

UNIVERSITE DU QUEBEC

THESE PRESENTEE A  
L'UNIVERSITE DU QUEBEC A TROIS-RIVIERES

COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DU DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE

PAR

PAUL MAKANGA KOUMBA

CONTRIBUTION À L'ÉTUDE ET À LA COMMANDE DES ÉOLIENNES À  
GÉNÉRATRICES SYNCHRONES DÉDIÉES AUX RÉSEAUX ÉLECTRIQUES  
AUTONOMES

AOÛT 2019

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

# UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

TITRE DE LA THÈSE

CONTRIBUTION A L'ÉTUDE ET À LA COMMANDE DES ÉOLIENNES À  
GÉNÉRATRICES SYNCHRONES DÉDIÉES AUX RÉSEAUX ÉLECTRIQUES  
AUTONOMES

PAR

PAUL MAKANGA KOUMBA

---

Pr Chériti Ahmed, directeur de recherche      Université du Québec à Trois-Rivières

---

Pr Doumbia Mamadou Lamine, président du jury      Université du Québec à Trois-Rivières

---

Dr Hicham Chaoui, évaluateur      Carleton University Ottawa

---

Pr Abdelhalim Sandali, évaluateur      Université Hassan II Casablanca

Thèse soutenue le 28 juin 2019

## Résumé

L'exploitation de l'énergie éolienne pour la génération de l'énergie électrique connaît un grand essor. L'électricité consommée dans le monde est surtout d'origine fossile. Les énergies fossiles (charbon, pétrole, gaz) sont responsables des émissions de gaz à effet de serre qui augmentent le réchauffement climatique.

Aujourd'hui, la prise de conscience des risques pour l'environnement entraîne un engouement pour les énergies renouvelables qui sont un facteur qui redonne une place importante à l'exploitation de ces énergies qui se développent intensément partout dans le monde, porté par la nécessité de lutter contre les émissions de gaz à effet de serre. L'aspect le plus visible de cette évolution est celui de l'utilisation de grandes centrales de production, reliées au réseau électrique et dont la puissance unitaire ne cesse de croître. La production d'électricité à partir de l'énergie éolienne est l'une des méthodes qui connaissent une croissance rapide dans le monde. A ce jour, les éoliennes les plus répandues sur le marché restent les éoliennes à axe vertical dont le succès est dû au fait qu'elles présentent un profil de production très intéressant. Un autre aspect, moins visible, mais qui a toute son importance, est celui des petites unités de production. En effet, ces dernières sont de plus en plus prisées pour des fonctionnements autonomes pour assurer l'alimentation des sites isolés et/ou autonomes ou encore, avec l'apparition de nouvelles architectures à axe vertical, pour



l'exploitation en milieu urbain. Quelle que soit la machine utilisée, le fonctionnement en générateur autonome se distingue par des contraintes et des spécificités autres que celles rencontrées dans le cas des grandes centrales éoliennes. En effet, la préoccupation principale de ce fonctionnement est le maintien de l'amplitude et la fréquence de la tension générée à des valeurs constantes, quelles que soient la vitesse de rotation de l'éolienne et la puissance demandée dans une certaine plage. Ceci passe alors par la mise en œuvre d'une commande du système éolien.

Les sources d'énergie renouvelables sont devenues aujourd'hui un sujet d'intérêt dans notre société. L'énergie éolienne a de nombreux avantages face au combustible fossile, ce qui explique, sa forte croissance ces dernières années. L'énergie éolienne est une source d'énergie propre qui ne pollue pas l'air comme les centrales électriques. Le faible impact environnemental de l'énergie éolienne en fait une solution très attractive, pour la réduction des émissions de gaz à effet de serre. Différentes configurations peuvent être utilisées pour les éoliennes. Dans le passé l'éolienne a vitesse fixe qui peut obtenir une efficacité maximale pour une vitesse du vent, a été utilisée. Mais, la conversion de puissance n'est pas efficace pour cette raison. Aujourd'hui, la topologie la plus utilisée est la vitesse variable. Elle est conçue pour atteindre le maximum d'efficacité sur une large plage de vitesses du vent. Cette topologie utilise des convertisseurs statiques à base d'électronique de puissance qui apporte une souplesse d'utilisation tout en augmentant la fiabilité et le rendement. L'inconvénient de ces dispositifs est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et engendrent des harmoniques de courant et de tension, qui peuvent aussi générer une consommation de puissance réactive. Cette pollution harmonique est préjudiciable, pour le bon fonctionnement du réseau. Il est donc important d'analyser et de quantifier les harmoniques. Nous pourrions

ensuite étudier le flux de puissance et étudier les conséquences de la connexion d'une source d'énergie renouvelable dans un réseau de distribution. Ce projet de recherche a pour objectif d'optimiser et de s'assurer de la qualité de l'énergie fournie par l'éolienne en diminuant le taux d'harmoniques à travers divers filtres et de systèmes de contrôle avant de se connecter au réseau. Dans ce travail, nous utiliserons plusieurs contrôleurs pour pouvoir nous connecter au réseau. Nous comparerons l'efficacité de ces contrôleurs en combinant plusieurs scénarios entre la boucle à verrouillage de phase et l'état du réseau équilibré ou déséquilibré. Ce travail de thèse se focalise sur le convertisseur Back to Back à base de la génératrice synchrone. L'objectif principal de ce travail est de fournir une énergie avec un faible taux d'harmoniques. Dans ce travail, nous abordons l'aspect énergétique lié au vent et expliquons les principes de conversion de l'énergie. Un accent particulier est mis sur les convertisseurs Back to Back et les convertisseurs multiniveaux NPC. Nous abordons aussi les différentes méthodes pour diminuer le taux d'harmoniques. Le travail se termine par une réalisation pratique.

## Avant-propos

Je remercie l'Université du Québec à Trois-Rivières : le Rectorat et tous les enseignants du département de génie électrique et informatique. Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers, Monsieur Ahmed Chériti, Professeur au département de génie électrique et génie informatique à l'Université du Québec à Trois-Rivières, qui en tant que directeur de thèse s'est toujours montré très disponible, le long du déroulement de cette thèse et pour ses conseils. Je remercie Monsieur Mamadou Lamine Doumbia, Professeur au département de génie électrique et génie informatique à l'Université du Québec à Trois-Rivières pour ses conseils et ses remarques pertinentes.

Je remercie tous mes collègues. Je tiens aussi à marquer ma reconnaissance à l'endroit de l'état gabonais qui m'a permis de faire cette thèse dans ce beau pays qu'est le Canada. Je remercie mon pays pour le soutien financier. Merci à mes parents, à mes enfants et à mon épouse Christiane Atteke Nkoulembene, pour sa compréhension et ses encouragements. Je rends un hommage particulier à mes défunts parents. À mes mamans Tchibinda Safou Charlotte et Biyongo Kassa Émilienne. À mon père Koumba Makanga Charles. À mon oncle Ngoma Koumba Jules.

Et qu'il me soit permis de citer Martin Luther King prix Nobel de la paix 1964.

*« L'obscurité ne peut pas chasser l'obscurité ; seule la lumière le peut. La haine ne peut pas chasser la haine ; seul l'amour le peut » -Martin Luther King*

# Table des matières

Résumé.....	iii
Avant-propos.....	vi
Table des matières.....	vii
Liste des tableaux.....	xvii
Liste des figures.....	xix
Liste des symboles.....	xxvii
Liste des acronymes.....	xxx
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Définition des énergies renouvelables.....	2
1.2 Différents types d'énergies renouvelables.....	2
1.2.1 Géothermie.....	3
1.2.2 Biomasse.....	4
1.3 Génération d'électricité.....	4
1.3.1 Énergie solaire.....	5
1.3.2 Hydraulique.....	8
1.3.3 Énergie de la mer.....	8
1.3.4 Ferme éolienne marine.....	9
1.4 Objectifs de la thèse.....	9

1.4.1 Contributions de la thèse.....	11
1.4.2 Plan du manuscrit.....	11
Chapitre 2 - État de l'art de l'énergie éolienne .....	13
2.1 Notions théoriques sur l'éolien-Loi de Betz.....	13
2.1.1 Éoliennes à axe horizontal .....	16
2.1.2 Principales composantes des deux types d'éoliennes .....	17
2.1.3 Éoliennes à axe vertical ( Figure 2-2).....	19
2.1.4 Éoliennes à axe vertical de type Darrieus .....	19
2.1.5 Éolienne à axe vertical de type Savonius.....	20
2.2 Générateur électrique .....	21
2.2.1 Convertisseurs d'électronique de puissance .....	21
2.3 Principaux composants du système de conversion de l'énergie éolienne .....	22
2.4 Éoliennes connectées au réseau électrique.....	23
2.4.1 Éoliennes à vitesse fixe.....	23
2.4.2 Éoliennes à vitesse variable .....	25
2.4.3 Machine asynchrone à cage .....	26
2.4.4 Machine asynchrone à double alimentation.....	26
2.5 Convertisseurs connectés Back to Back .....	27
2.6 Génératrices synchrones.....	28
2.7 Convertisseurs basse tension.....	30

2.8	Convertisseurs en moyenne tension .....	32
2.9	Système de conversion de l'énergie éolienne avec pont redresseur.....	34
2.10	Conversion de l'énergie avec pont redresseur, Boost et onduleur .....	35
2.11	Conversion de l'énergie éolienne avec convertisseur Boost à trois niveaux et onduleur à deux niveaux.....	36
2.12	Conversion de l'énergie éolienne avec convertisseur Boost à trois niveaux et onduleur à trois niveaux .....	37
2.13	Machines synchrones à aimants permanents.....	38
2.13.1	Structure avec redresseur à diode .....	38
2.13.2	Structure avec redresseur à diode et hacheur dévolteur.....	39
2.13.3	Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont .....	40
2.13.4	Structure avec redresseur à MLI.....	41
2.13.5	Machines à réluctance variable.....	41
2.13.6	Problèmes de la qualité de l'énergie éolienne .....	42
2.14	Modes de couplage aux réseaux.....	43
2.15	Petit éolien et systèmes passifs.....	44
2.16	Réseaux d'énergie autonomes de petite puissance à basse tension.....	44
2.17	Production décentralisée raccordée au réseau .....	45
2.18	Petites éoliennes en milieu urbain .....	45
2.19	Conclusion.....	45

Chapitre 3 - Modélisation de la chaîne de conversion éolienne .....	47
3.1 Structure générale de la chaîne de conversion .....	47
3.2 Turbine .....	48
3.2.1 La puissance aérodynamique .....	50
3.2.2 Coefficient de puissance aérodynamique .....	51
3.2.3 Couple aérodynamique .....	52
3.2.4 Modèle de la turbine .....	53
3.2.5 Contrôle de la turbine .....	54
3.2.6 Contrôle en charge partielle .....	55
3.2.7 Régulateur de vitesse .....	55
3.2.8 Régulateur de l'angle de calage .....	56
3.3 Evolution de la machine synchrone à aimants permanents .....	57
3.4 Présentation et modélisation de la machine synchrone .....	57
3.5 Notations de différentes grandeurs de la machine synchrone .....	59
3.6 Équations régissant le fonctionnement de la machine synchrone .....	60
3.7 Équation mécanique de la machine synchrone .....	61
3.8 Couple électromagnétique de la MSAP .....	62
3.9 Machine synchrone triphasée dans le système des axes (d,q) .....	62
3.10 Équations de flux .....	64
3.11 Équation mécanique de la machine .....	65

3.12 Modélisation de la génératrice synchrone.....	67
3.12.1 Équations des tensions.....	67
3.12.2 Équations des flux.....	67
3.12.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère (d, q).....	68
3.12.4 Commande en couple de la génératrice synchrone à aimants permanents	68
3.12.5 Caractéristique de la génératrice synchrone étudiée.....	71
3.13 Techniques de commande MLI.....	77
3.14 Topologie de base de redresseur commandé.....	78
3.15 Système de conversion de l'éolienne utilisé dans la thèse.....	84
3.15.1 Introduction.....	84
3.15.2 Principe de fonctionnement.....	84
3.15.3 Convertisseur Back to Back commandé.....	85
3.15.4 Modélisation mathématique du redresseur commandé.....	86
3.15.5 Contrôle coté générateur.....	89
3.16 Redresseurs à diode.....	92
3.16.1 Simulation GSAP et Convertisseur Boost élévateur survolteur.....	93
3.17 Conclusion.....	94
Chapitre 4 - Analyse et modélisation des onduleurs.....	95
4.1 Perturbation dans les réseaux de distribution électriques.....	96
4.2 Charges non linéaires raccordées au réseau.....	99



4.3	Système de tension .....	103
4.3.1	Systèmes triphasés directs et inverses .....	103
4.3.2	Onduleur de tension.....	103
4.3.3	Onduleur triphasé.....	105
4.3.4	Phaseurs spatiaux.....	106
4.3.5	Coordonnées polaires et cartésiennes .....	108
4.4	Onduleurs de tensions multiniveaux .....	110
4.4.1	Topologies conventionnelles d'onduleurs multiniveaux .....	111
4.4.2	Onduleur à trois niveaux.....	113
4.4.3	Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.....	116
4.4.4	Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC .....	120
4.4.5	Space Vector PWM Modulation.....	125
4.5	Conclusion.....	128
Chapitre 5 - Contrôle des onduleurs .....		129
5.1	La résolution est envisagée par différentes solutions : .....	130
5.2	Filtres passifs.....	130
5.3	Différentes topologies de filtres .....	133
5.3.1	Filtres L.....	133
5.3.2	Fonction de Transfert.....	134
5.3.3	Filtres LC .....	134

5.3.4	Fonction de transfert .....	135
5.3.5	Détermination des paramètres du filtre LC.....	135
5.3.6	Filtres LCL.....	137
5.3.7	Conception du filtre LCL.....	138
5.3.8	Calcul de la fonction de transfert .....	140
5.3.9	Principe de l'amortissement passif du filtre LCL .....	141
5.3.10	Filtre LCL avec résistance d'amortissement série .....	142
5.4	Différentes stratégies de commande des onduleurs .....	143
5.4.1	Introduction.....	143
5.4.2	La modulation sinusoïdale.....	144
5.5	Modulation vectorielle .....	145
5.6	Contrôle des onduleurs .....	146
5.6.1	Systèmes de contrôle des onduleurs .....	146
5.6.2	Onduleur connecté au réseau .....	147
5.6.3	Contrôle orienté en tension .....	149
5.6.4	Contrôle orienté en tension avec contrôleur découplé.....	150
5.6.5	MLI vectorielle (SVPWM).....	152
5.6.6	Principe de la SVPWM.....	152
5.7	Connexion du convertisseur Back to Back à deux niveaux au réseau électrique	155

5.8	Étude côté redresseur.....	156
5.9	Coté réseau (Onduleur) .....	158
5.9.1	Introduction.....	158
5.9.2	Space Vector Pulse With Modulation.....	159
5.10	Redresseur NPC a trois niveaux.....	164
5.10.1	Modélisation d'un onduleur NPC à trois niveaux .....	166
5.10.2	Stratégie de contrôle du redresseur à trois niveaux .....	167
5.11	Onduleur à trois niveaux .....	169
5.11.1	SVPWM pour un onduleur à trois niveaux.....	170
5.11.2	États de commutation.....	171
5.11.3	Stratégie de contrôle de l'onduleur à trois niveaux .....	173
5.12	Contrôleur proportionnel résonant .....	175
5.12.1	Introduction.....	175
5.12.2	Régulateur PI .....	175
5.12.3	Contrôleur proportionnel résonnant.....	177
5.12.4	Contrôle en courant du proportionnel résonnant .....	178
5.13	Filtre LCL et contrôle du courant.....	178
5.13.1	Filtre LCL .....	178
5.14	Filtre LCL, contrôleur proportionnel resonnant et conception de compensateurs d'harmoniques.....	181

5.14.1 Conception des compensateurs d'harmoniques .....	183
5.15 Méthode d'élimination sélective des harmoniques .....	185
5.16 Stratégie MLI .....	186
5.16.1 Classification des stratégies MLI pour un onduleur triphasé à deux niveaux de tension de sortie .....	186
5.16.2 Définition des paramètres de base de base qui caractérisent une stratégie MLI .....	187
5.16.3 Aperçu sur les techniques MLI .....	189
5.16.4 Estimation des angles de commutation.....	190
5.16.5 Harmonique pour trois angles de commutation .....	193
5.17 Conclusion.....	197
Chapitre 6 - Réalisation pratique .....	198
6.1.1 Dimensionnement d'un filtre .....	199
6.1.2 Mesure avec filtre LCL.....	200
6.1.3 Conclusion .....	207
6.1.4 Mesure avec filtre L.....	207
6.2 Conclusion.....	212
6.3 Réalisation pratique de l'élimination des harmoniques par angles de commutation 212	
6.3.2 Résultats pour sept angles de commutation.....	215

6.4 Conclusion.....	217
Chapitre 7 - Conclusions.....	219
Références.....	222
ANNEXE A .....	236
ANNEXE B .....	239
ANNEXE C .....	242
ANNEXE D .....	244

## Liste des tableaux

Tableau 4-1	Tension de branche, tension de phase et phaseur spatial en fonction des différentes configurations des interrupteurs du convertisseur.....	109
Tableau 4-2	États des interrupteurs et de la tension aux bornes du bras A de l'onduleur trois niveaux. ....	118
Tableau 4-3	États des interrupteurs et de la tension aux bornes du bras A de l'onduleur .....	121
Tableau 5-1	Vecteurs de commande et tension de phase .....	155
Tableau 5-2	États de commutation pour un bras de l'onduleur triphasé .....	171
Tableau 5-3	les paramètres de base d'une stratégie MLI [167] .....	188
Tableau 5-4	Angle de commutation en fonction de l'indice de modulation .....	194
Tableau 5-5	Cinq angles de commutation en fonction de l'indice de modulation .....	196
Tableau 5-6	Sept angles de commutation en fonction de l'indice de modulation.....	197
Tableau 5-7	Récapitulatif de différentes mesures .....	197
Tableau 6-1	Mesure du THD avant le filtre pour $R=15\Omega$ .....	201
Tableau 6-2	Mesure de THD après le filtre pour $R=15\Omega$ .....	201
Tableau 6-3	Mesure de la tension et des courants avant le filtre pour $R=30\Omega$ .....	202
Tableau 6-4	Mesure de la tension et des courants après le filtre pour $R=30\Omega$ .....	203
Tableau 6-5	Mesure du THD avant le filtre pour $R=60\Omega$ .....	204
Tableau 6-6	Mesure du THD après le filtre pour $R=60\Omega$ .....	204
Tableau 6-7	Mesure du THD avant le filtre pour le moteur asynchrone.....	205
Tableau 6-8	Mesure de THD après le filtre pour le moteur asynchrone .....	206
Tableau 6-9	Récapitulatif 1 des résultats.....	206

Tableau 6-10	Mesure de THD après et avant filtre $R=15 \Omega$ .....	208
Tableau 6-11	Mesure de THD après et avant filtre $R=30 \Omega$ .....	209
Tableau 6-12	Mesure de THD après et avant filtre $R=60 \Omega$ .....	210
Tableau 6-13	Mesure de THD après et avant filtre pour le moteur asynchrone .....	211
Tableau 6-14	Récapitulatif des résultats du filtre L .....	212
Tableau 6-15	THD de courant pour une charge résistives pour cinq angles de connotation .....	213
Tableau 6-16	Harmonique aux bornes de la charge résistive .....	214
Tableau 6-17	Taux d'harmoniques de courant dans le moteur asynchrone .....	215
Tableau 6-18	Variation du THD dans une charge résistive.....	215
Tableau 6-19	Variation du THD pour une charge résistive.....	216
Tableau 6-20	Variation du THD dans le moteur asynchrone .....	217
Tableau 6-21	Variation du THD en fonction du nombre d'angle de commutation et de VDC.....	218
Tableau 6-22	Variation du THD en fonction du nombre d'angle de commutation et de VDC.....	218

## Liste des figures

Figure 1.1	Répartition des émissions de gaz à effet de serre dans le monde [1] .....	1
Figure 1.2	Pourcentage d'énergie renouvelable dans le monde. ....	2
Figure 1.3	Énergies renouvelables dans le monde d'ici 2040 [1, 2].....	3
Figure 1.4	Jonction P-N dans une cellule photovoltaïque [6].....	5
Figure 1.5	Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque [7] .....	6
Figure 1.6	Caractéristique I-V d'un panneau photovoltaïque BP 585[8] .....	7
Figure 1.7	ferme éolienne offshore [12] .....	9
Figure 2.1	Points de MPPT d'une éolienne tripale avec la vitesse du vent [29] .....	15
Figure 2.2	différents types d'aérogénérateurs [31].....	15
Figure 2.3	Courbes caractéristiques des aérogénérateurs[32] .....	16
Figure 2.4	Constitution de l'aérogénérateur à axe horizontal [36] .....	17
Figure 2.5	Configuration de base d'un système éolien connecté au réseau [44].....	23
Figure 2.6	Système éolien basé sur une machine asynchrone à vitesse fixe [49].....	24
Figure 2.7	Système éolien basé sur une machine asynchrone à case à fréquence variable .....	26
Figure 2.8	Système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation à fréquence variable .....	27
Figure 2.9	Classification de convertisseurs Back to back [54].....	28
Figure 2.10	Système avec générateur synchrone pour un fonctionnement à vitesse variable .....	29
Figure 2.11	Convertisseurs Back to BackD à deux niveaux [68, 69] .....	30



Figure 2.12	Convertisseur Back to Back à deux niveaux avec filtre harmonique côté générateur et côté réseau [68, 69].....	31
Figure 2.13	Convertisseur Back to Back connectés en parallèle [44] .....	32
Figure 2.14	Système de conversion de l'énergie éolienne à l'aide d'un convertisseur Back to Back avec des convertisseurs trois niveaux [44]. .....	32
Figure 2.15	Système de conversion de l'énergie éolienne à l'aide d'un convertisseur Back to back avec des convertisseurs quatre niveaux [44, 71]. .....	33
Figure 2.16	Conversion d'énergie éolienne avec un convertisseur Back to Back et capacité de roue libre [44].....	34
Figure 2.17	Redresseur non commandé.....	35
Figure 2.18	Système de conversion de l'énergie éolienne avec pont redresseur et convertisseur Boost [44, 66, 71].....	36
Figure 2.19	Conversion du système d'énergie éolienne avec redresseur à diode et redresseur Boost à deux canaux [69].....	36
Figure 2.20	Turbine éolienne basse tension avec redresseur à diode et convertisseur élévateur à trois niveaux[44, 66, 71] .....	37
Figure 2.21	Montage à redresseur à moyenne tension avec convertisseur élévateur à trois niveaux [44, 66, 71].....	38
Figure 2.22	Génératrice synchrone avec redresseur à diode .....	39
Figure 2.23	Génératrice synchrone connectée à un redresseur à diode et hacheur dévolteur.....	40
Figure 2.24	Structure synchrone avec convertisseur à diodes et hacheur en pont.....	40
Figure 2.25	Génératrice synchrone connectée à un redresseur à MLI.....	41
Figure 2.26	Génératrice synchrone à réluctance variable connectée à un banc de capacité .....	42
Figure 2.27	Système hybride éolien photovoltaïque .....	44
Figure 3.1	synoptique du système de conversion de l'énergie éolienne.....	48
Figure 3.2	Force et rotation de l'éolienne [93] .....	49
Figure 3.3	Variation de la puissance en fonction de la vitesse du rotor [95].....	50
Figure 3.4	Caractéristique $CP(\lambda)$ pour plusieurs valeurs de $\beta$ [95].....	53

Figure 3.5	Schéma bloc du modèle de la turbine.....	53
Figure 3.6	Zone de fonctionnement d'une éolienne .....	54
Figure 3.7	Boucle de régulation de la vitesse de rotation.....	56
Figure 3.8	Gestion de l'angle de calage (pleine charge).....	57
Figure 3.9	Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	59
Figure 3.10	Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a,b,c) .....	60
Figure 3.11	Schéma équivalent de M.S.A.P dans le plan (abc) et (d,q). .....	63
Figure 3.12	Structure de la commande de la génératrice synchrone .....	69
Figure 3.13	Schéma bloc du dispositif de contrôle des courants de la génératrice .....	70
Figure 3.14	Structure de commande de l'ensemble (Turbine et génératrice).....	71
Figure 3.15	Variation du vent.....	72
Figure 3.16	Pitch angle.....	72
Figure 3.17	Coefficient de puissance $C_p$ .....	73
Figure 3.18	The tip speed ratio $\lambda$ .....	73
Figure 3.19	Puissance mécanique transmise.....	74
Figure 3.20	Couple électromagnétique.....	74
Figure 3.21	Vitesse du rotor .....	74
Figure 3.22	Tension triphasée.....	75
Figure 3.23	Courant triphasé .....	75
Figure 3.24	Puissance active.....	76
Figure 3.25	Tension efficace de ligne.....	76
Figure 3.26	Courant efficace de ligne.....	76
Figure 3.27	Puissance efficace.....	77
Figure 3.28	Redresseur commandé en courant [116] .....	78
Figure 3.29	Redresseur commandé en tension [116].....	79

Figure 3.30	Principe de fonctionnement du redresseur commandé[116] .....	79
Figure 3.31	Redresseur triphasé contrôlé en tension et en courant[116].....	81
Figure 3.32	Fonction de transfert du redresseur en boucle fermée.....	83
Figure 3.33	Convertisseur Back to Back à deux niveaux[119] .....	86
Figure 3.34	Modélisation du redresseur dans un repère fixe lié aux axes abc [115].....	88
Figure 3.35	Modélisation du redresseur dans un repère lié aux axes dq .....	89
Figure 3.36	Bloc de contrôle de tension par Contrôle orienté en tension (VOC).....	91
Figure 3.37	Contrôleur découplé .....	91
Figure 3.38	Tension de sortie au niveau de la capacité et sa tension de référence .....	92
Figure 3.39	Redresseur à diode avec convertisseur Boost.....	93
Figure 3.40	Tension aux bornes du convertisseur boost et du redresseur triphasé.....	94
Figure 4.1	Représentation des inters et intra harmonique[123].....	98
Figure 4.2	Alimentation d'une charge non linéaire .....	99
Figure 4.3	Circuit électrique équivalent à l'alimentation d'une charge non linéaire ..	100
Figure 4.4	Onduleur à deux niveaux [124].....	105
Figure 4.5	Système d'alimentation triphasé .....	107
Figure 4.6	Composantes du phaseur spatial [124].....	108
Figure 4.7	Phase d'un onduleur avec (a) deux niveaux, (b) trois niveaux et (c) n niveaux .....	111
Figure 4.8	Topologies conventionnelles d'onduleurs multiniveaux [127, 128].....	112
Figure 4.9	Onduleur à trois niveaux (à base de thyristor de technologie GBT) alimenté en moyenne tension [130]. .....	114
Figure 4.10	Onduleur à trois niveaux (à base de transistor de technologie IGBT) à point neutre fixé alimenté en moyenne tension [130] .....	115
Figure 4.11	Onduleur en cascade (à base de transistor de technologie IGBT) alimenté en moyenne tension[125] .....	116
Figure 4.12	Onduleur triphasé à trois niveaux.....	117

Figure 4.13	Tension de sortie de l'onduleur trois niveaux avec une charge R-L .....	118
Figure 4.14	Spectre harmonique de tension pour un onduleur trois niveaux .....	119
Figure 4.15	Courant de sortie de l'onduleur trois niveaux .....	119
Figure 4.16	Spectre harmonique de courant pour un onduleur à trois niveaux .....	120
Figure 4.17	Onduleur à cinq niveaux.....	120
Figure 4.18	Onduleur H-bridge à cinq niveaux triphasé .....	121
Figure 4.19	Tension de sortie de l'onduleur cinq niveaux en boucle ouverte .....	122
Figure 4.20	Spectre harmonique de tension pour un onduleur cinq niveaux .....	122
Figure 4.21	Courant de sortie de l'onduleur cinq niveaux .....	123
Figure 4.22	THD avec une charge R-L.....	123
Figure 4.23	Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux [136-138] .....	125
Figure 5.1	Énergies renouvelables connectées au réseau à travers des filtres [140]..	131
Figure 5.2	Filtre L.....	134
Figure 5.3	Tracé du filtre L dans le plan de Bode .....	134
Figure 5.4	Filtre LC [148].....	136
Figure 5.5	Tracé du filtre LC dans le plan de Bode.....	137
Figure 5.6	Filtre LCL[148] .....	138
Figure 5.7	Tracé du filtre LCL dans le plan de Bode .....	141
Figure 5.8	Filtre LCL avec résistance $R$ [148] .....	142
Figure 5.9	Tracé dans le filtre avec filtre LCL avec résistance .....	143
Figure 5.10	Filtre sans et avec amortissement.....	143
Figure 5.11	système de contrôle des onduleurs [151] .....	146
Figure 5.12	onduleur connecté au réseau [119].....	148
Figure 5.13	Schéma simplifié de l'onduleur connecté au réseau [119].....	149

Figure 5.14	Schéma fonctionnel du contrôle orienté en tension avec contrôleur découplé [119] .....	151
Figure 5.15	Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM.....	152
Figure 5.16	Relation des tensions triphasées sur les coordonnées $\alpha, \beta$ .....	154
Figure 5.17	Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux .....	154
Figure 5.18	Convertisseur Back to Back à deux niveaux .....	156
Figure 5.19	Variation du profil de vent en fonction du temps.....	156
Figure 5.20	Variation de la vitesse du rotor en fonction du temps .....	157
Figure 5.21	Variation du couple de la PMSG en fonction du temps. ....	157
Figure 5.22	Variation de la tension du bus continu et de sa référence. ....	158
Figure 5.23	Schéma de contrôle coté réseau.....	159
Figure 5.24	Onduleur à deux niveaux connectés au réseau électrique .....	160
Figure 5.25	Changement de vecteurs et de secteurs .....	162
Figure 5.26	Variation du courant de charge .....	162
Figure 5.27	Tension triphasée aux bornes de la charge.....	163
Figure 5.28	Puissance active et réactive. ....	163
Figure 5.29	Tension du réseau .....	164
Figure 5.30	Redresseur NPC à trois niveaux [154] .....	165
Figure 5.31	Contrôleur du redresseur à trois niveaux [154] .....	168
Figure 5.32	Courant de sortie de l'onduleur .....	169
Figure 5.33	Tension de sortie non contrôlée aux bornes des deux capacités .....	169
Figure 5.34	Onduleur triphasé à trois niveaux.....	171
Figure 5.35	Diagramme vectoriel pour un onduleur a trois niveaux [159] .....	172
Figure 5.36	Tension aux bornes des condensateurs C1 et C2 .....	173
Figure 5.37	Tension de sortie de la charge .....	173

Figure 5.38	Courant de sortie de la charge .....	174
Figure 5.39	Harmoniques du courant de sortie.....	174
Figure 5.40	Système de production d'énergie distribuée connecté au réseau .....	175
Figure 5.41	Schéma de principe du régulateur PI.....	175
Figure 5.42	Schéma de contrôle pour la boucle de courant.....	176
Figure 5.43	Schéma fonctionnel du PR de l'onduleur plus la compensation harmonique .....	178
Figure 5.44	Schéma fonctionnel du régulateur proportionnel résonnant.....	178
Figure 5.45	Schéma du contrôle en courant du contrôleur proportionnel résonnant.....	179
Figure 5.46	Control proportionnel résonnant .....	179
Figure 5.47	Proportionnel résonnant avec compensateur d'harmoniques.....	180
Figure 5.48	Contrôleur proportionnel résonnant .....	182
Figure 5.49	Fonction de transfert de la boucle ouverte de la figure 5.47 .....	182
Figure 5.50	Fonction de transfert de la boucle fermée de la figure 5.47 .....	183
Figure 5.51	Fonction de transfert en boucle ouverte avec compensateurs d'harmoniques .....	184
Figure 5.52	Fonction de transfert en boucle fermée avec compensateurs d'harmoniques. .....	184
Figure 5.53	Taux d'harmoniques de courant après compensation .....	184
Figure 5.54	Classification des stratégies MLI pour un onduleur de tension triphasé [166, 167].....	187
Figure 5.55	Génération de signal d'impulsion de modulation sinusoidale en largeur [167] .....	189
Figure 5.56	Schéma de commutation unipolaire PWM [168] .....	190
Figure 5.57	Forme d'onde dans les onduleurs multiniveaux [169] .....	192
Figure 5.58	Angle de commutation en fonction de l'indice de modulation .....	193
Figure 5.59	Taux d'harmoniques pour trois angles de commutation pour $m=1$ .....	193

Figure 5.60	Taux d'harmoniques pour trois angles de commutation pour $m=0.8$ .....	194
Figure 5.61	Taux d'harmonique pour cinq angles de commutation pour $m=1$ .....	195
Figure 5.62	Taux d'harmonique pour cinq angles de commutation pour $m=0.8$ .....	195
Figure 5.63	Taux d'harmonique pour trois angles de commutation pour $m=1$ .....	196
Figure 5.64	Taux d'harmonique pour trois angles de commutation pour $m=0.8$ .....	196
Figure 6.1	Synoptique du montage de la réalisation pratique.....	198
Figure 6.2	Schéma du montage au laboratoire de la qualité de l'onde .....	199
Figure 6.3	Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de $15 \Omega$ .....	200
Figure 6.4	Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de $30\Omega$ .....	202
Figure 6.5	Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de $60\Omega$ .....	204
Figure 6.6	Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes du moteur asynchrone triphasé. ....	205
Figure 6.7	Allure de la tension et des courants pour $R=15 \Omega$ .....	208
Figure 6.8	Allure de la tension et des courants pour $R=30 \Omega$ .....	209
Figure 6.9	Allure de la tension et des courants pour $R=60 \Omega$ .....	210
Figure 6.10	Allure de la tension et des courants pour le moteur asynchrone .....	211
Figure 6.11	Impulsion de commande .....	213

## Liste des symboles

$t$	Temps
$C$	Matrice de transformation de Concordia
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple de charge
$i_{a,b,c}$	Courants instantanés de phase de la machine
$I_n$	Courant nominal
$i_s$	Courant statorique
$i_{sd}$	Courant statorique suivant l'axe direct
$i_{sq}$	Courant statorique suivant l'axe en quadrature
$i_{s\alpha}$	Courant statorique suivant l'axe $\alpha$
$i_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe $\beta$
$K_i$	Coefficient intégral du régulateur PI
$K_{id}, K_{iq}$	Gain des régulateurs de courant
$K_p$	Coefficient proportionnel du régulateur PI
$L_s$	Inductance statorique
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park
$R_s$	Résistance statorique
$T_e$	Période d'échantillonnage
$T_{id}, T_{iq}$	Constantes de temps électrique des régulateurs de courant.
$T_s$	Période de commutation
$U_c$	Tension du bus continu
$V_{a,b,c}$	Tensions instantanées des phases de la machine
$V_{sd}$	Tension statorique suivant l'axe d
$V_{sq}$	Tension statorique suivant l'axe en quadrature
$\Phi_f$	Flux dû à l'aimant
$\Phi_{sd}$	Flux statorique suivant l'axe direct



$\Phi_{sq}$	Flux statorique suivant l'axe en quadrature
$\Phi_{s\alpha}$	Flux statorique suivant l'axe $\alpha$
$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique suivant l'axe $\beta$
$\Omega_{ref}$	Vitesse mécanique de référence
$C_p$	Coefficient de puissance
$C_{pmax}$	Coefficient maximal de puissance
$f$	Coefficient de frottement
$F(s)$	Fonction de transfert
$H_G$	Moment d'inertie
$H_T$	Inertie de la turbine éolienne
$I_{cc}$	Courant de court-circuit
$J$	Moment d'inertie
$L_d$	Inductance dans l'axe d
$L_q$	Inductance dans l'axe q
$P$	Nombre de paires de pôles
$P$	Puissance active
$P_{max}$	Puissance active maximale
$Q$	Puissance réactive
$R$	Rayon de l'éolienne
$T1$	Temps minimum pour détecter le défaut
$T2$	Temps maximum en millisecondes pour que le dispositif supprime la faute.
$T_{em}$	Couple électromagnétique
$T_{max}$	Couple maximal
$V_d$	Tension dans l'axe d
$V_q$	Tension dans l'axe q
$V_{rd}$	Tension du rotor selon l'axe direct
$V_{rq}$	Tension du stator selon l'axe en quadrature
$V_{sd}$	Tension du stator selon l'axe d
$V_{sq}$	Tension du stator selon l'axe q
$\lambda$	Ratio de vitesse
$\varphi_{rd}$	Flux rotorique dans l'axe d

$\varphi_{rq}$	Flux rotorique dans l'axe q
$\varphi_{sd}$	Flux statorique dans l'axe d
$\varphi_{sq}$	Flux statorique dans l'axe q
$\Omega$	Vitesse mécanique du rotor

## Liste des acronymes

AC	Alternative current
CV	Commande vectorielle
DC	Direct current
DTC	Direct torque control
FOC	Field oriented control
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MMC	Modular Multilevel Converter
NPC	Neutral-Point Clamped
PCC	Point of Common Coupling
PI	Proportional -Integral
PLL	Phase-Locked Loop
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
SG	Synchronous Generator
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static VAR Compensator
SVM	Space vector modulation
SVOC	Stator Voltage-Oriented Control
THD	Total harmonique distorsion
TSR	Tip-Speed Ratio
UPF	Unity Power Factor
VOC	Voltage -Oriented Control

VSC	Voltage Source Converter
VSI	Voltage Source Inverter
VSR	Voltage Source Rectifier
VSWT	Variable -Speed Wind Turbine
WECS	Wind Energy conversion Systems
WF	Wind Farm
WRIG	Wound Rotor Induction Generator
WRSG	Wound Rotor Synchronous Generator

## Chapitre 1 - Introduction

La croissance de la consommation d'énergie sous toutes ses formes et les effets néfastes associés, principalement causés par la combustion des énergies fossiles sont au cœur de la problématique du réchauffement climatique et du développement durable. Il est techniquement et économiquement nécessaire de faire des efforts importants pour réduire l'influence de l'activité humaine sur le climat et l'environnement. Une des possibilités est d'accroître le taux de production d'électricité à partir de type non fossile et renouvelable. Car la combustion d'énergie fossile est la première activité humaine responsable de l'émission de gaz à effet de serre.

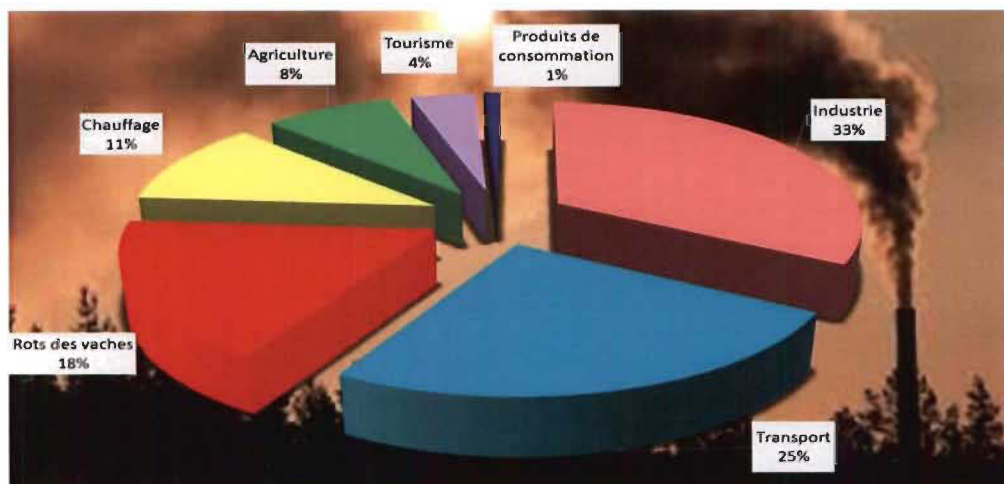


Figure 1.1 Répartition des émissions de gaz à effet de serre dans le monde [1]

### 1.1 Définition des énergies renouvelables

Les énergies renouvelables sont issues directement ou indirectement du soleil. Parmi ces énergies, nous avons trois grandes familles qui se dégagent :

- Énergie d'origine mécanique (éolien, la houle)
- Énergie électrique (panneaux photovoltaïques)
- Énergie sous forme de chaleur (géothermie)

### 1.2 Différents types d'énergies renouvelables

Sur la Figure 1.2, nous constatons que les énergies renouvelables représentaient une capacité installée de 31% et qu'en 2040 la capacité totale installée serait de 46% donc en hausse de 32%.

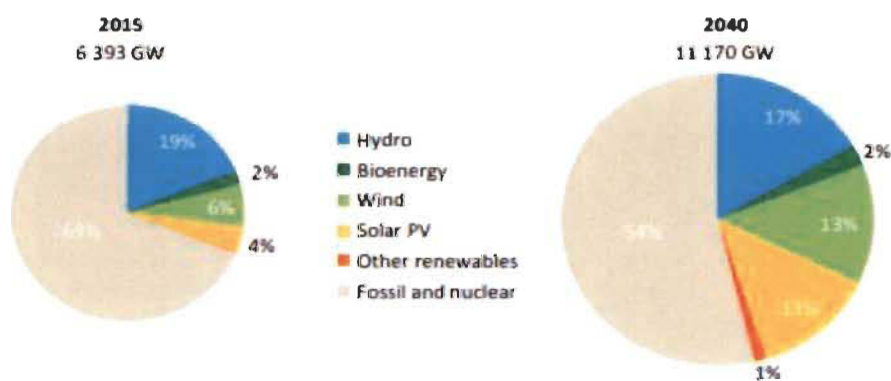


Figure 1.2 Pourcentage d'énergie renouvelable dans le monde.

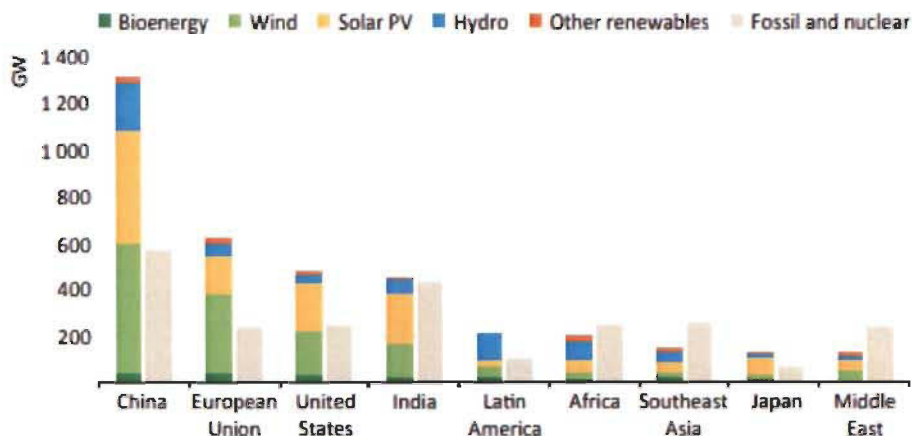


Figure 1.3 Énergies renouvelables dans le monde d'ici 2040 [1, 2]

La Figure 1.3 représente la répartition d'énergie fossile et renouvelable dans le monde. On observe une progression d'énergie renouvelable en Chine, dans l'Union européenne, aux États-Unis, en Amérique latine et au Japon. En Inde et en Afrique, les ajouts de capacités renouvelables et non renouvelables se font plus uniformément alors qu'au Moyen-Orient et en Asie du Sud-Est, les combustibles fossiles sont encore en tête. Avec la conférence sur le climat à Paris (COP21) une nouvelle ère de coopération mondiale s'est ouverte. C'est le premier accord universel de l'histoire des négociations sur le climat, dont l'objectif central de contenir l'augmentation de la température moyenne bien en deçà de 2 degrés, et de s'efforcer de limiter cette augmentation à 1.5 degré d'ici la fin du siècle, ce qui permettrait de réduire significativement les risques et les impacts liés au changement climatique [3].

### 1.2.1 Géothermie

Le principe consiste à extraire l'énergie contenue sous le sous-sol. La température croît depuis la surface vers le centre de la Terre. Selon les régions géographiques, l'augmentation

de la température avec la profondeur est plus ou moins forte, et varie de 3 °C par 100 m en moyenne jusqu'à 15 °C ou même 30°C. Il existe trois types principaux de géothermie :

- La géothermie peu profonde à basse température

Cette technique est principalement utilisée pour le chauffage, on prélève la température de la croûte terrestre. À environ 4,5 m de profondeur, la température est constamment de 12 °C. On va ainsi faire un ou plusieurs forages entre 30 et 100 mètres de profondeur et c'est l'eau qui va servir de véhicule thermique pour remonter la chaleur à la surface.

- La géothermie très profonde à très haute température

L'énergie géothermique du noyau de la Terre est plus proche de la surface dans certaines régions que d'autres. Lorsque la vapeur chaude ou les eaux souterraines peuvent être exploitées, elles sont utilisées pour produire de l'électricité. Ces sources d'énergie géothermique existent dans certaines régions du monde géographiquement instables, comme au Chili, en Islande, en Nouvelle-Zélande, aux États-Unis, aux Philippines et en Italie [4].

### *1.2.2 Biomasse*

La biomasse représente l'ensemble de la matière organique, qu'elle soit d'origine végétale ou animale de la surface terrestre. Elle peut être issue de forêts, milieux marins et aquatiques, des déchets organiques ou des effluents d'élevage.

## **1.3 Génération d'électricité**

Une autre famille d'énergies renouvelables est celle produite directement sous forme électrique. À l'aide des panneaux solaires ou de génératrices hydrauliques et éoliennes, ainsi la puissance électrique peut être récupérée et immédiatement utilisée par un récepteur ou bien



transportée vers un réseau de distribution. Nous donnons ci-dessous une description sommaire de chaque source énergétique et la façon de produire l'énergie électrique.

### 1.3.1 Énergie solaire

La conversion de l'énergie solaire en énergie électrique repose sur l'effet photoélectrique, c'est-à-dire la capacité de photons à créer des porteurs (électrons et trous) dans un matériau. Lorsqu'un semi-conducteur est illuminé avec un rayonnement de longueur d'onde appropriée, l'énergie des photons absorbés permet des transitions électroniques depuis la bande de valence vers la bande de conduction du semi-conducteur, générant ainsi des paires électron-trou qui peuvent contribuer au transport du courant par le matériau lorsqu'il est polarisé [5].

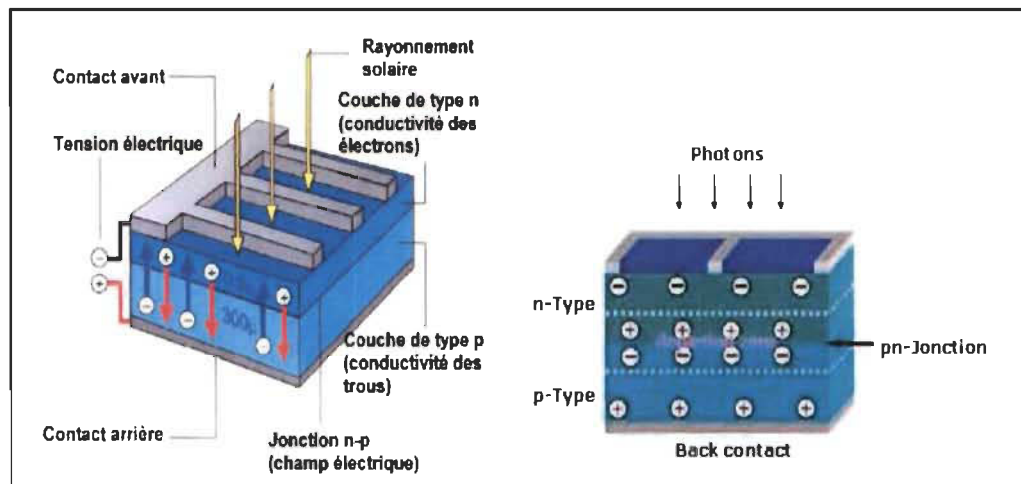


Figure 1.4 Jonction P-N dans une cellule photovoltaïque [6]

Si on illumine maintenant une jonction PN, les paires d'électrons qui sont créées dans la zone de charge d'espace de la jonction sont immédiatement séparées par le champ électrique qui règne dans cette région. Si le dispositif est isolé, il apparaît une différence de potentiel aux bornes de la jonction, s'il est connecté à une charge électrique extérieure, on

observe le passage d'un courant alors qu'on n'applique aucune tension au dispositif, c'est le principe de base d'une cellule photovoltaïque. Une cellule solaire photovoltaïque est une diode électronique PN de grande surface qui exposée à la lumière (photons) génère une tension électrique (volts).

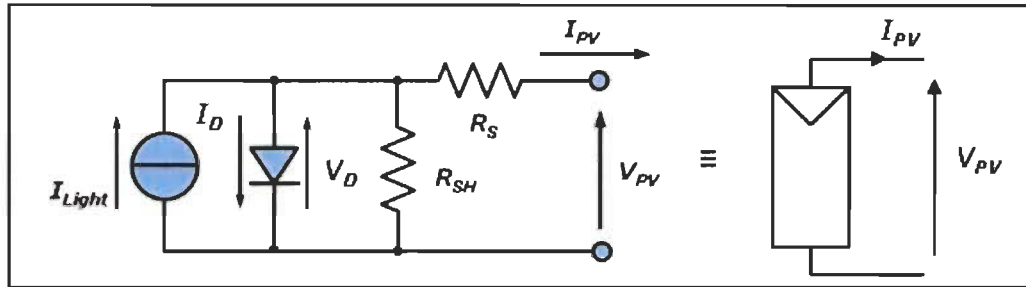


Figure 1.5 Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque [7]

$$I_{PV} = I_{Light} - I_0 \left[ \exp\left(\frac{V_{PV} + I_{PV} R_S}{V_r}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV} R_S}{R_{SH}} \quad (1-1)$$

$$V_r = \frac{m \times k \times T}{q} \quad (1-2)$$

Notons :

$I_D$  = Courant inverse de la diode

$I_0$  = Courant de saturation de la diode, dépendant de la température

$I_{Light}$  = Photocourant dépendant de l'intensité de l'irradiation

$R_{SH}$  = Résistance en série, modélisant les pertes ohmiques du matériau et des contacts

$R_S$  = Résistance série

$V_{PV}$  = Tension aux bornes de la cellule

$I_{PV}$  = Courant fourni par la cellule

Le fonctionnement du circuit en générateur peut être régi par un système d'équations résultant des lois de Kirchhoff [6]:

$m$  : indice du matériau (compris entre 1 et 2)

$k$  : constante de Boltzmann

$T$  : température de Kelvin

$q$  : charge de l'électron

Une cellule photovoltaïque (PV) va ainsi produire de l'énergie de manière proportionnelle à l'intensité lumineuse qu'elle reçoit. La température est également un facteur influant sur les caractéristiques I-V d'une cellule photovoltaïque.

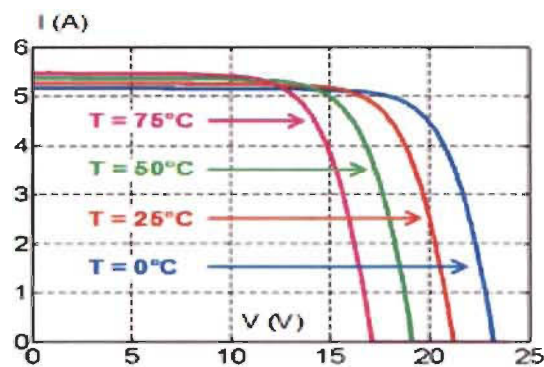


Figure 1.6 Caractéristique I-V d'un panneau photovoltaïque BP 585[8]

Pour un éclairage homogène et une température, en associant des cellules PV identiques en série on augmente la tension, la tension résultante est la somme des tensions de chaque cellule. Si on les associe en parallèle, on augmente le courant résultant qui est la somme des intensités de chaque ligne de cellule.

### *1.3.2 Hydraulique*

L'eau est également une source renouvelable puisqu'elle se régénère grâce au cycle d'évaporation et de précipitation. Sa force est connue et exploitée depuis des milliers d'années au travers des barrages, et des systèmes d'irrigation. Plusieurs technologies permettent d'exploiter l'énergie produite par chute ou le mouvement de l'eau [9]. Les barrages sur les rivières ont une capacité importante pour les pays riches en cours d'eau qui bénéficie ainsi d'une source d'énergie propre et stockable. Les sites de petites puissances inférieures à 10 kW sont des solutions très prisées dans les applications aux petits réseaux isolés [10].

### *1.3.3 Énergie de la mer*

C'est une énergie renouvelable très peu exploitée jusqu'ici. Elle désigne l'énergie produite par les vagues et les marées, ainsi que l'énergie thermique de l'océan chauffé par les rayons du soleil. La mer est un milieu riche en ressources énergétiques qui peuvent être exploitées sous différentes formes [11] :

- Énergie marémotrice
- Énergie des vagues
- Énergie des courants (courants de marée et courants océaniques)
- Énergie thermique des mers
- Énergie osmotique (exploitation du gradient de salinité)

Énergie éolienne marine.

L'énergie de la mer est difficilement récupérable, malgré son immense potentiel, car les investissements sont très lourds dans un environnement imprévisible et hostile.

### 1.3.4 Ferme éolienne marine

Les éoliennes marines profitent d'un vent plus fort et plus régulier, elles fonctionnent à pleine charge à 45 % du temps.

La figure 1-7 représente une ferme éolienne offshore comprenant :

- Des éoliennes pouvant produire jusqu'à 7,5 MW par unité pour les plus importantes.
- Des connexions entre les différentes éoliennes formant ainsi un réseau de distribution.
- Un poste de transformation de l'énergie pour connecter la ferme éolienne au réseau électrique sur le continent.

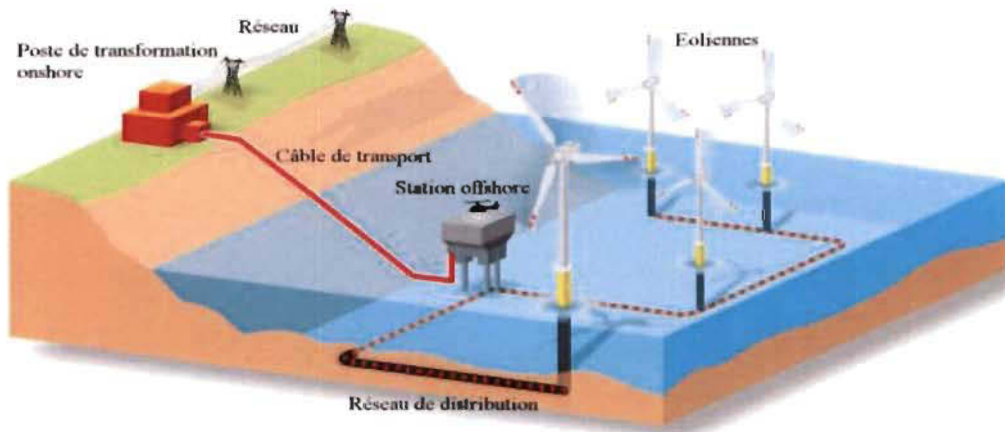


Figure 1.7 ferme éolienne offshore [12]

### 1.4 Objectifs de la thèse

L'intégration d'éolienne comme source d'appoint dans un micro-réseau électrique est aujourd'hui limitée par la grande variabilité des paramètres de l'énergie produite à savoir la fréquence, la tension, le courant et la puissance. Par exemple, il a été démontré que la qualité de la puissance électrique peut affecter le bon fonctionnement des systèmes. Il convient de

mentionner que le terme qualité de puissance dans ce contexte fait référence à la qualité de la tension et du courant [13, 14].

Par ailleurs, les variations d'amplitudes des signaux, de fréquence, les harmoniques dans les formes d'ondes, le facteur de puissance faible [14] et les déséquilibres de phases affectent la qualité de la puissance. Compte tenu du fait que les harmoniques dans les formes d'onde constituent les perturbations les plus couramment rencontrées lors de l'intégration d'une éolienne dans un micro-réseau électrique, nous avons choisi dans ce projet de thèse de développer un système de contrôle afin d'éliminer la perturbation associée aux harmoniques. Dans un réseau électrique comportant une source d'appoint, les harmoniques du système proviennent de deux sources à savoir : les harmoniques intrinsèques au réseau électrique et celles provenant de la source d'appoint. Les harmoniques issues du réseau sont généralement éliminées par des systèmes de protection incorporés dans le réseau lors de son dimensionnement. Comme dans les systèmes[15], les harmoniques sont additifs. L'objectif général de cette thèse est l'étude, le contrôle et la connexion d'une source d'énergie renouvelable qui satisfont aux contraintes de l'intégration de l'énergie produite dans les réseaux autonomes. Dans cet objectif, nous devons envoyer une énergie avec un faible taux d'harmoniques, car la qualité de l'énergie électrique est un indicateur de la santé des équipements électriques branchés sur le réseau [16, 17]. Pour cela nous avons utilisé différents types de contrôleurs :

- a) Control orienté en tension
- b) Control Proportionnel Résonnant
- c) Optimisation par essais particulières (OEP)

#### *1.4.1 Contributions de la thèse*

Les contributions sont axées sur la diminution du taux d'harmoniques :

- Utilisation d'un onduleur à multiniveaux
- Utilisation d'un contrôleur proportionnel résonnant, nous diminuons le taux d'harmoniques en éliminant certains harmoniques, par exemple les harmoniques de rang 3,5 et 7.
- Nous avons utilisé une technique d'optimisation pour calculer les angles de commutation de l'onduleur en résolvant des équations transcendantes non linéaires connues sous le nom d'équations sélectives d'élimination des harmoniques. [18-21]

#### *1.4.2 Plan du manuscrit*

Cette thèse est structurée comme suit :

Dans la première partie, nous faisons l'état de l'art des énergies renouvelables.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons l'état de l'art de différentes éoliennes, en mettant un accent particulier sur les convertisseurs Back to Back basés sur les génératrices synchrones. Nous nous baserons aussi sur les convertisseurs multiniveaux alimentés par des génératrices synchrones à aimants permanents, tout en présentant quelques travaux réalisés dans le domaine de la conversion électrique à base de sources éoliennes.

Dans le troisième chapitre, nous aborderons la problématique de la modélisation dans le référentiel tournant d-q de la machine synchrone à aimants permanents en nous basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement de la machine synchrone à aimants permanents. Nous élaborerons aussi les différents types de montages

redresseurs : commandés et non commandés. Dans le cadre du redresseur commandé, nous avons utilisé le contrôle orienté en tension (VOC) qui garantit des performances dynamiques et statiques élevées via une boucle de contrôle de courant interne. Mais la qualité dépend principalement de la stratégie de contrôle actuelle. Mais la qualité dépend principalement de la stratégie de contrôle actuelle. D'autre part, nous avons un redresseur non commandé piloté à la sortie par un hacheur.

Le quatrième chapitre est focalisé sur l'état de l'art des onduleurs. Nous étudierons les onduleurs multiniveaux dans l'objectif d'augmenter la puissance fournie au réseau électrique ou à la charge tout en réduisant le contenu harmonique des courants injectés. Nous avons donc les onduleurs à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux. Et nous avons remarqué qu'en augmentant le nombre de niveaux nous diminuons le taux d'harmoniques.

Dans le cinquième chapitre, nous aborderons les différents filtres passifs reliant l'onduleur au réseau où a la charge. Nous avons aussi dans cette partie abordé le contrôle des onduleurs en considérant différents types de contrôle. Nous avons présenté et effectué le contrôle proportionnel résonnant pour pouvoir diminuer les harmoniques sur les courants. Nous avons abordé la méthode sélective des harmoniques en estimant les angles de commutation, ainsi cette méthode a été appliquée aux harmoniques de rang 3,5 et 7.

La sixième partie a été réservée aux résultats expérimentaux. A partir de l'onduleur, nous alimentons des charges résistives, puis un moteur asynchrone, tout en calculant auparavant les caractéristiques des filtres.

Le septième chapitre est réservé à la conclusion générale.



## Chapitre 2 - État de l'art de l'énergie éolienne

Depuis des siècles, l'homme utilise l'énergie du vent pour faire avancer des bateaux, moulin à vent pour moudre du grain ou pomper de l'eau. Cette source d'énergie nous sert maintenant à produire de l'électricité. L'arrivée de l'électricité donne l'idée à Poul La Cour (1846-1908) d'associer à une turbine éolienne une génératrice. Ainsi l'énergie éolienne a pu être redécouverte et de nouveau utilisée [22, 23]. Au début du siècle dernier, les aérogénérateurs ont fait une apparition massive aux États-Unis. La crise pétrolière de 1973 a relancé de nouveau la recherche et les réalisations éoliennes dans le monde. Nous distinguons un ensemble de gammes d'éoliennes [24, 25]:

- Micro éolien : Gamme de puissance nominale de 20 W à 500 W
- Mini-éoliennes : Gamme de puissance nominale de 500 W à 1 kW
- Petites éoliennes de 1 kW à 100 kW
- Grandes éoliennes puissance de 1 MW et plus

### 2.1 Notions théoriques sur l'éolien-Loi de Betz

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. À partir de l'énergie cinétique des particules de masse en mouvement passant par la section de la surface active  $S$  de l'éolienne est donnée par :

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot V_v^3 \quad (2-1)$$

Selon la loi de Betz, cette puissance ne pourra jamais être extraite dans la totalité [26].

La puissance maximale pouvant être recueillie par une éolienne est égale à la limite de Betz :

$$P_{\max} = \frac{16}{27} \cdot P_v = 0,59P_v \quad (2-2)$$

Sous cette forme, la formule de Betz montre que l'énergie maximale susceptible d'être recueillie par un aérogénérateur ne peut dépasser en aucun cas 59% de l'énergie cinétique de la masse d'air qui le traverse par seconde. De cette façon, le coefficient de puissance maximale théorique est défini :

$$C_p^{\text{opt}} = \frac{P_{\max}}{P_v} = \frac{2 \cdot P_{\max}}{\rho \cdot S \cdot V_v^3} = 0.59 \quad (2-3)$$

En réalité, jusqu'à présent, seulement 60 à 70 % de cette puissance maximale théorique peut être exploitée par les engins les plus perfectionnés. Ce rendement, appelé coefficient de puissance  $C_p$  de l'éolienne, est propre à chaque voileure. Ce coefficient lie la puissance éolienne à la vitesse du vent :

$$C_p = \frac{2 \cdot P_{eol}}{\rho \cdot S \cdot V_v^3} \quad (2-4)$$

Pour décrire la vitesse de fonctionnement d'une éolienne une grandeur spécifique est utilisée : la vitesse réduite  $\lambda$ , qui est un rapport entre la vitesse linéaire en bout de pâles de la turbine et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega}{V_v} \quad (2-5)$$

Un dispositif MPPT (Maximum Power Point Tracking) correspond à une stratégie de gestion permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les systèmes MPPT sont généralement associés aux générateurs éoliens à travers une électronique de puissance permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système à travers la vitesse du vent [27, 28].

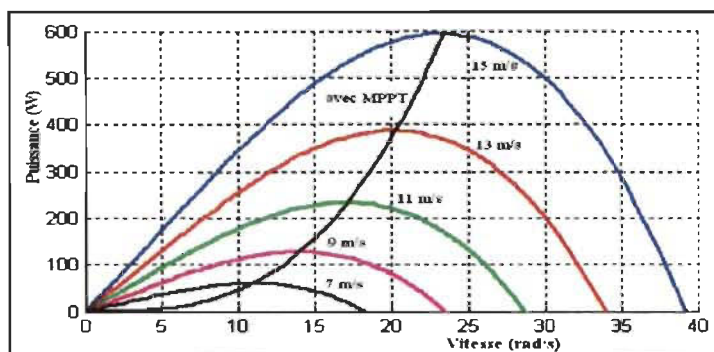


Figure 2.1 Points de MPPT d'une éolienne tripale avec la vitesse du vent [29]

Les éoliennes peuvent être classées en deux catégories : celle à axe horizontal et celle à axe vertical. Le graphique de la Figure 2.3 donne une vue sur les coefficients de puissance  $C_p$  en fonction de la vitesse réduite  $\lambda$  pour différents types d'éoliennes [30].

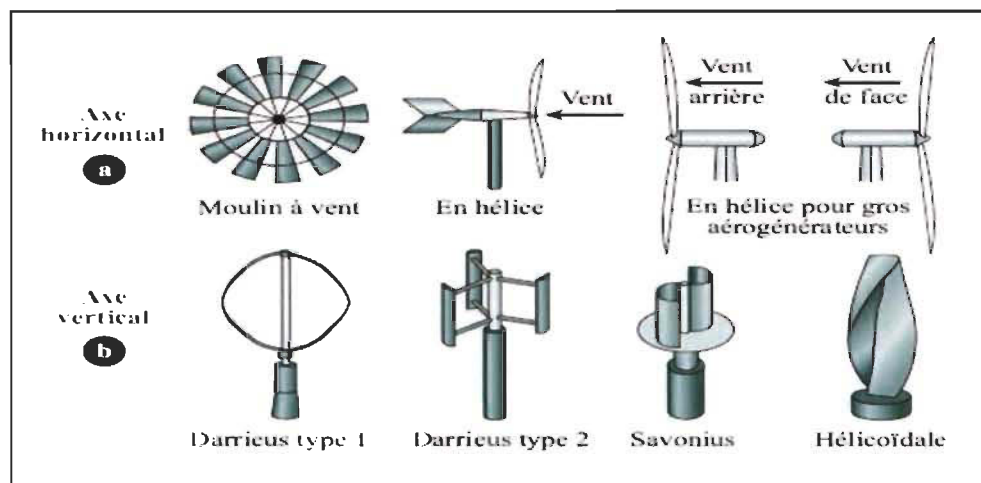


Figure 2.2 différents types d'aérogénérateurs [31]

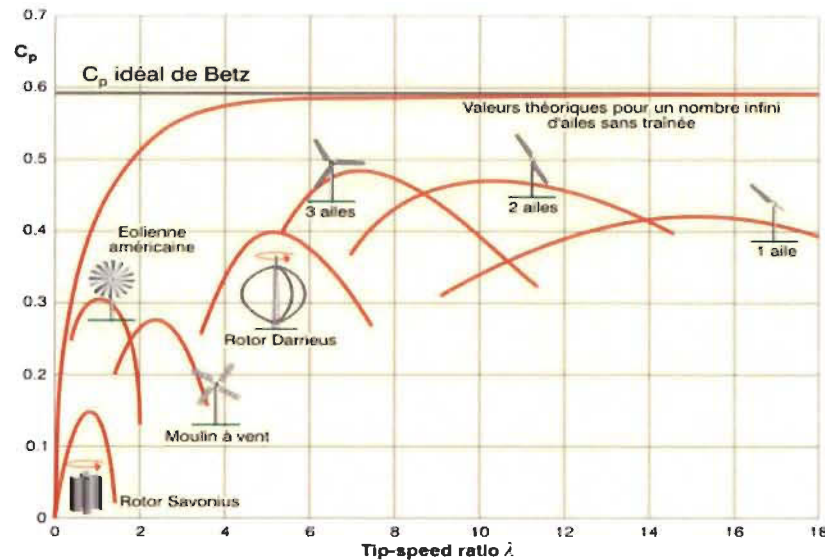


Figure 2.3 Courbes caractéristiques des aérogénérateurs[32]

### 2.1.1 Éoliennes à axe horizontal

Les turbines à axe horizontal sont de loin les plus utilisées. Les différents constructeurs d'aérogénérateurs utilisent des voilures à deux, trois pales et les multi pales [25]. Ce type de turbine doit être orientée face au vent. Pour la même vitesse de vent les turbines à axe horizontal, sont capables de fournir plus d'énergie que les turbines à axe vertical, grâce à leur position à plusieurs mètres du sol[32].

