REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

Département Electrotechnique

Laboratoire des System Electroniques Avancés

THÈSE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE DOCTORAT

Faculté : Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité: Electrotechnique

Présentée par
BOURAGHDA SKANDER
Magister en Electrotechnique – Université de 20 aout 55 Skikda, Algérie
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique– Université de 20 aout 55 Skikda, Algérie
En vue de l'obtention du titre de Doctorat en science en électrotechnique

Thème

Technique de filtrage pour un réseau électrique avec une production décentralisée : application éolienne connectée au réseau électrique

Devant le Jury composé de :

Nom et Prénom	**Grade**		
Mr ABDI Sif eddine	**Maître de Conférences (A)**	**(U.Y.F. Media)**	Président
Mr MOUALDIA Abdelhafidh	**Maître de Conférences (A)**	**(U.Y.F. Media)**	Examinateur
Mr BELAZZOUG Messaoud	**Maître de Conférences (A)**	**(U. Blida 1)**	Examinateur
Mr AYACHI Bilel	**Maître de Conférences (A)**	**(U. SKIKDA)**	Examinateur
Mr BENABID Rabah	**Maître de Recherche (A)**	**(C.R.Nucl. BIRINE)**	Examinateur
Mr SEBAA Karim	**Professeur**	**(U.Y.F. Media)**	Directeur de thèse

Année Universitaire : 2021/2022

Remerciements

Avant tout, je remercie ﷲ , le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'études. J'adresse mes sincères remerciements à tous les enseignants de L'université de MEDEA, notamment à mon promoteur Mr. **SEBAA Karim,** *Professeur à l'Université de MEDEA, d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette thèse.*

Je tiens ensuite à remercier Mr **ABDI Sif eddine**, *Maitre de conférences A à l'Université de* MEDEA, *pour l'honneur qu'il me fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.*

Mes remerciements s'adressent également à Mrs: **MOUALDIA Abdelhafidh**, *Maitre de conférences A à l'Université de* MEDEA, *Mr* **BELAZZOUG Messaoud,** *Maitre de conférences A à l'Université de BLIDA 1, Mr* **AYACHI Bilel,** *Maitre de conférences A à l'Université de SKIKDA et* **Mr BENABID Rabah**, *Maitre de Recherche au centre nucléaire BIRINE, qui ont bien voulu me faire l'honneur d'examiner ce travail et d'être membres du jury.*

Mes sincères remerciements s'adressent également à mon collègue : Mr **BECHOUST Mohcen** *Maitre de conférences A de l'Université de GHARDAIA pour son aide inestimable pendant la rédaction de cette thèse, ainsi que leurs conseils et leurs encouragements pour achever ce travail.*

Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réaliser ce travail.

Mes vives salutations.

Dédicaces

بسم الله والصلاة والسلام على رسول الله صلى الله عليه وسلم أ ما بعد:

