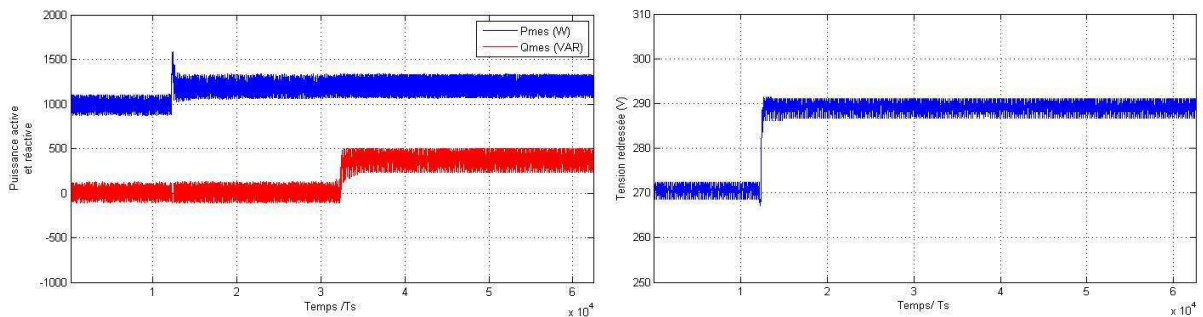


Figure 2.27: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

La figure 2.27 décrit les résultats obtenus avec une référence de la puissance réactive varier de zéro à 400 VAR ainsi que la réaction de la puissance active échangée avec le réseau suite à la variation de la tension du bus continu.

La figure 2.28 confirme expérimentalement le fonctionnement à facteur de puissance unitaire lorsque la référence de la puissance réactive à l’entrée de sa boucle de contrôle est nulle.

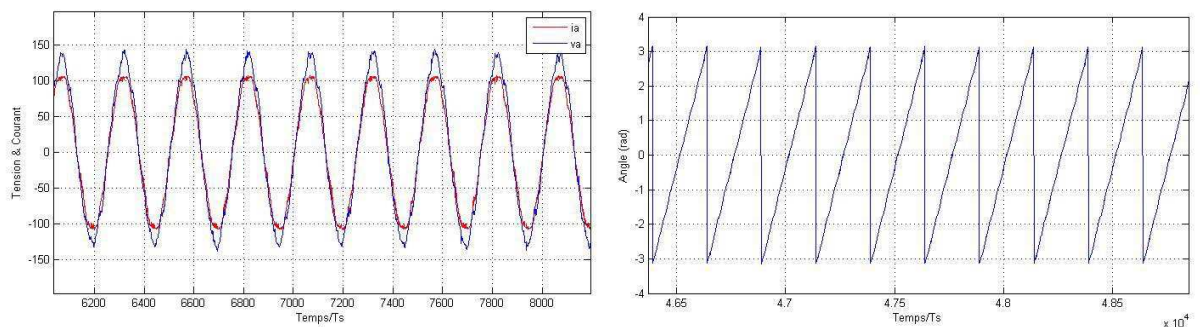


Figure 2.28: Déphasage entre la tension et le courant de ligne, l’angle de référence.

D'après les résultats obtenus et présentés par la figure 2.28, on note que la tension et le courant sont en phase. De ce fait le convertisseur MLI fonctionne à facteur de puissance unitaire avec un courant absorbé au réseau possède une forme sinusoïdale.

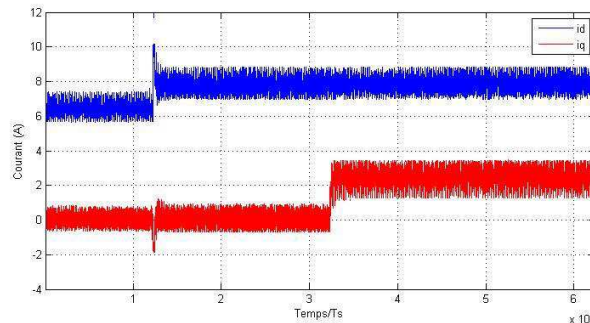


Figure 2.29: Courants de ligne dans le repère tournant ($d-q$).

Les réponses des courants aux variations des puissances active et réactive sont illustrées par la figure 2.29. On constate que ces deux grandeurs sont exactement l'image des puissances active et réactive.

En résumé, nous venons de mettre en évidence l'intérêt de cette commande (DPC-SVM) en ce qui concerne la $THDi$, et la réduction des ondulations en affectant les puissances active et réactive. En revanche, les inconvénients liés au couplage entre les puissances active et réactive subsistent toujours.

2.5. Etude comparative des différentes techniques

Les performances d'une technique de commande doivent être évaluées selon des critères précis et en fonction de l'application considérée. Parmi les critères de performances, on peut citer:

- ✓ Bon suivi de consigne, pas de erreur d'amplitude ou de phase.
- ✓ Réponse dynamique du système élevée.
- ✓ Fréquence de commutation limitée ou constante pour garantir un bon fonctionnement aux dispositifs électronique de puissance (semi-conducteurs).
- ✓ Faible distorsion harmonique ($THDi$).
- ✓ Bonne utilisation de la tension de bus continu.

L'objectif principale et le point commun entre les trois algorithmes de commande présentées dans ce chapitre est de réguler la tension de bus continu du redresseur MLI tout en maintenant un courant de ligne de forme la plus proche possible d'une sinusoïdale. D'après la

littérature scientifique la commande vectorielle (VOC) est celle qui présente le meilleur THDi et le meilleur comportement en régime statique alors que la commande directe de puissance (DPC-classique) occupe la première place cependant en termes de robustesse et comportement en régime dynamique. Quant à la technique (DPC-SVM), elle offre de bien meilleurs performances par rapport aux précédentes au prix d'une grande complexité de mise en œuvre.

Les avantages et inconvénients de ces trois approches sont résumés dans le tableau suivant (tableau 2.5).

Tableau 2.5: Comparaison des techniques de contrôle classiques.

Technique	Avantages	Inconvénients
VOC	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence de commutation fixe. - Conception plus facile du filtre d'entrée. - Les stratégies MLI avancées peuvent être utilisées. - Convertisseurs A/N moins cher. 	<ul style="list-style-type: none"> - La transformation des coordonnées et le découplage entre les composants actifs et réactifs sont nécessaires. - Algorithme compliqué. - Facteur de puissance inférieur à celui du DPC.
DPC	<ul style="list-style-type: none"> - Pas de bloc MLI séparé. - Pas de boucle de régulation. - Pas de transformation des coordonnées. - Bonne régime dynamique. - Algorithme simple. - Commande de puissance active et réactive découplée. - L'amélioration du facteur de puissance et de l'efficacité. 	<ul style="list-style-type: none"> - inductance de grande valeur et fréquence d'échantillonnage élevée sont nécessaires. - L'estimation de la puissance et de la tension doit être évitée au moment de la commutation. - Fréquence de commutation variable. - Convertisseurs A/N et Microprocesseur rapide sont exigés.
DPC-SVM	<ul style="list-style-type: none"> - Fréquence de commutation fixe. - Conception plus facile du filtre d'entrée. - Les stratégies MLI avancées peuvent être utilisées. - Convertisseurs A/N moins cher. 	<ul style="list-style-type: none"> - La transformation des coordonnées et le découplage entre les composants actifs et réactifs sont nécessaires. - Algorithme très compliqué. - Facteur de puissance inférieur à celui du DPC

2.6. Conclusion

Afin de résoudre le problème des harmoniques dans les systèmes électriques connectés au réseau, nous avons proposé une topologie à base de redresseur MLI fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Après avoir présenté brièvement quelques structures et lois de commande classiques appliquées aux redresseurs MLI, nous avons analysé leurs performances statique et dynamique. Nous avons ensuite mis en évidence les avantages et inconvénients de chacune de ces stratégies de commande.

D'une façon générale les algorithmes étudiés dans ce chapitre sont groupés en deux grandes familles selon le type de correcteur utilisé dans les boucles de courant. Les structures VOC et DPC-SVM sont basées sur l'emploi de correcteurs PI. Ces solutions conduisent à de bonnes performances statiques et à un bon THDi grâce à l'utilisation d'une fréquence de commutation constante. Notons que les coefficients des correcteurs PI sont fortement dépendants de paramètres du système qui sont susceptibles de varier avec le temps et conduire à une dégradation des performances.

Par contre la commande directe de puissance (*DPC-classique*) fait partie des algorithmes qui utilisent des comparateurs à hystérésis pour corriger l'erreur de poursuite dans les grandeurs contrôlées. Ce concept offre la possibilité d'atteindre des bonnes performances dynamiques, un temps de réponse très rapide, un système de contrôle simple et robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Cependant, la suppression du bloc de modulation provoque l'apparition des fortes oscillations en régime statique à cause de la fréquence de commutation variable.

Fort de cette analyse portant sur les stratégies de contrôle déjà abordées, nous nous orientons vers une solution plus pertinente, basée sur les techniques de commande prédictives, afin de tendre vers un bon compromis entre les performances statiques et dynamiques tout en préservant la stabilité et la robustesse du système vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques.

CHAPITRE 3 :
STRATEGIES DE CONTRÔLE PRÉDICTIF
(MP-DPC/P-DPC/ 2V-DPC)

Sommaire

3.1.	Introduction -----	60
3.2.	Contrôle direct de puissance à base d'un modèle prédictif (MP-DPC)-----	61
3.2.1.	État de l'art de la commande prédictive (MP-DPC)-----	61
3.2.2.	Principe de la commande prédictive sans modulation-----	62
3.2.3.	Description du modèle prédictive (MP-DPC) -----	63
3.2.4.	Résultats de Simulation -----	66
3.2.5.	Résultats expérimentaux -----	68
3.3.	Contrôle direct de puissance prédictive avec modulation (P-DPC)-----	70
3.3.1.	État de l'art de la commande prédictive (P-DPC)-----	70
3.3.2.	Principe de la commande prédictive avec modulation -----	71
3.3.3.	Développement mathématique de la commande prédictive -----	72
3.3.4.	Résultats de simulation -----	76
3.3.5.	Résultats expérimentaux -----	77
3.4.	Contrôle direct de puissance prédictive à deux vecteurs (2V-DPC) -----	79
3.4.1.	État de l'art de la commande prédictive (2V-DPC)-----	80
3.4.2.	Principe de la commande prédictive à deux vecteurs-----	81
3.4.3.	Choix des vecteurs de tension-----	82
3.4.4.	Rapport cyclique -----	83
3.4.5.	Résultats de simulation -----	85
3.4.6.	Résultats expérimentaux -----	88
3.5.	Etude comparative -----	90
3.6.	Conclusion -----	91

3.1.Introduction

Nous consacrons ce chapitre à la commande prédictive directe de puissance en vue d'éviter les inconvénients évoqués dans le chapitre précédent. Cette nouvelle approche de commande est de plus en plus utilisée dans les applications de l'électronique de puissance grâce à ses caractéristiques avantageuses rendues possibles par l'avancement des technologies des microprocesseurs. L'application de la commande prédictive à notre problématique offrira un fonctionnement optimal pour un meilleur comportement dynamique, même en présence de variations paramétriques et/ou des perturbations de réseau. De plus, il est également possible de profiter de la nature discrète des convertisseurs statiques afin de choisir simplement la solution optimale parmi les états de commutation possibles.

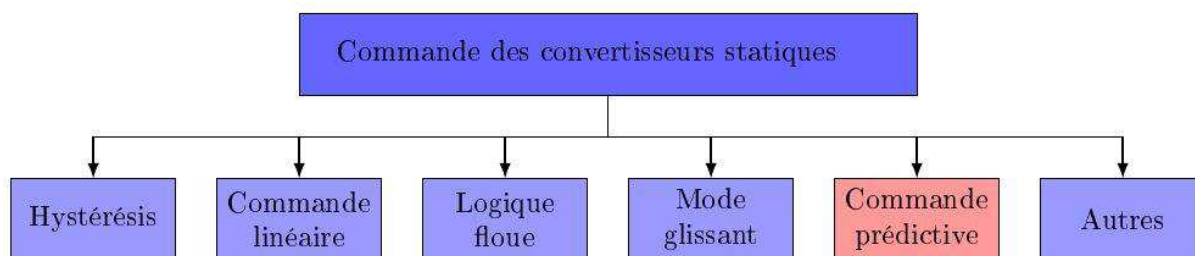


Figure 3.1: Méthodes de base pour le contrôle des convertisseurs statiques.

Plusieurs types de DPC prédictive seront discutés dans ce chapitre. Les algorithmes associés peuvent être classés en deux groupes :

- ✓ Groupe où la fréquence de commutation variable
- ✓ Groupe où la fréquence de commutation constante

Dans le premier cas, le contrôle (*MP-DPC*) n'applique qu'un seul vecteur de tension par période d'échantillonnage. Le vecteur approprié est choisi par minimisation de la fonction de coût, qui décrit le comportement du système.

Dans le deuxième cas, la commande prédictive (*P-DPC*) consiste à calculer un vecteur de commande moyen selon le principe de la commande à réponse pile. Le vecteur calculé est appliqué à l'entrée du pont redresseur via une modulation vectorielle (*SVM*).

Dans le troisième cas, la nouvelle stratégie de commande prédictive (*2V-DPC*) applique deux vecteurs de tension par période d'échantillonnage. En premier temps, le vecteur actif est sélectionné à partir d'un tableau de commutation prédéfini, ensuite un vecteur nul est ajouté afin de garantir une fréquence de commutation constante. Le temps d'application

optimal de chaque vecteur est calculé via une méthode très simple et efficace selon le principe de la commande à réponse pile (*Deadbeat control*).

La figure 3.2 représente les différentes techniques de commande prédictive de puissance qui seront étudiées en détails dans ce chapitre.

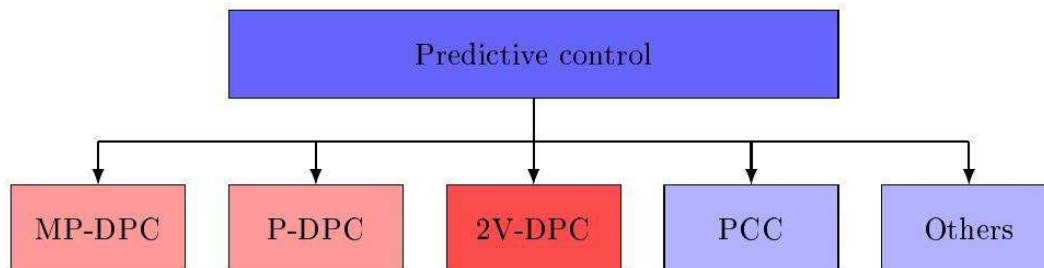


Figure 3.2: Méthodes de contrôle prédictives utilisées dans l'électronique de puissance.

3.2. Contrôle direct de puissance à base d'un modèle prédictif (MP-DPC)

Dans la dernière décennie, un nouveau concept de contrôle basée sur le modèle prédictif (*MPC*) devient rapidement très populaire dans les applications de l'électronique de puissance que ce soit pour le contrôle en courant [45] ou en puissance [44] et a été constamment développé et amélioré. Le (*MP-DPC*) est un algorithme très simple qui n'utilise pas une technique de modulation et peut s'adapter facilement à n'importe quel type de convertisseur statique. Le principe de cette commande consiste à déterminer le vecteur tension le plus approprié à appliquer au convertisseur statique lors de la prochaine période en minimisant un critère de coût influençant le comportement du système. Notons que dans un tel système la fréquence de commutation est variable et dépend de la fréquence d'échantillonnage, de la charge et des variations paramétriques.

Le fait de minimiser la fonction du coût qui définit le comportement du système, le vecteur le plus efficace est sélectionné pour la prochaine période. Néanmoins, dans un système pareil, la fréquence de commutation est variable et dépend de la fréquence d'échantillonnage, de la charge et des variations paramétriques.

3.2.1. État de l'art de la commande prédictive (MP-DPC)

La commande prédictive présente plusieurs avantages qui la rendent parfaitement appropriée à la commande des convertisseurs statiques et à l'entraînement des machines électriques [69]. Elle fait l'objet d'un intérêt de plus en plus croissant dans la communauté

scientifique et industrielle grâce notamment aux progrès réalisés dans le domaine des microprocesseurs.

Le principe du contrôle prédictif en utilisant une fonction du coût pour minimiser l'erreur de puissance a été introduit et appliqué pour la première [44] aux convertisseurs bidirectionnel (*AC/DC/AC*) sans aucun bloc de modulation pour alimenter une charge triphasée équilibrée. Ensuite le même concept a été utilisé dans [45], cette fois-ci la fonction du coût minimise l'erreur de courant et non pas de la puissance instantanée pour contrôler un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension. Différentes méthodes de contrôle prédictif ont été proposées plus tard [69] par exemple pour les applications de l'électronique de puissance [30] et aussi aux variateurs de vitesse. Les auteurs dans [40] adoptent une technique de commande prédictive de puissance appliquée aux redresseurs MLI alimentant une charge résistive.

Une étude intéressante sur les stratégies de contrôle les plus populaires dédiées aux convertisseurs matriciels (*MC*) a été faite dans [46]. Le but de ces méthodes est de générer un courant sinusoïdal sur les deux côtés du convertisseur. La technique conventionnelle (*MP-DPC*) peut assurer un bon régime statique et une réponse dynamique rapide par le choix du vecteur de tension le plus convenable, ce que minimise l'erreur entre la puissance de référence et la puissance réel. Mais à cause du nombre limité des vecteurs de tension dans le convertisseur à deux niveaux, la fréquence d'échantillonnage doit être très élevée pour obtenir des performances assez satisfaisantes. Pour cela les chercheurs [47] introduisent le concept d'un contrôle du rapport cyclique dans le (*MP-DPC*) en attribuant une fraction de période pour un vecteur actif de tension et le reste du temps pour un vecteur nul. Le vecteur actif est sélectionné en fonction de son comportement imposé au système, et sa durée est obtenue en se basant sur le principe minimisation de l'erreur de puissance.

3.2.2. Principe de la commande prédictive sans modulation

Le but de la commande prédictive du redresseur est de réguler la tension du bus continu tout en gardant les courants d'entrée sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions d'alimentation. Pour cela, un modèle est utilisé pour prédire les futures valeurs de puissance, grâce aux valeurs courantes et passées de la commande en utilisant une fonction coût pour minimiser l'erreur de puissance active et réactive [70].

Le schéma bloc de la technique (*MP-DPC*) utilisé dans la simulation est donné par la figure 3.3.

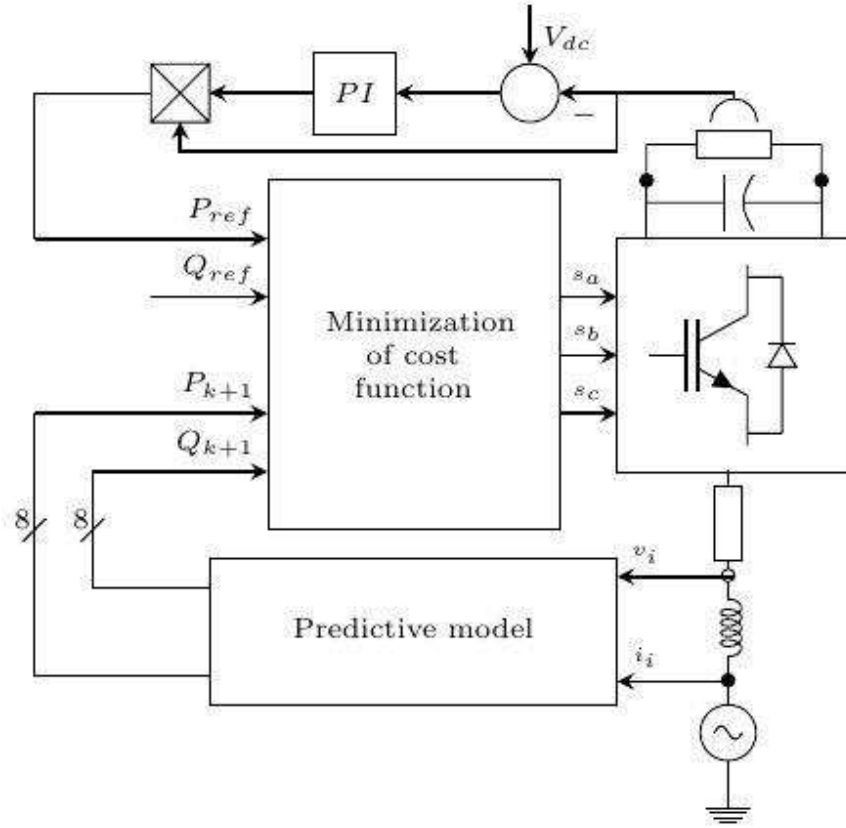


Figure 3.3: Schéma bloc de la commande prédictive à fonction de coût.

3.2.3. Description du modèle prédictive (MP-DPC)

Le contrôle direct de la puissance prédictive, dont la fréquence de commutation est variable, (*MP-DPC*) est basé sur le modèle mathématique du convertisseur. Les équations (1.20) peuvent être utilisées pour calculer la dérivée de la puissance active et réactive :

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} \left(u_{s\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{\alpha} + u_{s\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{\beta} \right) \quad (3.1)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2} \left(u_{s\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{du_{s\beta}}{dt} i_{\alpha} - u_{s\alpha} \frac{di_{\beta}}{dt} - \frac{du_{s\alpha}}{dt} i_{\beta} \right) \quad (3.2)$$

L'équation (1.17) peut être réécrite comme:

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (u_{s\alpha\beta} - u_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta}) \quad (3.3)$$

Si nous considérons la tension de ligne sinusoïdale et équilibrée, les expressions suivantes peuvent être prises en compte:

$$\frac{du_{s\alpha}}{dt} = -\omega u_{s\beta} \quad (3.4)$$

$$\frac{du_{s\beta}}{dt} = \omega u_{s\alpha} \quad (3.5)$$

En remplaçant (3.3), (3.4) et (3.5) dans (3.1) et (3.2) Il est possible d'obtenir les fonctions suivantes décrivant les dérivées de puissance active et réactive instantanées par rapport au temps [44].

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} u_{s\alpha} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) + \frac{3}{2} u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) - \omega i_{\alpha} \right) \quad (3.6)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{3}{2} u_{s\alpha} \left(\omega i_{\alpha} - \frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) \right) + \frac{3}{2} u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) \quad (3.7)$$

On peut les écrire aussi d'une autre manière:

$$\frac{(P + \Delta P) - P}{\Delta t} = \frac{3}{2} u_{s\alpha} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) + \frac{3}{2} u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) - \omega i_{\alpha} \right) \quad (3.8)$$

$$\frac{(Q + \Delta Q) - Q}{\Delta t} = \frac{3}{2} u_{s\alpha} \left(\omega i_{\alpha} - \frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) \right) + \frac{3}{2} u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) \quad (3.9)$$

Où P, Q sont les puissances active et réactive instantanée. ΔP , ΔQ Sont les différences de puissance et la somme de ces composantes donne P_P et Q_P les puissances active et réactive prédictives. Δt Est la différence de temps et peut être noté comme un temps d'échantillonnage.

$$P + \Delta P = P_P \quad (3.10)$$

$$Q + \Delta Q = Q_P \quad (3.11)$$

$$\Delta t = T_s \quad (3.12)$$

Les valeurs de puissance prédictive peuvent être exprimées comme suit [44]:

$$P_P = \frac{3}{2} T_s \left[u_{s\alpha} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) - \omega i_{\alpha} \right) \right] + P \quad (3.13)$$

$$Q_P = \frac{3}{2} T_s \left[u_{s\alpha} \left(\omega i_{\alpha} - \frac{1}{L} (u_{s\beta} - u_{\beta} - Ri_{\beta}) \right) + u_{s\beta} \left(\frac{1}{L} (u_{s\alpha} - u_{\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) \right] + Q \quad (3.14)$$

Les dérivées de puissance dépendent des variables de réseau, des paramètres du filtre d'entrer et des états de commutation du convertisseur. Comme il a été mentionné avant le convertisseur statique de tension à deux niveaux possède huit combinaisons qui correspondent à huit vecteurs de tension possibles.

Le but de la commande (*MP-DPC*) est de calculer la variation des puissances P et Q pour tous les états de commutation possibles, le vecteur de tension optimum qui minimise la fonction du cout est défini comme démontre la figure 3.4 [69].

$$G = \sqrt{(Q_{ref} - Q_P)^2 + (P_{ref} - P_P)^2} \quad (3.15)$$

On peut trouver aussi d'autres expressions en fonction de la valeur absolue [44]:

$$G = |Q_{ref} - Q_P| + |P_{ref} - P_P| \quad (3.16)$$

Souvent les chercheurs interviennent sur les formules qui déterminent la fonction de coût en ajoutant des termes et des coefficients en fonction d'autre paramètre pour améliorer les performances du système par exemple limiter la fréquence de commutation ou les fortes oscillations. En conséquence, la fonction de coût peut avoir plusieurs expressions.

Tableau 3.1: Exemple d'opération MP-DPC

v_i	$P(W)$	$Q(VAR)$	$\varepsilon_P(W)$	$\varepsilon_Q(VAR)$	$G(VA)$
v_0	860.9	2.7	8.5	2.7	81.2
v_1	853.8	0.7	1.5	0.7	2.7
v_2	855.6	7.8	3.3	7.8	72.4
v_3	862.7	9.8	10.3	9.8	204.9
v_4	868.0	4.7	15.6	4.7	267.8
v_5	866.2	-2.4	13.8	-2.4	198.2
v_6	859.1	-4.4	6.7	-4.4	65.7
v_7	860.9	2.7	8.5	2.7	81.2

Pour le contrôle (*MP-DPC*) on prend les mêmes paramètres de simulation trouvés dans le tableau 2.4. Suivant les deux équations (3.13) et (3.14) les valeurs de puissance active et réactive prédictive sont calculées pour chaque vecteur de tension. Le tableau 3.1 résume les résultats, comme on peut le voir, la valeur minimale de la fonction de coût (G) est obtenue par le vecteur de tension (v_1) et donc, ce vecteur sera sélectionné pour la prochaine période.

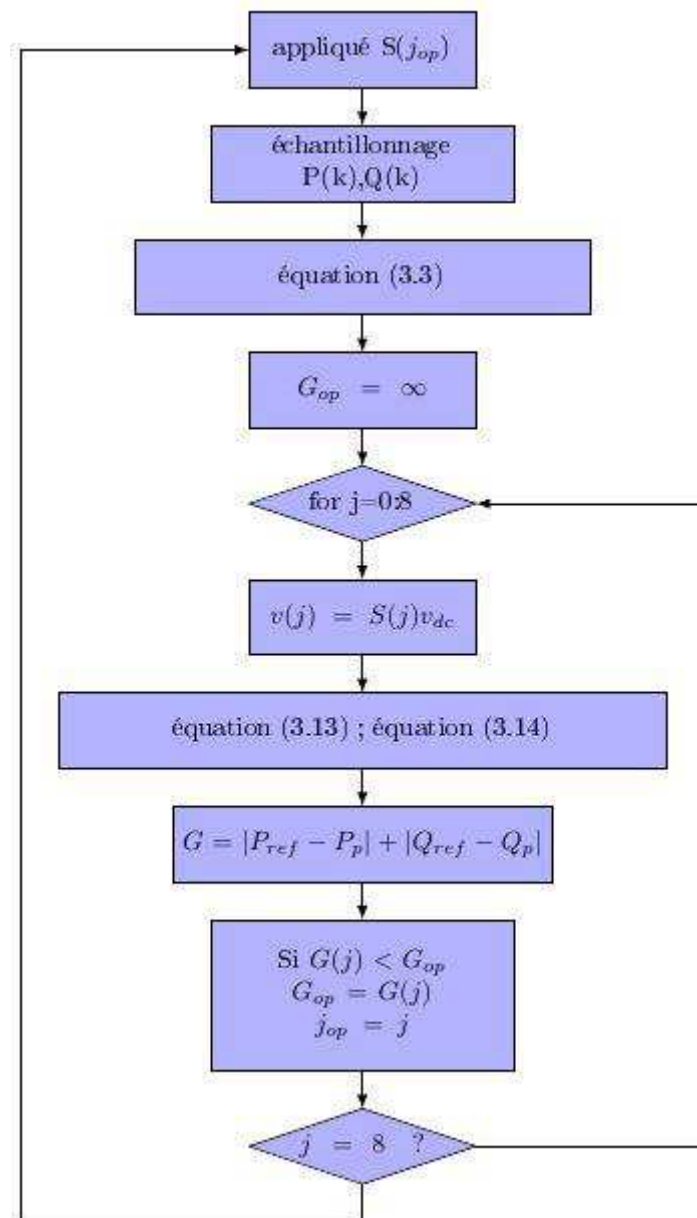


Figure 3.4: Organigramme de l'algorithme de contrôle implémenté.

3.2.4. Résultats de Simulation

Avant de présenter les résultats expérimentaux pour valider notre travail, la loi de commande prédictive (*MP-DPC*) appliquée au convertisseur deux niveaux a été implémentée sous le logiciel MATLAB/Simulink. Ces simulations sont faites pour une puissance nominale de 1kW et un temps d'échantillonnage $T_s=10 \mu s$.

La figure 3.5 illustre les courants de ligne triphasée ainsi que le spectre harmonique associé. L'amplitude du fondamental est de 5.6 A et le THDi est de 0.38% ce qui constitue un faible taux comparativement aux normes internationales.

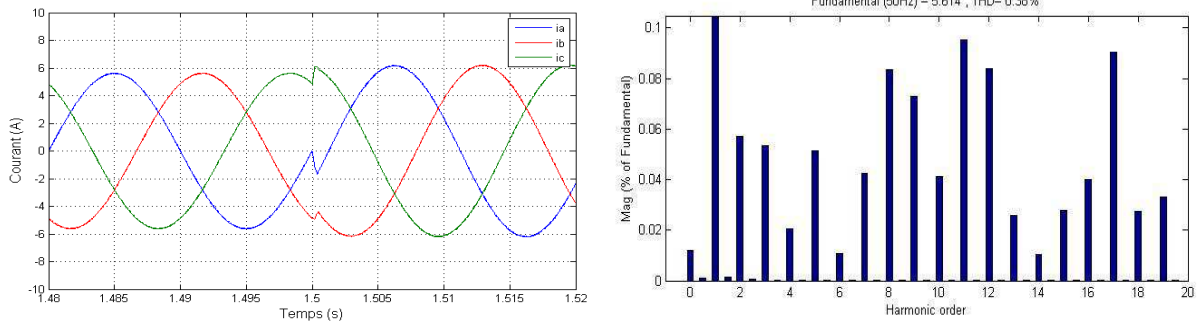


Figure 3.5: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=0.38%).