Avantages des éoliennes à axe horizontal [33] :

- Elles ont un rendement élevé ;
- Elles sont équipées d'un système qui permet de les orienter en fonction du vent ;
- Les coûts d'opération sont faibles ;
- Elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques que celles à axes verticaux ;
- Elles ont un faible coût de fabrication ;
- Elles sont mieux adaptées au secteur rural ;
- Elles sont plus solides ;

Inconvénients des éoliennes à axe horizontal [34, 35] :

- Elles font beaucoup de bruit ;
- Les pâles du rotor doivent être non flexibles ;
- Elles sont moins sécuritaires pour les oiseaux, car elles tournent à haute vitesse ;
- Elles sont simples à commander que les éoliennes à axe vertical.

### 2.1.2 Principales composantes des deux types d'éoliennes

Les éoliennes à deux pâles et les éoliennes à trois pâles fonctionnent sur le même principe. Il existe deux sortes d'éoliennes à axe horizontal : les éoliennes amont et les éoliennes aval. Dans le fonctionnement des éoliennes amont, le vent souffle directement sur les pâles de l'éolienne. La majorité des grandes éoliennes dont la puissance dépasse les 1000 kW fonctionnent avec ce principe. Dans le fonctionnement des éoliennes à axe horizontal aval, le vent souffle sur l'arrière des pâles. Cette configuration est plus utilisée pour les petites éoliennes de maison.

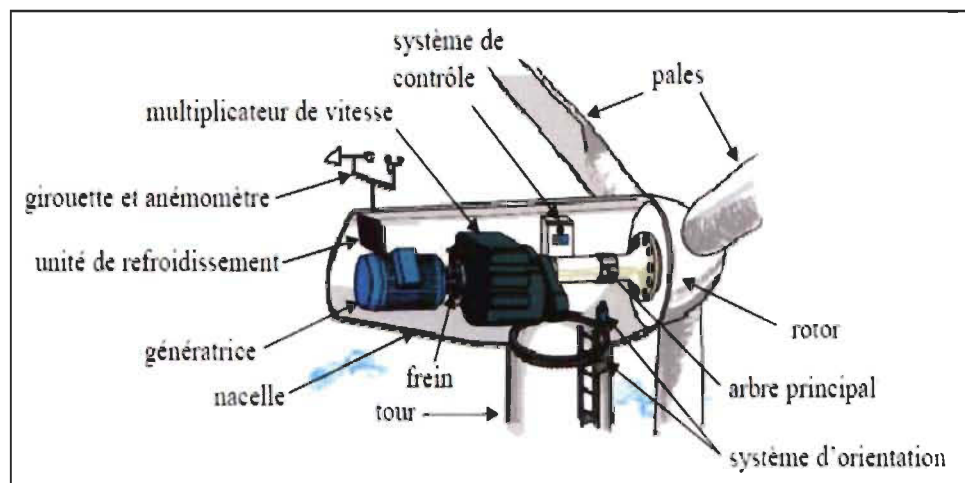


Figure 2.4 Constitution de l'aérogénérateur à axe horizontal [36]

Nous décrivons ci-dessous les éléments constitutifs de l'aérogénérateur et leurs rôles différents.

- Les pâles du rotor ;
- Un rotor à faible vitesse de rotation qui transforme l'énergie du vent en énergie mécanique (le rotor comprend les pâles et l'arbre principal) ;
- Un arbre principal qui tourne lentement et transmet une très grande vitesse de rotation au multiplicateur ;
- Le multiplicateur de vitesse constitué d'un grand nombre de roues dentées et placées dans un engrenage. Celui-ci transforme la force de l'arbre principal en rotation rapide pour la génératrice ;
- Un frein mécanique en cas d'urgence, lorsque les freins du bout de pâles ne fonctionnent pas ou encore pour réparer ou faire l'entretien de l'éolienne ;
- Une génératrice qui produit de l'électricité est composée, d'aimants et d'une bobine autour de laquelle est enroulé un long conducteur en cuivre. Quand l'aimant tourne, l'électricité est produite dans la bobine ;
- Une unité de refroidissement qui fonctionne comme un radiateur. L'eau réfrigérante refroidit la génératrice ;
- Une girouette qui informe le système de contrôle sur la direction du vent ;
- Un anémomètre qui mesure la vitesse du vent et informe le système de commande quand le vent souffle assez fort pour produire l'électricité de manière efficace ;
- Un système de contrôle pour démarrer et arrêter l'éolienne, et pour assurer le bon fonctionnement du matériel ;

- Une nacelle qui contient à l'intérieur toutes les composantes mentionnées ci-dessus, excepté le rotor ;
- Un système d'orientation pour assurer que l'éolienne produit autant d'électricité que possible en déplaçant le rotor de manière à ce qu'il soit toujours orienté face au vent. Ce système comprend un moteur et une couronne au-dessus de la tour. ;
- Une tour qui soutient la nacelle et le rotor au-dessus du sol afin de saisir les vents à grande vitesse ;
- Une fondation pour empêcher l'éolienne de basculer par grands vents.

### 2.1.3 *Éoliennes à axe vertical (Figure 2.2)*

Nous avons une autre famille d'éoliennes basée sur les voilures à axe vertical. Ce type d'éoliennes est très peu répandu, cependant elles peuvent avoir un intérêt dans certains secteurs d'applications [37].

### 2.1.4 *Éoliennes à axe vertical de type Darrieus*

L'éolienne à axe vertical a été inventée en 1925 par l'ingénieur français Georges Darrieus. Ce type d'éolienne n'a pas besoin d'être face au vent, car il est efficace, quelle que soit la direction du vent. Les pâles des éoliennes à axe tournent dans un plan horizontal [34, 38]. Le principe est celui d'un rotor d'axe vertical qui tourne au centre d'un stator à ailettes. Ce type de solution réduit considérablement le bruit tout en autorisant le fonctionnement avec des vents supérieurs à 220 km/h et quel que soit leur direction.

Les éoliennes du type Darrieus sont plus adaptées aux secteurs nécessitant l'intégration aux bâtiments. Ce type d'aérogénérateurs permet en revanche de s'affranchir des limites introduites par la taille des pâles et leur vitesse de rotation.

Avantages de l'éolienne type Darrieus :

- Génératrice pouvant être placée au sol, selon les modèles ;
- Moins d'encombrement qu'une éolienne à axe vertical ;
- Intégrable au bâtiment.

Inconvénients [39]:

- Faible rendement ;
- Démarrage difficile contrairement à l'éolienne de type Savonius.

### 2.1.5 Éolienne à axe vertical de type Savonius

Cette éolienne a été inventée en 1924 par l'ingénieur finlandais Sigurd Savonius. Elle est constituée d'un minimum de deux demi-cylindres légèrement désaxés

Avantages des éoliennes types Savonius :

- Faible encombrement ;
- Intégrable au bâtiment, esthétique ;
- Démarre à de faibles vitesses de vent contrairement à l'éolienne de type Darrieus ;
- Système peu bruyant ;
- Pas de contraintes sur la direction du vent.

Inconvénients des éoliennes de types Savonius [34] :

- Faible rendement ;
- Masse non négligeable ;



## 2.2 Générateur électrique

L'application la plus fréquente des turbines éoliennes est aujourd'hui la production d'électricité. Pour cela l'utilisation d'une machine électrique est indispensable. Les deux types de machines électriques les plus utilisées sont les machines synchrones et les machines asynchrones sous leurs diverses variantes [34]. Suivant les puissances et le fonctionnement désirés, la connexion au réseau électrique, le fonctionnement isolé ou autonome, plusieurs configurations peuvent être adoptées. Une éolienne est généralement munie d'un système électronique destiné à contrôler son fonctionnement général et son mécanisme d'orientation [40].

### 2.2.1 *Convertisseurs d'électronique de puissance*

La plupart d'éoliennes, connectées au réseau, en fonctionnement autonome ou en fonctionnement isolé utilisent uniquement des dispositifs mécaniques pour commander la puissance électrique débitée [41, 42]. Ces derniers sont :

- Les servomoteurs d'orientation de la nacelle qui permettent de placer cette dernière face au vent, lors des phases de fonctionnement ;
- Le mécanisme hydraulique qui permet d'orienter les pales afin d'adopter l'angle d'incidence adéquat pour capter une puissance de vent donnée.

Aussi, pour une puissance désirée, il est possible de déterminer l'angle de calage des pales ainsi que celui que doit présenter la nacelle face au vent. Ce système présente des inconvénients et est limité par une plage de vitesse de fonctionnement restreinte. Pour pallier à ces problèmes, on introduit des convertisseurs statiques entre la génératrice et la charge [41, 43] ces dispositifs de connexion assurent alors le réglage de la puissance, le démarrage en douceur et l'interconnexion des turbines et donnent de nouveaux degrés de liberté

utilisables pour une commande adaptée afin d'améliorer le fonctionnement du dispositif, qui se traduit par les avantages ci-dessous :

- Fonctionnement à basses vitesses ;
- Diminution du bruit acoustique ;
- Optimisation de transfert de l'énergie ;
- Une bonne gestion des transitoires vis-à-vis du réseau ;
- Suppression éventuelle de quelques éléments mécaniques (système de démarrage et multiplicateur de vitesse dans quelques cas).

Nous donnons dans ce qui suit, un bref état d'art de différents types d'éoliennes.

### **2.3 Principaux composants du système de conversion de l'énergie éolienne**

La configuration de base d'un système éolien connecté au réseau est composée de plusieurs composants qui convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique d'une manière contrôlée fiable et efficace. Le système de conversion des éoliennes comprend des composants mécaniques et électriques.

Les composants électriques comprennent un générateur électrique, un convertisseur électronique de puissance, un filtre harmonique côté générateur, un filtre harmonique côté réseau un transformateur élévateur et un réseau triphasé.

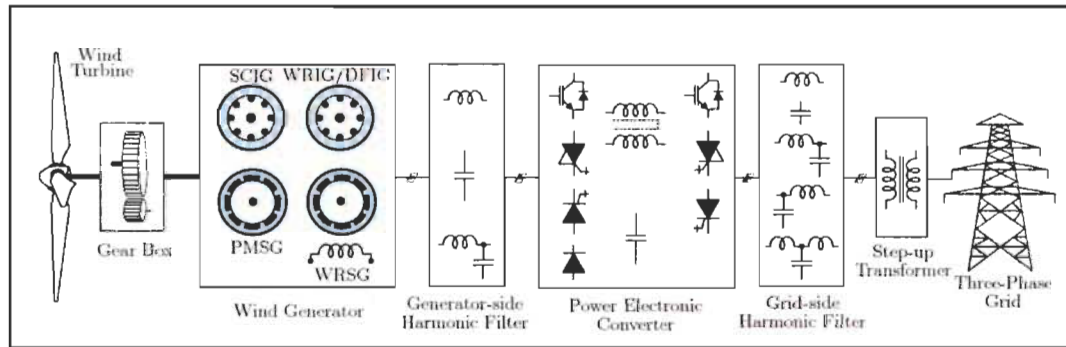


Figure 2.5 Configuration de base d'un système éolien connecté au réseau [44]

Les harmoniques de commutation sont inévitables lors de l'utilisation de convertisseurs de puissance, et pour résoudre ce problème des filtres harmoniques sont utilisés dans les convertisseurs côté générateur et côté réseau. Le filtre harmonique du côté générateur contribue à réduire la distorsion harmonique des courants et des tensions du générateur.

## 2.4 Éoliennes connectées au réseau électrique

De nos jours, nous pouvons recenser deux types d'éoliennes raccordées aux réseaux électriques :

- Les éoliennes à vitesse fixes constituées d'une machine asynchrone à cage d'écureuil;
- Les éoliennes à vitesse variable constituées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ou d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP).

Ces machines sont principalement installées afin d'augmenter la puissance extraite du vent ainsi que pour leurs capacités de réglage [45, 46].

### 2.4.1 Éoliennes à vitesse fixe

Ce mode de fonctionnement concerne principalement les éoliennes dont la vitesse de rotation est régulée par l'orientation des pales (pitch contrôle), généralement ces éoliennes

reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil reliée à un réseau d'énergie puissant qui impose sa fréquence aux grandeurs statoriques [45, 46]. Pour assurer un fonctionnement en générateur, il est nécessaire que la vitesse de rotation de la machine asynchrone soit au-delà du synchronisme (glissement négatif)[47, 48]. Le système d'orientation des pales (pitch contrôle) maintient alors la vitesse de rotation de la machine constante entraînée au travers un multiplicateur avec un glissement inférieur ou à 1 %. Cette solution bénéficie des avantages de la machine asynchrone à cage qui est robuste et a l'avantage d'être standardisée et fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle de puissances. Par ailleurs, la connexion directe au réseau de ce type de machine est bien plus douce grâce à la variation du glissement se produisant entre le flux du stator et la vitesse de rotation du rotor. Toutefois, la machine asynchrone à cage d'écureuil nécessite de l'énergie réactive pour assurer la magnétisation de son rotor. Afin de limiter l'appel d'énergie réactive au réseau, des bancs de capacité de condensateurs lui sont adjoints.

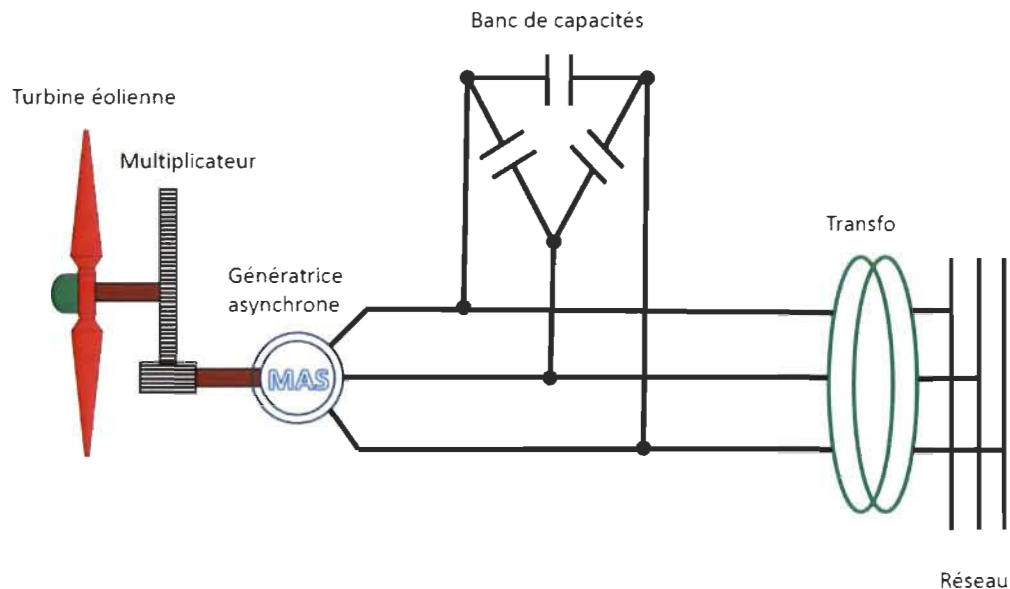


Figure 2.6 Système éolien basé sur une machine asynchrone à vitesse fixe [49]

Les avantages des éoliennes à vitesse fixe utilisant des machines asynchrones à cage d'écureuil peuvent se résumer dans les points ci-dessous :

- Système électrique simple ;
- Grande fiabilité ;
- Prix modéré.

Leurs inconvénients sont cités ci-dessous :

- Puissance extraite non optimale, ce type d'éolienne n'offre quasiment pas la possibilité de réglage de la puissance générée ;
- L'absence de gestion de l'énergie réactive par le générateur asynchrone. La connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau.

#### 2.4.2 *Éoliennes à vitesse variable*

Malgré sa simplicité, le système de fonctionnement à vitesse fixe peut-être bruyant à cause de la modification des caractéristiques dues à l'orientation des pales, et limite la plage de vitesses de vent exploitable.

Ces deux principaux inconvénients peuvent, être levés grâce à un fonctionnement à vitesse variable qui permet alors de maximiser la puissance extraite du vent [38, 50]. Dans ce cas, une connexion directe au réseau n'est plus possible à cause du caractère variable de la fréquence des tensions statoriques. Une interface d'électronique de puissance entre la génératrice et le réseau est alors nécessaire [51]. Cette interface est constituée de deux convertisseurs, un redresseur et un onduleur connecté par l'intermédiaire d'un étage à tension continue [52]. Les avantages de cette configuration sont les suivants :

- Augmentation du rendement énergétique.

- Réduction du couple dans le train de puissance.
- Réduction des efforts subis par le multiplicateur de vitesse et les autres parties mécaniques.
- Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

L'utilisation de convertisseurs de puissances complexes demeure son principal inconvénient.

#### 2.4.3 Machine asynchrone à cage

La machine asynchrone à cage peut être utilisée, pour un fonctionnement à vitesse variable en utilisant un variateur de fréquence comme il est montré sur la Figure 2.7 [38, 53]. Le dimensionnement du variateur de fréquence doit être à 100 % du nominal de la machine, pour cette raison, cette configuration est rarement exploitée, car elle n'est pas concurrentielle avec les autres machines notamment la génératrice asynchrone à double alimentation (MADA).

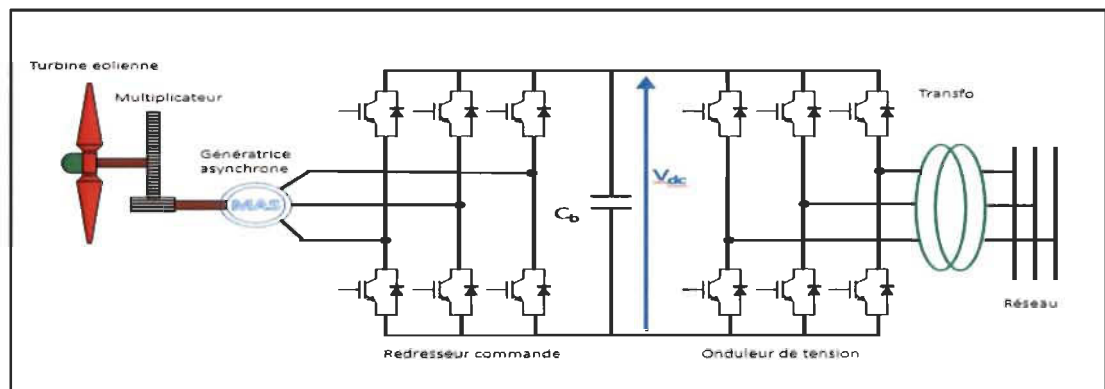


Figure 2.7 Système éolien basé sur une machine asynchrone à cage à fréquence variable

#### 2.4.4 Machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), présente un stator triphasé identique à celui des machines classiques. Le stator est connecté directement au réseau à tension et fréquence fixes, alors que le rotor est relié au réseau à travers un convertisseur de

fréquence constitué d'électronique de puissance. Si la variation de vitesse requise reste réduite autour de la vitesse de synchronisme, le dimensionnement du convertisseur de fréquence peut être réduit[53]. Une des solutions intéressantes consiste à coupler le rotor de la génératrice à double alimentation au réseau électrique à travers deux onduleurs MLI triphasés l'un en mode redresseur, l'autre en mode onduleur.

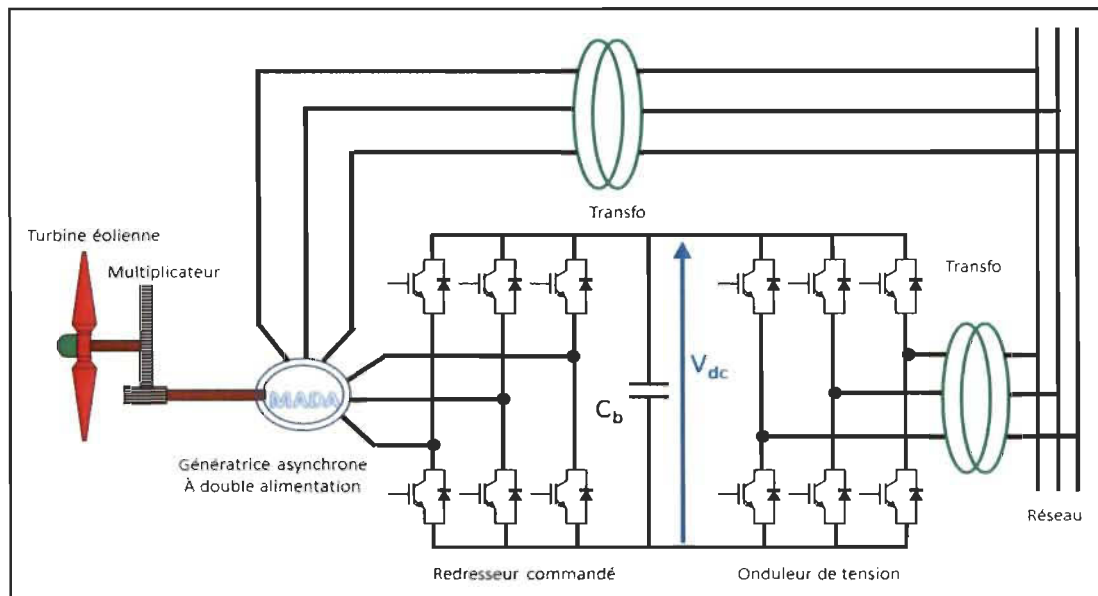


Figure 2.8 Système éolien basé sur une machine asynchrone à double alimentation à fréquence variable

## 2.5 Convertisseurs connectés Back to Back

La Figure 2.9, représente la classification des convertisseurs Back to Back connecté au réseau électrique, pouvant être utilisé dans la conversion d'énergie. Ils effectuent une conversion de la tension de sortie à fréquence variable du générateur en courant continu, puis en courant alternatif avec une tension fixe avec une fréquence fixe pour la connexion au réseau. Le flux de puissance est bidirectionnel et les convertisseurs Back to Back peuvent être utilisés avec les générateurs synchrones à aimant permanent, générateur synchrone à

rotor bobiné, génératrices asynchrones, génératrices asynchrones à double alimentation [54]. Nous présenterons dans ce chapitre les convertisseurs Back to Back à deux niveaux, à trois niveaux et à quatre niveaux.

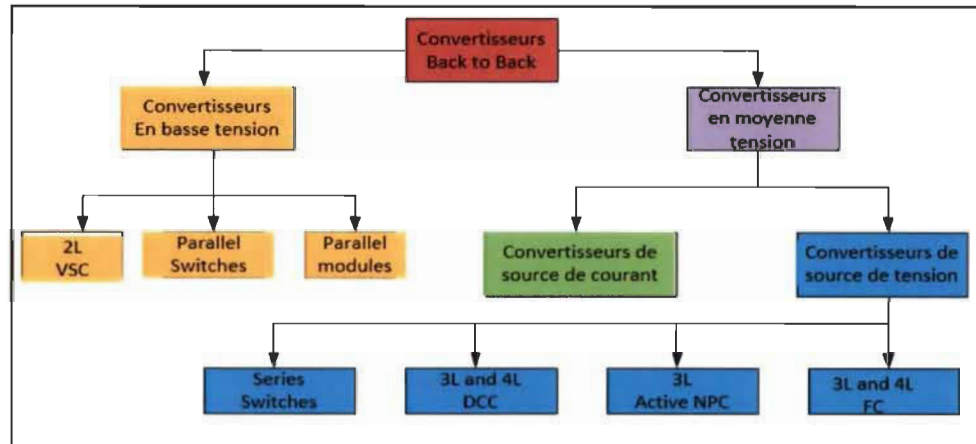


Figure 2.9 Classification de convertisseurs Back to back [54]

## 2.6 Génératrices synchrones

Les machines asynchrones ont le défaut d'imposer la présence d'un multiplicateur de vitesse. Elles sont bien adaptées à des vitesses de rotation relativement importantes et un couple limité, insuffisant pour un couplage mécanique direct sur les voilures éoliennes, ce qui impose la présence d'un multiplicateur de vitesse, par contre les machines synchrones sont connues pour offrir des couples très importants, elles peuvent donc être utilisées en entraînement direct sur les turbines en entraînement direct sur les turbines éoliennes. L'avantage du générateur synchrone sur la génératrice asynchrone est l'absence de courant réactif de magnétisation. Le champ magnétique de la génératrice synchrone peut être obtenu par aimants ou par un bobinage d'excitation conventionnel [55]. Si le générateur possède un nombre suffisant de pôles, il peut s'utiliser pour des applications d'entraînement direct qui ne nécessitent pas de boîte de vitesse. La génératrice synchrone est toutefois mieux adaptée



à la connexion indirecte au réseau de puissance à travers un convertisseur statique (Back to Back), lequel permet un fonctionnement à vitesse variable [56-60].

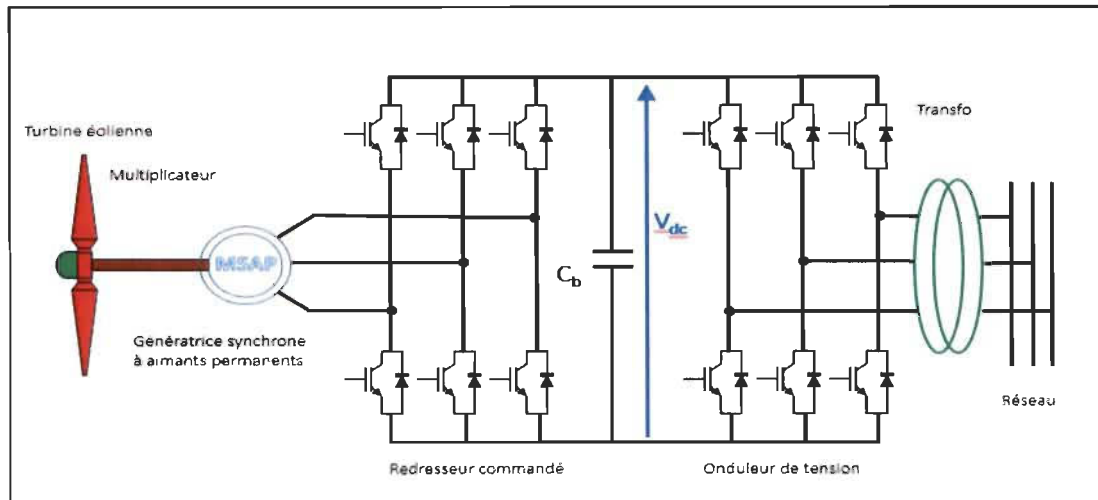


Figure 2.10 Système avec générateur synchrone pour un fonctionnement à vitesse variable.

Les éoliennes basées sur une génératrice synchrone à rotor bobiné sont intéressantes dans la mesure où le courant d'excitation constitue un paramètre de réglage qui peut être utile pour l'optimisation énergétique, en plus du courant d'induit contrôlé au travers de l'onduleur le plus souvent à MLI[34]. Ces machines ont un défaut, elles requièrent un système de bagues et de balais qui nécessite un entretien régulier, par ailleurs il est difficile de les munir de plusieurs paires de pôles[34]. Le développement des aimants permanent en terres rares a permis de s'affranchir de ces inconvénients et de construire des machines synchrones à coûts compétitifs, avec plusieurs pôles développant des couples mécaniques importants[55, 61]. La solution consistant à coupler le stator de la génératrice synchrone à aimants permanents à travers deux onduleurs à MLI triphasés (figure 11), l'un en mode redresseur et l'autre en mode onduleur est une approche très viable. L'interface d'électronique de puissance ainsi constituée avec le réseau peut être entièrement contrôlée via le convertisseur connecté au

réseau. Le convertisseur connecté à la génératrice contrôle la puissance générée par celle-ci, ce type de configuration permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien et le comportement du réseau [45, 62]. Le principal inconvénient de cette topologie est dû au fait que les deux convertisseurs doivent être dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice.

## 2.7 Convertisseurs basse tension

Dans cette section, nous analyserons trois convertisseurs Back To Back à basse tension. La Figure 2.11, représente un convertisseur Back to Back constitué de deux convertisseurs de source de tension à deux niveaux. Le redresseur de tension et l'onduleur sont reliés par un condensateur qui assure le découplage entre le générateur et le réseau électrique [63-65]. Les génératrices synchrones et asynchrones peuvent être utilisées avec cette technologie est très utilisée pour les éoliennes haute puissance de l'ordre de 0.75 MW [66]. Les filtres harmoniques LCL sont utilisés côté réseau, ils peuvent être aussi utilisés côté générateur [67].

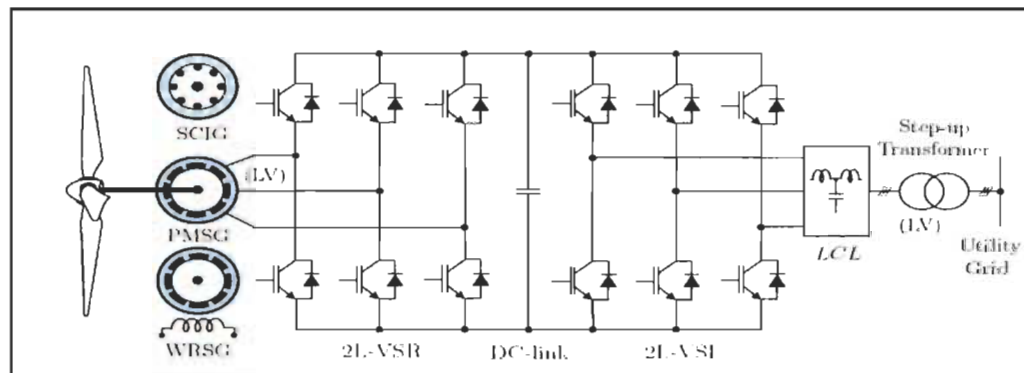


Figure 2.11 Convertisseurs Back to BackD à deux niveaux [68, 69]

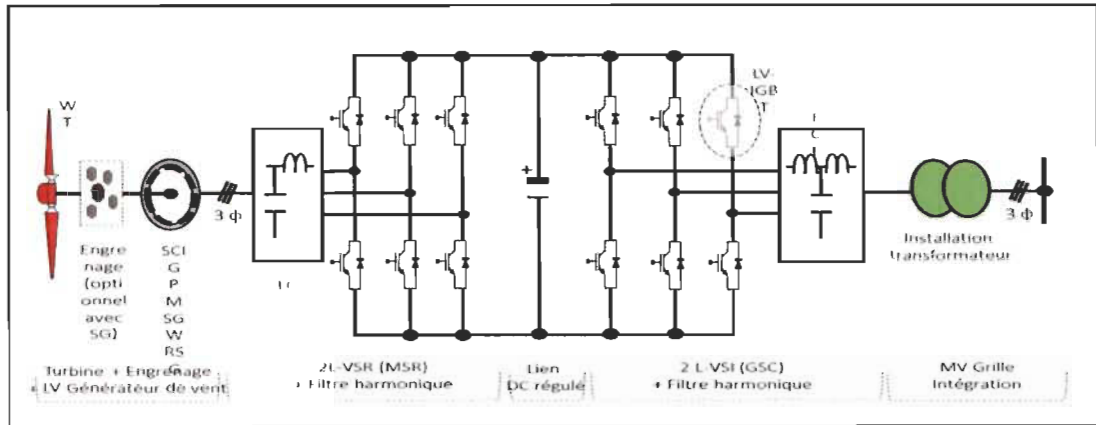


Figure 2.12 Convertisseur Back to Back à deux niveaux avec filtre harmonique côté générateur et côté réseau [68, 69]

Deux convertisseurs Back to Back peuvent être connectés en parallèle Figure 2.13 pour atteindre une puissance nominale de 1.5 MW. Par exemple, lorsque la vitesse du vent est faible un ou plusieurs convertisseurs peuvent être désactivés, ce qui améliore l'efficacité du système. Lorsqu'un convertisseur ne fonctionne pas, d'autres convertisseurs peuvent toujours fournir la puissance, mais avec une capacité réduite. De plus en faisant fonctionner le convertisseur en parallèle, la fréquence de commutation équivalente du convertisseur peut être augmentée, produisant ainsi moins de distorsion harmonique totale dans les courants du générateur et du réseau [70].

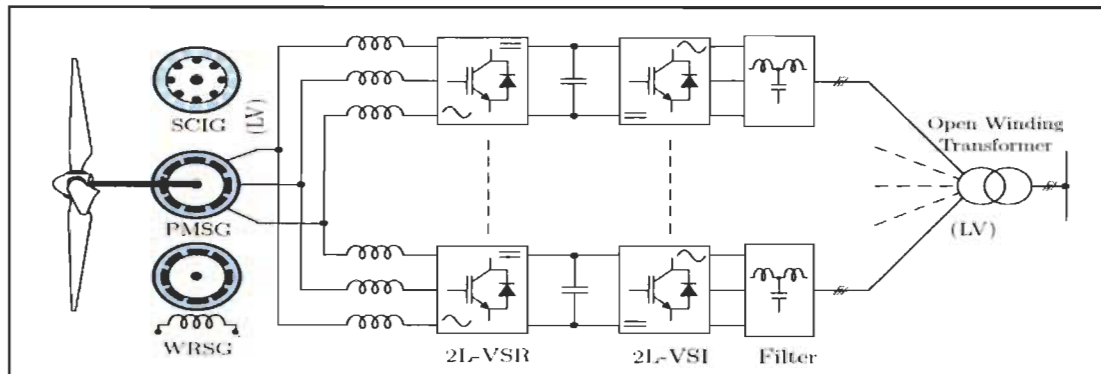


Figure 2.13 Convertisseur Back to Back connectés en parallèle [44]

## 2.8 Convertisseurs en moyenne tension

Les convertisseurs basse tension étudiés précédemment sont efficaces et rentables à des niveaux de tension inférieurs à 3 MW [44]. Au fur et à mesure que la puissance augmente, le nombre de modules des convertisseurs, la taille, le coût, et la complexité du système augmentent.

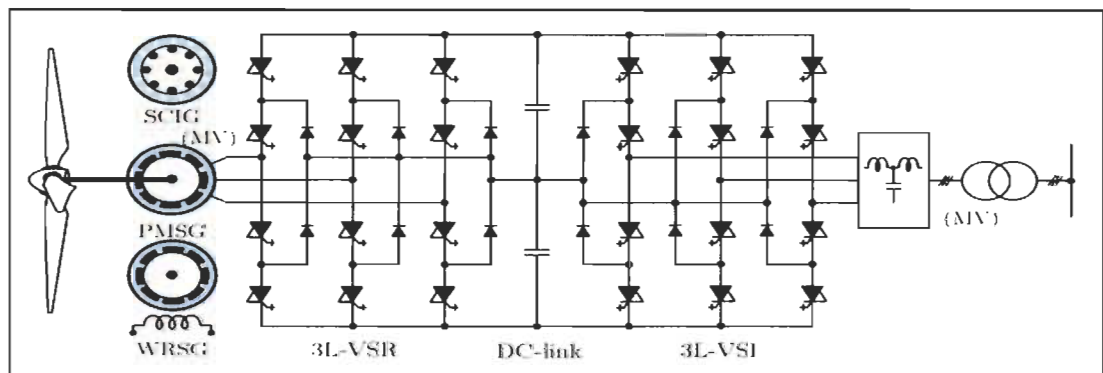


Figure 2.14 Système de conversion de l'énergie éolienne à l'aide d'un convertisseur Back to Back avec des convertisseurs trois niveaux [44].

Les convertisseurs à point neutres NPC sont largement étudiés dans la littérature. Les convertisseurs NPC sont utilisés dans les éoliennes commerciales ou la puissance nominale

du système a atteint 6 MW sans connexion de dispositifs de commutation en série ou en parallèle [68, 69].

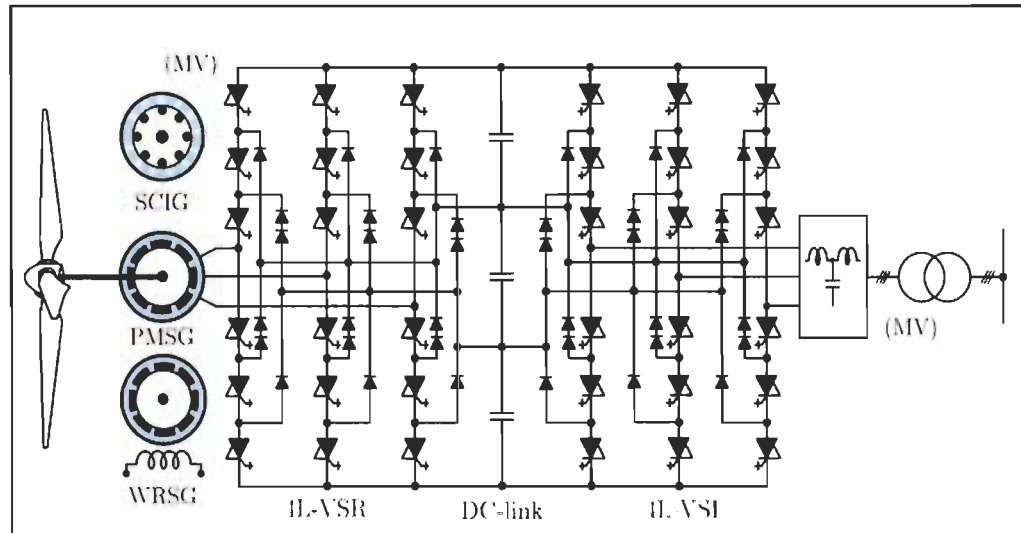


Figure 2.15 Système de conversion de l'énergie éolienne à l'aide d'un convertisseur Back to back avec des convertisseurs quatre niveaux [44, 71].

Les convertisseurs NPC sont les plus appropriés pour se connecté au point de collecte moyenne tension 6.9 kV (Norme Amérique du Nord) ou 6.6 kV (Norme Europe) sans utiliser un transformateur élévateur, les dispositifs de commutation d'un convertisseur NPC doivent être connectés en série [72, 73]. Le convertisseur quatre niveaux Figure 2.15 est proposé pour atteindre de niveaux de tension plus élevés en fonctionnement moyenne tension, il offre des avantages supplémentaires par rapport au convertisseur NPC à trois niveaux Figure 2.14, fonctionnant en moyenne tension avec une tension d'appareil considérablement réduite, augmentation de la fréquence de commutation, valeur inférieure du filtre côté réseau, taux d'harmoniques réduit. Cependant, les convertisseurs NPC à quatre niveaux ne sont pas encore disponibles sur le marché.

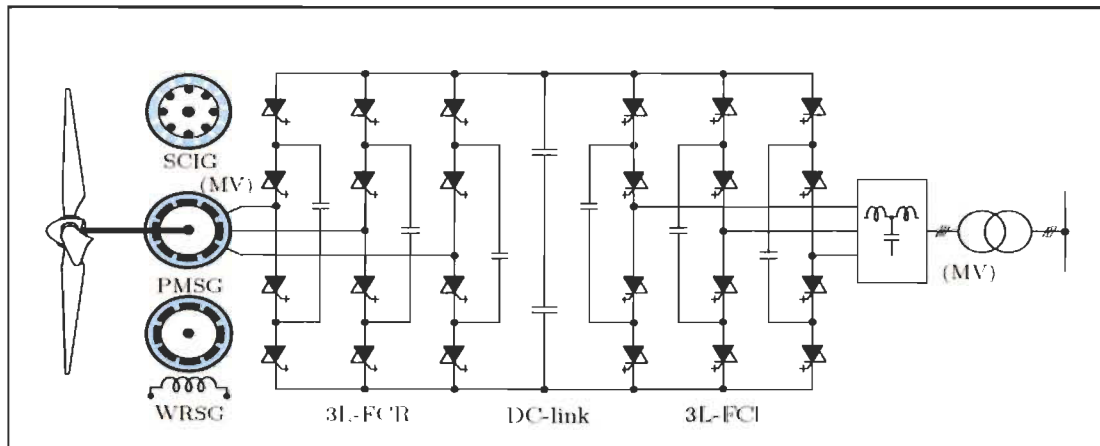


Figure 2.16 Conversion d'énergie éolienne avec un convertisseur Back to Back et capacité de roue libre [44]

Dans les convertisseurs Back to back, certains peuvent être remplacés par les capacités de roue libre comme l'indique la Figure 2.16. Cette configuration nécessite un grand nombre de condensateurs et chacun d'eux nécessite un circuit de précharge. La configuration n'a pas encore trouvé son application commerciale dans l'industrie de l'énergie éolienne.

## 2.9 Système de conversion de l'énergie éolienne avec pont redresseur

Cette topologie offre une solution peu coûteuse et légère par rapport au Back to Back commandé. La tension de sortie triphasée aux bornes de la génératrice synchrone est convertie en tension continue par le pont redresseur à diode et l'inductance contribue à lisser le courant de sortie du redresseur. La tension de sortie du générateur éolien et du redresseur à diode change en fonction des conditions de la vitesse du vent. Cependant, la tension maximale de sortie du redresseur à diode devient très faible lors de faible vitesse de vent.

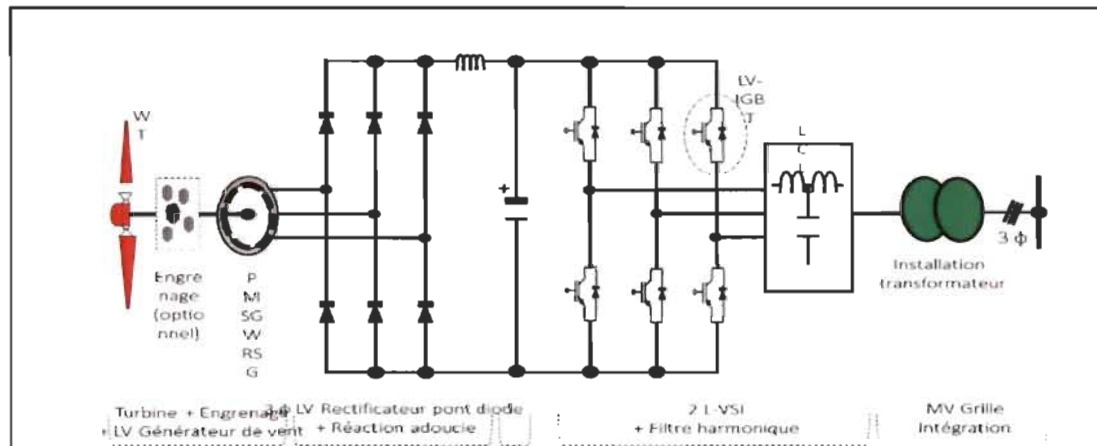


Figure 2.17 Redresseur non commandé

La tension aux bornes du condensateur doit être plus élevée que la tension maximale entre phases aux bornes du réseau pour transférer la puissance vers le réseau électrique. Pour s'assurer cette condition, la tension nominale du réseau doit être supérieure à la tension du réseau. Dans ce montage, le système de contrôle ne peut pas intégrer ni la MPPT, ni la régulation de la tension aux bornes de la capacité.

### 2.10 Conversion de l'énergie avec pont redresseur, Boost et onduleur

À la sortie de l'éolienne à base de génératrice synchrone, la tension alternative triphasée est convertie en tension continue par un pont redresseur. Le convertisseur Boost augmente la tension non régulée à un niveau de tension convenable à l'onduleur. Le premier condensateur filtre l'ondulation de tension à la sortie du redresseur. Le convertisseur Boost permet également une opération à vitesse variable à l'aide de la MPPT par conséquent, l'efficacité de la conversion de l'énergie éolienne s'améliore en particulier lors de faible vitesse du vent.

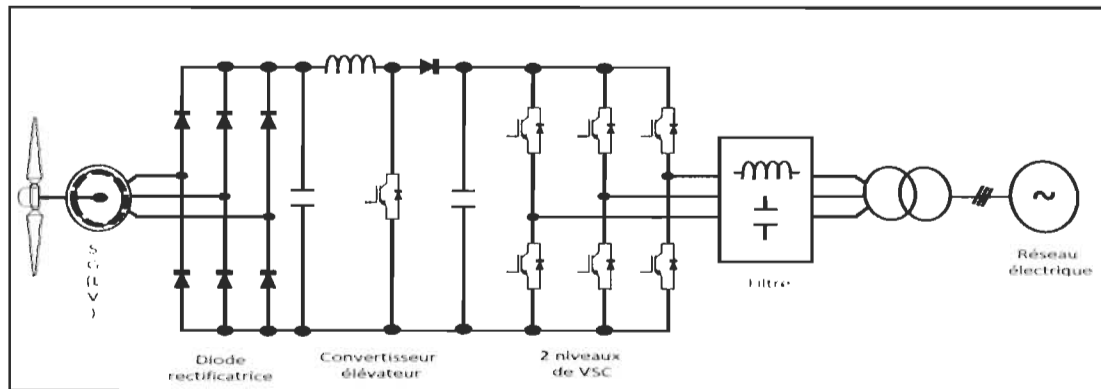


Figure 2.18 Système de conversion de l'énergie éolienne avec pont redresseur et convertisseur Boost [44, 66, 71]

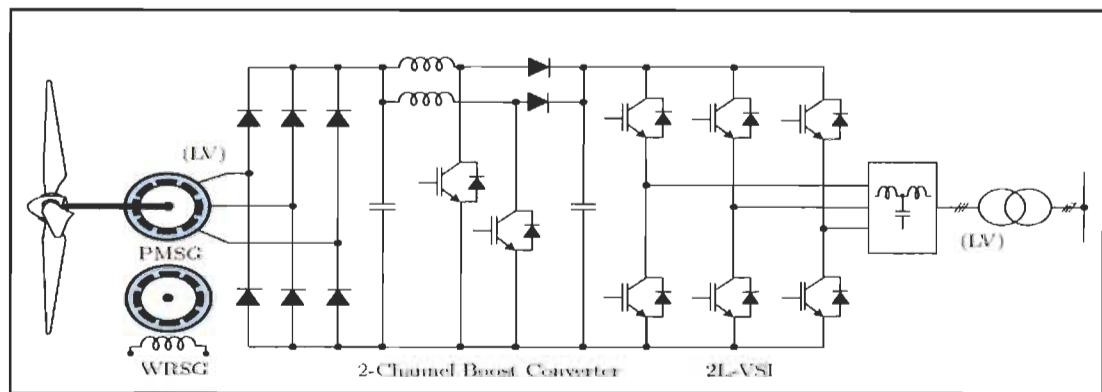


Figure 2.19 Conversion du système d'énergie éolienne avec redresseur à diode et redresseur Boost à deux canaux [69]

### 2.11 Conversion de l'énergie éolienne avec convertisseur Boost à trois niveaux et onduleur à deux niveaux

Dans la topologie de la Figure 2.20, le convertisseur élévateur à trois niveaux est composé de deux convertisseurs Boost connectés en cascade. Cette topologie a trouvé une application pratique avec une puissance jusqu'à 1,2 MW.



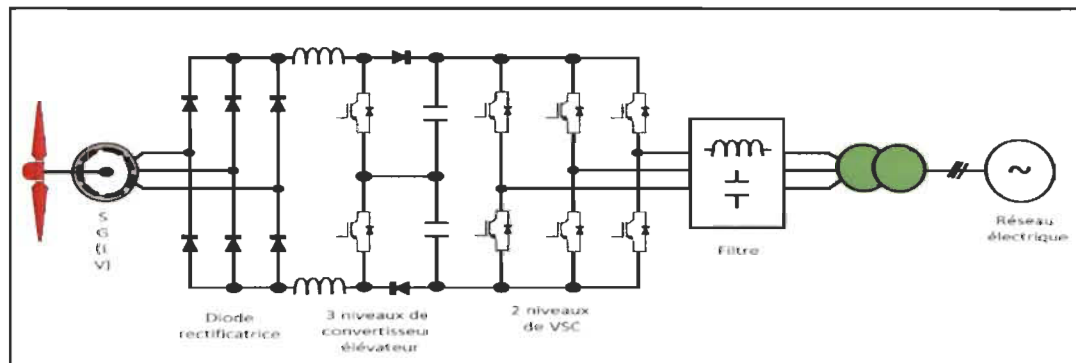


Figure 2.20 Turbine éolienne basse tension avec redresseur à diode et convertisseur élévateur à trois niveaux[44, 66, 71]

### 2.12 Conversion de l'énergie éolienne avec convertisseur Boost à trois niveaux et onduleur à trois niveaux

Dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, les ponts redresseurs peuvent aussi être utilisés en moyenne tension. La sortie du convertisseur Boost à trois niveaux alimente directement l'onduleur à trois niveaux. Les avantages côté générateur et côté réseau sont combinés dans ce montage. Cette configuration permet l'obtention d'une meilleure qualité d'énergie. Le contrôle de l'onduleur multiniveaux devient moins complexe, car le point neutre de ce dernier est contrôlé par le convertisseur Boost à trois niveaux. L'onduleur à trois niveaux est une alternative à l'onduleur à deux niveaux et présente des avantages de la Figure 2.21. Un des avantages de cet onduleur est que les composants s'amorcent et s'éteignent par paire, cela signifie que la tension continue à l'entrée sera toujours partagée par deux commutateurs.

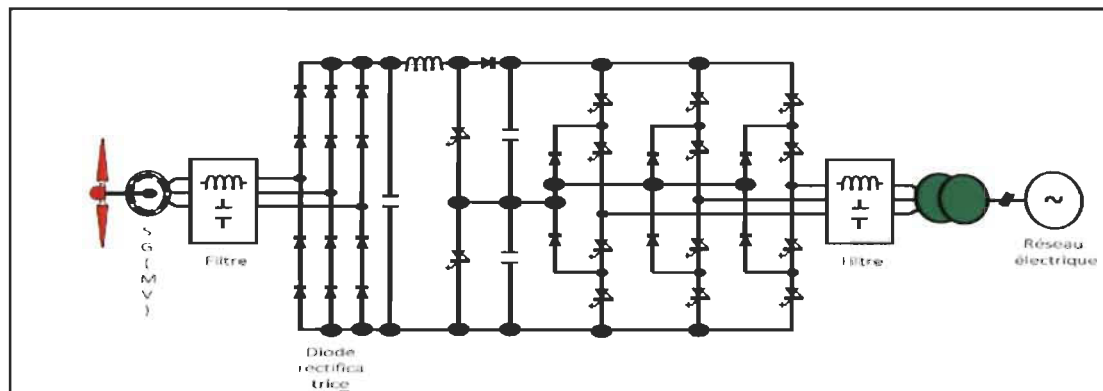


Figure 2.21 Montage à redresseur à moyenne tension avec convertisseur élévateur à trois niveaux [44, 66, 71]

### 2.13 Machines synchrones à aimants permanents

La génératrice synchrone à aimants permanents est une solution très intéressante dans les applications éoliennes isolées et autonomes compte tenu des avantages cités précédemment (bon rendement, et bon couple massique), pas de nécessité d'une source d'alimentation pour le circuit d'excitation. Ces qualités ne militent pas forcément pour les génératrices synchrones compte tenu de leurs coûts élevés par rapport aux génératrices asynchrones. De ce fait, la plupart des éoliens isolés privilégient l'utilisation de génératrices asynchrones à cause de leur coût. La baisse continue des prix des aérogénérateurs et les développements de l'électronique de puissance ont conduit à la compétitivité des machines synchrones [74, 75].

#### 2.13.1 Structure avec redresseur à diode

Cette configuration trouve ses applications dans les domaines de très petites puissances [76] elle est basée sur l'association directe d'une batterie en aval d'un pont redresseur Figure 2.22.

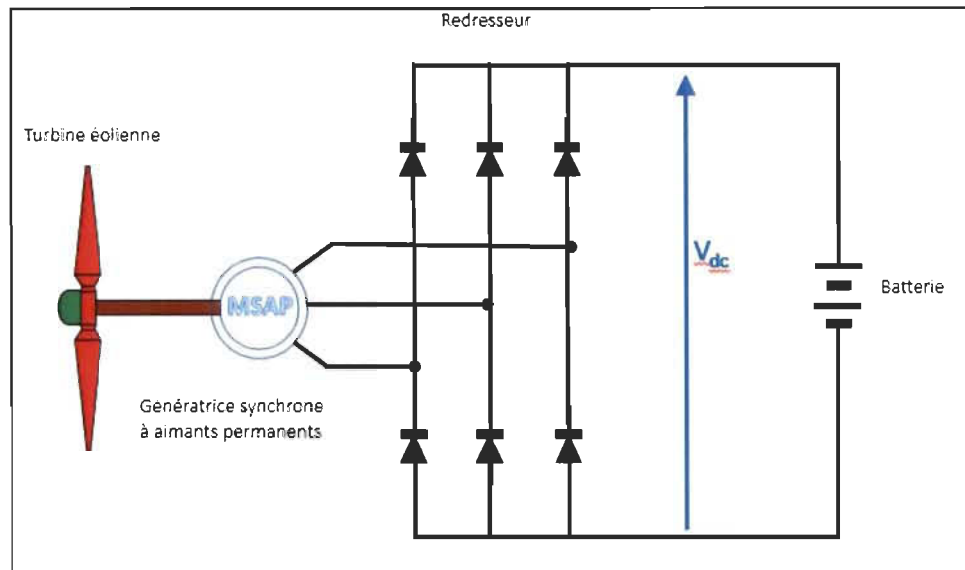


Figure 2.22 Génératrice synchrone avec redresseur à diode

Nous voyons que dans ce cas, il n'y a aucun composant commandé et peu de capteurs. Ce dispositif est donc peu coûteux, le fonctionnement est naturel, mais nécessite des paramètres très précis dans le dimensionnement [55, 77]. Ce montage ne permet pas d'optimiser le rendement énergétique, néanmoins ce montage peut être amélioré en ajoutant un convertisseur DC-DC en débitant sur un bus DC [78].

### 2.13.2 Structure avec redresseur à diode et hacheur dévolteur

Le système de conversion de la Figure 2.23 doit permettre le fonctionnement à une puissance maximale de manière à optimiser le rendement énergétique, quel que soit le régime du vent. C'est le principe du Maximum Power Point Tracking (MPPT). Comme nous l'avons vu sur la Figure 2.22, l'association d'un redresseur à diode avec une génératrice synchrone à aimants permanents comporte des limitations ne nous permettant pas d'atteindre les différents objectifs. Afin d'améliorer les performances de ce montage, un hacheur dévolteur débitant sur une batterie de stockage est disposé à la suite du pont de diode de la Figure 2.23 [25, 79, 80].

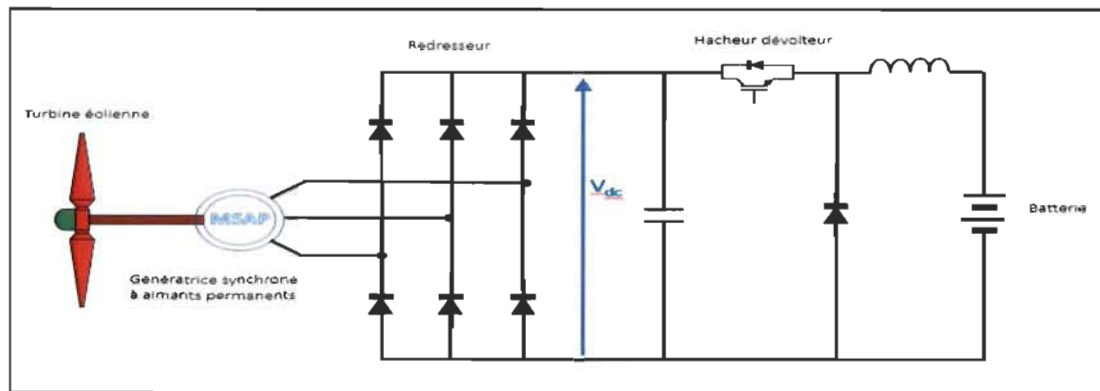


Figure 2.23 Génératrice synchrone connectée à un redresseur à diode et hacheur dévolteur

### 2.13.3 Structure avec redresseur à diodes et hacheur en pont

Dans l'objectif d'optimiser le rendement énergétique, une structure en pont à commande différentielle permet de fonctionner avec un rapport cyclique de 0,5 en commandant deux interrupteurs  $T_1$  et  $T_2$ . Cette configuration est avantageuse sur le plan de la sûreté de fonctionnement, mais nécessite deux fois plus de composants, d'un coût conséquent et des pertes plus élevés [25, 79, 80].

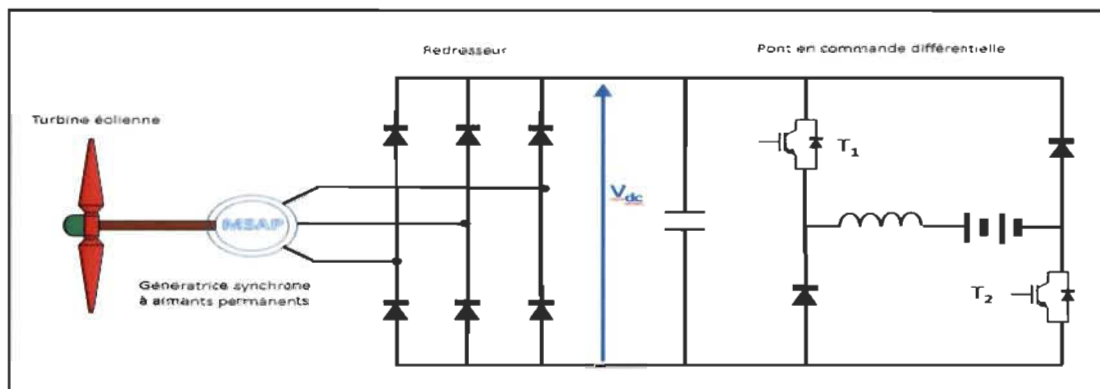


Figure 2.24 Structure synchrone avec convertisseur à diodes et hacheur en pont

#### 2.13.4 Structure avec redresseur à MLI

La configuration de base est celle mettant en œuvre un redresseur MLI. Dans ce montage, il est possible d'effectuer un contrôle dynamique et fiable en vitesse ou en couple de la génératrice synchrone, ce qui permet de déplacer le point de fonctionnement sur toute la plage de vitesse de rotation [81, 82].

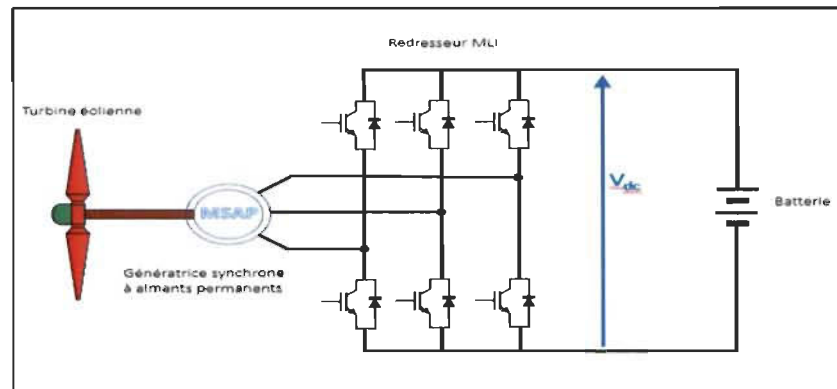


Figure 2.25 Génératrice synchrone connectée à un redresseur à MLI

#### 2.13.5 Machines à réluctance variable

La structure de la Figure 2.26 a un stator dont la structure et le bobinage sont similaires à ceux d'une machine asynchrone. Son rotor est saillant et peut être muni d'une cage d'écureuil qui permet d'assurer le démarrage direct sur le réseau et d'améliorer la stabilité de fonctionnement au synchronisme. Comme la machine asynchrone, cette structure absorbe de la puissance réactive pour sa magnétisation. Dans sa version classique, son facteur de puissance est relativement faible [83]. Ce qui limite son utilisation à quelques dizaines de kilowatts. Le fonctionnement générateur de cette structure est très proche de celui d'une machine asynchrone à cage. Elle peut être utilisée en autonomie débitant sur un banc de capacité en parallèle à la charge ou encore sur un redresseur à MLI [83].

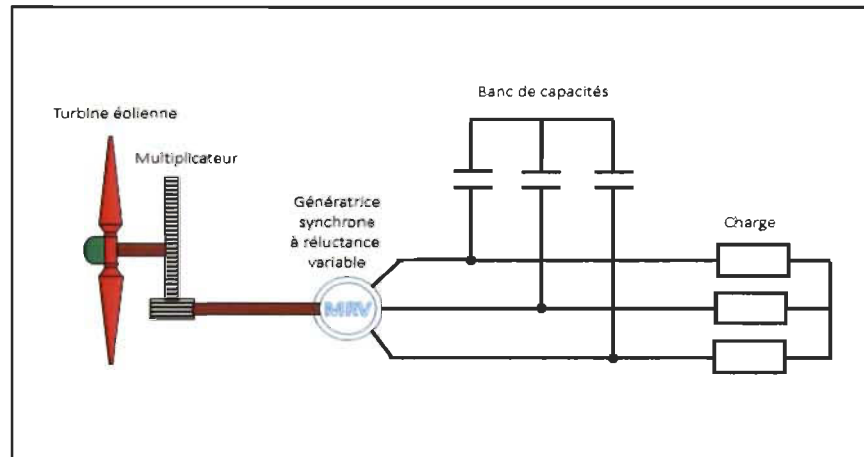


Figure 2.26 Génératrice synchrone à réluctance variable connectée à un banc de capacité

### 2.13.6 Problèmes de la qualité de l'énergie éolienne

L'un des problèmes majeurs dans l'éolienne est la qualité de l'énergie, cela est surtout dû aux harmoniques générées par des appareils contenant en général des éléments d'électronique de puissance, car les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau. Ces dernières sont à l'origine de la distorsion harmonique sur le réseau électrique. L'utilisation des convertisseurs de l'électronique de puissance dans les systèmes éoliens à vitesse variable induit des harmoniques qui à leur tour induit des problèmes dans l'aérogénérateur. [84] :

- Échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines ;
- Risque de coïncider avec la résonance et dysfonctionnement des appareils du système ;
- Vibrations et bruits acoustiques, principalement électromagnétiques dans les génératrices.

Plusieurs techniques sont envisagées pour remédier à ces problèmes :

- Filtrage passif et actif, cette méthode consiste à insérer un système d'électronique de puissance qui génère des harmoniques inverses à celle générée par les convertisseurs pour les éliminer ;
- Techniques de commande des convertisseurs (onduleur, redresseur) comme HBCC, VOC, et FOC pour générer moins d'harmoniques et faciliter leur commande.

#### **2.14 Modes de couplage aux réseaux**

On peut distinguer deux familles de systèmes de génération d'énergie. Il y a les sites isolés où l'énergie est produite et consommée sur place ou proximité du générateur où un réseau doit être créé et stabilisé.

D'autre part, les systèmes sont connectés aux réseaux nationaux ou transnationaux, on demande de respecter certaines normes qui ne sont pas spécifiques au domaine de l'éolien. Les normes existantes s'appliquent à des générateurs ou des convertisseurs statiques dans le cadre des normalisations canadiennes. Aux États-Unis et au Canada, la série des normes IEEE1547 encadre tous les aspects liés à l'interconnexion entre les sources et le réseau [85].

Dans le premier cas, il peut y avoir une seule source d'énergie ou le couplage de plusieurs sources de même type ou de types différents. C'est en ce moment où se pose le problème de l'interconnexion, il existe alors plusieurs configurations selon les propriétés de sources énergétiques et les besoins de distribution.

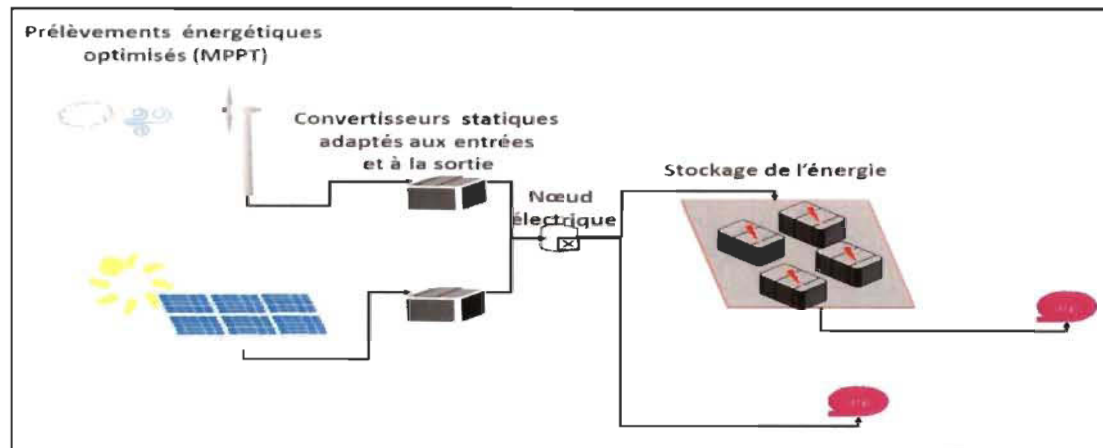


Figure 2.27 Système hybride éolien photovoltaïque

### 2.15 Petit éolien et systèmes passifs

Sur l'ensemble de la gamme, le petit éolien ou l'éolien individuel, désigne de petites et moyennes puissances réparties en trois gammes :

- Micros éoliens : gamme de puissance nominale de 20 W à 500 W ;
- Mini-éoliennes : gamme de puissance nominale de 500 W à 1 kW ;
- Petites éoliennes : de 1 kW à 100 kW.