إلــى روح أمي رحمها الله واسكنهــا الفردوس الاعلى

إلى الوالد الغالي حفظه الله ورعاه

إلى زوجتي وولداي

محمد عبد المولى محمد الأمين زكرياء

إلى كل أفراد عائلتـي

إلى جميع الأصدقاء والزملاء

لكم جميعا الشكر الجزيل

S. Bouraghda

Table des matières

CHAPITRE 1 11

1. GENERALITES SUR LA CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE 11

1.1 INTRODUCTION 12

1.2 HISTORIQUE ET EXPLOITATION DE L'ENERGIE EOLIENNE 12

1.3 DESCRIPTIF ET QUALITES DE L'ENERGIE EOLIENNE 13

1.3.1 Définition de l'énergie éolienne 13

1.3.2 Principaux composants d'une éolienne 13

1.4 TYPES D'EOLIENNES 14

1.4.1 Eoliennes à axe vertical 14

1.4.2 Eoliennes à axe horizontal 14

1.5 TECHNOLOGIE DES EOLIENNES 16

1.5.1 Eoliennes à vitesse fixe 16

1.5.2 Eoliennes à vitesse variable 16

1.6 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE 17

1.6.1 Loi de Betz 17

1.6.2 Bilan des forces sur une pale 21

1.6.3 Régulation-mécanique 21

1.6.4 Production optimale d'énergie 22

1.7 MACHINES--ELECTRIQUES ET SYSTEME DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE 22

1.7.1 Machine synchrone à aimants permanents 22

1.7.2 Machine synchrones (MS) 23

1.7.3 Machine à courant continu (MCC) 23

1.7.4 Machine asynchrone à cage d'écureuil 23

1.7.5 Machine asynchrone à double stator 24

1.7.6 Machines asynchrones à double alimentation (MADA) 25

1.7.6.1 Structure de la MADA 25
1.7.6.2 Modes de fonctionnement 26
1.7.6.3 Domaines d'application de la MADA 27
1.7.7 Avantages et inconvénients de la MADA 28
1.7.7.1 Avantages de la MADA 28
1.7.7.2 Inconvénient de la MADA 29
1.8 Conclusion 30
2. MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE BASEE SUR UNE MADA 31
2.1 INTRODUCTION 32
2.2 MODELISATION D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE 32
2.2.1 Modèle aérodynamique 33
2.2.1.1 Source Primaire 34
2.2.2 Système mécanique 35
2.2.3 Angle d'orientation du système 37
2.2.4 TECHNIQUES DE COMMANDES D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE 38
2.2.4.1 Régions de contrôle de la vitesse de la turbine 39
• Commande Dans La Zone 1 et 3 : contrôle de la vitesse minimale et maximale 40
• Commande Dans La Zone 2 : Techniques D'extraction Du Maximum De La Puissance (MPPT) 41
- Commande Indirecte De La Vitesse 41
• Commande Dans La Zone 4 (Contrôle De La Puissance) 43
2.2.4.2 Simulation et Résultats obtenus 44
2.2.5 MODELISATION DE LA MADA 47
2.2.5.1 Hypothèses simplificatrices 47
2.2.5.2 Modèle de la MADA dans le repère triphasé ($\boldsymbol{a}$, $\boldsymbol{b}$, $\boldsymbol{c}$) 48
2.2.5.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park 50
2.2.5.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique 54

2.2.6 Modélisation des convertisseurs statiques 56
2.2.6.1 - Modélisation du convertisseur côté rotor « CCM » 57
2.2.6.2 - Modélisation du convertisseur cote réseau «CCR » 59
2.2.6. 3 - Résultats de simulation 61
2.3 Conclusion 64
chapitre 3 ..... **Erreur ! Signet non défini.**
3. ETUDE DE LA POLLUTION HARMONIQUE 65
3.1 INTRODUCTION 66
3.2 PERTURBATIONS HARMONIQUES 66
3.2.1 Définition des harmonique 66
3.2.2 Nature physique du phénomène 67
3.3 CLASSIFICATION DES HARMONIQUES 68
3.3.1 Harmoniques du système inverse 68
3.3.2 Harmoniques du système direct 68
3.3.3 Harmoniques du système homopolaire 68
3.3.4 Harmoniques dans un système triphasé 68
3.4 CHARGES ELECTRIQUES RACCORDES AU RESEAU ELECTRIQUE 70
3.4.1 Charge électrique linéaire 70
3.4.2 Charge non linéaire 71
3.5 ORIGINE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES 72
3.5.1 Secteur domestique 72
3.5.2 Secteur tertiaire 72
3.5.3 Secteur industriel 72
3.5.4 Appareils de production & de distribution 73
3.6 CARACTERISATION DES PERTURBATIONS HARMONIQUES 73
3.6.1 Décomposition en série de Fourier 73
3.6.2 Valeurs efficaces de la tension et du courant 74
3.6.3 Distorsion harmonique 75