On peut remarquer suite à une variation de 0 à 500 VAR dans la référence de puissance réactive à l'instant $t=1.5s$ que la réponse du courant est instantanée et ne présente aucun dépassement contrairement aux techniques de commande linéaires comme nous avons vu dans le chapitre précédent.

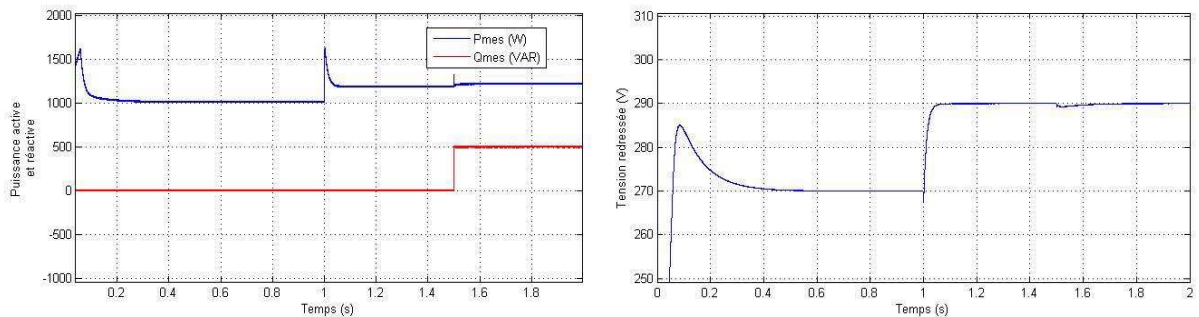


Figure 3.6: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

A partir de ces courbes on constate que la technique (*MP-DPC*) offre un contrôle absolument découplé entre la puissance active et réactive. Le taux d'ondulation de la puissance active et réactive est largement atténué dix fois moins par rapport à la (*DPC-classique*) est de 1.2% autour de 1kW.

Suivant la figure 3.6 nous pouvons remarquer que la réponse dynamique de la commande prédictive sans modulation est extrêmement rapide d'ailleurs c'est la meilleure grâce au principe de fonctionnement qui garantit le choix du vecteur le plus adéquat.

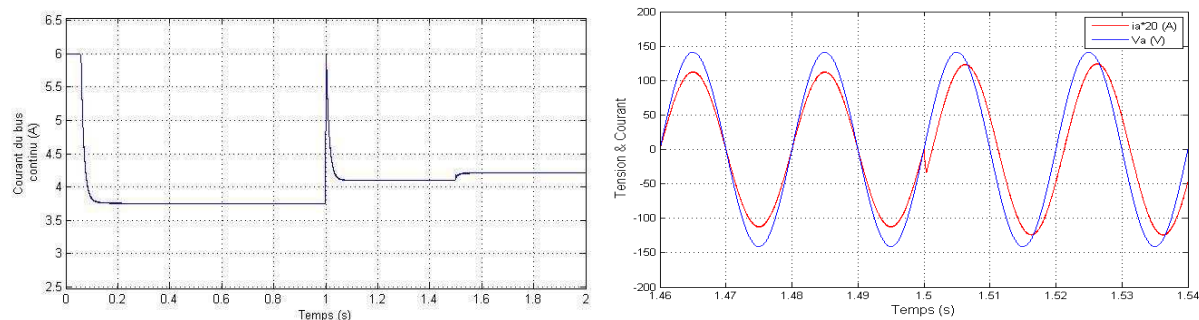


Figure 3.7: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

Les courbes de la figure 3.7 démontrent l'allure du courant qui circule dans le bus continu ainsi que le déphasage entre le courant de ligne et la tension de phase d'alimentation. La consigne de tension est fixée initialement à 270V, ce qui correspond à 3.75 A dans le courant continu puis une variation de 20 V aux bornes de la charge provoque un pique de courant important à l'instant $t=1s$. On rappelle que la valeur élevée du dépassement est due principalement aux conditions sévères d'opération qui accompagnent, en général, la mise sous tension brusque d'un système de puissance connecté à sa pleine charge. En principe, ces contraintes peuvent être évitées si l'on procède à un fonctionnement en rampe du système.

3.2.5. Résultats expérimentaux

Les expériences sont effectuées sur un banc d'essai qu'est représenté par la figure 3.8. La mise en œuvre de ce banc fait appel à un système de développement temps réel dSPACE1104, à un convertisseur statique à base des IGBT et à une charge résistive de 80 Ω , sachant que le temps d'échantillonnage est limité à $T_s=80\mu s$.

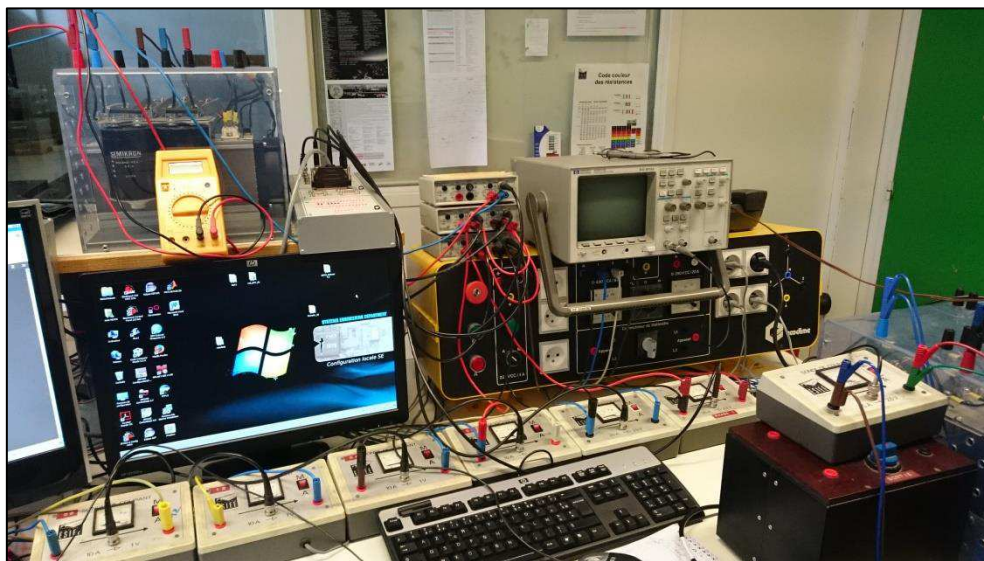


Figure 3.8: Banc d'essai expérimental.

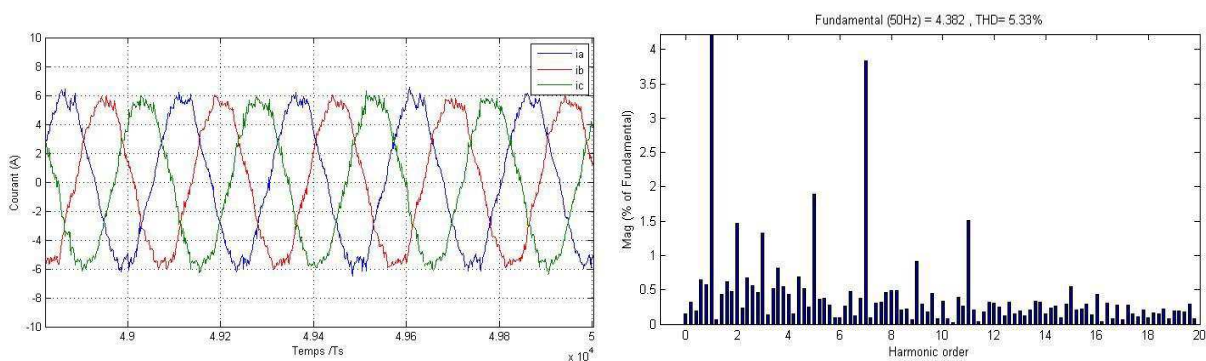


Figure 3.9: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=5.33\%$).

Dans les formes d'ondes de courant (figure 3.9), on peut observer nettement l'effet de la fréquence de commutation variable, cela est confirmé par la présence des harmoniques impairs (3, 5, 7, 9, 11) dans le spectre de courant avec un taux de distorsion de 5.33%.

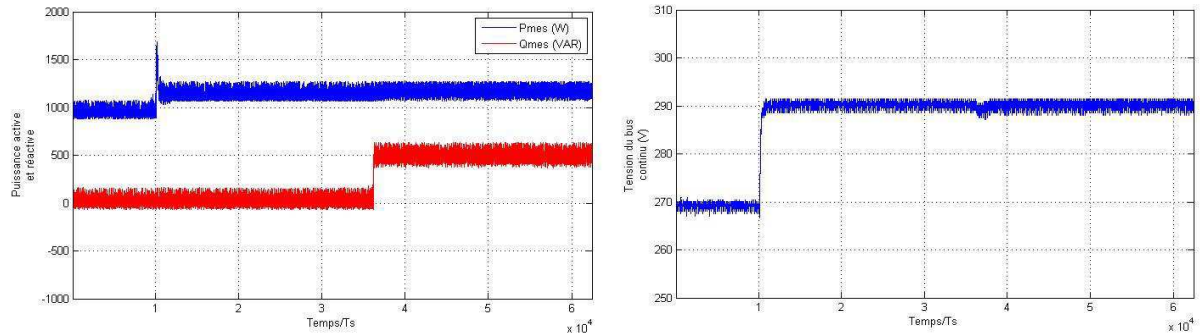


Figure 3.10: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

A partir de la figure 3.10, Nous remarquons que chacune des puissances active et réactive instantanée suit sa référence avec une bonne précision et stabilité. Nous pouvons constater aussi que la bande d'erreur statique (VAR) est moins importante par rapport à la technique précédente (*DPC-classique*) bien que la fréquence de découpage soit toujours variable.

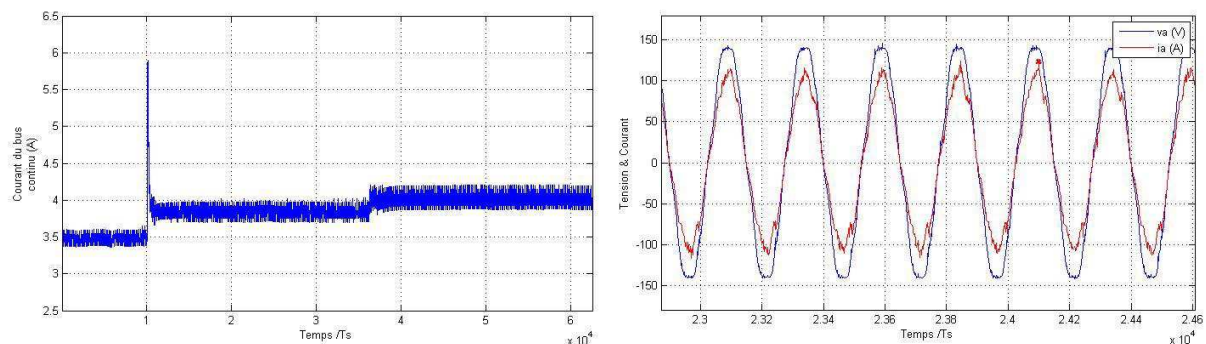


Figure 3.11: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

Le courant du bus continu est représenté par la figure 3.11, les signaux de la courbe droite varient dans le même sens et ils sont nuls aux mêmes instants. De ce fait la puissance active instantanée est toujours positive et le facteur de puissance est unitaire.

Les différents résultats présentés que ce soit pratiques ou simulations illustrent l'efficacité, la flexibilité et le grand potentiel de la commande prédictive pour remplacer les techniques classiques dans le domaine de l'électronique de puissance. Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée, ainsi que la simplicité, c'est-à-dire, la non utilisation de boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur sont parmi les points forts de cette stratégie de commande. Mais

comme la fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable, aussi l'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide et pratiquement plus chère.

3.3. Contrôle direct de puissance prédictive avec modulation (P-DPC)

Comme nous avons vu, le vecteur sélectionné à partir du (*MP-DPC*) est plus précis et efficace pour réduire les erreurs de puissance. Cependant, l'application d'un seul vecteur de tension pendant une période de contrôle n'a pas vraiment réussi à exploiter convenablement le fort potentiel du (*MP-DPC*) pour améliorer les performances en régime permanent.

L'objectif de cette étude est donc de présenter un schéma de commande simple et efficace pour le contrôle des redresseurs MLI triphasés connectés au réseau à base d'une approche prédictive de puissance. Cette fois-ci la méthode prédictive (*P-DPC*) fonctionne avec une fréquence de commutation constante grâce à l'utilisation d'un bloc de modulation vectorielle. Dans ce but, un algorithme de contrôle prédictif basé sur le principe de la commande à réponse pile (*Deadbeat*), a été développé pour calculer le vecteur de tension moyen requis du redresseur MLI, à générer pendant chaque période d'échantillonnage (T_s). Afin d'annuler simultanément l'erreur de suivi de référence des puissances active et réactive à la fin de la période. Le vecteur de tension moyen calculé dans le repère tournant ou stationnaire est converti en séquences de commutation via un bloc de modulation vectorielle (*SVM*). Finalement, l'algorithme de commande directe de puissance prédictive a été testé à la fois dans des simulations et expérimentalement, en utilisant un banc d'essai à base d'une carte dSPACE DS1104, et les principaux avantages de la commande (*P-DPC*) prédictive sont discutés par rapport aux autres techniques de commande dédiées au contrôle des redresseurs MLI à absorption sinusoïdale.

3.3.1. État de l'art de la commande prédictive (P-DPC)

Grace aux progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'informatique ces dernières années, la commande prédictive est devenue une solution très efficace et attractive pour les applications de l'électronique de puissance à haute performance.

À la fin des années 1990, une méthode de contrôle prédictive en courant [71] a été proposée, afin de compenser les erreurs de suivi dans le filtre actif de puissance incorporé à un microprocesseur DSP. Comme toutes les nouvelles stratégies de commande, une étude

analytique sur la faisabilité et la stabilité du système est nécessaire pour la mise en place de ces nouvelles conceptions. Les travaux représentés dans la référence [51] analysent les différentes limitations de la stabilité dans la commande en courant à réponse pile utilisé pour le contrôle des redresseurs à MLI et les filtres actifs de puissance pour améliorer la qualité d'énergie d'une installation électrique connectée au réseau. D'autres travaux ont abordé une étude comparative entre les techniques de contrôle en courant pour évaluer les performances du filtre active de puissance en utilisant le contrôle par hystérésis à fréquence de commutation fixe, le contrôle linéaire en courant dans le repère tournant et le contrôle prédictif à réponse pile [26]. Plusieurs travaux de recherche ont été réalisés sur le contrôle direct de puissance (DPC-classique) afin de surmonter ses points faibles, par exemple la conception d'un nouveau tableau de commutation [39] dans lequel on prend en considération exclusivement les vecteurs actifs de tension pour limiter les fortes oscillations au niveau de la puissance active et réactive.

Autrefois la régulation de la tension de bus continu a été améliorée au moyen d'un assemblage entre les correcteurs classique proportionnelle-intégrale (PI) et la logique floue [63] conduisant un bon comportement dynamique.

Nous présentons, dans cette partie, une commande directe de puissance prédictive fonctionnant à une fréquence de commutation constante en utilisant la technique de modulation (SVM) pour générer les impulsions de commande nécessaires au redresseur MLI [72]. Le modèle mathématique du système est discrétisé selon la célèbre formule d'Euler [41]. L'objectif de l'algorithme consiste à prédire des valeurs de puissance active et réactive les plus proches possible de la référence. Dans ces stratégies de commande prédictive, la précision de prédiction dépend beaucoup des paramètres du système et surtout de la fréquence d'échantillonnage.

3.3.2. Principe de la commande prédictive avec modulation

Les différentes parties fondamentales de la commande prédictive avec modulation vectorielle (SVM) basée sur le principe de contrôle à réponse pile (*Deadbeat*) sont illustrées sur le graphe de la figure 3.12. Dans tous les schémas du contrôle DPC, la boucle de régulation externe de bus continu est généralement la même, un simple correcteur classique PI qui assure l'asservissement de la tension aux bornes du condensateur en donnant une puissance active de référence à la sortie. Tandis que la référence de la puissance réactive instantanée est souvent mise à zéro pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

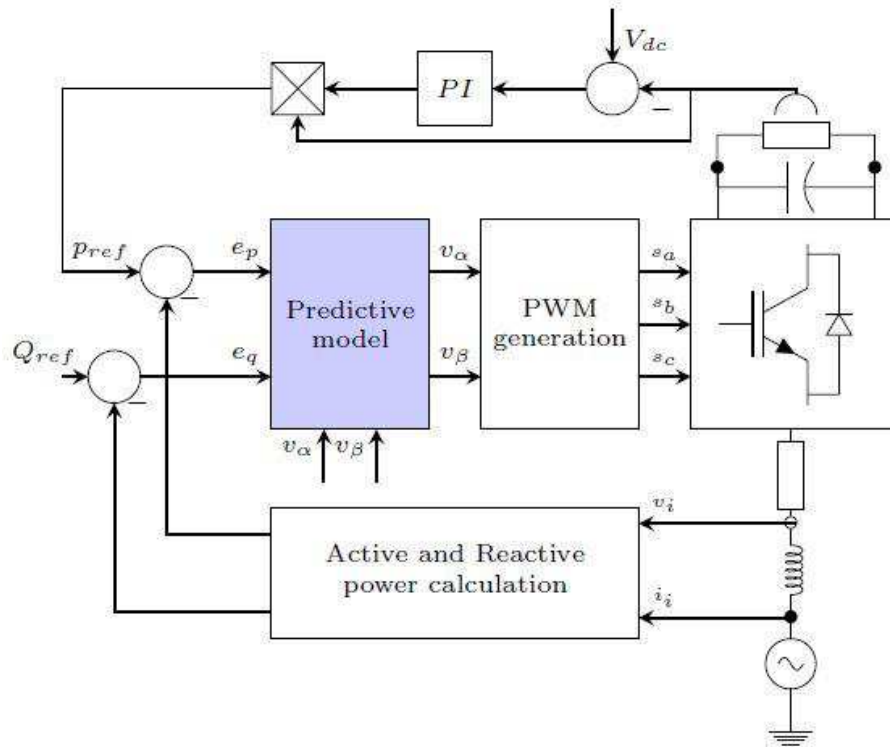


Figure 3.12: Schéma bloc de la commande prédictive avec modulation vectorielle.

La tâche principale de la commande prédictive présentée dans la référence [72] repose essentiellement sur le calcul d'un vecteur de tension référence appliqué au redresseur MLI afin d'annuler l'erreur de suivi dans les grandeurs commandées à chaque instant d'échantillonnage selon le principe de la commande à réponse pile (*Deadbeat*).

Ensuite, le vecteur de tension moyen établi par la loi de commande est transformé en séquences de commutation à travers un bloc de modulation vectorielle (*SVM*) qui détermine le temps de fermeture et d'ouverture de chaque interrupteur de telle sorte qu'on peut garantir un fonctionnement à fréquence de commutation constante.

3.3.3. Développement mathématique de la commande prédictive

Les puissances active et réactive instantanées sont exprimées dans le repère stationnaire (α - β) pour un système d'alimentation triphasé équilibré par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\alpha} & -u_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Sachant que $u_{\alpha\beta} = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$ et $i_{\alpha\beta} = [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$; sont les vecteurs de tension et de courant respectivement dans les coordonnées fixe.

Si le temps d'échantillonnage est supposé suffisamment petit par rapport à la période de la tension d'alimentation, les composantes de $(u_{\alpha\beta})$ peuvent être considérées constantes sur la période de commutation ($u_{\alpha\beta}(k+1) = u_{\alpha\beta}(k)$). Par conséquent, la variation des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnages successifs peut être exprimée comme suit [72]:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \\ u_{s\alpha} & -u_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Selon la figure 3.12. L'équation différentielle qui représente le système du redresseur MLI doit être modélisée par :

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(t) \\ u_{s\beta}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

En négligeant l'influence de la résistance R du filtre et en appliquant l'approximation d'Euler du premier ordre pour la discrétisation de l'équation (3.19). La variation du vecteur de courant d'entrée est obtenue [72]:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left(\begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) \\ u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} \right) \quad (3.20)$$

En remplaçant l'équation (3.20) dans (3.18). La variation de la puissance active et réactive pendant une période d'échantillonnage T_s est donnée comme suit [72]:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{3 T_s}{2 L} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) & u_{s\beta}(k) \\ u_{s\alpha}(k) & -u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) \\ u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} \right) \quad (3.21)$$

Étant donné que l'objectif de la commande est de forcer la puissance active et réactive à prendre les valeurs de leurs références pour le prochain instant d'échantillonnage. L'équation (3.22) est remplacée dans (3.21).

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Par la résolution de l'équation obtenue (3.21), le vecteur de tension moyen requis par le redresseur est exprimé selon la formule suivante [72]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) \\ u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{3T_s \|u_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) & u_{s\beta}(k) \\ u_{s\alpha}(k) & -u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} P^*(k+1) - P(k) \\ Q^*(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Où :

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$: Composantes stationnaires de la tension d'alimentation.

$\|u_{\alpha\beta}\|$: Module du vecteur $u_{\alpha\beta}$.

u_α, u_β : Tensions alternatives à la sortie du redresseur MLI.

T_s : Temps d'échantillonnage.

P^*, P : Puissance active instantanée de référence et mesurée.

Q^*, Q : Puissance réactive instantanée de référence et mesurée.

Si l'erreur de suivi dans la tension de bus continu est considérée constante sur deux périodes d'échantillonnages successives, la référence de puissance active instantanée à l'instant d'échantillonnage prochain ($k+1$) peut être estimée en utilisant une extrapolation linéaire comme montre la figure 3.13.

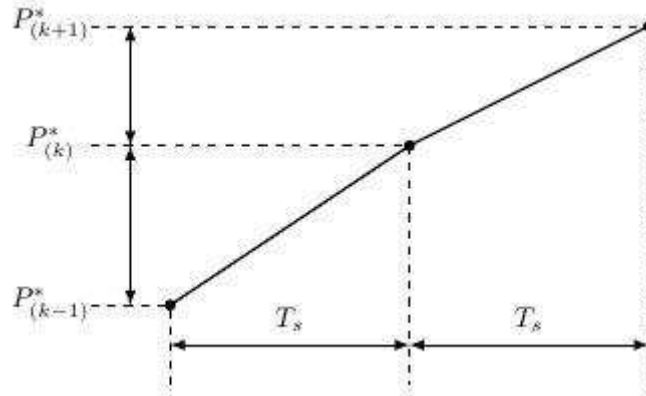


Figure 3.13: Valeur estimée de la puissance active prédictive.

Les références des puissances active et réactive à l'instant prochain ($k+1$) sont données par l'équation suivante [72]:

$$\begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2P^*(k) - P^*(k-1) \\ Q^*(k) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Le vecteur de tension moyen requis par le redresseur MLI est fourni par la loi de commande P-DPC dans le repère stationnaire (α - β) selon la relation suivante [72]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) \\ u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{3T_s \|u_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k) & u_{s\beta}(k) \\ u_{s\alpha}(k) & -u_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta P^*(k) + \varepsilon_p(k) \\ \varepsilon_Q(k) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Sachant que $\varepsilon_p(k), \varepsilon_Q(k)$ sont les erreurs de puissance active et réactive actuelles respectivement. $\Delta P^*(k)$ est la variation actuelle de la référence de puissance active donnée par $\Delta P^*(k) = P^*(k) - P^*(k-1)$.

D'autres part, la loi de commande prédictive présentée par l'équation (3.25). Peut être exprimée dans le repère tournant ($d-q$) en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \\ u_{sd} & -u_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Pour une tension d'alimentation purement sinusoïdale u_{sd} et u_{sq} sont des valeurs constantes ($u_{sdq}(k+1) = u_{sdq}(k)$). Par conséquent, la variation des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnage successifs peut être exprimée comme suit [72]:

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \\ u_{sd} & -u_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) - i_d(k) \\ i_q(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Alors que l'équation du courant d'entrée, dans le repère tournant ($d-q$) du redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsion est donnée par l'équation suivante [72]:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sd}(t) \\ u_{sq}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} i_q(t) \\ -i_d(t) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Pour découpler les équations différentielles précédentes, nous supposons que :

$$\begin{bmatrix} E_d(t) \\ E_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

En négligeant l'influence de la résistance R et en remplaçant (3.29) dans (3.28) on obtient :

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sd}(t) \\ u_{sq}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_d(t) \\ E_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

En reproduisant les mêmes calculs de la fois passée, on obtient la loi de commande prédictive [72]:

$$\begin{bmatrix} E_d(k) \\ E_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sd}(k) \\ u_{sq}(k) \end{bmatrix} - \frac{2L}{3T_s \|u_{dq}\|^2} \begin{bmatrix} u_{sd}(k) & u_{sq}(k) \\ u_{sd}(k) & -u_{sq}(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta P^*(k) + \varepsilon_P(k) \\ \varepsilon_Q(k) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Le vecteur de tension moyen du redresseur MLI est donné par l'expression suivante dans le repère tournant ($d-q$):

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d(k) \\ E_q(k) \end{bmatrix} + L\omega \begin{bmatrix} i_q(k) \\ -i_d(k) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Une transformation des coordonnées du repère tournant ($d-q$) au repère stationnaire ($\alpha-\beta$) est obligatoire afin de générer les impulsions correspondantes au vecteur de tension.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

3.3.4. Résultats de simulation

Les performances dynamiques et statiques de la technique de commande prédictive avec modulation appliquée à notre système de puissance à base d'un redresseur MLI sont évaluées par les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. La simulation est réalisée pour les mêmes paramètres du circuit que celles des techniques précédentes mentionnées notamment dans le tableau 2.4.

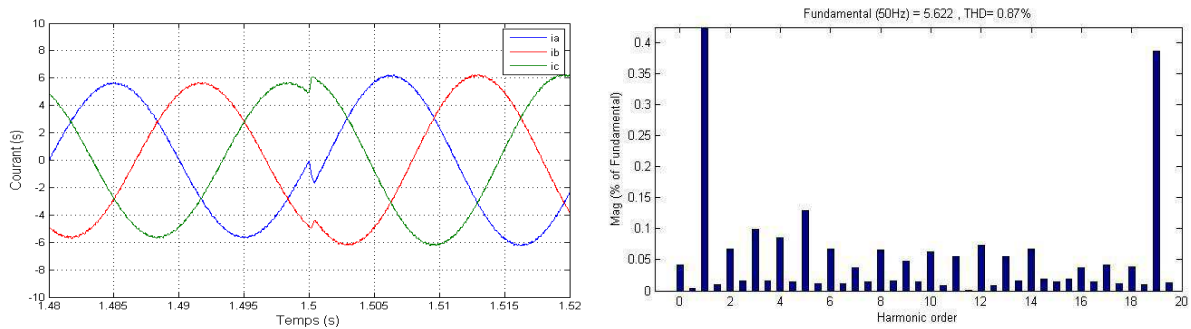


Figure 3.14: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=0.87%).

La figure 3.14 montre que le courant absorbé par le convertisseur statique est de forme sinusoïdale. Le spectre harmonique de ce courant est présenté dans la figure droite (THDi=0.87%). Celui-ci montre la présence d'harmonique basse fréquence d'amplitudes plus élevées que dans le cas précédent.

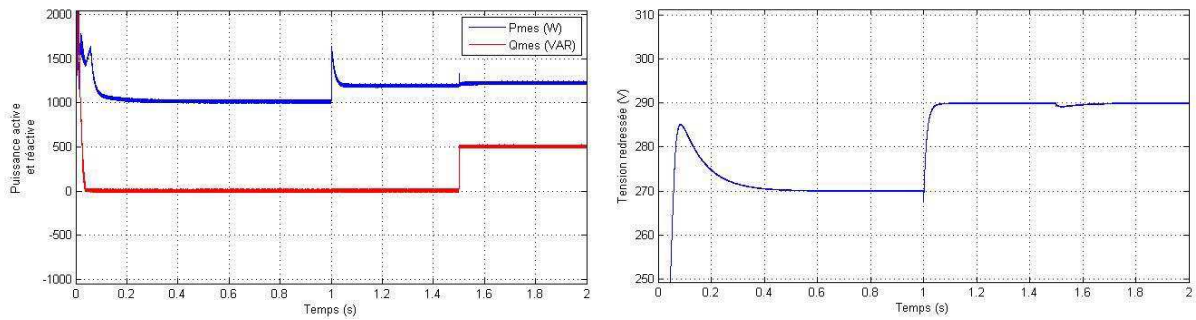


Figure 3.15: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

Les courbes de puissance active et réactive échangées avec le réseau sont illustrées dans la figure 3.15. On peut remarquer que la loi de commande adoptée assure une erreur statique nulle et améliore grandement la stabilité du système et le temps de réponse. La tension aux bornes de condensateur est représentée dans la figure droite, elle atteint la valeur de référence désirée 290 V très rapidement et sans dépassement suivant une trajectoire très souple.