### 2.16 Réseaux d'énergie autonomes de petite puissance à basse tension

Il convient de rappeler que plusieurs individus ne sont pas raccordés aux réseaux de distribution électriques sur la planète [78]. L'éolien est tout à fait bien adapté pour les sites isolés (îles, sites éloignés du réseau, réseaux embarqués), car il requiert des technologies facilement accessibles et maîtrisables. Il existe également des éoliennes pour équipements spécialisés (radar, station météorologique, appareils de télécommunication) [86-88]. Pour plus d'autonomie, l'éolienne est associée à d'autres sources d'énergie, par exemple du solaire photovoltaïque couplé à des réserves de stockage (batteries, volants d'inertie), groupes



électrogènes, ceci dans le but de former un mini réseau hybride. L'hybridation de plusieurs sources permet de pallier le caractère intermittent de sources d'énergie renouvelable.

### **2.17 Production décentralisée raccordée au réseau**

Ce type d'application est devenue compétitive en raison de la baisse des coûts d'investissement et d'entretien par rapport à l'électrification à grande échelle nécessitant le renforcement des réseaux de transport [89, 90]. Ces applications prennent tout leur sens avec le développement des smart-grids, dans lesquels les sources décentralisées d'origine renouvelable couplées à des réserves de stockage seront de plus en plus amenées à participer aux services système :

- Lissage de pointes de puissance ;
- Autoconsommation ;
- Participation à la stabilisation du réseau.

### **2.18 Petites éoliennes en milieu urbain**

Ces dernières années, les petites éoliennes sont devenues plus communes et nous les rencontrons en zone urbaine, ces dernières produisent de l'électricité sur site évitant toutes pertes de transport et permettant de répondre aux exigences de production d'électricité verte [91, 92].

### **2.19 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons ressorti l'importance des énergies renouvelables, en ressortissant en particulier l'importance de l'énergie éolienne. Dans ce contexte, nous avons défini quelques notions sur la technologie éolienne tel le principe de fonctionnement d'un aérogénérateur, fonctionnement à vitesse fixe, fonctionnement à vitesse variable, les

exemples d'architecture pour les différents types d'architecture. Éolienne à axe vertical, éolienne à axe horizontal. Nous avons aussi présenté les trois grandes familles, machine synchrone à cage d'écureuil, machine asynchrone à rotor bobiné, générateur synchrone. Un récapitulatif de différentes chaînes de conversion à base de génératrice synchrones a été fait. Nous étudierons dans le prochain chapitre la génératrice synchrone et les convertisseurs commandés comme solution aux problèmes des harmoniques.

## **Chapitre 3 - Modélisation de la chaîne de conversion éolienne**

Le but de ce chapitre est d'établir un modèle analytique, puis les lois de commande de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine synchrone afin d'intégrer la suite pour se connecter à un réseau électrique en zone isolée. Nous présenterons d'abord la machine synchrone.

### **3.1 Structure générale de la chaîne de conversion**

La Figure 3.1 sera plus détaillée dans la suite du travail, nous avons la possibilité de découplage du fonctionnement de la génératrice et la gestion de l'injection de la puissance dans le réseau. Nous pouvons donc la diviser en deux parties :

- Une partie qui englobe la turbine et la génératrice qui sera commandée par un convertisseur côté génératrice (CCG).
- L'autre partie concerne la connexion au réseau électrique qui se fera à travers un onduleur jouant le rôle de convertisseur côté réseau.

Cette structure nous permettra de contrôler le couple de la génératrice, de contrôler la puissance réactive et de synchroniser l'ensemble au réseau.

On regroupe sous l'appellation machine synchrone, toutes les machines dont la vitesse de rotation sur l'arbre du rotor est égale à la vitesse du champ tournant. Pour obtenir un

fonctionnement moteur ou générateur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents.

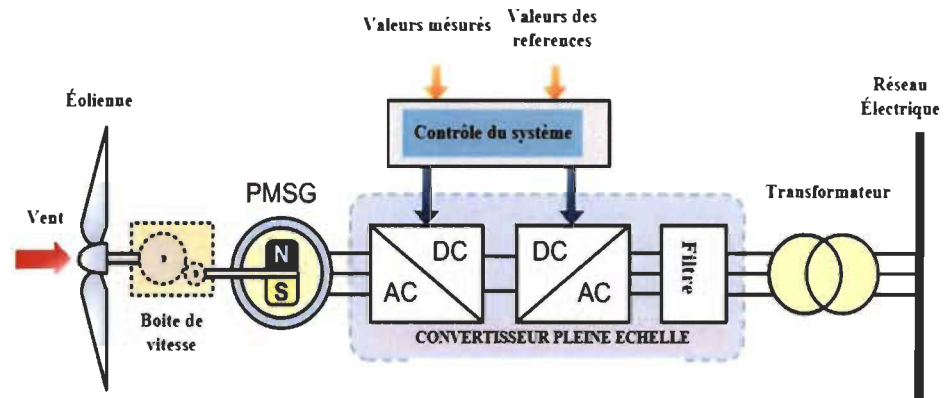


Figure 3.1 synoptique du système de conversion de l'énergie éolienne

### 3.2 Turbine

La turbine retenue comprend trois pales orientales de longueur  $R$ , et chacune d'elle reçoit une force de portance  $P$  (lift force) et une force de traînée (drag force) qui dépend de la vitesse du vent qui lui est appliquée. Elles sont fixées à travers un moyeu sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse  $\Omega_{tr}$  qui entraîne une génératrice synchrone à grand nombre de pôles.

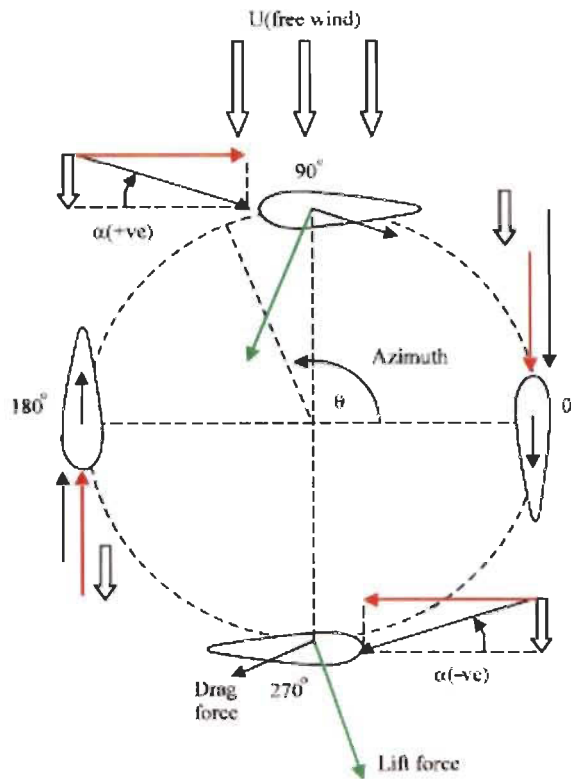


Figure 3.2 Force et rotation de l'éolienne [93]

Les trois pales sont considérées identiques et possèdent donc :

Le même moment d'inertie  $J_{pales}$ , L'arbre d'entraînement des pales est caractérisé par,

Son moment d'inertie  $J_a$ . Le rotor de la génératrice possède Un moment d'inertie  $J_g$ .

Le rotor transmet un couple entraînant  $C_{tr}$  à la génératrice synchrone et tourne à une vitesse  $\Omega_{tr}$ . En considérant que toutes les forces de poussée sont égales ( $F_1 = F_2 = F_3$ ), nous pouvons considérer l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique dont on peut simplifier la modélisation [94]. La transmission mécanique entre la turbine et la génératrice synchrone est régie par le système d'équations ci- dessous :

$$\begin{cases} C_{tr} - C_{em} - f_v \Omega_g = J_t \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} \\ \Omega_{tr} = \Omega_g \\ J_t = J_{pales} + J_g + J_{arbre} \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec  $f_v$  qui représente le coefficient de frottement visqueux.

### 3.2.1 La puissance aérodynamique

La puissance aérodynamique  $P_{tr}$  extraite par la turbine en fonction du coefficient  $C_p$  dépend de l'angle de pales  $\beta$  et de la vitesse  $\lambda$ , on a :

$$P_{tr} = \frac{1}{2} \rho S v_{vent}^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (3.2)$$

Alors la puissance mécanique d'une éolienne peut s'exprimer en fonction de la densité de l'air, du rayon des pales  $R_{pale}$ , et de la vitesse de vent  $v_{vent}$  :

$$P_m = C_p \lambda \pi R_{pale}^2 v_{vent}^2 \quad (3.3)$$

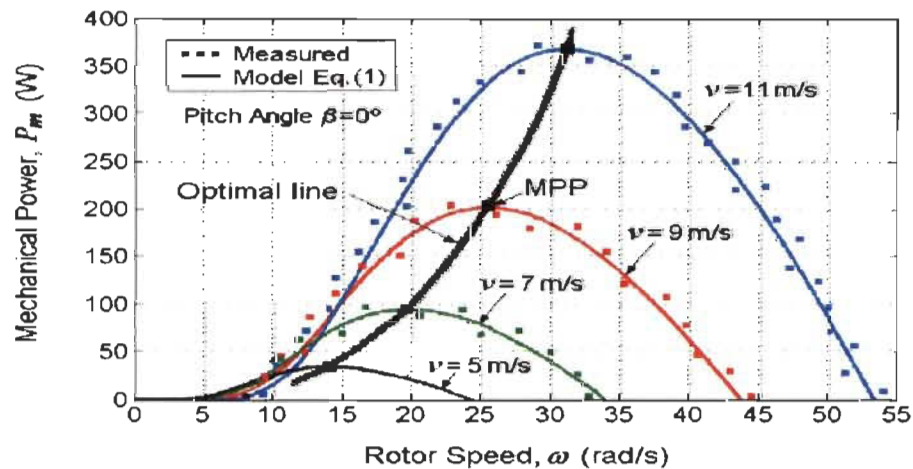


Figure 3.3 Variation de la puissance en fonction de la vitesse du rotor [95]

On peut constater, à partir de la Figure 3.3, que le maximum de la courbe de puissance pour une vitesse de vent particulière se produit à une vitesse de rotor particulière. En raison

des caractéristiques aérodynamiques d'une éolienne, une petite variation par rapport à la vitesse optimale du rotor entraînera une diminution importante de la puissance extraite du vent. Les éoliennes ne fonctionnent pas naturellement à la vitesse optimale pour une vitesse de vent donnée, car la vitesse de leur rotor dépend de la charge du générateur ainsi que des fluctuations de la vitesse du vent. Pour ces raisons, les stratégies de conversion non optimisée conduisent à de grands pourcentages d'énergie perdue. Plus l'énergie extraite du vent est importante plus l'énergie éolienne devient rentable. Ainsi pour maximiser la quantité de puissance captée par la turbine, des éoliennes à vitesse variable sont utilisées, car elles permettent la variation de la vitesse de la turbine [96, 97]. Le principal défi des systèmes d'énergie éolienne est de pouvoir capter le plus d'énergie possible du vent dans les plus brefs délais. Du point de vue de l'électronique de puissance, cet objectif peut être atteint grâce à différentes topologies de convertisseur et aux algorithmes MPPT (Maximum Power Point Tracking). Le paramètre  $C_p$  est sans dimension, il exprime la capacité de l'éolienne à extraire l'énergie du vent. Ce paramètre caractéristique de l'aérogénérateur est une fonction de la vitesse spécifique  $\lambda$  et l'angle de calage  $\beta$  et est appelé coefficient de puissance. La vitesse spécifique est également appelée ratio de vitesse de bout de pôle comme étant le rapport de vitesse tangentielle ( $\Omega_{tr} \cdot R$ ) sur la vitesse instantanée du vent.

$$\lambda = \frac{\Omega_{tr} \cdot R}{v_{vent}} \quad (3.4)$$

$R$  étant le rayon de l'aire balayé par les pâles et  $\Omega_{tr}$  la vitesse de rotation de la turbine [98].

### 3.2.2 Coefficient de puissance aérodynamique

Le coefficient de puissance  $C_p(\lambda, \beta)$  exprime l'efficacité de la turbine dans la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Il se présente sous la forme d'une

fonction non linéaire de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle de calage  $\beta$ . La valeur maximale théorique du coefficient de puissance [27].

$$C_{p\max} = \frac{16}{29} \cong 0.5926 \quad (3.5)$$

On peut trouver dans la littérature des équations non linéaires du coefficient de puissance qui modélisent sa variation par rapport à la vitesse spécifique et l'angle de calage des pâles [99]

$$\begin{cases} C_p(\lambda, \beta) = 0.73 \left( \frac{151}{A} - 0.58\beta - 0.02\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{18.4}{A}} \\ A = \frac{1}{\frac{1}{\lambda - 0.02\beta} \frac{0.003}{\beta^3 - 1}} \end{cases} \quad (3.6)$$

### 3.2.3 Couple aérodynamique

L'énergie cinétique captée par l'aéroturbine se transforme instantanément en puissance mécanique  $P_{tr}$  qui développe un couple moteur  $C_{tr}$ , faisant ainsi tourner le rotor à une vitesse  $\Omega_{tr}$ .

$$P_{tr} = C_{tr} \Omega_{tr} \quad (3.7)$$

Ou encore :

$$C_{tr} = \frac{P_{tr}}{\Omega_{tr}} \quad (3.8)$$

En substituant l'expression (3.2) de  $P_{tr}$  dans (3.7) et en tenant compte de (2.3), l'expression du couple aérodynamique peut être présentée sous la forme [100] :

$$C_{tr} = \frac{1}{2} \rho \pi R^3 v_{vent}^2 C_q(\lambda, \beta) \quad (3.9)$$

Avec :

$$C_q(\lambda, \beta) = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda} \quad (3.10)$$

Ou  $C_q(\lambda, \beta)$  est le coefficient du couple aérodynamique



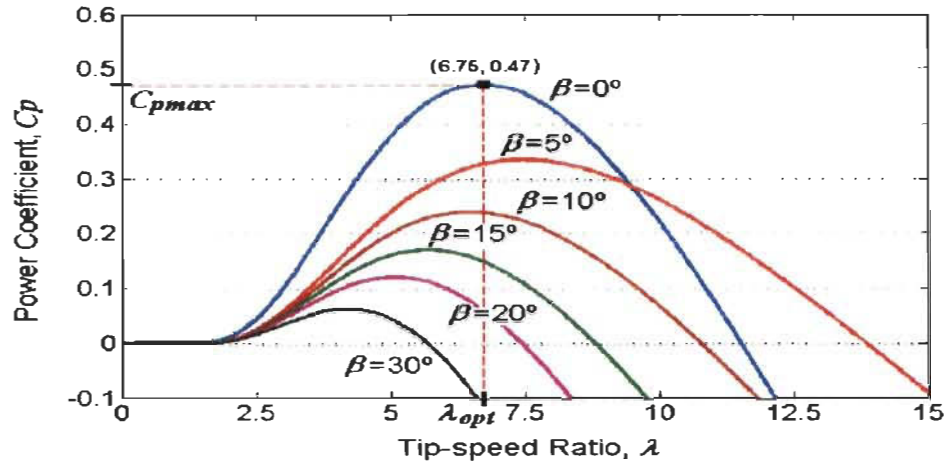


Figure 3.4 Caractéristique  $C_p(\lambda)$  pour plusieurs valeurs de  $\beta$  [95]

### 3.2.4 Modèle de la turbine

Le schéma correspondant à la modélisation de la turbine se déduit des équations précédentes et il est donné à la Figure 3.5.

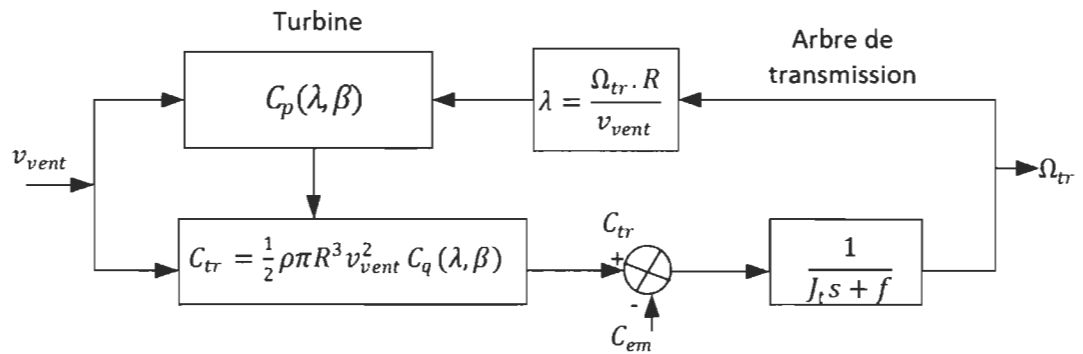


Figure 3.5 Schéma bloc du modèle de la turbine

### 3.2.5 Contrôle de la turbine

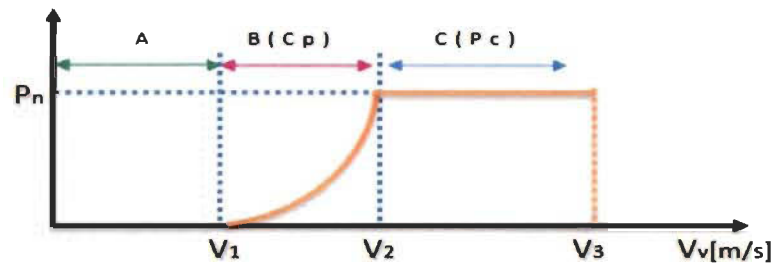


Figure 3.6 Zone de fonctionnement d'une éolienne

$V_1$  : Vitesse du vent correspondant au démarrage de la turbine, cette vitesse est variable selon les constructeurs et la puissance des éoliennes. Entre 2,5 m/s et 4 m/s pour les éoliennes de forte puissance.

$V_2$  : Vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale de la génératrice synchrone. Suivant les constructeurs  $V_2$  varie entre 11,5 m/s et 15 m/s en fonction des technologies.

$V_3$  : Vitesse du vent au-delà de laquelle il convient de déconnecter l'éolienne pour des raisons de tenue mécanique en bout de pâles. Pour la grande majorité des éoliennes,  $V_3$  vaut 25 m/s.

- Zone I :  $V_v < V_1$

La vitesse du vent est trop faible, la turbine peut tourner, mais l'énergie captée est trop faible.

- Zone II :  $V_v < V_2$

Le maximum de puissance est capté dans cette zone pour chaque vitesse de vent. Différentes méthodes existent pour optimiser l'énergie extraite, appelées généralement MPPT. Cette zone correspond au fonctionnement dit à charge partielle (CP).

- Zone III :  $v_2 < V_V < v_3$

La puissance incidente devient trop importante. La puissance extraite est donc limitée tout en restant le plus proche possible de  $P_n$  cette zone correspond au fonctionnement à pleine charge.

- Zone IV :  $V_V > V_3$

La vitesse du vent devient trop forte, la turbine est donc arrêtée et la puissance extraite est nulle.

Dans la suite, nous allons travailler à l'élaboration de lois de commande dans la zone à charge partielle, et de la zone à pleine charge.

### 3.2.6 *Contrôle en charge partielle*

Dans la région de fonctionnement à charge partielle, d'une éolienne à vitesse variable, l'objectif principal de la commande est de maximiser l'énergie capturée par le vent. Le coefficient  $C_p(\lambda, \beta)$  est une fonction non linéaire de la vitesse spécifique  $\lambda$  et de l'angle de calage  $\beta$ . Cette fonction possède un seul maximum  $C_{opt}(\lambda_{opt}, \beta = 0)$ , le rotor peut fournir une puissance aérodynamique maximale uniquement pour  $C_{opt}$ .

### 3.2.7 *Régulateur de vitesse*

L'une des méthodes pour extraire le maximum de puissance de la turbine consiste à imposer un couple optimal sur la génératrice [101].

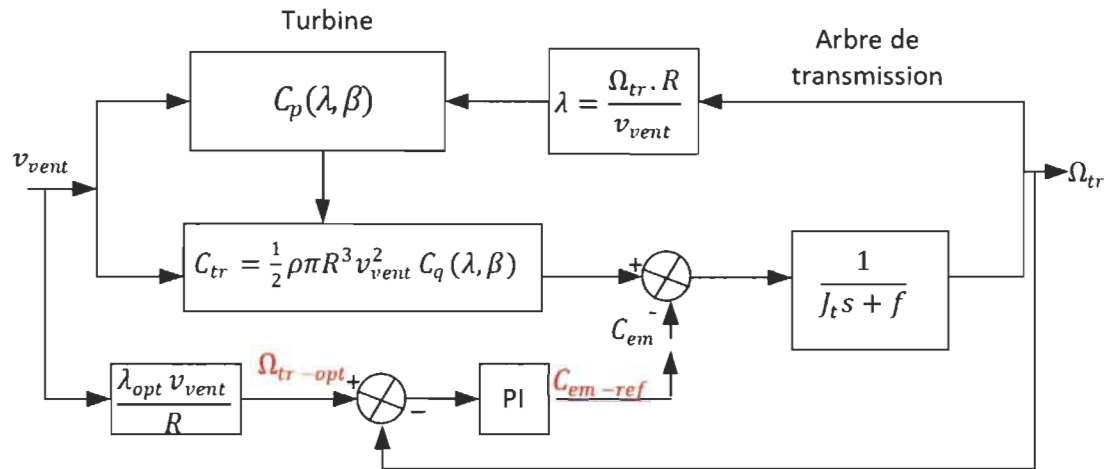


Figure 3.7 Boucle de régulation de la vitesse de rotation

Selon l'équation fondamentale de la dynamique (3.1), permettant de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total appliqué au rotor, on peut réguler cette vitesse en utilisant un asservissement adéquat. On doit générer un couple électromagnétique de référence. Les expressions des paramètres  $K_i$  et  $K_p$  du régulateur proportionnel intégral (PI) seront calculées à partir de différentes méthodes. Les détails de calcul seront donnés dans l'annexe A.

### 3.2.8 Régulateur de l'angle de calage

Lorsque que la vitesse du vent dépasse la vitesse nominale, la puissance que la turbine peut extraire du vent est supérieure à la valeur nominale de la génératrice, cette puissance peut être limitée par l'angle de calage des pales de la turbine (pitch control) [102]. Le calcul des différents paramètres régulation pour l'asservissement de l'angle de calage dépend de plusieurs conditions [103, 104]. Nous avons dans ce travail réalisé la modélisation du système de régulation de calage à partir des boucles de régulation déjà développées [105, 106].

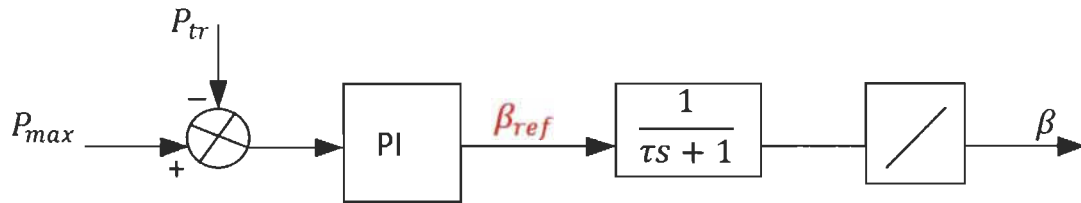


Figure 3.8 Gestion de l'angle de calage (pleine charge)

### 3.3 Evolution de la machine synchrone à aimants permanents

On assiste actuellement à un grand intérêt de la machine synchrone à aimants permanents, car elle a une large utilisation dans divers domaines. L'utilisation des aimants permanents a donné les avantages cités ci-dessous :

- Pas besoin de bobinage et de courant au rotor
- Pas de pertes Joule au rotor

On distingue à l'heure actuelle des machines synchrones à aimants permanents avec beaucoup de pôles dans le domaine de générateurs éoliens de grande puissance. La gamme de puissance des moteurs synchrones est très étendue et diversifiée, elle va des entraînements de bandes, aux entraînements de grande puissance (pompe, propulsion de bateaux, générateurs à vitesse variable, traction quelque MW à quelque 10 MW) [107].

### 3.4 Présentation et modélisation de la machine synchrone

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est complexe et s'avère très performant du fait des raisons ci-dessous [108, 109] :

- Les grandeurs sont alternatives à fréquence fixe ou variable.

- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sortie multiples

Nous allons simplifier le modèle de machine en faisant un certain nombre d'hypothèses.

- Circuit magnétique non saturé
- Circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte.
- Hystérésis et effet de peau dans les parties magnétiques négligeables.

Le principe de la machine synchrone peut être représenté par la Figure 3.9 avec trois enroulements a, b et c avec les aimants permanents au rotor. L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire  $\omega_r$  du rotor où la roue polaire à aimants dont le nombre de pôles est égal à celui du stator permet de produire la force magnétomotrice d'excitation [110, 111]. Il existe plusieurs structures possibles de rotor à pôles lisses et à pôles [100].

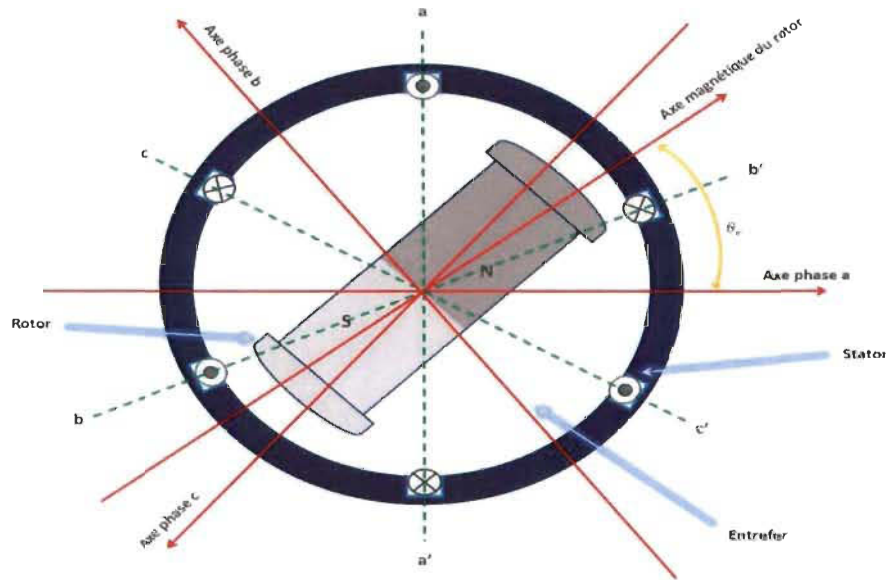


Figure 3.9 Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

### 3.5 Notations de différentes grandeurs de la machine synchrone

Les phases statoriques seront indiquées par a, b et c et le flux rotorique sera désigné par f.

- $L_{sa}$ ,  $L_{sb}$  et  $L_{sc}$  : Les inductances propres respectivement des phases a, b et c.
- $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$  et  $M_{bc}$  : Les inductances mutuelles respectivement des phases a, b et c;
- $l_{ls}$  : Inductance de fuite ;
- $L_{0s}$  : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator ;
- $L_{2s}$  : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase ;
- $R_s$  : Résistance d'une phase statorique ;
- $N_p$  : Nombre de paires de pôles ;
- $\theta_m$  : Position mécanique réelle du rotor ;
- $\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$  ; Vitesse mécanique réelle du rotor ;

- $\theta_r = N_p \cdot \theta_m$  : Position électrique du rotor ;
- $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : Vitesse électrique du rotor ;

### 3.6 Équations régissant le fonctionnement de la machine synchronre

Nous avons ci-dessous les équations qui régissent le fonctionnement de la machine synchronre dans un repère lié au stator selon les trois phases a, b et c :

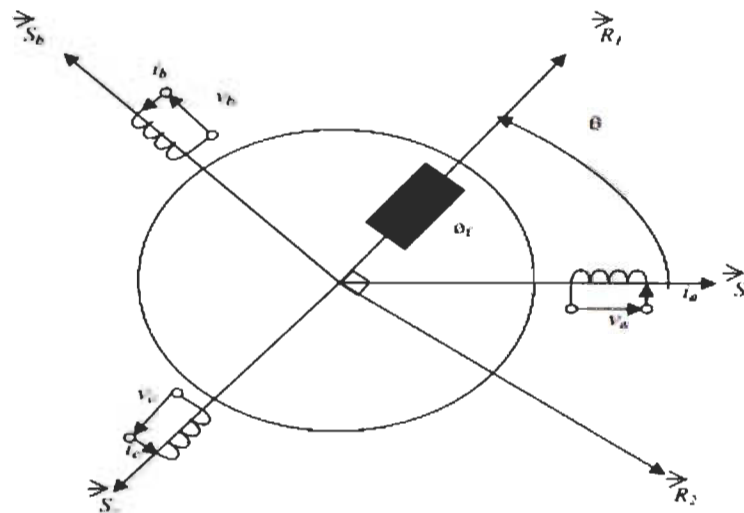


Figure 3.10 Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a,b,c)

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (3.11)$$

Avec :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Nous avons :



$[v_s]$  : Vecteurs de tensions statoriques

$[i_s]$  : Vecteurs de courants statoriques

$[R_s]$  : Matrice des résistances des phases du stator

Nous pouvons écrire les flux de différentes phases du stator sous la forme :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (3.13)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Où

$[\Phi_{sf}] = [\Phi_{af} \quad \Phi_{bf} \quad \Phi_{cf}]^T$  Représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les trois phases a, b, c, et  $[L_{ss}]$  est la matrice des inductances statoriques.

Le flux engendré par les aimants permanents dépend de la position angulaire  $\theta_r$  du rotor :

$$[\phi_{sf}] = \Phi_{fd} \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

### 3.7 Équation mécanique de la machine synchrone

Le couple électromagnétique fourni est d'un part transmis à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation des frottements visqueux, en négligeant les frottements secs. Selon la loi fondamentale de la mécanique, nous avons :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (3.16)$$

Où

$\omega_r = N_p \Omega$  Avec :

- $J$  : le moment d'inertie totalement ramené sur l'arbre du moteur ;
- $f$  : le coefficient de frottement visqueux ;
- $C_{em}$  : Le couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- $C_r$  : Le couple résistant appliqué sur le moteur ;

Dans notre cas, la charge est constituée de l'inertie entraînée et du frottement visqueux.

### 3.8 Couple électromagnétique de la MSAP

Nous avons le couple électromagnétique délivré par la machine, et obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p [i_s]^T \left[ \frac{d[L_s]}{dt} \right] [i_s] \quad (3.17)$$

En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotorique dans l'équation et après simplification, on aboutit à l'expression du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p \left[ \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (3.18)$$

Nous allons développer l'expression du couple électromagnétique dans un repère lié au rotor.

### 3.9 Machine synchrone triphasée dans le système des axes (d,q)

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la transformation de Park. En appliquant la transformation de Park  $P(\Theta)$  et de Concordia données en annexe (A) au système d'équations (3-1) et (3-2), on peut exprimer toutes les grandeurs dans un repère lié au rotor comme le montre la Figure 3.11 avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère (d, q), Figure 3.11. La transformation de Clarke est un outil

mathématique utilisé en électrotechnique afin de modéliser un système triphasé grâce à un modèle diphasé. Il s'agit d'un changement de repère, les deux axes dans la nouvelle base sont nommés  $\alpha, \beta$  les grandeurs transformées sont généralement des courants, des tensions ou de flux. Dans une machine synchrone, le repère de Clarke est lié au stator.

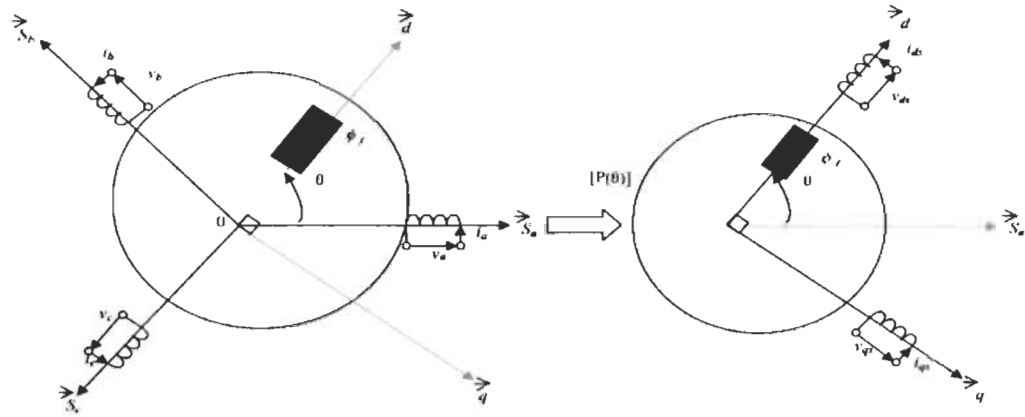


Figure 3.11 Schéma équivalent de M.S.A.P dans le plan (abc) et (d,q).

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Le calcul de l'inverse de  $[P(\theta_r)]$  est immédiat, il vient donc :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = [P(\theta_r)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Soit  $[P(\theta_r)]$  la matrice de transformation de Park, cette transformation fait correspondre les vecteurs  $[v_{dq0}]$ ,  $[i_{dq0}]$  et  $[\Phi_{dq0}]$ .

Le vecteur  $v_o$  représente la composante homopolaire et les vecteurs  $v_d$  et  $v_q$  qui représentent les vecteurs diphasés des tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$ .

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

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \\ V_o = R_s i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (3.21)$$

Le système étant équilibré, la troisième équation est nulle. Dans ce système d, q tournant à la vitesse du rotor, les grandeurs électriques et magnétiques sont continues. Ce qui rend la commande similaire à la commande des machines à courant continu. Ce système sera utilisé dans la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents.

### 3.10 Équations de flux

Nous avons pour les flux,  $[\Phi_{dq}] = [P(\theta_r)][\Phi_{abc}]$ , nous obtenons :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} &= [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_{sc} \end{bmatrix} (P(\theta_r)^{-1}) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \\ [P(\theta_r)] i_f \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} &= [P(\theta_r)] \end{aligned} \quad (3.22)$$

Les flux totalisés dans chaque phase s'expriment sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\text{Avec : } K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \widehat{\Phi}_{fd}$$

Où  $L_d$ ,  $L_q$  sont respectivement les inductances directes et en quadrature. Elles sont supposées indépendantes de la position  $\theta_r$ ,  $\widehat{\Phi}_{fd}$  valeur crête du flux généré par les aimants lorsque son axe longitudinal est aligné avec celui des enroulements statoriques.

Nous aboutissons aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Les équations nous permettent d'établir le diagramme vectoriel de la machine synchrone, qui représente les relations vectorielles entre les différentes tensions et le courant du moteur dans le repère de Park (d, q). Dans ce repère, le courant  $i_d$  est choisi égal à zéro de telle sorte que le flux rotorique soit aligné sur l'axe d, lorsque le courant  $i_d$  est nul, le modèle du moteur synchrone se réduit à celui du moteur à courant continu, cette technique nous permet d'obtenir le couple et par suite la vitesse en utilisant la composante en quadrature du courant  $i_q$ . Nous pouvons ainsi définir les grandeurs ci-dessous avec :

- $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \sqrt{3} I_{s-eff}$  : courant statorique du moteur ;
- $V_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{3} V_{s-eff}$  : tension statorique du moteur ;
- $\delta$  : déviation angulaire entre la tension statorique et l'axe q du repère de Park.
- $\varphi$  : déviation angulaire entre le courant statorique et la tension statorique du moteur.

### 3.11 Équation mécanique de la machine

Nous devons définir le bilan de puissance de la machine synchrone qui est donné par l'expression ci-dessous :

$$[v_d i_d + v_q i_q] = [R_s i_d^2 + R_s i_q^2] + \left[ \frac{1}{2} L_d \left( \frac{di_d^2}{dt} \right) + \frac{1}{2} L_q \left( \frac{di_q^2}{dt} \right) \right] + [\omega_r \Phi_d i_q - \omega_r \Phi_q i_d] \quad (3.25)$$

$$P_{fm} = P_{js} + P_{ms} + P_{tr} \quad (3.26)$$

$$P_{fm} = v_d i_d + v_q i_q \quad (3.27)$$

La quantité d'énergie de mouvement par la machine est convertie en énergie magnétique et mécanique. Le terme  $P_{js}$  représente la puissance perdue par effet joule au stator. L'énergie magnétique emmagasinée par les inductances du stator est définie par le terme  $P_{ms}$  et  $P_{tr}$  représente la puissance transmise au système mécanique du moteur, nous avons donc :

$$P_{js} = [R_s i_d^2 + R_s i_q^2] \quad (3.28)$$

$$P_{mc} = \left[ \frac{1}{2} L_d \left( \frac{di_d^2}{dt} \right) + \frac{1}{2} L_q \left( \frac{di_q^2}{dt} \right) \right] \quad (3.29)$$

$$P_{tr} = [\omega_r \Phi_d i_q - \omega_r \Phi_q i_d] = \omega_r (K_e i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.30)$$

$$C_{em} = N_p (K_e i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.31)$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux parties

$$C_{emp} = K_t i_q \quad (3.32)$$

$$C_{emr} = N_p ((L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.33)$$

Où  $K_t = N_p K_e$  représente la constante du couple,  $C_{emp}$  représente le couple principal créé par l'aimant et  $C_{emr}$  est le couple reluctant dû à la saillance de la machine synchrone à aimant permanent. Dans le cas d'une machine à pôles lisses, le dernier terme est nul.

### 3.12 Modélisation de la génératrice synchrone.

Dans notre étude nous allons appliquer le moteur synchrone en convention générateur, car la turbine éolienne entraîne la machine synchrone, cette dernière reçoit de l'énergie de la part de la turbine.

#### 3.12.1 Équations des tensions

Le système d'équations des tensions de la génératrice synchrone est obtenu par la loi de Faraday qui permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Avec :

$V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  Tensions des phases statoriques

$I_a$ ,  $I_b$  et  $I_c$  Courants des phases statoriques

$\psi_a$ ,  $\psi_b$  et  $\psi_c$  Flux totaux traversant les bobines statoriques

#### 3.12.2 Équations des flux

$$\begin{cases} \psi_a = (L_s - M).I_a + \psi_f \cos(\theta_s) \\ \psi_b = (L_s - M).I_b + \psi_f \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_c = (L_s - M).I_c + \psi_f \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.35)$$

Avec :

$\psi_{abc}$  Flux des axes (abc)

$\psi_f$  Flux de l'aimant permanent

$L_s$  Inductance des phases statoriques

$L_c = (L_s - M)$  Inductance cyclique

### 3.12.3 Modèle de la génératrice synchrone dans le repère $(d, q)$

Le modèle complet de la génératrice synchrone à aimant permanent est résumé par les équations (3.36). Ce système d'équations est utilisé pour élaborer les boucles de régulation de la génératrice.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q I_q \omega_s \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_d \frac{dI_q}{dt} - L_q I_d \omega_s + \psi_f \omega_s \\ \psi_d = L_{ds} I_{ds} + \psi_f \\ \psi_f = L_{qs} I_{qs} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \psi_f I_{qs}) \\ J \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{tr} - C_{em} - f \Omega_g \end{array} \right. \quad (3.36)$$

### 3.12.4 Commande en couple de la génératrice synchrone à aimants permanents

La commande de la génératrice synchrone à aimant permanent est basée sur le pilotage vectoriel des tensions statoriques [112]. Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit. En dissociant, le courant statorique en deux composantes  $(I_{ds}, I_{qs})$  en quadrature dans un référentiel lié au champ tournant de façon que l'une des composantes  $(I_{qs})$  commande le couple électromagnétique et l'autre  $(I_{ds})$  commande le flux, ce qui nous permet d'avoir un fonctionnement semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. La commande des tensions statoriques est obtenue en imposant des tensions de référence à l'entrée de la commande du convertisseur côté génératrice. Ces tensions permettent de définir les signaux de commande  $(S_{i(1,2,3)})$  sur les bras du redresseur



de manière à ce que les tensions aux bornes du stator de la génératrice soient le plus proche possible de tensions de référence [113]. La structure de la commande est illustrée par la Figure 3.12 ci-dessous.

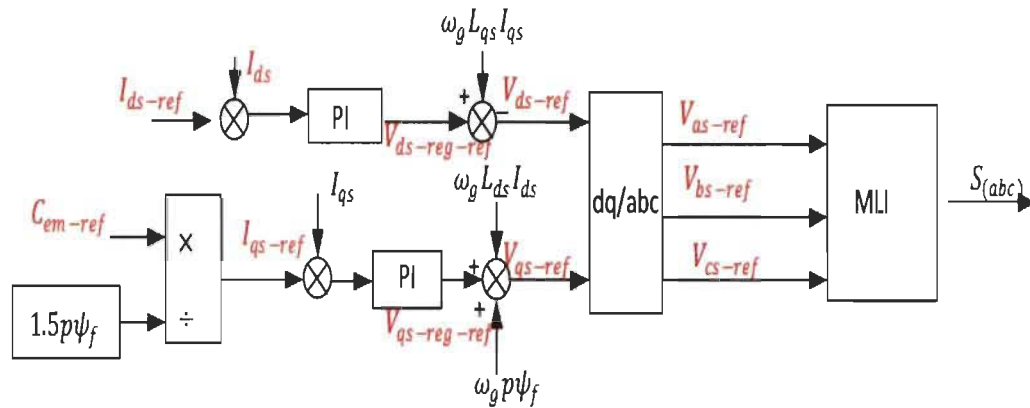


Figure 3.12 Structure de la commande de la génératrice synchrone

Les tensions de la génératrice synchrone dans le repère (dq) sont données par les équations (3.37).

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q I_q \omega_s \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d I_d \omega_s + \psi_f \omega_s \end{cases} \quad (3.37)$$

En faisant l'hypothèse que les termes  $(L_d, I_d \text{ et } \omega_s)$ ,  $(L_q, I_q \text{ et } \omega_s)$  sont considérés comme des perturbations mesurables, on définit deux grandeurs de commande  $V_{ds-reg}$ ,  $V_{qs-reg}$  comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds-reg} = R_s I_d + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs-reg} = R_s I_q + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (3.38)$$

En utilisant la transformée de Laplace, nous avons :

$$\begin{cases} V_{ds-reg} = R_s I_d + L_d I_{ds} S \\ V_{qs-reg} = R_s I_q + L_q I_{qs} S \end{cases} \quad (3.39)$$

$V_{d-reg}$ , et  $V_{q-reg}$ , indépendamment du courant  $I_{qs}$

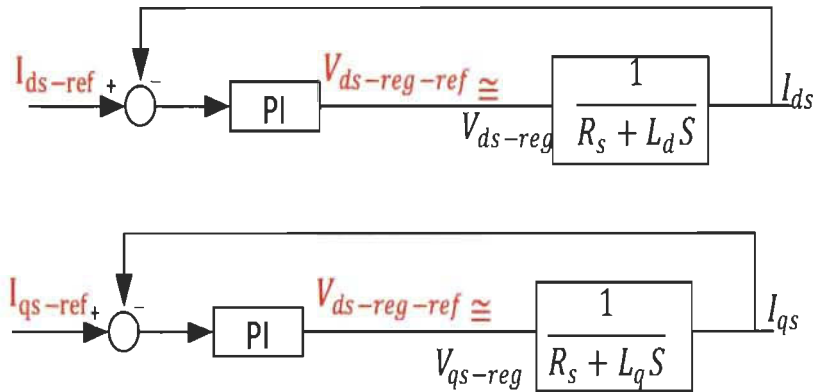


Figure 3.13 Schéma bloc du dispositif de contrôle des courants de la génératrice

Nous avons :

$$\begin{cases} I_{d-ref} = 0 \\ I_{q-ref} = \frac{2C_{em-ref}}{3p\Psi_f} \end{cases} \quad (3.40)$$

Le choix d'imposer  $I_{d-ref}$  à zéro permet d'éviter la démagnétisation des aimants permanents due à la réaction d'induit selon l'axe d et de réduire les pertes Joule [105, 114].

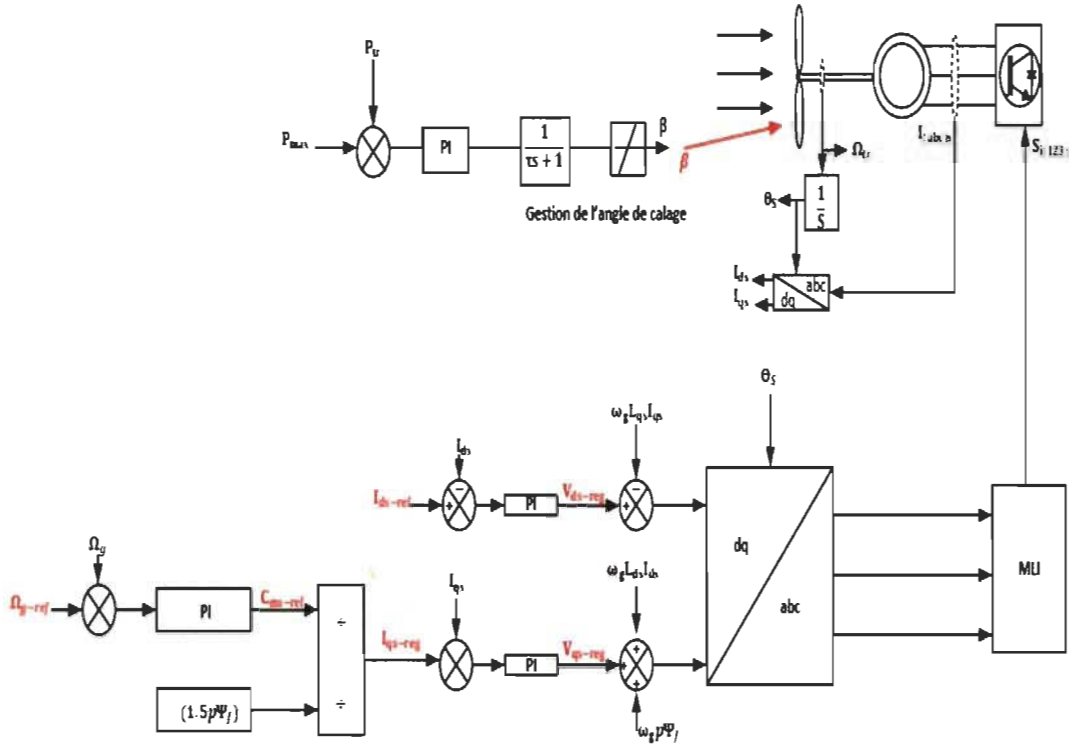


Figure 3.14 Structure de commande de l'ensemble (Turbine et génératrice)

### 3.12.5 Caractéristique de la génératrice synchrone étudiée

Dans cette partie nous simulons le comportement de la génératrice synchrone dont les caractéristiques sont en annexe A.

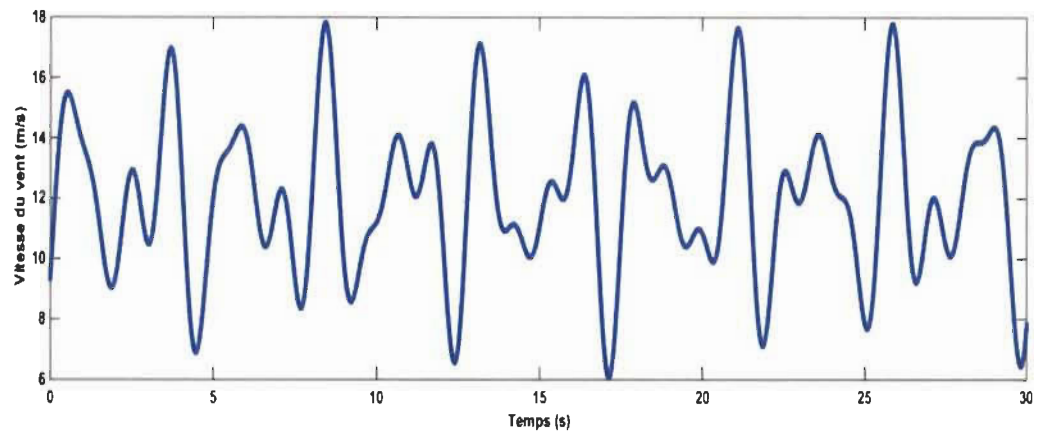


Figure 3.15 Variation du vent

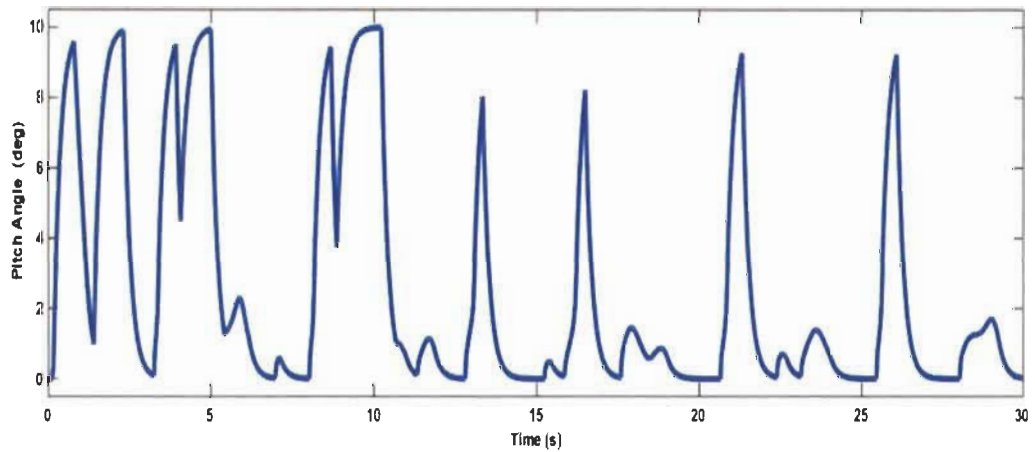


Figure 3.16 Pitch angle

Le pitch contrôle est un système de régulation aérodynamique actif, il consiste à limiter la puissance pour des vitesses de vent supérieur à la vitesse nominale. Les Figure 3.15 et Figure 3.16 nous montrent les variations du profil de vent et du pitch contrôle.

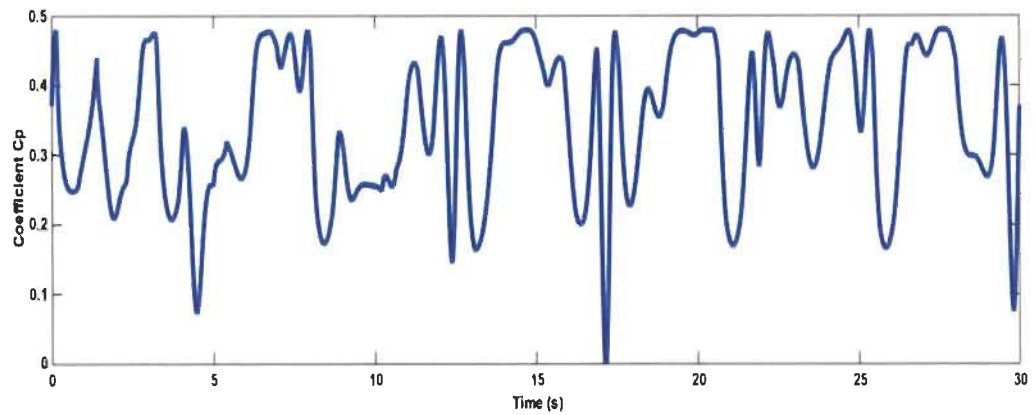


Figure 3.17 Coefficient de puissance  $C_p$

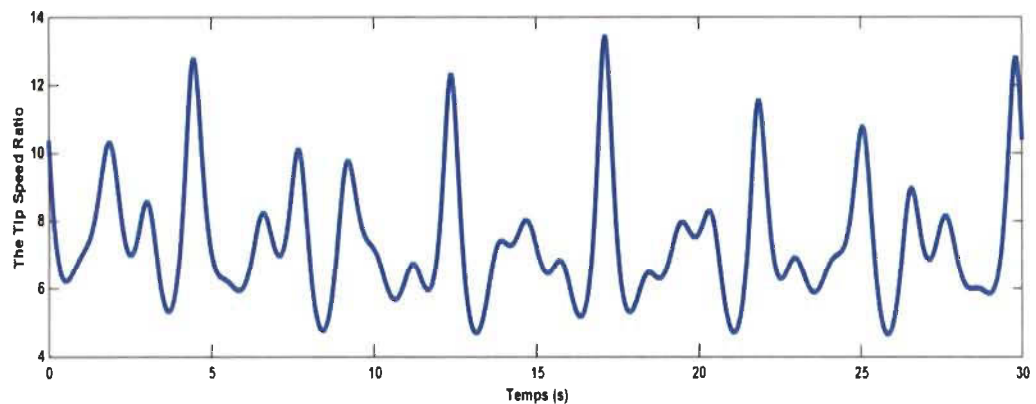


Figure 3.18 The tip speed ratio  $\lambda$

Comme on peut le constater sur les Figure 3.15, Figure 3.16 et Figure 3.18 que le pitch angle varie de 0 à  $10^\circ$  :  $C_{pmax} = 0.45$  ; le tip speed ratio est sensiblement égal à 8.1. Toutes ces valeurs correspondent à la vitesse nominale de la génératrice synchrone  $\omega_G = 130 \text{ rad/s}$  que nous nous sommes fixées.

Les Figure 3.19, Figure 3.20 et Figure 3.21 représentent, la puissance mécanique, le couple électromécanique et la vitesse du rotor oscillent autour de leurs valeurs nominales qui sont pour la vitesse  $\omega_G = 130 \text{ rad/s}$  : pour le couple électromagnétique  $T_E = 36 \text{ N.m}$ .

Nous pouvons déduire que toutes les variables sont influencées par la variation du vent autour du point nominal.

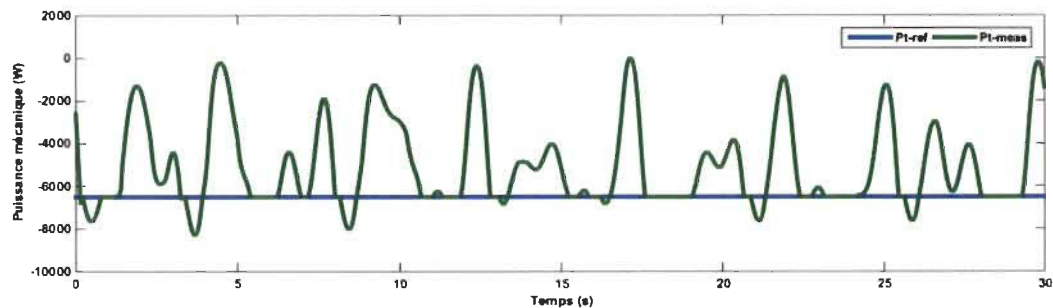


Figure 3.19 Puissance mécanique transmise

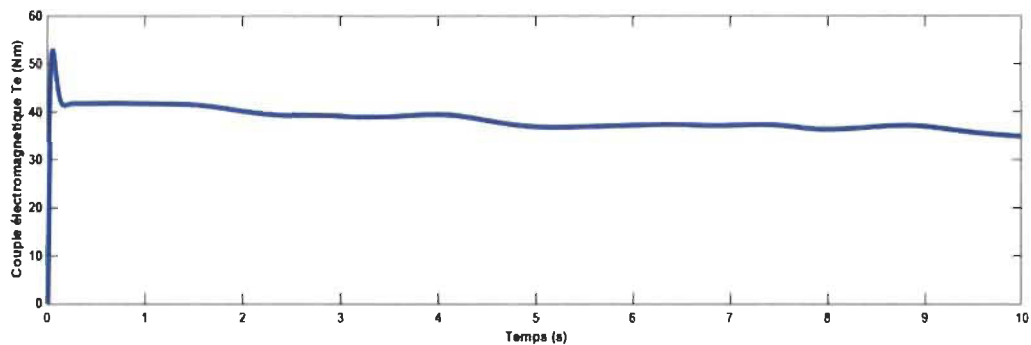


Figure 3.20 Couple électromagnétique

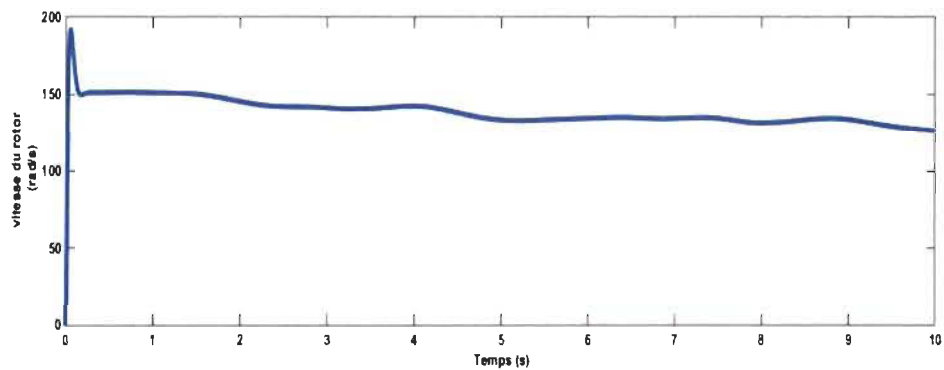


Figure 3.21 Vitesse du rotor

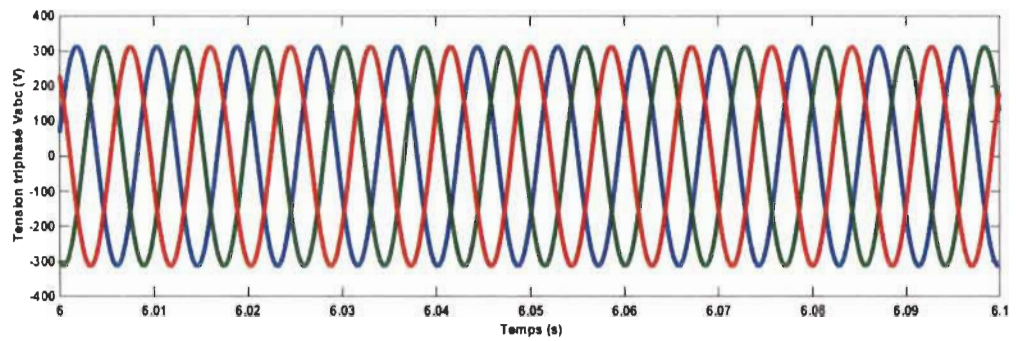


Figure 3.22 Tension triphasée

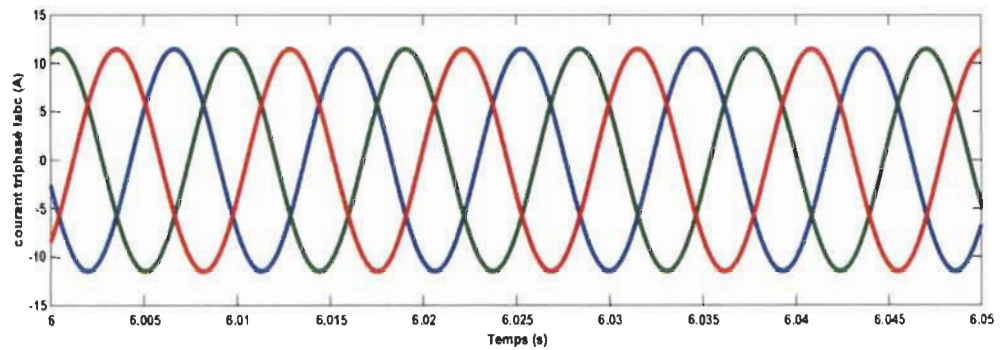


Figure 3.23 Courant triphasé

Les Figure 3.22 et Figure 3.23 montrent la variation des tensions et de courant par phase aux bornes d'une charge résistive, ces grandeurs sont sinusoïdales. L'amplitude de la tension  $V_{im}$  est de 280V et celle du courant  $I_{im}$  est de 11A.

La Figure 3.24 représente la variation de la puissance active, nous constatons que cette dernière fluctue avec la variation du profil du vent et demeure a la valeur  $P_G = 4500W$ , tandis que la puissance réactive est nulle.

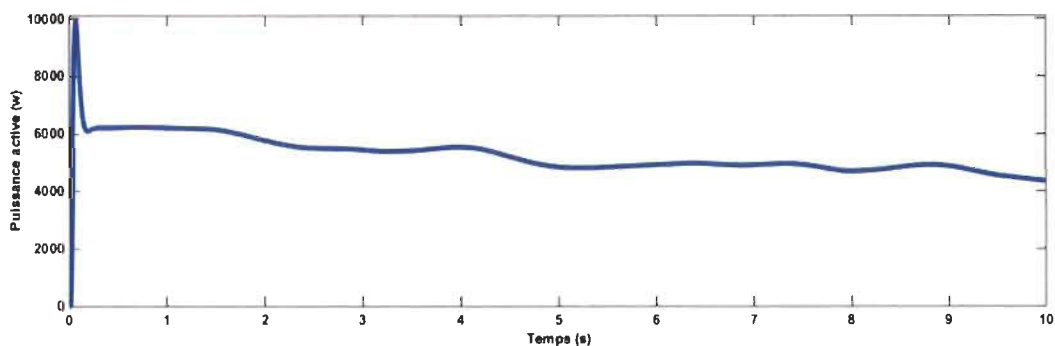


Figure 3.24 Puissance active

En observant les Figure 3.25 et Figure 3.26 qui représentent la tension et courant efficaces de ligne, nous constatons que toutes ses grandeurs fluctuent avec le profil de vent : la tension fluctue autour de  $V_{ab} = 330V$  et le courant autour de  $I_a = 8A$ .

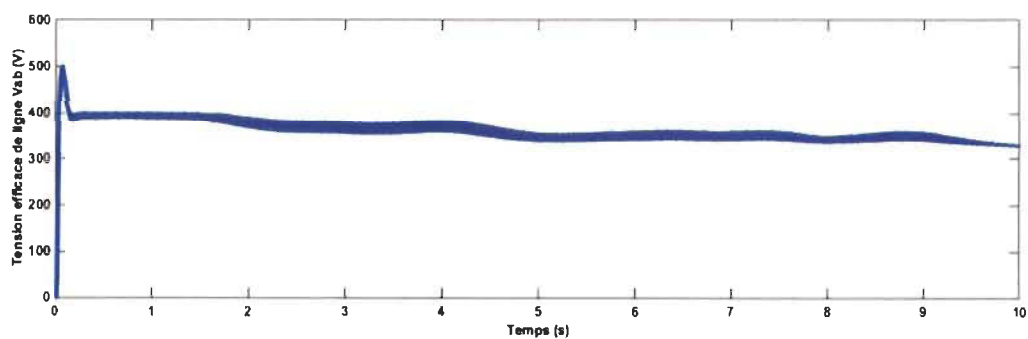


Figure 3.25 Tension efficace de ligne

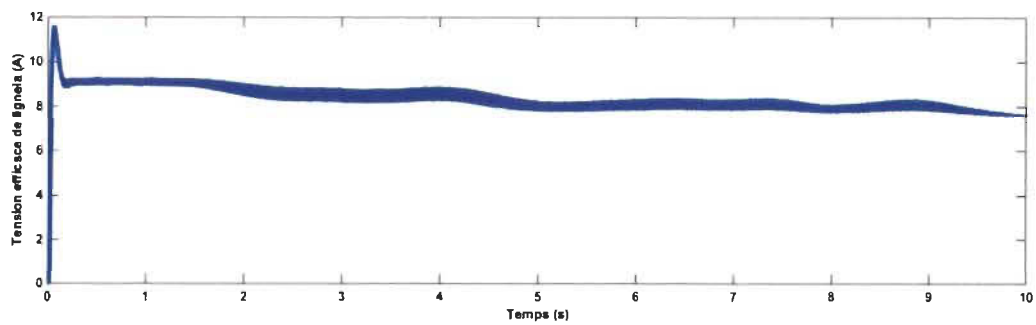


Figure 3.26 Courant efficace de ligne



La Figure 3.27 représente la puissance active  $P_{ab}$ , elle varie aussi en fonction du profil de vent et reste égale à  $P_{ab} = 4500W$ . C'est la même valeur trouvée précédemment. Elle peut être calculée par la relation :

$$P_{ab} = \sqrt{3}V_{ab}. I_{ab}. \cos(\varphi)$$

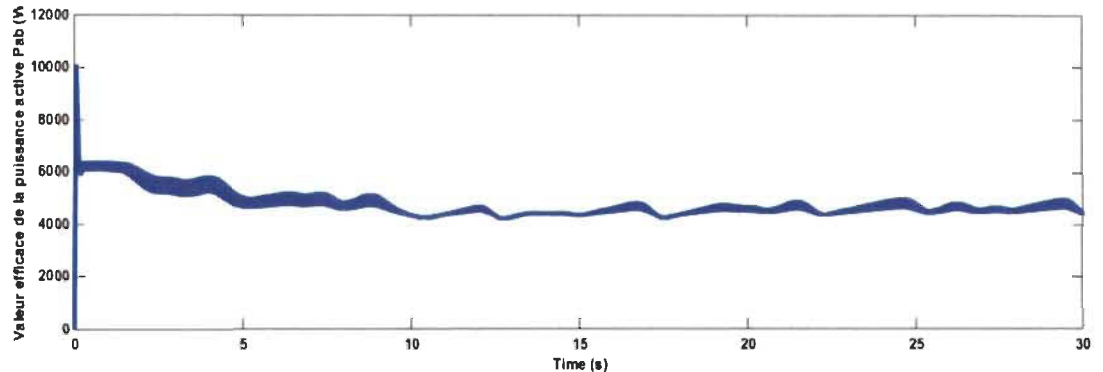


Figure 3.27 Puissance efficace

### 3.13 Techniques de commande MLI

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet le contrôle total du convertisseur, parce que les convertisseurs peuvent être commutés à des fréquences élevées à l'entrée et à la fermeture. On peut mettre en application soient des redresseurs à source de courant, ou de redresseurs à sources de tension [84, 115]. Cela permet la commutation des vannes, des centaines de fois en une période. Cela n'est pas possible avec les redresseurs à commutation de ligne, où les thyristors ne sont activés et désactivés qu'une fois par cycle. Cette fonctionnalité a les avantages suivants :

- a) Le courant ou la tension peut être modulé (PWM), générant moins de contamination harmonique

- b) Le facteur de puissance peut être contrôlé et même il peut être fait de premier plan
- c) Ils peuvent être construits en tant que redresseurs de source de tension ou de courant.