2.6.3.1 Taux global de distorsion harmonique TDH 75

3.6.4 Facteur de puissance 76

3.7 EFFET DES PERTURBATIONS HARMONIQUES 77

3.7.1 Effets instantanés 77

3.7.2 Effets à long terme 78

3.8 NORMES ET REGLEMENTATION IMPOSEES SUR LE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE THD 78

3.8.1 Normes de compatibilité électromagnétiques 79

3.8.1.1 Limitation des émissions harmoniques. Norme IEC 61000-3-2 79

3.8.1.2 Niveaux de compatibilité. Norme IEC 61000-2-2 80

3.8.1.3 Niveaux de compatibilité. Norme IEC 600001-2-4. 80

3.8.1.4 Norme IEEE 519-1996. 81

3.8.2 Supervision de la qualité de l'énergie 82

3.8.2.1 Qualité du réseau Norme EN 50160 82

3.8.2.2 Norme IEEE 1159-2009 82

3.9 TECHNIQUES D'IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES 83

3.9.1 Techniques d'identifications temporelles 83

3.9.2 Méthode de la puissance instantanée (p-q) 84

3.9.3 Méthode de référentiel synchrone de Park (d-q) 86

3.9.4 Méthode basée sur le principe du courant actif 89

3.9.5 Methode d'identification basée sur la détection du courant de charge 91

3.10 STRATEGIES DE DEPOLLUTION DES HARMONIQUES 93

3.10.1 Solutions traditionnelles 94

3.10.1.1 Redimensionnement du neutre 94

3.10.1.2 Utilisation des redresseurs 12 ou 24 impulsions 94

3.9.1.3 Utilisation d'un redresseur à absorption sinusoïdale 95

3.10.1.4 Transformateur à couplage spécial 95

3.10.1.5 Addition d'une inductance de lissage du courant 96

3.10.1.6 Filtres passifs 96
3.10.2 Solutions nouvelles 97
3.10.2.1 Filtre actif ou conditionneur actif d'harmoniques 97
3.10.2.2 Filtre actif parallèle (FAP) 98
3.10.2.3 Filtre actif série (FAS) 99
3.9.2.4 UPQC 100
3.10.2.5 Filtres hybrides 100
3.10.2.6 Filtrage actif à l'aide d'une machine synchrone à double alimentation 102
3.11 CONCLUSIONS 103
4. Commande approprié du SCEE connecte au réseau pour filtrage des harmonique 105
4.1 Introduction 106
4.2 Description du System utilisée 107
4.3 Technique de Commande utilise 107
4.3.1 Commande vectorielle du convertisseur cotes resau CCR 108
4.3.1.1 Résultats de simulation numérique du système 109
4.3.2 Commande par mode glissant du CCM 110
4.3.2.1 Technique de filtrage Active 111
4.3.2.2 Choix de la surface de glissement 114
4.3.2.3 Condition d'existence et de convergence 115
4.3.2.4 Détermination de la loi de commande 115
4.3.3 Résultats de la simulation et discussion 120
4.4 Conclusion 128

LISTE DES FIGURES

Chapitre01 :

Fig. 1.1. Eléments constituants une éolienne..... 12
Fig.1.2. Différentes technologie d'éoliennes à axe vertical 13
Fig.1.3. Différentes technologie d'éoliennes à axe horizontale..... 14
Fig.1.4. Eolienne à vitesse fixe connecté aux réseaux..... 15
Fig.1.5. Eolienne à vitesse variable connecté aux réseaux..... 16
Fig.1.6. Tube de courant d'air autour d'un aérogénérateur..... 17
Fig.1.7. Évolution de C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de β..... 18
Fig.1.8. Extraction de la courbe définissant le coefficient de conversion de puissance maximum C_(p_max) 19
Fig.1.9.Bilan des forces sur une pale..... 20
Fig.1.10. Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable..... 21
Fig.1.11. Eolienne à vitesse variable basée sur MSAP..... 22
Fig.1.12. Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau..... 24
Fig.1.13. Machine asynchrone à double stator..... 24
Fig.1.14. Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA. 25
Fig.1.15. Structure du rotor de la MADA..... 26
Fig1.16. Modes de fonctionnement de la MADA..... 26

Chapitre02 :

Fig. 2.1. Schéma fonctionnel d'une 'éolienne à vitesse variable. 33
Fig. 2.2. Coefficient de puissance Cp en fonction de λ pour différents β. 34
Fig.2.3. Profil du vent appliqué à la turbine. 35
Fig. 2.4. Modèle de la turbine. 36
Fig. 2.5. Modèle simplifié de la turbine. 37
Fig. 2.4. Système de commande d'angle d'orientation. 38
Fig. 2.5. Système de commande d'angle d'orientation..... 39
Fig. 2.6. Stratégie de contrôle des éoliennes basée sur quatre régions de vitesse. 40
Fig. 2.7. Schémas de commande pour les régions 1 et 3. 41
Fig. 2.9. Commande indirecte de la vitesse (Zone 2). 43
Fig. 2.10. Variation du couple aérodynamique en fonction de λ..... 43
Fig. 2.11. Commande de puissance (Zone 4). 44