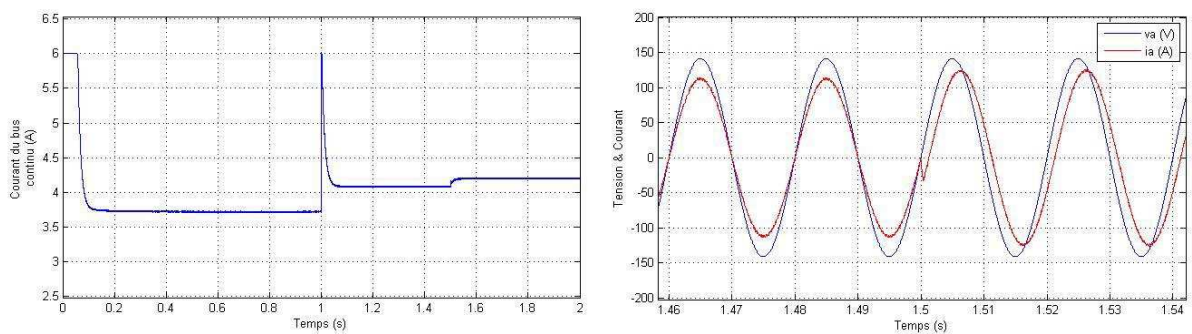


Figure 3.16: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

La figure 3.16 désigne l'allure du courant dans le bus continu, ce courant de référence comme prévu répond constamment aux variations de puissance active et réactive de telle sorte que la tension de sortie suit sa consigne régulièrement.

Par ailleurs, la figure de droite nous indique le déphasage entre la tension d'alimentation et le courant absorbé. On observe que les deux signaux ne sont plus superposés lorsque la puissance réactive est différente de zéro.

3.3.5. Résultats expérimentaux

Dans cette partie, des expérimentations sur le modèle de simulation vont être réalisées en faisant varier les paramètres de contrôle pour examiner les réponses de système. En fonction de l'analyse des résultats obtenus, les différentes expérimentations établies dans cette

partie pourront donner lieu à des conclusions complémentaires non considérées initialement dans la simulation.

Les courbes suivantes montrent les résultats obtenus lors des essais pratiques.

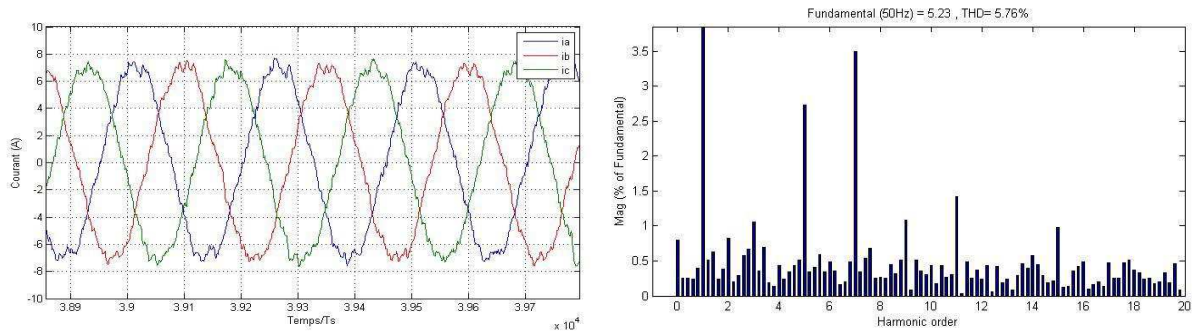


Figure 3.17: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=5.76%).

Les courants triphasés absorbés par la charge résistive via un redresseur MLI connecté au réseau sont donnés par la figure 3.17. Ces formes d'onde sont plus proches d'une forme sinusoïdale que leurs homologues de la commande MP-DPC comme l'indue la figure 3.9.

Le spectre de ce courant donne un taux de distorsion harmonique totale de THDi=5.76%.

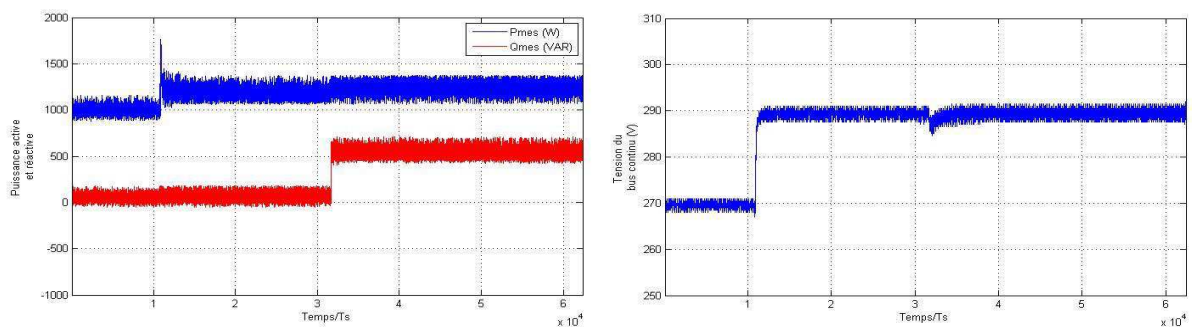


Figure 3.18: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

La figure 3.18 indique que la composante de la puissance active atteint sa valeur de référence 1160 W, quant à la composante de la puissance réactive Q elle est de valeur moyenne nulle confirmant qu'aucune puissance réactive n'est échangée entre le redresseur et la source et par conséquent le facteur de puissance est unitaire. Ensuite l'application d'un échelon de puissance réactive de 500 VAR nous montre que la loi de commande a permis d'avoir un contrôle parfaitement découplé entre les deux puissances. La figure de droite confirme le bon contrôle de la tension du bus continu grâce à la boucle d'asservissement dédiée.

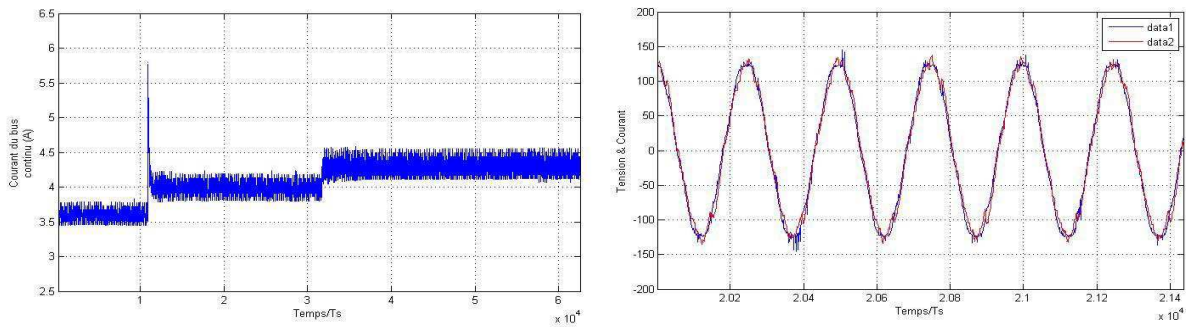


Figure 3.19: Courant de bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

On remarque sur la figure 3.19 que le courant de bus continu, présente un léger dépassement, puis à la valeur de référence imposée par la commande. La partie droite de la figure montre à travers la superposition de la tension d'alimentation et du courant de ligne que le système fonctionne à facteur de puissance unitaire.

Nous venons de voir que cette approche de commande prédictive, utilisée en vue d'améliorer la forme d'onde du courant absorbé ainsi que la qualité d'énergie présente plusieurs avantages par rapport aux techniques de commande vues précédemment. En effet le fonctionnement à fréquence de commutation fixe, par exemple, permettra un dimensionnement simple des convertisseurs statiques ainsi que des filtres d'entrée (RL). Notons par ailleurs l'absence de transformation des coordonnées, des correcteurs classiques et des comparateurs par hystérésis. Enfin, les performances statiques et dynamiques ont été évaluées et les résultats de simulation et de la pratique ont démontré que la loi de commande prédictive offre un contrôle à haute performance de la puissance active et réactive.

3.4. Contrôle direct de puissance prédictive à deux vecteurs (2V-DPC)

Malgré les points forts évoqués précédemment de la commande directe de puissance prédictive à réponse pile [72] ils nous restent encore des points à améliorer, sachant que la modélisation mathématique d'un système de contrôle implique toujours des approximations et des hypothèses simplificatrices qui sont indispensables pour que l'analyse ne soit pas trop complexe et particulièrement pour les algorithmes prédictives où l'effort de développement mathématique est vraiment considérable. Les non-linéarités associées spécialement aux systèmes fortement non-linéaires rendent cette commande prédictive pratiquement moins fiable dans, par exemple, les applications dédiées au contrôle des machines électriques de faible puissance.

D'autre part, la mise en œuvre d'une loi de commande basée sur un modèle mathématique nécessite, en principe, la connaissance des paramètres de réseau avec précision de sorte que le modèle soit le plus proche possible au système réel. Dans ce type de commande le choix de la fréquence d'échantillonnage est primordial car celle-ci doit être maintenue au-delà de 20 kHz afin de ne pas dégrader les performances. Cela nécessite de faire appel à des processeurs rapides et forcément plus chers.

Dans ce qui suit, nous allons présenter la commande directe de puissance prédictive à deux vecteurs (*2V-DPC*). Il s'agit plus particulièrement de l'appliquer aux redresseurs triphasés connectés au réseau bidirectionnel non polluant de type élévateur et à fréquence de commutation fixe. Comme mentionné dans le titre, cette approche applique deux vecteurs de tension durant une période de contrôle afin de garantir une fréquence de commutation constante. Le premier vecteur est un vecteur actif ($v_1 \dots v_6$) sélectionné à partir d'une table de commutation optimisée, ensuite l'un des deux vecteurs nuls (v_0, v_7) est combiné avec le premier vecteur de telle manière à minimiser les pertes de commutation.

Le temps d'application de chaque vecteur est calculé selon une méthode simple est très efficace basé sur le principe de la commande à réponse pile. Par rapport aux autres techniques de commandes prédictives, celle-ci ne nécessite aucun paramètre du système. En revanche elle utilise l'erreur instantanée des puissances active et réactive pour envoyer les séquences de commande appropriées aux interrupteurs, tout en gardant la simplicité et la robustesse de la DPC-classique. Plusieurs simulations ainsi que des tests expérimentaux ont été réalisés pour vérifier l'efficacité de la loi de commande proposée.

3.4.1. État de l'art de la commande prédictive (2V-DPC)

L'approche consistant à appliquer plusieurs vecteurs de tension durant une période d'échantillonnage a été abordée pour la première fois par Jun-Koo Kang [60] dans le but de minimiser les ondulations de couple dans un moteur à induction en utilisant une fréquence de commutation constante.

D'autres travaux [73] ont proposé une technique de commande prédictive pour contrôler l'écoulement de puissance dans une chaîne de conversion éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (*GADA*). Dans le même esprit, un nouveau concept de commande prédictive a été développée en introduisant trois vecteurs de tension durant un cycle de contrôle pour réduire les oscillations de couple [50] ou de puissance [48] à

faible vitesse. Cependant, la méthode utilisée pour déterminer le temps d'application de chaque vecteur de tension est très compliquée et dépend fortement des paramètres du système. Des solutions à ce type de problème [42] proposent une formule simple et très efficace pour calculer le rapport cyclique en se basant sur l'erreur instantanée de couple et de flux dans une machine synchrone à aimant permanent (*MSAP*), ensuite le même principe a été réutilisé pour améliorer les performances statique d'une machine asynchrone à double alimentation (*MADA*) connectée au réseau [49].

Bien que l'idée d'utiliser une combinaison de vecteurs actifs et nuls pendant une période de contrôle ait été bien explorée pour le contrôle des machines électriques depuis un certain temps déjà, elle reste moins connue dans les applications de l'électronique de puissance notamment les redresseurs MLI connectés au réseau.

Notre contribution à l'étude des redresseurs MLI connecté au réseau est consacré plus précisément à l'adaptation de cette notion du rapport cyclique bien connue dans le contrôle des machines électriques à la DPC classique pour améliorer au maximum la qualité de l'énergie électrique échangée avec le réseau. Cette nouvelle approche de DPC est basée sur deux tâches principales, d'abord l'optimisation d'une nouvelle table de commutation qui ne contient que des vecteurs actifs et deuxièmement, l'implémentation d'une méthode (*Deadbeat*) simple et très efficace pour calculer le temps d'application de chaque vecteur de tension.

3.4.2. Principe de la commande prédictive à deux vecteurs

Ce paragraphe consiste à présenter le principe de fonctionnement de la commande prédictive à deux vecteurs ainsi que l'amélioration proposée au niveau de cet algorithme par rapport à la technique conventionnelle (*DPC-classique*) en vue de fixer la fréquence de commutation et par conséquent diminuer le THD du courant de ligne.

La commande directe de puissance prédictive à deux vecteurs présentée dans la figure 3.20, nous a permis d'appliquer deux vecteurs de tension au redresseur MLI durant une seule période d'échantillonnage, afin de garantir un fonctionnement à fréquence de commutation constante, en minimisant à la fois les fortes oscillations au niveau des puissances active et réactive instantanées. Les références de la puissance réactive (*mise à zéro*) et active délivrée par la boucle de régulation de bus continu sont comparées aux valeurs mesurées en utilisant des comparateurs à hystérésis. Ensuite, les états de commutation du

convertisseur sont sélectionnés au moyen d'une table de commutation basée sur les erreurs instantanées, le rapport cyclique ainsi le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension.

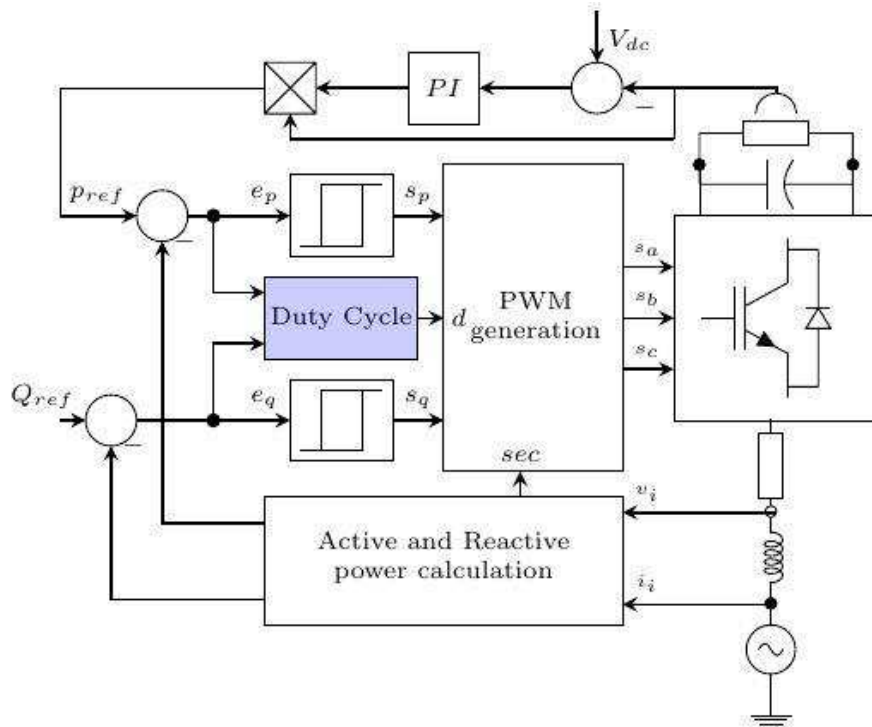


Figure 3.20: Schéma bloc de la commande prédictive à deux vecteurs.

Une analyse plus complète sur le calcul du rapport cyclique et le choix des vecteurs dans la commande prédictive à deux vecteurs sera détaillée dans les prochains paragraphes.

3.4.3. Choix des vecteurs de tension

Chaque vecteur de tension appliqué au redresseur MLI entraîne un changement d'état, selon le secteur dans lequel il se trouve, comme le montre la figure 3.21.

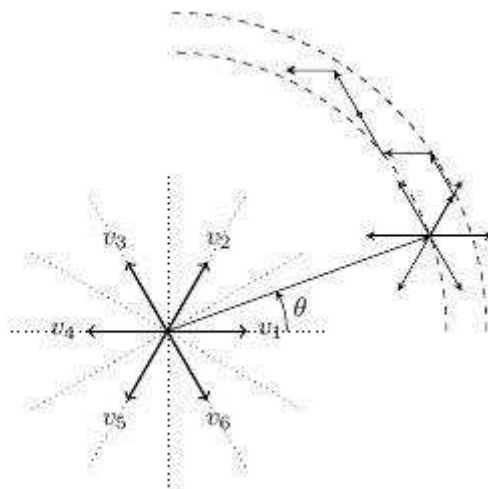


Figure 3.21: Choix de vecteur de tension.

Par conséquent, l'un des six vecteurs de tension active qui a le meilleur comportement est sélectionné suivant le tableau 3.2, dans un premier temps pour éliminer l'erreur de poursuite. Après en choisissant le deuxième vecteur nul de telle sorte qu'un minimum de changement est apporté aux états des interrupteurs. Par exemple, si le premier vecteur sélectionné est v_1 (100), il sera combiné pratiquement avec le vecteur nul v_0 (000) et non pas avec v_7 (111) et vice versa.

Le tableau de commutation conçus pour le choix du premier vecteur ne contient que des vecteurs actifs. Si on prend le cas où le vecteur de référence se trouve dans le premier secteur et si l'on désire augmenter à la fois la puissance active et réactive instantanée, c'est le vecteur v_6 qu'il faut appliquer, car dans ce secteur, parmi les six vecteurs actifs, seul le vecteur v_6 permet d'augmenter efficacement l'angle θ (*puissance réactive*) et l'amplitude (*puissance active*) du vecteur de référence. Cette technique est donc similaire à la DPC-classique au niveau du choix des vecteurs tension.

Tableau 3.2: Tableau de commutation [39].

Sp	Sq	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
↑	↑	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
↓	↑	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5
↑	↓	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
↓	↓	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3

v_1 (100), v_2 (110), v_3 (010), v_4 (011), v_5 (001), v_6 (101), v_0 (000), v_7 (111).

3.4.4. Rapport cyclique

Il existe trois méthodes classiques pour déterminer le rapport cyclique, la première méthode vise à rendre la puissance active instantanée égale à sa valeur de référence à la fin du cycle, en se basant sur le principe de la commande à réponse pile (*Deadbeat*). Le principe de cette méthode peut s'exprimer par l'équation suivante:

$$P(k+1) = P^* \quad (3.34)$$

Le but de la deuxième méthode est de rendre la puissance active moyenne égale à la valeur de référence sur tout le cycle de contrôle, comme le montre l'équation (3.36).

$$\frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} (P - P^*) dt = 0 \quad (3.35)$$

La troisième méthode minimise l'erreur de la valeur efficace sur toute la plage de contrôle pour que l'ondulation de la puissance active soit limitée, son principe est exprimé par:

$$\frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} (P - P^*)^2 dt \rightarrow 0 \quad (3.36)$$

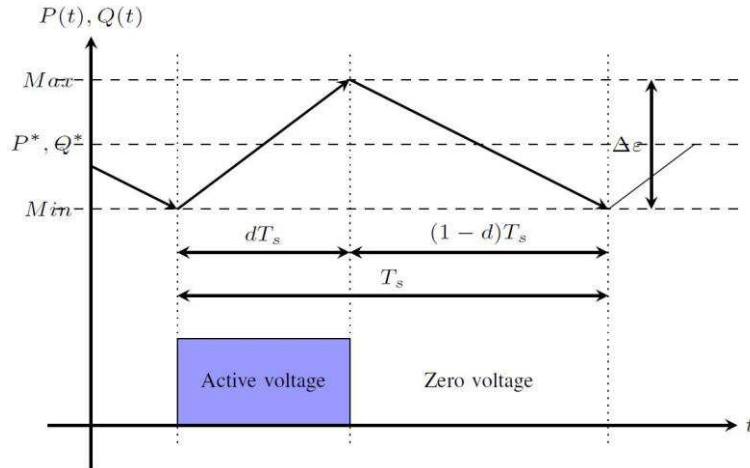


Figure 3.22: Variation des puissances instantanées dans le régime permanent.

Supposons que la pente montante s_1 et la pente descendante s_2 de la puissance active instantanée sont connues pour les vecteurs actifs et nuls. Durant la période d'échantillonnage T_s les pentes s_1 et s_2 peuvent être considérées comme des constantes car la dynamique de la puissance réactive et de la tension du bus continu n'est pas très rapide [42]. Dans ces conditions, la durée du vecteur actif pour les trois méthodes peut être obtenue en résolvant les équations (3.34), (3.35) et (3.36).

$$d_1 T_s = \frac{P^* - P_0 - s_2 T_s}{s_1 - s_2} \quad (3.37)$$

$$d_2 T_s = T_s - \sqrt{\frac{T_s}{s_1 - s_2} - (2(P_0 - P^*) + s_1 T_s)} \quad (3.38)$$

$$d_3 T_s = \frac{2(P^* - P_0) - s_2 T_s}{2s_1 - s_2} \quad (3.39)$$

Où P_0 indique la valeur initiale de la puissance active à l'instant (k) . d_1 , d_2 et d_3 sont les rapports cycliques du vecteur actif pour les trois méthodes présentés respectivement.

Une nouvelle méthode pour obtenir le rapport cyclique sera proposée, ce qui élimine la complexité et la dépendance aux paramètres du système. Avant de donner l'expression de la nouvelle méthode revenons d'abord à l'équation (3.37), qui peut être réécrite comme suit:

$$d = \frac{P^* - P_0 - s_2 T_s}{(s_1 - s_2) T_s} = \frac{P^* - P_0}{(s_1 - s_2) T_s} + \frac{-s_2}{s_1 - s_2} \quad (3.40)$$

Le premier terme dans (3.40) est proportionnel à l'erreur de puissance active et le second terme est proportionnel à la pente descendante s_2 . Pour éliminer la dépendance de paramètre, on peut supposer que le dénominateur est constant. Cependant le deuxième terme est en relation avec la pente s_2 est reste très complexe. Il serait naturel de rendre le second terme proportionnel à l'erreur de puissance réactive. Considérant que le rapport cyclique est toujours positif, l'expression finale conçue est donnée par l'équation suivante :

$$d = \left| \frac{P^* - P_0}{C_P} \right| + \left| \frac{Q^* - Q_0}{C_Q} \right| \quad (3.41)$$

Où P^* et Q^* sont les valeurs de référence de puissance active et réactive respectivement, Q_0 est la puissance réactive à l'instant (k), C_P et C_Q sont deux constantes positives. Le réglage de C_P et C_Q est un compromis entre les performances en régime permanent et la réponse dynamique. Une valeur plus grande de C_P et C_Q produira moins d'ondulations dans la puissance active et réactive, en revanche la réponse dynamique sera dégradée. Des résultats expérimentaux et de simulation étendus indiquent que la puissance active nominale constitue un bon point de départ pour que C_P et C_Q atteignent un bon compromis entre les performances statiques et dynamiques. Néanmoins, on constate que les variations de celles-ci ne provoquent pas une différence significative dans les performances du système.

3.4.5. Résultats de simulation

Le comportement de la technique de commande 2V-DPC proposée pour contrôler le redresseur MLI deux-niveaux connecté au réseau peut être mieux analysé par la simulation. Pour cela une série de tests a été effectuée sous le logiciel Matlab/Simulink pour démontrer l'amélioration des performances du système comparativement aux autres techniques de commande prédictives. Les résultats de simulation dans le cas du contrôle par 2V-DPC sont illustrés par les figures suivantes.

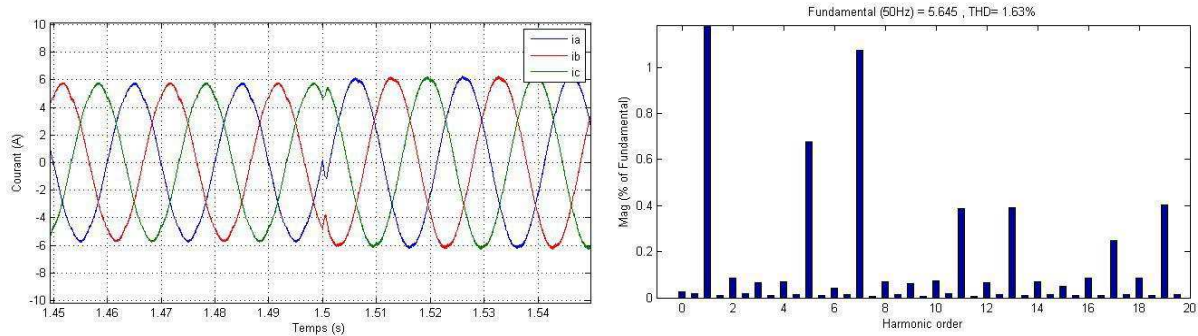


Figure 3.23: Courants de ligne, le spectre harmonique (THDi=1.63%).

Les courants de charge triphasés et le spectre harmonique sont présentés par la figure 3.23. La commande appliquée nous a permis d'avoir un taux de distorsion très satisfaisant (1.63%) pour une fréquence de commutation de 2 kHz.

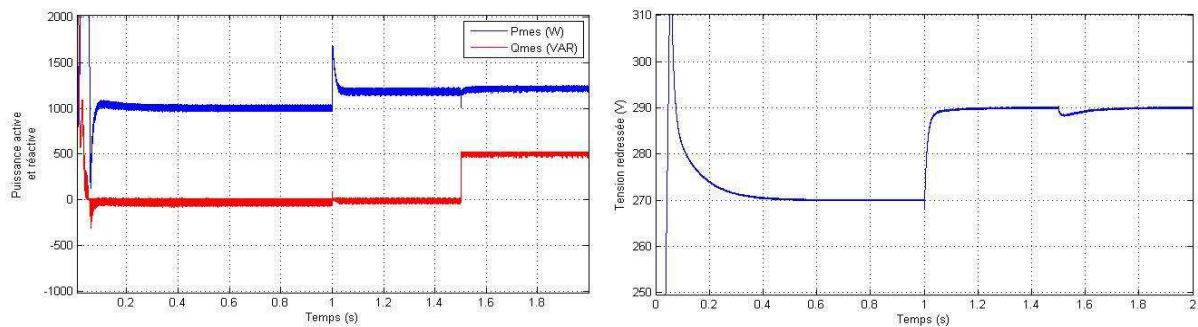


Figure 3.24: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

La régulation de la tension de bus continu et la réponse des puissances active et réactive instantanées sont données par la figure 3.24. Les résultats obtenus montrent clairement le rôle important de la commande 2V-DPC dans la qualité du découplage entre la puissance active d'une part et la puissance réactive d'autre part.

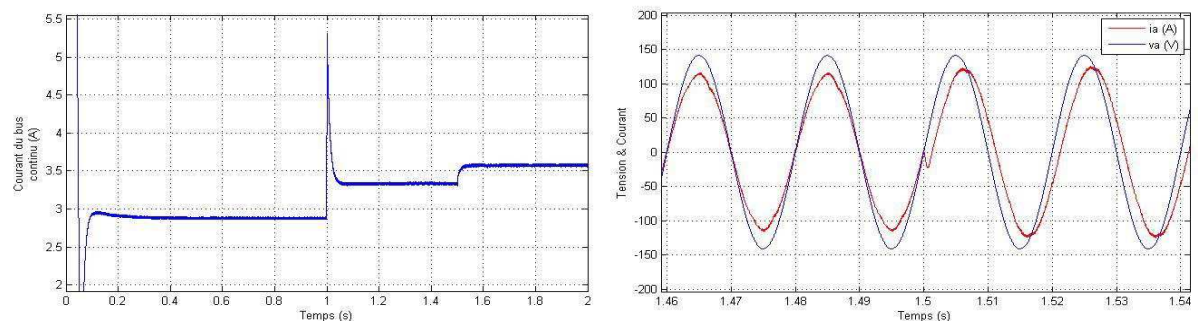


Figure 3.25: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

La figure 3.25 montre la réponse transitoire du courant de bus continu, à côté nous avons la tension du réseau et le courant de ligne au point de fonctionnement nominal. Un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est réalisé dans un premier temps.

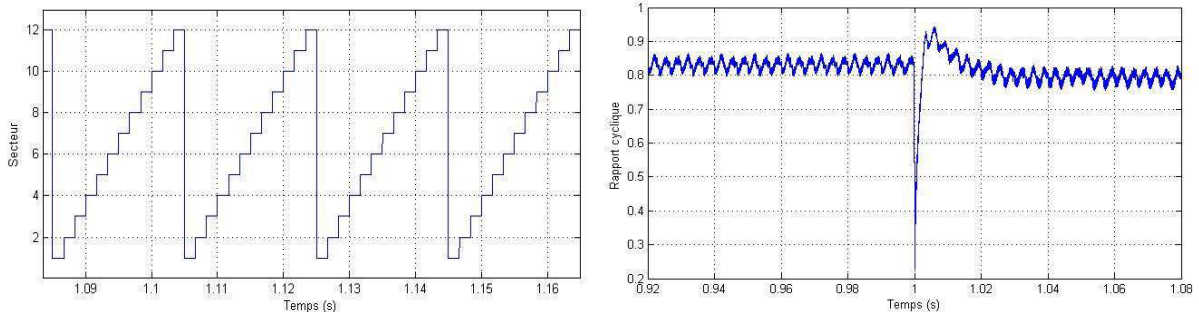


Figure 3.26: Position de phase de la tension réseau, rapport cyclique.

La figure 3.26 représente l'évolution du secteur où se trouve le vecteur de référence. La forme du rapport cyclique est donnée par la même figure. Dans le régime transitoire le vecteur actif est prioritaire par rapport au vecteur nul afin d'avoir la rapidité nécessaire.

Dans les applications de forte puissance, il est souvent préférable de réduire la fréquence de commutation au niveau de quelques centaines de hertz, afin d'améliorer le rendement.

La figure suivante montre que les performances en régime permanent sont légèrement dégradées lorsque la fréquence de commutation est diminuée (Apparition d'ondulations de courant de charge).

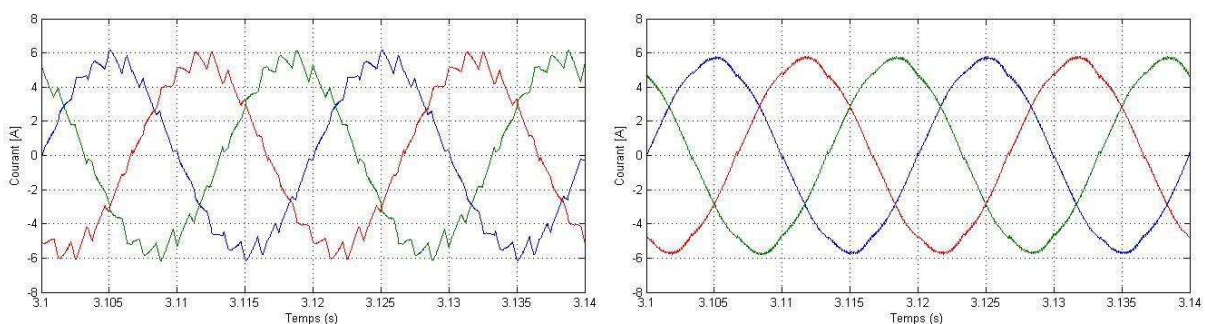


Figure 3.27: Courants triphasés avec différent fréquence de commutation (800Hz/8kHz).