### 3.14 Topologie de base de redresseur commandé

Il existe deux manières de mettre en œuvre des redresseurs triphasés à commutation forcée :

- a) En tant que redresseur source de courant (Figure 3.28) où l'inversion de puissance se fait par inversion de la tension continue.
- b) En tant que redresseur de source de tension, où l'inversion de puissance se fait par inversion du courant en courant continu (Figure 3.29).

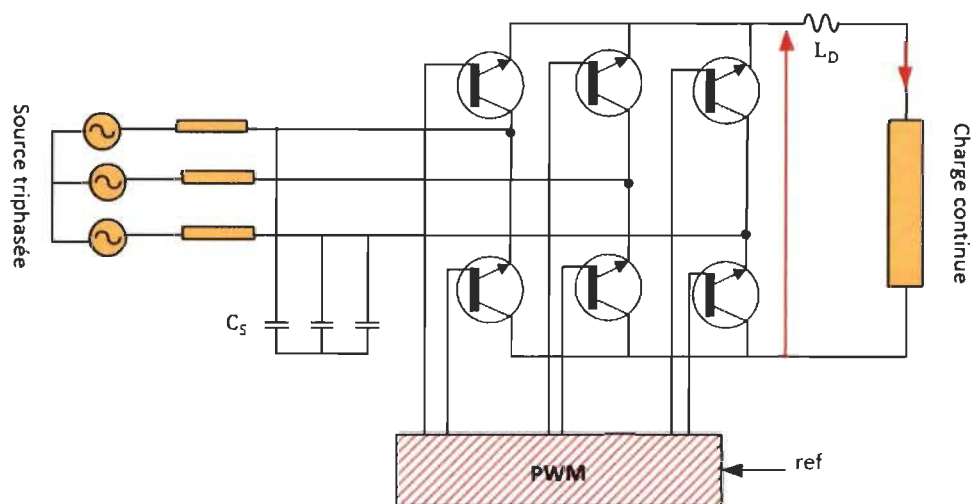


Figure 3.28 Redresseur commandé en courant[116]

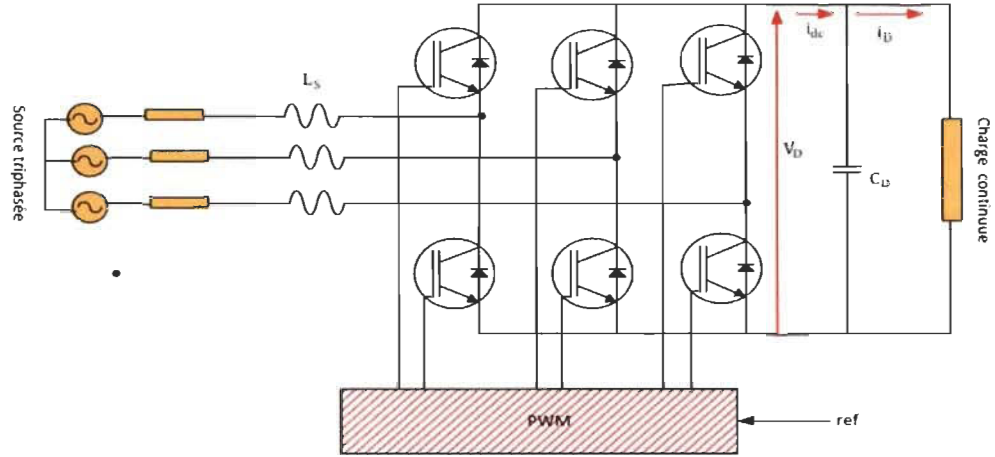


Figure 3.29 Redresseur commandé en tension [116]

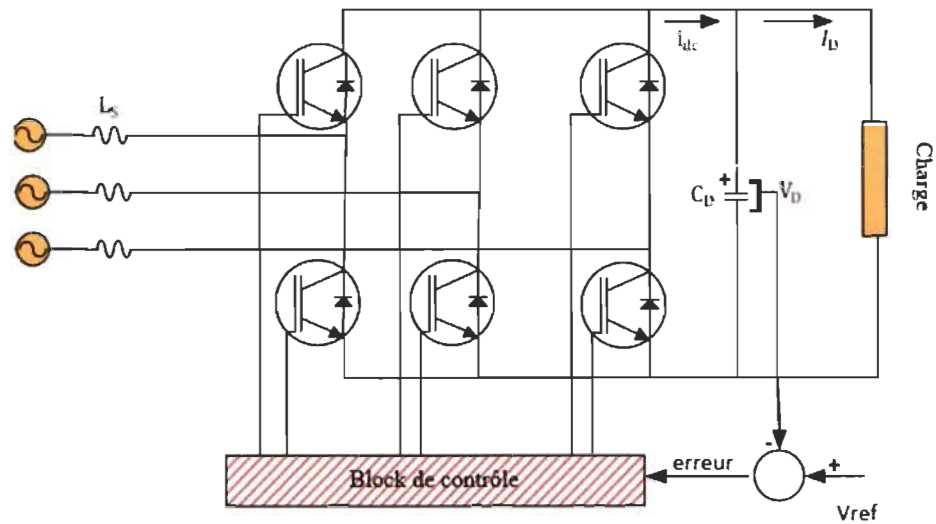


Figure 3.30 Principe de fonctionnement du redresseur commandé[116]

Le redresseur commandé en tension est le plus utilisé, son principe de fonctionnement de base consiste à maintenir la tension de la liaison continue à une valeur de référence souhaitée à l'aide d'une boucle d'asservissement comme illustré sur la Figure 3.30 pour accomplir cette tâche, la tension de liaison continue est mesurée et comparée à une référence  $V_{ref}$ . Le signal

d'erreur générée par cette comparaison permet d'activer ou désactiver les six IGBT du redresseur. De cette manière, le courant est bidirectionnel en fonction des exigences de tension de liaison en courant continu. La tension  $V_d$  est mesurée sur le condensateur  $C_D$ . Lorsque  $I_D$  est positif nous avons un fonctionnement redresseur, le condensateur  $C_D$  est déchargé et le signal d'erreur demande au bloc de commande de lui fournir davantage de courant. Le bloc de commande tire son énergie de l'alimentation en générant des signaux PWM appropriés pour les six IGBT. De cette manière, le courant circule du côté alternatif au côté continu et la tension du condensateur est rétablie. Inversement, lorsque  $I_D$  devient négatif, fonctionnement onduleur, le condensateur est surchargé et le signal d'erreur au contrôle de décharger le condensateur et de rétablir l'alimentation en courant alternatif. Le contrôle PWM peut non seulement non seulement gérer la puissance active, mais également la puissance réactive, ce qui permet à ce type de redresseur de corriger le facteur de puissance, de plus, les formes d'onde du courant alternatif peuvent être maintenues presque sinusoïdales, réduisant ainsi la contamination harmonique du secteur.

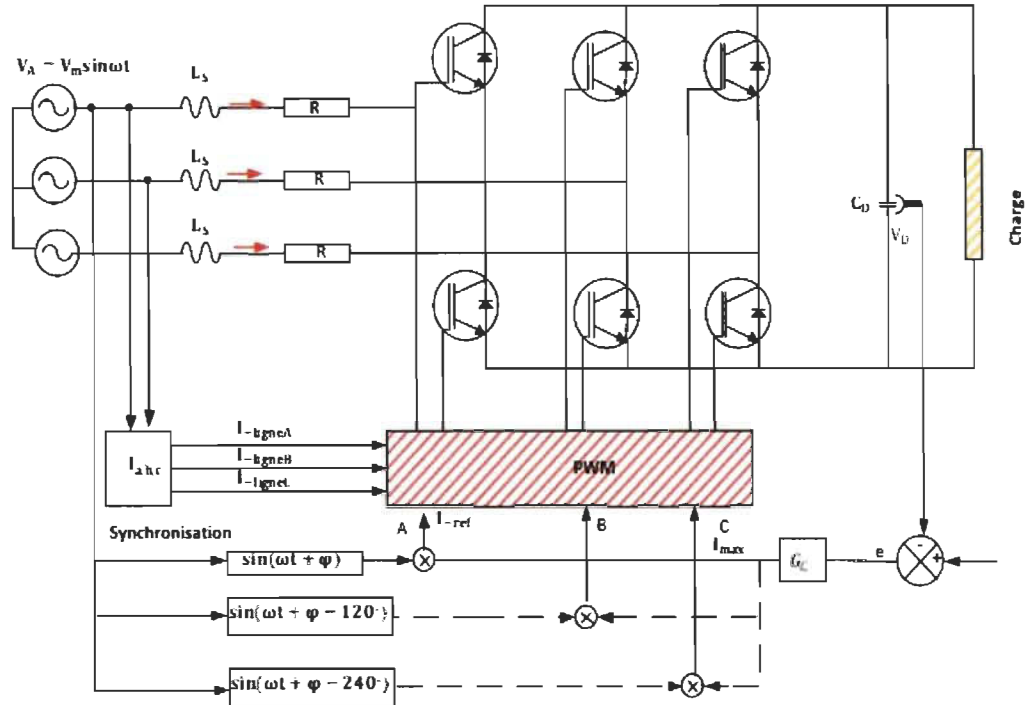


Figure 3.31 Redresseur triphasé contrôlé en tension et en courant[116]

Le contrôle du schéma de la Figure 3.31 est obtenu en mesurant les courants de phase instantanés et en les forçant à suivre un gabarit de référence de courant sinusoïdal,  $I_{ref}$ . L'amplitude du modèle de référence actuel,  $I_{MAX}$ , est évalué à l'aide de l'équation suivante

$$I_{MAX} = G_{ce} = G_C(V_{REF} - V_D) \quad (3.42)$$

Où  $G_C$  est représenté sur la Figure 3.31 et représente un contrôleur tel que PI, P, logique floue ou autre. La forme d'onde sinusoïdale du gabarit est obtenue en multipliant  $I_{MAX}$  par une fonction sinus, avec la même fréquence du secteur et avec le déphasage désiré, l'angle  $\varphi$ , comme indiqué sur la Figure 3.31. En outre, le modèle doit être synchronisé avec l'alimentation. Après cela, le modèle a été créé et est prêt à produire le modèle PWM. Cependant, un problème se pose avec le redresseur parce que la boucle de contrôle de retour

sur la tension  $V_C$  peut produire une instabilité. Ensuite, il devient nécessaire d'analyser ce problème lors de la conception du redresseur. Lors de l'introduction du retour de tension et du contrôleur du  $G_c$ , la commande du redresseur peut être représentée dans un schéma de principe dans le domaine de Laplace, comme le montre la Figure 3.32. Ce schéma fonctionnel représente une linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement, donné par la valeur efficace du courant d'entrée  $I_s$ .

Les blocs  $G_1(s)$  et  $G_2(s)$  de la Figure 3.32 représentent la fonction de transfert du redresseur (autour du point de fonctionnement) et la fonction de transfert du condensateur de liaison à courant continu  $C_D$ , respectivement.

$$G_1(s) = \frac{\Delta P_1(s)}{\Delta I_s(s)} = 3(V \cos \varphi - 2RI_s - L_s I_s s) \quad (3.43)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta V_D(s)}{\Delta P_1(s) - \Delta P_2(s)} = \frac{1}{V_D C_D s} \quad (3.44)$$

Où  $\Delta P_1(s)$  et  $\Delta P_2(s)$  représentent la puissance d'entrée et de sortie du redresseur dans le domaine de Laplace,  $V$  la valeur efficace de la tension simple du réseau,  $I_s$  le courant d'entrée étant contrôlé par le gabarit,  $L_s$  l'inductance d'entrée, et  $R$  la résistance entre le convertisseur et l'alimentation.

Selon les critères de stabilité et en supposant un contrôleur PI, les relations suivantes sont obtenues :

$$I_s \leq \frac{C_D V_D}{3K_p L_s} \quad (3.45)$$

$$I_s \leq \frac{K_p V \cos \varphi}{2RK_p + L_s K_i} \quad (3.46)$$

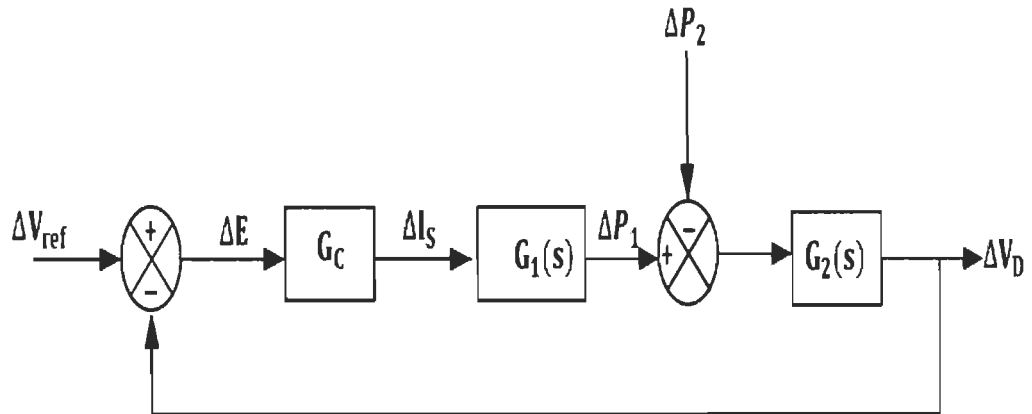


Figure 3.32 Fonction de transfert du redresseur en boucle fermée

Ces deux relations sont utiles pour la conception du redresseur commandé en courant.

Ils rapportent les valeurs du condensateur de liaison  $c_c$ , de la tension de liaison  $c_c$ , de l'alimentation en tension efficace, de la résistance d'entrée et de l'inductance, et du facteur de puissance d'entrée avec la valeur efficace du courant d'entrée  $I_s$ . Avec ces relations, les gains proportionnel et intégral  $K_p$  et  $K_i$  peuvent être calculés pour assurer la stabilité du redresseur. Ces relations n'établissent des limites que pour le fonctionnement du redresseur, car les courants négatifs satisfont toujours les inégalités. Avec ces deux limites de stabilité satisfaites, le redresseur maintient la tension du condensateur à la valeur de VRF (régulateur PI), pour toutes les conditions de charge, en déplaçant la puissance du côté alternatif vers le côté continu en mode onduleur, la puissance se déplace dans la direction opposée. Une fois que les problèmes de stabilité ont été résolus et que le gabarit de courant sinusoïdal a été généré, une méthode de modulation sera nécessaire pour produire le modèle PWM pour les valves de puissance. Le modèle PWM commutera les vannes d'alimentation pour forcer les courants d'entrée  $I_{ligne}$  à suivre le modèle courant souhaité  $I_{ref}$ . Il existe de nombreuses méthodes de modulation dans la littérature, mais trois méthodes pour les redresseurs à

courant contrôlés sont les plus utilisés : l'échantillonnage périodique, la bande d'hystérésis et la porteuse triangulaire.

### **3.15 Système de conversion de l'éolienne utilisé dans la thèse**

#### *3.15.1 Introduction*

L'utilisation des éoliennes comme sources d'énergie a augmenté de manière significative dans le monde. Avec l'application croissante des systèmes de conversion d'énergie éolienne, diverses technologies sont développées pour eux. Avec de nombreux avantages, le système de génération de générateur synchrone à aimant permanent représente une tendance importante dans le développement des applications éoliennes. Extraire la puissance maximale du vent et alimenter le réseau en électricité de haute qualité sont deux objectifs de systèmes de conversion d'énergie éolienne. Pour réaliser ces objectifs, le convertisseur AC-DC-AC est l'une des meilleures topologies. La Figure 3.33 montre une topologie classique. Avec un redresseur commandé et un onduleur à deux niveaux. On peut remplacer l'onduleur à deux niveaux par un onduleur multiniveau ceci dépend de la puissance à transférer au réseau électrique. Le redresseur commandé peut aussi être un redresseur à diode avec un convertisseur dc-dc boost Figure 3.39 et un onduleur triphasé. Le convertisseur boost est contrôlé pour suivre le point de puissance maximum (MPPT) et l'onduleur est contrôlé pour fournir une alimentation de haute qualité.

#### *3.15.2 Principe de fonctionnement*

La Figure 3.33 montre le schéma d'une éolienne à base d'une génératrice synchrone connecté à un redresseur connecté à un condensateur de stockage. C'est la première partie du convertisseur Back to Back to back. En général, il s'agit d'un condensateur de stockage) qui



connecte le générateur à. Le PMSG avec convertisseur de source de tension Back to Back assure une maîtrise totale du système [117]. Il peut réguler complètement la vitesse du générateur, le facteur de puissance et le couple électromagnétique avec un THD à faible courant. La capacité de stockage assure le découplage entre le générateur et le réseau auquel le convertisseur Back to Back sera connecté et ainsi les transitoires dans le générateur n'apparaissent pas du côté du réseau [118].

### *3.15.3 Convertisseur Back to Back commandé*

Les générateurs synchrones à aimant permanent (GSAP) sont de plus en plus utilisés dans le domaine de la conversion éolienne, surtout dans les applications autonomes, pour leur fiabilité, efficacité et une taille compacte. Dans cette thèse, nous utilisons un GSAP couplé directement à la turbine éolienne sans boîte de vitesse. Le modèle utilisé est basé sur les équations définies précédemment. Le redresseur triphasé à deux niveaux commandés représenté par la Figure 3.33 convertit directement des tensions alternatives en tension continue et est capable de fonctionner dans les quatre cadrans. Ces circuits sont bidirectionnels et le flux de puissance active et réactive peut-être contrôlé indépendamment.

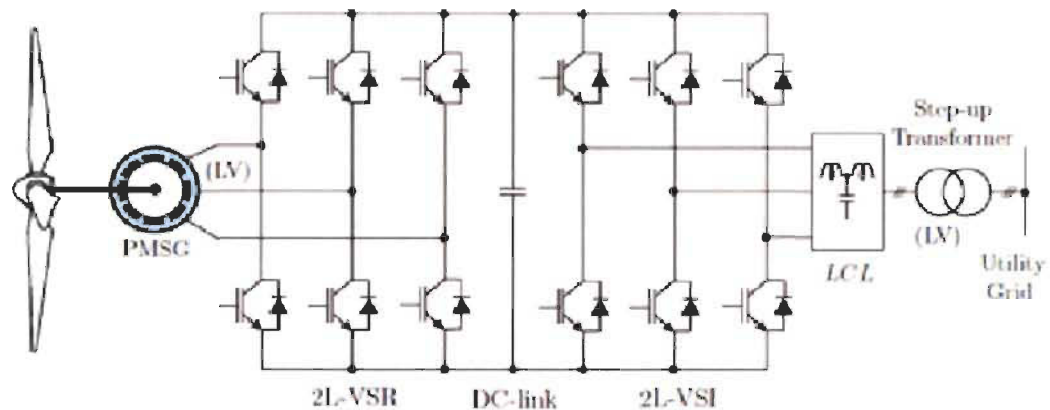


Figure 3.33 Convertisseur Back to Back à deux niveaux[119]

#### 3.15.4 Modélisation mathématique du redresseur commandé

Pour faire la modélisation, nous appliquerons les principes ci-dessous :

- Interrupteurs parfaits, cela signifie que la commutation des interrupteurs est instantanée, la résistance est nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué.
- Les sources de tension sont parfaites

On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant le redresseur par un ensemble d'interrupteurs idéaux, réaction instantanée aux signaux de commande. Le modèle dynamique du système est divisé en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. La liaison entre le côté alternatif et le côté continu se fait à travers des interrupteurs. Leur état est défini par la fonction ci-dessous [120, 121] :

$$S_i = \begin{cases} +1, \bar{S}_i = -1 \\ -1, \bar{S}_i = 1 \end{cases} \quad (3.47)$$

Pour  $i = a, b, c$

Les tensions de phases d'entrée et le courant de sortie peuvent être écrits en fonction de  $S_i$   $V_{dc}$  et les courants d'entrée  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ . Nous avons aussi :

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (3.48)$$

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

$$\begin{cases} U_{S_{ab}} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ U_{S_{bc}} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ U_{S_{ca}} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad (3.49)$$

Les équations de tension pour le système équilibré peuvent être écrites ainsi :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{sa} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{sb} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} V_{dc} \\ U_{sc} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (3.51)$$

Finalement on déduit l'équation de couplage des côtés alternatif et continu

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_a i_{sa} + S_b i_{sb} + S_c i_{sc}) - i_{ch} \quad (3.52)$$

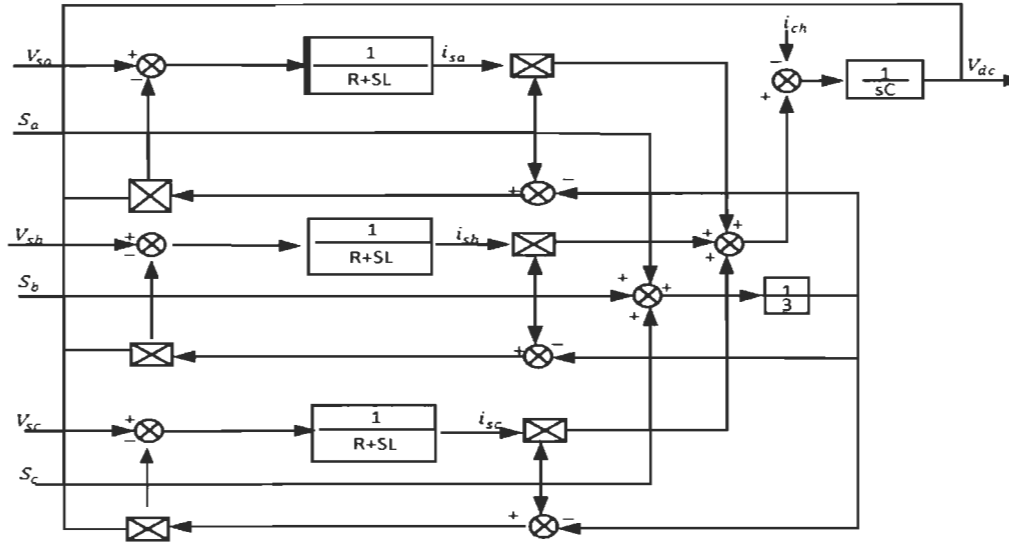


Figure 3.34 Modélisation du redresseur dans un repère fixe lié aux axes abc [115]

Les équations précédentes dans les coordonnées synchrones dq sont :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_s i_{sq} + u_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_s i_{sd} + u_{sq} \end{cases} \quad (3.53)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_d i_{sd} + S_q i_{sq} - i_{ch} \quad (3.54)$$

Avec :

$$\begin{cases} S_d = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \sin \omega t \\ S_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) - \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \sin \omega t \end{cases} \quad (3.55)$$

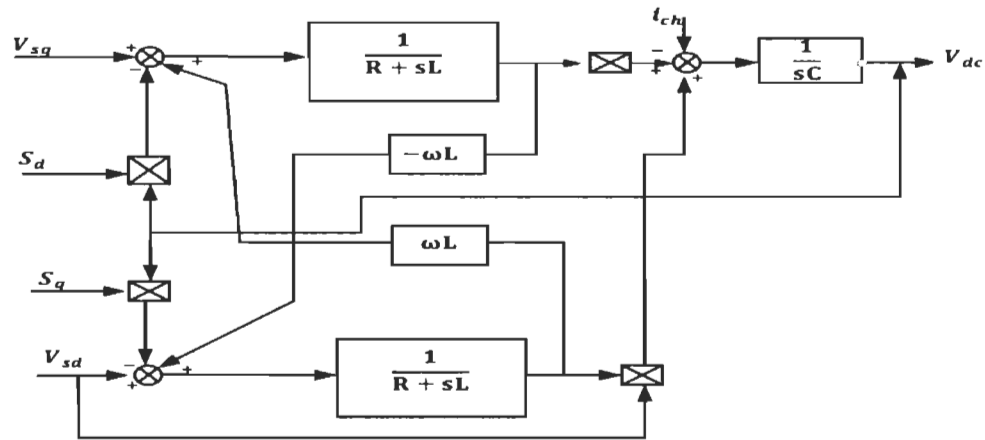


Figure 3.35 Modélisation du redresseur dans un repère lié aux axes dq

### 3.15.5 Contrôle coté générateur

Le contrôle orienté en tension est basé sur l'orientation du vecteur de courant dans la même direction que celle du vecteur de tension, en contrôlant le vecteur de courant dans les deux coordonnées de rotation dq. Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur de courant dont les coordonnées synchrones sont dirigées dans le même sens que le vecteur de tension de l'éolienne. Ce qui garantit que le redresseur PWM devrait tirer des courants de ligne sinusoïdaux. Par conséquent, les performances de la commande dépendent fortement de la capacité du contrôleur de linéarisation de retour d'entrée-sortie de la boucle de contrôle [8-11], [14]. Comme représenté sur la Figure 3.36, la topologie totale de la commande orientée en tension avec une modulation de vecteur d'espace pour un redresseur PWM triphasé,  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  représente l'état de commutation du redresseur ;  $i_d$ - $q$  sont les composantes d-q du courant de l'éolienne ;  $e_d$ - $q$  sont d-q composants de la tension de réseau;  $u_d$ - $q$  sont des composantes d-q de la tension d'entrée du redresseur;  $u_\alpha$ - $\beta$  sont des composantes  $\alpha$ - $\beta$  de la tension d'entrée du redresseur PWM. Le contrôle orienté en tension est basé sur la synchronisation par la boucle à verrouillage de phase (PLL) pour

estimer et filtrer l'angle de la source et l'amplitude instantanée de la phase équivalente d'un système triphasé. La PLL garantit qu'il a suivi par phase de la composante directe de la tension de réseau,  $e_d$ , afin d'éliminer le composant dans la quadrature,  $e_q$ , qui produit la phase estimée,  $\theta$ , est égale à la phase du réseau [9]. L'approche VOC effectue le contrôle du courant découplé dans le synchrone-dq cadre dans lequel, les courants de grille mesurés ( $i_{ag}, i_{bg}, et i_{cg}$ ) et les tensions du réseau ( $v_{ag}, v_{bg} et v_{cg}$ ) sont transformés en dq-frame, où les signaux variant dans le temps et deviennent des signaux DC. Les puissances active ( $P_g$ ) et réactive ( $Q_g$ ) du réseau dans l'axe (d, q) sont données par :

$$P_g = 1.5(v_{dg}i_{dg} + v_{qg}i_{qg}) \quad (3.56)$$

$$Q_g = 1.5(v_{qg}i_{dg} - v_{dg}i_{qg}) \quad (3.57)$$

Où,  $v_{dg}$  et  $v_{qg}$  sont des composantes de tension du réseau dans l'axe (d, q) et  $i_{dg}, i_{qg}$  sont les composants de courant du réseau dans l'axe (d, q) respectivement.

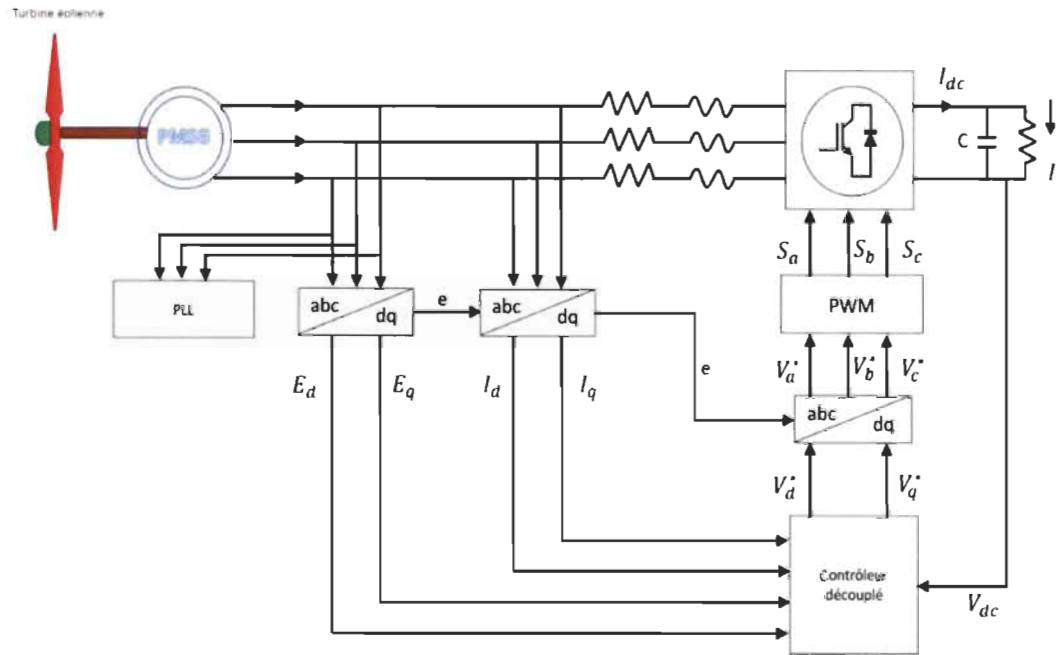


Figure 3.36 Bloc de contrôle de tension par Contrôle orienté en tension (VOC)

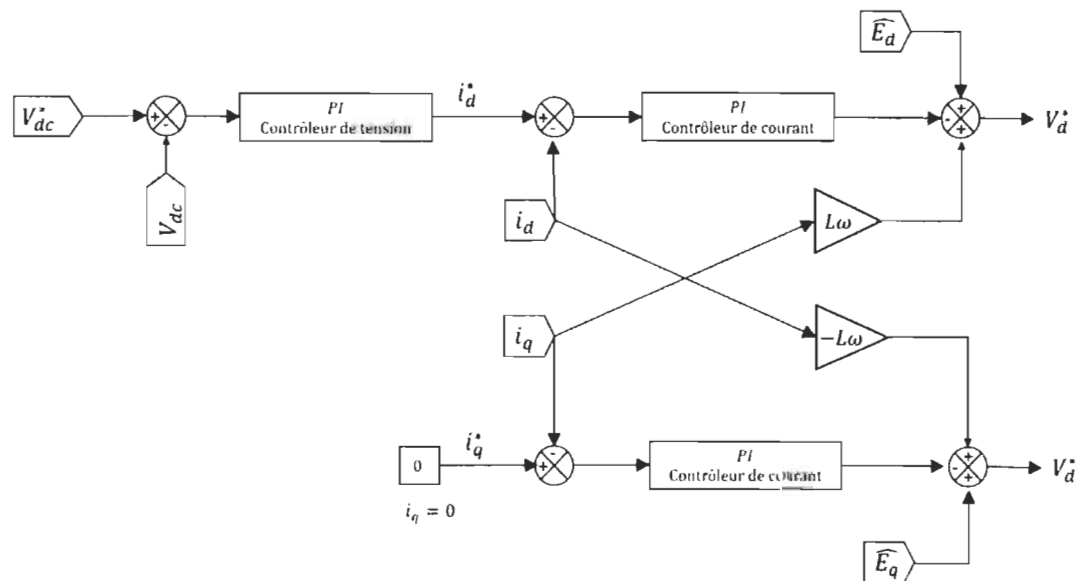


Figure 3.37 Contrôleur découplé

$$V_d^* = \hat{E}_d - k_p \epsilon_d - k_i I_d + L\omega I_q \tag{3.58}$$

$$V_q^* = \hat{E}d - k_p \varepsilon_q - k_i I_q - L\omega I_d \quad (3.59)$$

Dans notre système, le courant de ligne est divisé en une composante dans l'axe q et une autre dans l'axe d. Le courant dans l'axe d détermine le flux de puissance active. Tandis que dans l'axe q il représente la puissance réactive. La condition du facteur unitaire est satisfaite lorsque le vecteur de courant ligne  $I_d$  est aligné avec la tension de ligne  $V_d = 0$

Dans ce cas nous avons  $I_q^* = 0$

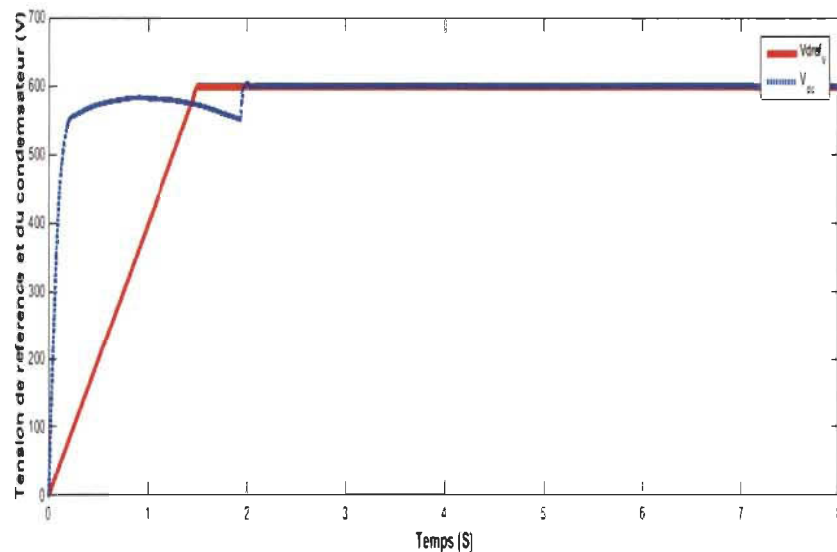


Figure 3.38 Tension de sortie au niveau de la capacité et sa tension de référence

### 3.16 Redresseurs à diode

Pour réduire le coût des systèmes d'énergie éolienne, le redresseur de source de tension à deux niveaux de la Figure 3.33 peut être remplacé par un redresseur à diode et un convertisseur élévateur, comme indiqué à la Figure 3.39. Cette configuration de convertisseur ne peut pas être utilisée pour les éoliennes SCIG puisque la diode le redresseur ne peut pas fournir le courant magnétisant nécessaire pour le générateur d'induction [119].



Le redresseur à diode convertit la tension variable du générateur en une tension continue, qui est boosté à une tension continue plus élevée par le convertisseur boost. Il est important que la tension du générateur à basse vitesse soit portée à un niveau suffisamment élevé pour les onduleurs, ce qui assure la fourniture de la puissance maximale captée au réseau dans toute la plage de vitesse du vent. L'onduleur à deux niveaux contrôle la tension du circuit intermédiaire et la puissance réactive côté réseau. La puissance nominale du système est de l'ordre de quelques kilowatts à plusieurs centaines.

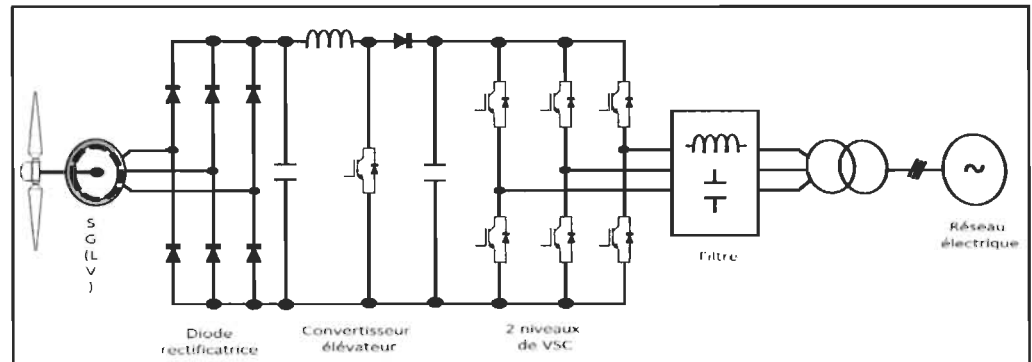


Figure 3.39 Redresseur à diode avec convertisseur Boost

Comparé au redresseur commandé, le redresseur de diode et le convertisseur élévateur sont plus simples et plus rentables. Cependant, la forme d'onde du courant du stator est déformée en raison de l'utilisation du redresseur à diode, ce qui augmente les pertes dans le générateur et provoque également une ondulation du couple.

### 3.16.1 Simulation GSAP et Convertisseur Boost élévateur survolteur

La courbe en vert représente la tension de sortie aux bornes du redresseur non commandé. Tandis que la courbe en rouge correspond à la tension de sortie aux bornes du hacheur Boost.

Nous constatons que cette dernière correspond à la tension de sortie du redresseur non commandé qui a été élevée et contrôlée pour la garder à une valeur constante.

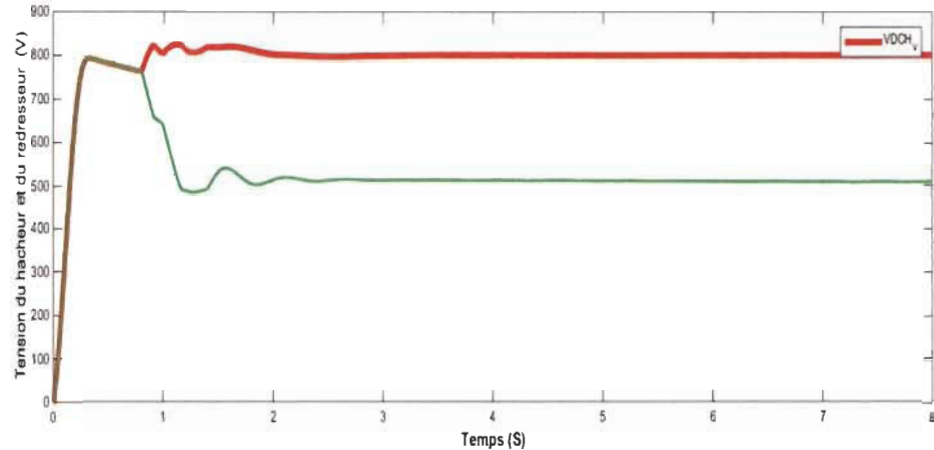


Figure 3.40 Tension aux bornes du convertisseur boost et du redresseur triphasé

### 3.17 Conclusion

Le générateur synchrone est très bien adapté pour les éoliennes à entraînement direct. Générateurs synchrones à rotor bobiné et synchrone à aimants permanents (PMSG). Les générateurs sont utilisés dans les systèmes d'énergie éolienne avec une puissance maximale jusqu'à 7,5 MW. Les générateurs à aimants permanents ont une efficacité et une densité de puissance plus élevées par rapport aux générateurs à rotor bobiné. Les tendances récentes indiquent un mouvement vers direct drive turbines avec PMSG. Bien que la plupart des turbines à base de SG soient à entraînement direct. Dans ce chapitre, nous avons présenté deux modèles de PMSG. Un contrôlé à l'aide du contrôle orienté en tension et l'autre à l'aide d'un redresseur non contrôlé, dont la tension de sortie est contrôlée par un convertisseur Boost.

## **Chapitre 4 - Analyse et modélisation des onduleurs**

On observe depuis des années l'utilisation croissante des appareils à base d'électronique de puissance, ce qui engendre de plus en plus de problèmes de perturbation au niveau du réseau électrique. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, et des fonctionnalités supplémentaires. Avec la généralisation de leur utilisation, les coûts de ces modules ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes de celles de la tension d'alimentation, dans ce cas l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions. Ces courants périodiques, mais non sinusoïdaux circulent à travers des impédances des réseaux électriques et donnent naissance des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent aussi générer une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques sont désignées comme des perturbations harmoniques [122]. On peut étudier ces signaux, ce qui nous ramène à une décomposition en série de Fourier. Cette étude aboutit à une décomposition harmonique avec le plus souvent une représentation spectrale en fréquence, et à une détermination des valeurs efficaces et des taux d'harmoniques aussi bien en courant qu'en tension et une évaluation des puissances transitées en présence des harmoniques.

#### 4.1 Perturbation dans les réseaux de distribution électriques

Un réseau de distribution électrique permet d'alimenter des récepteurs ou des charges à l'aide de tensions monophasées ou triphasées dites sinusoïdales et de fréquences constantes produites par des générateurs ou de sources d'énergie renouvelables. Il existe deux catégories de récepteurs [16, 123].

**Charges linéaires :** Les variations des courants restent proportionnelles à la variation de la tension appliquée avec l'introduction d'un déphasage lié à la nature de la charge. Dans le cas d'une charge inductive ou capacitive, la puissance réactive est générée ou consommée entraînant des facteurs de puissance différents de l'unité. Pour pallier ce phénomène, il est nécessaire de faire de la compensation d'énergie réactive afin de rendre l'onde de courant en phase avec l'onde de tension.

**Charges non linéaires :** Dans les charges non linéaires, les variations des courants absorbés ne sont pas proportionnelles aux ondes de tensions appliquées.

Les harmoniques présents sur le réseau de distribution électrique proviennent majoritairement des charges non linéaires qui génèrent des courants harmoniques. Ces dernières représentent de nombreux équipements industriels et domestiques et se répartissent dans de nombreux secteurs industriels. Ces appareils possèdent en entrée un système de conversion d'énergie sous une forme donnée en une autre forme en adéquation avec l'utilisation voulue. Ce sont des convertisseurs statiques qui sont mis en œuvre et qui sont répertoriés en quatre familles :

- Convertisseurs AC-DC, cela représente les redresseurs.
- Convertisseurs DC-DC, hacheurs et alimentation à découpage.

- Convertisseurs DC-AC, onduleurs de tension en courant.
- Convertisseurs AC-AC, gradateurs, convertisseurs de fréquence.

Ces dispositifs polluants sont classés en fonction des puissances et donc du niveau de perturbation qu'ils entraînent. Il est donc possible de recenser les applications suivantes :

- Charges industrielles : Systèmes utilisant des redresseurs à diodes ou à thyristors, tels que les variateurs de moteurs électriques, les récepteurs utilisant l'arc électrique, les variateurs de lumières à base de gradateurs, etc.
- Les charges électrodomestiques les plus couramment utilisées : Téléviseurs, micro-informatique, four à micro-ondes, aspirateurs, etc.

Il est à noter qu'il existe aussi des perturbations sur le rang des harmoniques non entier du fondamental. Ces derniers se dénomment inter ou intra harmoniques. Les inters harmoniques sont des composantes sinusoïdales qui ne sont des fréquences entières de celle du fondamental. Les intra harmoniques sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental. De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités [16, 123] :

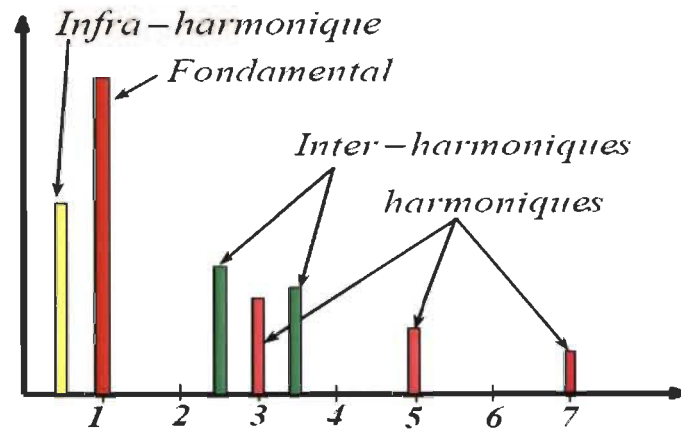


Figure 4.1 Représentation des inters et intra harmonique[123]

- Les effets instantanés : Dysfonctionnement des dispositifs de commande ou de régulation, vibrations dans les moteurs électriques alternatifs dus à la présence des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques, déclenchement intempestif des circuits de protection, effets de papillonnement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques, etc...
- Les effets à long terme : Vieillesse prématuré des moteurs électriques alternatifs est dû au fait des pertes de cuivre et fer supplémentaires, dues à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.
- Échauffement et pertes Joule supplémentaires des câbles et des équipements entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements.
- Surchauffe du neutre, en effet dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de  $120^\circ$  si bien que lorsque les charges sont égales le courant résultant est nul, ce qui n'est pas le cas dans les courants harmoniques, ces

courants qui sont des multiples impairs de fréquence du courant de phase s'ajoutent dans le conducteur neutre. Ainsi le courant résultant dans le neutre représente l'addition des courants harmoniques de rang trois et multiple de trois. La composante de courant le troisième harmonique peut atteindre des valeurs dépassant la limite de la capacité de l'installation, surchauffée des circuits magnétiques et autres, provoque le feu dans les câbles.

- Fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires.

#### 4.2 Charges non linéaires raccordées au réseau

Soit une source de tension sinusoïdale  $\bar{V}_s$  connectée à une charge non linéaire comme a figure 4.2

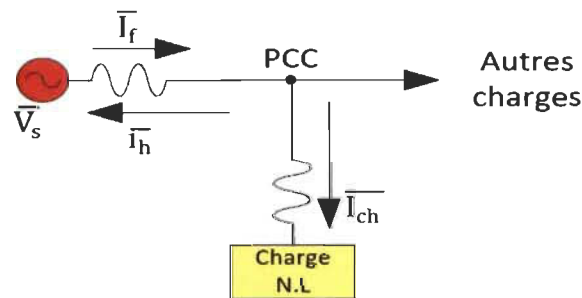


Figure 4.2 Alimentation d'une charge non linéaire

La charge peut être une résistance non linéaire, un redresseur comportant une ou plusieurs diodes, ou un montage à interrupteurs mécaniques ou électroniques qui se ferment et s'ouvrent périodiquement. À cause de la non-linéarité de la charge, le courant  $I_{ch}$  ne sera pas sinusoïdale même si la source de tension est parfaite. Il contient une composante fondamentale  $I_f$  et des composantes harmoniques  $I_h$ . Ces harmoniques de courant circulent

dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. Les courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau PCC. Le courant dans la charge comme de la Figure 4.3 peut se décomposer en une composante fondamentale  $i_{ch-1}$  et une composante harmonique  $i_{ch-h} = i_{ch-1} + i_{ch-h}$

$$I_{ch} = i_{ch-1}(t) + i_{ch-h}(t) \quad (4.1)$$

Nous avons pour le fondamental :

$$i_{ch-1}(t) = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (4.2)$$

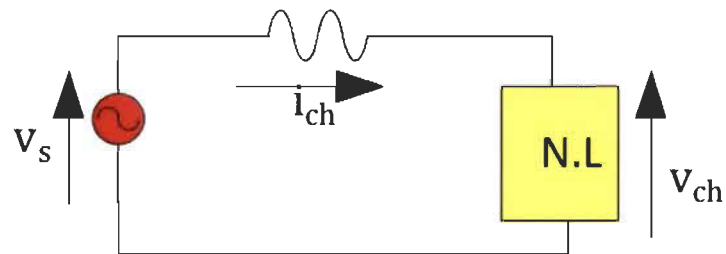


Figure 4.3 Circuit électrique équivalent à l'alimentation d'une charge non linéaire

Pour les harmoniques :

$$i_{ch-h}(t) = \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t + \varphi_n) \quad (4.3)$$

La tension au point de raccordement s'écrit :

$$v_{ch} = v_s - Z_{cc} i_{ch} = v_{ch-1} + v_{ch-h} \quad (4.4)$$

Avec le fondamental :

$$v_{ch1}(t) = v_s - |Z_{cc}|_1 \cdot I_1 \sin(\omega t + \varphi_1 - \varphi_{cc1}) \quad (4.5)$$



Pour les harmoniques on a :

$$v_{ch-h(t)} = v_s - \sum_{h=2}^{\infty} |Z_{cc}|_h \cdot I_h \cdot \sin [(h\omega t + \varphi_h) - \varphi_{cc1}] \quad (4.6)$$

Dans le cas d'un courant pollué, le THD en courant est donné par :

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (4.7)$$

Pour la tension le THD est donné par une relation analogue :

$$\text{THD}_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (4.8)$$

- Puissances mises en jeu

Pour une charge non linéaire, alimentée par une source de tension  $v(t)$  et parcourue par un courant  $i(t)$ , les expressions s'écrivent respectivement :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sqrt{2} \sin (h\omega t) \quad (4.9)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sqrt{2} \cdot \sin (h\omega t) \quad (4.10)$$

Puissance instantanée :

$$p(t) = m \cdot v(t) \cdot i(t) \text{ Avec } m \text{ nombre de phase} \quad (4.11)$$

Seules les composantes de même fréquence contribuent à l'élaboration de la puissance moyenne ou puissance active  $P$  consommée et exprimée en  $W$  :

$$P = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h \quad (4.12)$$

La puissance réactive est définie comme la somme pondérée des réactions associées à chaque rang d'harmonique et exprimée en voltampère réactif (VAR) :

$$Q = m \cdot \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin \varphi_h \quad (4.13)$$

La puissance apparente  $S$  se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces de la tension et du courant et n'est plus la résultante de  $\sqrt{S^2 + Q^2}$  comme en régime purement sinusoïdal :

$$S = m \cdot V_{\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (4.14)$$

La contribution des produits des rangs harmoniques engendre une puissance déformante  $D$  exprimée en voltampère déformant (VAD) et peut s'écrire sous la forme :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (4.15)$$

Le facteur de puissance est :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} v_h i_h \cos \varphi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (4.16)$$

Le cas particulier, où la source de tension est considérée comme parfaitement sinusoïdale, conduit à une simplification d'écriture :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad (4.17)$$

D'où les nouvelles expressions de puissances :

$$\begin{cases} P = m \cdot V \cdot I_1 \cos \varphi_1 \\ Q = m \cdot V \cdot I_1 \sin \varphi_1 \end{cases} \quad (4.18)$$

Avec le facteur de puissance qui est :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{I_1 \cdot \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (4.19)$$

Ce qui peut encore s'écrire :

$$F_p = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \quad (4.20)$$

### 4.3 Système de tension

#### 4.3.1 Systèmes triphasés directs et inverses

Si les trois tensions passent par la 0 dans l'ordre  $u_1, u_2, u_3$  le système triphasé de tension est dit direct et s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} u_1 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ u_2 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ u_3 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.21)$$

Si les tensions passent dans l'ordre  $u_1, u_3, u_2$  le système triphasé de tension est dit inverse et s'écrit :

$$\begin{cases} u_1 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ u_2 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ u_3 = U_e \sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.22)$$

Pour passer de l'ordre direct à l'ordre inverse, il suffit d'inverser l'ordre des phases

Idéalement, les tensions et les courants seront parfaitement équilibrés et symétriques ce qui entraîne une analyse simplifiée.

#### 4.3.2 Onduleur de tension.

Ce type de convertisseur est utilisé à chaque fois que l'alimentation d'équipements nécessite une source alternative, de fréquence constante ou variable alors que la source d'énergie est une source continue ou alternative, mais de fréquence ne correspondant pas à la fréquence demandée par les équipements à alimenter. Deux cas de scénarios peuvent être rencontrés.

- La source d'énergie est une source continue : on doit recourir à un onduleur de tension, ce sera le cas à chaque fois que l'on devra alimenter en alternatif un équipement à partir de batteries.
- La source d'énergie est une source alternative : mais la fréquence de fonctionnement ne convient pas aux dispositifs à alimenter. On associe alors deux convertisseurs élémentaires. Le premier est un convertisseur de courant (AC/DC) dont le rôle est de redresser le signal alternatif. Un filtre LC est utilisé afin que ce convertisseur de courant soit chargé par une source de courant, la sortie du filtre est une capacité qui constitue une source de courant continu dans cette application. Le second convertisseur placé après le condensateur est un onduleur de tension chargé de générer de grandeurs électriques alternatives d'amplitudes et de fréquences exigées par la charge. Ceci est un convertisseur de fréquence.

Les applications des onduleurs de tension sont nombreuses et embrassent une large gamme de puissance de quelques dizaines de watts jusqu'au mégawatt. Parmi toutes les applications, une qui nécessite particulièrement l'utilisation d'onduleurs de tension est relative à la production d'énergie électrique :

- À partir de piles à combustible ou de cellules photovoltaïques, cela correspond à des applications de petites et moyennes puissances. L'énergie produite sous forme continue, doit être ondulée pour pouvoir être injectée sur un réseau de distribution alternatif.

### 4.3.3 Onduleur triphasé

On utilise plusieurs types d'onduleurs, soit des onduleurs triphasés à deux niveaux, ou des onduleurs à trois niveaux avec point neutre dans le cas d'éoliennes à haute puissance. Nous assistons aussi au développement des convertisseurs matriciels et des convertisseurs multiniveaux.

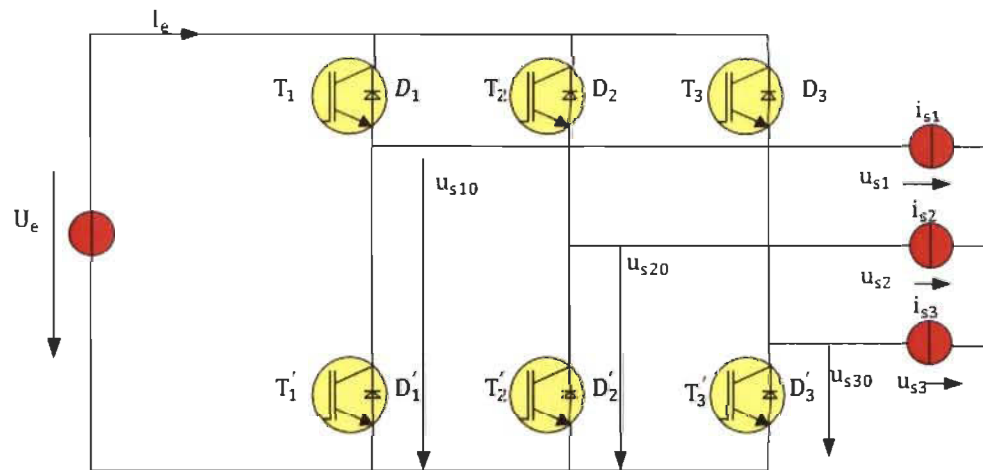


Figure 4.4 Onduleur à deux niveaux [124]

Par leur nature chacune des trois cellules de commutation est réversible en courant, ce qui est compatible avec la nature alternative des trois sources de courant qui constituent la source triphasée côté alternatif. Par ailleurs, une telle structure permet également d'imposer aux bornes de la source de courant triphasé un système de tensions également triphasé, que les sources de courant soient couplées en étoile ou en triangle. On parle de tension de branche si l'on considère les tensions générées en sortie de cellules de commutation  $u_{s10}$ ,  $u_{s20}$ ,  $u_{s30}$ . On parle de tension de phase pour les tensions aux bornes de chacune de de source de courant de la source triphasée. À l'examen de la Figure 4.4.

$$\begin{cases} -u_{si0} + u_{s1} - u_{s2} + u_{s20} = 0 \\ -u_{si0} + u_{s1} - u_{s3} + u_{s30} = 0 \end{cases} \quad (4.23)$$

La somme de ces deux équations membre à membre donne :

$$-2u_{si0} + 2u_{s1} - u_{s2} - u_{s3} + u_{s20} + u_{s30} = 0 \quad (4.24)$$

En considérant le point neutre du système des sources de courant triphasées non connecté on peut écrire :

$$u_{s1} + u_{s2} + u_{s3} = 0 \quad (4.25)$$

Nous avons :

$$u_{s1} = -u_{s2} - u_{s3} \quad (4.26)$$

Le report de cette dernière relation dans (4.28) donne de la tension  $u_{s1}$  :

$$u_{s1} = \frac{1}{3}(2u_{s10} - u_{s20} - u_{s30}) \quad (4.27)$$

Un raisonnement analogue permet d'obtenir toutes les expressions de tension de phase :

$$\begin{cases} u_{s1} = \frac{1}{3}(2u_{s10} - u_{s20} - u_{s30}) \\ u_{s2} = \frac{1}{3}(-u_{s10} + 2u_{s20} - u_{s30}) \\ u_{s3} = \frac{1}{3}(-u_{s10} - u_{s20} + 2u_{s30}) \end{cases} \quad (4.28)$$

Pour une commande appropriée des interrupteurs des cellules de commutation, on est à mesure d'imposer directement les trois tensions de branches  $u_{s10}$ ,  $u_{s20}$  et  $u_{s30}$  et on est également en mesure d'imposer les trois tensions de phase  $u_{s1}$ ,  $u_{s2}$  et  $u_{s3}$ .

#### 4.3.4 Phaseurs spatiaux

Les Phaseurs spatiaux sont définis à partir des valeurs instantanées des tensions ou des courants pour les trois phases d'un circuit triphasé. On peut considérer à titre d'exemple de

la Figure 4.5 relative à trois sources de tension couplées en étoile, constituant une source de tension triphasée.

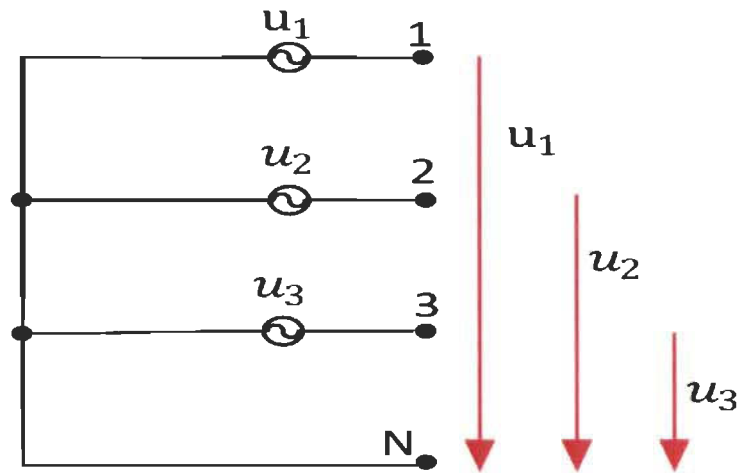


Figure 4.5 Système d'alimentation triphasé

Considérons les trois tensions simples  $u_1, u_2, u_3$ , et introduisant une variable complexe  $a$  définie par la relation :

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}c \quad (4.29)$$

Le phasor spatial  $u^s$ , grandeur complexe, est ainsi défini par la relation :

$$u^s = \frac{2}{3}(u_1 + au_2 + a^2u_3) \quad (4.30)$$

L'indice  $s$  de la relation  $u^s$  indique que les grandeurs sont exprimées dans un système de coordonnées fixes ( $s$  comme stator).

### 4.3.5 Coordonnées polaires et cartésiennes

Si l'on choisit d'exprimer le phaseur spatial en coordonnées cartésiennes, on projette le vecteur  $u_s$  sur les axes  $\alpha^s$  et  $\beta^s$ . Le phaseur  $u^s$  est dans ce cas décrit par deux composantes orthogonales

$$u^s = u_\alpha^s + ju_\beta^s \quad (4.31)$$

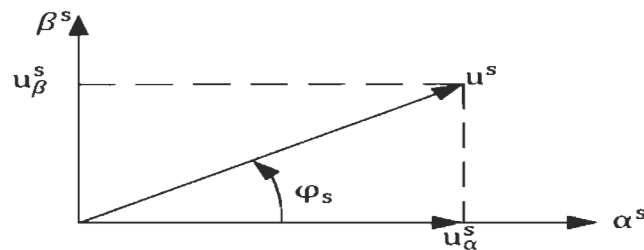


Figure 4.6 Composantes du phaseur spatial [124]

En régime stationnaire sinusoïdal, les composantes  $u_\alpha^s$  et  $u_\beta^s$  varient également sinusoïdalement en fonction du temps avec une amplitude égale à celle des tensions de phase.

Les composantes  $u_\alpha^s$  et  $u_\beta^s$  peuvent être définies à partir des tensions de phase on a alors :

$$\begin{cases} u_\alpha^s = \frac{1}{3}(2u_1 - u_2 - u_3) \\ u_\beta^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_2 - u_3) \end{cases} \quad (4.32)$$

Si nous avons des circuits équilibrés en régime établi, on a :

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad (4.33)$$

La relation (4.34) se reformule de la manière suivante :

$$\begin{cases} u_\alpha^s = u_1 \\ u_\beta^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_2 - u_3) \end{cases} \quad (4.34)$$



On peut aussi choisir d'exprimer le phaseur en coordonnées polaires on a :

$$\begin{cases} u^s = ue^{j\rho_s} \\ u = \sqrt{u_\alpha^s{}^2 + u_\beta^s{}^2} \\ \rho_s = \arctan \frac{u_\beta^s}{u_\alpha^s} \end{cases} \quad (4.35)$$

Sur le Tableau 4-1 Tension de branche, tension de phase et phaseur spatial en fonction des différentes configurations des interrupteurs du convertisseur., les trois premières colonnes donnent les valeurs de tension de branche pour toutes les configurations possibles relatives aux états passant ou bloqué des interrupteurs de l'onduleur de la tension triphasé figure 4.4.

Seules sont envisagés les configurations possibles qui permettent :

- De ne jamais court-circuiter la source de tension  $U_e$
- De toujours assurer la continuité du courant dans la source de courant triphasé.

A partir de la connaissance des tensions de branches, les équations issues de (4.28) permettent de déterminer les huit combinaisons possibles pour les tensions de phase  $u_{s1}$ ,  $u_{s2}$  et  $u_{s3}$ .

Tableau 4-1 Tension de branche, tension de phase et phaseur spatial en fonction des différentes configurations des interrupteurs du convertisseur.

$u_{s10}$	$u_{s20}$	$u_{s30}$	$u_{s1}$	$u_{s2}$	$u_{s3}$	$u_{s\alpha}^s$	$u_{s\beta}^s$	$u_s$	$\rho_s$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	...
0	0	$U_e$	$\frac{-1}{3}U_e$	$\frac{-1}{3}U_e$	$\frac{2}{3}U_e$	$-\frac{U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{\sqrt{3}}$	$\frac{2U_e}{3}$	$-60^\circ$
0	$U_e$	0	$\frac{-U_e}{3}$	$\frac{2}{3}U_e$	$\frac{-U_e}{3}$	$\frac{-U_e}{3}$	$\frac{U_e}{\sqrt{3}}$	$\frac{2U_e}{3}$	$60^\circ$

0	$U_e$	$U_e$	$\frac{-2U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$-\frac{2U_e}{3}$	0	$\frac{2U_e}{3}$	180°
$U_e$	0	0	$\frac{2U_e}{3}$	$\frac{-U_e}{3}$	$\frac{-U_e}{3}$	$\frac{2U_e}{3}$	0	$\frac{2U_e}{3}$	0°
$U_e$	0	$U_e$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{-2U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$-\frac{U_e}{\sqrt{3}}$	$\frac{2U_e}{3}$	-60°
$U_e$	$U_e$	0	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{-2U_e}{3}$	$\frac{U_e}{3}$	$\frac{U_e}{\sqrt{3}}$	$\frac{2U_e}{3}$	60°
$U_e$	$U_e$	$U_e$	0	0	0	0	0	0	...

#### 4.4 Onduleurs de tensions multiniveaux

Dans le domaine des onduleurs de nouvelles topologies sont apparus depuis 1981. En électronique de puissance, les onduleurs multiniveaux représentent un domaine de recherche important lié à des applications plus importantes et plus puissantes. Après les onduleurs à trois niveaux, d'autres topologies sont apparues au cours des dernières années [125, 126]. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite de cellules imbriquées et superposées ainsi que la technique des convertisseurs cascades. Il y a deux motivations principales qui sont à l'origine des convertisseurs multiniveaux à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de tensions plus élevées au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs de puissance. D'autre part on cherche à obtenir de grandeur de sortie ayant un contenu harmonique réduit [127].

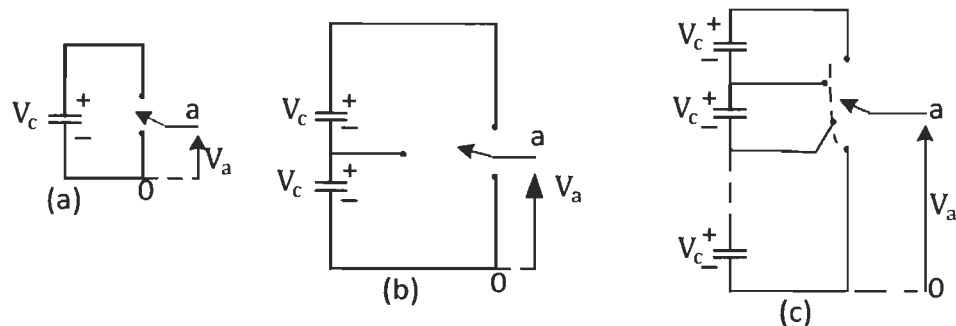


Figure 4.7 Phase d'un onduleur avec (a) deux niveaux, (b) trois niveaux et (c) n niveaux

La Figure 4.7 montre un diagramme schématique d'une branche de phase d'onduleurs avec un nombre différent de niveaux, pour lesquels l'action des semi-conducteurs de puissance est représentée par un commutateur idéal avec plusieurs positions. Un onduleur à deux niveaux génère une tension de sortie avec deux valeurs (niveaux) par rapport à la borne négative du condensateur, tandis que l'onduleur à trois niveaux génère trois tensions, et ainsi de suite.

#### 4.4.1 Topologies conventionnelles d'onduleurs multiniveaux

La Figure 4.8 représente les différentes topologies des onduleurs multiniveaux.