Fig. 2.12. Variation de vitesse mécanique. 45
Fig. 2.13. Variation Variation du couple electromecanique. 45
Fig. 2.14. Variation de la puissance en fonction de vitesse du vent..... 46
Fig. 2.14.a. Zoom de Variation de la puissance en fonction de vitesse du vent..... 46
Fig.2.15. Représentation de la MADA dans le système triphasé..... 47
Fig.2.16. Représentation de la MADA dans le système triphasé. 50
Fig.2.17 . Orientation du repère de Park. 54
Fig.2.18 . La structure des convertisseurs bidirectionnels AC-DC-AC (back-to-back). 57
Fig.2.19. Schéma simplifié du convertisseur cote machine CCM..... 57
Fig.2.20. Schéma simplifié du convertisseur cote réseau CCR..... 59
Fig.2.21 . Variation de la vitesse de la MADA en fonction du temps..... 61
Fig.2.22 . Variation du couple de la MADA en fonction du temps..... 62
Fig.2.23 . Courant rotorique de la MADA 63
Fig.2.24 . Courant quadratique Iq de la MADA..... 63
Fig.2.25 . Courant directe Id de la MADA. 64

Chapitre03 :

Fig. 3.1. Structure d'une charge linéaire résistive triphasé 70
Fig.3.2. Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive …… 71
Fig. 3.3. Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive ……..... 71
Fig.3.4. Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante..... 72
Fig. 3.5. Diagramme de Fresnel des puissances ……..... 77
Fig. 3.6. Algorithme (p-q) d'extraction des harmoniques de références…… 88
Fig. 3.7. Schéma de principe de séparation des composantes continues et harmoniques 89
Fig. 3.8. Méthode d'identification (d-q) de références harmoniques de courant en triphasé .... . ……..... 90
Fig. 3.9. Modélisation de la charge polluante ……..... 91
Fig. 3.10. Algorithme d'identification des courants harmoniques par la méthode des courants actifs.... . ……..... 92
Fig. 3.11. Fonction de transfert du FPB d'ordre 4……..... 93
Fig. 3.12. Algorithme d'identification des harmoniques de références par la méthode DCC .... . ……..... 94
Fig.3.13. Structure du redresseur12 impulsions……..... 95
Fig.3.14. Structure du redresseur 24 impulsions……..... 96

Fig.3.15. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale 97

Fig. 3.16. Transformateur à secondaire zigzag et atténuation des harmoniques multiples de 3.... . ……..... 98

Fig.3.17. Raccordement d'un filtre passif ……..... 99

Fig.3.18. (a) Filtre passif résonant (b) Filtre passif amorti**.....** 99

Fig. 3.19. Filtre actif parallèle. ……..... 100

Fig. 3.20. Filtre actif série. ……..... 101

Fig. 3.21. Combinaison d'un filtre actif parallèle avec un filtre actif série: Conditionneur actif de puissance…… 102

Fig. 3.22. Combinaison d'un filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle 103

Fig. 3.23. Mise en série d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle……. 103

Chapitre04:

Fig.4.1. Schéma de principe de l'éolienne à base d'une GADA connectée au réseau en présence de charge non linéaire. ……..... 109

Fig.4.2. Principe de la commande vectorielle. ……..... 110

Fig.4.3. Boucle de commande du convertisseur côté réseau……. 112

Fig.4.6. Couple électromagnétique……..... 114

Fig.4.7. Composantes directes du courant statorique et rotorique 114

Fig.4.8. Composantes quadrature du courant statorique et rotorique 115

Fig.4.9. Forme d'onde de la tension du bus continue……..... 116

Fig.4.10. Extraction des composantes harmonique du courant de la CNL…….. 117

Fig.4.11. Courant de CNL……...……. 117

Fig.4.12. Composante harmonique du Courant de CNL……... 118

Fig.4.13. Composante fondamentale du Courant de CNL…… 118

Fig.4.14. Boucle de commande du convertisseur CCM ……... 122

Fig.4.15. La courbe de fitness obtenue par PSO. ……..…… 125

Fig.4.16. Puissance active d'une commande par mode glissant. ……. 125

Fig.4.17. Puissance réactive d'une commande par mode glissant……. 126

Fig.4.18. Forme d'onde du courant du réseau et son spectre harmonique avant filtrage 126

Fig.4.19. Forme d'onde du courant du réseau et son spectre harmonique après filtrage 127