Les tracés de cette figure ont été obtenus pour deux fréquences de commutation différentes, 800Hz et 8kHz. L'effet de la commutation sur l'allure de courant est parfaitement illustré.

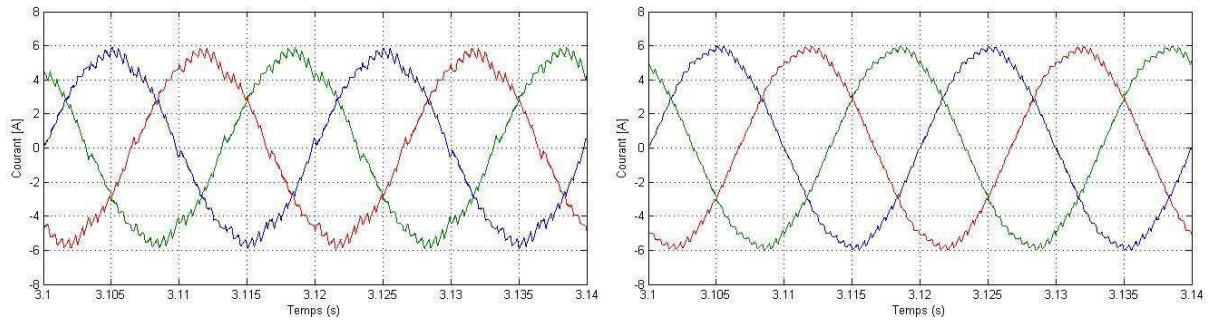


Figure 3.28: Courants triphasés avec différent paramètres ($\pm 20\%$ RL).

Il est important de vérifier la robustesse de la commande (2V-DPC) vis-à-vis des variations paramétriques. En effet, la résistance du réseau est susceptible de varier en fonction de la température et de l'effet de peau tandis que l'inductance est plus sensible à la saturation magnétique.

La figure 3.28 montre le résultat du 2V-DPC proposé pour différentes valeurs de paramètres. Les conditions sont les mêmes que celles des essais précédents, sauf que la résistance et l'inductance du filtre d'entrée utilisées dans le système de commande sont toutes diminuées dans le premier cas, ensuite augmentées à 20% de leur valeur réelle. On remarque qu'il y a une différence minime dans les réponses dynamiques et statiques par rapport au résultat montré dans la figure 3.23, ce qui est une forte robustesse vis-à-vis des variations de paramètres. L'augmentation de l'inductance permet d'améliorer considérablement le signal du courant.

3.4.6. Résultats expérimentaux

La partie expérimentale dans ce chapitre présente tous les résultats pratiques obtenus permettant la validation de la technique de commande prédictive proposée. Ces résultats sont ensuite comparés dans le but de conclure sur la supériorité de la commande 2V-DPC. Le redresseur MLI à deux-niveaux fonctionnant à une fréquence de commutation de 2kHz est raccordé au réseau électrique.

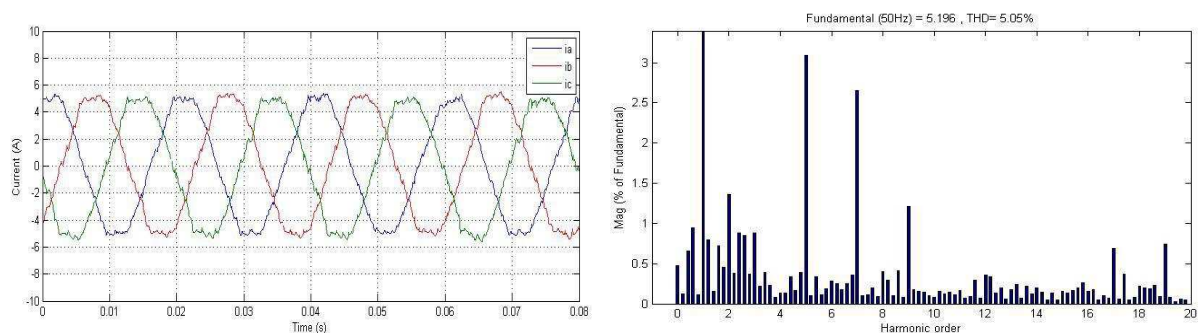


Figure 3.29: Courants de ligne, le spectre harmonique ($THDi=5.05\%$).

La figure 3.29 montre les courants et le spectre harmonique associé. Le THD_i du courant de ligne demeure très proche de 5% bien que la distorsion harmonique de la tension du réseau soit plus de 3%. On peut voir que l'application d'une fréquence de commutation constante permet d'avoir trois signaux de courant identiques et quasi-exempt d'harmoniques.

On constate également que l'influence de la fréquence d'échantillonnage est moins importante dans cette commande par rapport aux autres techniques prédictives où la dégradation des performances est fortement remarquable lorsque le temps d'échantillonnage est plus long.

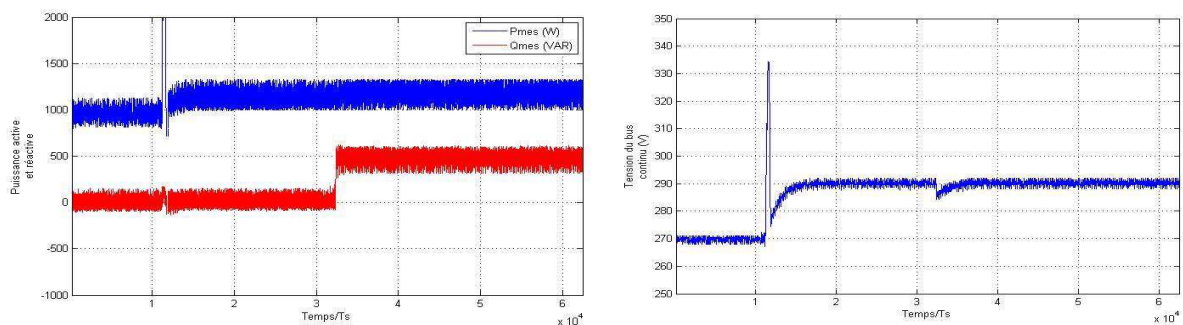


Figure 3.30: Puissance active et réactive, la tension du bus continu.

La figure 3.30 montre la transition de puissance active et réactive ainsi que la variation de la tension du bus continu, Les courbes représentent la réponse du système suite à une augmentation brusque de 7.5% de la consigne V_{dc} . Il est à noter que le temps mort des interrupteurs de puissance (IGBT) est réglé par le driver SEMIKRON et son effet n'est pas pris en compte par le logiciel de dSPACE.

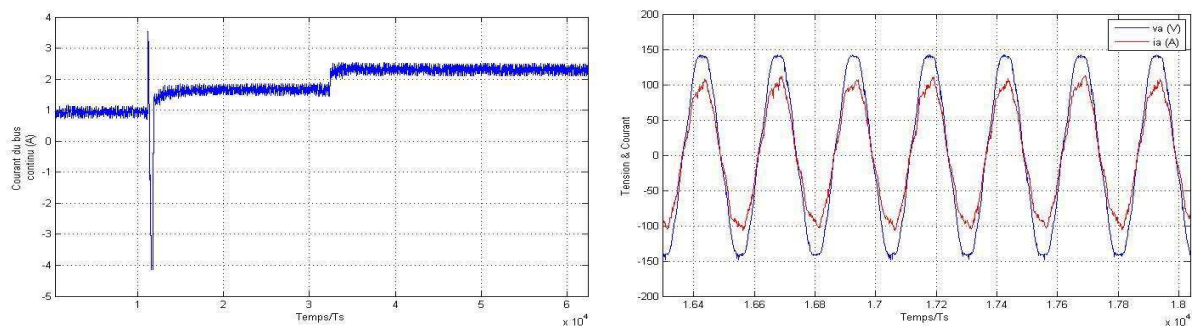


Figure 3.31: Courant du bus continu, déphasage entre la tension et le courant de ligne.

La figure 3.31 illustre les réponses transitoires de courant aux changements en échelon de puissance active et réactive, tout en fonctionnant à facteur de puissance unitaire.

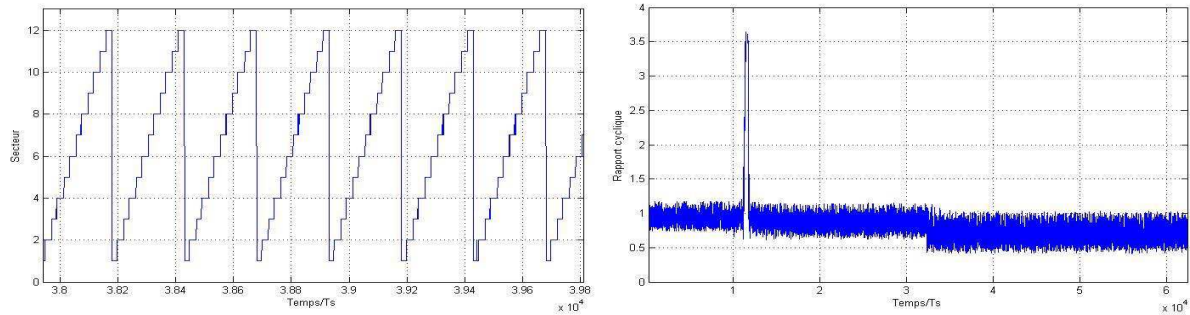


Figure 3.32: Position de phase de la tension réseau, rapport cyclique.

Les courbes de la figure 3.32 illustrent la variation du secteur où se trouve la tension de référence et l'effet d'une variation brusque de la puissance réactive sur le comportement du système et la variation du rapport cyclique. Après avoir sélectionné le vecteur actif de la table de commutation, il convient de déterminer les durées de chaque vecteur ou le rapport cyclique du vecteur actif. Nous constatons que cette commande apporte des améliorations supplémentaires au niveau du régime statique sans pour autant affecter réponse dynamique du système. Par ailleurs le fonctionnement à fréquence de commutation constante permet de diminuer les dimensions des inductances d'entrée et pratiquement le coût de l'installation.

3.5. Étude comparative

Comme décrit auparavant, il n'existe pas une technique de contrôle capable de satisfaire toutes les exigences en termes de stabilité, de contenu harmonique, de réponse dynamique et de simplicité. Ces spécifications se contredisent généralement les unes et les autres.

La structure de contrôle P-DPC présente quelques avantages par rapport à la structure MP-DPC comme le maintien d'une fréquence de commutation constante. Les performances des deux techniques de contrôle prédictives sont liées fortement aux paramètres du réseau ce qui dégrade la stabilité du système si l'impédance du filtre est modifiée. Enfin la réduction de la fréquence d'échantillonnage impacte la précision puisque le modèle issu de la prédiction s'éloigne de plus en plus du modèle réel.

Le principal avantage de la commande par hystérésis est la mise en œuvre plus simple par rapport à la commande P-DPC qui ne nécessite que des blocs de comparaison pour déterminer la commutation correcte des commutateurs bipolaires. D'autre part parmi les caractéristiques mentionnées dans le tableau 3.3. Il existe quelques attributs supplémentaires qui doivent être pris en compte pour le choix de la technique de contrôle. La commande MP-

DPC, par exemple, présente une fréquence de commutation variable qui limite ses applications dans la majorité des cas. Pour les systèmes connectés au réseau, la commande directe de puissance à deux vecteurs 2V-DPC est une alternative pratique, puisqu'elle permet un contrôle direct des puissances active et réactive sans aucune boucle de régulation de courant. De plus, il devient robuste face aux variations possibles de l'impédance du réseau.

Tableau 3.3: Comparaison des techniques de contrôle prédictives.

Technique	Stabilité	THDi %	Réponse dynamique	Simplicité
MP-DPC	En fonction des paramètres de charge	5.33 %	Extrêmement rapide	Très simple
P-DPC	En fonction des paramètres de charge	5.76 %	Rapide	Approche analytique complexe
2V-DPC	Robuste	5.05 %	Rapide	Simple

3.6. Conclusion

Comme nous le savons tous, les techniques prédictives sont utilisées pour surmonter les points faibles des techniques conventionnelles évoquées dans le chapitre précédent. On a commencé d'abord par la technique MP-DPC proposée par José Rodriguez en 2005 [44], cette technique relativement simple et souple a occupé une bonne place dans la littérature. Malgré sa bonne dynamique et sa grande adaptabilité, la commande possède un inconvénient important. La valeur minimale du temps entre deux commutations successives est égale à la période d'échantillonnage. Ainsi pour aboutir à une bonne précision dans la commande il est nécessaire d'imposer une fréquence d'échantillonnage relativement importante. De plus sa fréquence de commutation est variable et ses performances dépendent fortement aux paramètres de système.

Ensuite nous avons étudié une stratégie de commande prédictive P-DPC [72], qui applique une fréquence de commutation constante grâce à une technique de modulation vectorielle, cette loi de commande partage presque les mêmes caractéristiques que la commande vectorielle en tension conventionnelle (VOC). Tout à fait comme la commande vectorielle, les performances de la commande de puissance prédictive dépendent fortement de

l'estimation des paramètres de charge. La présence d'une variation de paramètres peut entraîner des problèmes de stabilité dans la boucle de régulation.

D'après les analyses effectuées sur les deux techniques prédictives étudiées dans ce chapitre et conformément aux dispositions trouvées dans les revues bibliographiques l'augmentation de temps d'échantillonnage provoque la perte de précision à cause de la dépendance aux paramètres du système. Notre travail a proposé une solution concrète pour résoudre ce problème. La commande prédictive à deux vecteurs 2V-DPC a garanti un fonctionnement à fréquence de commutation constante, une bonne robustesse sans affecter la simplicité de l'algorithme de mise en œuvre. Pratiquement le schéma de commande est exactement le même que pour la stratégie (*DPC-classique*), à une différence près due à la présence d'un modulateur. Les séries de tests effectués ont permis d'illustrer la supériorité de cette loi de commande face aux variations des paramètres du système.

Finalement, une étude comparative entre les stratégies de contrôle prédictive a permis de synthétiser brièvement les différentes caractéristiques et performances de chaque technique.

CHAPITRE 4 :

CONTRÔLE DE PUISSANCE D'UNE GADA

Sommaire

4.1.	Introduction	93
4.2.	Développement des énergies renouvelable (Turbine éolienne)	94
4.3.	Configuration des turbines éoliennes	95
4.4.	Différents topologies des éoliennes	96
4.4.1.	Système de conversion éolienne à vitesse fixe (± 1)	96
4.4.2.	Système de conversion éolienne à vitesse variable (0-100%)	97
4.4.3.	Système de conversion éolienne à vitesse Semi-variable ($\pm 30\%$)	97
4.5.	Machine asynchrone à double alimentation (MADA)	98
4.6.	Principaux constituants d'une éolienne	99
4.7.	Modélisation de la chaine de conversion éolienne	99
4.7.1.	Simulation de la vitesse du vent	100
4.7.2.	Modèle aérodynamique de la turbine	100
4.7.3.	Angle d'orientation β (pitch)	103
4.7.4.	Courbe caractéristique de puissance	104
4.7.5.	Méthodes de recherche du point maximum de puissance (MPPT)	105
4.8.	Génératrice électrique	105
4.8.1.	Modélisation de la MADA	106
4.8.2.	État de l'art sur les techniques de commande de la MADA	108
4.8.3.	Modes de fonctionnement de la MADA	111
4.8.4.	Commande du convertisseur coté rotor	112
4.8.5.	Synthèse du régulateur	115
4.9.	Émulateur de la turbine éolienne	116
4.10.	Résultats de simulation	118
4.11.	Résultats expérimentaux	121
4.12.	Discussions des résultats	124
4.13.	Conclusion	125

4.1.Introduction

Dans les chapitres précédents nous avons abordé l'étude des redresseurs MLI avec une charge résistive, une application que l'on trouve souvent dans les chargeurs de batteries pour les véhicules électriques, les compensateurs statiques d'énergie réactive (*static var compensator SVC*), les filtres actifs de puissance...etc. Ce chapitre est consacré à l'utilisation des redresseurs MLI dans une chaîne de conversion éolienne utilisant une machine asynchrone à double alimentation (MADA) pour assurer la régulation de l'écoulement de puissance entre la source d'énergie renouvelable et le réseau.

La configuration classique d'un système d'énergie renouvelable connecté au réseau se compose de deux parties essentielles, La première partie est la source d'énergie, représenté par un réseau photovoltaïque ou par une éolienne. Un autre étage de puissance est nécessaire pour amplifier la tension générée par le panneau photovoltaïque ou pour rectifier le signal alternatif produit par le générateur éolien. A l'étage de sortie, on utilise un redresseur MLI (*Grid side converter*) pour convertir et adapter l'énergie accumulée dans un élément de stockage intermédiaire (Condensateur de bus continu), afin d'être en accord avec les exigences de tension et de la qualité d'énergie du réseau électrique. Bien que la configuration de la première partie dépende de la source d'énergie renouvelable, l'étage de sortie est essentiellement le même.

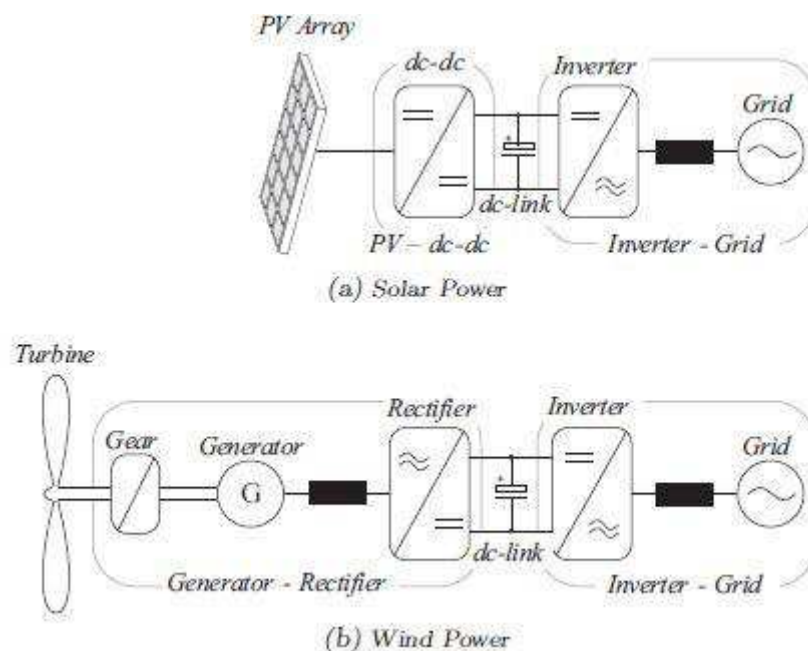


Figure 4.1: Systèmes des énergies renouvelables connectés au réseau [74].

Quelle que soit la configuration de l'interface, Le bon écoulement de puissance du générateur vers le réseau ou vice-versa doit être garanti. De plus, les normes limitent le niveau de distorsion harmonique individuelle et totale autorisé à être injecté dans le réseau. Ces exigences ne peuvent être satisfaites que par des progrès continus dans tous les domaines que ce soit les topologies des convertisseurs, les dispositifs semi-conducteurs et surtout les techniques de contrôle.

Après avoir discuté dans les chapitres précédents plusieurs techniques de commande classiques et prédictives appliquées au convertisseur statique connecté au réseau (*Grid side converter*) nous nous consacrons dans cette partie à étudier le convertisseur coté machine (*Rotor side converter*), la commande du redresseur MLI ne sera pas traitée dans ce chapitre pour éviter toute confusion.

Nous débuterons ce chapitre par la présentation de notions générales sur les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants qui les constituent. Ensuite, les structures à base des machines électriques conventionnelles utilisées pour la production éolienne seront brièvement présentées. Enfin nous procéderons à la modélisation des éléments essentiels constituant la chaîne de conversion éolienne utilisant machine asynchrone à double alimentation. La mise en place d'un système d'orientation des pales avec une simple technique MPPT est envisagée pour nous permettre d'améliorer le rendement et d'extraire le maximum de puissance de l'éolienne. Le contrôle de la MADA sera basé sur la commande indirecte de puissance active et réactive. Un hacheur quatre quadrants sera utilisé pour contrôler en vitesse la machine à courant continu pour en vue de simuler le comportement d'une turbine réelle. Finalement, des résultats de simulation et d'expérimentation seront présentés afin de vérifier et valider les algorithmes proposés.

4.2.Développement des énergies renouvelable (Turbine éolienne)

Pendant des siècles, la civilisation humaine a extrait ses besoins énergétiques à partir des sources naturelles. Le bois était utilisé pour la cuisine et le chauffage, la lumière solaire pour chauffer l'eau à usage domestique et le vent pour naviguer sur les navires et les moulins pour broyer les grains.

Au fil des progrès de la mécanique et de l'aérodynamique dans le 20^{ième} siècle, la productivité des éoliennes ne cesse de s'améliorer. Pourtant, des vents contraires soufflent sur son développement, la faute au charbon puis au pétrole bon marché, et enfin à la fission de

l'uranium. Néanmoins, l'instabilité des prix du pétrole et les problèmes causés par la pollution ont considérablement augmenté, mettant la pression sur la société pour fournir des solutions durables, autrement dit « travailler avec la nature et non pas contre elle ».

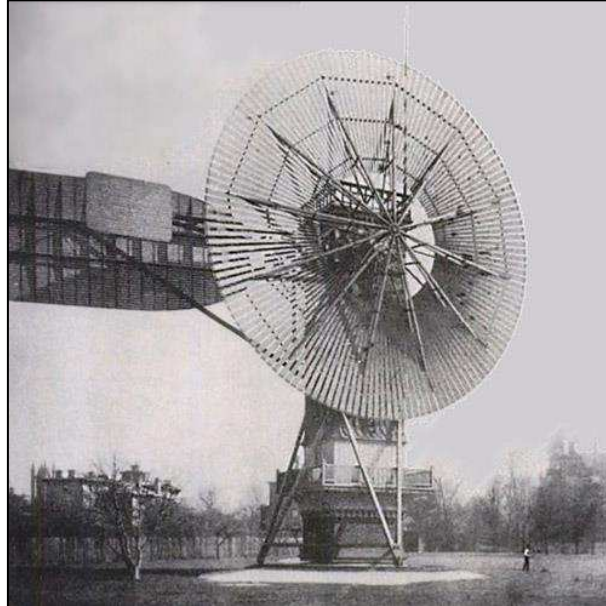


Figure 4.2: Première éolienne électrique en 1888 par Charles Brush (*Etats-Unis*)[75].

Pour atteindre ces objectifs, les gouvernements du monde entier ont mis en œuvre des politiques non seulement pour stimuler et soutenir les activités de recherche et de développement dans ce domaine, Mais aussi pour augmenter significativement la part des énergies renouvelables dans la production énergétique.

4.3. Configuration des turbines éoliennes

La configuration de base d'un système de conversion éolien connecté au réseau est représentée dans la figure.4.3. Le système est composé de plusieurs composantes qui convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique de manière contrôlée, fiable et efficace. Les principaux composants d'un système de conversion peuvent être classés dans l'ensemble comme des systèmes mécaniques, électriques et de contrôle.

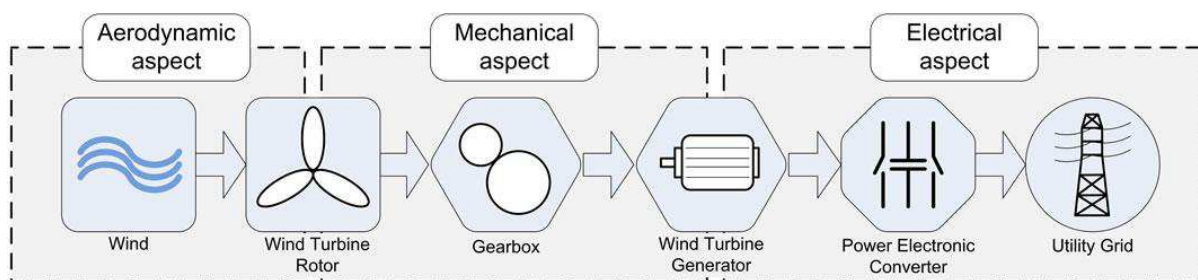


Figure 4.3: Configuration d'une éolienne connectée au réseau [76].

4.4. Différents topologies des éoliennes

La croissance continue du marché des énergies renouvelables exigera de nouvelles technologies dans le domaine de l'électronique de puissance, En particulier dans les systèmes raccordés au réseau. Pour les systèmes autonomes de faible puissance, le convertisseur classique à deux niveaux est généralement utilisé comme interface entre le bus continu et la charge. Cependant, les éoliennes modernes, qui vont de centaines de kilowatts à quelques mégawatts, exigent des structures spéciales. Parmi les solutions qui viennent dans ce sens-là on trouve l'utilisation des convertisseurs multi-niveaux ou bien carrément l'adaptation d'un étage de puissance à échelle réduite comme le cas par exemple de la génératrice asynchrone à double alimentation (*GADA*). Les paragraphes suivants décrivent brièvement le développement des différentes topologies classiques les plus trouvées dans le marché, car ils existent d'autres structures qui restent plutôt des prototypes destinés à la recherche [28].

4.4.1. Système de conversion éolienne à vitesse fixe (± 1)

Les premiers aérogénérateurs commercialisés reposent essentiellement sur l'utilisation des machines asynchrones à cage connectées directement au réseau sans convertisseur de puissance comme le montre la figure 4.4 ci-dessous, dans cette configuration la turbine fonctionne à vitesse légèrement au-dessus de la vitesse de synchronisme imposée par la fréquence de réseau et le nombre de paires de pôles de la machine. Un banc de condensateurs est généralement associé pour compenser la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la génératrice. Cette conception des éoliennes dispose aussi un système de régulation aérodynamique au niveau des pales afin de limiter l'effet des rafales de vent plus ou moins fortes qui peuvent apparaître sur le site [28].

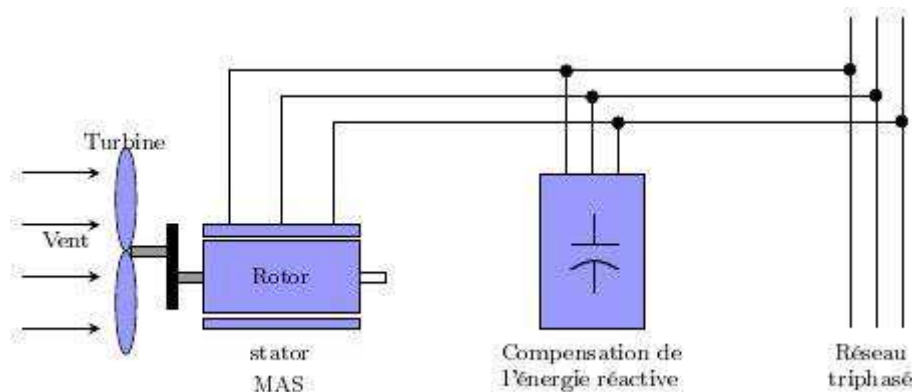


Figure 4.4: Système de conversion éolienne à base d'une MAS.

4.4.2. Système de conversion éolienne à vitesse variable (0-100%)

Les générateurs synchrones et asynchrones à cage peuvent être connectés au réseau électrique via un étage de l'électronique de puissance à pleine échelle. Sachant que les éoliennes commandées par le stator avec un convertisseur de puissance entre le générateur et le réseau donnent la possibilité d'avoir des performances techniques supplémentaires [28].

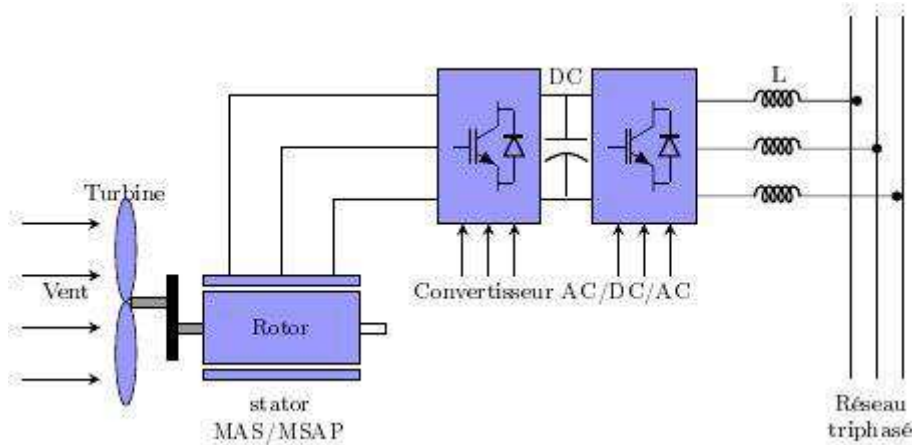


Figure 4.5: Système de conversion éolienne à base d'une MAS/MSAP.

4.4.3. Système de conversion éolienne à vitesse Semi-variable ($\pm 30\%$)

Le stator de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est connecté directement au réseau et le rotor est alimenté par un convertisseur bidirectionnel qui est également raccordé avec le réseau. En utilisant les techniques de contrôle appropriées, le convertisseur bidirectionnel assure la génération d'une énergie électrique conforme avec la fréquence et la tension de réseau nominales indépendamment de la vitesse du rotor. L'objectif principal du convertisseur est de compenser la différence entre la vitesse du rotor et la vitesse de synchronisme avec le contrôle de la puissance de glissement [77].