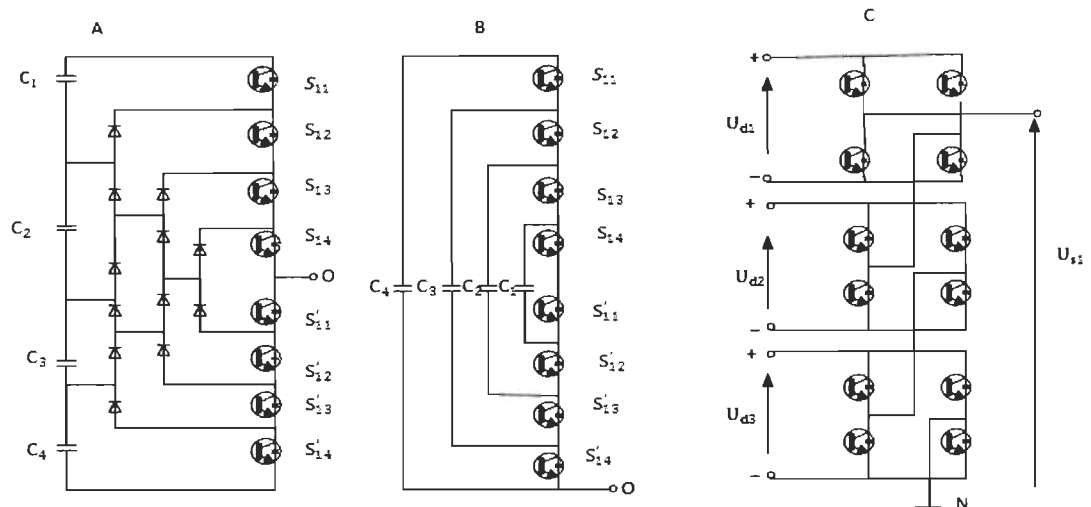


Figure 4.8 Topologies conventionnelles d'onduleurs multiveaux [127, 128]

- a) La Figure 4.8 Topologies conventionnelles d'onduleurs multiveaux [127, 128]) représente la topologie la plus pratique d'onduleur de tension multiveaux NPC (Neutral-Point-clamped). Elle est proposée pour la première fois en 1980 par Nabae et Al[129].
- b) La Figure 4.8 Topologies conventionnelles d'onduleurs multiveaux [127, 128]) représente la topologie multiveau à cellule imbriquée. Le principe de fonctionnement est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :
- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
  - Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème de déséquilibre de leur tension n'existe pas. Cette technologie a quelques points faibles.

- La topologie de l'onduleur à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie NPC et les courants de grande valeur efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
  - Il y a un potentiel de résonance parasite entre condensateurs découplés.
- c) La Figure 4.8 Topologies conventionnelles d'onduleurs multiniveaux [127, 128]) représente la topologie en cascade. L'avantage principal de cette topologie est que la maintenance est facilitée. Elle permet une façon plus pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système.

#### 4.4.2 Onduleur à trois niveaux

L'apparition de convertisseurs multiniveaux a suscité un vif intérêt dans l'industrie de l'énergie. L'objectif général des convertisseurs multiniveaux est de synthétiser un convertisseur sinusoïdal de tension à partir de plusieurs niveaux de tensions, typiquement obtenu à partir de sources de tension de condensateur. Le convertisseur multiniveau commence à partir de trois niveaux. Un convertisseur à trois niveaux, également connu sous le nom de convertisseur "à point neutre fixé", se compose de deux tensions de condensateur en série et utilise la prise centrale comme neutre [13]. Chaque branche de phase du convertisseur à trois niveaux comporte deux paires d'appareils de commutation en série. La forme d'onde obtenue à partir d'un convertisseur à trois niveaux est une sortie d'onde quasi carrée. La méthode diode-clamp peut être appliquée aux convertisseurs de niveaux supérieurs [6]. Au fur et à mesure que le nombre de niveaux s'accroît, la synthèse de la forme d'onde de sortie ajoute plus de marches, produisant une onde d'escalier qui s'approche de l'onde sinusoïdale avec un minimum d'harmoniques [141]. En fin de compte, une distorsion harmonique nulle de l'onde de sortie peut être obtenue par un nombre infini de niveaux. Plus

de niveaux signifient aussi que des tensions plus élevées peuvent être franchies par des appareils en série sans problème de partage de la tension de l'appareil. Malheureusement, le nombre de niveaux de tension réalisable est assez limité, non seulement en raison de problèmes de déséquilibre de tension, mais aussi en raison de l'exigence de serrage de tension, de la disposition des circuits et de l'emplacement des circuits.

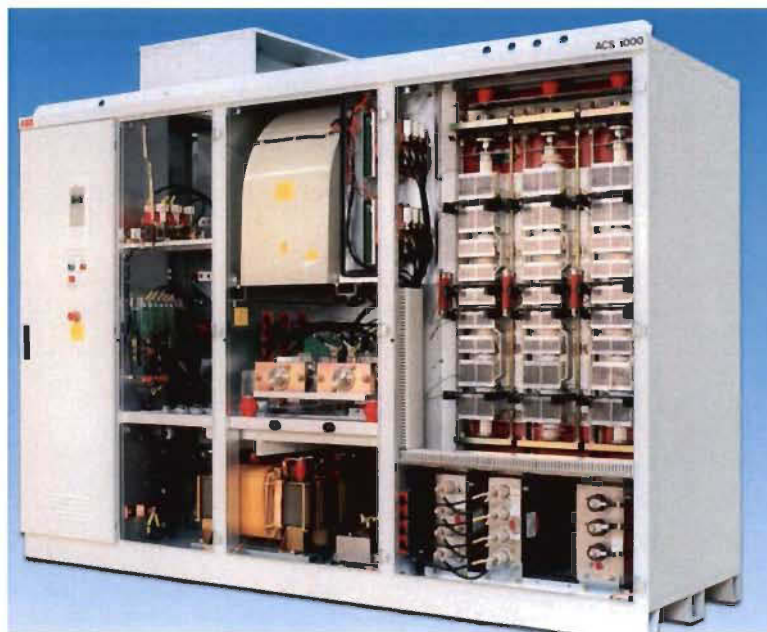


Figure 4.9 Onduleur à trois niveaux (à base de thyristor de technologie GBT) alimenté en moyenne tension [130].

La Figure 4.9 illustre l'image d'un variateur MT d'une puissance nominale de 4,16 kV et 1,2 MW. Le variateur est composé d'un redresseur à diodes à 12 impulsions en face avant et d'un onduleur NPC à trois niveaux utilisant des dispositifs GCT. Le contrôleur numérique du variateur est installé dans l'unité de commande à gauche de l'armoire. L'armoire centrale

abrite le redresseur à diodes et le système de refroidissement à air du disque dur. L'onduleur et ses filtres de sortie sont montés dans l'armoire de droite. Le transformateur déphasé du redresseur est normalement installé à l'extérieur de l'appareil.



Figure 4.10 Onduleur à trois niveaux (à base de transistor de technologie IGBT) à point neutre fixé alimenté en moyenne tension [130]

La Figure 4.10 montre un variateur moyenne tension utilisant un onduleur NPC à trois niveaux basés sur IGBT. Les dissipateurs de chaleur IGBT dans l'armoire centrale sont construits dans un système modulaire mode pour un montage et un remplacement facile. Le convertisseur frontal est un convertisseur standard. Redresseur à diodes à 12 impulsions pour la réduction des harmoniques de courant de ligne. Le changement de phase pour le redresseur n'est pas inclus dans l'armoire de commande.



Figure 4.11 Onduleur en cascade (à base de transistor de technologie IGBT) alimenté en moyenne tension[125]

La Figure 4.11 montre un onduleur composé de 15 cellules d'alimentation IGBB identiques, chacune pouvant être extraite pour une réparation ou un remplacement rapide. La forme d'onde de la tension ligne-ligne de l'onduleur est composée de 21 niveaux, ce qui permet d'obtenir des formes d'onde presque sinusoïdales sans utiliser de filtres LC. Le variateur utilise un redresseur à diodes de 30 impulsions alimenté par un transformateur déphaseur à 15 enroulements secondaires. Le transformateur est installé dans les armoires de gauche afin de réduire le coût d'installation des câbles reliant son secondaire enroulements aux cellules de puissance.

#### 4.4.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

L'idée de base de l'onduleur NPC est d'obtenir une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. L'onduleur triphasé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre IGBT en série et deux diodes médianes [131,



132]. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice  $E$ , moyennant un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C_{d1}$  et  $C_{d2}$  de même capacité on obtient deux sources secondaires de même tension délivrant une tension ( $\frac{V_{DC}}{2}$ ) étant connectées entre elles par un point neutre noté 0. Les capacités sont égales de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C_{d1} = C_{d2}$ ) c'est-à-dire  $V_{d1} = V_{d2}$ . Le point 0 est connecté aux deux diodes médianes Figure 4.12. L'onduleur multiniveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur à deux niveaux classiques à deux niveaux. Il permet la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

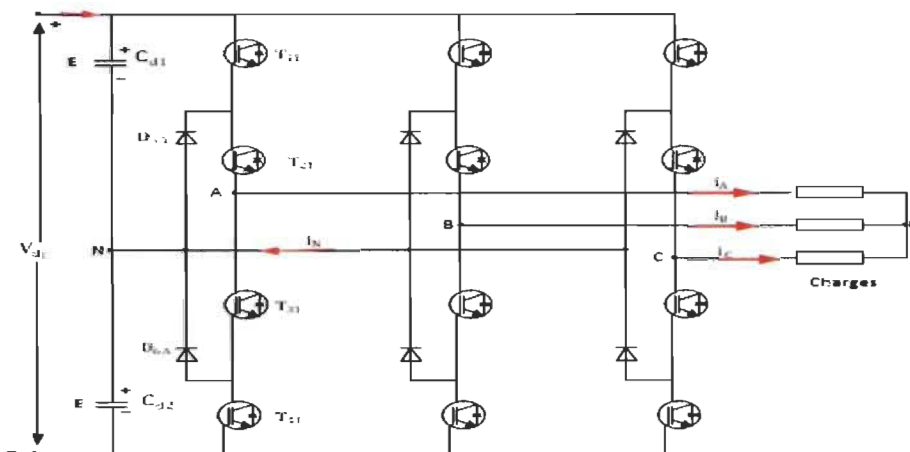


Figure 4.12 Onduleur triphasé à trois niveaux

Tableau 4-2 États des interrupteurs et de la tension aux bornes du bras A de l'onduleur trois niveaux.

États des interrupteurs				$V_{AN}$
$T_{11}$	$T_{21}$	$T_{31}$	$T_{41}$	
1	0	0	1	E
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	-E

La Figure 4.13 représente les trois tensions composées aux bornes d'une charge de valeur  $Z=10+0.1j$ . Nous avons donc les tensions  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$  composées de trois niveaux 0-600V-1200V, puis 0,-600 V et -1200 V.

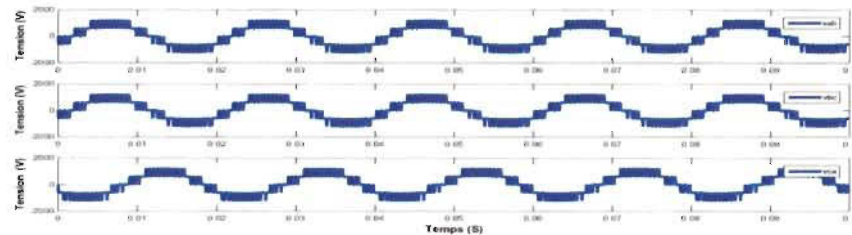


Figure 4.13 Tension de sortie de l'onduleur trois niveaux avec une charge R-L

La Figure 4.14 représente le spectre harmonique de tension, avec un taux d'harmonique de l'ordre de 52.55%, nous nous rendons compte que ce taux d'harmonique est élevé.

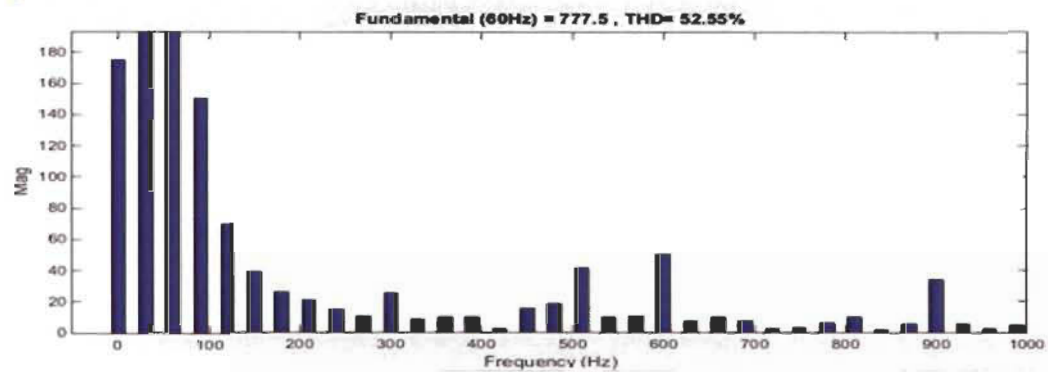


Figure 4.14 Spectre harmonique de tension pour un onduleur trois niveaux

La Figure 4.15 représente le courant de sortie, ce dernier a une forme pas parfaitement sinusoïdale et atteint une valeur maximale de 15A.

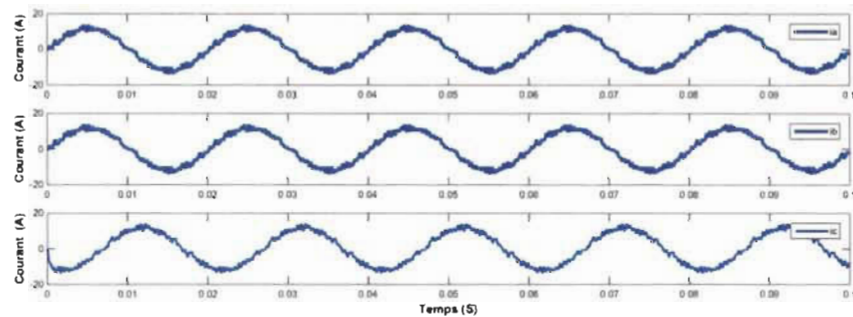


Figure 4.15 Courant de sortie de l'onduleur trois niveaux

La Figure 4.16 représente un spectre harmonique de courant du taux d'harmonique de courant, de 34.41%.

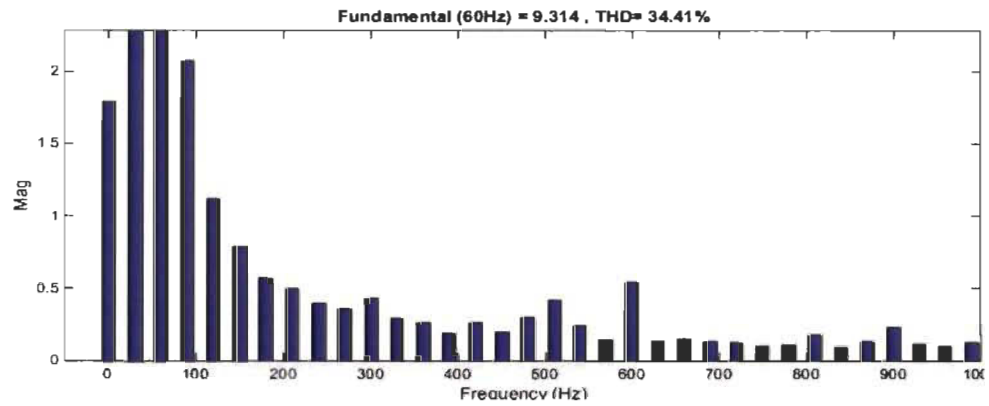


Figure 4.16 Spectre harmonique de courant pour un onduleur à trois niveaux

#### 4.4.4 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC

Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre sources secondaires de tension continue égale, de huit interrupteurs à IGBT et de six diodes de bouclage.

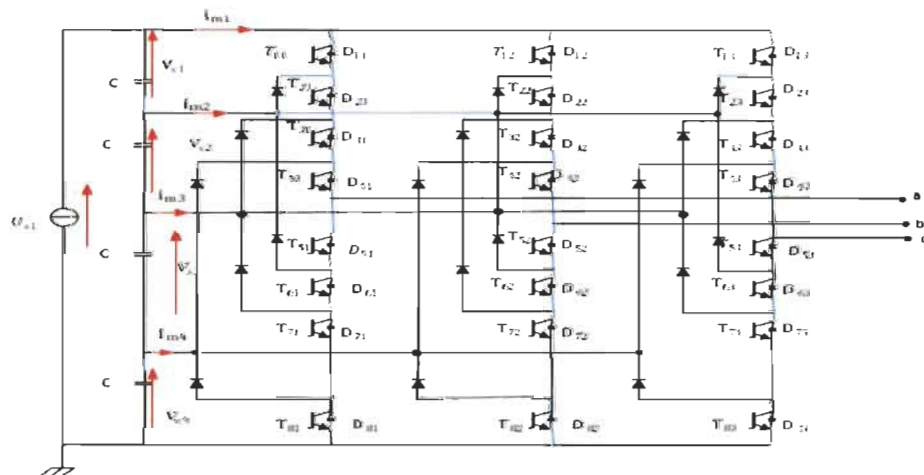


Figure 4.17 Onduleur à cinq niveaux

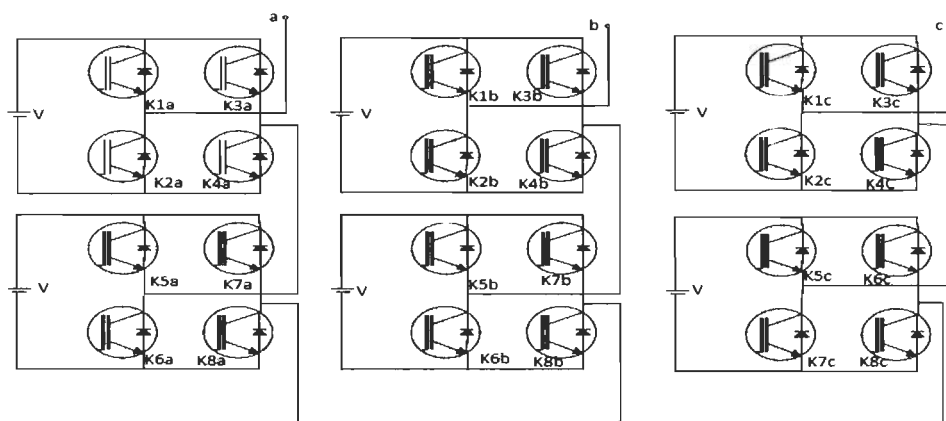


Figure 4.18 Onduleur H-bridge à cinq niveaux triphasé

Tableau 4-3 États des interrupteurs et de la tension aux bornes du bras A de l'onduleur

$T_{11}$	$T_{21}$	$T_{31}$	$T_{41}$	$T_{51}$	$T_{61}$	$T_{71}$	$T_{81}$	$V_{AN}$
1	1	1	1	0	0	0	0	4E
0	1	1	1	1	0	0	0	3E
0	0	1	1	1	1	0	0	2E
0	0	0	1	1	1	1	0	E
0	0	0	0	1	1	1	1	0

La Figure 4.19 représente les trois tensions composées aux bornes d'une charge de valeur  $Z=10+0.1j$ . Nous avons donc les tensions  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$  et  $v_{ca}$  composées de cinq niveaux 0-300V-600V-900 V-1200V; puis 0,-600 V -900 V-1200V.

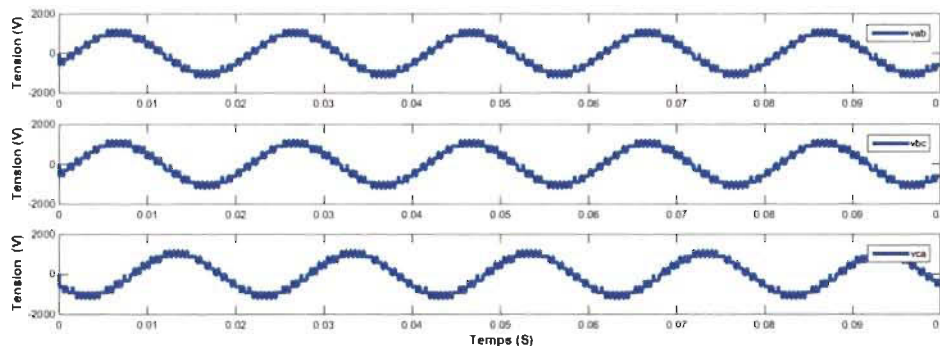


Figure 4.19 Tension de sortie de l'onduleur cinq niveaux en boucle ouverte

La Figure 4.20 représente le taux d'harmonique de tension, il est de l'ordre de 25.98%, nous nous rendons compte que ce taux d'harmonique moins élevé que celui de l'onduleur à trois niveaux.

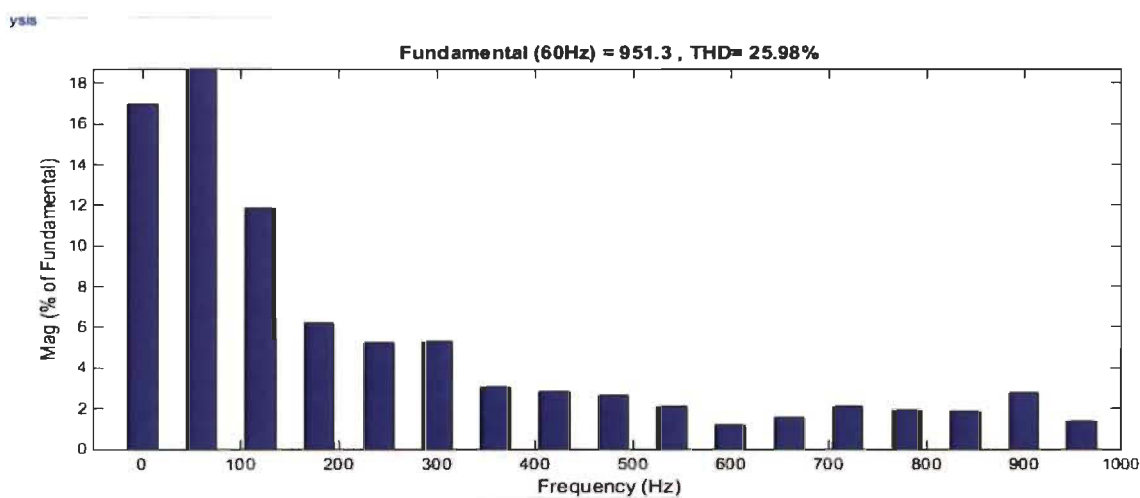


Figure 4.20 Spectre harmonique de tension pour un onduleur cinq niveaux

La Figure 4.21 représente le courant de sortie, ce dernier a une forme qui devient de plus en plus sinusoïdale et atteint une valeur maximale de 13A.

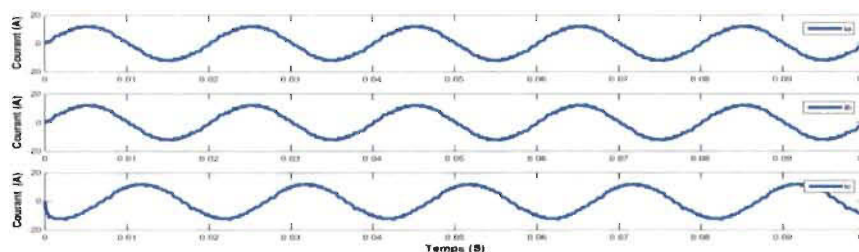


Figure 4.21 Courant de sortie de l'onduleur cinq niveaux

La Figure 4.22 représente la variation du taux d'harmoniques de courant, nous remarquons qu'il est de 32.23%, il est moins élevé que celui de l'onduleur a trois niveaux.

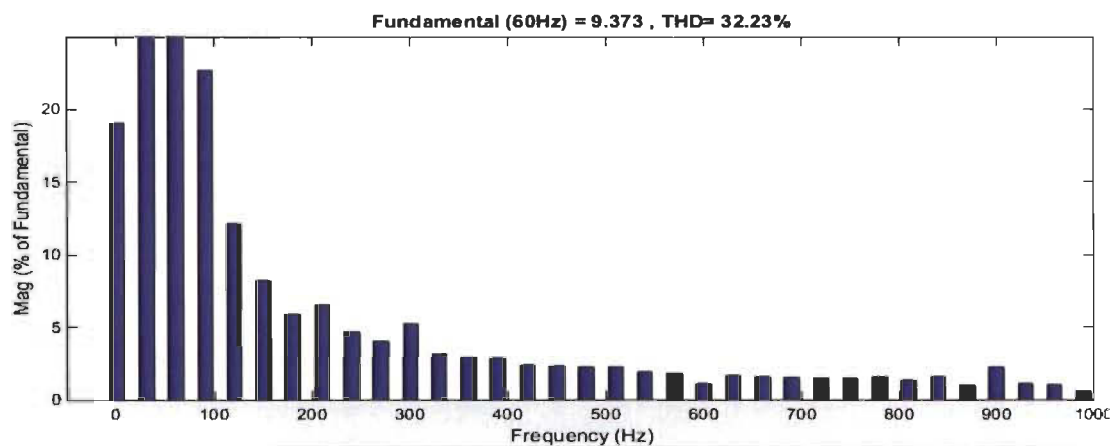


Figure 4.22 THD avec une charge R-L

L'onduleur multiniveau est la solution prometteuse des problèmes d'harmonique. Son premier composant harmonique est à la fréquence  $2mf_s$ . L'onduleur de niveau  $m$  fonctionnant avec la fréquence de commutation  $f_s$  produit la première distorsion harmonique à  $2mf_s$ . Par

conséquent, l'onduleur à niveaux multiples fournit une faible distorsion harmonique totale avec une perte de commutation comparativement faible et nécessite un petit filtre passe-bas. Les Figure 4.21 et Figure 4.22 montrent respectivement les formes d'onde de tension et les distorsions harmoniques des tensions à cinq niveaux. Les tensions de cinq niveaux sont générées avec deux et trois convertisseurs de pont complet en cascade, respectivement[133]. Voici quelques avantages et inconvénients des onduleurs multiniveaux ;

Avantages :

- Au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente, le contenu d'harmoniques de la forme d'onde de sortie diminue.
- Pertes de commutation réduites grâce aux dispositifs suivants commutés à la fréquence fondamentale sans augmenter le contenu harmonique de la sortie.
- Le flux de puissance réactive peut être régulé, ce qui permet de ne pas déséquilibrer les tensions du condensateur.
- Réponse dynamique rapide.
- Fonctionnement back to back.

Inconvénients :

- Un grand nombre de diodes de serrage est nécessaire, car le nombre de niveaux augmente.
- Le transfert de puissance active provoque un déséquilibre dans le bus DC ce qui complique le contrôle de la régulation des condensateurs.



#### 4.4.5 Space Vector PWM Modulation

Une autre méthode PWM est la modulation vectorielle spatiale (SVPWM) [134]. Cette méthode de modulation présente d'importants avantages par rapport au PWM modulation. Comme on l'a vu précédemment, la modulation PWM calcule le Convertisseur multiniveaux à commutation automatique. L'onduleur à cinq niveaux présente plusieurs avantages par rapport à l'onduleur à deux niveaux. La tension résultante contient moins d'harmoniques. la tension inverse appliquée sur l'onduleur est réduite au quart de la source de tension continue appliquée à l'onduleur. La modulation vectorielle produit des tensions avec un taux d'harmoniques faibles [135].

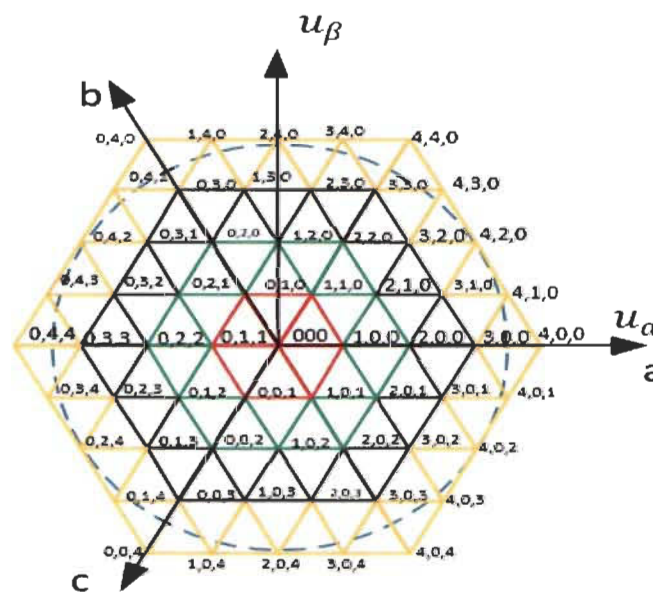


Figure 4.23 Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux [136-138]

Le plan du vecteur d'espace représente un état de tension de sortie triphasée particulier de l'onduleur. Par exemple, le point (3, 2 et 0) sur le plan du vecteur d'espace signifie que par rapport à la masse, la phase "a" est à 3Vdc, la phase "b" à 2Vdc et la phase "c" est à 0Vdc.

Une manière algébrique de représenter les tensions de sortie en termes d'états de commutation et de lien DC les condensateurs sont décrits dans ce qui suit [84]. Pour  $n \leq m$ , où  $m$  est le nombre de niveaux dans l'onduleur. Pour  $n=m-1$  ou  $m$  est le nombre de niveaux de l'onduleur

$$V_{abc0} = H_{abc} V_c \quad (4.34)$$

Avec :

$$V_c = (V_{c1} V_{c2} V_{c3} \dots V_{cn})^T \quad (4.35)$$

$$H_{abc} = \begin{bmatrix} h_{a1} & h_{a2} & h_{a3} & \dots & h_{an} \\ h_{b1} & h_{b2} & h_{b3} & \dots & h_{bn} \\ h_{c1} & h_{c2} & h_{c3} & \dots & h_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

Et

$$h_{aj} = \sum_j^n \delta(h_a - j) \quad (4.37)$$

où  $h_a$  est l'état de commutation et  $j$  est un entier de 0 à  $n$  et nous avons :

$$\delta(x) = 1 \text{ si } x \geq 0, \delta(x) = 0 \text{ si } x < 0 \quad (4.38)$$

Outre l'état de tension de sortie, le point (3, 2, 0) sur le plan du vecteur spatial peut également représenter l'état de commutation du convertisseur. Chaque entier indique le nombre de commutateurs supérieurs dans chaque phase, les branches sont activées pour un convertisseur à diodes. À titre d'exemple, la matrice  $H_{abc}$  pour cet état de commutation d'un onduleur à cinq niveaux est la suivante.

$$H_{abc} = \begin{bmatrix} 00111 \\ 00011 \\ 00111 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Les états de commutation redondants sont les états pour lesquels une tension de sortie peut être générée par plus d'une combinaison de commutateurs. Les états redondants sont possibles à des indices de modulation inférieurs ou en tout autre point que ceux de l'hexagone le plus à l'extérieur indiqué sur la Figure 4.23. L'état de commutation (3,2,0) a des états redondants (4,3,1) et (5,4,2). Les états de commutation redondants diffèrent les uns des autres par une valeur intégrale identique, c'est-à-dire que (3,2,0) diffère de (4,3,1) par (1,1,1) et de (5,4,2) par (2,2,2). Pour un état de tension de sortie (x, y, z) dans un onduleur à diode de niveau m, le nombre d'états redondants disponibles est le suivant :

$$N_r = m - 1 - [\max(i, j, k) - \min(i, j, k)] \quad (4.40)$$

Comme l'indice de modulation diminue (ou le vecteur de tension dans le plan du vecteur d'espace plus proche de l'origine), des états plus redondants sont disponibles. Le nombre d'états zéro possibles est égal au nombre de niveaux, m. Pour un onduleur à cinq niveaux, les états de tension zéro sont (0, 0, 0), (1, 1, 1), (2, 2, 2), (3, 3, 3), et (4, 4, 4). Le nombre de combinaisons de commutateurs possibles est égal à  $m^3$ . Pour cet onduleur à cinq niveaux, il y a 125 états de commutation possibles. Le nombre de distinct ou unique les états pour un inverseur de niveau m peuvent être donnés par :

$$m^3 - (m - 1)^3 = [6 \sum_{n=1}^{m-1} n] + 1 \quad (4.41)$$

Le nombre d'états redondants pour un onduleur cinq niveaux est  $(m - 1)^3$  soit 64 et le nombre d'états distincts est 61.

#### 4.5 Conclusion

Nous avons dans ce chapitre défini les causes et les différents effets des harmoniques. Dans les différentes solutions à apporter pour la problématique des harmoniques, nous avons fait une étude des onduleurs multiniveaux en présentant les différentes topologies qui sont :

- Onduleur à point neutre fixé ;
- Onduleur à cellule imbriqué ;
- Onduleur en cascade.

Nous avons poursuivi notre étude en développant les onduleurs à trois niveaux et cinq niveaux, en utilisant la topologie à point neutre fixée. Nous avons donné les différentes formes d'ondes et les différents taux d'harmoniques correspondent à chaque modèle. Nous constatons dans cette étude que le taux d'harmoniques diminue avec le nombre de niveaux. Ce chapitre fournit un aperçu des convertisseurs de forte puissance et des variateurs moyenne tension y compris une analyse du marché, des configurations de système d'entraînement, des convertisseurs de puissance. Les topologies, les analyses de produits et les principaux fabricants. Les exigences techniques et les défis du variateur MT sont également résumés.

## Chapitre 5 - Contrôle des onduleurs

Les énergies fossiles et les effets néfastes du réchauffement climatique ont contraint la civilisation humaine à la recherche de nouvelles ressources énergétiques durables. Les ressources énergétiques renouvelables sont des ressources énergétiques respectueuses de l'environnement. L'énergie éolienne est une de ces ressources d'énergie renouvelable. La croissance des parcs éoliens augmente, entraînant les problèmes liés à la production d'électricité. Les harmoniques sont l'un des problèmes auxquels les éoliennes sont confrontées. Les harmoniques sont injectés dans le système d'alimentation principalement par le biais de convertisseurs électroniques de puissance et sont amplifiés par les résonances harmoniques du système d'alimentation. Il est de la plus haute importance de fournir aux clients une tension avec moins de pollution harmonique. Les structures d'atténuation des harmoniques sont utilisées pour atténuer les fréquences des harmoniques. Le filtre passif est l'une de ces principales structures d'atténuation de la fréquence des harmoniques. L'objectif de ce chapitre est d'analyser les harmoniques présentes dans le système éolien, de concevoir des filtres passifs pour éliminer ou contrôler les distorsions harmoniques et d'optimiser ces filtres en fonction de divers paramètres possible. Afin de réduire la taille et le coût, les filtres passifs d'ordre élevé sont généralement préférés dans les convertisseurs de puissance pour supprimer les harmoniques hautes fréquences provoquées par la modulation de largeur d'impulsion. Cependant, le pic de résonance du filtre nécessite souvent l'utilisation d'amortisseurs passifs pour stabiliser les interactions entre les impédances de charge et de

source. En outre, l'effet de stabilisation est plus difficile à garantir pour les filtres à coûts optimisés, caractérisés par des composants passifs à faibles inductance et haute capacité.

dans le réseau électrique qui a leur tour, provoque d'autres problèmes dans l'aérogénérateur [139] :

5.1 La résolution est envisagée par différentes solutions :

- Filtrage passif ou actif, cette méthode consiste d'insérer un système d'électronique de puissance qui génère des harmoniques inverses de celles générées par les convertisseurs pour les éliminer.
- Techniques de commandes des convertisseurs (onduleurs, redresseurs) comme HBCC, VOC et FOC pour générer moins d'harmoniques et faciliter leur commande. Cette technique a déjà été évoquée au chapitre 2.

5.2 Filtres passifs

Ces dernières années, l'approvisionnement limité en sources d'énergie fossile a entraîné une augmentation rapide de la demande de sources d'énergie renouvelables telles que l'énergie solaire et l'énergie éolienne. Les onduleurs constituent l'une des solutions d'intégration de réseau les plus importantes. Ainsi, le nombre d'onduleurs connectés au réseau augmente avec l'utilisation croissante des sources d'énergie renouvelable. Les onduleurs raccordés au réseau peuvent également être utilisés comme redresseurs actifs et alimentation des conditionneurs de qualité telle que compensateurs statiques d'énergie réactive (STATCOM) et les filtres de puissance active (APF). Pendant le fonctionnement des onduleurs connectés au réseau, des méthodes de modulation de largeur d'impulsion (PWM) sont couramment utilisées pour maintenir la commutation des dispositifs semi-conducteurs de puissance des onduleurs. La

commutation de ces dispositifs semi-conducteurs de puissance dans les onduleurs produits commutation harmonique d'ondulation qui peuvent causer de graves problèmes de qualité de l'énergie en utilité. Les filtres d'ondulation de commutation (SRF) sont utilisés pour atténuer ces harmoniques d'ondulation de commutation générées par les onduleurs. Ces derniers maintiennent également l'intégration, la connexion et le couplage entre le réseau et les onduleurs. Les filtres d'ondulation de commutation (SRF) peuvent être principalement classés en quatre catégories principales. Ceux-ci sont nommés en tant que SRF de type L, LC, LCL et LLCL. Les principales catégories de filtres d'ondulation de commutation sont illustrées sur la Figure 5.1.

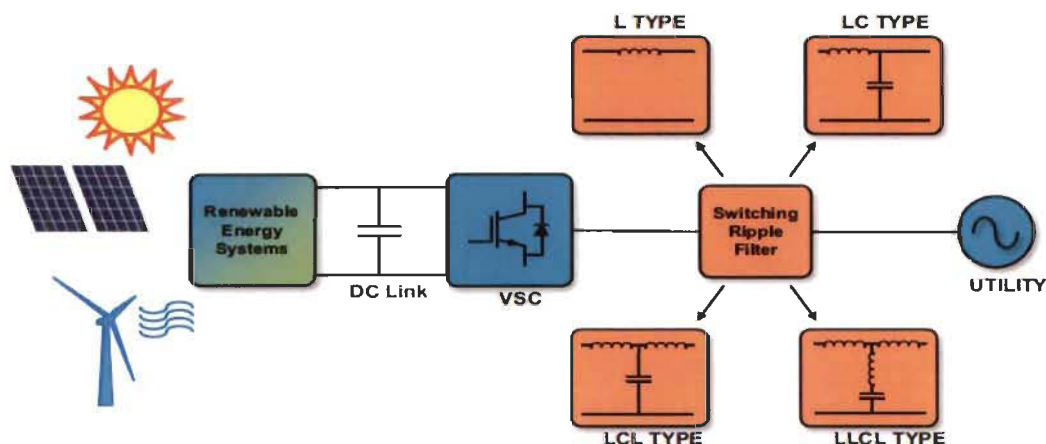


Figure 5.1 Énergies renouvelables connectées au réseau à travers des filtres [140].

Dans les premières études en littérature, le premier filtre de type L type a été utilisé comme interface de filtrage entre les systèmes de l'onduleur et l'utilitaire pour lisser les harmoniques d'ondulation générées par l'onduleur[141]. En dépit de la conception simple et du nombre inférieur de composants de filtre, un seul L-filtre à la taille encombrante et la caractéristique basse d'atténuations harmoniques. Une valeur d'inductance élevée est requise,

mais elle entraîne une chute de tension et une réponse à long terme [2,3]. De plus, une fréquence de commutation élevée est nécessaire pour atténuer de façon adéquate les harmoniques grâce à l'utilisation d'un filtre L, en particulier si la grille est facilement affectée par ces harmoniques [1,4]. En raison de ces inconvénients du filtre de type L, ce type de filtre n'a pas eu lieu dans des onduleurs connectés aux réseaux. Puisque le filtre de type L ne respecte pas les harmoniques à haute fréquence, le filtre LC est utilisé pour atteindre les normes d'harmoniques [5-35]. Le condensateur est connecté à l'inductance en tant que shunt pour faire basse impédance aux hautes fréquences, en conséquence les harmoniques de haute fréquence le traversent. Mais étant donné qu'il est possible d'obtenir un courant d'appel élevé, il est conseillé de réduire la valeur du condensateur [4]. Le filtre LCL est un filtre de troisième ordre, qui remplace depuis peu le filtre LC dans la plupart des applications des onduleurs [1,4,36-130]. Malgré des valeurs de capacitance et d'inductance plus faibles avec un filtre L et un filtre LC, le filtre LCL montre de meilleures performances d'atténuation harmonique [4,68,95]. De plus, la chute de tension provenant des harmoniques à travers le filtre est plus petite que les deux filtres précédents [126]. Grâce à l'utilisation d'inductance plus petite, le filtre LCL peut lisser les courants harmoniques plus efficacement. Cependant, le filtre LCL du troisième ordre présente des inconvénients par rapport aux filtres L et LC tels que la résonance, le retard de phase et la Complexité de la conception du système [95]. Le dernier type de filtre, LLCL, a été récemment utilisé dans la littérature [131-138]. Le filtre LLCL pourrait mieux supprimer les composantes de fréquence de commutation que les autres tout en diminuant l'inductance totale et la taille [41,135]. Cependant, ce filtre atténue moins que le filtre LCL au-dessus des deux fois la fréquence de commutation [135]. En effet, les méthodes d'amortissement passif (4,47-51) ou d'amortissement actif (54-85) ont été



appliquées. Bien que l'amortissement passif soit généralement appliqué en raison de sa simplicité et de son faible coût, l'amortissement actif est préféré dans les applications de forte puissance afin de réduire les pertes de puissance. Plusieurs publications de revue [139-144] sont présentées sur les SRF dans la littérature. Dans [139], des méthodes d'amortissement actif et passif sont utilisées pour le filtre LCL utilisé dans les redresseurs actifs. Dans cette publication, seules les méthodes d'amortissement passif à résistance simple et certains nombres de méthodes d'amortissement actif sont étudiés. Dans [140], les filtres LCL et LLCL avec seulement quelques méthodes d'amortissement passif sont examinées avec des études expérimentales. Le filtre LCL avec deux méthodes de modulation et le filtre LLCL avec une méthode d'amortissement sont évalués et comparés pour les onduleurs fonctionnant en parallèle dans [141]. Dans [142], seuls le filtre LCL et ses méthodes d'amortissement passif et actif sont comparés avec des études de simulation. Dans [143], différentes méthodes d'amortissement passif sont montrées pour le filtre LLCL, et quelques méthodes d'amortissement actif et passif appliquées au filtre LCL sont mentionnées [144].

### 5.3 Différentes topologies de filtres

#### 5.3.1 *Filtres L*

Nous avons un filtre L qui connecte l'onduleur au réseau électrique, la résistance du filtre est très faible. Le but de l'inductance est de réduire les harmoniques de courant injectés dans le réseau. En utilisant ce filtre, la fréquence de commutation de l'onduleur doit être élevée afin d'atténuer suffisamment les harmoniques de l'onduleur [142, 143].

### 5.3.2 Fonction de Transfert

Les onduleurs provoquent des harmoniques d'ordre élevé, ce qui implique des pertes dans le système et des instabilités dans les appareils connectés au réseau. Un filtre L avec une valeur élevée peut être utilisé afin de réduire le courant harmoniques autour de la fréquence de commutation.

$$H(s) = \frac{I}{U_{ond}(p)} = \frac{1}{Ls+R} \quad (5)$$

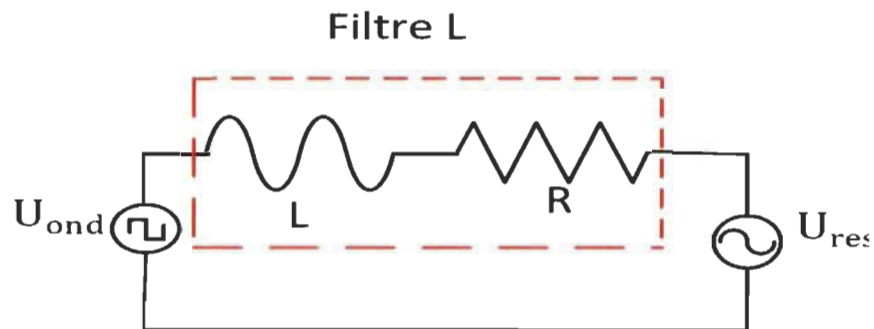


Figure 5.2 Filtre L

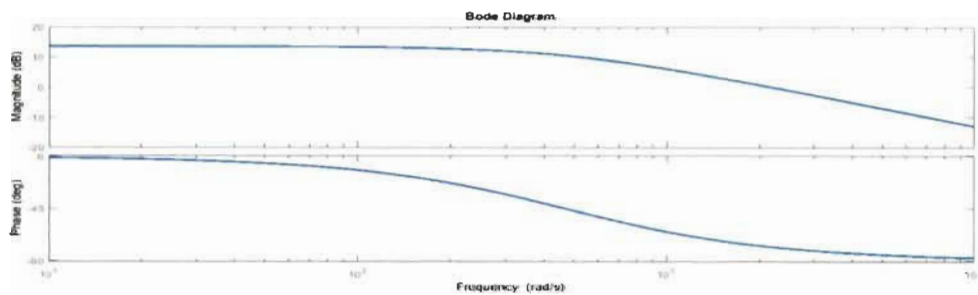


Figure 5.3 Tracé du filtre L dans le plan de Bode

### 5.3.3 Filtrés LC

Les filtres LC sont généralement utilisés dans les systèmes de génération d'énergie dispersée lorsque la tension de sortie du filtre, à savoir la tension du condensateur, est maintenue

incontrôlée[144, 145]. Le filtre LC, comparé au filtre L, propose une meilleure réduction des harmoniques en diminuant la valeur d'inductance. Cependant, la conception du filtre LC est plus complexe et certaines contraintes doivent être prises en compte. Un schéma de circuit équivalent monophasé de l'onduleur connecté à un réseau triphasé avec sortie d'un filtre LC est représenté sur le courant du réseau. La Figure 5.4 montre le filtre LC lié à un système d'onduleur à phase unique et à son système linéaire. La fonction de transfert par laquelle la performance dynamique peut être examinée, présentée dans Eq (5.2), peut être obtenue à travers la Figure 5.4

#### 5.3.4 Fonction de transfert

$$F(s) = \frac{V_c(s)}{V_f(s)} = \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (5.2)$$

La pulsation de résonance du filtre LC est  $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ , nous pouvons tracer la fonction de transfert du filtre LC dans le plan de Bode.

#### 5.3.5 Détermination des paramètres du filtre LC

Il existe quelques méthodes de conception de conception de filtre LC dans la littérature, les paramètres du filtre LC sont obtenus en utilisant le critère de puissance réactive minimale. Selon toutes les méthodes, la détermination des composants du filtre est basée sur l'ondulation du courant de sortie, de la fréquence de résonance, chute de tension causée par l'inductance du filtre et du facteur de puissance du système. Plus la valeur de la capacité est grande, plus le filtre a des meilleurs effets[146, 147].

$$C_{fmax} = \frac{0.05P_N}{3\omega_o V_N^2} \quad (5.3)$$

Où  $\omega_o$ ,  $P_N$ , et  $V_N$  sont respectivement la fréquence fondamentale, la puissance nominale, et la tension entre phases de l'onduleur.

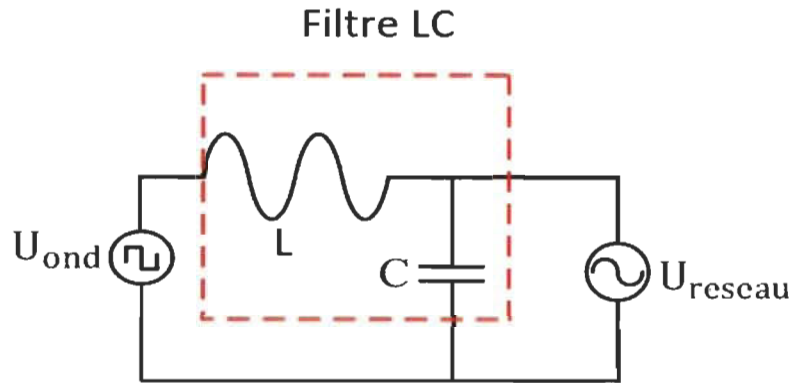


Figure 5.4 Filtre LC [148]

$$L_{1max} = \frac{3V_N^2}{10\omega_o S_N} \quad [149] \quad (5.4)$$

Le filtre devrait également diminuer l'ondulation de courant, aussi, la valeur de l'inductance peut être définie sur la base de l'ondulation de courant de l'onduleur

$$L_{1min} = \frac{2V_{DC}}{3f_{sw}\Delta I_{imax}}(1-m)m \quad [149] \quad (5.5)$$

Où,  $m$  est l'indice de modulation conduisant à une ondulation maximale de courant à  $m=0.5$  pour la SPVWM et à  $m=0.577$  pour la SVPWM,  $\Delta I_{imax}$  est donné pour être en termes de 10% du courant maximum de l'onduleur [146, 147].

$$\Delta I_{imax} = \frac{1}{10} * \frac{S_N}{3V_N} \quad [149] \quad (5.6)$$

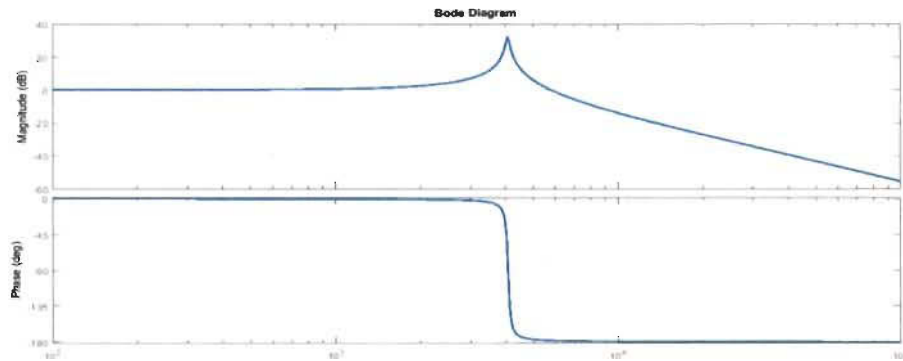


Figure 5.5 Tracé du filtre LC dans le plan de Bode

Tous les paramètres des filtres sont en annexe C

### 5.3.6 *Filtres LCL*

Le filtre LCL est largement utilisé dans le monde industriel pour la réduction de la distorsion harmonique et l'atténuation des inverseurs liés au réseau. Les filtres LCL offrent un meilleur découplage entre l'impédance du filtre et celle du réseau (réduction de la dépendance aux paramètres du réseau). Le filtre LCL limite également les problèmes d'appel de courant. Comme l'ondulation du courant est réduite par le condensateur, l'inductance du côté réseau subit une contrainte de courant plus faible. L'équivalent de circuit d'un filtre LCL est illustré à la Figure 5.6.

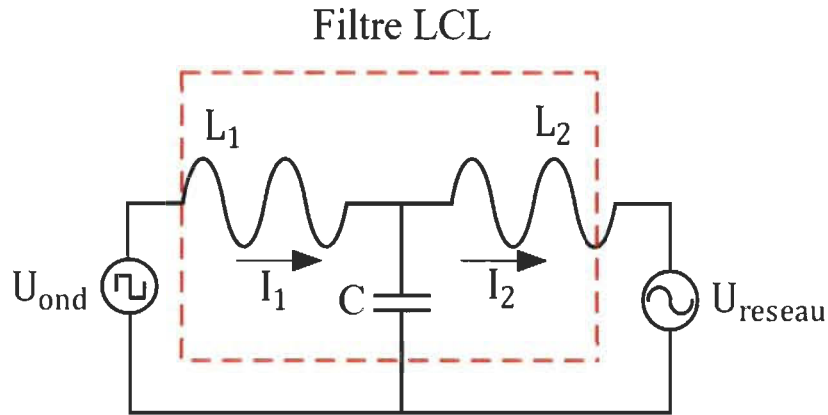


Figure 5.6 Filtre LCL[148]

### 5.3.7 Conception du filtre LCL

L'impédance de base et la capacité de base sont définies par les équations (5.6). Les paramètres suivants sont nécessaires pour la conception du filtre.  $E_n$  Tension efficace ligne à ligne à la sortie du convertisseur ;  $P_n$  Puissance active nominale ;  $f_g$  Fréquence du réseau ;  $f_{sw}$  fréquence de commutation et  $f_{res}$  fréquence de résonance.

$$\begin{cases} Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \\ C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \end{cases} \quad (5.7)$$

Ainsi, les valeurs du filtre définies dans un pourcentage des valeurs de base. Pour la conception de la capacité de filtrage, on considère que la variation maximale du facteur de puissance vue par le réseau est 5% indiquant que l'impédance de base du système est ajustée comme suit :  $C_f = 0.05C_b$ . Un facteur de conception supérieur à 5% peut être utilisé quand il est nécessaire de compenser la réactance inductive du filtre. L'ondulation maximale de courant à la sortie du convertisseur continu-alternatif est donné par [150];

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_1} (1 - m)mT_{SW} \quad (5.8)$$

Ou  $m$  est le facteur de modulation de l'onduleur, on peut observer que le courant crête à crête de l'onduleur se produit pour  $m=0.5$  on a :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1} \quad (5.9)$$

Ou  $L_1$  est l'inductance coté onduleur. Une ondulation de 10% du courant nominal est donnée par :

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max} \quad (5.10)$$

Avec :

$$I_{max} = \frac{P_n\sqrt{2}}{3V_{ph}} \quad (5.11)$$

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} \quad (5.12)$$

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = \frac{1}{1+r\{1-L_1C_b\omega_{sw}^2\}} = k_a \quad (5.13)$$

Ou  $k_a$  est l'atténuation souhaitée  $C = 0.01 + 0.05C_b$  la constante  $r$  est le rapport entre l'inductance coté onduleur et celle coté réseau.

$$L_2 = \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{k_a^2}}}{c\omega_{sw}^2} \quad (5.14)$$

Nous avons alors :

$$L_2 = rL_1 \quad (5.15)$$

L'inductance totale  $L_2$  calculée par l'équation (5.13) inclut également l'inductance du transformateur. À la fréquence de résonance, l'impédance totale du filtre LCL est presque

nulle, ce qui entraînera un courant élevé dans le réseau. Ainsi, la fréquence de résonance doit être éloignée de la fréquence fondamentale, permettant ainsi à la composante fondamentale de passer au réseau. De plus, la fréquence de résonance doit être très inférieure à la fréquence de commutation afin de bloquer les harmoniques de fréquence de commutation dans le système lors de la résonance du filtre. Par conséquent, le paramètre de filtre doit répondre aux exigences des équations (5.16).

Le calcul des différents éléments du filtre sont joints dans l'annexe B

$$\begin{cases} 10f_g < f_{res} < 0.5f_{SW} \\ f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_0 + L_r}{L_0 L_r C}} \end{cases} \quad (5.16)$$

### 5.3.8 Calcul de la fonction de transfert

Si les composants sont idéaux, la fonction de transfert devient :

$$H(s) = \frac{I_2(p)}{U_{ond}(p)} = \frac{1}{s^3 L_0 L_G C + (L_0 + L_G) s} \quad (5.17)$$

Dans cette configuration de filtre il y a une fréquence de résonance et cela se produit lorsque l'impédance des inductances devient égale à l'impédance du condensateur.



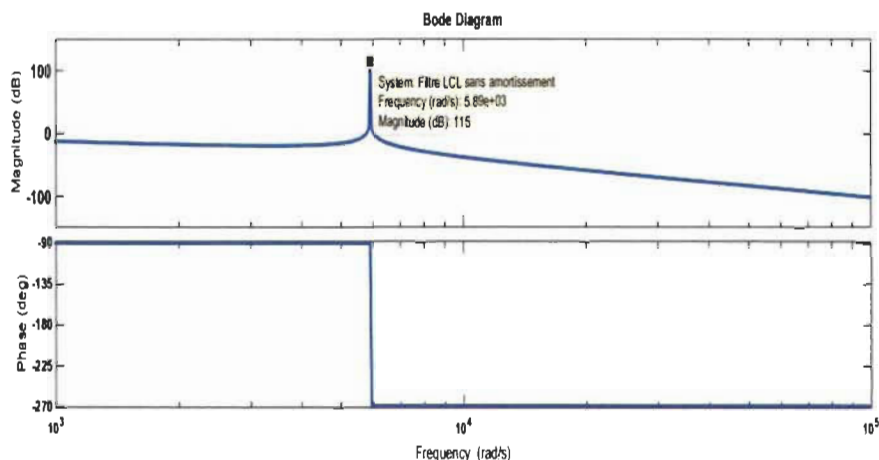


Figure 5.7 Tracé du filtre LCL dans le plan de Bode

Nous constatons que sur la figure 5.7, le gain est très élevé à la fréquence de résonance, la solution la plus simple pour réduire le coefficient de surtension consiste à introduire une résistance en série avec la capacité.

### 5.3.9 Principe de l'amortissement passif du filtre LCL

Il est nécessaire d'atténuer la résonance possible causée par l'ordre élevé du filtre de puissance, si un filtre LCL est utilisé et pour assurer la stabilité de l'onduleur en boucle fermée. Les méthodes les plus souvent utilisées sont l'amortissement passif et l'amortissement actif. Cependant l'amortissement passif reste plus attrayant que l'amortissement actif compte tenu de sa simplicité. Cette fréquence de résonance interagit avec l'impédance du système et cause d'autres problèmes de résonance. Par conséquent, il est nécessaire d'amortir les oscillations de résonance. Des articles académiques comme [29] et [30] suggèrent l'amortissement d'une résistance. Une résistance d'amortissement donne nécessairement une impédance aux conditions de résonance rendant difficile la création d'une résonance avec

l'impédance du système. Il existe de nombreuses façons d'amortir un filtre LCL. Nous allons examiner deux méthodes.

### 5.3.10 Filtre LCL avec résistance d'amortissement série

Le but de l'amortissement est de réduire le facteur de surtension  $Q$  à la fréquence de résonance. Il est souvent facile en utilisant la méthode passive en insérant une résistance en série avec le condensateur  $C_{fk}$  comme le montre la Figure 5.8.

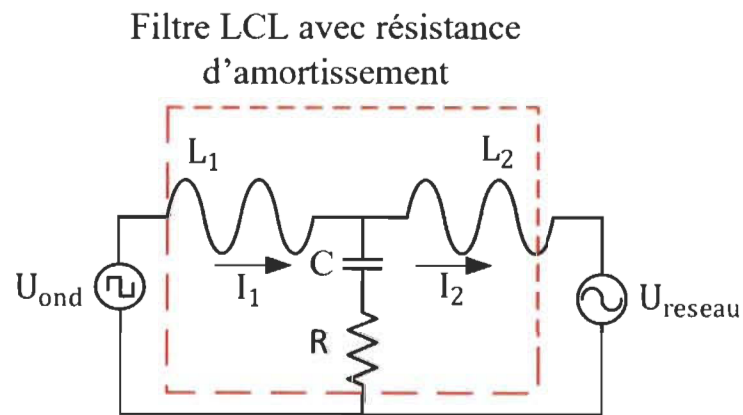


Figure 5.8 Filtre LCL avec résistance  $R$  [148]

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_0 + L_r}{L_0 \cdot L_r \cdot C}} \quad (5.18)$$

$$10f_g < f_{res} < 0.5f_{sw} \quad (5.19)$$

La gamme de fréquences de résonance considérée doit satisfaire à :

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} \quad (5.20)$$

La fonction de transfert devient :

$$H(s) = \frac{i_2(p)}{U_{ond}(p)} = \frac{1+SRC}{(L_1L_2C)S^3+RC(L_1+L_2)S^2+(L_1+L_2)S} \quad (5.21)$$

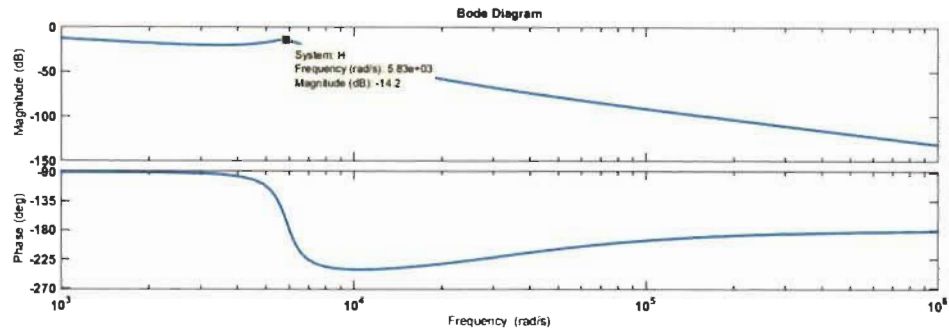


Figure 5.9 Tracé dans le filtre avec filtre LCL avec résistance

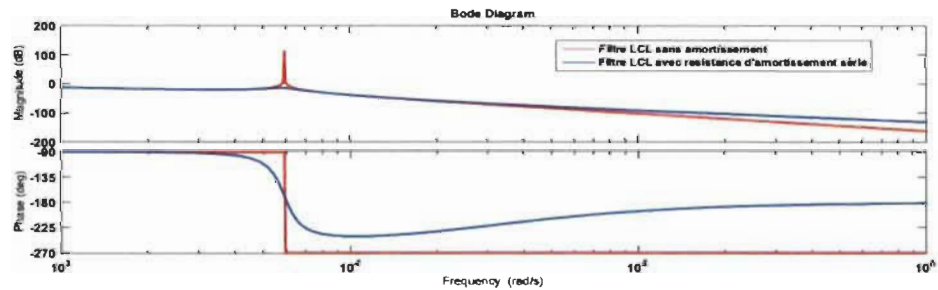


Figure 5.10 Filtre sans et avec amortissement.

Le coefficient de surtension est passé de 115 à -14.2 dB.

## 5.4 Différentes stratégies de commande des onduleurs

### 5.4.1 Introduction

À la sortie d'un onduleur, on obtient une source de tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire nous permet d'approximer une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrer est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le

découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation à largeur d'impulsion (MLI) a été introduite pour résoudre ce problème, cependant l'essor de la MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs. La modulation consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence de grandeur de sortie de l'onduleur. Cette technique permet de repousser vers les fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Aussi le nombre croissant d'impulsion formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la tension de sortie et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde. La génération des signaux de commande de la modulation se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique.

Nous distinguons trois techniques de modulation de largeur d'impulsion :

- La modulation sinusoïdale
- La modulation vectorielle
- La modulation par hystérésis

#### *5.4.2 La modulation sinusoïdale*

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- L'indice de modulation  $m$ , est égal au rapport de la fréquence  $f_c$  de la porteuse à la fréquence  $f_m$  de la référence :

$$m = \frac{f_c}{f_m} \quad (5.22)$$

- Le coefficient de réglage  $r$  est égale au rapport de l'amplitude  $A_m$  de la référence à la crête  $A_c$  de la porteuse :

$$r = \frac{A_m}{A_c} \quad (5.23)$$

- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de tension de sortie THD, est défini par rapport à la quadratique somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de tension.

$$\text{THD} = \frac{(\sum_{i=2}^n v_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n v_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (5.24)$$

### 5.5 Modulation vectorielle

La modulation vectorielle dite (SVPWM) est une modulation en temps réel. Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur, elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette modulation est utilisée pour la commande des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont des tensions désirées à la sortie de l'onduleur.

## 5.6 Contrôle des onduleurs

### 5.6.1 Systèmes de contrôle des onduleurs

Plusieurs techniques de modulation et de contrôle ont été développées pour les MLI. Comme le montre la Figure 5.11, les techniques de contrôle des MLI peuvent être classées en technique de modulation de largeur d'impulsion par élimination sélective d'harmoniques, et en modulation optimisée de la largeur d'impulsion de la forme d'onde harmonique optimisée.

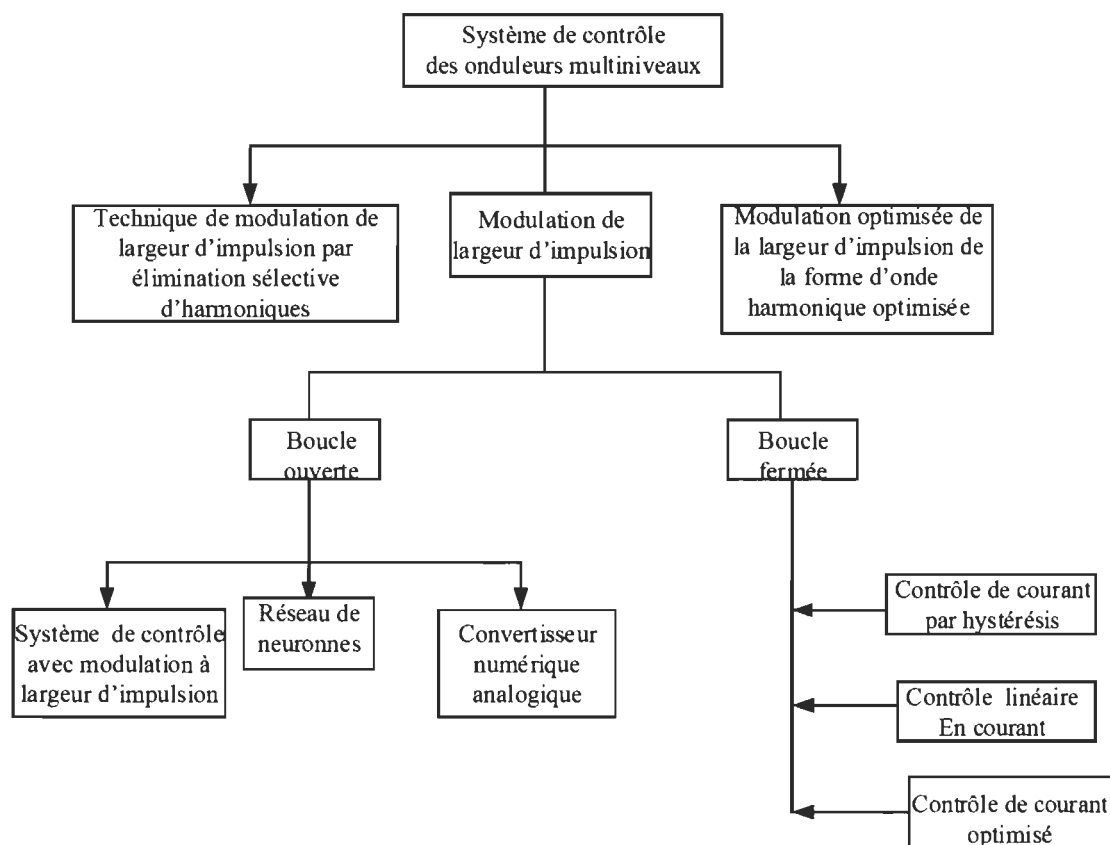


Figure 5.11 système de contrôle des onduleurs [151]

La méthode modulation a largeur d'impulsion peut être classée en boucle ouverte et en boucle fermée en raison de sa stratégie de contrôle. Les techniques de la modulation ont

largeur d'impulsion en boucle ouverte été les systèmes de contrôle avec modulation à largeur d'impulsion, les réseaux de neurones et les convertisseurs numériques analogiques.