LISTE DES TABLEAUX

Tab. 1.1	Modes opérationnels de la MADA ……..…….	28
Tab. 3.1	Harmoniques dans un système triphasé équilibré.	48
Tab. 3.2	Limites d'émissions des harmoniques par des appareils BT de courant ≤ 16A. (CEI 61000-3-2) ……...	80
Tab. 3.3	Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2)…….	82
Tab. 3.4	Taux en % des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4)….	83
Tab. 3.5	Limites des distorsions des tensions au Pcc (IEEE 519-1996)……..	84
Tab. 4.1	Valeurs des paramètres de PSO utilisés dans la simulation …….	120
Tab. 4.2	THD du courant de réseau…….	126

LISTE DES ACRONYMES

Pour alléger et réduire le format du manuscrit et pour plus de clarté, nous avons facilité la tâche au lecteur, par l'emploi des acronymes ou abréviations des mots courants (les plus utilisés) dans cette thèse. Ces acronymes apparaissent par ordre alphabétique comme suit :

1. EN FRANÇAIS

CCM : Convertisseur Coté Machine.

CCR : Convertisseur Coté Réseau.

FP : Facteur de Puissance.

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermée.

FTBO : Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

GADA : Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.

GAS : Génératrice Asynchrone à Cage.

GI : Générateur à Induction.

GSAP : Génératrice Synchrone à Aimants Permanents.

GSRB : Génératrice Synchrone à Rotor Bobiné.

HYPER : Hypersynchronisme.

HYPO : Hyposynchronisme.

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

MAS : Machine Asynchrone à Cage.

MCC : Machine à Courant Continu.

MDA : Machine à Double Alimentation.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

MS : Machine Synchrone.

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

PI : Proportionnel Intégral.

SCEE :Système conversion énergie éolienne

2. EN ANGLAIS

AC : Alternatif Current.

DC : Direct Current.

DFIG : Doubly Fed Induction Generator.

DFIM : Doubly Fed Induction Machine.

DFM : Doubly Fed Machine.

DPC : Direct Power Control.

DTC : Direct Torque Control.

EWEA : European Wind Energy Association.

FOC : Field Oriented Control.

FSWT : Fixed Speed Wind Turbine

GTO : Gate Turn-Off Thyristor.

GWEC : Global Wind Energy Council.

HAWT : Horizontal Axis Wind Turbine.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.

IGCT : Integrated Gate Commutated.

MPPT : Maximum Power Point Tracking.

PMSG : Permanent Magnet Synchronous Generator.

PWM : Pulse Width Modulation.

PSO : Particle Swarm Optimization

THD : Total Harmonic Distortion.

VAWT : Vertical Axis Wind Turbine.

VSWT : Variable Speed Wind Turbine.

WECS : Wind Energy Conversion Systems.

WWEA : World Wind Energy Association.

LISTE DES NOTATIONS

Les différents symboles utilisés le long de cette sont donner comme suit:

- **Symboles spécifiques à la turbine :**

	(m/s)	Vitesse du vent,
m	(Kg)	Masse de l'air,
P_t	(W)	Puissance aérodynamique de la turbine,
P_g	(W)	Puissance mécanique de la génératrice,
P_v	(W)	Puissance théorique maximale extractible d'un vent non perturbé,
ρ	(Kg/m^3)	Masse volumique de l'air
S	(m^2)	Surface circulaire balayée par la turbine
C_p	(–)	Coefficient de puissance,
$C_{p\text{-}max}$	(–)	Coefficient de puissance relatif à l'extraction maximale de puissance
Ω_t	(rad/s)	Vitesse mécanique de la turbine,
Ω_g	(rad/s)	Vitesse mécanique de la génératrice,
R_t	(m)	Longueur d'une pale (Rayon de l'éolienne)
G	(–)	Gain du multiplicateur,
λ	(–)	Vitesse relative ou Ratio de vitesse,
λ_{opt}	(–)	Vitesse relative optimale,
β	(deg)	Angle de calage des pales,
C_g	(N.m)	Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice
C_t	(N.m)	Couple mécanique disponible sur l'arbre lent de la turbine,
C_f	(N.m)	Couple de frottement visqeux,
J_t	($Kg.m^2$)	Moment d'inertie de la turbine,
J_g	($Kg.m^2$)	Moment d'inertie de la génératrice,
J	($Kg.m^2$)	Moment d'inertie totale de l'ensemble « turbine + génératrice »,