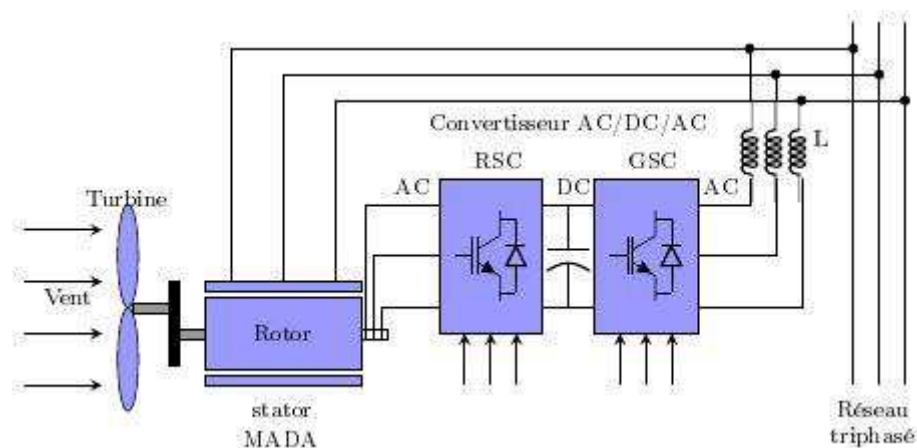


Figure 4.6: Système de conversion éolien à base d'une MADA.

4.5. Machine asynchrone à double alimentation (MADA)

La génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues. Intégrée dans un système éolien (*Structure Scherbius*), la machine asynchrone à double alimentation permet de fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible grâce aux systèmes MPPT (*Maximum power point tracking*) en utilisant des convertisseurs MLI dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale (30%). C'est la raison pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Ces fonctionnalités ont fait la MADA une des technologies dominantes de l'industrie éolienne d'aujourd'hui avec une part de marché d'environ 50% [28], le tableau 4.1 résume les caractéristiques techniques de chaque structure.

Tableau 4.1: Avantages et inconvénients des différentes éoliennes [78].

Type d'éolienne	Avantages	Inconvénients
MAS 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 - Pas de contrôle de l'énergie réactive - Magnétisation de la machine imposée par le réseau
MSAP/MAS Vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> - Fonctionnement à vitesse variable sur toute la plage de vitesse - Puissance extraite optimisée pour les vents faibles - Connexion de la machine facile à gérer 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix de l'électronique de puissance - Machine spécifique et chère MSAP - Électronique de puissance dimensionnée pour la puissance nominale de la génératrice
MADA Vitesse variable	<ul style="list-style-type: none"> - Fonctionnement à vitesse variable - Puissance extraite optimisée - Électronique de puissance dimensionnée à 30 % de la puissance nominale - Machine standard - Connexion de la machine plus facile à gérer - Une magnétisation de la machine en cas de défaut sur le réseau 	<ul style="list-style-type: none"> - Maintenance de boîte de vitesse - Prix de l'électronique de puissance - Contrôle-commande complexe - Contacte glissant bagues-balais

4.6. Principaux constituants d'une éolienne

La nacelle comprend tous les éléments mécaniques et électriques qui permettent de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. Fixés à la nacelle nous trouvons le rotor qui est composé de plusieurs pales entraînées par l'énergie du vent. Il est évident que les éoliennes ne sont pas toutes identiques car il existe une multitude de types d'éoliennes.

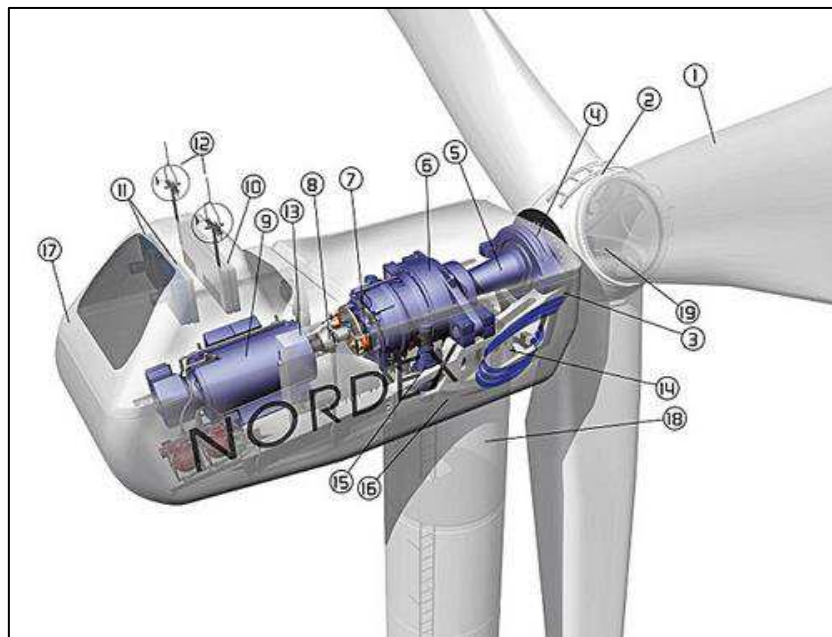


Figure 4.7: Constitution de la nacelle [78].

1-Pales	7-Frein à disque	13-Centrale hydraulique
2-Moyeu rotor	8-Accouplement	14-Mécanisme d'orientation
3-Nacelle	9-Génératrice	15-Système d'orientation
4-Cardan	10-Radiateur de refroidissement	16-Capot
5-Transmission	11-Centrale de mesures du vent	17-Tour
6-Multiplicateur de vitesse	12-Contrôle	18-Mât

4.7. Modélisation de la chaîne de conversion éolienne

Dans ce chapitre, un modèle de simulation complet d'une éolienne à vitesse variable de 3 kW basé sur la génératrice asynchrone à double alimentation est présenté. Afin de simuler la turbine éolienne comme un système de distribution, des modèles ont été développés pour chaque élément et implémenté sous le logiciel Matlab/Simulink. Le but du modèle est de simuler le comportement dynamique et les propriétés électriques d'une éolienne. La modélisation devrait créer un modèle aussi simple que possible en point de vue mécanique, mais capable de fournir une bonne description des caractéristiques électriques d'une éolienne.

4.7.1. Simulation de la vitesse du vent

L'échauffement différentiel de la surface terrestre par le soleil entraîne le déplacement d'importantes masses d'air sur la terre, c'est-à-dire le vent. Il est nécessaire de prendre en compte la modélisation des fluctuations de la vitesse du vent, qui peuvent influencer la qualité d'énergie électrique et les caractéristiques de contrôle d'une turbine éolienne. La figure 4.8 montre un résultat de simulation d'un profil de vent dont la vitesse moyenne est de 10m/s.

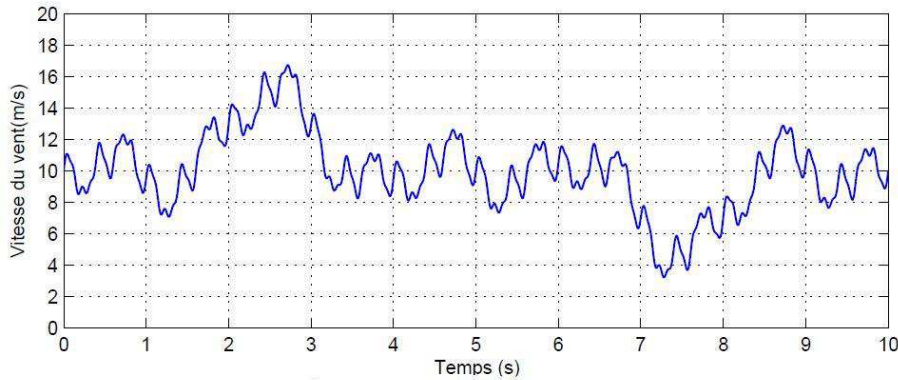


Figure 4.8: profil du vent selon [79].

L'expression du vent en fonction du temps donnée par l'équation (4.1) est une somme d'harmoniques ajoutée à la valeur moyenne du vent, sachant que la pulsation $(\omega_v = \frac{2\pi}{10})$.

$$V(t) = A + \sum_{n=1}^i (a_n \sin(b_n \omega_v t)) \quad (4.1)$$

La variation du vent utilisé dans cette thèse conformément à la figure 4.8 est modélisée par l'équation suivante [79]:

$$V(t) = 10 + 2 \sin(\omega_v t) - 1.75 \sin(3\omega_v t) + 1.5 \sin(5\omega_v t) - 1.25 \sin(10\omega_v t) + \sin(30\omega_v t) + 0.5 \sin(50\omega_v t) + 0.25 \sin(100\omega_v t) \quad (4.2)$$

4.7.2. Modèle aérodynamique de la turbine

Si on prend le cas d'un système éolien à axe horizontal tel qu'il est présenté par la figure 4.9 sur lequel on a mentionné la vitesse du vent V_1 en amont de la turbine et la vitesse du vent V_2 en aval. Supposant que la vitesse du vent au niveau des pales est égale à la moyenne entre les deux vitesses (amont et aval) soit la moitié. La masse d'air en mouvement de densité (ρ) traversant la surface S des pales en une seconde est donnée par [27]:

$$m = \frac{\rho S(V_1 + V_2)}{2} \quad (4.3)$$

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

$$P_v = \frac{m(V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (4.4)$$

En remplaçant la masse d'air par sa valeur donnée par l'expression de l'équation (4.3), on obtient :

$$P_v = \frac{\rho S(V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)}{4} \quad (4.5)$$

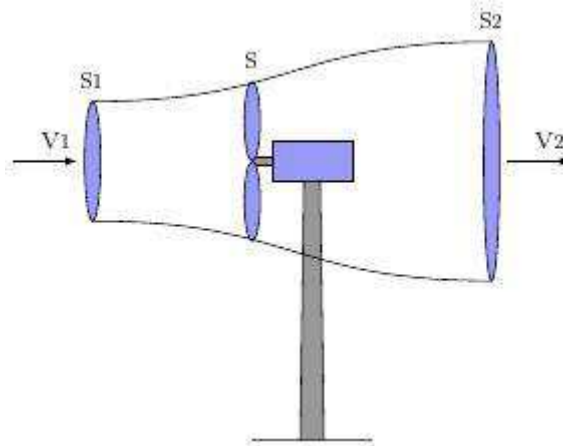


Figure 4.9: Tube de courant autour d'une éolienne.

La figure 4.9 Montre comment un courant d'air circule autour d'une turbine éolienne. La puissance instantanée du vent est définie de la manière suivante :

$$P_v = \frac{\rho S}{2} V_1^3 \quad (4.6)$$

Sachant que :

ρ : est la masse volumique de l'air à la pression atmosphérique à 15°C.

S : est la surface circulaire balayée par la turbine.

V_1 : est la vitesse de vent.

Le rotor de la turbine convertit alors une fraction de cette puissance, exprimée comme son coefficient de performance ($C_p = \text{puissance extraite} / \text{puissance disponible}$) en puissance mécanique comme décrit dans l'équation :

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) P_v = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S}{2} V_1^3 \quad (4.7)$$

Un physicien allemand nommé Albert Betz a calculé un maximum théorique pour l'extraction de puissance mécanique à partir du vent en prouvant que la production d'énergie maximale est atteinte 16/27 ou 59.3%. La figure 4.10 montre l'évolution typique du rendement aérodynamique en fonction du tip-speed ratio (λ) et du modèle d'éolienne [80].

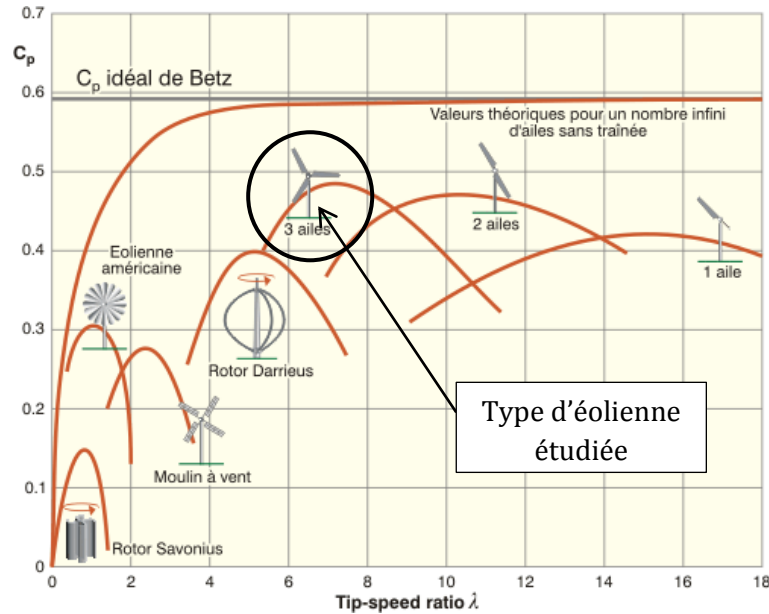


Figure 4.10: Coefficient de puissance pour différents types d'éoliennes [81].

Le ratio de vitesse λ est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine $\Omega_t R$ et la vitesse du vent, son expression est donnée par la formule suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_1} \quad (4.8)$$

Ω_t : Vitesse de rotation de la turbine.

R : Rayon de l'aérogénérateur.

Pour la modélisation de la turbine il existe plusieurs modèles, nous avons opté pour une formule de C_p en fonction de la vitesse typique λ et de l'angle d'orientation β [82].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (4.9)$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (4.10)$$

Suivant les paramètres de la turbine présentés par le tableau 4.2. La caractéristique correspondant à notre modèle est donnée sur la figure 4.11 ($C_{p_{\max}}=0.48$ et $\lambda_{\text{opt}}=8.13$).

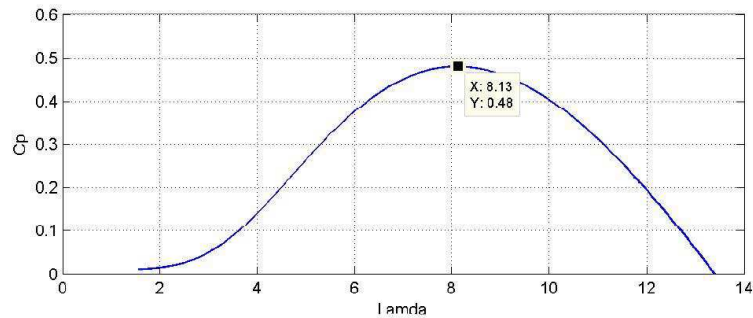


Figure 4.11: Coefficient de puissance C_p en fonction de λ [82].

Afin de se rapprocher de la réalité nous avons utilisé un modèle d'une turbine éolienne de 3kW, dont les paramètres sont listés dans le tableau 4.2.

Tableau 4.2: Paramètres de la turbine éolienne [83].

Paramètres	Valeur
Rayon	2.1 m
Vitesse nominale de vent	10 m/s
Coefficient de puissance	0.48
Densité de l'air	1.1225 kg/m
Inertie	0.2 Kg.m ²

4.7.3. Angle d'orientation β (pitch)

Le contrôle du système aérodynamique joue un rôle important dans la régulation de la puissance mécanique. Le système d'orientation des pales sert essentiellement à limiter la puissance générée en ajustant l'angle du calage pour ne pas dépasser la vitesse maximale de la génératrice (*Zone 3-figure 4.14*) et ainsi la protéger contre la surcharge à haute vitesse de vent. Lorsque la vitesse du vent est inférieure à la valeur nominale, l'angle du calage est approximativement nul. Le schéma de la figure 4.12 représente la régulation de l'angle de l'orientation des pales.

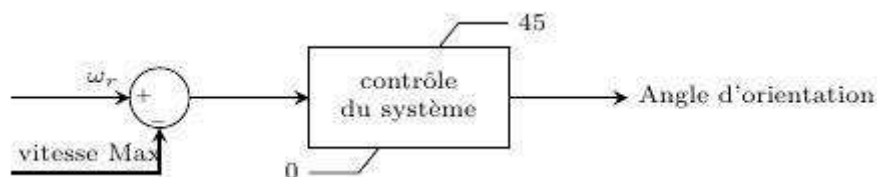


Figure 4.12: Régulation de l'angle de calage des pales β .

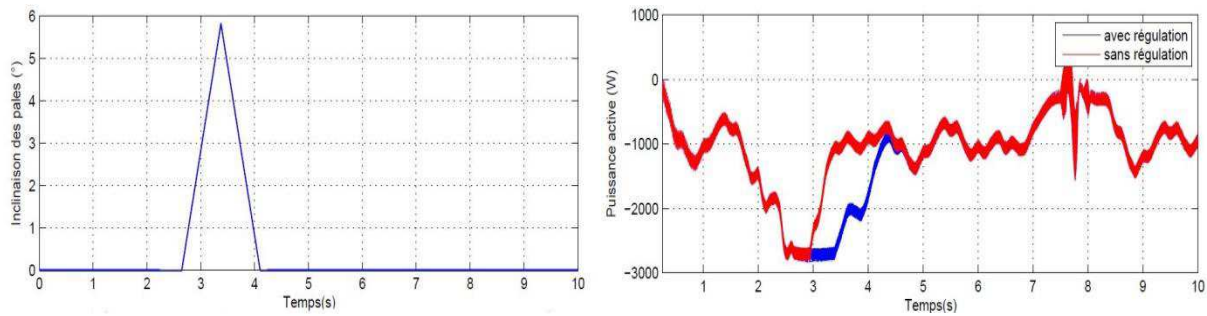


Figure 4.13: Angle d'inclinaison des pales et la puissance de sortie.

Les résultats de la simulation (figure 4.8) montrent bien que le mécanisme de contrôle reste inactif tant que la vitesse du vent reste inférieure à sa valeur nominale. Au-delà de la vitesse nominale, le système d'orientation est réactivé et maintient la puissance générée égale à sa valeur nominale en changeant l'angle de l'inclinaison des pales. En utilisant un système « Pitch control », l'éolienne a récupéré plus d'énergie et la puissance de sortie a été limitée à une vitesse élevée du vent et l'éolienne peut fonctionner en toute sécurité.

4.7.4. Courbe caractéristique de puissance

Les turbines éoliennes sont conçues pour fonctionner dans une certaine gamme de vitesses du vent dépendant des modèles et des fabricants. Il existe une vitesse minimale de démarrage (*cut-in wind speed*) à partir de laquelle la turbine commence à produire effectivement une puissance utile généralement ($V_{min}=4$ m/s). Une vitesse maximale ou d'arrêt (*cut-off wind speed*) au-delà de laquelle, l'éolienne est mise à l'arrêt, de manière automatique, pour préserver son intégrité ($V_{max}=25$ m/s). On définit également une vitesse nominale ($V_n=14$ m/s) comme la vitesse à laquelle le facteur de conversion de puissance est le plus élevé, se prêtant à la puissance maximale. Comme on peut le voir sur la figure 4, 14, on distingue quatre zones différentes dont deux sont productives [27].

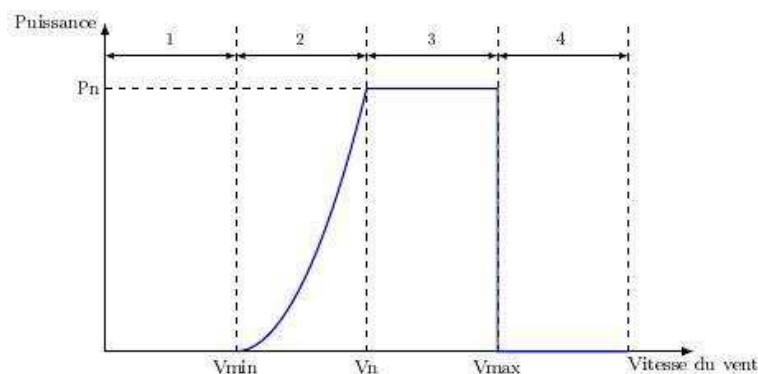


Figure 4.14: Caractéristique puissance vitesse typique.

4.7.5. Méthodes de recherche du point maximum de puissance (MPPT)

Un système de conversion d'énergie éolienne est composé de la turbine éolienne ayant une caractéristique qui dépend de paramètres de construction qui définissent son potentiel à prélever l'énergie de la masse d'air en mouvement. Parmi les méthodes d'optimisation énergétique nous avons choisi un système MPPT basé sur la courbe caractéristique de puissance (figure 4.15). Il s'agit d'une structure simple qui ne nécessite pas un grand espace mémoire pour l'algorithme de contrôle. Contrairement aux autres algorithmes MPPT, la courbe de puissance optimale considérée comme référence est obtenue à partir de résultats expérimentaux. Ensuite, les points de données pour la puissance de sortie maximale et la vitesse correspondante de l'éolienne seront être enregistrés dans une table de consultation.

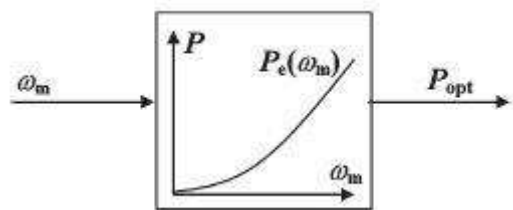


Figure 4.15: Courbe caractéristique de puissance basée sur MPPT [84].

4.8. Génératrice électrique

La génératrice électrique, considérée comme l'élément le plus important dans la chaîne de production éolienne, est l'unité fondamentale qui convertit l'énergie mécanique de l'éolienne en énergie électrique. Comme mentionné plus haut, nous avons opté pour le choix d'une machine asynchrone à double alimentation comme génératrice électrique (figure 4.16).

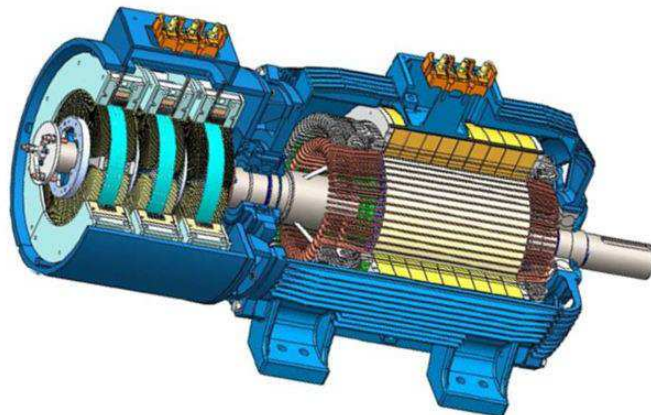


Figure 4.16: Machine asynchrone à double alimentation [85].

4.8.1. Modélisation de la MADA

Dans cette partie un modèle mathématique de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) va être établi en se basant sur le circuit électrique équivalent donné par le schéma de la figure 4.17. Le modèle obtenu sera établi dans un repère de Park lié au champ tournant. Des hypothèses simplificatrices usuelles sont considérées pour cette modélisation en régime permanent notamment : pertes fer et saturation du circuit magnétique négligées [27].

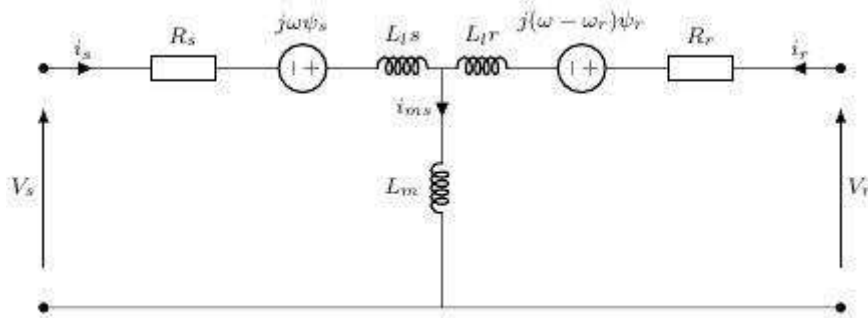


Figure 4.17: Circuit équivalent de la MADA.

Les tensions statoriques et rotoriques de la machine sont données par les équations suivantes:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega\psi_s \quad (4.11)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\psi_r}{dt} + j(\omega - \omega_r)\psi_r \quad (4.12)$$

Avec :

V_s, V_r : les vecteurs de tension statorique et rotorique respectivement.

I_s, I_r : les vecteurs de courant statorique et rotorique respectivement.

R_s, R_r : les résistances statorique et rotorique respectivement.

ψ_s, ψ_r : les flux statorique et rotorique respectivement.

ω, ω_r : les pulsations du champs tournant et de rotor respectivement (rad/s).

Alors que l'expression de couple électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation est représentée de la manière suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} p L_m \lambda (\psi_r \otimes \psi_s) \quad (4.13)$$

Avec :

p : Nombre de pair de pole.

L_m : Inductances mutuelles.

et :

$$\lambda = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \quad (4.14)$$

D'après les équations (4.15) et (4.16), les expressions de flux statorique et rotorique donnent:

$$\psi_s = L_s I_s + L_m I_r \quad (4.15)$$

$$\psi_r = L_r I_r + L_m I_s \quad (4.16)$$

L_s , L_r sont les inductances propres statorique et rotorique respectivement qui peuvent être écrites en fonction des inductances de fuite statorique et rotorique et de l'inductance mutuelle.

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (4.17)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (4.18)$$

La partie mécanique de la machine modélisée par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (T_e - F \omega_m - T_m) \quad (4.19)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (4.20)$$

Avec :

T_e : Couple électromagnétique.

T_m : Couple résistant.

F : Coefficient de frottements visqueux.

ω_m : Vitesse de rotation de la machine.

J : Moment d'inertie de la machine

La vitesse électrique (pulsation ω_r) et la vitesse angulaire de rotation ω_m sont reliées par la relation suivante:

$$\omega_r = p \omega_m \quad (4.21)$$

Tableau 4.3: Paramètres de la MADA.

Paramètres	Valeur
Puissance nominale	3 kW
Résistance statorique	0.88 Ω
Résistance rotorique	1.7329 Ω
Inductance statorique	175.2 mH
Inductance rotorique	175.2 mH
Inductance mutuel	168.6 mH
Inertie	0.0188 kg.m ²
Coefficient de frottement	0.0033 N.m.s
Fréquence d'alimentation	50 Hz

Les paramètres donnés par le tableau 4.3 sont obtenus par identification, d'une machine asynchrone à rotor bobiné, réalisé au département ingénierie des systèmes.

4.8.2. État de l'art sur les techniques de commande de la MADA

L'énergie éolienne est la source d'énergie renouvelable la plus rapide en termes de développement dans le monde et elle a évolué depuis les premiers systèmes de turbine à vitesse fixe vers les systèmes modernes de fréquence constante à vitesse variable. Par rapport aux éoliennes utilisant des générateurs à induction à vitesse fixe, les turbines éoliennes à base de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) offrent plusieurs avantages, y compris le fonctionnement à vitesse variable, les aptitudes de contrôler la puissance active et réactive en quatre quadrants, le faible coût du convertisseur et les pertes de puissance réduites [57]. Un schéma synoptique d'un système de conversion d'énergie éolienne basé sur la MADA est représenté sur la figure 4.18.

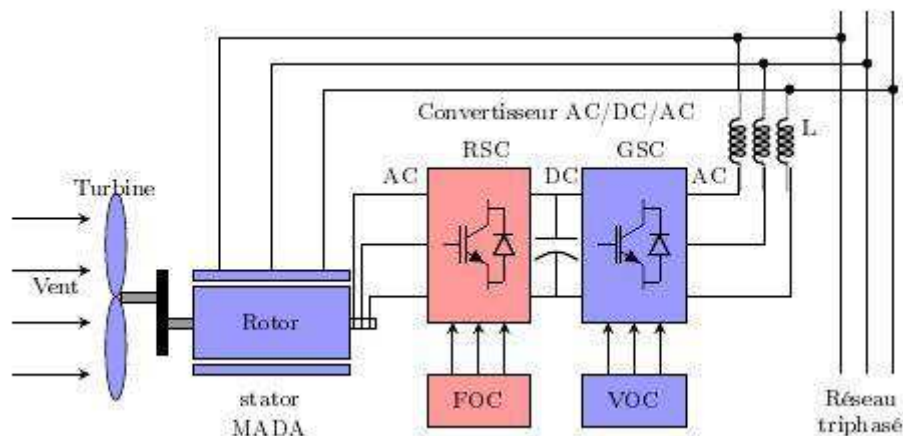


Figure 4.18: Contrôle de la génératrice asynchrone à double alimentation.

La conception de contrôle d'une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation a été proposée dans [53], en utilisant deux convertisseurs de tension AC/DC/AC avec modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le circuit du rotor. La commande à flux orienté du stator (FOC) fournit un contrôle découplé entre la composante quadratique et la composante directe du courant rotorique, comme a été vu dans [23] pour les convertisseurs AC/DC régulés par le contrôle vectoriel en tension (VOC). Dans [56], les auteurs présentent une méthode de contrôle pour la GADA sans capteur de vitesse tout à fait différente capable de démarrer directement sans synchronisation, uniquement en fonction des mesures des puissances actives et réactives coté stator. En gardant l'idée principale discutée dans [22] pour le contrôle des redresseurs triphasés et dans [66] [86] appliquée aux moteurs à induction et synchrones à aimant permanent en sélectionnant l'état de commutation optimal des convertisseurs directement sans modulation à partir d'une table de commutation prédéfinie. Deux ou trois vecteurs sont utilisés pendant un cycle de contrôle dans [60], [48] pour obtenir une fréquence de commutation constante en améliorant les performances statique des méthodes de contrôle direct conventionnelles, tandis que leurs durées sont obtenues à l'aide de la minimisation de la valeur efficace ou de l'approche à réponse pile [49].

Malgré le grand nombre des documents qui a traité ce sujet (GADA), aucune attention particulière n'a été accordée au contrôle de ce système pendant le processus de synchronisation. Seuls quelques papiers, comme dans [87], où un contrôle direct de couple (DTC) est proposé pour la synchronisation et le fonctionnement d'une génératrice asynchrone à double alimentation. Les auteurs dans [88] discutent la faisabilité de la synchronisation souple et de la déconnexion du générateur du réseau en utilisant la méthode de contrôle vectoriel de la tension statorique. L'objectif principal du convertisseur côté alimentation est de maintenir constante la tension de bus continu indépendamment de l'amplitude et de la direction de la puissance du rotor. Il peut également être utilisé pour améliorer la qualité de l'alimentation [89], en annulant les harmoniques les plus significatifs de réseau de distribution.