Tandis que les méthodes de contrôle de courant en boucle fermée sont décrites en tant que techniques de contrôle d'hystérésis, linéaire et optimisé. Les méthodes de modulation développées pour contrôler les MLI sont basées sur des ordres multi porteurs avec PWM. Parmi les divers schémas de contrôle, le PWM sinusoïdal (SPWM) est le schéma de contrôle le plus couramment utilisé pour le contrôle des MLI. Dans SPWM, une forme d'onde de référence sinusoïdale est comparée à une forme d'onde porteuse triangulaire pour générer des séquences de commutation pour le semi-conducteur de puissance dans un module onduleur.

#### *5.6.2 Onduleur connecté au réseau*

La plupart des éoliennes commerciales fournissent la puissance générée au réseau électrique grâce à des convertisseurs de puissance. Normalement ajouté au système pour la réduction de la distorsion de courant de ligne. La résistance de la ligne est négligeable et a peu d'impact sur les performances du système. Il est donc omis dans l'analyse. L'onduleur lié au réseau peut être modulé par les schémas PWM présentés dans les sections précédentes, tels que le schéma de modulation du vecteur spatial. L'onduleur est un convertisseur élévateur par nature, et sa tension continue moyenne  $V_{dc}$  peut être établie par l'équation (5.21).

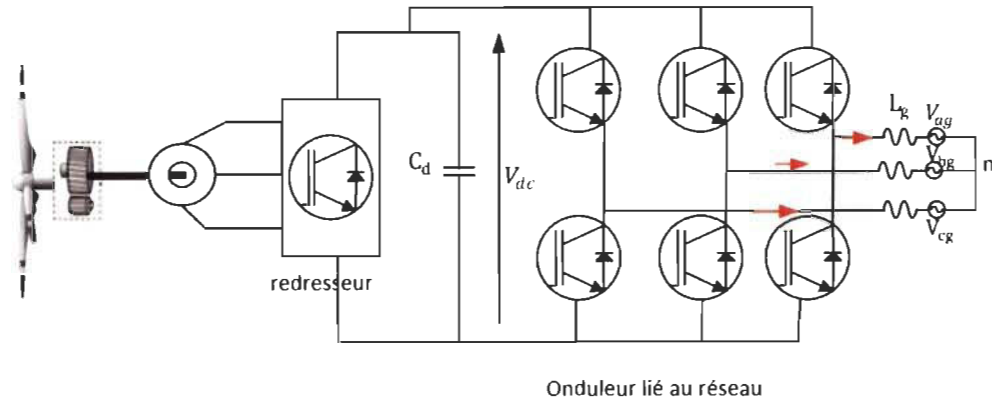


Figure 5.12 onduleur connecté au réseau [119]

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{6}V_{ai1}}{m_a} \quad [119] \quad (5.25)$$

L'équation (5.21), représente la tension à la sortie du redresseur, où  $m_a$  est l'indice de modulation et  $V_{ai1}$  est la valeur efficace de la composante fondamentale de la phase de l'onduleur (phase-a) tension  $V_{ai1}$ . En supposant que  $V_{ai1}$  est égale à la valeur efficace de la tension de phase de la grille  $V_g$ , qui peut être considérée comme constante, la tension continue peut-être augmentée à une valeur élevée par une faible valeur de l'indice de modulation  $m_a$ . La Figure 5.13 représente un schéma simplifié de la Figure 5.12. Dans ce schéma simplifié, le générateur et le redresseur sont remplacés par une batterie en série avec une faible résistance qui représente les pertes de puissance dans le système. Le flux d'énergie entre l'onduleur et le réseau électrique est bidirectionnel. La puissance peut être transférée du réseau au circuit CC de l'onduleur, ou vice versa. Pour les applications d'énergie éolienne, la puissance est normalement fournie par l'onduleur au réseau. La puissance active du système livré au réseau peut être calculée par :

$$P_g = 3V_g I_g \cos \varphi_g \quad (5.26)$$



Où  $\varphi_g$  est l'angle du facteur de puissance du réseau, défini par :

$$\varphi_g = \angle \bar{V}_g - \angle \bar{I}_g \quad (5.27)$$

Le facteur de puissance du réseau peut être unitaire, en avance ou en retard, comme illustré c'est souvent exigé par l'exploitant du réseau qu'un système d'énergie éolienne fournisse une puissance réactive contrôlable au réseau pour supporter la tension du réseau en plus de la production d'énergie active. Par conséquent, un système d'énergie éolienne peut fonctionner avec l'angle du facteur de puissance dans la plage de  $90^\circ < \varphi_g < 270^\circ$ .

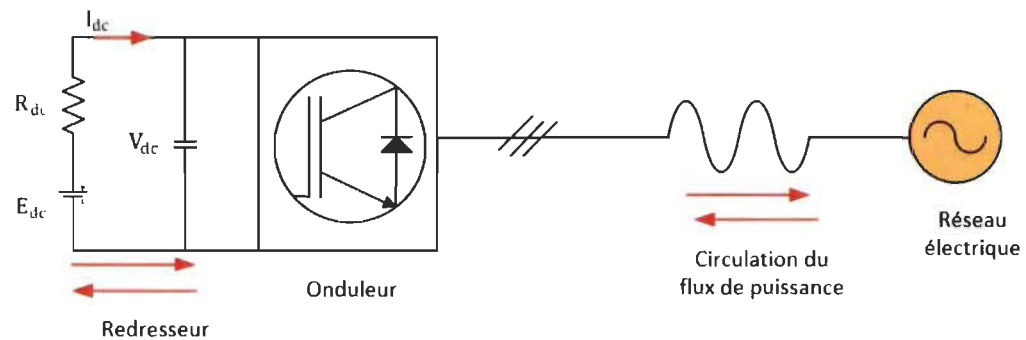


Figure 5.13 Schéma simplifié de l'onduleur connecté au réseau [119]

$$\begin{cases} E_{dc} < V_{dc} \rightarrow I_{dc} > 0 \rightarrow P_g > 0 \rightarrow \text{la puissance va du réseau à la charge (redresseur)} \\ E_{dc} > V_{dc} \rightarrow I_{dc} < 0 \rightarrow P_g < 0 \rightarrow \text{La puissance va de la charge vers le réseau (onduleur)} \\ E_{dc} = V_{dc} \rightarrow I_{dc} = 0 \rightarrow P_g = 0 \rightarrow \text{Pas de flux de puissance entre le circuit DC et le réseau} \end{cases}$$

### 5.6.3 Contrôle orienté en tension

Les onduleurs connectés au réseau peuvent être contrôlés par différentes méthodes. L'un des schémas est connu sous le nom de contrôle orienté tension (VOC), comme le montre la Figure 5.14. Ce schéma est basé sur la transformation entre le référentiel fixe abc et le repère synchrone dq. L'algorithme de contrôle est implémenté dans le référentiel synchrone à

tension de réseau, où toutes les variables sont des composantes continues en régime permanent. Cela facilite la conception et le contrôle de l'onduleur. Pour réaliser le (VOC), la tension du réseau est mesurée et son angle  $\theta_g$  est détecté pour l'orientation de la tension

$$\theta_g = \tan^{-1} \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (5.28)$$

#### 5.6.4 Contrôle orienté en tension avec contrôleur découplé

Pour étudier le contrôle orienté en tension nous utiliserons l'équation d'état du circuit côté réseau de l'onduleur dans le cadre de référence abc stationnaire peut être exprimé par les équations (5.29) d'état ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{di_{ag}}{dt} = \frac{(v_{ag} - v_{ai})}{L_g} \\ \frac{di_{bg}}{dt} = \frac{(v_{bg} - v_{bi})}{L_g} \\ \frac{di_{cg}}{dt} = \frac{(v_{cg} - v_{ci})}{L_g} \end{cases} \quad (5.29)$$

Ces équations peuvent être transformées dans la référence dq.

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = \frac{1}{L_g} (v_{dg} - v_{di} + \omega_g L_g i_{qg}) \\ \frac{di_{qg}}{dt} = \frac{1}{L_g} (v_{qg} - v_{qi} - \omega_g L_g i_{dg}) \end{cases} \quad (5.30)$$

Où  $\omega_g$  est la vitesse du référentiel synchrone, qui est aussi la pulsation du réseau, et  $\omega_g L_g i_{qg}$  et  $\omega_g L_g i_{dg}$  sont les tensions de vitesse induites dues à la transformation de l'inductance triphasée  $L_g$  du repère fixe au cadre synchrone. L'équation (5.44) illustre que la dérivée de  $i_{dg}$  courant de ligne liée aux variables de l'axe d et tout comme le courant  $i_{qg}$ . Cela indique que le système contrôle est couplé, ce qui peut entraîner des difficultés dans la conception du

contrôleur et performance dynamique insatisfaisante. Pour résoudre le problème, un contrôleur découplé est présenté sur la Figure 5.14.

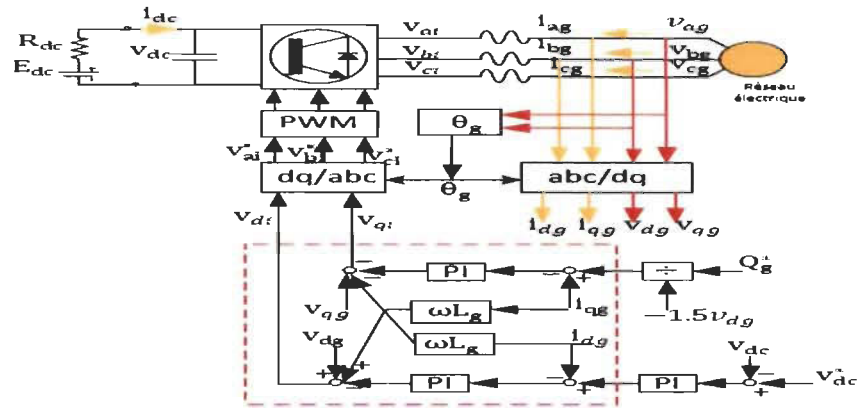


Figure 5.14 Schéma fonctionnel du contrôle orienté en tension avec contrôleur découplé [119]

$$\begin{cases} v_{di} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(i_{dg}^* - i_{dg}) + \omega_g L_g i_{qg} + v_{dg} \\ v_{qi} = -\left(k_i + \frac{k_p}{s}\right)(i_{qg}^* - i_{qg}) - \omega_g L_g i_{dg} + v_{qg} \end{cases} \quad (5.31)$$

Où  $\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)$  est la fonction de transfert du contrôleur PI.

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(i_{dg}^* - i_{dg}) \frac{1}{L_g} \\ \frac{di_{qg}}{dt} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(i_{qg}^* - i_{qg}) \frac{1}{L_g} \end{cases} \quad (5.32)$$

L'équation ci-dessus montre que les différentes grandeurs sont découplées. Le contrôle découplé rend la conception des contrôleurs PI plus pratique, et le système est plus facilement stabilisé. Les contrôleurs PI sont les contrôleurs les plus largement utilisés en industrie. Dans la, un contrôleur PI est appliqué à un onduleur connecté au réseau pour suivre un courant de référence de sorte qu'un courant désiré peut-être injecté dans le réseau. La fonction de transfert d'un contrôleur PI est

$$C_{PI}(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (5.33)$$

Où  $K_p$  représente le gain proportionnel et  $K_i$  le gain intégral.

### 5.6.5 MLI vectorielle (SVPWM)

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation par largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe.

### 5.6.6 Principe de la SVPWM

Le schéma du modèle considéré de l'onduleur triphasé est représenté sur la Figure 5.15.

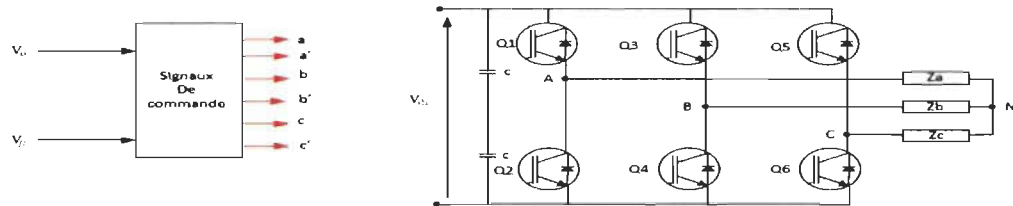


Figure 5.15 Schéma de circuit de l'onduleur triphasé SVPWM

Nous avons la tension triphasée idéale :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_m \sin(2\pi f_m t) \\ V_{BN} = V_m \sin(2\pi f_m t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CN} = V_m \sin(2\pi f_m t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (5.34)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Les tensions triphasées peuvent être contrôlées en fonction de la rotation du vecteur spatiale  $V_s$  comme illustré sur la Figure 5.16. Nous pouvons déduire à partir de cette figure que les trois tensions de phase sont alternativement représentées par le vecteur de rotation  $V_s$ . Pour cela, nous utiliserons les coordonnées fixes dans lesquelles l'axe  $\alpha$  est affecté dans la même direction que la phase A et  $\beta$  est l'axe vertical.  $V_s$  est maintenant équivalent aux vecteurs de tension  $V_\beta$  et  $V_\alpha$  représentés ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

On peut également exprimer dans la matrice des équations ci-dessus :

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{1}{3}(2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \\ V_\beta = \frac{V_{BN} - V_{CN}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (5.37)$$

$$V_s = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (5.38)$$

$$\phi = \arctan \left( \frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (5.39)$$

$$\omega = 2\pi f_m \quad (5.40)$$

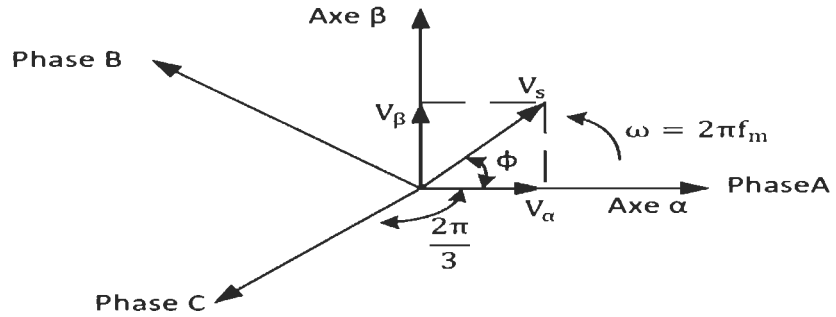


Figure 5.16 Relation des tensions triphasées sur les coordonnées  $\alpha, \beta$

Le problème est de savoir comment contrôler la tension triphasée par  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ . Les vecteurs de tension appliquée par l'onduleur peuvent être alternativement représentés par trois bits logiques  $[a \ b \ c]^T$  comme indiqué sur la Figure 5.17 et  $[a' \ b' \ c']^T$  est attribué en complément à  $[a \ b \ c]^T$ . Les différentes combinaisons de vectorielles de trois bits contrôlent huit tensions de  $V_0$  à  $V_7$  données dans le Tableau 5-1, parmi eux il existe de vecteurs de tensions nul  $V_0$  et  $V_7$  et les autres sont actifs.

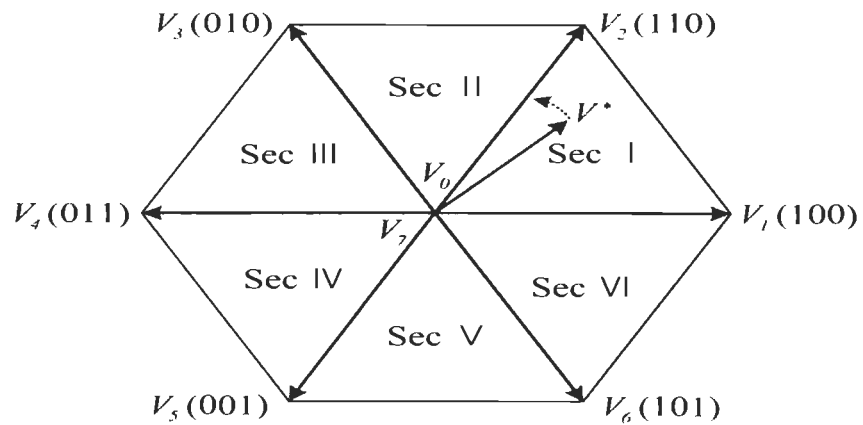


Figure 5.17 Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

Tableau 5-1 Vecteurs de commande et tension de phase

Valeur de Tension	Vecteur de commutation	Les tensions simples		
		$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$
$V_0$	[0 0 0]	0	0	0
$V_1$	[100]	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$V_2$	[110]	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$V_3$	[010]	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$V_4$	[0 11]	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$V_5$	[001]	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$V_6$	[101]	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$V_7$	[111]	0	0	0

### 5.7 Connexion du convertisseur Back to Back à deux niveaux au réseau électrique

Le système de conversion de l'énergie éolienne étudiée dans ce chapitre est composé d'une éolienne, un générateur synchrone à aimants permanents connecté à un réseau électrique à travers un convertisseur statique complet constitué d'une interface DC-/AC suivie d'une

Seconde interface DC/AC sont connectés au réseau électrique comme le montre la Figure 5.18. Il est composé d'une génératrice synchrone triphasée connectée à un PWM redresseur,

en appliquant le contrôle orienté en tension (VOC) sur le générateur synchrone. L'onduleur est contrôlé par la modulation de largeur d'impulsion de vecteur d'espace (SVPWM) et assure l'injection de la puissance produite dans le réseau AC. Entre les deux convertisseurs, un condensateur est utilisé comme bus de tension continue. Le système est connecté au réseau via une boucle à verrouillage de phase (PLL) et un filtre LCL pour améliorer la qualité de l'énergie.

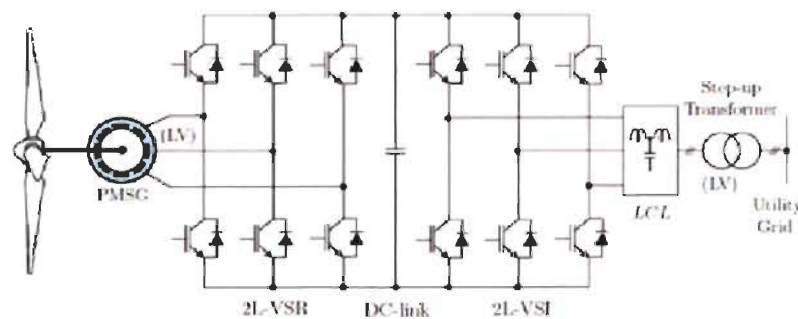


Figure 5.18 Convertisseur Back to Back à deux niveaux

### 5.8 Étude côté redresseur

Toutes les simulations ont été réalisées sous Matlab/Simulink

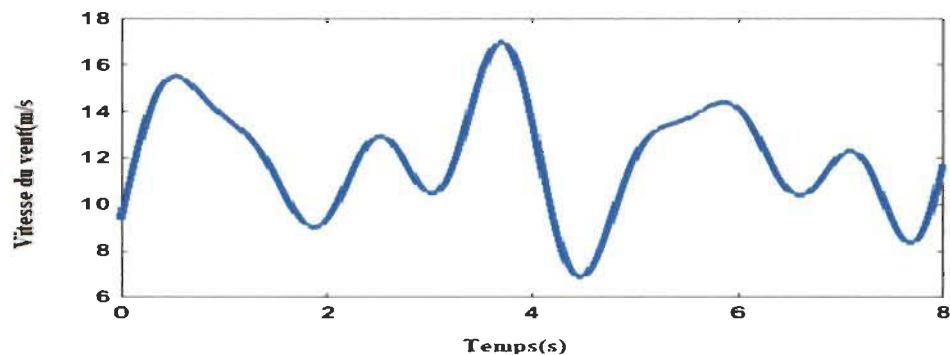


Figure 5.19 Variation du profil de vent en fonction du temps



La Figure 5.19 représente la variation du profil de vent en fonction du temps, en fixant  $\beta = 0$  et  $C_p(\lambda) = 0,42$ , comme l'indique la Figure 3.4.

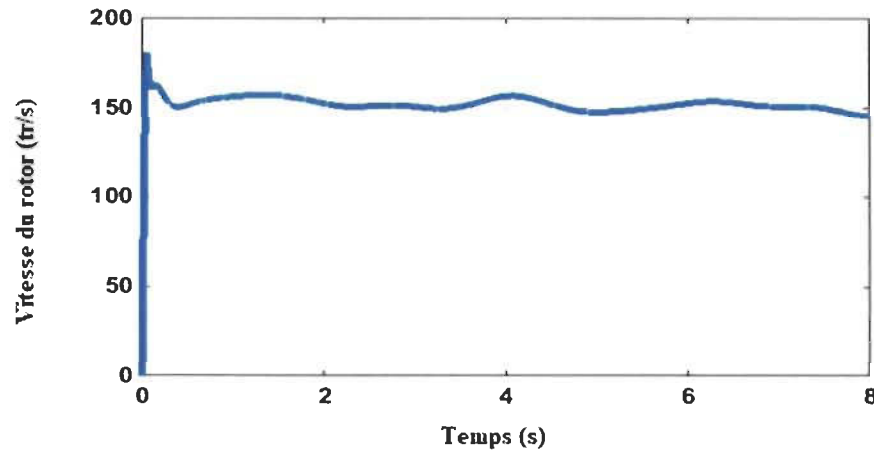


Figure 5.20 Variation de la vitesse du rotor en fonction du temps

La Figure 5.20 représente la variation de la vitesse de la génératrice synchrone en fonction du temps. Comme on peut le constater, cette variation est fortement liée au profil du vent.

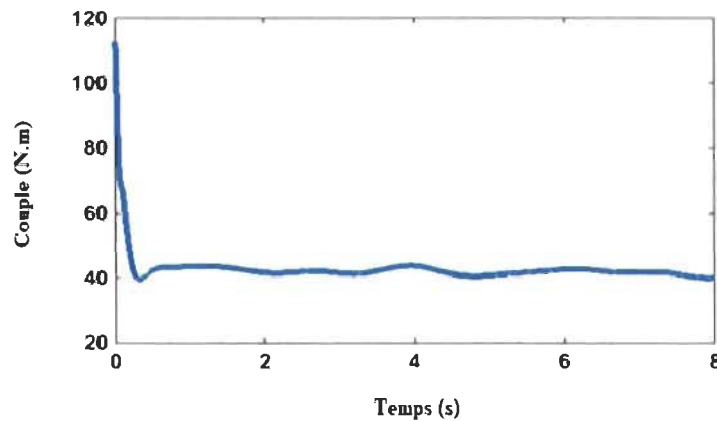


Figure 5.21 Variation du couple de la PMSG en fonction du temps.

La Figure 5.21 représente la variation du couple de la génératrice synchrone en fonction du temps, cette dernière dépend du profil du vent. Le couple varie et se stabilise à sa valeur nominale.

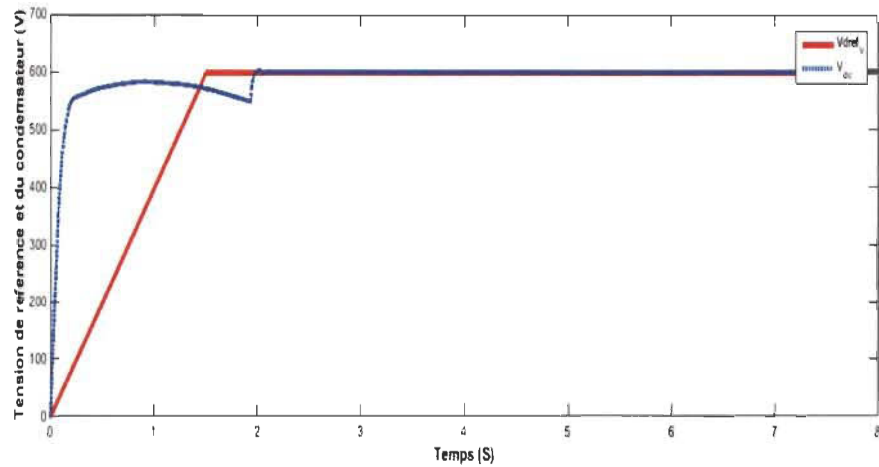


Figure 5.22 Variation de la tension du bus continu et de sa référence.

La Figure 5.22 qui représente la tension de sortie du redresseur et sa référence en fonction du temps, au-delà de deux secondes la tension de sortie est confondue à la référence et se stabilise à 600 volts.

## 5.9 Coté réseau (Onduleur)

### 5.9.1 Introduction

Le but principal du contrôle coté réseau est de réguler la tension du condensateur, tout en contrôlant l'échange de puissance entre le réseau et l'onduleur, dont les expressions s'écrivent comme ci-dessous [119] :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}(V_{dg}i_{dg} + V_{qg}i_{qg}) \\ Q_g = \frac{3}{2}(V_{qg}i_{dg} - V_{dg}i_{qg}) \end{cases} \quad (5.41)$$

Ou  $i_{dg}$  et  $i_{qg}$  sont les courants du réseau et  $V_{dg}$  et  $V_{qg}$  sont les tensions du réseau dans le référentiel d-q. Ces grandeurs sont couplées ce qui rend difficile le contrôle des puissances

active et réactive. En appliquant le contrôle orienté en tension (VOC) comme algorithme de contrôle du réseau on peut réécrire les équations ci-dessus et on a :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} V_{dg} i_{dg} = V_{dc} i_{dc} \\ Q_g = -V_{dg} i_{dq} \end{cases} \quad (5.42)$$

Le schéma de contrôle de l'onduleur coté réseau est représenté par la Figure 5.23, où  $V_{dc}$  et  $i_{dc}$  représentent la tension et le courant du bus continu. Sur cette figure nous constatons que nous contrôlons indépendamment la puissance active et la puissance réactive.

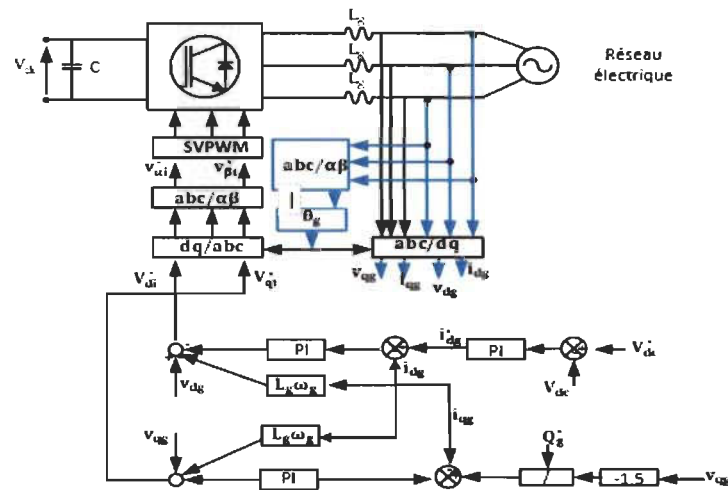


Figure 5.23 Schéma de contrôle coté réseau

### 5.9.2 Space Vector Pulse With Modulation

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est appliquée à l'onduleur Pour convertir le courant continu en courant alternatif.[18, 152]. Dans la Figure 5.24, les interrupteurs Q1 à Q6 sont chargés d'alimenter les IGBT, qui sont contrôlés par les signaux

de commutation : a, a', b, b', c et c' pour régler les états d'ouverture et de fermeture de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Où  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les grandeurs triphasées de l'onduleur. L'objectif de l'approche SVPWM est de générer les tensions triphasées équilibrées à la sortie de l'onduleur.

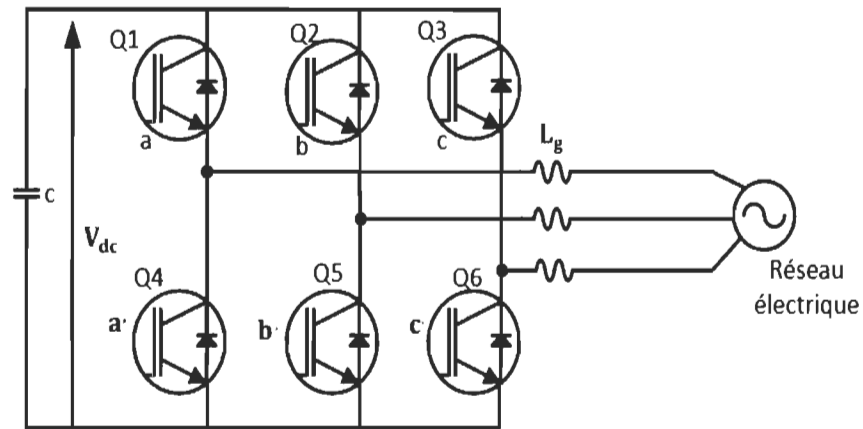


Figure 5.24 Onduleur à deux niveaux connectés au réseau électrique

Les tensions de sorties de l'onduleur sont sinusoïdales et peuvent s'exprimer comme ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{an} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bn} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cn} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (5.44)$$

Où  $V_m$  est l'amplitude maximale des tensions de phase, et  $\omega$  est la pulsation angulaire des tensions du réseau. En utilisant la transformation de Clark, nous pouvons transformer le système triphasé en un système diphasé ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

$V_\alpha$  et  $V_\beta$  sont les composantes de la tension de sortie de l'onduleur sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \times \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

La Figure 5.25 Changement de vecteurs et de secteurs montre la représentation graphique de vecteurs de commutation et secteurs. Il y a huit vecteurs  $V_0$  à  $V_7$  dans lesquels deux vecteurs sont appelés zéro 000, représentés par  $V_0$  et 111, représentés par  $V_7$ .

Six secteurs sont 100, 110, 010, 011, 001 et 101, représentés par  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  et  $V_6$ .  $V_r$  est la référence et sa grandeur et sa fréquence sont utilisées pour contrôler l'amplitude de la tension fondamentale. Le vecteur d'espace de référence est synthétisé en commutant deux vecteurs actifs et un ou deux vecteurs zéro. La détermination du modèle de commutation peut être réalisé par une modulation vectorielle spatiale basée sur la représentation du vecteur de commutation dans le plan  $\alpha - \beta$ .

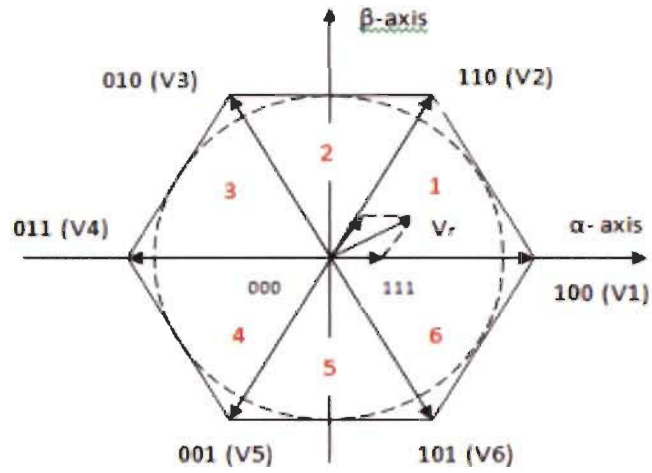


Figure 5.25 Changement de vecteurs et de secteurs

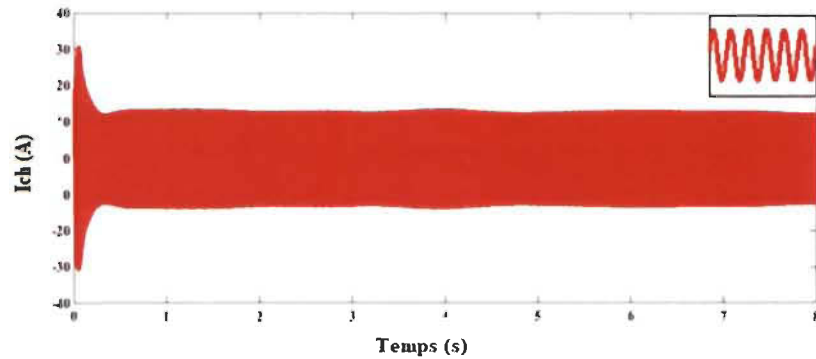


Figure 5.26 Variation du courant de charge

La Figure 5.26 représente la variation du courant de ligne en fonction du temps. Cette variation suit l'allure de la Figure 5.20, qui représente la vitesse du rotor de la génératrice synchrone.

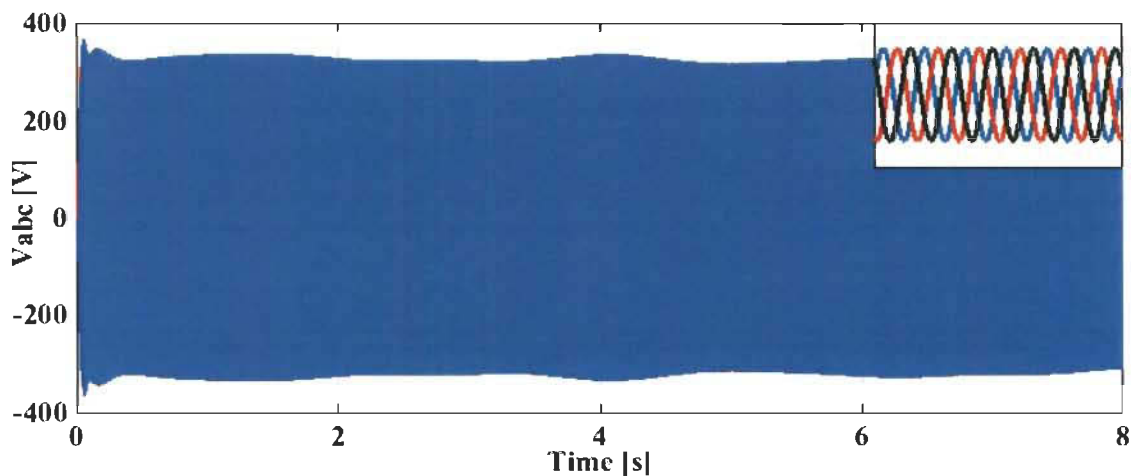


Figure 5.27 Tension triphasée aux bornes de la charge

La Figure 5.27 représente la variation de la tension triphasée aux bornes de la charge en fonction du temps. Cette tension est lissée et parfaitement sinusoïdale. Nous remarquons que l'amplitude de la tension dépend du profil du vent. La tension se stabilise à sa valeur nominale.

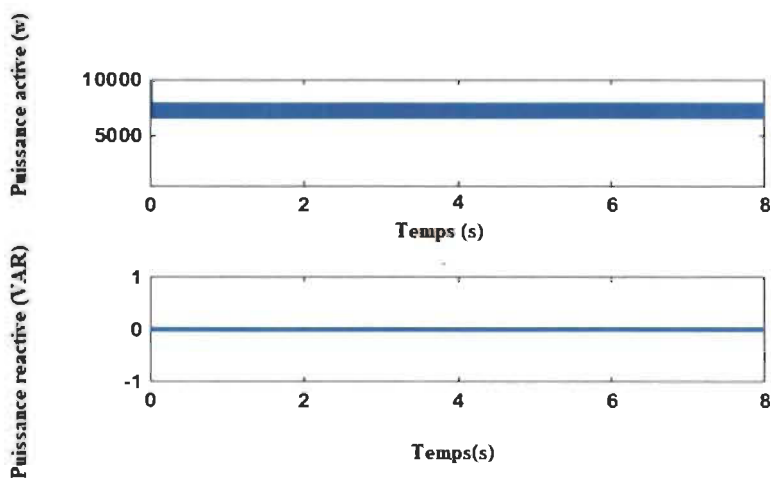


Figure 5.28 Puissance active et réactive.

La Figure 5.28 représente la puissance active qui est égale à la puissance nominale. Sur le deuxième graphique, nous avons la puissance réactive échangée avec le réseau qui est nulle.

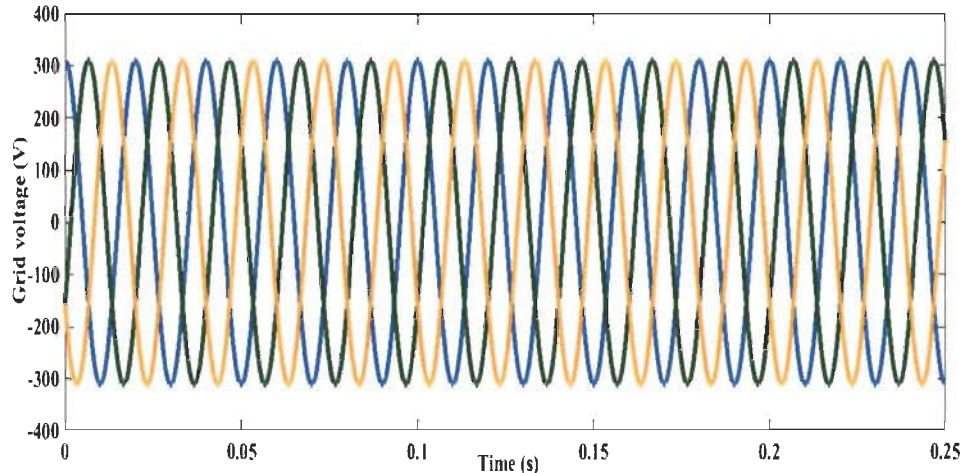


Figure 5.29 Tension du réseau

La Figure 5.29 représenté la variation de la tension du réseau. Nous avons juste fait un petit zoom pour bien visualiser cette dernière.

#### 5.10 Redresseur NPC a trois niveaux

Le convertisseur NPC à trois niveaux représentés par la Figure 5.30 est la topologie multiniveau la plus utilisée et commercialisée sur le marché. Le redresseur à trois niveaux possède plus de commutateurs que le redresseur conventionnel à deux niveaux, de sorte que les pertes et les contraintes de tension sur chaque commutateur sont comparativement plus petites. Par conséquent, cette topologie a une fréquence de commutation et une limitation de tension plus élevées. Un convertisseur multiniveau a été présenté en 1981 pour réduire les harmoniques de tension de sortie pour l'inverseur de source de tension par Nabae et al. [153].



Le convertisseur multiniveau a des caractéristiques plus attrayantes qu'un système à deux niveaux convertisseur, tels que : élimination harmonique fournie par la tension d'entrée à plusieurs niveaux et à des niveaux de haute tension sans augmenter la tension nominale des dispositifs à semi-conducteurs. Outre toutes ces caractéristiques attrayantes, le multi convertisseur élimine les problèmes de déséquilibre et d'encombrement dus au nombre de dispositifs semi-conducteurs.

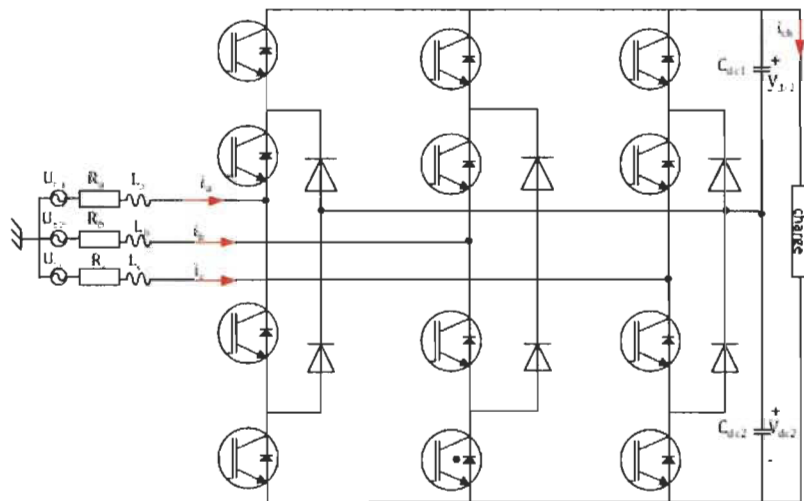


Figure 5.30 Redresseur NPC à trois niveaux [154]

Certaines approches ont été rapportées pour résoudre le problème de déséquilibre dans la littérature [155, 156]. Pour éviter le problème d'emballage, le nombre de niveaux a été limité à trois niveaux. En outre, différents travaux ont porté sur les aspects de contrôle et la modélisation de ces convertisseurs. En fait, sur la base de circuit équivalent développé par les auteurs ont dérivé le modèle du convertisseur dans un cadre de référence d-q comme dans [157, 158] pour appliquer une méthode de retour de puissance directe ou pour réaliser une analyse en courant continu ou en courant alternatif. Cette étude a proposé le nouveau contrôle

orienté en tension pour améliorer la robustesse du système et la réponse dynamique de la tension de bus continu lorsque le changement soudain se produit si le côté de la charge, pour garder la tension de sortie constante lorsque le changement dynamique se produit à l'entrée ou sur le côté de la charge et pour améliorer la qualité de l'alimentation.

### 5.10.1 Modélisation d'un onduleur NPC à trois niveaux

Afin de configurer le modèle mathématique du redresseur de la Figure 5.30 nous pouvons supposer que les tensions de sources sont symétriques pour les trois phases, et que les IGBT sont idéaux. Les trois tensions triphasées délivrées par la génératrice synchrone sont :

$$U_{sa} = v_{sm} \cos \omega t \quad (5.47)$$

$$U_{sb} = v_{sm} \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5.48)$$

$$U_{sc} = v_{sm} \cos \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (5.49)$$

$U_{sa}$ ,  $U_{sb}$ ,  $U_{sc}$  sont les tensions d'entrée triphasées,  $V_{sm}$  est la valeur crête de la phase par rapport à la tension neutre et  $\omega$  est la fréquence de l'angle du réseau. Selon les lois de tension et de courant de Kirchhoff, le modèle mathématique du redresseur PWM à trois niveaux est le suivant.

$$U_{sa} = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + S_{a1}v_{dc1} - S_{a2}v_{dc2} + U_{no} \quad (5.50)$$

$$U_{sb} = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + S_{b1}v_{dc1} - S_{b2}v_{dc2} + U_{no} \quad (5.51)$$

$$U_{sc} = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + S_{c1}v_{dc1} - S_{c2}v_{dc2} + U_{no} \quad (5.52)$$

$$C_d \frac{dv_{dc1}}{dt} = S_{a1}i_a + S_{b1}i_b + S_{c1}i_c - i_L \quad (5.53)$$

$$C_d \frac{dv_{dc2}}{dt} = -S_{a2}i_a - S_{b2}i_b - S_{c2}i_c - i_L \quad (5.54)$$

Où L et R sont respectivement l'inductance et la résistance d'entrée,  $V_{dc1}$  et  $V_{dc2}$  sont les tensions continues des capacités.  $S_a$   $S_b$   $S_c$  fonction de commande des interrupteurs du convertisseur à trois niveaux.

$$U_{no} = -\frac{1}{3}(S_{sa1} + S_{sb1} + S_{sc1})v_{dc1} + \frac{1}{3}(S_{sa2} + S_{sb2} + S_{sc2})v_{dc} \quad (5.55)$$

Pour la modélisation et la conception du contrôleur, il est très utile et approprié de convertir les variables triphasées dans un repère dq. La matrice de conversion ci-dessous est utilisée.

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

Le modèle mathématique du redresseur PWM à trois niveaux dans la coordonnée de rotation synchrone d-q à deux phases est :

$$L \frac{di_{ds}}{dt} = -Ri_{ds} + \omega Li_{sq} - S_{d1}v_{dc1} - S_{a2}v_{dc2} + U_{sd} \quad (5.57)$$

$$L \frac{di_{qs}}{dt} = -Ri_{qs} + \omega Li_{sd} - S_{q1}v_{dc1} - S_{q2}v_{dc2} + U_{sq} \quad (5.58)$$

Les tensions continues aux bornes des condensateurs sont :

$$C_d \frac{dv_{dc1}}{dt} = \frac{3}{2}(S_{d1}i_d + S_{q1}i_q) - i_{ch} \quad (5.59)$$

$$C_d \frac{dv_{dc2}}{dt} = -\frac{3}{2}(S_{d2}i_d + S_{q2}i_q) - i_{ch} \quad (5.60)$$

### 5.10.2 Stratégie de contrôle du redresseur à trois niveaux

Les principaux objectifs associés à la commande du redresseur sont de maintenir la tension de sortie à la valeur de référence souhaitée, d'améliorer le facteur de puissance

d'entrée et de réduire le THD du côté de la grille [15] - [16]. Le contrôle du redresseur a été conçu sur la base des équations (11) - (14). Ces équations montrent que les  $i_{ds}$  et les  $i_{qs}$  du courant sont couplés avec d'autres composants. Sans découplage, la contrainte dans le contrôleur PI est énorme et la réponse dynamique du système est loin de la satisfaction des ingénieurs. La tension est censée être constante, la manière la plus efficace de contrôler la tension de sortie du redresseur PWM à trois niveaux et le facteur de puissance unitaire est de contrôler les identifiants et les composantes  $i_q$  et  $i_d$  du courant. Le diagramme de bloc de commande pour le redresseur PWM à trois niveaux représentés sur la figure 2.

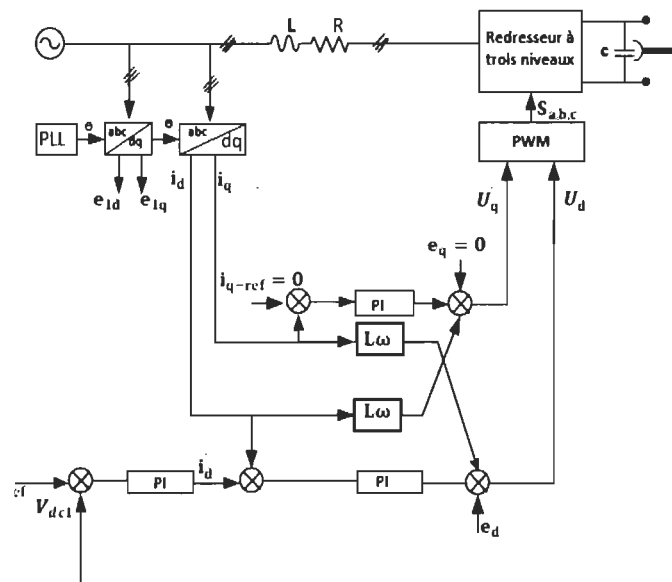


Figure 5.31 Contrôleur du redresseur à trois niveaux [154]

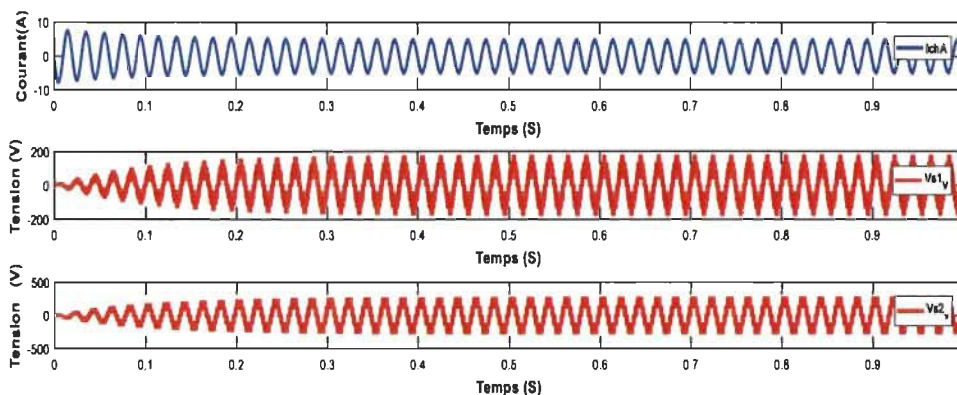


Figure 5.32 Courant de sortie de l'onduleur

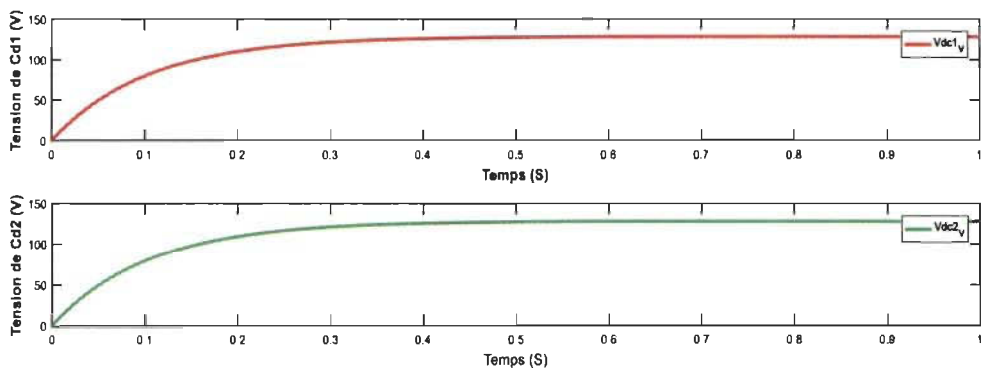


Figure 5.33 Tension de sortie non contrôlée aux bornes des deux capacités

### 5.11 Onduleur à trois niveaux

Les onduleurs à trois niveaux présentent certains avantages par rapport aux onduleurs à deux niveaux et trouvent donc des applications en particulier dans les applications haute tension moyenne tension. Les onduleurs de niveau trois peuvent synthétiser deux fois les niveaux de tension en utilisant les dispositifs de tension nominale similaire. Par conséquent, le pouvoir la capacité de manipulation peut être doublée. Pour une fréquence de commutation donnée, une tension à trois niveaux peut avoir doublé la bande passante. Les onduleurs à trois niveaux améliorent la distorsion harmonique totale (THD) par rapport aux onduleurs à deux

niveaux. Dans les onduleurs de forte puissance, la fréquence de commutation est limitée à des valeurs faibles afin de réduire les pertes de puissance de commutation. Dans de telles circonstances, la tension de sortie de l'onduleur aura un faible taux d'harmoniques.

#### *5.11.1 SVPWM pour un onduleur à trois niveaux*

La figure ci-dessous montre un onduleur de tension à trois niveaux. Ce dispositif est chargé par deux condensateurs en série chargés par  $V_{c1}$  et  $V_{c2}$ . Chaque phase se compose de quatre IGBT et de deux diodes. Les combinaisons spécifiques de trois phases et des tensions des condensateurs et du point neutre donnent les trois niveaux de tension de sortie.

Les quatre commutateurs d'une branche monophasée ne peuvent être activés que deux à la fois et doivent donc être connectés aux points de liaison CC +, o, -. Ceux-ci sont représentés avec les états de commutation P, O et N. Cela signifie que trois niveaux de tension peuvent être créés en utilisant O comme référence. Les avantages des convertisseurs à trois niveaux au lieu des deux niveaux Ceux-ci sont représentés avec les états de commutation P, O et N. Cela signifie que trois niveaux de tension peuvent être créés en utilisant O comme référence.

Les avantages des convertisseurs à trois niveaux au lieu de deux niveaux :

Niveaux supérieurs signifie que la forme d'onde de sortie ressemble davantage à la forme d'onde sinusoïdale. Cela signifie également que la distorsion harmonique est réduite, les niveaux de tension plus petits sont utilisés. Cela signifie un plus petit  $\Delta v$ , ce qui signifie une réduction de la pression sur les roulements du moteur. Les diodes limitent la tension aux bornes des dispositifs de commutation à l'état OFF niveau de tension du condensateur (la moitié de la tension du circuit intermédiaire). Cela réduit la tension, Les dispositifs à semi-

conducteurs assignés peuvent être utilisés pour des applications de haut niveau à haute tension.

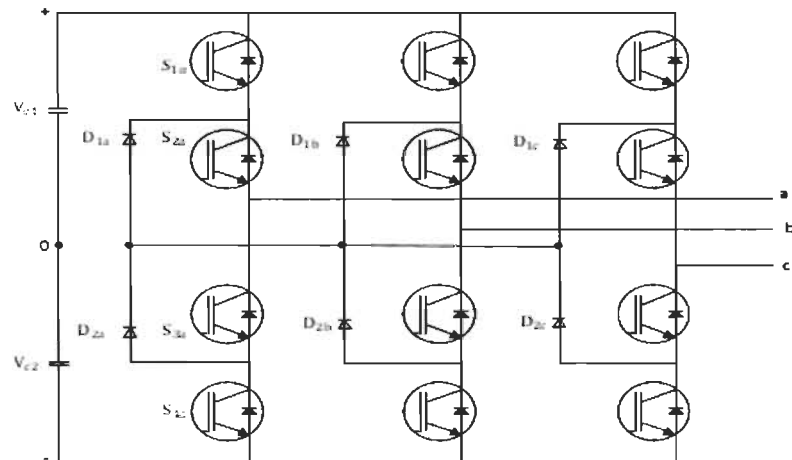


Figure 5.34 Onduleur triphasé à trois niveaux

Tableau 5-2 États de commutation pour un bras de l'onduleur triphasé

$S_{1a}$	1	0	0
$S_{2a}$	1	1	0
$S_{3a}$	0	1	1
$S_{4a}$	0	0	1
$V_{ao}$	$V_{DC}$	0	$-V_{DC}$
État	+	0	-

### 5.11.2 États de commutation

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux, il existe 27 états de commutation et 19 vecteurs de tension (voir annexe c). Ces états représentent la connexion aux différents points de liaison

CC. S'il y a une charge connectée à la sortie de ces indique que l'onduleur génère une tension de phase de sortie. Cela peut être calculé comme suit :

$$\begin{cases} V_{bo} = (2S_{1b} - S_{1a} - S_{1c}) + (2S_{2b} - S_{2a} - S_{2c}) \\ V_{bo} = (2S_{1b} - S_{1a} - S_{1c}) + (2S_{2b} - S_{2a} - S_{2c}) \\ V_{c0} = (2S_{1c} - S_{1b} - S_{1a}) + (2S_{2c} - S_{2b} - S_{2a}) \end{cases} \quad (5.61)$$

Nous allons calculer les tensions composées ci-dessous :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{ao} \end{cases} \quad (5.62)$$

Il est demandé de générer cinq niveaux de sorties, de sorte que le niveau trois peut être créé. Ces niveaux sont 2VDC, VDC, 0, -VDC et -2VDC (pour la tension ligne-à-ligne). Ainsi tous les 27 états de commutation sont créés.

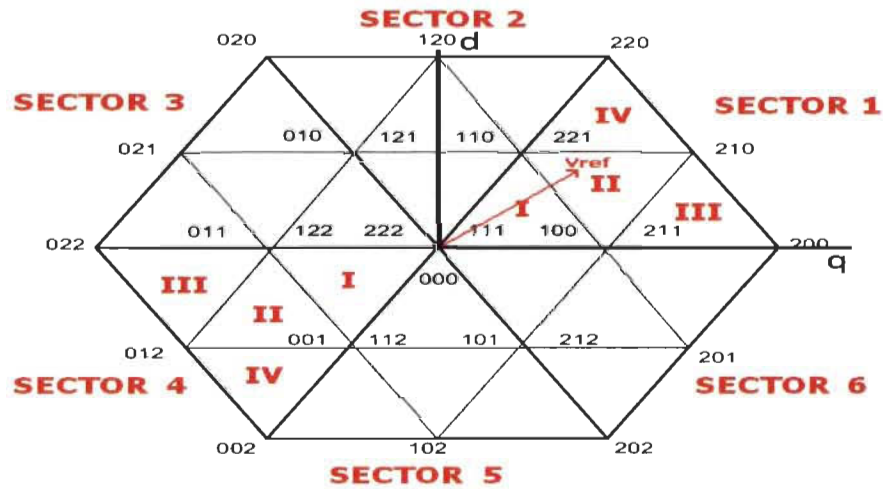


Figure 5.35 Diagramme vectoriel pour un onduleur à trois niveaux [159]



### 5.11.3 Stratégie de contrôle de l'onduleur à trois niveaux

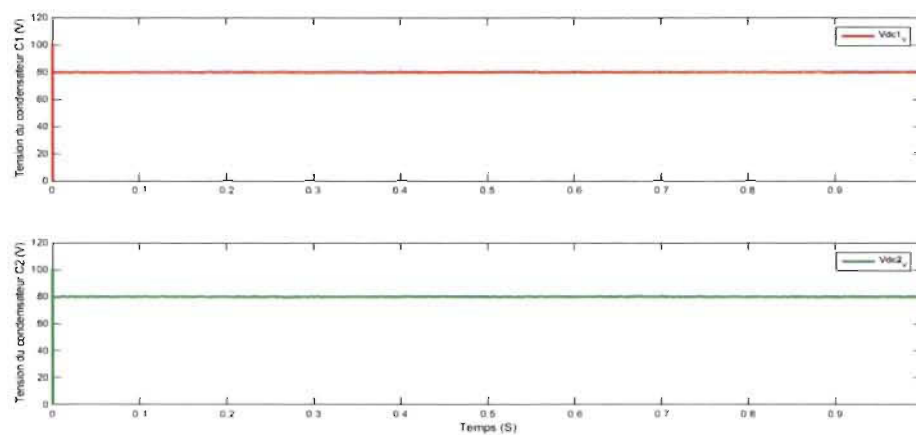


Figure 5.36 Tension aux bornes des condensateurs C1 et C2

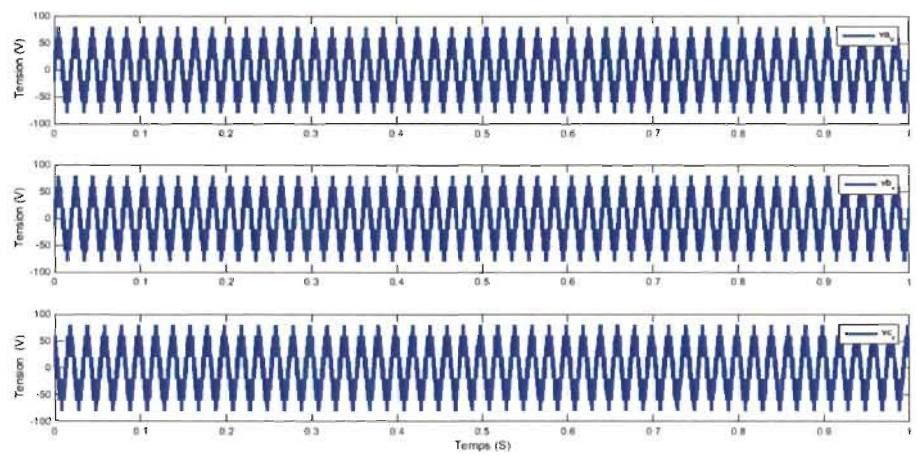


Figure 5.37 Tension de sortie de la charge

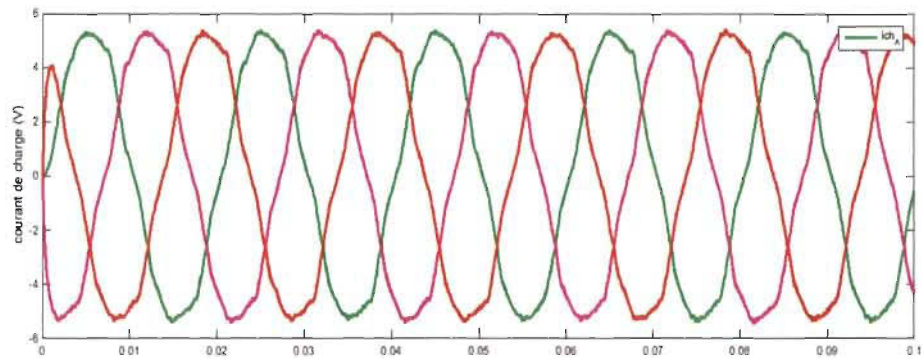


Figure 5.38 Courant de sortie de la charge

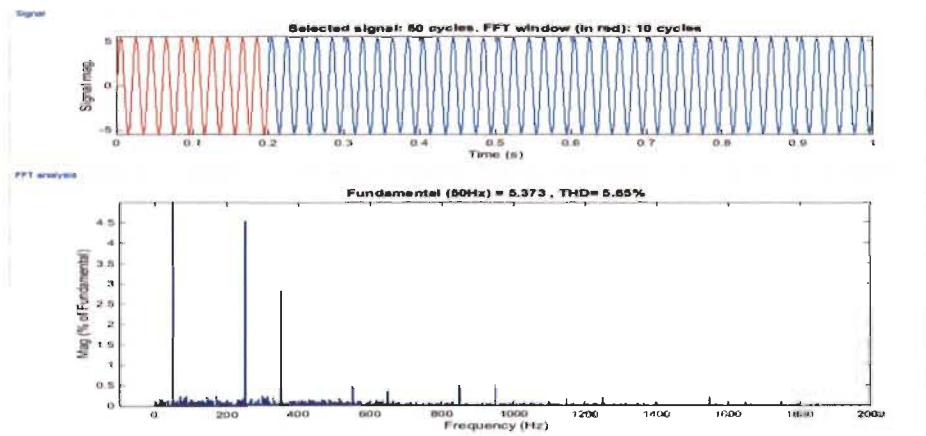


Figure 5.39 Harmoniques du courant de sortie

## 5.12 Contrôleur proportionnel résonant

### 5.12.1 Introduction

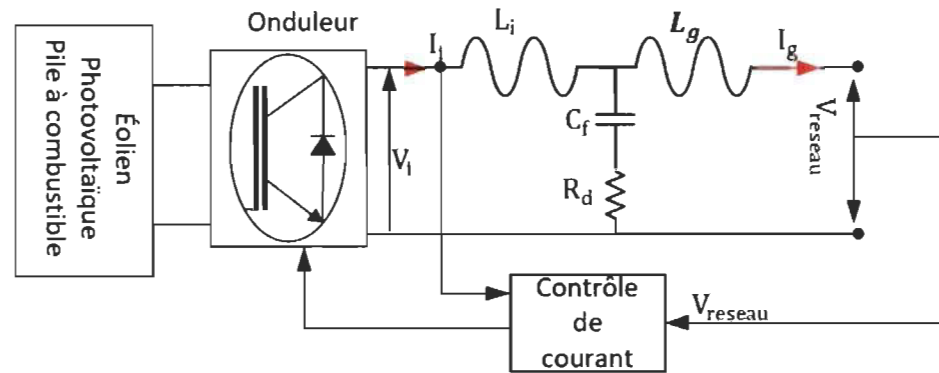


Figure 5.40 Système de production d'énergie distribuée connecté au réseau

### 5.12.2 Régulateur PI

Le schéma de principe du régulateur PI est représenté par la fonction de transfert  $G_{PI}(s)$ .

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.63)$$

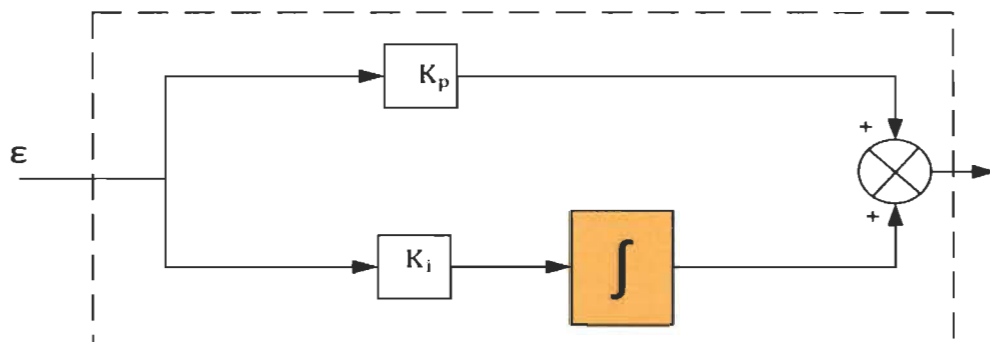


Figure 5.41 Schéma de principe du régulateur PI

Les boucles de contrôle d et q ont la même dynamique, donc le réglage des paramètres pour le contrôle sont effectués uniquement pour l'axe d. Pour l'axe q, les paramètres sont supposés identiques.

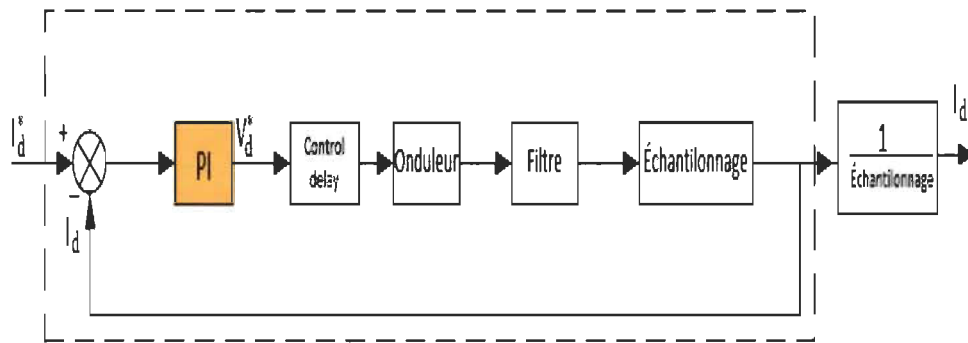


Figure 5.42 Schéma de contrôle pour la boucle de courant

Le schéma de la fonction de transfert comprend plusieurs blocs de contrôle :

- Le bloc du contrôleur PI avec la fonction de transfert :

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (5.64)$$

- Le bloc de contrôle de l'algorithme avec la fonction de transfert

$$G_{\text{contrôle}} = \frac{1}{1+ST_s} \quad (5.65)$$

Avec  $T_s = \frac{1}{f_s}$  et  $f_s = 3\text{kHz}$  qui est la fréquence d'échantillonnage

La fonction de transfert de l'onduleur :

$$G_{\text{onduleur}} = \frac{1}{1+ST_{sw}} \quad (5.66)$$

### *5.12.3 Contrôleur proportionnel résonnant*

Les harmoniques générées par les systèmes de production d'énergie distribuée constituent un problème majeur de qualité de l'alimentation électrique, notamment en raison du fait que le nombre de ces systèmes connectés au réseau augmente constamment.