D'autres études [73] proposent d'améliorer les performances transitoires tout en maintenant une fréquence de commutation constante, ce qui facilite la conception du convertisseur de puissance et du filtre d'entrée AC. Une étude comparative entre les approches de contrôle les plus répandues et les plus performantes du GADA, la commande vectorielle, le contrôle direct du couple et le contrôle direct de la puissance est proposée dans [90]. Les auteurs dans [27] ont proposé trois contrôleurs différents pour réguler les puissances actives

et réactives : un correcteur proportionnelle intégrale, un correcteur polynomiale de type RST et un correcteur LQG (Linéaire Quadratique Gaussien) .

Récemment, l'amélioration du DPC dans des conditions de tension du réseau déséquilibrées attire plus d'attention. Sans nécessité de décomposition de séquences positives et négatives des auteurs dans [91] ont appliqué les contrôleurs résonnants accordés à la fréquence fondamentale et à double fréquence de réseau pour éliminer les ondulations de couple et de puissance produites par les défauts transitoires du réseau non équilibrés.

un système de contrôle non linéaire en mode glissant est présenté dans [92] pour améliorer la robustesse. Dans cette proposition, la tension de commande requise est calculée sans faire appel aux transformations de coordonnées. La fréquence de commutation constante est obtenue en utilisant la modulation vectorielle. Selon la référence [93] les auteurs nous a proposé un MPPT à base d'un contrôleur en mode glissant de deuxième ordre pour contrôler l'éolienne en fournissant une solution efficace pour le problème de broutement « *chattering* ». Un algorithme de suivi du point de puissance maximum modifié (MPPT) basé sur la théorie de la logique floue est conçu dans [94] pour capturer le maximum de l'énergie éolienne.

Pour la GADA, le fonctionnement sans capteur de vitesse est préférable car l'utilisation d'un codeur de position présente plusieurs inconvénients en termes de robustesse, de coût, de câblage et de maintenance. La position mécanique du rotor de la GADA est estimée en [95] à l'aide d'une méthodologie modèle de référence du système adaptatif (MRAS) dans laquelle un comparateur à hystérésis a été utilisé au lieu du contrôleur proportionnel intégral (PI). Plusieurs chercheurs ont introduit des méthodes MPPT pour améliorer l'efficacité et l'extraction d'énergie dans les systèmes de turbines éoliennes sans nécessiter de la connaissance de la vitesse du vent [96] [84].

Nous présentons dans ce chapitre un schéma de contrôle de l'éolienne à vitesse variable à base de la GADA. La loi de commande utilise le contrôle indirecte de puissance pour réguler le convertisseur côté rotor (RSC) et la commande vectorielle pour réguler le convertisseur côté réseau (GSC) ce qui offre une meilleure performance dynamique et bonne stabilité. Les deux stratégies de contrôle sont principalement à base du correcteur proportionnel intégral (PI). Le schéma de contrôle du convertisseur coté rotor (RSC) devrait mener à un contrôle indépendant de la puissance active et réactive de la GADA en utilisant deux boucles de contrôle des courants ainsi que des références de puissance à partir d'un système MPPT prenant en compte le contrôle de l'angle d'orientation des pales. La validation

de notre algorithme de contrôle est faite sur une plate-forme expérimentale de 3kW a été mise en place.

4.8.3. Modes de fonctionnement de la MADA

La puissance mécanique et la puissance électrique statorique de sortie sont données par les équations suivantes [59]:

$$P_m = T_m \omega_r \quad (4.22)$$

$$P_s = T_e \omega_s \quad (4.23)$$

Pour un générateur sans perte, l'équation mécanique est:

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = (T_e - T_m) \quad (4.24)$$

En régime permanent à vitesse fixe pour un générateur sans perte nous avons $T_m = T_e$ et $P_m = P_s + P_r$.

Il s'ensuit que:

$$P_r = P_m - P_s = T_m \omega_r - T_e \omega_s = -T_m \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \omega_s \quad (4.25)$$

Où s est défini comme le glissement du générateur :

$$P_r = -s T_m \omega_s = -s P_s \quad (4.26)$$

Généralement, la valeur absolue du glissement est bien inférieure à 1 et par conséquent la puissance rotorique n'est qu'une fraction de la puissance statorique. Comme le couple de la machine est positif en mode de génération d'énergie et que la pulsation de réseau est positive et constante pour une tension à fréquence constante, le signe de la puissance rotorique est fonction du signe de glissement, la puissance est positive pour le glissement négatif (vitesse supérieure à la vitesse de synchronisme) et elle est négative pour le glissement positif (vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme). Durant le régime permanent et pour un convertisseur AC/DC/AC sans perte la puissance du convertisseur coté réseau est égale à la puissance rotorique et la vitesse de l'éolienne détermine le sens de l'écoulement de puissance soit absorbée ou générée par le convertisseur rotorique. Le contrôle de puissance représenté par la figure 4.19 sera expliqué ultérieurement.

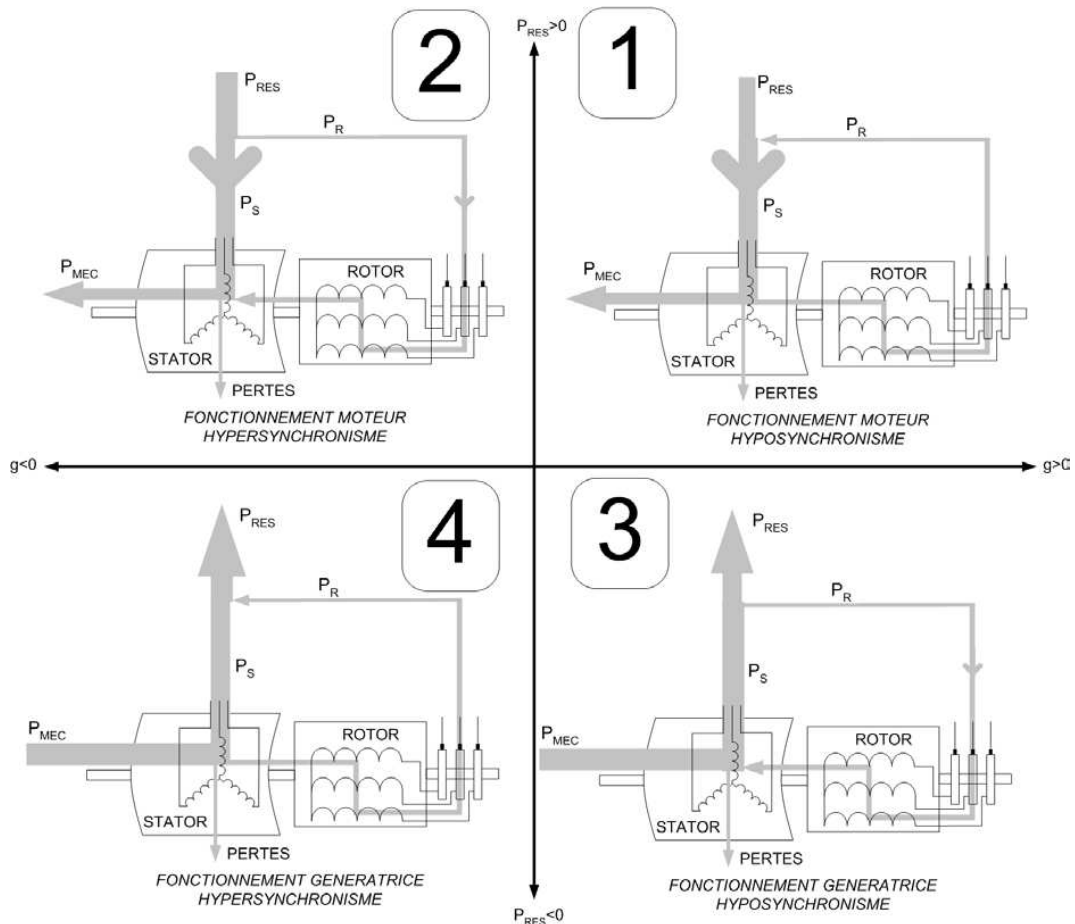


Figure 4.19: Quadrants de fonctionnement de la MADA [27].

4.8.4. Commande du convertisseur coté rotor

La vérification des considérations théoriques utilisées dans la conception de la commande indirecte de puissance active et réactive est faite, dans un premier temps, par simulation sous Matlab/Simulink.

Afin de contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle découplé des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un convertisseur aux puissances actives et réactives statoriques. Nous utilisons, pour cela, la modélisation de la machine dans le repère de Park en orientant le flux statorique sur l'axe d du repère tournant de façon à avoir : $\psi_{ds} = \psi_s$ et $\psi_{qs} = 0$.

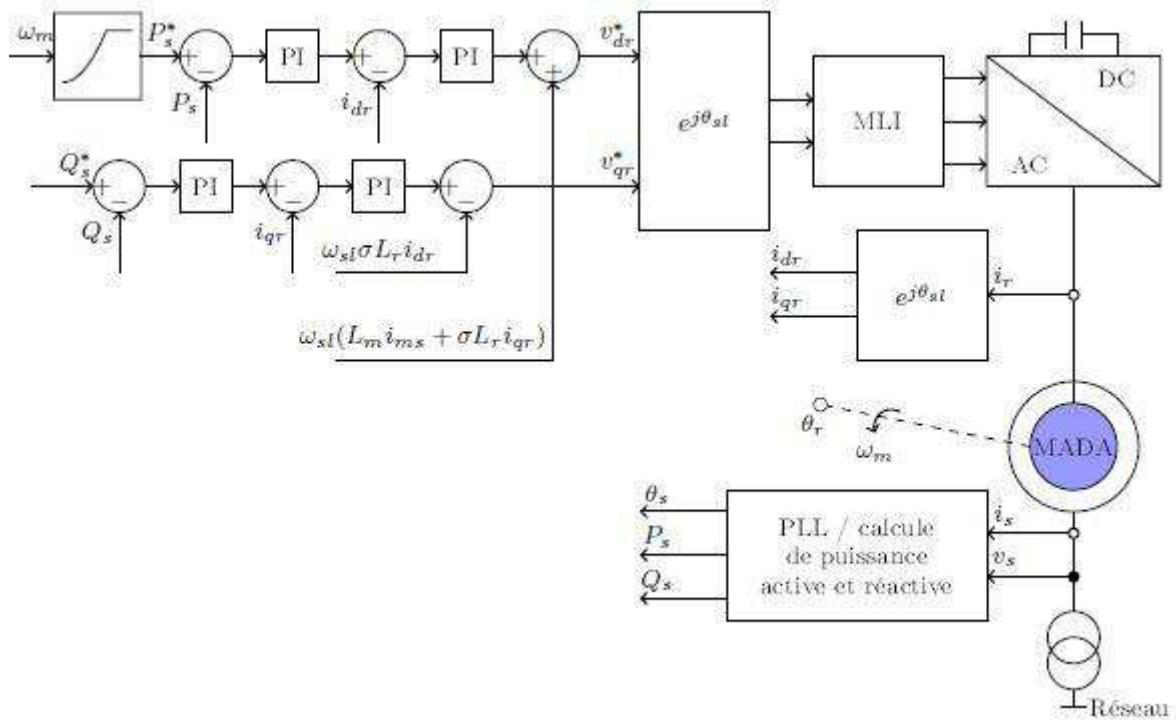


Figure 4.20: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucles de puissance.

Le couple électromagnétique de l'équation (4.13) S'écrit alors :

$$T_e = p \frac{L_m}{L_s} I_{qr} \psi_{ds} \quad (4.27)$$

L'équation de flux (4.15) devient :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (4.28)$$

Si l'on suppose les tensions triphasées équilibrées, ayant V_s pour valeur efficace des tensions simples, cela permettra d'avoir un flux statorique ψ_s constant. Cette considération associée à l'équation 4.27 montre que le couple électromagnétique T_e est directement proportionnel au courant rotorique en quadrature I_{qr} .

De plus, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions statoriques de la machine se réduisent à [5] :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\psi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \psi_s \end{cases} \quad (4.29)$$

Avec l'hypothèse du flux statorique constant, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s \end{cases} \quad (4.30)$$

A l'aide de l'équation (4.28), on peut établir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$I_{ds} = -\frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{\psi_s}{L_s} \quad (4.31)$$

$$I_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} I_{qr} \quad (4.32)$$

Les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent :

$$P = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (4.33)$$

$$Q = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \quad (4.34)$$

Ou bien encore, d'après l'équation (3.30) par :

$$P = V_s I_{qs} \quad (4.35)$$

$$Q = V_s I_{ds} \quad (4.36)$$

Pour obtenir l'expression des puissances en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (4.31) et (4.32) [53]:

$$P = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{qr} \quad (4.37)$$

$$Q = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + V_s \frac{\psi_s}{L_s} \quad (4.38)$$

A partir des équations (4.29) et (4.30), nous obtenons pour le flux statorique, l'expression suivante :

$$\psi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (4.39)$$

L'expression de la puissance réactive peut donc se simplifier par :

$$Q = -V_s \frac{L_m}{L_s} I_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \quad (4.40)$$

Si l'on considère l'inductance magnétique L_m constante, on remarque que l'équation (4.37) fait montrer que la puissance active statorique est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature i_{qr} . De plus, à partir de l'équation (4.40) la puissance réactive est proportionnelle au courant rotorique direct I_{dr} , à une constante près $\frac{V_s^2}{L_s \omega_s}$.

Pour contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine. En remplaçant dans l'équation des flux (4.15) et (4.16) les courant statoriques par l'expression (4.31) et (4.32) on obtient [54]:

$$\psi_{dr} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{dr} + \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} \quad (4.41)$$

$$\psi_{qr} = \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{qr} \quad (4.42)$$

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation précédente (4.41) et (4.42) par leurs expressions dans l'équation (4.17) et (4.18) on obtient :

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{dI_{dr}}{dt} - s \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{qr} \quad (4.43)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{dI_{qr}}{dt} + s \omega_s \left(L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) I_{dr} + s \frac{L_m V_s}{L_s} \quad (4.44)$$

4.8.5. Synthèse du régulateur

Comme d'habitude nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur afin d'éliminer le zéro de la fonction de transfert. Les paramètres des correcteurs PI sont donnés par le tableau 4.4.

Tableau 4.4: Paramètres des correcteurs PI.

Boucle de courant	
Temps de réponse	0.001
Gain proportionnel	74
Gain intégral	175
Boucle de Puissance [5]	
Gain proportionnel	1
Gain intégral	125

4.9.Émulateur de la turbine éolienne

Cette section présente la synthèse de la commande d'une machine à courant continu en vue de reproduire et émuler le comportement de la partie mécanique d'une éolienne à vitesse variable. La base de cet émulateur est une Machine à Courant Continu (MCC) de 3 kW, 3000 tr/min, alimentée par un hacheur quatre quadrants. La commande de cet ensemble est assurée par une carte dSPACE 1104.

Le modèle électrique de la machine à courant continu à excitation séparée est donné sur la figure 4.21.

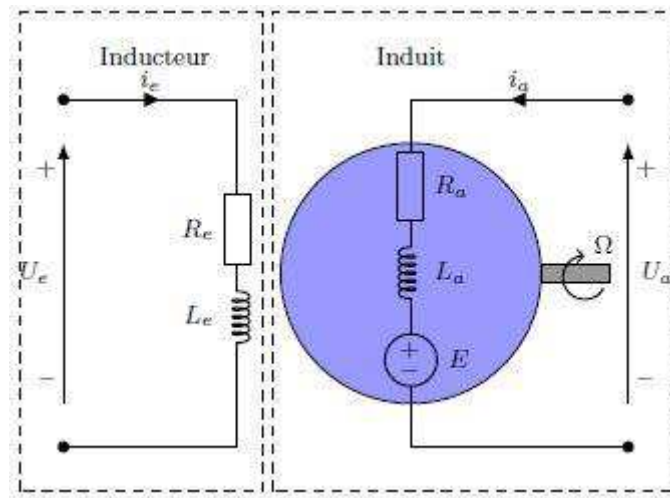


Figure 4.21: Modèle électrique de la MCC.

Les équations électriques de la machine sont les suivantes [27]:

$$U_e = R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (4.45)$$

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + K_e \Omega \quad (4.46)$$

Dans notre cas, la machine est à excitation séparée, le flux créé par le bobinage inducteur est donc constant. On a alors :

$$K_e = L_m i_e = \phi_e \quad (4.47)$$

L'équation mécanique :

$$J_{mcc} \frac{d\Omega}{dt} = L_m i_e i_a - f_{mcc} \Omega + \Gamma_r \quad (4.48)$$

Le régulateur de vitesse ci-dessous utilise un contrôleur classique PI. Le contrôleur donne un courant de référence induit utilisée par le régulateur de courant afin d'obtenir le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre la vitesse désirée. Le contrôleur prend la vitesse du rotor de la machine à courant continu et sa référence comme entrées.

Le régulateur de courant d'induit est basé sur un deuxième contrôleur PI, Le régulateur contrôle le courant d'induit en calculant le rapport cyclique approprié pour générer les impulsions de commande à fréquence fixe appliquées au convertisseur quatre quadrants. Cela génère la tension d'induit moyenne nécessaire pour obtenir le courant d'induit désiré et donc le couple électromagnétique désiré [27].

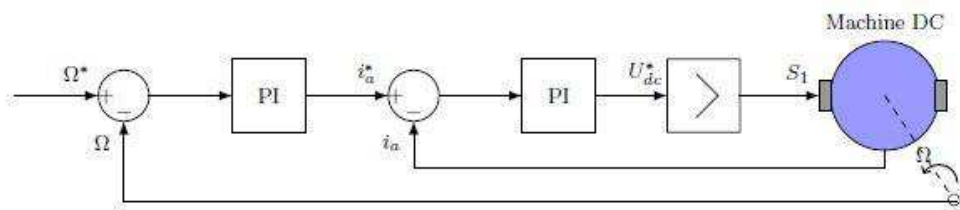


Figure 4.22: Commande de la MCC.

La source d'alimentation aux bornes du moteur représente la valeur de tension moyenne selon l'équation suivante :

$$U_a = (2\alpha - 1)U_{dc} \quad (4.49)$$

Avec : $0 < \alpha < 1$

La tension d'induit est fournie par un hacheur quatre quadrants alimenté par une source de tension continue constante. Les ondulations de courant d'induit sont limitées par une inductance de lissage connectée en série avec le circuit d'induit.

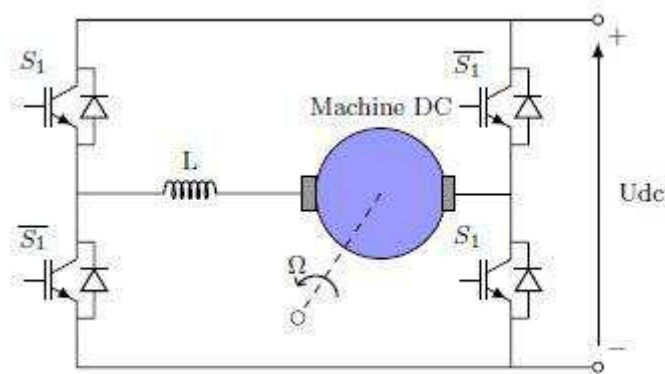


Figure 4.23: Hacheur quatre quadrants.

4.10. Résultats de simulation

Les résultats de simulations suivants sont obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. La turbine éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) se compose d'un rotor bobiné et d'un convertisseur AC/DC/AC. L'enroulement du stator est directement connecté au réseau de 50 Hz alors que le rotor est alimenté en fréquence variable par le convertisseur AC/DC/AC.

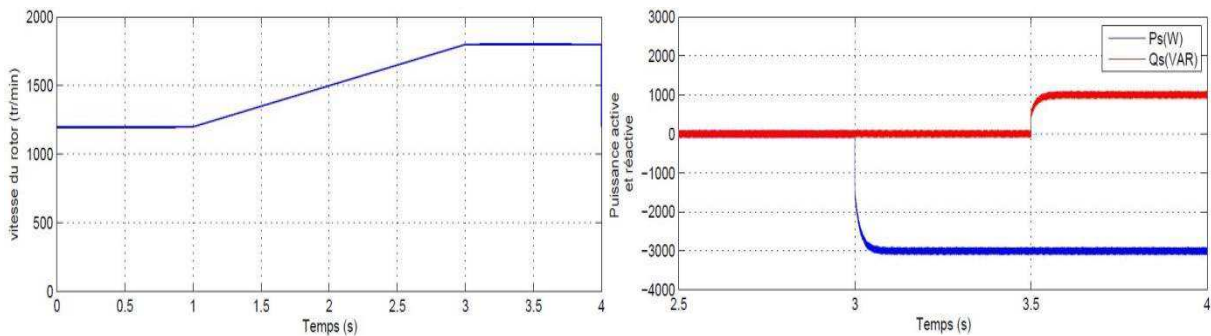


Figure 4.24: Vitesse de la machine, puissance active et réactive de la MADA.

On observe, d'après la figure 4.24, le fonctionnement en régime permanent de la GADA et sa réponse dynamique aux variations de puissance active et réactive instantanées. L'autre partie de la figure correspond à la vitesse de la turbine qui augmente progressivement de 1200tr/min jusqu'à 1800tr/min dans un laps de temps de 2s, afin de tester le comportement de la machine en mode sup-synchrone et hyper-synchrone.

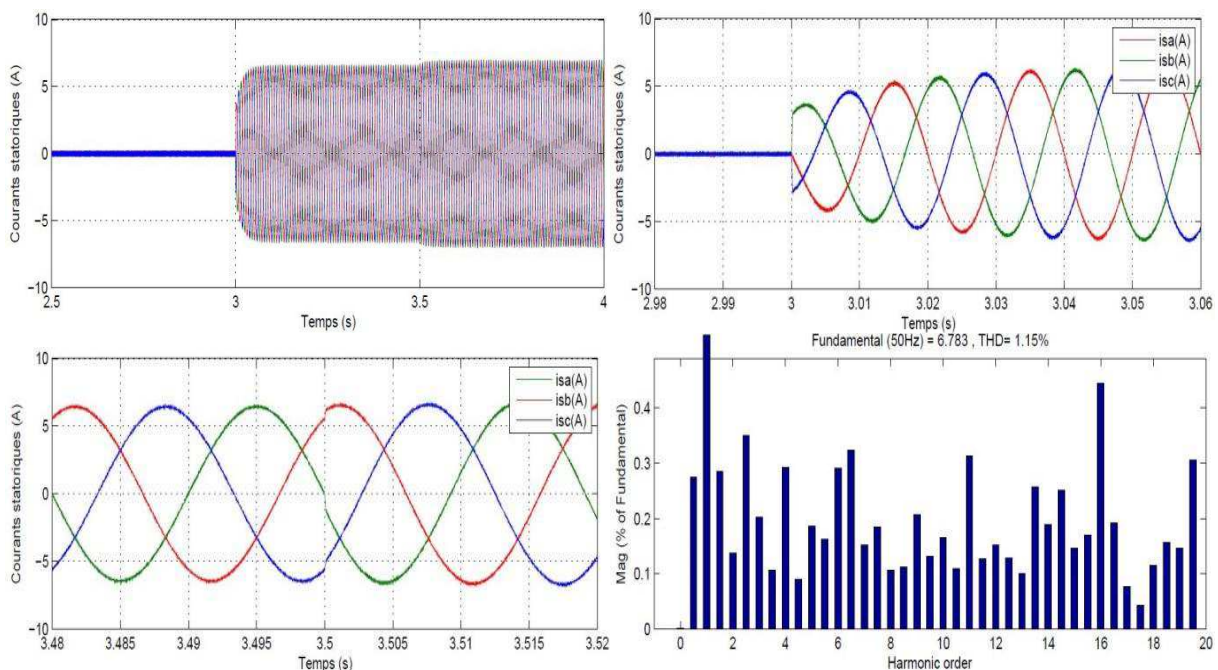


Figure 4.25: Courants statorique, spectre harmonique de courant ($THDi=1.15\%$).

La figure 4.25 montre, dans les mêmes conditions, la forme d'onde des courants statoriques injectés au réseau. Nous constatons que la commande appliquée pour le contrôle des puissances active et réactive conduit à un comportement dynamique très satisfaisant et à une bonne qualité d'énergie grâce à la forme sinusoïdale des courants injectés.

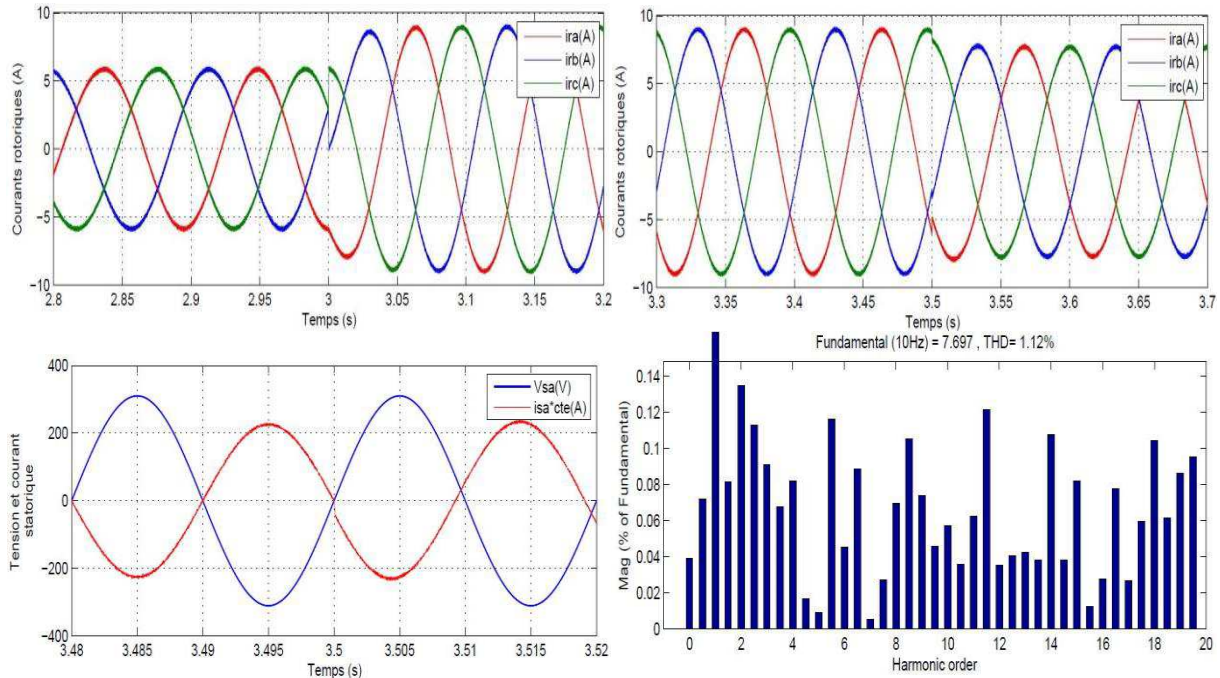


Figure 4.26: Courants rotorique, spectre harmonique de courant ($THD_i=1.12\%$).

La figure 4.26 montre la forme d'onde de la tension de phase du courant rotorique ainsi que le spectre harmonique de ce dernier.

Il est à noter que ces résultats sont obtenus sans MPPT on faisant juste des "step" de variation au niveau de puissance active et réactive instantanée pour tester le fonctionnement de la génératrice. Par contre dans les résultats qui suivent l'intégralité de système sera prise en considération en ajoutant le modèle de la turbine, le "pitch" contrôle et le système MPPT.

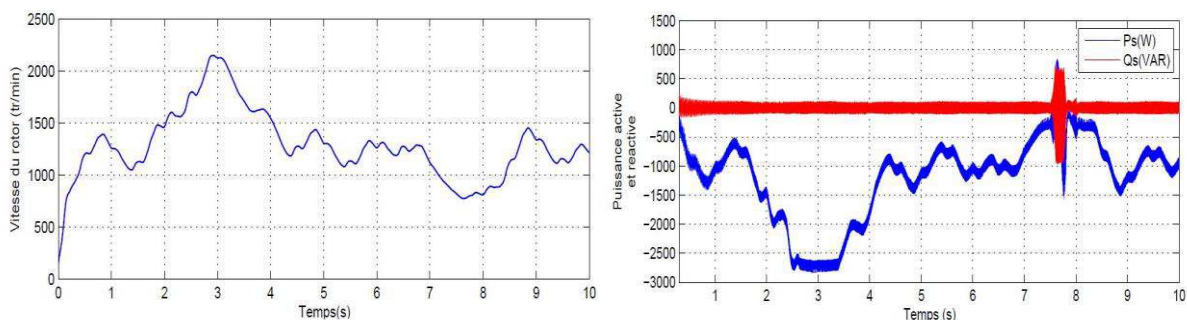


Figure 4.27: Vitesse de rotation et la puissance active et réactive de la MADA.

La puissance électrique de la turbine en fonction de la vitesse de celle-ci est affichée, pour des vitesses de vent allant de 3 m/s à 16,2 m/s (figure 4.8). La GADA est contrôlée pour suivre la courbe de référence MPPT. On peut remarquer à partir de la figure 4.27 que la puissance active échangée avec le réseau est proportionnelle à la vitesse de la turbine, d'ailleurs elle prend presque la même forme au signe près car la machine est en mode de génération. Quand la vitesse de la turbine dépasse 1800tr/min par exemple à l'instant $t=2.5s$, le système d'orientation des pales intervient pour limiter la puissance injectée au réseau malgré que la vitesse de rotation soit encore en progression.

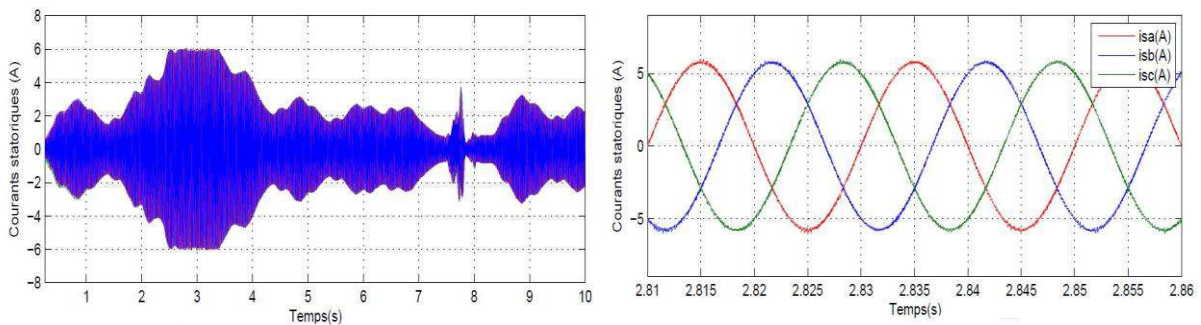


Figure 4.28: Courant statorique.

Dans cette expérience, le système est observé pendant 10 s. l'amplitude de courant statorique sur la figure 4.28 augmente et diminue suivant l'énergie récupérée de la turbine tandis que la fréquence du signal reste toujours constante 50Hz.

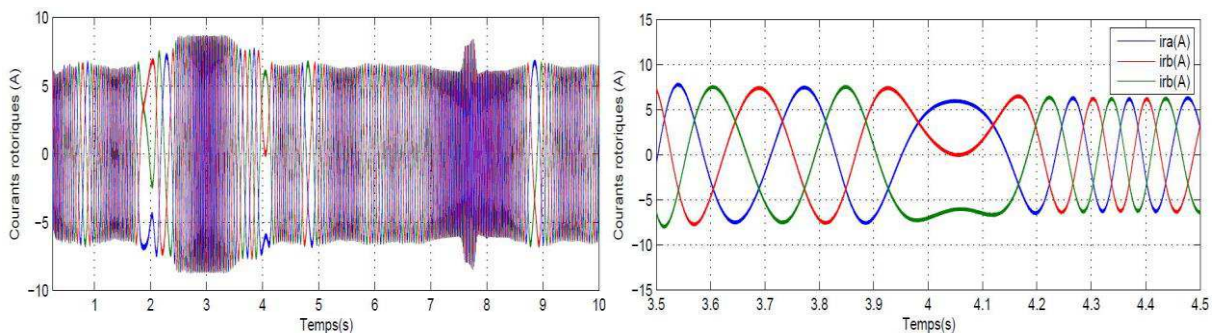


Figure 4.29: Courant rotorique.

La figure 4.29 nous a montré la forme d'onde de courant rotorique, la fréquence et l'amplitude du signal varie en fonction de la vitesse de rotation et le couple de la turbine respectivement. Nous observons le passage par le synchronisme à l'instant $t=4s$ puisque la fréquence du courant rotorique devient nulle ($f_r=0Hz$). La machine se comporte alors comme une machine synchrone alimentée par un courant continu au niveau du rotor.

4.11. Résultats expérimentaux

Dans le département "ingénieries des systèmes" à l'ESIEE-Paris nous avons réalisé un banc d'essai composé d'une machine asynchrone à double alimentation de 3kW associée avec une machine à courant continu de même puissance comme elle le montre la figure 4.30 afin de simuler le comportement d'une turbine éolienne connectée à un système de distribution de 230V délivre une puissance active au réseau via un transformateur triphasé de 3 kVA.



Figure 4.30: Banc d'essai expérimental.

La validation des algorithmes de commande a été faite à échelle réduite commandée à cause des limitations matérielles. Pour cela, nous avons utilisé le banc d'essai expérimental disponible à ESIEE-Paris. Celui-ci est constitué d'une machine asynchrone à double alimentation de 3kW associée avec une machine à courant continu de même puissance destinée à simuler le comportement d'une turbine éolienne. L'ensemble de cette chaîne est connectée à un système de distribution de 230V via un transformateur triphasé de 3 kVA.

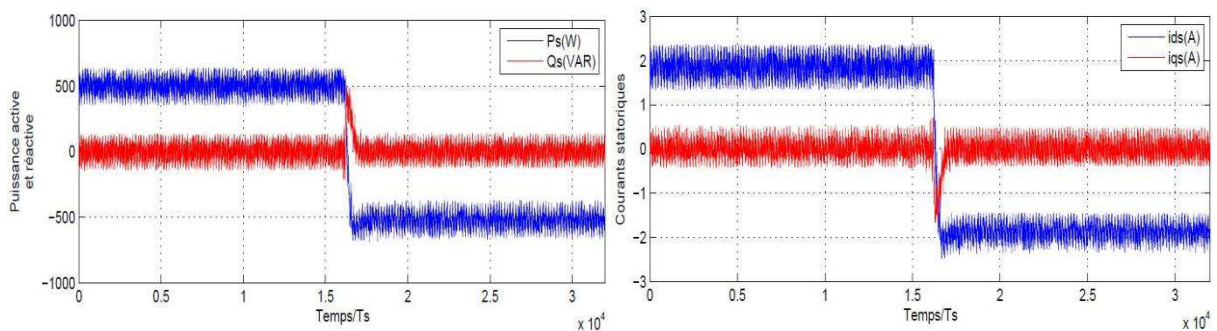


Figure 4.31: Puissance active et réactive et les courants statoriques dans le repère $d-q$.

On peut remarquer à partir de la figure 4.31 que les courants statoriques dans le repère tournant représentent l'image de puissance active et réactive échangées avec le réseau.

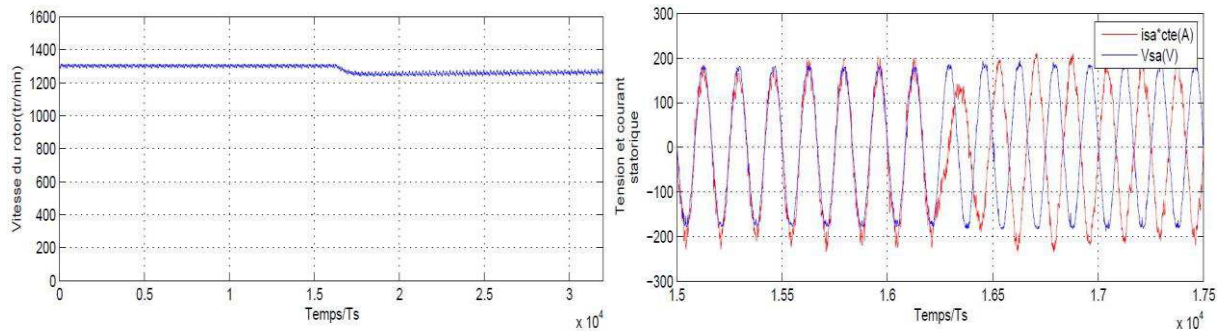


Figure 4.32: Vitesse de la MADA et le déphasage.

Nous pouvons observer le changement de phase avec la tension d'alimentation dans la deuxième partie de la figure 4.32 ce qui prouve que la machine est passée du mode moteur (*load*) au mode générateur (*source*). Cela présente un couple résistant sur l'arbre de la machine ce qui fait abaisser légèrement la vitesse de rotation.

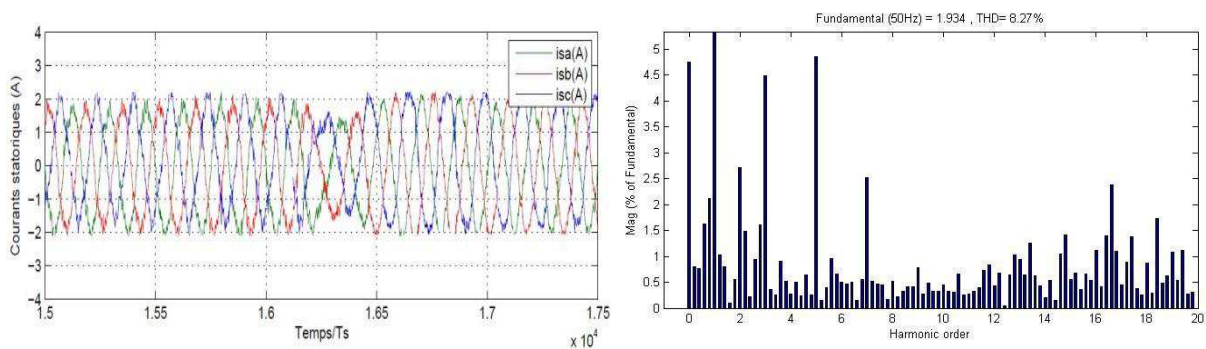


Figure 4.33: Courant statorique, spectre harmonique (THDi=8.27%).

La génératrice asynchrone à double alimentation transforme l'énergie mécanique récupérée de la MCC et injecte dans le réseau un courant triphasé de fréquence 50 Hz et d'amplitude maximale 2A. La forme d'onde et le spectre harmonique de ce courant sont présentés par la figure 4.33.

La période d'échantillonnage élevé ($100\mu\text{s}$) a une influence évidente sur le contenu harmonique du courant. ainsi que le faible moment d'inertie ce qui augmente le bruit et les vibrations et comme résultat l'apparition des oscillations au niveau de courant.

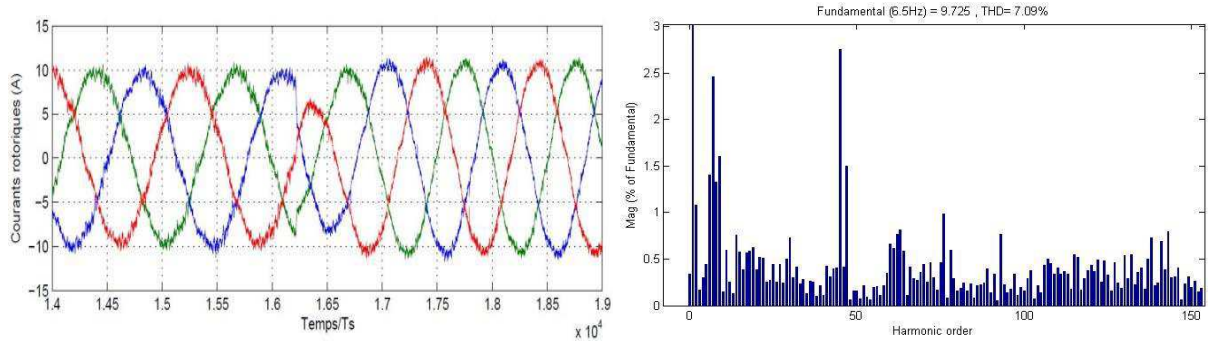


Figure 4.34: Courant rotorique, spectre harmonique (THDi=7.09%).

La machine est contrôlée au niveau de rotor par un courant d'amplitude maximale de 10A et une fréquence de 6.5Hz pour répondre aux consignes de puissance active et réactive instantanée. La forme d'onde est parfaitement sinusoïdale et le taux de distorsion harmonique est donné sur la même figure 4.34.

Pour les résultats de pratique suivants la référence de puissance active est obtenue depuis un système qui cherche le point maximum de puissance (MPPT) tandis que la puissance réactive est mise à zéro pour garantir un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

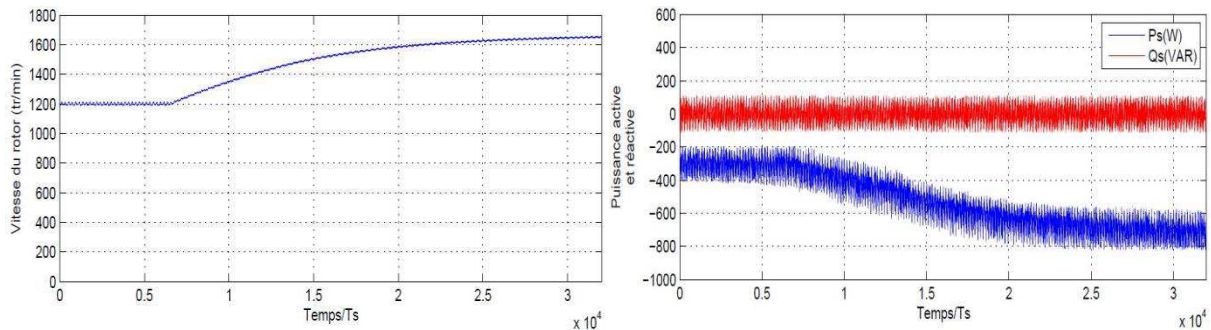


Figure 4.35: Vitesse de rotation et la puissance active et réactive de la MADA.

Afin de comprendre la relation entre la vitesse de turbine et la puissance générée nous avons la figure 4.35. Initialement, la vitesse de la machine est mise à 1200 tr/min, puis on augmente la vitesse progressivement jusqu'à 1650 tr/min, la puissance active générée commence à augmenter doucement (avec la vitesse de la turbine) pour atteindre sa valeur maximale de 800 W.

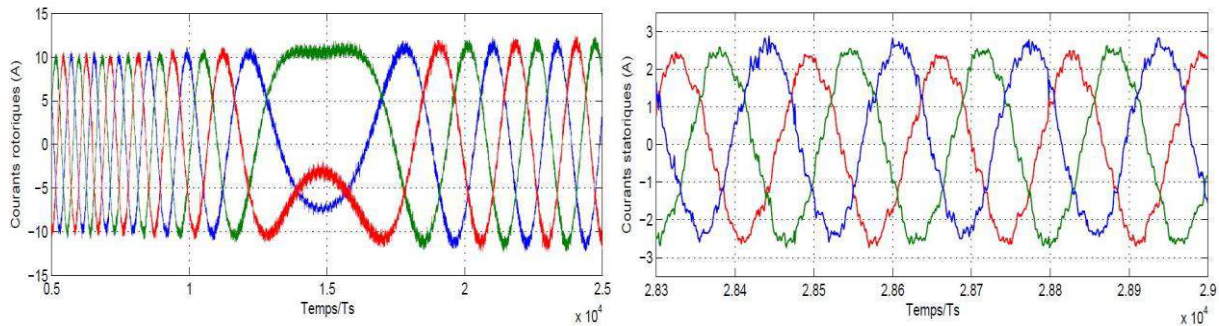


Figure 4.36: Courants rotorique et statorique.

La figure 4.36 montre la forme du courant rotorique et la variation de la fréquence de sorte à préserver la fréquence du courant statorique constante.

4.12. Discussions des résultats

Un intérêt particulier a été consacré à la technologie d'éoliennes basée sur la machine asynchrone à double alimentation. Cette technologie permet de réduire le dimensionnement des convertisseurs statiques de 30 % en transportant seulement la puissance de glissement. En plus, elle permet un fonctionnement à vitesse variable.

La technologie GADA permet aussi d'extraire l'énergie maximale pour une faible vitesse du vent en optimisant la vitesse de la turbine tout en minimisant les contraintes mécaniques sur la turbine pendant les rafales de vent. La vitesse optimale de la turbine produisant une énergie mécanique maximale pour une vitesse de vent donnée est proportionnelle à la vitesse du vent. Pour des vitesses de vent inférieures à 10 m/s, la machine fonctionne en hypo-synchronisme. À une vitesse élevée du vent, elle fonctionne en hyper-synchronisme.

La possibilité de limiter la puissance injectée au réseau comme nous avons vu grâce à un système d'orientation des pales « *pitch control* ». Initialement, l'angle d'inclinaison des pales de la turbine est à zéro degré et le point de fonctionnement de la turbine suit la courbe MPPT des caractéristiques de puissance de la turbine jusqu'au point maximal. Ensuite, l'angle de calage commence à augmenter de 0 deg à 7 deg afin de limiter la puissance mécanique.

Cependant, même si le contrôle de ces variables (MPPT et pitch control) est essentiel à la performance du système, dans les applications connectées au réseau, la régulation correcte de l'écoulement de puissance joue toujours le rôle le plus important. De ce fait une commande vectorielle en puissances active et réactive statoriques nous a permis d'avoir un contrôle

découplé entre les grandeurs statorique tout en appliquant une fréquence constante de commutation. Un autre avantage de la technologie GADA est la capacité des convertisseurs électroniques de puissance à générer ou à absorber une puissance réactive, éliminant ainsi la nécessité d'installer des batteries de condensateurs comme dans le cas des générateurs d'induction à cage d'écureuil.

4.13. Conclusion

Le vent est devenu une source de base dans la production énergétique mondiale, nécessitant un besoin continu de recherche et de développement. Ces prochaines années se révéleront parmi les plus importantes dans le développement des énergies renouvelables, en particulier le vent. Afin de répondre à ces fortes prédictions, il faut accorder une attention particulière à l'augmentation de l'efficacité et de la qualité d'énergie éolienne, ce qui a été recherché et présenté dans cette thèse.

Après avoir discuté en premier lieu l'intérêt du redresseur MLI dans les systèmes de production électrique à base des sources renouvelables que ce soit éolienne ou photovoltaïque pour garantir une bonne qualité d'énergie électrique nous avons focalisé dans ce chapitre à l'étude de convertisseur statique coté machine et leurs stratégies de commande.

Pour la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation nous avons choisi la commande découplée de la puissance active et réactive statoriques ce qui permet d'avoir des bonnes performances statiques et dynamique, une méthode "MPPT" qui cherche le point de fonctionnement optimale du système est ajoutée afin d'améliorer le rendement énergétique de la chaîne de conversion. Ainsi que pour un fonctionnement en toute sécurité un mécanisme d'orientation des pales a été mise en place en utilisant un correcteur classique PI (proportionnel intégrale).

Les résultats de simulation ont été validés par des essais expérimentaux. En effet, un banc d'essai a été réalisé à l'aide d'une machine à courant continu à excitation séparée dont l'induit est alimenté par un hacheur quatre quadrants afin de reproduire le comportement dynamique d'une turbine éolienne associée avec notre génératrice asynchrone à double alimentation. Ces expérimentations montrent l'efficacité de la technique de commande choisie à contrôler l'écoulement de puissance d'une chaîne de production éolienne connecté au réseau.

Conclusion générale

Cette thèse propose des solutions dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie électrique en adoptant le contrôle directe de puissance (DPC) aux redresseurs MLI connectés au réseau de distribution. Les performances de ces algorithmes sont analysées et testées expérimentalement ainsi que par simulation.

Du fait de la profusion des charges non linéaires, la distorsion harmonique des réseaux est un phénomène dont l'amplitude est croissante. Ses effets ne peuvent être négligés, car la quasi-totalité des composants du réseau en est en pratique affectée. La solution la plus couramment mise en œuvre jusqu'à ce jour a été le filtrage passif. A cette solution lourde et non exempte de risque, il est aujourd'hui proposé une alternative forte séduisante : l'utilisation des redresseurs MLI. Ces dispositifs utilisent une structure de type convertisseur statique de puissance.

Afin de résoudre le problème des harmoniques dans les systèmes électriques connectés au réseau, nous avons proposé une topologie à base de redresseur MLI fonctionnant à facteur de puissance unitaire. Après avoir présenté brièvement quelques structures et lois de commande classiques appliquées aux redresseurs MLI, nous avons analysé leurs performances statique et dynamique. Nous avons ensuite mis en évidence les avantages et inconvénients de chacune de ces stratégies de commande.

D'une façon générale les algorithmes étudiés dans ce chapitre sont groupés en deux grandes familles selon le type de correcteur utilisé dans les boucles de courant. Les structures VOC et DPC-SVM sont basées sur l'emploi de correcteurs PI. Ces solutions conduisent à de bonnes performances statiques et à un bon THDi grâce à l'utilisation d'une fréquence de commutation constante. Notons que les coefficients des correcteurs PI sont fortement dépendants de paramètres du système qui sont susceptibles de varier avec le temps et conduire à une dégradation des performances.

Par contre la commande directe de puissance (DPC-classique) fait partie des algorithmes qui utilisent des comparateurs à hystérésis pour corriger l'erreur de poursuite dans les grandeurs contrôlées. Ce concept offre la possibilité d'atteindre des bonnes performances dynamiques, un temps de réponse très rapide, un système de contrôle simple et robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Cependant, la suppression du bloc de

modulation provoque l'apparition des fortes oscillations en régime statique à cause de la fréquence de commutation variable.

Comme nous le savons tous, les techniques prédictives sont utilisées pour surmonter les points faibles des techniques conventionnelles. On a commencé d'abord par la technique MP-DPC proposée par José Rodriguez en 2005 [44], cette technique relativement simple et souple a occupé une bonne place dans la littérature. Malgré sa bonne dynamique et sa grande adaptabilité, la commande possède un inconvénient important. La valeur minimale du temps entre deux commutations successives est égale à la période d'échantillonnage. Ainsi pour aboutir à une bonne précision dans la commande il est nécessaire d'imposer une fréquence d'échantillonnage relativement importante. De plus sa fréquence de commutation est variable et ses performances dépendent fortement aux paramètres de système.

Ensuite nous avons étudié une stratégie de commande prédictive P-DPC [72], qui applique une fréquence de commutation constante grâce à une technique de modulation vectorielle, cette loi de commande partage presque les mêmes caractéristiques que la commande vectorielle en tension conventionnelle (VOC). Tout à fait comme la commande vectorielle, les performances de la commande de puissance prédictive dépendent fortement de l'estimation des paramètres de charge. La présence d'une variation de paramètres peut entraîner des problèmes de stabilité dans la boucle de régulation.

D'après les analyses effectuées sur les deux techniques prédictives étudiées dans ce chapitre et conformément aux dispositions trouvées dans les revues bibliographiques l'augmentation de temps d'échantillonnage provoque la perte de précision à cause de la dépendance aux paramètres du système. Notre travail a proposé une solution concrète pour résoudre ce problème. La commande prédictive à deux vecteurs 2V-DPC a garanti un fonctionnement à fréquence de commutation constante, une bonne robustesse sans affecter la simplicité de l'algorithme de mise en œuvre. Pratiquement le schéma de commande est exactement le même que pour la stratégie (DPC-classique), à une différence près due à la présence d'un modulateur. Les séries de tests effectués ont permis d'illustrer la supériorité de cette loi de commande face aux variations des paramètres du système.

Le vent est devenu une source de base dans la production énergétique mondiale, nécessitant un besoin continu de recherche et de développement. Ces prochaines années se révéleront parmi les plus importantes dans le développement des énergies renouvelables, en

particulier le vent. Afin de répondre à ces fortes prédictions, il faut accorder une attention particulière à l'augmentation de l'efficacité et de la qualité d'énergie éolienne, ce qui a été recherché et présenté dans cette thèse.

Après avoir discuté en premier lieu l'intérêt du redresseur MLI dans les systèmes de production électrique à base des sources renouvelables que ce soit éolienne ou photovoltaïque pour garantir une bonne qualité d'énergie électrique nous avons focalisé dans ce chapitre à l'étude de convertisseur statique coté machine et leurs stratégies de commande.

Pour la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation nous avons choisi la commande découplée de la puissance active et réactive statoriques ce qui permet d'avoir des bonnes performances statiques et dynamique, une méthode "MPPT" qui cherche le point de fonctionnement optimale du système est ajoutée afin d'améliorer le rendement énergétique de la chaine de conversion. Ainsi que pour un fonctionnement en toute sécurité un mécanisme d'orientation des pales a été mise en place en utilisant un correcteur classique PI (proportionnel intégrale).

Les résultats de simulation ont été validés par des essais expérimentaux. En effet, un banc d'essai a été réalisé à l'aide d'une machine à courant continu à excitation séparée dont l'induit est alimenté par un hacheur quatre quadrants afin de reproduire le comportement dynamique d'une turbine éolienne associe avec notre génératrice asynchrone à double alimentation. Ces expérimentations montrent l'efficacité de la technique de commande choisi à contrôler l'écoulement de puissance d'une chaine de production éolienne connecté au réseau.

Annexe A : DPC classique

A.1. Principe de la commande directe de puissance

Le principe de fonctionnement de la commande DPC classique est donné par le schéma bloc de la figure a.1

Les erreurs entre les valeurs de référence des puissances instantanées (*active et réactive*) et leurs mesures sont introduites dans des comparateurs à hystérésis à deux niveaux qui déterminent, à leurs sorties, le sens de variation de ces puissances, puis un tableau de commutation prédéfini adopté pour le choix des vecteurs de tension adéquat, à l'aide d'un bloc qui donne l'information sur le secteur où se trouve la tension de référence. Dans le cas de la commande en boucle fermée la référence de la puissance active est obtenue via une boucle de régulation externe de tension à base d'un correcteur classique PI, tandis que la puissance réactive est souvent mise à zéro pour avoir un facteur de puissance unitaire [65].

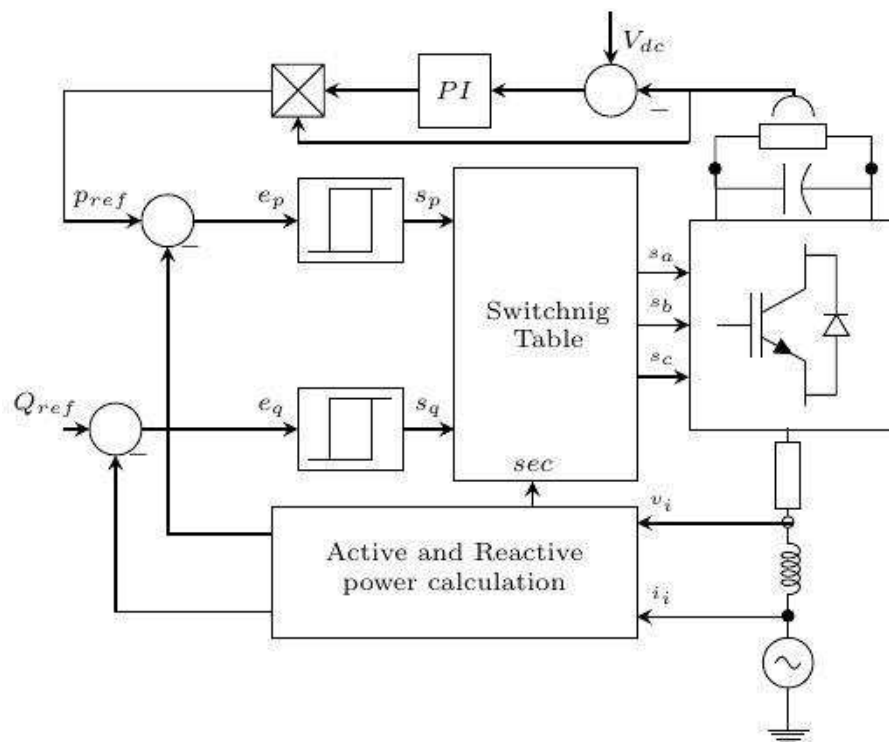


Figure a.1: Schéma bloc du contrôle direct de puissance (DPC-classique)

A.2. Expressions des puissances instantanées

La puissance apparente instantanée peut s'exprimer de différentes façons, nous savons que le calcul de la puissance active est un produit scalaire entre les tensions et les courants, tandis que la puissance réactive est calculée par un produit vectoriel entre eux :

$$S = \overline{u_s} \cdot \overline{i_s}^* = P + jQ = u_{sa}i_a + u_{sb}i_b + u_{sc}i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{bc}i_a + u_{ca}i_b + u_{ab}i_c) \quad (a.1)$$

Sachant que :

u_s : Vecteur de la tension d'alimentation

i_s : Vecteur du courant de ligne

x^* : Conjugué complexe d'un vecteur x

Le contrôle direct de puissance décrit précédemment utilise les puissances instantanées (*active et réactive*) comme des variables intermédiaires dans le système d'asservissement et se comporte donc comme des variables d'état.

A.3. Comparateur à hystérésis

Les deux comparateurs à hystérésis, permettent d'établir deux sorties numérique S_p^* et S_q^* qui prennent la valeur "1" pour une augmentation de la variable contrôlée et la valeur "-1" pour sa diminution, comme le montre la figure 2.15 et les équations suivantes :

$$S_p^* = 1 \text{ si } \xi_p^* \geq 0 \quad \text{et} \quad S_p^* = -1 \text{ si } \xi_p^* \leq 0 \quad (a.2)$$

$$S_q^* = 1 \text{ si } \xi_q^* \geq 0 \quad \text{et} \quad S_q^* = -1 \text{ si } \xi_q^* \leq 0 \quad (a.3)$$

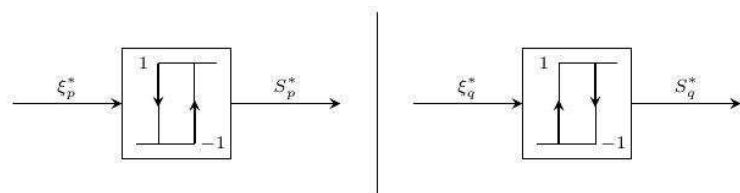


Figure a.2: Comparateurs hystérésis à deux niveaux.

Généralement, la bande d'hystérésis est limitée à 2% de la puissance nominale, l'ondulation des puissances instantanées reste confinée dans cette bande d'hystérésis bien que la fréquence de commutation reste inconnue et variable.

A.4. Secteur

Afin d'échanger une puissance contrôlée, le convertisseur statique doit toujours être synchronisé avec le réseau. Plusieurs techniques sont utilisées mais le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop PLL). Par ailleurs, la qualité du système contrôlé dépend énormément de l'efficacité et de la façon dont les PLL sont conçus. De plus, il convient de préciser que les perturbations de réseau ont une influence

directe sur la détection de l'angle de référence. Par conséquent, il est préférable de remplacer l'angle de tension par l'angle de flux virtuel, car ce dernier est moins sensible aux perturbations de réseau, grâce au comportement naturel des intégrateurs qui réagissent comme un filtre passe-bas.

En négligeant la chute de tension dans la résistance. Le vecteur de flux virtuel peut s'exprimer dans les coordonnées $(\alpha-\beta)$ par :

$$\varphi_\alpha = \int u_{s\alpha} dt = \int \left(u_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt \quad (a.4)$$

$$\varphi_\beta = \int u_{s\beta} dt = \int \left(u_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \quad (a.5)$$

Où φ est le flux virtuel, u_s est la tension du réseau et u est la tension du convertisseur.