Cela signifie qu'il est très important de contrôler les harmoniques générés par ces onduleurs pour limiter leurs effets néfastes sur la qualité de l'alimentation du réseau.

Les normes IEEE et Européennes IEC (IEEE 929, IEEE 1547 et IEC 61727) suggèrent des limites harmoniques générées par les ressources énergétiques distribuées pour le facteur de distorsion harmonique totale (THD) actuel et aussi pour la valeur de chaque harmonique. Le contrôleur de courant peut avoir un effet significatif sur la qualité du courant fourni au réseau par l'onduleur, et il est donc important que le contrôleur fournisse une sortie sinusoïdale de haute qualité avec une distorsion minimale pour éviter la création d'harmoniques. Un contrôleur de courant couramment utilisé pour les onduleurs connectés au réseau est le contrôleur de courant proportionnel résonnant. Ce contrôleur est parfaitement adapté pour fonctionner avec des références sinusoïdales comme la référence utilisée dans les sources d'énergie renouvelable connectées au réseau.

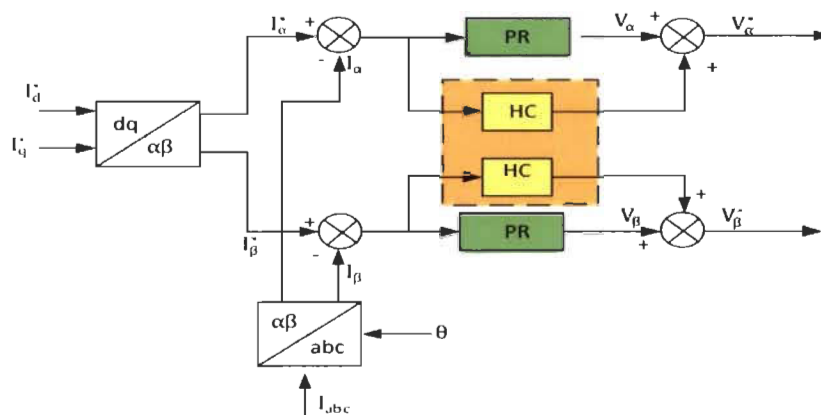


Figure 5.43 Schéma fonctionnel du PR de l'onduleur plus la compensation harmonique

#### 5.12.4 Contrôle en courant du proportionnel résonnant

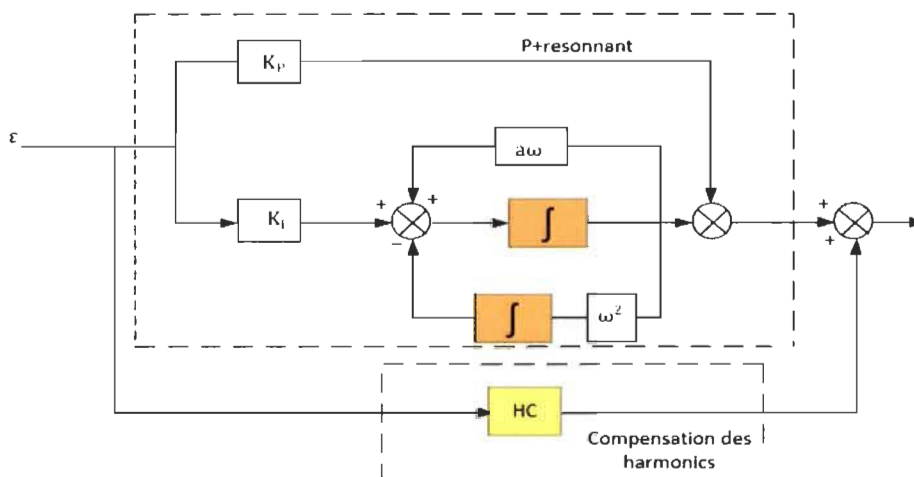


Figure 5.44 Schéma fonctionnel du régulateur proportionnel résonnant.

### 5.13 Filtre LCL et contrôle du courant

#### 5.13.1 Filtre LCL

La fonction de transfert du filtre LCL de la Figure 5.40 en termes de tension et de courant d'onduleur en prenant compte de la résistance d'amortissement  $R_d$  est :

$$G_F(s) = \frac{1 + R_d C_f s}{(L_i L_g C_f) s^3 + R_d C_f (L_i + L_g) s^2 + (L_i + L_g) s} \quad (5.67)$$

$L_i$  est l'inductance côté onduleur.

$L_g$  est l'inductance côté réseau.

$C_f$  est la capacité du filtre.

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{(L_i + L_g)}{L_i L_g C_f}} \quad (5.68)$$

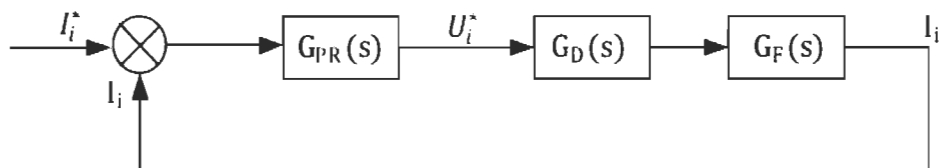


Figure 5.45 Schéma du contrôle en courant du contrôleur proportionnel résonnant

Le contrôleur en courant du contrôleur résonnant est représenté par la fonction de transfert ci-dessous :

$$G_{PR}(s) = K_P + K_I \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.69)$$

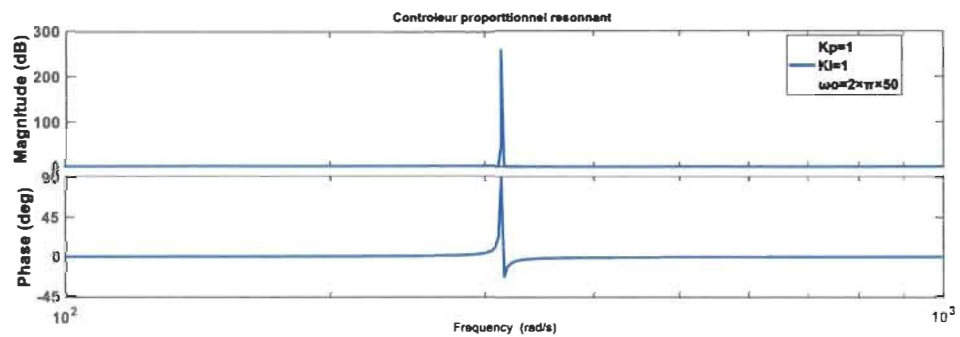


Figure 5.46 Control proportionnel résonnant

Où  $K_P$  est le gain proportionnel,  $K_I$  le gain intégral et  $\omega_0$  la pulsation de résonance.

$G_D(s)$  Représente le retard de traitement du microcontrôleur qui est typiquement égal au temps d'un échantillonnage  $T_s$  et est représenté par :

$$G_D(s) = \frac{1}{1+sT_s} \quad (5.70)$$

$G_F(s)$  Représente la fonction de transfert du filtre sur la Figure 5.45, le terme résonant idéal en soit dans le contrôleur PR fournit un gain infini à la fréquence alternative  $\omega_0$  et aucun déphasage et gain aux autres fréquences. Le terme  $K_p$  détermine la dynamique du système, bande passante, phase et la marge de gain. L'équation (5,63) représente un contrôleur proportionnel résonant idéal qui peut donner des problèmes de stabilité en raison du gain infini. Pour éviter ces problèmes, le contrôleur proportionnel résonant peut être rendu non idéal en introduisant un amortissement comme l'indique l'équation (5.71).

$$G_{PR}(s) = K_P + K_I \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (5.71)$$

Avec l'équation (5.65) le gain du contrôleur proportionnel résonnant à la fréquence  $\omega_0$  est maintenant fini et il est encore assez grand pour ne fournir qu'une très petite erreur en régime permanent. Cette équation rend également le contrôleur plus facilement réalisable dans les systèmes numériques en raison de leur précision finie.

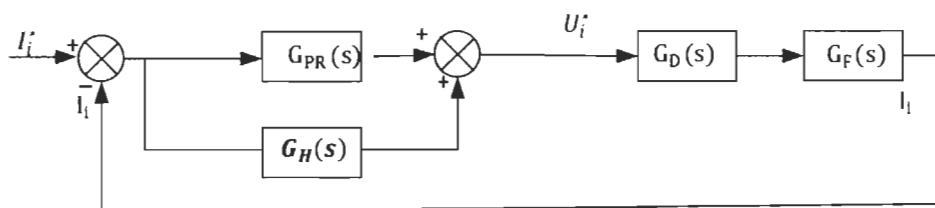


Figure 5.47 Proportionnel résonant avec compensateur d'harmoniques

La fonction de transfert (5.73) représente le compensateur d'harmoniques de rang 2.5 et 7.



$$G_H(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{Ih} \frac{s}{s^2 + (h\omega_0)^2} \quad (5.72)$$

Où,  $K_{Ih}$  est le terme de résonance à l'harmonique particulière et  $h\omega_0$  est la fréquence de résonance de l'harmonique particulière. Le compensateur harmonique pour chaque fréquence harmonique est ajouté au contrôleur proportionnel résonnant de fréquence fondamentale pour former le contrôleur de courant complet, comme le montre la figure ci-dessous.

$$G_c(p) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} \quad (5.73)$$

Où  $\omega_c$  est la largeur de bande autour de la fréquence harmonique particulière de  $h\omega_0$ . Comme dans le cas du contrôleur proportionnel résonnant fondamental, avec (5,71), le gain du compensateur harmonique à la fréquence harmonique  $h\omega_0$  est maintenant fini, mais il est toujours suffisamment important pour permettre une compensation.

#### 5.14 Filtre LCL, contrôleur proportionnel résonnant et conception de compensateurs d'harmoniques

La conception optimale du contrôleur de courant proportionnel résonnant fondamental a été réalisée dans l'outil SISO Tool de Matlab. Pour concevoir le contrôleur optimal, la conception a été réalisée à l'aide de SISO Tool dans Matlab. Pour concevoir le contrôleur optimal, le gain intégral  $K_I$  à la fréquence alternative  $\omega_c$  doit être réglé grand suffisant pour appliquer uniquement une très petite erreur d'état stable et définir également la valeur de gain proportionnel  $K_P$  pour obtenir une bande passante suffisante prenant en charge les autres compensateurs d'harmoniques, ce qui entraînerait l'instabilité du système

Le contrôleur proportionnel résonnant a été conçu pour une fréquence de résonance  $\omega_c = 314.6(50\text{HZ})$  et  $\omega_c$  est fixée à  $0.5\text{rad/s}$  pour obtenir un  $K_P = 6.8$  un  $K_I = 1498.72$  traduit par l'équation (5.75).

$$G_{PR}(s) = 6.8 + 1498.72 \frac{s}{s^2 + s + (2\pi 50)^2} \tag{5.74}$$

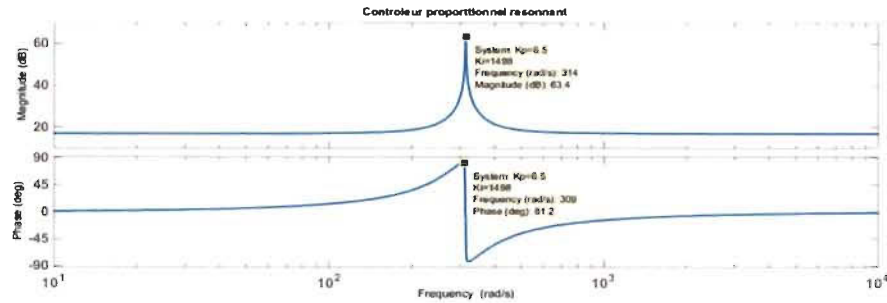


Figure 5.48 Contrôleur proportionnel résonnant

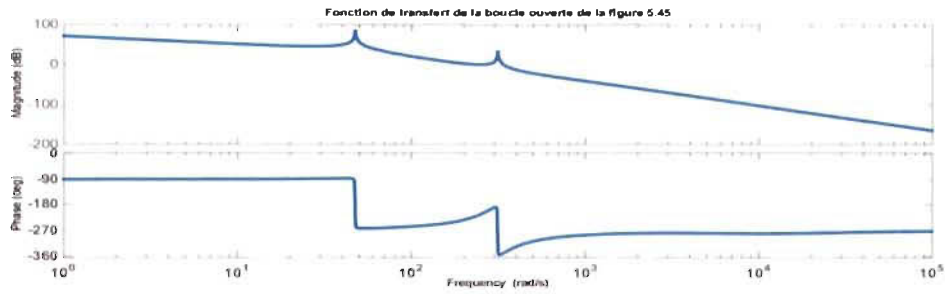


Figure 5.49 Fonction de transfert de la boucle ouverte de la figure 5.47

La Figure 5.49 représente la fonction de transfert en boucle ouverte avec contrôleur proportionnel de la Figure 5.45. Nous devons bien régler les différentes valeurs des paramètres pour assurer une bonne stabilité du système.

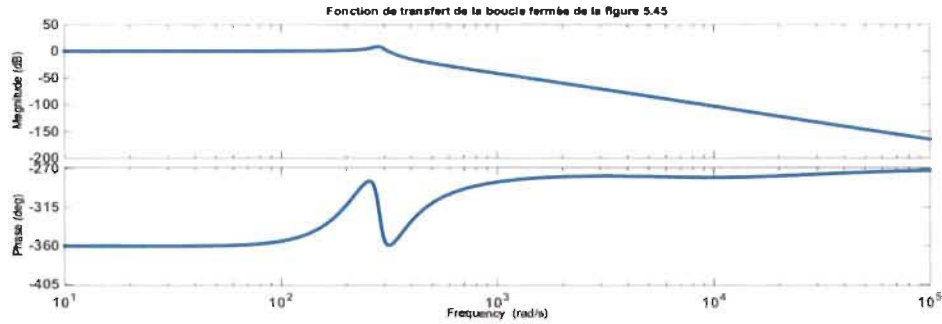


Figure 5.50 Fonction de transfert de la boucle fermée de la figure 5.47

### 5.14.1 Conception des compensateurs d'harmoniques

$$G_c(p) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_0)^2} = \frac{K_a s}{s^2 + 2\omega_c s + (150 \times \pi)^2} + \frac{K_{bs}}{s^2 + 2\omega_c s + (250 \times \pi)^2} + \frac{K_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (250 \times \pi)^2} \quad (5.75)$$

En utilisant le module de Matlab nous déterminons les différents coefficients du compensateurs  $G_c(p)$ . Nous obtenons la fonction ci-dessous ;

$$G_c(p) = \frac{1040s}{s^2 + 5s + (2 \times \pi \times 150)^2} + \frac{745s}{s^2 + 9s + (2 \times \pi \times 250)^2} + \frac{820}{s^2 + 20s + (2 \times \pi \times 350)^2} \quad (5.76)$$

Nous obtenons ainsi la fonction de transfert total proportionnel résonant plus compensateur d'harmoniques.

$$G_{ptot}(p) = 6.8 + 1480 \frac{s}{s^2 + s + (2\pi 50)^2} + \frac{1040s}{s^2 + 5s + (2 \times \pi \times 150)^2} + \frac{745s}{s^2 + 9s + (2 \times \pi \times 250)^2} + \frac{820s}{s^2 + 20s + (2 \times \pi \times 350)^2} \quad (5.77)$$

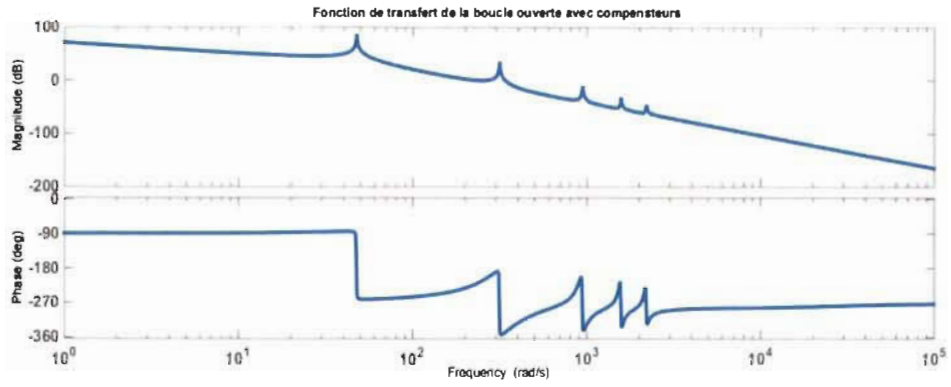


Figure 5.51 Fonction de transfert en boucle ouverte avec compensateurs d'harmoniques

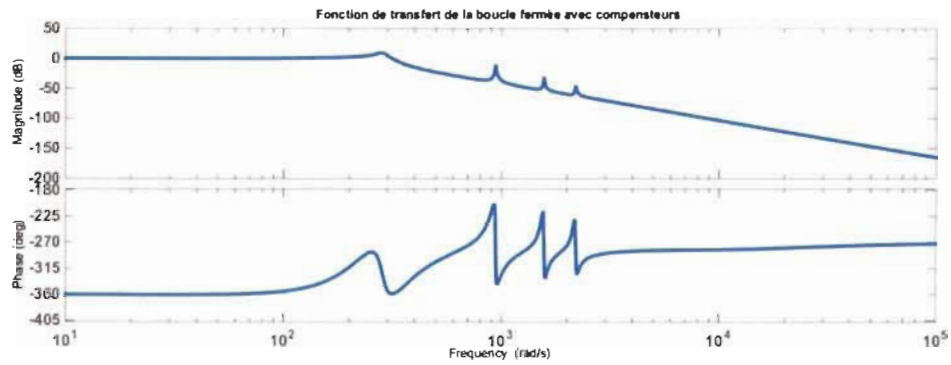


Figure 5.52 Fonction de transfert en boucle fermée avec compensateurs d'harmoniques.

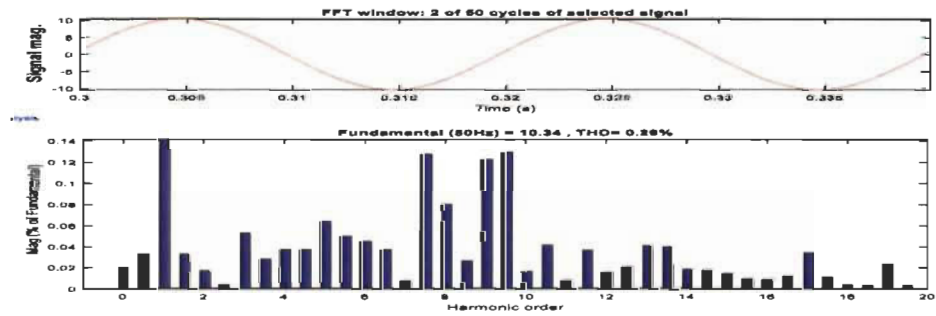


Figure 5.53 Taux d'harmoniques de courant après compensation

Nous constatons que nous obtenons un taux d'harmoniques assez faible en utilisant un compensateur d'harmonique.

### **5.15 Méthode d'élimination sélective des harmoniques**

Le problème de l'élimination des harmoniques dans la commutation des onduleurs a fait l'objet de recherches depuis de nombreuses années. La tendance actuelle du contrôle de modulation pour les onduleurs multiniveaux est de produire une puissance de haute qualité avec un rendement élevé. Pour cette raison, les méthodes de modulation PWM traditionnelles populaires ne sont pas la meilleure solution pour le contrôle de l'onduleur multiniveaux en raison à leur fréquence de commutation élevée. La méthode d'élimination sélective des harmoniques est apparue comme une modulation prometteuse méthode de contrôle pour les onduleurs multiniveaux. Cette méthode est également appelée méthode de fréquence de commutation fondamentale, elle est basée sur la théorie harmonique proposée par Patel et Hoft [160, 161]. Nous allons utiliser une méthode efficace d'élimination des harmoniques sélectives pour les onduleurs. Nous allons utiliser la méthode optimisation par essaims particulaires (PSO) [162, 163]. Le but de cette recherche est d'éliminer les harmoniques d'ordre faible sélectionnées en résolvant des équations non linéaires en utilisant l'algorithme PSO développé, tout en conservant efficacement la composante fondamentale. Afin de trouver les angles de commutation efficaces d'un onduleur en cascade à cinq niveaux, un algorithme PSO a été développé pour résoudre les équations non linéaires. Au lieu d'une commutation unique, plusieurs commutations en un quart de cycle ont été introduites pour augmenter le nombre d'ordres d'harmoniques qui devraient être éliminés. Avec la méthode proposée, les angles de commutation requis sont calculés efficacement par PSO afin

d'éliminer les harmoniques d'ordre inférieur jusqu'au 17e ordre à partir de la forme d'onde de tension de l'onduleur.

## 5.16 Stratégie MLI

### 5.16.1 Classification des stratégies MLI pour un onduleur triphasé à deux niveaux de tension de sortie

La Figure 5.54 présente une classification des stratégies MLI pour un onduleur triphasé à deux niveaux de tension sortie. On distingue

- MLI en boucle ouverte ;
- MLI hybride ;
- MLI en boucle fermée ;

Pour les stratégies MLI en boucle, les signaux de commande envoyés aux semi-conducteurs sont calculés en se basant uniquement sur les consignes de tensions à fournir à la charge[164].

Dans la stratégie en boucle fermée une mesure de la tension ou de courant est comparée avec une valeur de référence et le résultat de cette comparaison (signal d'erreur) est utilisé pour établir les signaux de commutation requis à travers un régulateur (de type PI par exemple) en boucle fermée. Des études plus récentes ont conduit à la création d'une troisième catégorie de MLI : les stratégies hybrides ou stratégies en semi boucle ouverte[165]

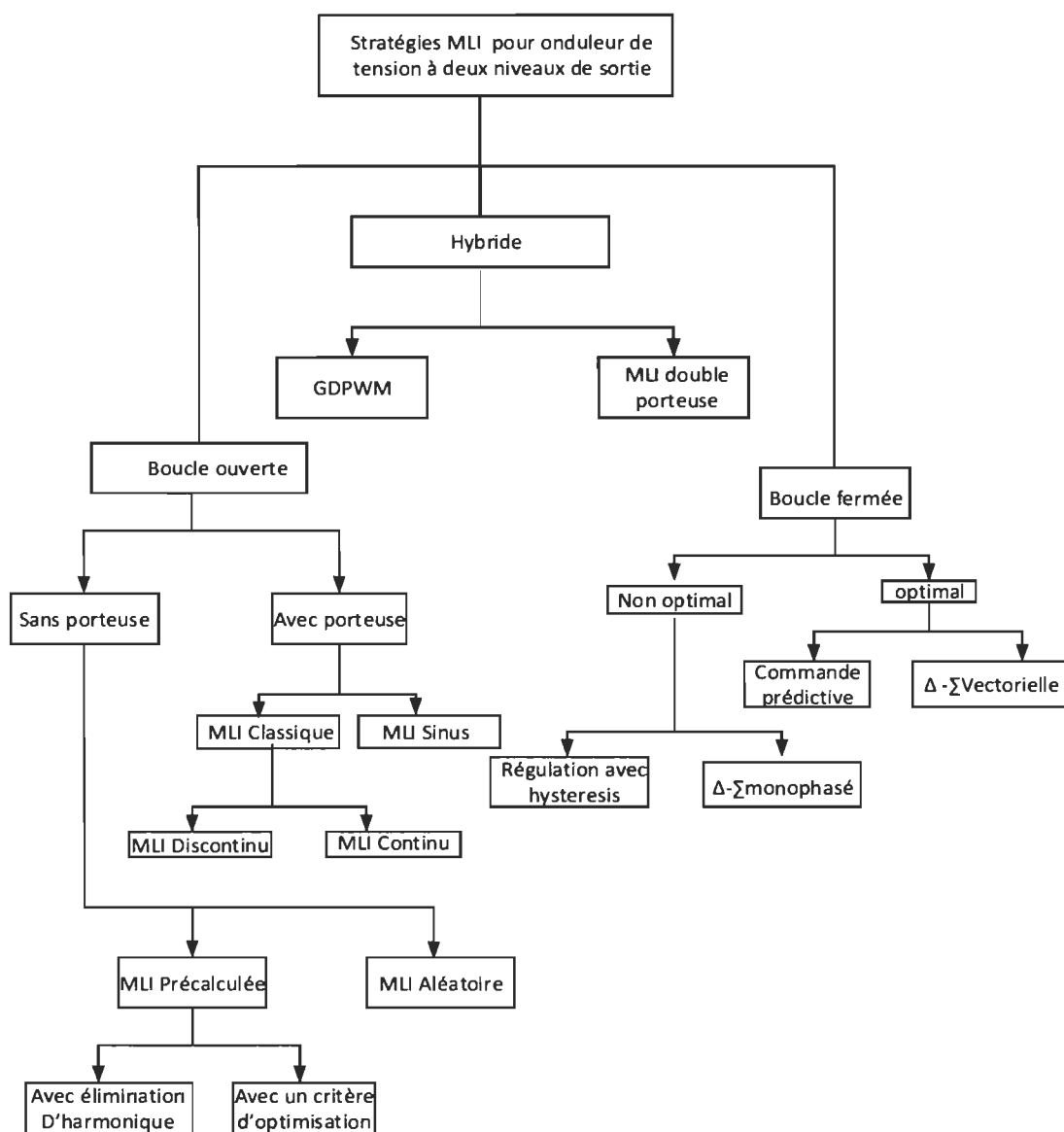


Figure 5.54 Classification des stratégies MLI pour un onduleur de tension triphasé[166, 167]

### 5.16.2 Définition des paramètres de base de base qui caractérisent une stratégie MLI

Tableau 5-3 les paramètres de base d'une stratégie MLI [167]

Nom du paramètre	Symbol	Définition	Remarques
La fréquence de découpage	$f_{MLI}$	$f_{MLI} = \frac{1}{T_{MLI}}$	Période de découpage Constante
L'indice de modulation fréquentiel	$m_f$	$m_f = \frac{f_{MLI}}{f_1}$	Pour $m_f > 21$ on utilise une modulation asynchrone. $f_1$ est la fréquence fondamentale de consigne.
L'indice de modulation	$M$	$M = \frac{\widehat{v}_1}{V_{dc}/2}$	$\widehat{v}_1$ et $V_{dc}$ représentent l'amplitude de crête du fondamental des consignes de tension et l'amplitude de la tension du bus continu respectivement.
La zone linéaire maximale	$M_{max}$	$M_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$	Pour $M_{max} < M \leq \frac{2V_{dc}}{\pi}$ zone de fonctionnement non linéaire du fondamental des tensions de sortie de l'onduleur.

La Figure 5.54 montre le fonctionnement de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Une porteuse triangulaire est comparée à un signal de consigne par exemple une sinusoïde. Le signal de consigne doit avoir une bien plus petite que la porteuse. Le signal de sortie est au niveau, lorsque la consigne est supérieure à la porteuse au niveau bas dans le cas contraire [166, 167].



### 5.16.3 Aperçu sur les techniques MLI

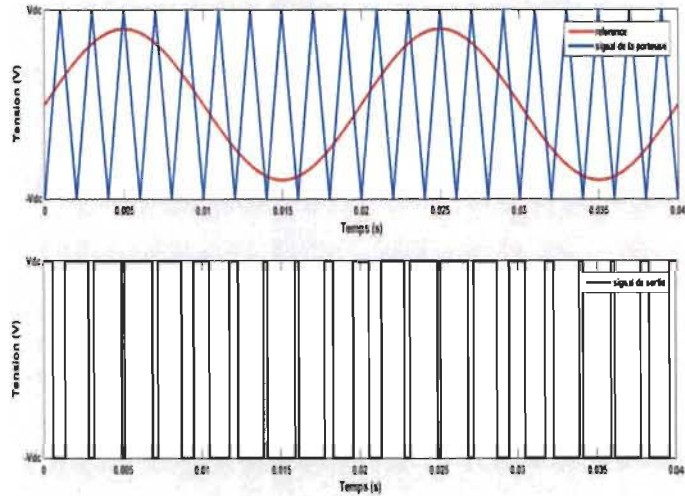


Figure 5.55 Génération de signal d'impulsion de modulation sinusoidale en largeur [167]

Selon le théorème de fourrier, la tension de sortie périodique  $V(\omega t)$  peut être exprimée par un terme constant, plus une série infinie de termes en sinus et cosinus de fréquence  $n\omega$  où  $n$  est un entier. Par conséquent  $V(\omega t)$  peut-être exprimé comme suit :

$$V(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (5.78)$$

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(\omega t) d(\omega t) \\ a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} V(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \end{cases} \quad (5.79)$$

Le calcul des coefficients de fourrier donne :

$$b_n = \frac{V_1}{n\pi} \sum_{i=0}^{N_c-1} (-1)^i \cos(nai) \quad (5.80)$$

$$a_n = \sum_{i=0}^{N_c-1} (-1)^{i+1} \sin(nai) \quad (5.81)$$

Considérons une onde MLI a valeur moyenne nulle et possédant des symétries en  $\frac{\pi}{2}$  et en  $\pi$ .

On déduit dans ce cas que les coefficients  $a_n$  et  $b_n$  sont nuls si  $n$  est pair. Les termes  $b_n$  peuvent être calculées à partir de  $s$  commutations contenues dans un quart de période.

$$b_n = 2 \frac{V_{dc}}{n\pi} \left[ -1 + 2 \sum_{i=0}^{s-1} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (5.82)$$

En raison de la tension de sortie de l'onduleur multiniveau est symétrique quart d'onde, les constantes de la série de Fourier  $a$  et  $a_n$  sont nulles. Et seul le coefficient  $b_n$  doit être calculé.

#### 5.16.4 Estimation des angles de commutation

La série de Fourier de la forme d'onde de sortie de l'onduleur multiniveau à pont en H symétrique quart d'onde est écrite comme indiqué dans l'équation (5.70) dans laquelle  $\theta_s$  sont les angles de commutation optimisés, qui doivent satisfaire à la condition suivante :

$$\theta_1 < \theta_2 < \theta_3 \dots \theta_s < \frac{\pi}{2} \quad (5.83)$$

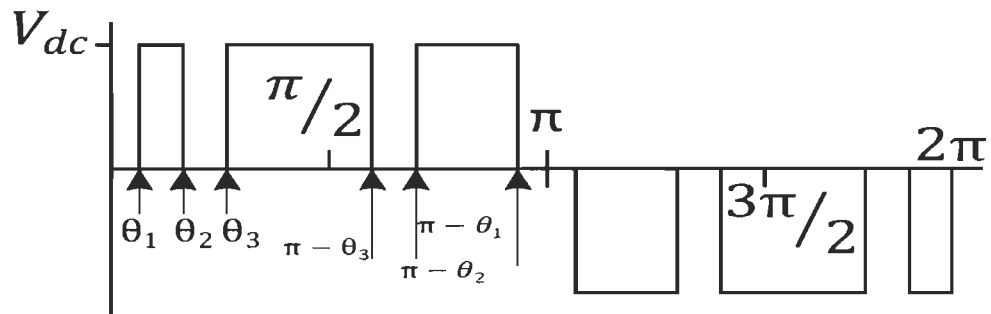


Figure 5.56 Schéma de commutation unipolaire PWM [168]

$V_{dc}$  est la tension du bus continu. Nous expliquons ci-dessous la méthode pour optimiser les angles de commutation.

- 1) L'amplitude de la composante continue est nulle
- 2) L'amplitude de toutes les composantes impaires y compris la composante fondamentale est donnée par :

$$V(n) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{k=1}^s \cos n\theta_k \quad (5.84)$$

- 3) L'amplitude de toutes les harmoniques paires est égale à zéro. Ainsi, seules les harmoniques impaires dans la forme d'onde du multiniveau doivent être éliminées. Les angles de commutation de la forme d'onde seront ajustés pour obtenir un THD le plus bas possible dans la tension de sortie.

$$V(n) = \frac{4V_{dc}}{n\pi} [\cos\theta_1 + \cos\theta_2 + \cos\theta_3 + \dots] \quad (5.85)$$

Si nécessaire pour contrôler la valeur crête de la tension de sortie à  $V_1$  et éliminer les harmoniques de cinquième et septième ordre, l'indice de modulation est donné par les valeurs suivantes.

$$M = \frac{nV_1}{\pi} \quad (5.86)$$

$$\cos\theta_1 + \cos\theta_2 + \cos\theta_3 + \cos\theta_4 \dots = M \quad (5.87)$$

$$\cos 5\theta_1 + \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 + \cos 5\theta_4 + \dots = 0 \quad (5.88)$$

$$\cos 7\theta_1 + \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3 + \cos 7\theta_4 \dots = 0 \quad (5.89)$$

$$V(\omega t) = \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} (\cos(m\theta_1) \pm \dots \pm \cos(m\theta_N)) \sin(m\omega t) \quad (5.90)$$

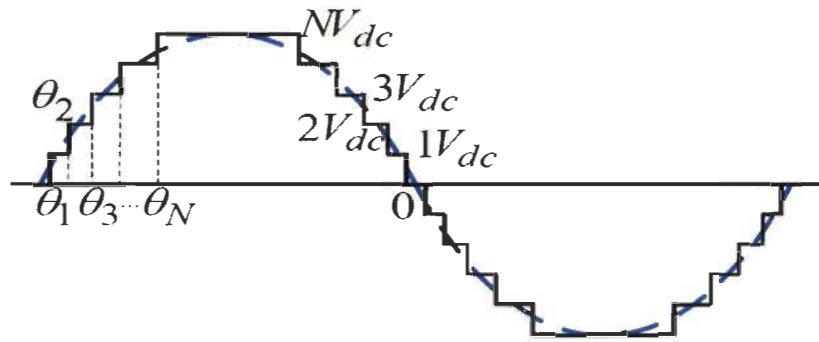


Figure 5.57 Forme d'onde dans les onduleurs multiniveaux [169]

$N$  est le nombre d'angles de commutation et  $m$  est le rang de l'harmonique.

La condition suivante  $\theta_1 - \theta_N$  doit satisfaire la condition suivante.

$$0 \leq \theta_1 \leq \theta_2 \leq \dots \leq \frac{\pi}{2} \quad (5.91)$$

Chaque onduleur à pont H possède un angle de conduction qui est calculé pour minimiser les composantes harmoniques. Les angles de conduction sont les facteurs déterminants, les équations (5.78) doivent être résolues.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{S\pi}{4}\right) \cdot M = \cos\theta_1 \pm \cos\theta_2 \pm \cos\theta_3 \pm \dots \pm \cos\theta_{ps} \\ 0 = \cos 5\theta_1 \pm \cos 5\theta_2 \pm \cos 5\theta_3 \pm \dots \pm \cos 5\theta_{ps} \\ 0 = \cos 7\theta_1 \pm \cos 7\theta_2 \pm \cos 7\theta_3 \pm \dots \pm \cos 7\theta_{ps} \\ 0 = \cos 11\theta_1 \pm \cos 11\theta_2 \pm \cos 11\theta_3 \pm \dots \pm \cos 11\theta_{ps} \\ 0 = \cos 13\theta_1 \pm \cos 13\theta_2 \pm \cos 13\theta_3 \pm \dots \pm \cos 13\theta_{ps} \\ 0 = \cos 17\theta_1 \pm \cos 17\theta_2 \pm \cos 17\theta_3 \pm \dots \pm \cos 17\theta_{ps} \end{array} \right. \quad (5.92)$$

Où,  $M$  est l'indice de modulation.

$$M = \frac{V_1}{sV_{dc}} \quad (0 \leq M \leq 1) \quad (5.93)$$

Il est nécessaire de déterminer six angles de commutation à savoir  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$  et  $\theta_6$ .

### 5.16.5 Harmonique pour trois angles de commutation

$$\begin{cases} \cos\theta_1 + \cos\theta_2 + \cos\theta_3 = 3m_i \\ \cos 5\theta_1 + \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3 = 0 \\ \cos 7\theta_1 + \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3 = 0 \end{cases} \quad (5.94)$$

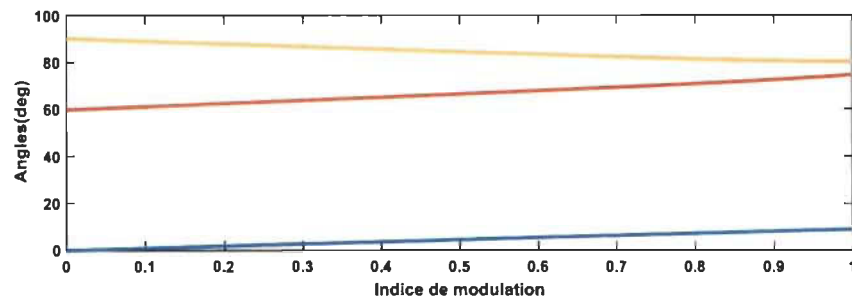


Figure 5.58 Angle de commutation en fonction de l'indice de modulation

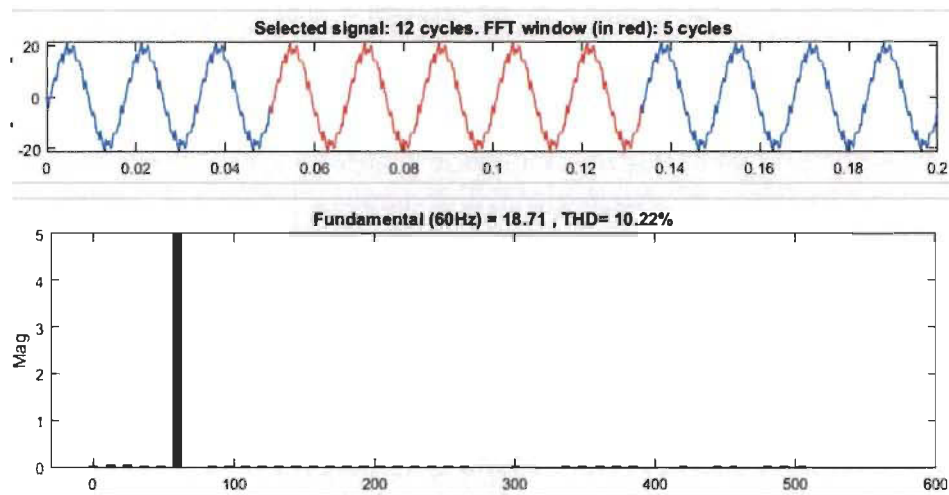


Figure 5.59 Taux d'harmoniques pour trois angles de commutation pour  $m=1$

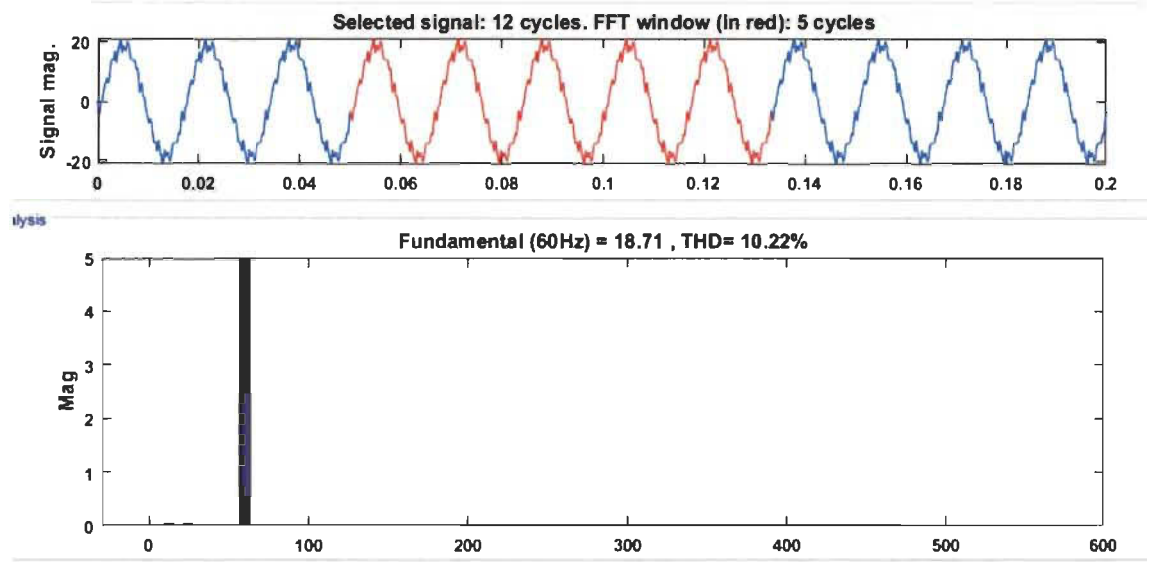


Figure 5.60 Taux d'harmoniques pour trois angles de commutation pour  $m=0.8$

Tableau 5-4 Angle de commutation en fonction de l'indice de modulation

Angles (degré)	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$
M=0.8	7,10	70,87	81,40
M=1	8,61	74,36	80,22

### 5.16.5.1 Harmoniques pour cinq angles de commutation

$$\begin{cases} \cos\theta_1 + \cos\theta_2 + \cos\theta_3 + \cos\theta_4 + \cos\theta_5 = 5m_i \\ \cos5\theta_1 + \cos5\theta_2 + \cos5\theta_3 + \cos5\theta_4 + \cos5\theta_5 = 0 \\ \cos7\theta_1 + \cos7\theta_2 + \cos7\theta_3 + \cos7\theta_4 + \cos7\theta_5 = 0 \\ \cos11\theta_1 + \cos11\theta_2 + \cos11\theta_3 + \cos11\theta_4 + \cos11\theta_5 = 0 \\ \cos13\theta_1 + \cos13\theta_2 + \cos13\theta_3 + \cos13\theta_4 + \cos13\theta_5 = 0 \end{cases} \quad (5.95)$$

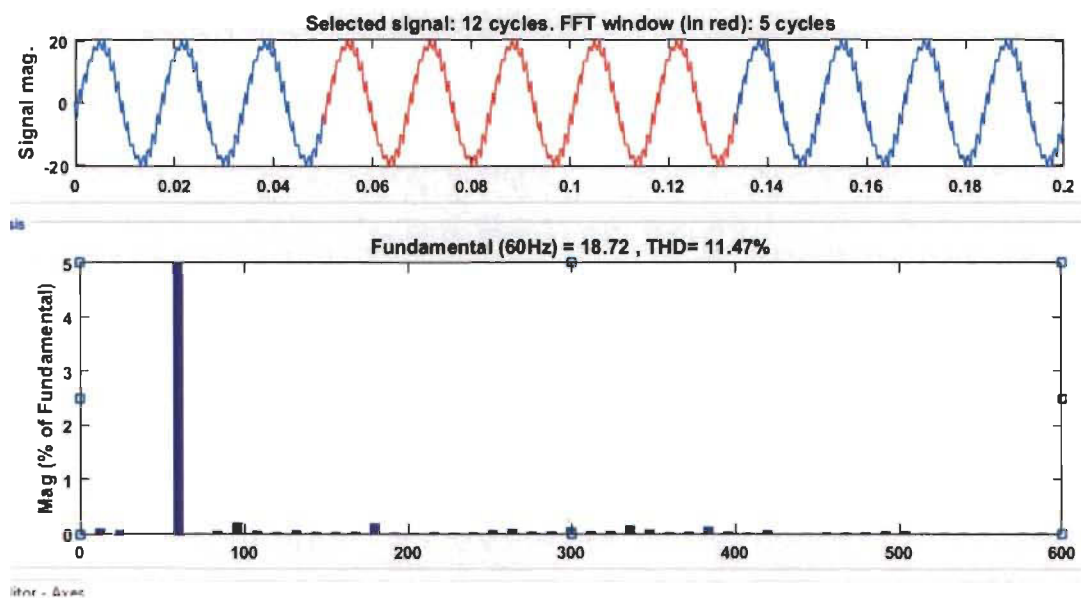


Figure 5.61 Taux d'harmonique pour cinq angles de commutation pour  $m=1$

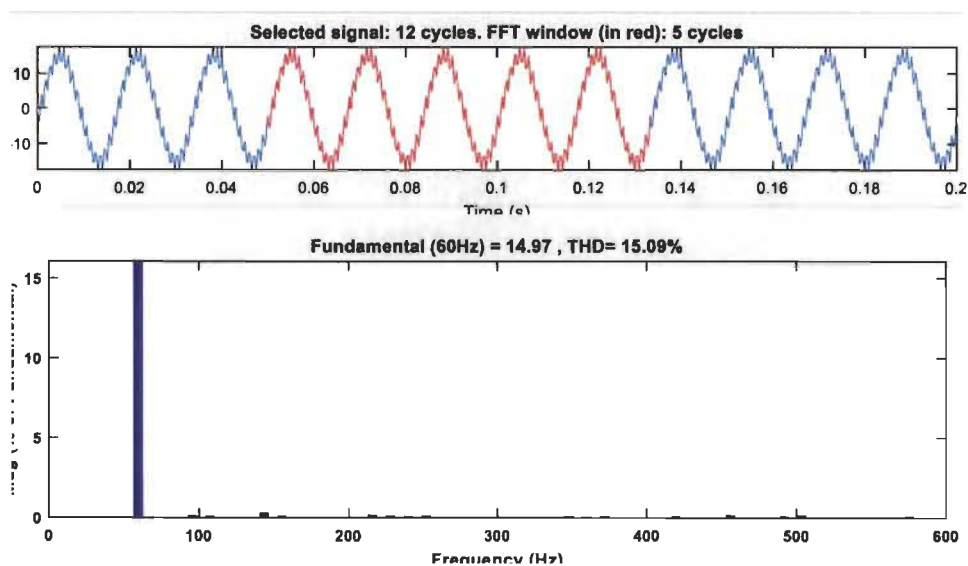


Figure 5.62 Taux d'harmonique pour cinq angles de commutation pour  $m=0.8$

Tableau 5-5 Cinq angles de commutation en fonction de l'indice de modulation

Angles (°)	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$
M=0,8	12,53	23,17	31,92	45,59	52,53
M=1	10,48	23,22	29,24	46,42	50,11

## 5.16.5.2 Harmonique pour sept angles de commutation

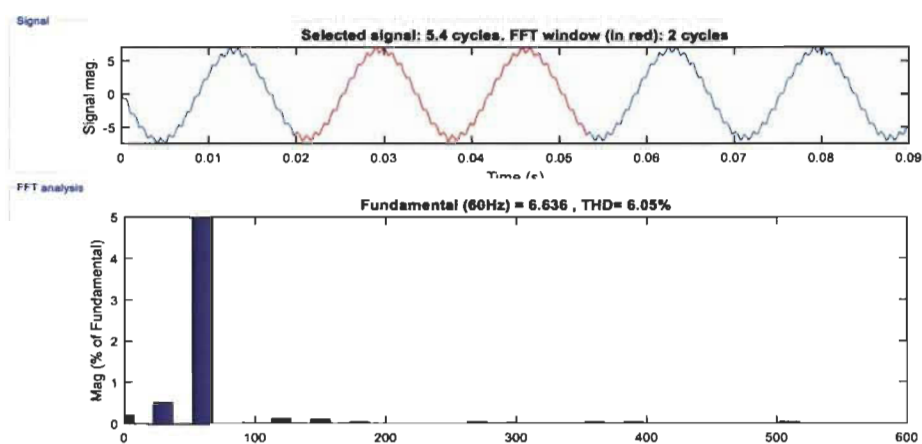
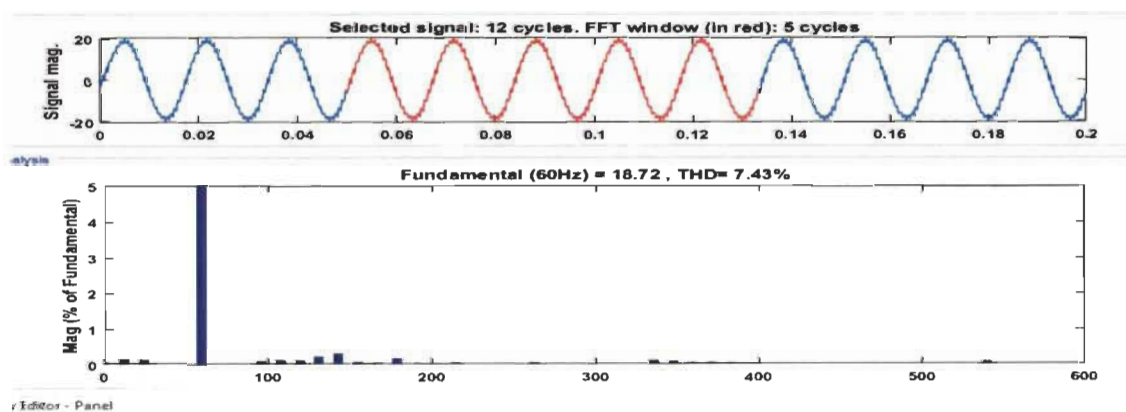
Figure 5.63 Taux d'harmonique pour trois angles de commutation pour  $m=1$ Figure 5.64 Taux d'harmonique pour trois angles de commutation pour  $m=0.8$



Tableau 5-6 Sept angles de commutation en fonction de l'indice de modulation

Angles (°)	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$
M=0.8	4,62	17,39	24,39	33,46	39,15	65,45	70,42
M=1	5,63	17,47	22,56	33,65	37,12	67,11	69,64

Tableau 5-7 Récapitulatif de différentes mesures

THD en fonction du nombre d'angles de commutation du nombre d'angles de commutation	3	5	7
THD (m= 0.8) en %	16.03	15.09	7.43
THD (m =1) en %	10.22	11.47	6.05

### 5.17 Conclusion

Nous avons dans cette partie, effectué plusieurs simulations. Dans un premier temps nous avons fait la simulation pour trois angles de commutations pour une valeur  $m=1$  de l'indice de modulation. Dans un second temps, nous avons fait une simulation pour cinq angles de commutation pour une valeur de  $m=1$ . Dans un troisième temps, nous avons fait une simulation pour sept angles de commutation pour différentes valeurs de  $m=1$  et  $m=0.8$ . Nous constatons que le THD diminue avec le nombre d'angles de commutation. Pour une même valeur d'angle de commutation, nous obtenons de valeur du THD, plus faible pour  $m = 1$  quel que soient le nombre d'angles de commutation.

## Chapitre 6 - Réalisation pratique

Le but de cette partie consiste à étudier le THD d'un filtre L et un filtre LCL, alimentant une charge résistive et un moteur asynchrone à partir d'un onduleur. Pour cela, on étudiera le THD avant et après le filtre. Cette étude sera faite à partir de l'analyseur de puissance.

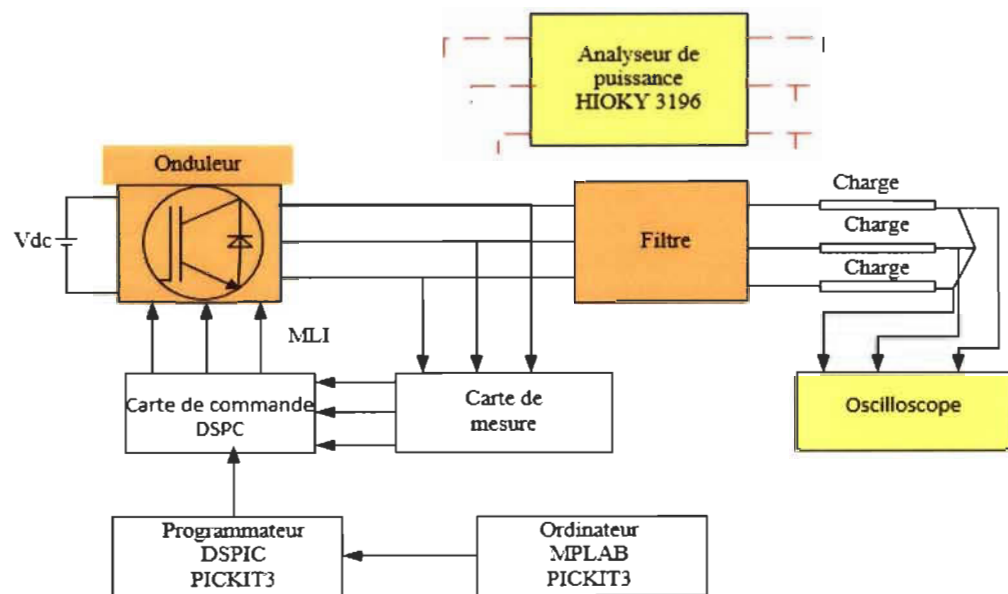


Figure 6.1 Synoptique du montage de la réalisation pratique



Figure 6.2 Schéma du montage au laboratoire de la qualité de l'onde

Caractéristiques du moteur asynchrone :

Moteur asynchrone LEESON

- Modèle 04T34FB5B
- RPM 3430
- $F=60$  Hz
- $V=208-230$
- F.L.  $A=1.4$

Bloc d'alimentation

- Hioki 3196 Power Quality Analyser

### 6.1.1 Dimensionnement d'un filtre

Nous avons un onduleur triphasé à deux niveaux qui alimente une charge résistive, puis un moteur synchrone à travers un filtre L et LCL, il nous revient donc de dimensionner ce dernier.

### 6.1.2 Mesure avec filtre LCL

$$L_1 = 2\text{mH}, \quad C = 11\mu\text{F}, \quad L_2 = 1\text{mH}$$

Nous utiliserons les trois phases pour pouvoir mesurer les courants efficaces et le taux harmonique de distorsion. Sur la Figure 6.3, on a la tension à l'entrée de l'onduleur une tension de 50 volts et les différents courants à la sortie de la charge.

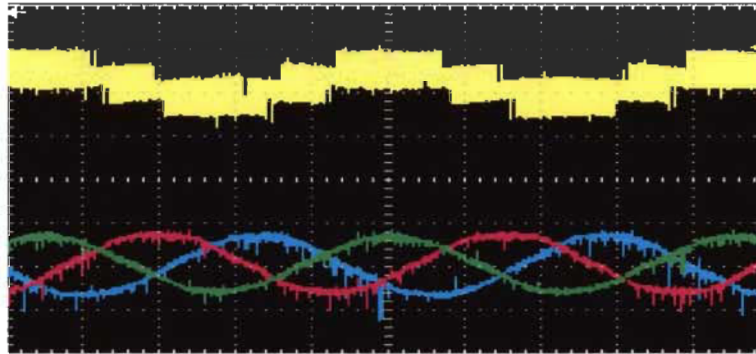


Figure 6.3 Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de  $15\ \Omega$

Sur le Tableau 6-1, nous mesurons les courants efficaces  $I_1, I_2, I_3$  et  $I_4$  est théoriquement censé représenter le courant du neutre, or le neutre n'est pas branché sur notre montage. Donc cette valeur n'est forcément exacte. Les valeurs  $\text{THD} - I_1, \text{THD} - I_2, \text{THD} - I_3$ , représentent les différents taux d'harmoniques sur chaque phase.  $\text{THD} - I_4$  représente le taux d'harmoniques sur le neutre, mais celle n'est pas prise en compte. Les valeurs  $I_{pk+1}, I_{pk+2}, I_{pk+3}$  représentent les valeurs des pics positifs de courant.,  $I_{pk-1}, I_{pk-2}, I_{pk-3}$  représentent les valeurs de pics négatifs.  $I_{pk-4}$  représentent en principe des valeurs des pics du neutre. Le facteur K est un nombre dérivé d'un calcul numérique basé sur la somme des courants harmoniques générés par la charge non linéaire. Plus le facteur K est élevé, plus le contenu du courant harmonique est significatif. Sur le Tableau 6-1 nous avons les facteurs  $KF_1$ ,

$KF_2, KF_3$  sont presque égaux.  $KF_4$  n'est pas définie, car c'est une grandeur qui est relative au neutre.  $I_{ave}$  représente la valeur moyenne de l'onde sinusoïdale, cette dernière est égale à 1.919 A.  $I_{unb}$  représente le facteur de courant déséquilibré.

Tableau 6-1 Mesure du THD avant le filtre pour  $R=15\Omega$

$I_1(A)$	1.927	THD - $I_1$ (%)	5.71
$I_2(A)$	1.934	THD - $I_2$ (%)	5.73
$I_3(A)$	1.897	THD - $I_3$ (%)	5.03
$I_4(A)$	1.10	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	2.91	$I_{pk-1}(A)$	2.71
$I_{pk+2}(A)$	2.92	$I_{PK-2}(A)$	2.72
$I_{pk+3}(A)$	2.84	$I_{pk-3}(A)$	2.69
$I_{pk+4}(kA)$	0.0025	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	1.919	KF1	1.20
$I_{unb}(\%)$	99.94	KF2	1.20
		KF3	1.16
		KF4	-----

Le Tableau 6-2 représente le relevé de mesure après le filtre pour la même valeur de charge de  $15\Omega$ . Nous constatons une diminution de tous les paramètres. Une amélioration du THD. Nous constatons alors l'effet du filtre LCL.

Tableau 6-2 Mesure de THD après le filtre pour  $R=15\Omega$

$I_1(A)$	1.892	THD - $I_1$ (%)	3.39
$I_2(A)$	1.894	THD - $I_2$ (%)	2.63
$I_3(A)$	1.887	THD - $I_3$ (%)	2.66
$I_4(A)$	1.05	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	2.87	$I_{pk-1}(A)$	2.71
$I_{pk+2}(A)$	2.91	$I_{PK-2}(A)$	2.68
$I_{pk+3}(A)$	2.88	$I_{pk-3}(A)$	2.69
$I_{pk+4}(kA)$	0.0022	$I_{pk-4}(kA)$	0.0002

$I_{ave}(A)$	1.891	KF1	1.07
$I_{unb}(\%)$	99.95	KF2	1.03
		KF3	1.03
		KF4	-----

La Figure 6.4 représente la tension appliquée aux bornes de l'onduleur. La tension appliquée est de l'ordre de 50V.

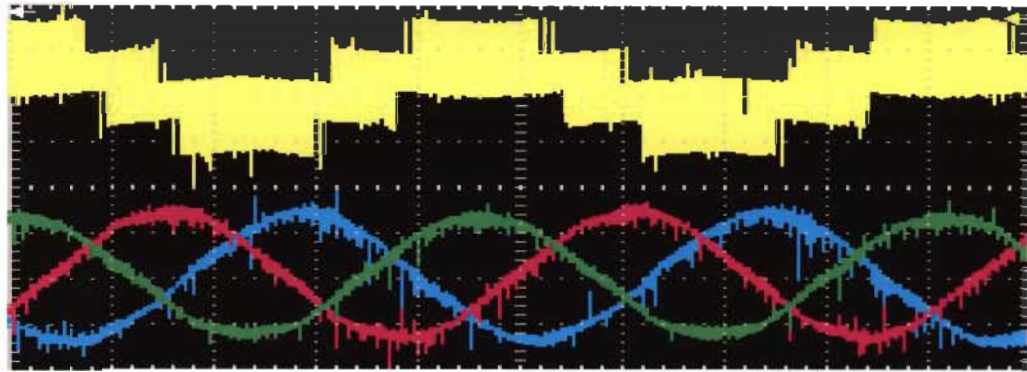


Figure 6.4 Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de  $30\Omega$

Le Tableau 6-3 représente la mesure des différents paramètres pour une charge de  $30\Omega$ . Par rapport au Tableau 6-2, nous constatons une diminution de tous les paramètres, donc une amélioration du taux d'harmoniques et des coefficients KF.

Tableau 6-3 Mesure de la tension et des courants avant le filtre pour  $R=30\Omega$

$I_1(A)$	1.558	THD - $I_1$ (%)	5.04
$I_2(A)$	1.566	THD - $I_2$ (%)	5.05
$I_3(A)$	1.539	THD - $I_3$ (%)	5.57
$I_4(A)$	1.12	THD - $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	2.37	$I_{pk-1}(A)$	2.19
$I_{pk+2}(A)$	2.37	$I_{PK-2}(A)$	2.19
$I_{pk+3}(A)$	2.30	$I_{pk-3}(A)$	2.14
$I_{pk+4}(kA)$	0.0027	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004

$I_{ave}(A)$	1.554	KF1	1.18
$I_{unb}(\%)$	99.82	KF2	1.18
		KF3	1.21
		KF4	-----

Le Tableau 6-4 représente la mesure des différents paramètres après le filtre pour une charge de  $30\Omega$ . nous constatons une diminution des valeurs de tous les paramètres par rapport au Tableau 6-3 .Nous constatons une amélioration des différents paramètres et le taux d'harmoniques qui s'est considérablement amélioré.

Tableau 6-4 Mesure de la tension et des courants après le filtre pour  $R=30\ \Omega$

$I_1(A)$	1.539	THD - $I_1$ (%)	3.79
$I_2(A)$	1.562	THD - $I_2$ (%)	4.87
$I_3(A)$	1.537	THD - $I_3$ (%)	3.76
$I_4(A)$	1.06	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	2.31	$I_{pk-1}(A)$	2.14
$I_{pk+2}(A)$	2.34	$I_{PK-2}(A)$	2.16
$I_{pk+3}(A)$	2.28	$I_{pk-3}(A)$	2.14
$I_{pk+4}(kA)$	0.0025	$I_{pk-4}(kA)$	0.0006
$I_{ave}(A)$	1.546	KF1	1.10
$I_{unb}(\%)$	99.80	KF2	1.15
		KF3	1.09
		KF4	-----

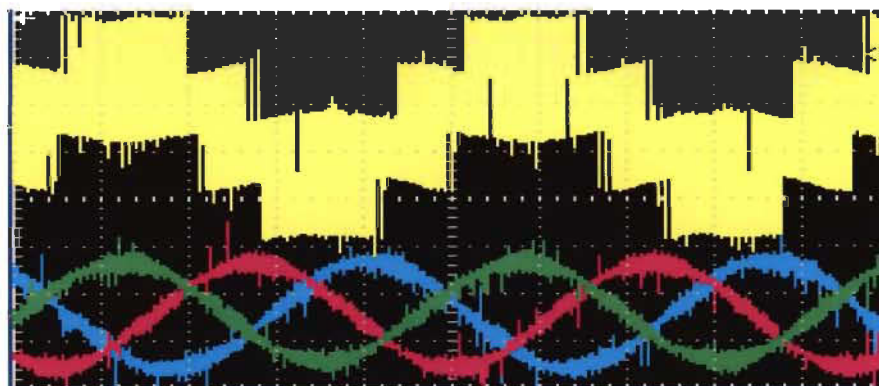


Figure 6.5 Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes de la charge de  $60\Omega$

Tableau 6-5 Mesure du THD avant le filtre pour  $R=60\Omega$

$I_1(A)$	0.811	THD - $I_1$ (%)	4.51
$I_2(A)$	0.819	THD - $I_2$ (%)	4.48
$I_3(A)$	0.787	THD - $I_3$ (%)	3.82
$I_4(A)$	1.11	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	1.30	$I_{pk-1}(A)$	1.13
$I_{pk+2}(A)$	1.32	$I_{PK-2}(A)$	1.13
$I_{pk+3}(A)$	1.23	$I_{pk-3}(A)$	1.09
$I_{pk+4}(kA)$	0.0024	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	0.806	KF1	1.18
$I_{unb}(\%)$	99.60	KF2	1.16
		KF3	1.13
		KF4	-----

Tableau 6-6 Mesure du THD après le filtre pour  $R=60\Omega$

$I_1(A)$	0.788	THD - $I_1$ (%)	2.57
$I_2(A)$	0.792	THD - $I_2$ (%)	3.16
$I_3(A)$	0.787	THD - $I_3$ (%)	2.60
$I_4(A)$	1.03	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	1.26	$I_{pk-1}(A)$	1.07
$I_{pk+2}(A)$	1.23	$I_{PK-2}(A)$	1.07
$I_{pk+3}(A)$	1.24	$I_{pk-3}(A)$	1.09
$I_{pk+4}(kA)$	0.0022	$I_{pk-4}(kA)$	0.0003



$I_{ave}(A)$	0.789	KF1	1.05
$I_{unb}(\%)$	99.94	KF2	1.07
		KF3	1.05
		KF4	-----

La Figure 6.6 représente la tension appliquée aux bornes de l'onduleur qui alimente le moteur asynchrone. Cette tension est de l'ordre de 50V

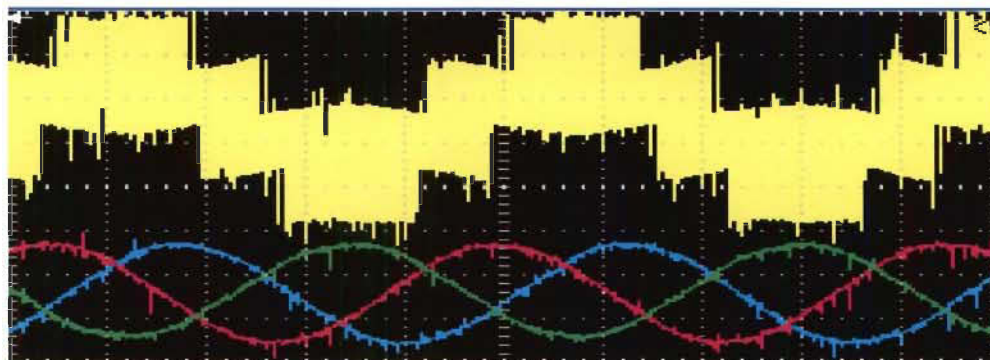


Figure 6.6 Tension aux bornes de l'onduleur et courant de sortie aux bornes du moteur asynchrone triphasé.

Le Tableau 6-7 représente les caractéristiques relevées sur un moteur asynchrone utilisé comme charge. Nous constatons que les courants sur chaque phase sont de l'ordre de 0.42A. Les THD sont de l'ordre de 4,7 % et KF de l'ordre 1.22.