L'angle qui donne la position du vecteur tension est défini par la relation suivante:

$$\theta = \arctg \left(\frac{u_{s\alpha}}{u_{s\beta}} \right) = \arctg \left(\frac{\varphi_\alpha}{\varphi_\beta} \right) + \frac{\pi}{2} \quad (a.6)$$

Pour cette proposition la phase du vecteur tension d'alimentation est convertie en un signal digital (*secteur*), compris entre 1 et 12 :

$$(n-2) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1) \frac{\pi}{6} \quad n = 1,2 \dots 12 \quad (a.7)$$

De ce fait, le plan $(\alpha-\beta)$ est divisé en douze secteurs égaux de 30° pour mieux repérer le vecteur de tension [22]. Notons que d'autres approches dans la littérature proposent seulement six secteurs de 60° conduisant ainsi à une précision limitée.

A.5. Tableau de commutation

Les erreurs de puissance numérisées (S_p et S_q) et le secteur (sec) de la phase de tension sont des entrées d'un tableau de commutation dans lequel chaque état de commutation (S_a , S_b et S_c) du convertisseur est enregistré [22]. A partir de ce tableau, l'état de commutation optimal du convertisseur est sélectionné de manière unique à chaque instant, selon la combinaison des signaux d'entrées numérisés. Le choix de l'état de commutation optimal est effectué de sorte que les erreurs statiques des puissances instantanées peuvent être limitées dans les bandes d'hystérésis.

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 comme le montre la démonstration suivante :

$$P = \frac{3}{2}(u_{sd}i_d + u_{sq}i_q) \quad (a.8)$$

$$Q = \frac{3}{2}(u_{sq}i_d - u_{sd}i_q) \quad (a.9)$$

Après l'orientation, la composante en quadrature de tension est devenue nulle $u_{sq} = 0$, et les puissances instantanées sont exprimées par les deux équations suivantes :

$$P = \frac{3}{2}u_{sd}i_d \quad (a.10)$$

$$Q = -\frac{3}{2}u_{sd}i_q \quad (a.11)$$

Pour mieux comprendre le choix des vecteurs de sortie v_i dans le tableau de commutation nous donnons l'exemple suivant, dans le premier secteur θ_1 les vecteurs qui peuvent réaliser l'équation (a.10) et augmenter la puissance active sont (v_6, v_1, v_2) suivant le schéma de la figure a.3. Maintenant pour augmenter la puissance réactive, selon l'équation (a.11) nous avons les deux vecteurs (v_6, v_5) de ce fait, le seul vecteur qui peut réaliser les deux conditions c'est le vecteur v_6 . Un deuxième cas si nous avons plusieurs possibilités la priorité ça sera pour contrôler la puissance active. Par exemple, on est toujours dans le même secteur mais nous voulons diminuer la puissance réactive cette fois-ci, les trois vecteurs qui réalisent la condition sont (v_1, v_2, v_3) donc nous avons les deux vecteurs (v_1, v_2) qui peuvent être nous arranger mais le vecteur v_1 il sera préférable pour mieux contrôler la puissance active c.-à-d. celui qui donne la réponse la plus rapide.

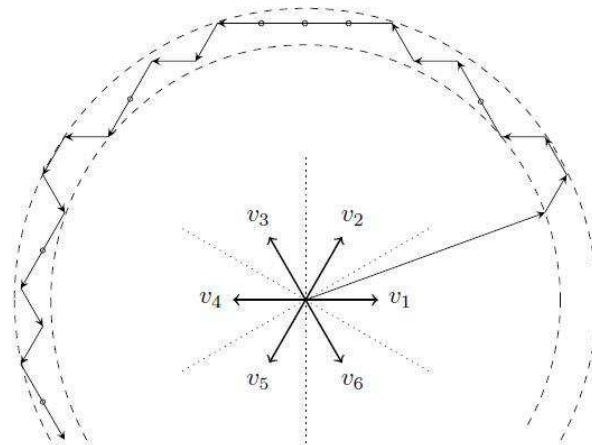


Figure a.3: Variation de puissance dans la bande hystérésis.

La tension de sortie du redresseur MLI dépend des états de commutation du convertisseur (S_a , S_b et S_c). Selon les valeurs de ces variables, huit différents vecteurs peuvent être appliqués, deux vecteurs nuls et six vecteurs actifs.

Afin de réduire les pertes par commutation les vecteurs nuls (v_0, v_7) ont été utilisés et le choix entre les deux se fait de telle manière à provoquer le moins changement dans les états des interrupteurs.

Annexe B : DPC-SVM

B.1. Principe

Comme dans le cas précédent, nous allons présenter le principe de fonctionnement et l'implémentation de la stratégie DPC-SVM. Le schéma synoptique représentant la simulation du système est montré sur la figure b.1.

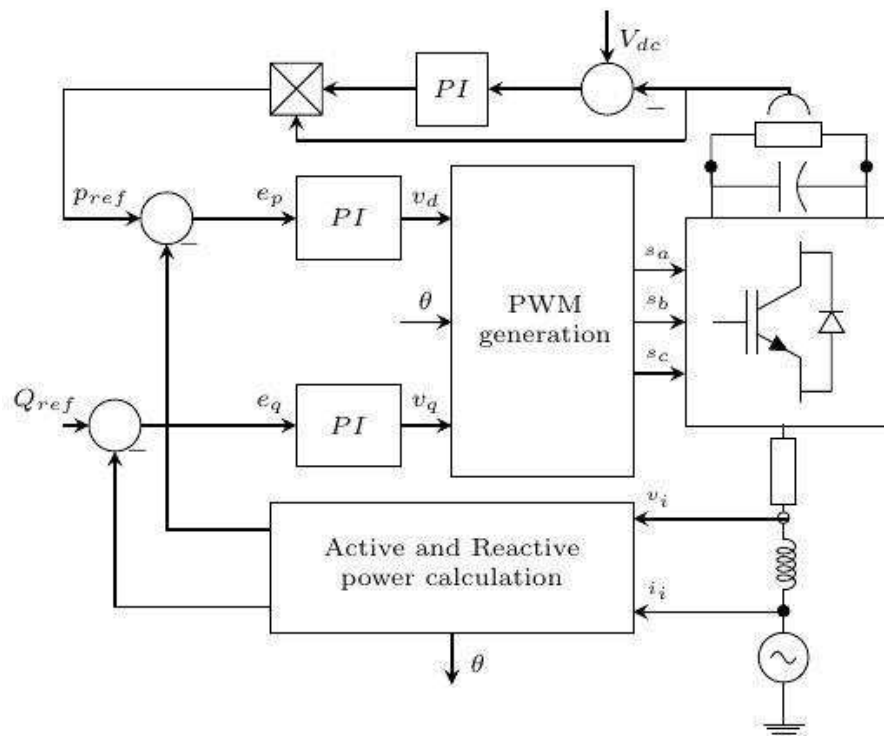


Figure b.1: Schéma bloc de la (DPC-SVM).

Puisqu'il n'y a plus de boucles internes de courant, le principe de commande est basé cette fois-ci sur les boucles de régulation de puissances. Par conséquent, le point le plus important dans la mise en œuvre du DPC-SVM est l'estimation correcte et rapide des puissances active et réactive ainsi que la synthèse des contrôleurs de puissance (PI). La

commande des puissances active et réactive est faite dans le repère tournant ($d-q$). Les références de puissance active et réactive sont comparées aux valeurs mesurées, puis l'erreur est traitée par des correcteurs classiques PI (*proportionnel intégrale*). Les signaux à la sortie des correcteurs PI sont utilisés pour générer les impulsions après une transformation de coordonnées du repère tournant vers le repère stationnaire. Il faut noter que la consigne puissance réactive est mise à zéro, tandis que la consigne de puissance active vient d'une boucle de régulation externe de tension comme nous l'avons vu dans la figure 2.4. (Chapitre 2 Page 39)

B.2. Synthèse des régulateurs PI

La synthèse des régulateurs de puissance active et réactive peut être abordée analytiquement en utilisant un modèle simplifié. Dans ce modèle, les signaux de commande générée pour le convertisseur MLI sont remplacés par leur valeur moyenne sur une période de commutation. Les paramètres du régulateur PI sont calculés en utilisant le principe de compensation du pôle dominant par le zéro introduit par le correcteur PI (figure b.2).

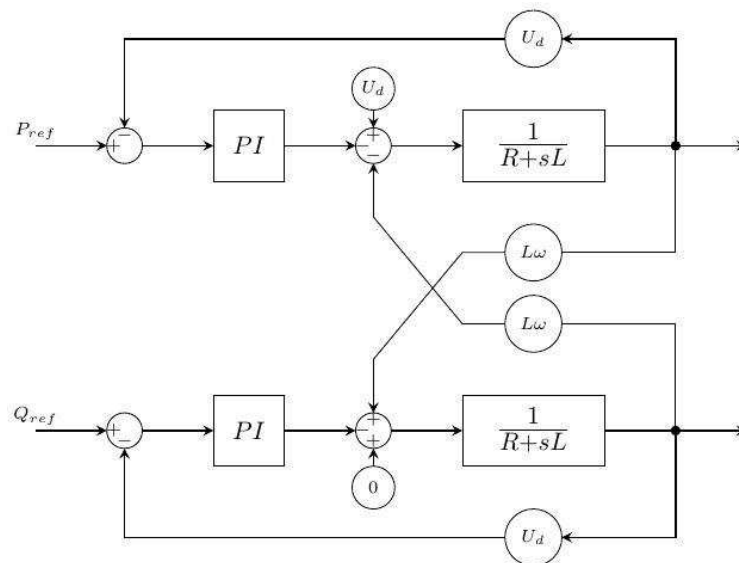


Figure b.2: Schéma bloc des boucles de puissance active et réactive.

Le modèle est représenté dans le repère tournant par :

$$u_{sd} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - L\omega i_q + u_d \quad (b.1)$$

$$u_{sq} = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d + u_q \quad (b.2)$$

Après l'orientation des axes pour simplifier le modèle on obtient :

$$u_{sd} = U \quad (b.3)$$

$$u_{sq} = 0 \quad (b.4)$$

De ce fait les puissances seront données par les équations suivantes:

$$P = \frac{3}{2} U i_d \quad (b.5)$$

$$Q = -\frac{3}{2} U i_q \quad (b.6)$$

En introduisant (b.3) et (b.4) dans (b.1) et (b.2) le modèle simplifié peut être présenté par:

$$0 = R i_d + L \frac{d i_d}{d t} - L \omega i_q + u_d \quad (b.7)$$

$$u_{sq} = R i_q + L \frac{d i_q}{d t} + L \omega i_d + u_q \quad (b.8)$$

Les régulateurs de puissance active et réactive sont reliés par un terme de couplage. La synthèse des paramètres PI doit être effectuée correctement afin d'obtenir une bonne réponse en minimisant les effets de couplage. Si on considère la puissance réactive nulle, la boucle de puissance active devient indépendante de la puissance réactive. Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de puissance active est représenté par la figure b.3.

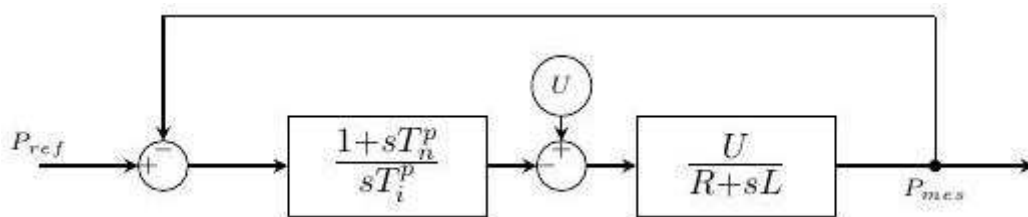


Figure b.3: Boucle de la puissance active.

La tension de ligne est considérée comme une perturbation constante et doit être compensée par l'action intégrale du régulateur PI. En compensant le pôle du système par le zéro introduit par le correcteur, on obtient :

$$T_n^p = \frac{L}{R} = T_{oi}^p \quad (b.9)$$

Le schéma précédent se réduit alors à celui de la figure b.4.

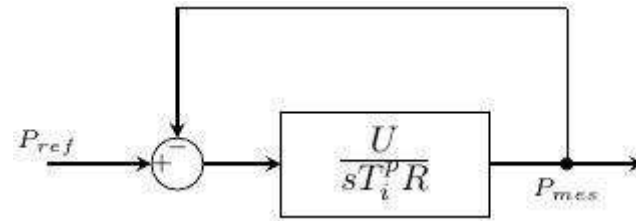


Figure b.4: Schéma bloc du système en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante:

$$\frac{G_{eq}}{1 + G_{eq}} = \frac{\frac{U}{s \cdot T_i^p R}}{1 + \frac{U}{s \cdot T_i^p R}} = \frac{1}{1 + \frac{s \cdot T_i^p R}{U}} \quad (b.10)$$

La constante de temps en boucle fermée T_{cl}^p est donnée par:

$$T_{cl}^p = \frac{T_i^p R}{U} \quad (b.11)$$

Nous pouvons aussi la spécifier pour la conception du contrôleur. Alors que :

$$T_i^p = \frac{U \cdot T_{cl}^p}{R} \quad (b.12)$$

Les paramètres du régulateur PI peuvent être donnés par :

$$K_p^p = \frac{T_n^p}{T_i^p} = \frac{1}{U} \frac{L}{T_{cl}^p} \quad (b.13)$$

$$K_i^p = \frac{1}{T_i^p} = \frac{1}{U} \frac{R}{T_{cl}^p} \quad (b.14)$$

La valeur de T_{cl}^p doit être calculée précisément afin d'obtenir une bonne réponse et un découplage entre les deux contrôleurs. Le rapport de $\frac{K_p}{K_i}$ pour différentes constantes de temps en boucle fermée T_{cl}^p est un constant et égale à la constante de temps en boucle ouverte T_{ol}^p . Le dimensionnement du régulateur de la puissance réactive, se fera de la même manière que de la puissance active, donc les paramètres du régulateur sont identiques.

Reference

- [1] site internet, « (<http://www.eia.gov>). ».
- [2] L. Yacoubi, « Contribution à l'étude, la modélisation et la commande des redresseurs triphasés non-polluants: application au convertisseur trois-niveaux à point neutre calé », École de technologie supérieure, 2004.
- [3] D. O. Abdeslam, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », Université de Haute Alsace-Mulhouse, 2005.
- [4] A. Bouafia, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes électroniques de puissance: application aux redresseurs MLI », École nationale supérieure d'ingénieurs (Poitiers), 2010.
- [5] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », Université Henri Poincaré-Nancy I, 2006.
- [6] site internet, « (<http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/park/node14.html>). »
- [7] R. C. Dugan, M. F. McGranaghan, et H. W. Beaty, « Electrical power systems quality », *N. Y. NY McGraw-Hill C1996*, vol. 1, 1996.
- [8] C. Sankaran, *Power quality*. CRC press, 2001.
- [9] E. Widlund, « Power Quality Disturbances in Production Facilities », *Power Qual. Disturb. Prod. Facil.*, 2012.
- [10] S. Swaminathan et R. K. Sen, *Review of power quality applications of energy storage systems*. Sandia National Laboratories, 1998.
- [11] C. Collombet, J.-M. Lupin, et J. Schonek, « Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement », *Cah. Tech. Schneider Electr.*, n° 152, 1999.
- [12] Philippe FERRACCI, « La qualité de l'énergie électrique », p. Cahier technique n° 199.
- [13] I. Etxeberria-Otadui, « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique—Application à la qualité de l'énergie. », Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2003.
- [14] V. Ignatova, « Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique: application aux creux de tension et à la pollution harmonique », Université Joseph Fourier (Grenoble), 2006.
- [15] E. Bettega et J.-N. Fiorina, *Harmoniques: convertisseurs propres et compensateurs actifs*. Schneider Electric España SA, 1996.
- [16] S. S. Lechat, « Voltage oriented control of three-phase boost PWM converters », *Volt. Oriented Control Three-Phase Boost PWM Convert.*, 2010.

- [17] M. Malinowski, « Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers », *Rozpr. Doktorska Politech. Warsz. Warszawa*, 2001.
- [18] J. W. Kolar et F. C. Zach, « A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, n° 4, p. 456–467, 1997.
- [19] J.-S. Lai et F. Z. Peng, « Multilevel converters—a new breed of power converters », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, n° 3, p. 509–517, 1996.
- [20] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, et A. B. Kulkarni, « A three-phase controlled-current PWM converter with leading power factor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 1, n° IA-23, p. 78–84, 1987.
- [21] M. Malinowski, M. Jasinski, et M. P. Kazmierkowski, « Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n° 2, p. 447–454, 2004.
- [22] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, et I. Takahashi, « Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, n° 3, p. 473–479, 1998.
- [23] M. P. Kazmierkowski et L. Malesani, « Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, n° 5, p. 691–703, 1998.
- [24] D. M. Brod et D. W. Novotny, « Current control of VSI-PWM inverters », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, n° 3, p. 562–570, 1985.
- [25] B.-H. Kwon, J.-H. Youm, et J.-W. Lim, « A line-voltage-sensorless synchronous rectifier », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, n° 5, p. 966–972, 1999.
- [26] S. Buso, L. Malesani, et P. Mattavelli, « Comparison of current control techniques for active filter applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, n° 5, p. 722–729, 1998.
- [27] F. Poitiers, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne—machine asynchrone à cage autonome—machine asynchrone à double alimentation rdfigeliée au réseau », Université de Nantes, 2003.
- [28] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, et M. Narimani, « High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies », *Proc. IEEE*, vol. 103, n° 5, p. 740–788, 2015.
- [29] M. Malinowski et S. Bernet, « Simple control scheme of Three-Level PWM converter connecting wind turbine with grid », *Proc ICREPQ*, p. 1–6, 2004.
- [30] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, et J. Rodríguez, « Model predictive control—A simple and powerful method to control power converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 6, p. 1826–1838, 2009.

- [31] C. Schauder et H. Mehta, « Vector analysis and control of advanced static VAR compensators », in *IEE Proceedings C-Generation, Transmission and Distribution*, 1993, vol. 140, p. 299–306.
- [32] T. M. Rowan et R. J. Kerkman, « A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, n° 4, p. 678–690, 1986.
- [33] J. Dannehl, C. Wessels, et F. W. Fuchs, « Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with filters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, n° 2, p. 380–388, 2009.
- [34] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, et T. Kataoka, « A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, n° 3, p. 480–486, 1998.
- [35] M. Depenbrock, « Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, n° 4, p. 420–429, 1988.
- [36] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, et G. D. Marques, « Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, n° 4, p. 1019–1027, 2001.
- [37] Z. Chen, J. M. Guerrero, et F. Blaabjerg, « A review of the state of the art of power electronics for wind turbines », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 8, p. 1859–1875, 2009.
- [38] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, et L. M. Tolbert, « Direct torque control of induction machines using space vector modulation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n° 5, p. 1045–1053, 1992.
- [39] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, et F. Krim, « Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier », in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 2008, p. 703–709.
- [40] P. Cortes, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, et M. Kazmierkowski, « Direct power control of an AFE using predictive control », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 5, p. 2516–2523, 2008.
- [41] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, et F. Krim, « Design and implementation of predictive current control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (SVM) », *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, n° 12, p. 2473–2481, 2010.
- [42] Y. Zhang et J. Zhu, « Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 1, p. 235–248, 2011.
- [43] C. Lascu, I. Boldea, et F. Blaabjerg, « A modified direct torque control for induction motor sensorless drive », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, n° 1, p. 122–130, 2000.
- [44] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, et P. Cortes, « Predictive power control of an AC/DC/AC converter », in *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, 2005, vol. 2, p. 934–939.

- [45] J. Rodriguez *et al.*, « Predictive current control of a voltage source inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, n° 1, p. 495–503, 2007.
- [46] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, et P. W. Wheeler, « A review of control and modulation methods for matrix converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 1, p. 58–70, 2012.
- [47] Y. Zhang, W. Xie, Z. Li, et Y. Zhang, « Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 11, p. 5343–5351, 2013.
- [48] G. Abad, M. Á. Rodríguez, et J. Poza, « Two-level VSC-based predictive direct power control of the doubly fed induction machine with reduced power ripple at low constant switching frequency », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, n° 2, p. 570–580, 2008.
- [49] Y. Zhang, J. Hu, et J. Zhu, « Three-vectors-based predictive direct power control of the doubly fed induction generator for wind energy applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 7, p. 3485–3500, 2014.
- [50] G. Abad, M. Á. Rodríguez, et J. Poza, « Two-level VSC based predictive direct torque control of the doubly fed induction machine with reduced torque and flux ripples at low constant switching frequency », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 3, p. 1050–1061, 2008.
- [51] L. Malesani, P. Mattavelli, et S. Buso, « Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters », in *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, 1998, vol. 2, p. 1377–1384.
- [52] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He, et Z. Q. Zhu, « Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, n° 4, p. 1028–1039, 2010.
- [53] R. Pena, J. C. Clare, et G. M. Asher, « Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 143, n° 3, p. 231–241, 1996.
- [54] R. Pena, J. C. Clare, et G. M. Asher, « A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 143, n° 5, p. 380–387, 1996.
- [55] M. T. Abolhassani, P. Enjeti, et H. A. Toliyat, « Integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA), a viable power quality solution, for wind energy conversion systems », in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, vol. 3, p. 2036–2043.
- [56] R. Datta et V. T. Ranganathan, « Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 3, p. 390–399, 2001.
- [57] L. Xu et P. Cartwright, « Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, n° 3, p. 750–758, 2006.

- [58] S. A. Gomez et J. L. R. Amenedo, « Grid synchronisation of doubly fed induction generators using direct torque control », in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, 2002, vol. 4, p. 3338–3343.
- [59] A. Mehdi, A. Reama, et H. Benalla, « MRAS observer for sensorless direct active and reactive power control of DFIG based WECS with constant switching frequency », in *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2016, p. 1–7.
- [60] J.-K. Kang et S.-K. Sul, « New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, n° 5, p. 1076–1082, 1999.
- [61] N. R. Zargari et G. Joos, « Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, n° 4, p. 396–401, 1995.
- [62] C.-T. Pan et T.-Y. Chang, « An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, n° 1, p. 97–104, 1994.
- [63] A. Bouafia, F. Krim, et J.-P. Gaubert, « Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation », *Energy Convers. Manag.*, vol. 50, n° 1, p. 6–13, 2009.
- [64] D. O. Abdeslam, « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension », Université de Haute Alsace-Mulhouse, 2005.
- [65] A. L. de Heredia Bermeo, « Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension », Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2006.
- [66] I. Takahashi et T. Noguchi, « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, n° 5, p. 820–827, 1986.
- [67] I. Takahashi et Y. Ohmori, « High-performance direct torque control of an induction motor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, n° 2, p. 257–264, 1989.
- [68] A. L. De Heredia, P. Antoniewicz, I. Etxeberria-Otadui, M. Malinowski, et S. Bacha, « A comparative study between the dpc-svm and the multi-resonant controller for power active filter applications », in *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006, vol. 2, p. 1058–1063.
- [69] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, et J. Rodríguez, « Predictive control in power electronics and drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 12, p. 4312–4324, 2008.
- [70] A. Merabet, *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*. Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [71] S.-G. Jeong et M.-H. Woo, « DSP-based active power filter with predictive current control », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, n° 3, p. 329–336, 1997.

- [72] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, et F. Krim, « Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM) », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 1, p. 228–236, 2010.
- [73] D. Zhi et L. Xu, « Direct power control of DFIG with constant switching frequency and improved transient performance », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, n° 1, p. 110–118, 2007.
- [74] L. A. Serpa, « Current control strategies for multilevel grid connected inverters », 2007.
- [75] « Une brève histoire de l'éolienne ». [En ligne]. Disponible sur: <http://pulse.edf.com/fr/une-breve-histoire-de-leolienne>. [Consulté le: 10-mars-2017].
- [76] Z. Chen, J. M. Guerrero, et F. Blaabjerg, « A review of the state of the art of power electronics for wind turbines », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 8, p. 1859–1875, 2009.
- [77] G. A. Biain et D. M. Á. R. VIDAL, « Predictive direct control techniques of the doubly fed induction machine for wind energy generation applications », Ph. D. Thesis, Mondragon University, Spain, 2008.
- [78] smaili Mokrane, « Modélisation et commande d'un aérogénérateur à machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération », Université du Québec en Abitibi-temiscamingue, 2013.
- [79] A. Mirecki, « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [80] S. McCartney, « The Simulation And Control Of A Grid-connected Wind Energy Conversion System », 2010.
- [81] « Le rendement des éoliennes ». [En ligne]. Disponible sur: <https://www.energieplus-lesite.be/index.php?id=16657>. [Consulté le: 06-avr-2017].
- [82] S. Heier, « Wind energy conversion systems », *Grid Integr. Wind Energy Onshore Offshore Convers. Syst.*, p. 31–117, 1998.
- [83] J. Cace, R. E. ter Horst, H. K. Syngellakis, et I. T. Power, « Urban wind turbines », *Guid. Small Wind Turbines Built Environ. Artic. Online Www Urban- Wind Org*, p. 1–41, 2007.
- [84] Y. Zou, M. E. Elbuluk, et Y. Sozer, « Stability analysis of maximum power point tracking (MPPT) method in wind power systems », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, n° 3, p. 1129–1136, 2013.
- [85] W. Cao, Y. Xie, et Z. Tan, *Wind turbine generator technologies*. INTECH Open Access Publisher, 2012.
- [86] G. S. Buja et M. P. Kazmierkowski, « Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors-a survey », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, n° 4, p. 744–757, 2004.

- [87] S. A. Gomez et J. L. R. Amenedo, « Grid synchronisation of doubly fed induction generators using direct torque control », in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of The]*, 2002, vol. 4, p. 3338–3343.
- [88] G. Yuan, J. Chai, et Y. Li, « Vector control and synchronization of doubly fed induction wind generator system », in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, vol. 2, p. 886–890.
- [89] M. T. Abolhassani, P. Enjeti, et H. A. Toliyat, « Integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA), a viable power quality solution, for wind energy conversion systems », in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, vol. 3, p. 2036–2043.
- [90] E. Tremblay, S. Atayde, et A. Chandra, « Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: a DSP-based implementation approach », *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, n° 3, p. 288–299, 2011.
- [91] P. Zhou, Y. He, et D. Sun, « Improved direct power control of a DFIG-based wind turbine during network unbalance », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 11, p. 2465–2474, 2009.
- [92] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He, et Z. Q. Zhu, « Direct active and reactive power regulation of DFIG using sliding-mode control approach », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, n° 4, p. 1028–1039, 2010.
- [93] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, et T. Ahmed-Ali, « Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, n° 2, p. 261–269, 2012.
- [94] S. Abdeddaim et A. Betka, « Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 49, p. 234–242, 2013.
- [95] G. D. Marques, V. F. Pires, S. Sousa, et D. M. Sousa, « A DFIG sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, n° 1, p. 9–17, 2011.
- [96] J. S. Thongam, M. Tarbouchi, R. Beguenane, A. F. Okou, A. Merabet, et P. Bouchard, « A Power Maximization Controller for PMSG Wind Energy Conversion Systems », *J. Electr. Control Eng.*, vol. 3, n° 6, 2013.
- [97] U. Moon, S. Kim, R. Chan, et S. Kwak, « A Kalman Filter based Predictive Direct Power Control Scheme to Mitigate Source Voltage Distortions in PWM Rectifiers », *J. POWER Electron.*, vol. 17, no 1, p. 190–199, 2017.

ملخص : إن الطاقة المتجددة هي واحدة من أكثر المجالات تطورا اذ تتمتع بمصدقية عالية للتحدي المتمثل في تغير المناخ، ولكن مواصفات واجهة الطاقة الإلكترونية تخضع لمتطلبات ليس فقط لمصدر الطاقة المتجددة نفسه، ولكن أيضا لآثاره العرضية على تشغيل نظام التغذية . مثل الاضطرابات التي يمكن أن تضعف من نوعية الطاقة داخل الشبكة الكهربائية، وخاصة في أنظمة الطاقة العالية المتصلة بالشبكة . تقترح هذه الأطروحة الحلول من أجل تحسين نوعية الطاقة الكهربائية من خلال اعتماد التحكم المباشر بالقدرة على المقومات ثلاثية الأطوار المتصلة بشبكة التوزيع . يتم تحليل أداء هذه الخوارزميات واختبارها تجريبيا وكذلك عن طريق المحاكاة . و في الأخير، يتم إجراء تطبيق على نظام لتحويل طاقة الرياح يعتمد على مولد تحريض ذو تغذية مزدوجة للتقييم والتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها.

كلمات البحث : التحكم المباشر في الطاقة، الطاقة المتجددة، مولد تغذية الحث المزدوج، جودة الطاقة، المقومات.

Résumé : Les énergies renouvelables constituent l'une des réponses parmi les plus innovantes et les plus crédibles au défi du changement climatique, toutefois la spécification d'une interface électronique de puissance est soumise à des exigences liées non seulement à la source d'énergie renouvelable elle-même, mais aussi à ses effets sur le fonctionnement du système d'alimentation. Comme des perturbations qui peuvent être dégradées la qualité de l'énergie au sein d'un réseau électrique, spécialement dans les systèmes de haute puissance connectés au réseau. Cette thèse propose des solutions dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie électrique en adoptant le contrôle direct de puissance (DPC) aux redresseurs MLI connectés au réseau de distribution. Les performances de ces algorithmes sont analysées et testées expérimentalement ainsi que par simulation. Finalement un exemple d'une chaîne de production éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) est réalisé pour valoriser et valider les résultats obtenus.

Mots-clés : contrôle direct de puissance, énergies renouvelable, machine asynchrone à double alimentation, qualité d'énergie, redresseurs MLI.

Abstract : Renewable energy is one of the most innovative and credible responses to the challenge of climate change, but the specification of an electronic power interface is subject to requirements not only for the renewable energy source itself, But also to its effects on the operation of the feeding system. Such perturbations witch can degrade the quality of the energy within an electrical network, especially in the high power systems connected to the network. This thesis proposes solutions in order to improve the quality of electrical energy by adopting direct power control (DPC) to PWM rectifiers connected to the distribution network. The performances of these algorithms are analysed and tested experimentally as well as by simulation. Finally, an example of a wind power conversion system based on a doubly fed induction generator (DFIG) is carried out to evaluate and validate the results obtained.

Keywords: direct power control, renewable energy, doubly fed induction generator, power quality, PWM rectifiers.