Tableau 6-7 Mesure du THD avant le filtre pour le moteur asynchrone

$I_1(A)$	0.423	THD - $I_1$ (%)	4.79
$I_2(A)$	0.428	THD - $I_2$ (%)	4.58
$I_3(A)$	0.421	THD - $I_3$ (%)	4.79
$I_4(A)$	1.09	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	0.72	$I_{pk-1}(A)$	0.54
$I_{pk+2}(A)$	0.73	$I_{PK-2}(A)$	0.56
$I_{pk+3}(A)$	0.70	$I_{pk-3}(A)$	0.56
$I_{pk+4}(kA)$	0.0025	$I_{pk-4}(kA)$	0.0003

$I_{ave}(A)$	0.424	KF1	1.25
$I_{unb}(\%)$	99.97	KF2	1.22
		KF3	1.23
		KF4	-----

Le Tableau 6-8 représente le relevé des caractéristiques après le filtre, nous constatons une amélioration de la qualité de l'onde. Le THD par phase s'améliore et KF aussi.

Tableau 6-8 Mesure de THD après le filtre pour le moteur asynchrone

$I_1(A)$	0.442	THD - $I_1$ (%)	3.46
$I_2(A)$	0.463	THD - $I_2$ (%)	3.33
$I_3(A)$	0.442	THD - $I_3$ (%)	3.47
$I_4(A)$	1.11	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	0.78	$I_{pk-1}(A)$	0.58
$I_{pk+2}(A)$	0.78	$I_{PK-2}(A)$	0.64
$I_{pk+3}(A)$	0.76	$I_{pk-3}(A)$	0.57
$I_{pk+4}(kA)$	0.0025	$I_{pk-4}(kA)$	0.0002
$I_{ave}(A)$	0.449	KF1	1.10
$I_{unb}(\%)$	99.57	KF2	1.08
		KF3	1.09
		KF4	-----

Tableau 6-9 Récapitulatif 1 des résultats

Charge	$V_{dc}(V)$	THD avant le filtre Sur chaque phase	THD après le filtre Sur chaque phase
Résistive R=15 $\Omega$	50	5.71%	3.39%
		5.13 %	2.63%
		5.03%	2.66%
Résistive R=30 $\Omega$	160	5.04%	3.79 %

		5.05%	4.87%
		5,057%	3.76%
Résistive R=60Ω	160	4.51%	2.57%
		4.48%	3.16%
		3.82%	2.60%
Moteur asynchrone	50	4.79 %	3.46%
		4.58%	3.46%
		4.79%	3.47%

### 6.1.3 Conclusion

Nous constatons sur le

Tableau 6-9 que les THD sont sensiblement différents sur chaque phase, il en est de même pour les courants de phases si nous nous référons aux figures pour les différentes charges. Cette différence de courant sur chaque phase s'explique par le fait que le montage n'est pas parfaitement équilibré, cela se traduit par le fait que le courant du neutre n'est pas nul. Nous obtenons quand même de THD assez faible après filtrage.

### 6.1.4 Mesure avec filtre L

Nous utilisons le filtre L en effectuant les mesures sur une seule phase, car le filtre L n'est pas performant. Nous effectuons cette mesure avec le filtre L par vérification pour montrer que le filtre ne donne pas de bons résultats.

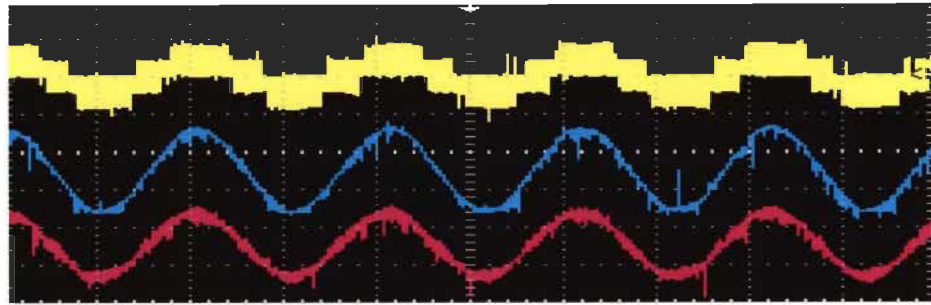


Figure 6.7 Allure de la tension et des courants pour  $R=15\ \Omega$

Tableau 6-10 Mesure de THD après et avant filtre  $R=15\ \Omega$

$I_1(A)$	1.972	THD - $I_1$ (%)	20.50
$I_2(A)$	1.934	THD - $I_2$ (%)	112.75
$I_3(A)$	0.077	THD - $I_3$ (%)	365.40
$I_4(A)$	0.97	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{pk+1}(A)$	3.96	$I_{pk-1}(A)$	2.81
$I_{pk+2}(A)$	3.31	$I_{pk-2}(A)$	2.80
$I_{pk+3}(A)$	0.15	$I_{pk-3}(A)$	0.01
$I_{pk+4}(kA)$	0.0022	$I_{pk-4}(kA)$	0.0006
$I_{ave}(A)$	1.328	KF1	47.33
$I_{unb}(\%)$	91.70	KF2	11.06
		KF3	-----
		KF4	-----

Le Tableau 6-11 et Tableau 6-12 montrent le taux d'harmoniques avant et après le filtre.

Nous constatons que le THD reste élevé. Cette remarque reste valable, quelles que soient les valeurs de charges. Nous avons relevé les mesures sur une seule phase.

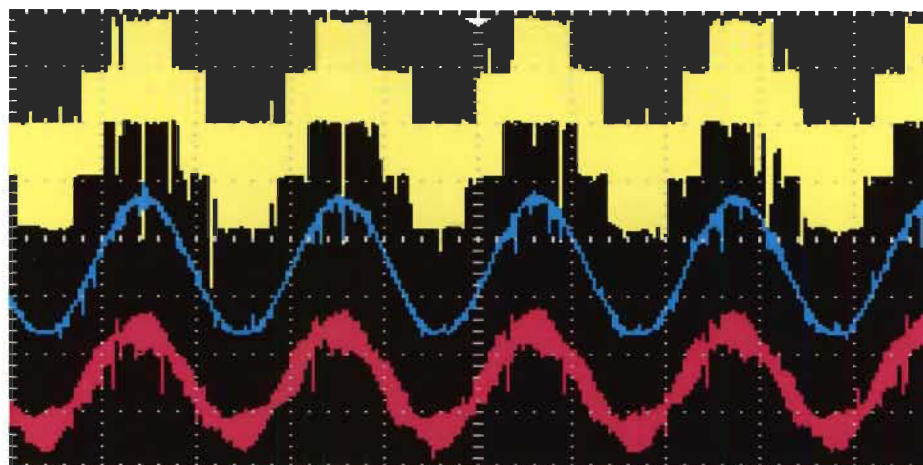


Figure 6.8 Allure de la tension et des courants pour  $R=30\ \Omega$

Tableau 6-11 Mesure de THD après et avant filtre  $R=30\ \Omega$

$I_1(A)$	1.583	THD - $I_1$ (%)	7.65
$I_2(A)$	1.586	THD - $I_2$ (%)	2.75
$I_3(A)$	0.078	THD - $I_3$ (%)	357.46
$I_4(A)$	0.99	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	2.40	$I_{pk-1}(A)$	2.21
$I_{pk+2}(A)$	2.38	$I_{PK-2}(A)$	2.22
$I_{pk+3}(A)$	0.15	$I_{pk-3}(A)$	0.00
$I_{pk+4}(kA)$	0.0024	$I_{pk-4}(kA)$	0.0006
$I_{ave}(A)$	1.083	KF1	6.87
$I_{unb}(\%)$	84.63	KF2	1.44
		KF3	-----
		KF4	-----

Les mesures du Tableau 6-12 ont été effectuées avec une tension d'onduleur  $V_{dc} = 160\ V$

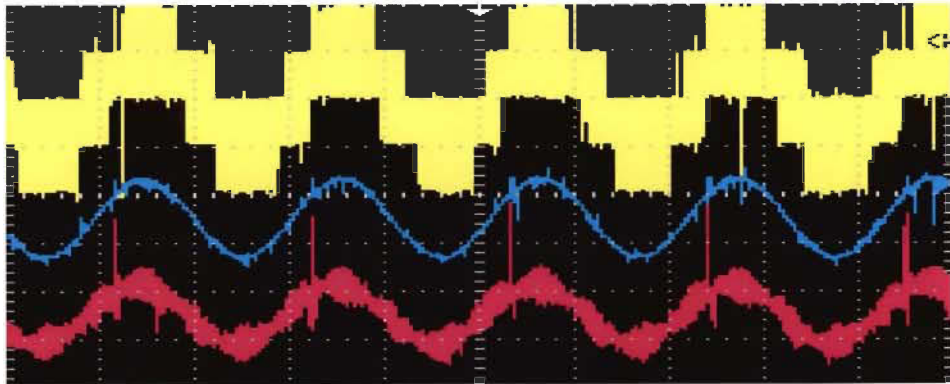


Figure 6.9 Allure de la tension et des courants pour  $R=60 \Omega$

Nous constatons que le THD pour  $R=60\Omega$  Tableau 6-12 est plus élevé que celui de la charge de  $30\Omega$  Tableau 6-11.

Tableau 6-12 Mesure de THD après et avant filtre  $R=60 \Omega$

$I_1(A)$	0.821	THD - $I_1$ (%)	19.11
$I_2(A)$	0.803	THD - $I_2$ (%)	5.36
$I_3(A)$	0.079	THD - $I_3$ (%)	392.50
$I_4(A)$	1.00	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	3.54	$I_{pk-1}(A)$	1.11
$I_{pk+2}(A)$	1.25	$I_{PK-2}(A)$	1.09
$I_{pk+3}(A)$	0.15	$I_{pk-3}(A)$	0.01
$I_{pk+4}(kA)$	0.0023	$I_{pk-4}(kA)$	0.0006
$I_{ave}(A)$	0.567	KF1	41.62
$I_{unb}(\%)$	76.91	KF2	2.79
		KF3	-----
		KF4	-----

Les mesures du Tableau 6-13 ont été effectuées avec une tension d'onduleur  $V_{dc} = 160 V$

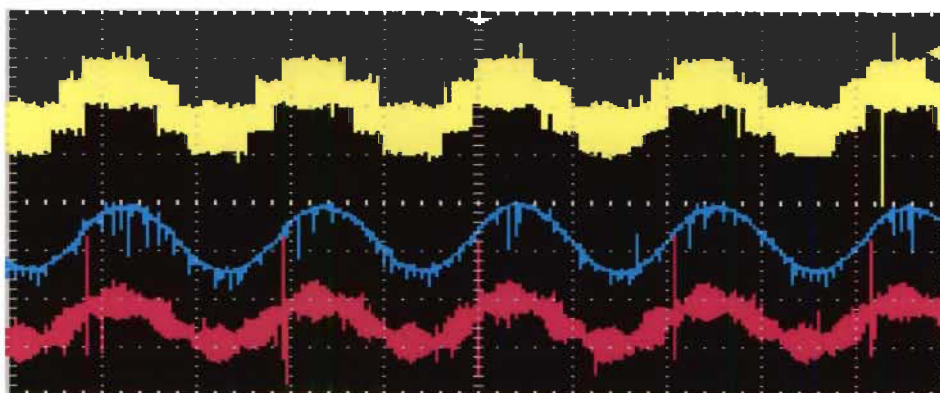


Figure 6.10 Allure de la tension et des courants pour le moteur asynchrone

Tableau 6-13 Mesure de THD après et avant filtre pour le moteur asynchrone

$I_1(A)$	0.380	THD - $I_1$ (%)	24.14
$I_2(A)$	0.399	THD - $I_2$ (%)	3.67
$I_3(A)$	0.078	THD - $I_3$ (%)	339.47
$I_4(A)$	0.98	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{pk+1}(A)$	1.63	$I_{pk-1}(A)$	0.74
$I_{pk+2}(A)$	0.69	$I_{pk-2}(A)$	0.53
$I_{pk+3}(A)$	0.15	$I_{pk-3}(A)$	0.01
$I_{pk+4}(kA)$	0.0023	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	0.285	KF1	65.12
$I_{unb}(\%)$	73.82	KF2	1.11
		KF3	289.95
		KF4	-----

Tableau 6-14 Récapitulatif des résultats du filtre L

Charge	$V_{dc}(V)$	THD avant le filtre et après le filtre
Résistive : $R=15\Omega$	100	20.50%
Résistive : $R=30\Omega$	160	7.65%
Résistive : $R=60\Omega$	160	19.11%
Moteur asynchrone	100	24.14%

## 6.2 Conclusion

Nous constatons que le taux d'harmoniques reste élevé avec un filtre L qu'avec un filtre LCL. Ceci était prévisible que ce soit pour la charge résistive ou le moteur asynchrone.

## 6.3 Réalisation pratique de l'élimination des harmoniques par angles de commutation

Dans le cadre de la réalisation pratique, nous ne disposons que d'une source de tension qui peut délivrer une tension de 50 volts au niveau de l'onduleur, nous allons pour cela comparer les résultats théoriques obtenus par simulation et les résultats pratiques.



### 6.3.1.1 Résultats pour cinq angles de commutation

#### 6.3.1.2 Impulsion de commande

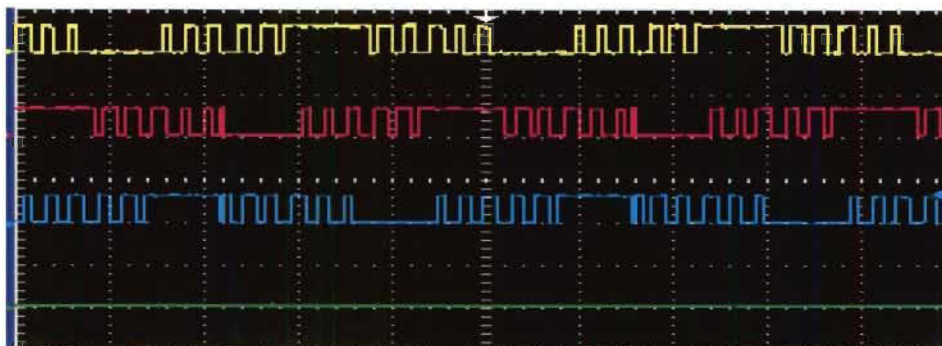


Figure 6.11 Impulsion de commande

#### 6.3.1.3 Tension de 50V pour une charge résistive

Tableau 6-15 THD de courant pour une charge résistives pour cinq angles de connotation

$I_1(A)$	1.824	THD - $I_1$ (%)	9.38
$I_2(A)$	1.841	THD - $I_2$ (%)	9.18
$I_3(A)$	1.823	THD - $I_3$ (%)	9.95
$I_4(A)$	1.12	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	3.50	$I_{pk-1}(A)$	3.34
$I_{pk+2}(A)$	3.48	$I_{PK-2}(A)$	3.31
$I_{pk+3}(A)$	3.46	$I_{pk-3}(A)$	3.32
$I_{pk+4}(kA)$	0.0025	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	1.829	KF1	5.68
$I_{unb}(\%)$	5.10	KF2	5.36
		KF3	5.05
		KF4	-----

Le Tableau 6-15 THD de courant pour une charge résistives pour cinq angles de et pour une tension de l'onduleur de 50V. Cette mesure a été effectuée sur une phase de la charge, en considérant cinq angles de commutation, nous obtenons un THD de 9.38% et un courant de phase de 1.824 A.

#### 6.3.1.4 Tension de 150V pour une charge résistive

Tableau 6-16 Harmonique aux bornes de la charge résistive

$I_1(A)$	1.769	THD - $I_1$ (%)	7.83
$I_2(A)$	1.802	THD - $I_2$ (%)	7.36
$I_3(A)$	1.774	THD - $I_3$ (%)	8.29
$I_4(A)$	1.10	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{pk+1}(A)$	3.26	$I_{pk-1}(A)$	3.13
$I_{pk+2}(A)$	3.30	$I_{pk-2}(A)$	3.14
$I_{pk+3}(A)$	3.25	$I_{pk-3}(A)$	3.12
$I_{pk+4}(kA)$	0.0022	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	1.781	KF1	3.89
$I_{unb}(\%)$	4.39	KF2	3.67
		KF3	3.45
		KF4	-----

Le Tableau 6-16 représente la variation du THD pour une tension de 50V appliquée aux bornes de l'onduleur et pour cinq angles de commutation. Nous constatons que les valeurs des THD sont assez élevées

Tableau 6-17 Taux d'harmoniques de courant dans le moteur asynchrone

$I_1(A)$	0.3558	THD - $I_1$ (%)	1018
$I_2(A)$	0.380	THD - $I_2$ (%)	11.32
$I_3(A)$	0.382	THD - $I_3$ (%)	11
$I_4(A)$	1.05	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	0.79	$I_{pk-1}(A)$	0.71
$I_{pk+2}(A)$	0.90	$I_{PK-2}(A)$	0.73
$I_{pk+3}(A)$	0.90	$I_{pk-3}(A)$	1.02
$I_{pk+4}(kA)$	0.0024	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	0.373	KF1	4.69
$I_{unb}(\%)$	6.58	KF2	5.22
		KF3	4.88
		KF4	-----

Le Tableau 6-17 représente la variation du THD dans une charge constituée d'un moteur asynchrone et la tension d'entrée de l'onduleur est de 150V. Pour cette valeur, nous obtenons un THD de 10.18%, et un courant de 0.358 A.

### 6.3.2 Résultats pour sept angles de commutation

#### 6.3.2.1 Pour une tension de 50V

On choisit sept angles de commutation, qui nous donnent les résultats sur le Tableau 6-18

Tableau 6-18 Variation du THD dans une charge résistive

$I_1(A)$	1.801	THD - $I_1$ (%)	8.78
$I_2(A)$	1.809	THD - $I_2$ (%)	8.73
$I_3(A)$	1.790	THD - $I_3$ (%)	11.77
$I_4(A)$	1.04	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	3.26	$I_{pk-1}(A)$	3.13
$I_{pk+2}(A)$	3.24	$I_{PK-2}(A)$	3.14

$I_{pk+3}(A)$	3.30	$I_{pk-3}(A)$	3.11
$I_{pk+4}(kA)$	0.0024	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	1.800	KF1	8.06
$I_{unb}(\%)$	99.98	KF2	7.97
		KF3	9.48
		KF4	-----

Le Tableau 6-18 représente le taux d'harmoniques en courant pour une charge résistive. Cette mesure a été effectuée sur une phase et pour sept angles de commutation. Par rapport au Tableau 6-15, qui a été effectuée pour cinq angles de commutation, nous constatons qu'en augmentant le nombre d'angles de commutation, nous diminuons le taux d'harmoniques. Sur le Tableau 6-15, nous avons un THD de 9,38 %, tandis que le Tableau 6-18, le THD est de 6.93 %.

Tableau 6-19 Variation du THD pour une charge résistive

$I_1(A)$	1.766	THD - $I_1$ (%)	6.93
$I_2(A)$	1.773	THD - $I_2$ (%)	6.91
$I_3(A)$	1.746	THD - $I_3$ (%)	10.18
$I_4(A)$	1.04	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{PK+1}(A)$	3.07	$I_{pk-1}(A)$	2.94
$I_{pk+2}(A)$	3.08	$I_{PK-2}(A)$	2.96
$I_{pk+3}(A)$	3.11	$I_{pk-3}(A)$	2.91
$I_{pk+4}(kA)$	0.0024	$I_{pk-4}(kA)$	0.0007
$I_{ave}(A)$	1.762	KF1	5.33
$I_{unb}(\%)$	99.94	KF2	5.29
		KF3	6.00
		KF4	-----

Le Tableau 6-20 représente le taux d'harmoniques (6,9 %), pour un moteur alimenté asynchrone connecté à un onduleur alimenté à 50 V, nous considérons que nous avons sept angles de commutations. Par rapport au Tableau 6-17, ou nous avons cinq angles de commutations nous obtenons une diminution considérable du THD (10,18 %).

Tableau 6-20 Variation du THD dans le moteur asynchrone

$I_1(A)$	0.687	THD - $I_1$ (%)	6.90
$I_2(A)$	0.695	THD - $I_2$ (%)	6.83
$I_3(A)$	0.647	THD - $I_3$ (%)	10.05
$I_4(A)$	1.00	THD- $I_4$ (%)	-----
$I_{pk+1}(A)$	1.25	$I_{pk-1}(A)$	1.09
$I_{pk+2}(A)$	1.25	$I_{pk-2}(A)$	1.09
$I_{pk+3}(A)$	1.17	$I_{pk-3}(A)$	1.02
$I_{pk+4}(kA)$	0.0022	$I_{pk-4}(kA)$	0.0004
$I_{ave}(A)$	0.676	KF1	2.68
$I_{unb}(\%)$	99.57	KF2	2.67
		KF3	2.89
		KF4	-----

#### 6.4 Conclusion

Les valeurs théoriques sont sur la même plage de grandeur que les valeurs pratiques. Nous constatons le même effet du point de vue pratique, le THD diminue quand le nombre d'angles de commutation augmente.

Tableau 6-21 Variation du THD en fonction du nombre d'angle de commutation et de  $V_{DC}$

Nombre d'angles de commutation	5	7
THD ( $V_{DC} = 50 V$ )	9.38 %	6.90 %
THD ( $V_{DC} = 150 V$ )	6.93 %	6.935 %

Le

Tableau 6-21 représente la variation du THD aux bornes d'une charge résistive en fonction de la tension  $V_{DC}$  appliquée aux bornes de l'onduleur et du nombre d'angles de commutation.

Tableau 6-22 Variation du THD en fonction du nombre d'angle de commutation et de  $V_{DC}$

Nombre d'angles de commutation	5	7
THD ( $V_{DC} = 50 V$ )	10.18 %	6.90 %

Le Tableau 6-22 représente la variation du THD en fonction du nombre d'angles de commutation et de la tension  $V_{DC}$ . Ce qui ressort en général c'est que le THD s'améliore quand le nombre d'angles de commutation augmente

## Chapitre 7 - Conclusions

L'objectif de cette thèse était d'étudier les petites éoliennes en fonctionnement autonome, dans le cas de sites isolés ou de micro-réseau autonome. Les travaux de la thèse sont basés sur la problématique de la qualité de l'énergie électrique en se focalisant sur la problématique des harmoniques.

Dans le premier chapitre, nous avons donné une brève description de différentes sources d'énergie renouvelable.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un état de l'art de différentes éoliennes, nous avons mis un accent particulier sur les convertisseurs Back to Back alimenté par des génératrices synchrones. Nous avons aussi présenté quelques travaux réalisés dans le domaine de la conversion électrique à base de sources éoliennes.

Dans le troisième chapitre, nous avons abordé la problématique de la modélisation dans le référentiel tournant d-q de la machine synchrone à aimants permanents en nous basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement de la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons pu élaborer les différents types de montages redresseurs. Redresseurs commandés et non commandés. Dans le cadre du redresseur commandé, nous avons utilisé Le Contrôle orienté en tension (VOC) garanti des performances dynamiques et statiques élevées via une boucle de contrôle de courant interne.

Mais la qualité dépend principalement de la stratégie de contrôle actuelle. D'autre part, nous avons un redresseur non commandé piloté à la sortie par un hacheur.

Dans le quatrième chapitre, nous avons fait l'état de l'art des onduleurs. Nous avons étudié les onduleurs multiniveaux dans l'objectif d'augmenter la puissance fournie au réseau électrique ou à la charge tout en réduisant le contenu harmonique des courants injectés. Nous avons donc les onduleurs à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux. Et nous avons remarqué qu'en augmentant le nombre de niveaux nous diminuons le taux d'harmoniques.

Dans la cinquième partie, nous avons présenté les différents filtres passifs reliant l'onduleur au réseau où a la charge. Nous avons aussi dans cette partie abordé le contrôle des onduleurs en abordant différents types de contrôle. Nous avons présenté et effectué le contrôle proportionnel résonnant pour pouvoir diminuer les harmoniques sur les courants. Nous avons abordé la méthode sélective des harmoniques en estimant les angles de commutation, ainsi cette méthode a été appliquée aux harmoniques de rang 3,5 et 7.

La sixième partie a été réservée aux résultats expérimentaux à partir de l'onduleur, nous alimentons des charges résistives, puis un moteur asynchrone, tout en calculant auparavant les caractéristiques des filtres. A la lumière des résultats obtenus au cours de nos travaux un certain nombre de perspectives peut être envisagé, les axes de recherches suivants sont recommandés pour effectuer ce travail. Pour compléter ce travail, nous envisageons d'utiliser une génératrice synchrone de puissance élevée voir annexe, connecté au réseau électrique par un convertisseur Back to Back trois niveaux. D'autre part l'échange de puissance électrique avec le réseau sera géré par un compensateur statique d'énergie réactive (STATCOM), cette étude sera faite sur Matlab Simulink. D'autre part une étude sera faite sur Etap Power system



pour étudier les problèmes d'harmoniques à partir d'une source d'énergie renouvelable à base d'éolienne insérer dans un réseau électrique.

## Références

- [1] I. E. Agency, "World Energy Outlook 2016," ed, 2016.
- [2] P. a. R. E. M. R. 2018, "Power and Renewable Energy Market Review 2018," *Willis Towers Watson*, 2017.
- [3] P.-A. K. Jana Degrott, Christophe Mersch, Gaspard Thiercelin, Jessie Thill, Elisha Winckel, "Résolution sur la conférence de Paris sur le climat (COP 21)," *Parlement européen*, 2015.
- [4] W. E. Council, "World Energy Resources Geothermal," 2016.
- [5] "Recherche & Industrie Photovoltaïque (PV) aux Etats-Unis," *Mission pour la Sciences et la Technologie*, 2006.
- [6] D. Meekln, "Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil autonome pour l'application aérospatiale," *Ecole Doctorale, Université de Toulouse*, 2011.
- [7] A. B. Denis Dondi, Davide Brunelli, Luca Larcher, and Luca Benini, "Modeling and Optimization of a Solar Energy Harvester System for Self-Powered Wireless Sensor Networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. Volume: 55, Issue: 7 | Journal Article | Publisher: IEEE, 2008.
- [8] B. SOLAR. Monocrystalline Photovoltaic Module [Online].
- [9] B. MULTON, "Production d'énergie électrique par sources renouvelables," *Techniques de l'Ingénieur*, 2008.
- [10] M. Aalomon, "Introduction to renewable energy technology," *Renewable Energy Technology Course*, 2011.
- [11] "Les énergies marines renouvelables," *ENEA*, 2012.
- [12] B. Scala, "Eolien Offshore," *Futura Planète*, 2018.
- [13] A. Jyoti Lalotra, Saleem Khan, Parveen Lehana, "To analyse the effect of RLC load on harmonic distortion of IGBT based voltage stabilisation," *International Journal of Innovative Research in Sciences, Engineering and Technology*, vol. 2, august 2013, 2013.
- [14] R. J. G. W. Mack Grady, "Harmonics and how they relate to power factor," *Proc. of the EPRI Power Quality*, vol. PQA93, 1993.
- [15] T. H. Qing-Chang Zhong, *Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration*, 2013.

- [16] K. AL-Haddad, "La qualité de l'énergie électrique ,filtrer les harmoniques de courant et nettoyer la tension de la pollution," *PDF*, 2005.
- [17] V. Ignatova, "Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique.Application aux creux de tension et à la pollution harmonique.," UNIVERSITE JOSEPH FOURIER, 2009.
- [18] A. C. Paul Makanga Koumba, Mamadou Lamine Doumbia, Allal El Moubarek Bouzid,Hicham Chaoui "Wind Turbine Control Based on a Permanent Magnet Synchronous Generator Connected to an Isolated Electrical Network " *IEEE*, vol. 2017 (EPEC), 2017.
- [19] H. B. Paul Makanga Koumba, Ahmed Cheriti, Mamadou Lamine Doumbia., "Pitch control of wind energy conversion system based on permanent magnet synchronous generator," *Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2015.
- [20] A. C. paul Makanga Koumba, Mamadou Lamine, "Impacts of distributed generation on the coordination of protective devices in distribution network," *IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 2015.
- [21] A. C. Paul Makanga Koumba, Mamadou Lamine, "Modeling and control of induction generator applied to variable speed Wind Energy Systems Conversion," *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2015.
- [22] w. éolienne, "Histoire de l'énergie éolienne," *Wiki Éolienne* Dernière modification: 16/06/2016
- [23] R. Aubree, "These de Doctorat Strategies de commande sans capteur et de gestion de l' energie pour les aerogenerateurs de petite puissance," Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA), Université de Nantes, 2014.
- [24] A. S. L. P.W. Carlin, E.B. Muljadi, "The History and State of the Art of Variable-Speed Wind Turbine Technology," *National Renewable Energy Laboratory*, 2001.
- [25] M. K. IDJDARENE, "Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes," Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de Lille (France), lUniversité Abderrahmane MIRA – Béjaia (Algérie),Université Lille 1 (France), 2010.
- [26] A. S. Martin Hühn, Monica Gutiérrez, "Wind Energy Fundamentals," *Renewable Energy Online*, 2017.
- [27] D.-H. Tran, "Conception optimale intégrée d'une chaine éolienne passive:Analyse de robustesse ,validation experimentale", Génie Electrique,Electronique, Télécommunication, Université de Toulouse, 2010.
- [28] M. Halawani, "An Iterative Analytical Design Framework (LADF) for the optimal designing of an Off-grid renewable energy based hybrid smart micro-grid," Abertay University, 2015.

- [29] A. M. Eltamaty, "Modeling of wind turbine driving permanent magnet generator with maximum power point tracking system," *Journal of King Saud University*, vol. 19, pp. 223-237, 2007.
- [30] C. Masson, "Technologie éolienne," *É. d. t. supérieure*, Ed., ed, 2008.
- [31] P. N. B. El Konstantinidis "Wind turbines :current status ,obstacles,trends and technologies," *IOP Sciences*, vol. 161, 2016.
- [32] F. Potier, "*Etude et commande des génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne*," *Génie électrique Nante*, 2003.
- [33] M. S. Magedi Moh, Norzelawati Asmuin, "Comparison of Horizontal axis and vertical axis wind turbines," *IOSR Journal of Engineering* vol. 4 august, pp. 27-30, 2014.
- [34] A. Abdelli, "Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive," Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse III, 2011.
- [35] Y. Baghzouz, "Characteristic of wind power systems," *Renewables:Wind*, 2005.
- [36] S. Delenclos, "L'énergie éolienne," *Génie thermique et énergie Dunkerque*, 2017.
- [37] C. Masson, "Technologie éolienne," in *Département de génie mécanique École de technologie supérieure*, D. d. g. m. É. d. t. supérieure, Ed., ed, 2008.
- [38] S. E. Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension," Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [39] S. Delenclos, "L'énergie éolienne," *Génie thermique et Énergie Dunkerque*, 2016-2017.
- [40] REN21, "Renewables 2018 Global Status Report," in *Renewable Energy Policy Network for the 21st Century*, ed, 2018.
- [41] L. Chang, "Système de conversion de l'énergie éolienne," *IEEE*, 2002.
- [42] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," *Génie électrique*, Université de Nantes 2003.
- [43] J. M. Herman-Josef Wagner, *Introduction to wind energy systems*. London, New York: Springer, 2009.
- [44] V. N. R. Yaramasu, "Predictive control of multilevel converters for megawatt wind energy conversion systems," *Electrical and Computer Engineering*, Toronto, Ontario,, 2014.
- [45] A. Davigny, "Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie," *Génie Électrique*, Lille, 2007.
- [46] C. S. B. Robyns, A. Ansel, V. Courtecuisse, B. François, S. Plumel, J. Deuse, "Impact de l'éolien sur le réseau de transport et la qualité d'énergie," *Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille*, 2006.

- [47] H. Camblong, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable," Automatique, Ecole Nationale Supérieure d'arts et métiers, 2003.
- [48] D. S. Jackson G.Njiri, "State -of-the-art in wind turbine control:Trends and challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016.
- [49] G. Michalke, "Variable speed wind turbines modelling ,control,and impact on power systems," *renewable energies*, Technische Universität Darmstadt, 2008.
- [50] O. G. Bernard Multon, Hamid Ben Ahmed,Xavier Roboam, "Etat de l'art dans les aérogénérateurs électriques.," *Electronique de Puissance Vecteur d'Optimisation pour les Energies Renouvelables*, 2002.
- [51] L. Chang, "Systèmes de conversion de l'énergie éolienne," *IEEE Canadian Review* 2002.
- [52] F. Poitiers, "Etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," *Electronique et Génie Electrique*, Université de Nantes, 2003.
- [53] N. Laverdure, "Sur l'integration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires," *Electrotechnique*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [54] B. W. VenkataYamasu, Paresh Csen,Samir Kouro,Mehdi Narimani, "High-Power Wind Energy Conversion Systems·State -of-the-Art and Emerging Technologies," *IEEE*, vol. 3 No 5 ,5 Mai, 2015.
- [55] A. Mirecki, "Etude comparative de chaines de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance," *Génie Electrique*, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [56] Y. Ming, L. Gengyin, Z. Ming, and Z. Chengyong, "Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration," in *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*, 2007, pp. 1-6.
- [57] M. B. H. Omessaad Elbeji, Lassaad Sbita, "PMSG Wind Energy Conversion System: Modeling and Control," *International Journal of Modern Nonlinear Theory and Application*, vol., 3, 88-97, 2014.
- [58] T. Ackermann, "Wind Power in Power Systems," S. Royal Institute of Technology Stockholm, Ed., ed. Stockholm, Sweden
- [59] M. Lopez, "Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production," *Physique*, Université Paris-sud 11, 2008.
- [60] X.-L. Dang, "Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïque(PV) stockage distribués.Impact de leur intégrationà un réseau fragile," *Electronique - Electrotechnique -Automatique*, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2015.
- [61] A. HOUARI, "Contribution à l'étude de micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques," *Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique Université de Lorraine Nancy*

2012.

- [62] A. Houari, "Contribution à l'étude de micro-réseaux alimentés par des sources photovoltaïques," Génie Electrique, Université de Lorraine, 2012.
- [63] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 130-135, 2006.
- [64] G. M. Anca D.Hansen, "Modeling and control of variable speed multi-pole permanent synchronous generator wind turbine," *Wind Energy*, 2008.
- [65] Z. M. Qing-Chang Zhong, Wen Long Ming, Georges Konstantopoulos, "Grid-friendly wind power systems based on the synchronverter technology," *Energy Conversion and Management*, 2015.
- [66] Y. L. Bin Wu, Navid Zargari, Samir Kouro, on, *Power conversion and control of wind energy systems: A JOHN WILEY & SONS, INC.*, 2011.
- [67] M. L. A.A .Rockhill, Remus Teodorescu, Pedro rodriguez, "Grid -filter design for a multimegawatt," *IEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, 2011.
- [68] B. W. Venkata Yaramasu, *Model predictif control of wind energy conversion systems*, 2016.
- [69] B. W. Venkata Yaramasu, "Predictive control of a three -level boost converter and an npc inverter high-power pmsg -based medium voltage wind energy conversion systems.," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, 2014.
- [70] R. L. Zhuang Xu, Dianguo Xu, C.H.Zhang, "Control of parallel multiple converters for direct-drive permanent -magnet wind power generation systems," *IEE Transactions on power Electronics*, vol. 27, 2012.
- [71] a. B. W. Venkata Yaramasu, *Model Predictive control of wind energy conversion systems*. IEEE Press, 2017.
- [72] M. M. Samir Kouro, K.Gopakumar, Joseph Pou, "Recent Advances and industrial application of multilevel converters," *IEEE Transactions and industrial electronics*, 2010.
- [73] P. K. Amit Ojha, Chaturvedi, Arvind Mittal, Shailendra K., "Back to Back connected multilevel converters: A review," *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 5, pp. 57-67, 2013.
- [74] G. R. Bernard Multon, Olivier Gergaud, Hamid Ben Ahmed, "Le génie électrique dans le vent : recherches dans le domaine de la génération éolienne," *JCGEO3*, 2012.
- [75] A. Grauers, "Design of direct -driven permanent -magnet generators for wind turbines," Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, 1996.
- [76] D.Seyoum, M.F. Rahman, C. Grantham, "Terminal Voltage Control of a Wind Turbine Driven Isolated Induction Generator Using Stator Oriented Field Control " *IEEE*, 2003.

- [77] N. A. Nahidul Hoque Samrat, Imtiaz Ahmed Choudhury, Zahari Taha, "Technical study of standalone photovoltaic-wind energy based hybrid power supply systems for island electrification in Malaysia," *PLOS*, 2015.
- [78] I. VECHIU, "Modélisation et Analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome," *Electronique Electrotechnique et Automatique*, Université du HAVRE, 2005.
- [79] A. MIRECKI, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance," *Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH Institut National Polytechnique de TOULOUSE*, 2005.
- [80] A. ZAIMI, "Optimisation de la commande d'une éolienne à base de machine synchrone à aimants permanents," *C. n. d. a. e. m. MAROC, Ed., ed*, 2015.
- [81] L. Leclercq, "Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes," *Génie Électrique*, Université de Lille, 2004.
- [82] P. D. N. Ngoc, "Optimisation de systèmes de production intermittents non conventionnels couplés au réseau électrique," *Génie Électrique*, Université de Grenoble, 2011.
- [83] T. LUBIN, "Modélisation et commande de la machine synchrone à reluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique," *Génie électrique*, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2003.
- [84] H. CAMBLONG, "Minimisation de l'impact des perturbations d'origine eolienne dans la génération d'électricité par des aerogénérateurs à vitesse variable," *Automatique*, Ecole Nationale Supérieure d'arts et métiers Bordeaux, 2003.
- [85] Hydro-Québec, "Raccordement au réseau distribution – Exigences techniques, normes et codes," ed, 2015.
- [86] M. B. A. Kaabeche, R. Ibtouen, "Optimal sizing method for stand-alone hybrid PV/wind power generation system," *Revue des Energies Renouvelables SMEE*, 2010.
- [87] M. A. Rashid Al Badwawi, Tapas Mallick, "A Review of Hybrid Solar PV and Wind Energy System," *Smart Science*, vol. Vol. 3, No. 3, pp. , 2015.
- [88] D. K. Eftichios Koutroulis , Antonis Potirakis ,Kostas Kalaitzakis a, "Methodology for optimal sizing of stand-alone photovoltaic/wind-generator systems using genetic algorithms," *ELSEVIER*, vol. Solar Energy 80 (2006) 1072–1088, 2005.
- [89] T. T. H. Pham, "Influences de la production décentralisée sur la gestion des infrastructures critiques des reseaux de puissances.," *Génie électrique*, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [90] S. C. L. Martin Böli, Switzerland, "Grid-Connected vs. Isolated Systems," *Isolated vs. grid -connected Shp Systems*, 2018.
- [91] E. B. L. Battisti, S. Dell'Anna, M. Raciti Castelli, "Small wind turbine effectiveness in the urban environmentt," *Renewable Energy*, 2018.

- [92] Y. C. Yong Zeng, Guohe Huang, Jing Dai, "A review on optimization modeling of energy systems planning and GHG emission mitigation under uncertainty," 2011.
- [93] H. Y. Habtamu beri, "Effect of Camber Airfoil on starting of vertical axis wind turbine," *Journal of Environmental Science and Technology*, vol. 4 (3) 2011, 2011.
- [94] P. A. N. Ramesh Babu, "Wind energy conversion systems :A Technical Review," *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 8, 2013.
- [95] P. E. M. Marcello Gustavo Molina, "Modelling and control design of pitch -controlled variable speed wind turbines," *Instituto de Energía Eléctrica, Universidad Nacional de San Juan Argentina*, 2011.
- [96] K. E. Johnson, "Adaptive Torque Control of Variable Speed Wind Turbines " *National Renewable Energy Laboratory* 2004.
- [97] T. S. Mahmoud M. Hussein , Mohamed Orabi , Mohamed A. A. Wahab and Mohamed M. Hamada "Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Energy Supply System," *applied sciences* 2013.
- [98] N. Laverdure, "Sur l'integration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaire," *Génie électrique, Institut Polytechnique de Grenoble*, 2005.
- [99] D. Ikni, "Production d'énergie marine :Intégration de la production éolienne offshore dans un bouquet énergie décentralisée," *Génie Electrique, Université du Havre*, 2014.
- [100] A. Khalaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents," *Automatique, Université Aix Marseille*, 2013.
- [101] D. H. Marin, "Intégration des éoliennes dans les réseaux électriques insulaires," *Electrotechnique Electronique de puissance, Ecole centrale de Lille*, 2009.
- [102] M. K. Paul, B. Hamane, M. L. Doumbia, A. Ch, x00E, and riti, "Pitch control of a Wind Energy Conversion System based on Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG)," in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on*, 2015, pp. 1-7.
- [103] F. L. Anca D. Hansen, Poul Serensen, Nicolas Cutulusis, "Dynamic wind turbine models in power simulation tool Digsilent," *T. I. C. o. Danemark, Ed., ed*, 2007.
- [104] A. Teninge, "Participation aux services système de parcs éoliens mixtes: Application au milieu insulaire," *Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Grenoble*, 2009.
- [105] D. Ikni, "Production d'énergie marine: Intégration de la production éolienne offshore dans un bouquet énergétique décentralisé," *Génie électrique, Université du Havre*, 2014.
- [106] J. P. Louis, *Control of Synchronous Motors*. Great Britain ,United State, 2011.
- [107] K. Ulas, "Synchronous machine modeling precision and efficiency in electromagnetic transients," *Génie Electrique, Ecole Polytechnique de Montreal*, 2011.



- [108] B. Multon, "Les machines synchrones autopilotées," Génie Electrique, Ecole Normale Supérieure Antenne de Bretagne, 2016.
- [109] Y. F. B.Robyns, F.Labrique,H.Buyse, "Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance," Physique, Université Catholique de Louvain, 1995.
- [110] Y. F. B.Robyns, F.Labrique,H.Buyse, "commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance," *Journal de physique III,EDP Sciences*, 1995.
- [111] L. Chédot, "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur," Laboratoire Electromécanique de Compiègne, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [112] M. M. M. Ezzat, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents," Automatique et Informatique appliquée, Ecole Centrale de Nantes, 2011.
- [113] M. B. C. Djamellkni, A. Payman, Brayl ma Dakyo, "Dynamic Control of Wind Energy Conversion System," *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER) 2013*.
- [114] H. F. Sertac Bayhan, Sevki Demirbas, "Active and reactive power control of grid connected permanent magnet synchronous generator in wind power conversion system," *IEEE*, vol. 2013.6749907, 2013.
- [115] M. S. M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers," Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, 2001.
- [116] M. Rachid, *Power Electronic Handbook*: Joe Hayton, 2018.
- [117] S. J. Bhavna Jain , R.K. Nema, "Control strategies of grid interfaced wind energy conversion system: An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015.
- [118] B. W. Venkata Yaramasu, Paresh C. Sen, Samir Kouro, Mehdi Narimani, , "High-Power Wind Energy Conversion Systems: State-of-the-Art and Emerging Technologies," *IEEE* 2015.
- [119] Y. L. Bin Wu, Navid Zargari,Samir Kouro, *Power Conversion and Control of Wind energy systems*. CANADA,New Jersey: John Wiley, 2011.
- [120] A. B. S.Belakehal , M.Merzoug,H.Benalla, "Modélisation et commande d'une génératrice synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne," *Revue des énergies renouvelables*, vol. 13, 2010.
- [121] M. S. Naziha Harrabi, Abdel Aitouche,Mohamed Chahbane, "Intelligent control of grid -connected AC-DC-AC converters for WECS based T-S fuzzy interconnected systems modelling," *Institution of Engineering and Technology*, 2018.

- [122] A. P. Patrick Espel, "Analyse de la qualité de l'énergie électrique: mesure des signaux déformés," *Revue Française de métrologie*, vol. 3, 2011.
- [123] A. Chaoui, "Filtage actif triphasé pour charge non linéaires," Ecole Supérieure de Poitiers, Université de Poitiers, 2010.
- [124] P. Barrade, *Electronique de puissance méthodologie et convertisseurs élémentaires*, 2006.
- [125] B. Wu, *HIGH-POWER CONVERTERS AND AC DRIVES*. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Published simultaneously in Canada.: A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2006.
- [126] C.-C. L. Mircea Eremia, Abdel-Aty Edris, *Advances Solutions in Power Systems*. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. All rights reserved Published simultaneously in Canada, 2016.
- [127] A. Rufer, "Les onduleurs multiniveaux: évolution de la recherche et applications futures," *École Polytechnique de Lausanne Bulletin SEV/AES 3/06*, 2000.
- [128] Y. Xiaoming and I. Barbi, "A new diode clamping multilevel inverter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, 1999, pp. 495-501 vol.1.
- [129] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [130] M. N. Bin Wu, *High -Power Converters and Drivers* vol. Second Edition, 2017.
- [131] J. S. L. Siriroj Sirikprasert, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters," *IEEE*, 2000.
- [132] Z. Y. Chong Han, Alex Q.Huang, Mike Ingram, "Modeling and control of acascade-multilevel converter based Statcom for electric arc furnace flicker mitigation," *IEEE*, 2005.
- [133] S. Skolthanasarat, "The Modeling and Control of a Wind Farm and Grid Interconnection in a Multi-machine System ", the faculty of the Virginia Polytechnic Institute,  
Virginia Polytechnic Institute and State University  
2009.
- [134] J. I. L. Galván, "Multilevel Converters: Topologies, Modelling, Space Vector Modulation Techniques and Optimisations," Electronic Engineering Department Power Electronics Group, University of Seville  
2006.
- [135] C. H. C. D. S. H. Jae Hyeong Seo, "A New simplified space -vector pwm method for three -level inverters," *I Transactions on power electronics*, vol. 16, 2001.
- [136] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. San Diego, New York, London, Sydney ,Tokyo, 2001.

- [137] E. M. A. Moktar Aly, Masahito Shoyama, "A new single five -level inverter topology for single and multiple switches fault tolerance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, 2018.
- [138] M. M. Hassan, "Design, optimization and implementation of a high frequency link multilevel cascaded inverter," Department of Electrical and computer Engineering, Curtin University, 2018.
- [139] H. Camblong, "La commande de la puissance active et réactive d'une éolienne à génératrice synchrone," Ecole nationale supérieur d'arts et metiers centre de Bordeaux, 2003.
- [140] A. T. Mehmet Büyük , Mehmet Tümay , K. Çağatay Bayındır b, "Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews* vol. 62 (2016) 46–69, 2016.
- [141] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, pp. 1189-1194 vol.3.
- [142] S. J. F. a. B. W. W. K.H.Ahmed, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Electrical Power Quality and Utilisation ,Journal*, vol. XIII,No.2, 2007.
- [143] M. Büyük, A. Tan, M. Tümay, and K. Ç. Bayındır, "Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 46-69, 2016/09/01/ 2016.
- [144] Y. W. L. Jinwei He, "Generalized close-loop control schemes with embedded virtual impedance for voltage source converters with LC or LCL filters," *IEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, 2012.
- [145] X. Y. Cunping Wang, Minghao Wen, Jian Liu, Qing Xiong, Bin Zhang, "Structure and parameters design of LC filter in D-Statcom," *IEEE*, 2010.
- [146] M. G. S. A.Reznik, Ahmed Al-Durra,S.M.Muyeen "LCL Filter design and performance analysis for small wind turbine systems," *PEMWA*, 2012.
- [147] M. J. Raheel Afzal, Adeel Waqaz, Asad Nawaz, M. Arifeen Ali, Mazhar Hussain Maillk, "Design and analyse of second order passive filter s for grid connected inverter with series and parallel damping resistors," *Indian journal of sciences and technology*, vol. 9(21), 2016.
- [148] M. H. Mojgan Hojabri, "Design, Application and comparison of passive filters for three -phase grid -connected renewable energy systems," *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 10, No 22 Deember 2015, 2015.
- [149] A. T. Mehmet Büyük , Mehmet Tümay , K. Çağatay Bayındır "Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62 (2016) 46–69 2016.

- [150] S. K. e. K. Meriem Dardouri, Khaled Je lassi, "Control and filter design of single phase grid -connected inverter for PV applications," *Engineering and Technology*, vol. 137, 2018.
- [151] E. K. Ilhami Colak, Ramazan Bayindir, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," *Energie Conversion and Management*, vol. 52, pp. 1114-1128, 2011.
- [152] M. G. Yuanyuan Fan, "Integration of Wind Energy Conversion System with Microgrid and Utility," *IEEE*, vol. AUPEC 2014, Curtin University, 2014.
- [153] J. R. Alejandro Calle, Sergio Busquets-Monge, Josep Bordonau, Salvador Alepuz, Joan Peracaula, "Three-Level Three-Phase Neutral-Point-Clamped Back-to-Back Converter Applied to a Wind Emulator " *IEEE* vol. December 3, 2009 2009.
- [154] N. Z. Y. K.Y. Ahmed, K. Ramani, V.S. Asirvadam, "Modeling and execution the control strategy for three-level rectifier based on voltage oriented control.," *International Journal of Power Electronics and Drive System*, vol. 8, 2017.
- [155] N. Z. Y. K.Y. Ahmed, V.S. Asirvadam, O. Ibrahim, "Modeling and Simulation of Power Electronic Distribution Transformer Based on a Three Level Converter," *d Mechanics and Materials Vol. 785*, vol. Vol. 785, 2015.
- [156] J. S. H. Iman-Eini, Sh. Farhangi, J. Barbaroux, J.P. Keradec, "A Power Electronic Based Transformer for Feeding Sensitive Loads " *IEEE*, 2008.
- [157] N. Z. Y. K. Y. Ahmed, K. Ramani, V.S. Asirvadam, "Modeling and Execution the Control Strategy for the Three-level Rectifier Based on Voltage Oriented Control," *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, 2014.
- [158] A. N. T. Anurag Dwivedi "Analysis of three-phase PWM rectifiers using hysteresis current control techniques: a survey," *Power Electronics, Vol. 8, No. 4, 2017*, vol. Vol. 8, No. 4., *Int. J. Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, 2017.
- [159] B. Tolunay, "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters," *Electrical Engineering*, Uppsala University, 2012.
- [160] H. S. R. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-Harmonic elimination," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 3, 1973.
- [161] R. G. H. Hasmukh S. Patel, "Generalized techniques of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II-Voltage control techniques," *IEEE Transactions*, vol. 5, 1974.
- [162] S. I. S. H. Baharuddin Ismail, Rizalafande Che Ismail, Abdul Rashid Haron, Azralmukmin Azmi, "Selective Harmonic Elimination of Five-level Cascaded Inverter Using Particle Swarm Optimization " *International Journal of Engineering and Technology (IJET)*, vol. Vol 5 No 6 Dec 2013-Jan 2014 2014.
- [163] J. L. D. Jose Araque Gallardo, Aldo Pardo, "Particle Swarm Optimization to minimise THD in multilevel inverters," *International Journal of Circuits and Electronics*, vol. 2, 2017.

- [164] Atif Iqbal, Sk Moin Ahmed, Mohamad Arif Khan, Haithan Abu-Rub, "Generalised simulation and experimental implementation of space vector PWM technique of three-phase voltage source inverter," *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 2 No 1 2010, 2010.
- [165] N. O. Ç. Ahmet M. Hava, "A generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage source inverters," *IEEE Transactions on POWER Electronics*, 2011.
- [166] N. Rouhana, "Contribution à la réduction des composants passifs dans les convertisseurs électroniques embarqués," Génie électrique, Université de Technologie Compiègne.
- [167] Najib ROUHANA,  
"Contribution à la réduction des composants passifs dans les convertisseurs électroniques de puissance embarqués," Laboratoire d'Électromécanique de Compiègne, Université de Technologie de Compiègne 2017.
- [168] H. Attia, "Evaluation of selective harmonic elimination pulse width modulation technique for unipolar single-phase H-Bridge Inverter: Comparative study," *International Journal of Power Electronics and Drive System*, vol. 9, pp. 1157-1165, 2018.
- [169] D. A. Jin Wang "A Precise and Practical Harmonic Elimination Method for Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2 March/Avril 2010, 2010.

## PUBLICATIONS

- Pitch control of a wind energy conversion system based on Permanent Magnet Synchronous generator (PMSG).  
Makanga Koumba Paul, Bekhada Hamane, Mamadou Lamine Doumbia, Ahmed Chériti.  
2015 Tenth international Conference on Ecological Vehicles and renewable Energies (EVER).
- Impacts of distributed generation on the coordination of protective devices in distribution network.  
Makanga Koumba Paul, Ahmed Chériti, Mamadou Lamine Doumbia  
2015 IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE).
- Modeling and control of induction generator applied to variable speed Wind Energy systems conversion.  
Makanga Koumba Paul, Mamadou Lamine Doumbia, Ahmed Chériti  
2015 IEEE Electrical Power and Energy conference (EPEC)
- Wind turbine control based on a permanent magnet synchronous generator connected to an isolated electrical network.  
Makanga Koumba Paul, Ahmed Chériti, Mamadou Lamine Doumbia, Allal El Moubarak Bouzid, Hitcham Chaoui  
2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)

- Adaptive hysteresis current control of active power filter for power quality improvement.

Allal El Moubarek, Pierre Sicard, Ahmed Cheriti, Hicham Chaoui, Paul makanga Koumba.

2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)

## ANNEXE A

### Paramètres du filtre utilisé

Parameter	Value
Rated Power $P_m$	6kW
Rated current $I_m$	12A
Resistance $R_a$	0,425A
Inductance $L_a$	0,000835H
Magnet flux linkage $\varphi_a$	0,433Wb
Friction coefficient	$0.001189. N. mS^{-1}$
Moment of inertia $H_G$	$0.01197. kgm^2$
Number of pole pairs P	3
Angular speed $\omega_m$	152.8rad/s
Rated wind speed v	12m/s
Wind turbine inertia $H_T$	$0.1250kg. m^2$
Stiffness shaft sprinK	0.3Nm
Mutual damping D	$1N. mS^{-1}$
Radius R	14m
Air density $\rho$	$1.225kg/m^3$



### A.1 Synthèse des régulateurs PI

Les paramètres  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs des grandeurs notées sur le schéma ci dessous sont calculés de la manière suivante :

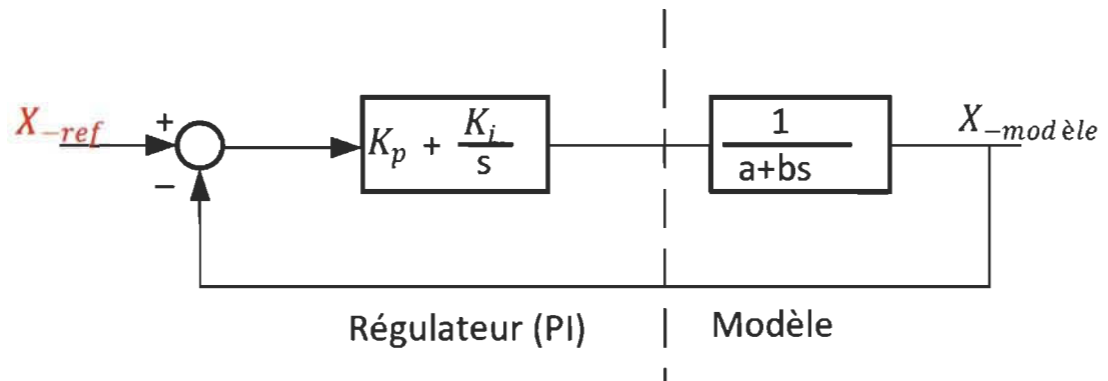


Figure A-1 : Schéma bloc du correcteur PI

Où :

- $K_p$  est le coefficient proportionnel et  $K_i$  le coefficient intégral du correcteur. Ainsi, les coefficients des correcteurs vont être dimensionnés de telle façon que la dynamique du système soit prédéterminée.
- $a$  et  $b$  sont des paramètres du modèle.

La fonction de transfert du système en boucle fermée (Figure A-1) est du second ordre avec une pulsation naturelle  $\omega_n$  et  $\zeta$  est un coefficient d'amortissement,

$$B(S)_f = \frac{\frac{K_p s}{K_i} + 1}{\frac{b}{K_i} s^2 + \left(\frac{a + K_p}{K_i}\right) s + 1}$$

(A-1)

$$B(S)_f = \frac{1}{\frac{1s^2}{\omega_n^2} + \left(\frac{2\zeta}{\omega_n}\right)s + 1} \quad (\text{A-2})$$

En supposant  $K_i \gg K_p$ , les expressions des paramètres des régulateurs sont :

$$\begin{cases} K_p = b\omega_n^2 \\ K_i = 2\zeta b\omega_n - a \\ \omega_n = 1/\tau_n \end{cases} \quad (\text{A-3})$$

Avec:

$\tau_n$  Constante de temps de la boucle de régulation

#### A.1.1 Paramètres des régulateurs de l'éolienne

- Pour les régulateurs des courants  $I_{dqs}$  on remplace les valeurs de (a, b) par

$$(R_s, L_s), \text{ nous avons donc } : \tau_n = \frac{L_s/R_s}{10}$$

- Pour les régulateurs des courants  $I_{dqr}$  on remplace les valeurs de (a, b) par  $(R_f, L_f)$ ,

$$\text{Nous aurons } \tau_n = \frac{L_f/R_f}{10}$$

- Pour le régulateur de la tension continu  $a=0$  et  $b=D.C_{bus}$  la constante de temps du

$$\text{régulateur de tension vaut } 100 \cdot \left(\frac{L_s/R_s}{10}\right).$$

- Pour le régulateur de la vitesse de rotation de la génératrice  $a=f$ ,  $b=f$  et  $\tau_n$

## ANNEXE B

Les paramètres suivants sont nécessaires pour la conception du filtre :

Tension efficace de ligne à la sortie de l'onduleur  $V_{ll}$

Tension de phase à la sortie de l'onduleur  $V_{ph}$

Puissance active nominale  $P_n$

Tension aux bornes de la capacité  $V_{DC}$

Fréquence du réseau  $f_g$

Fréquence de commutation  $f_{sw}$

Fréquence de résonance  $f_{res}$

L'impédance de base et la capacité de base sont définies par :

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} = \frac{200^2}{5000} = 8\Omega$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} = \frac{1}{8 \times 2 \times \pi \times 50} = 0.39\text{mF}$$

Pour la conception de la capacitance du filtre, on considère que la variation maximale du facteur de puissance vue par la grille est de 5%, indiquant que l'impédance de base du système est ajustée comme suit :  $C = 0,05C_b$ . Un facteur de conception supérieur à 5% peut être utilisé, lorsqu'il est nécessaire de compenser la réactance inductive du filtre. L'ondulation de courant maximale à la sortie d'onduleur.

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_1} (1 - m)mT_{sw}$$

Où  $m$  est le facteur de modulation de l'onduleur, et  $L_1$  est l'inductance côté onduleur. On peut observer que le courant maximal crête à crête ondulation se produit à  $m = 0,5$  on a alors :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}L_1}$$

Une ondulation de 10% du courant nominal pour les paramètres de conception est donnée par :

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1I_{max}$$

$$I_{max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3V_{ph}}$$

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{6f_{sw}\Delta I_{Lmax}} = \frac{(V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2})}{2.2 \times 2041 \times 17000} = 0.0014H$$

Le filtre LCL doit réduire l'ondulation de courant attendue à 20%, ce qui entraîne une valeur d'ondulation de 2% du courant de sortie. Afin de calculer la réduction d'ondulation, le filtre LCL circuit équivalent est initialement analysé compte tenu de l'onduleur comme source de courant pour chaque fréquence harmonique conformément avec la Fig. 1.

$$\frac{i_g(h)}{i_i(h)} = \frac{1}{|1+r[1-L_1C_b\omega_{sw}^2x]|} = k_a \quad (7.8)$$

Où  $k_a$  est l'atténuation souhaitée.  $C_f = 0.01 \div 0.05C_b$ . La constante  $r$  est le rapport entre l'inductance côté onduleur et celle côté réseau.

$$L_2 = rL_1 = 0.018 \times 0.0014 = 25.93\mu H$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1L_2C}} = 3.18kHz$$

$$10f_g < f_{res} < 0.5f_{sw}$$

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C} = 2.54\Omega$$

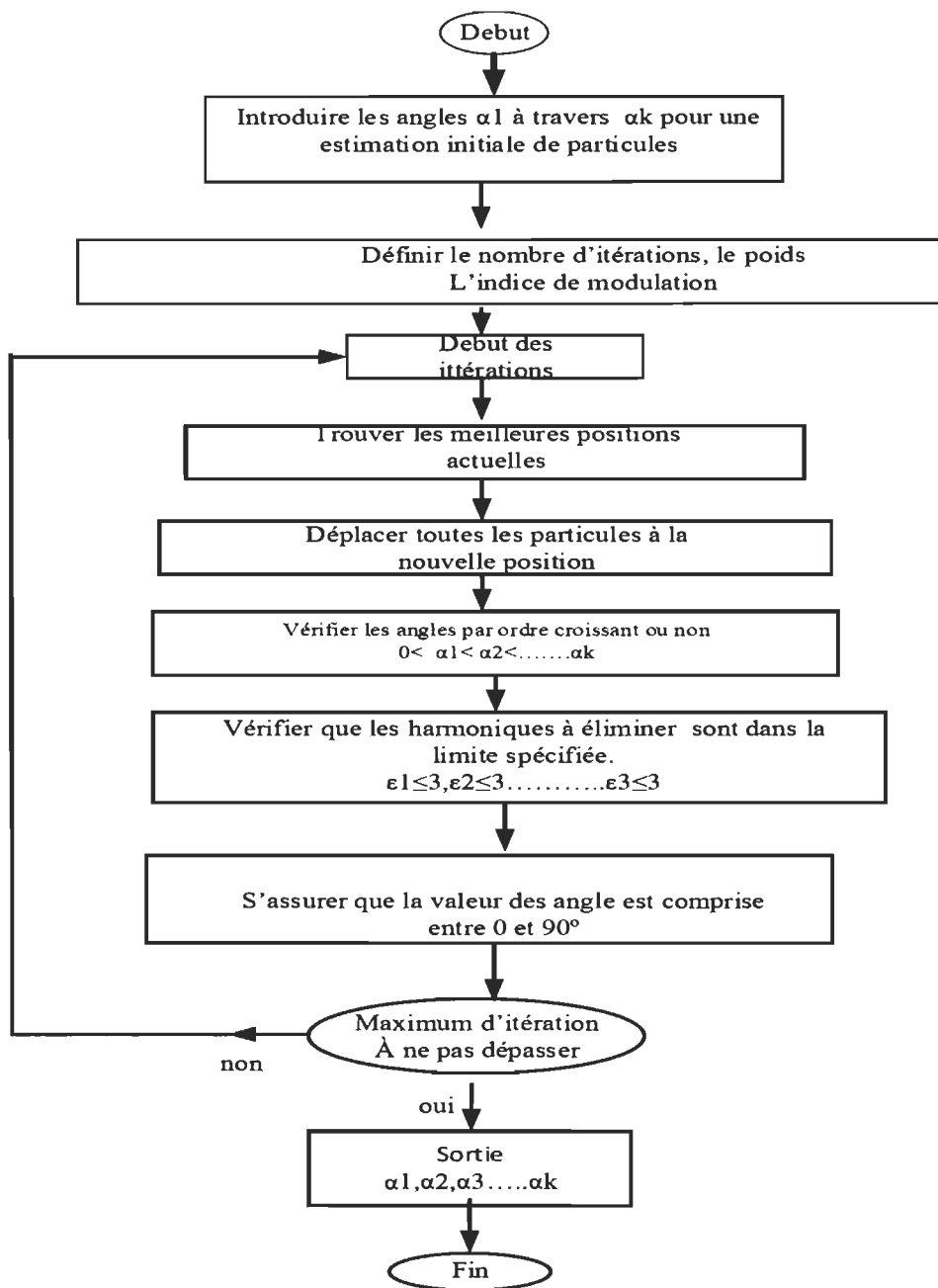
Paramètres du filtre utilisé

Type de filtre	L(mH)	$L_1(mH)$	$L_2(mH)$	C ( $\mu F$ )	R( $\Omega$ )
L	0.395				0.11
LC	60	-	-	42.22	-
LCL	-	3.6	0.9	40	-
LCL avec résistance d'amortissement	-	3.6	0.9	40	1.41

$f_g$ (Hz)	$f_{sw}$ (kHz)	$V_{DC}$ (V)	$l_1(mH)$	$l_2(mH)$	$C_f(\mu F)$	$R_f(\Omega)$
50	15	160	2	1	11	0.82

# ANNEXE C

Organigramme



## ANNEXE D

Onduleur à trois niveaux

États de commutation			Vecteurs de tensions correspondantes		
a	b	c	Vecteur	Amplitude	Angle
P	P	P	$V_0$	0 V	0
0	0	0	$V_0$	OV	0
N	N	N	$V_0$	OV	0
P	0	0	$V_1$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
0	N	N	$V_1$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	0
P	N	N	$V_2$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	0
P	0	N	$V_3$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\frac{\pi}{6}$
P	P	0	$V_4$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$
0	0	N	$V_4$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$
P	P	N	$V_5$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$
0	P	N	$V_6$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\frac{\pi}{2}$
0	P	0	$V_7$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$
N	0	N	$V_7$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$



N	P	N	$V_8$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$
N	P	O	$V_9$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$\frac{5\pi}{6}$
O	P	P	$V_{10}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\pi$
N	O	O	$V_{10}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$\pi$
N	P	P	$V_{11}$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	$\pi$
N	O	P	$V_{12}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$-\frac{5\pi}{3}$
O	O	P	$V_{13}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$
N	N	O	$V_{13}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$
N	N	P	$V_{14}$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	$-\frac{2\pi}{3}$
O	N	P	$V_{15}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{2}$
P	O	P	$V_{16}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$
O	N	O	$V_{16}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$
P	N	P	$V_{17}$	$\frac{4}{3}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{3}$
P	N	O	$V_{18}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{DC}$	$-\frac{\pi}{6}$