- **Paramètres de modélisation de la MADA :**

R_s	(Ω)	Résistance statorique par phase.
R_r	(Ω)	Résistance rotorique par phase.
L_s	(H)	Inductance cyclique statorique par phase.
L_r	(H)	Inductance cyclique rotorique par phase.
L_m	(H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), inductance magnétisante,
M	(H)	Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,
σ	(–)	Coefficient de dispersion de Blondel,
p	(–)	Nombre de paires de pôles,
f_v	(N.m.s/rd)	Coefficient dû aux frottements visqueux de la génératrice,
C_{em}	(N.m)	Couple électromagnétique de la génératrice

- **Repère :**

(s_a, s_b, s_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statorique,
(r_a, r_b, r_c)	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
(d, q)	Axes de référentiel de Park,
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia/Clarke (repère de Park fixe au stator).
θ_{sr} (rad)	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
θ_s (rad)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d).
θ_r (rad)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d).

- **Grandeurs électriques au stator :**

$v_{S\ a, b, c}$	(V)	Tensions instantanées statoriques triphasées,
$v_{S\ d, q}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q)
$v_{S\ \alpha, \beta}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β)
V_s	(V)	Module du vecteur de tension statorique,
$i_{S\ a, b, c}$	(A)	Courants instantanés statoriques triphasées,
$i_{S\ d, q}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (d, q),
$i_{S\ \alpha, \beta}$	(A)	Courants statoriques diphasées dans le repère (α, β)
P_s	(W)	Puissance active statorique,
Q_s	(VAr)	Puissance réactive statorique.

- **Grandeurs électriques au rotor :**

$v_{r\ a, b, c}$	(V)	Tensions instantanées rotrique triphasées,
$v_{r\ d, q}$	(V)	Tensions rotrique diphasées dans le repère (d, q)
$v_{r\alpha, \beta}$	(V)	Tensions rotrique diphasées dans le repère (α, β)
V_r	(V)	Module du vecteur de tension rotrique.
$i_{r\ a, b, c}$	(A)	Courants instantanés rotrique triphasées,
$i_{r\ d, q}$	(A)	Courants rotrique diphasées dans le repère (d, q),
$i_{r\ \alpha, \beta}$	(A)	Courants rotrique diphasées dans le repère (α, β)
P_r	(W)	Puissance active rotrique,
Q_r	(VAr)	Puissance réactive rotrique.

- **Grandeurs magnétiques au stator :**

$\phi s\ a, b, c$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au stator,
$\phi s\ \alpha, \beta$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β),
$\phi s\ d, q$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q).
Ψ_s	(Wb)	Module du vecteur de flux statorique.

- **Grandeurs magnétiques au rotor :**

$\phi r\ a, b, c$	(Wb)	Flux instantané magnétiques au rotor,
$\Phi_r\ \alpha, \beta$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β),
$\phi r\ d, q$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q).
Ψ_r	(Wb)	Module du vecteur de flux rotoriques.

- **Grandeurs mécaniques :**

ω_r	(rad/s)	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
ω_s	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs statoriques.
ω_{sr}	(rad/s)	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques.
g	(–)	Glissement de la vitesse de rotation,
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs statorique
f_s	(Hz)	Fréquence électrique des grandeurs rotoriques.

- **Transformations :**

s	Opérateur de Laplace,
$P(\theta)$	Transformation de Park : $X_{s\ a,b,c} \rightarrow X_{s\ d,q}$ et $X_{r\ a,b,c} \rightarrow X_{r\ d,q}$,
C_{32}	Transformation de Concordia/Clarke : $X_{s\ a,b,c} \rightarrow X_{s\ \alpha,\beta}$ et $X_{r\ a,b,c} \rightarrow X_{r\ \alpha,\beta}$,

- **Grandeurs de commande de la MADA :**

P_s^*	(W)	Puissance active statorique de référence.
Q_s^*	(VAr)	Puissance réactive statorique de référence
C_{em}^*	(N.m)	Couple électromagnétique de référence.

Résumé

La mise en œuvre des ressources d'énergie renouvelable dans le réseau électrique a augmenté de manière significative ces dernières années. L'énergie éolienne est l'une des ressources existantes. Actuellement, l'électronique de puissance est devenue un outil indispensable dans les centrales éoliennes. Cependant, le contrôle associé à, généralement, un impact sur l'augmentation de la distorsion harmonique, en particulier sur la tension de sortie.

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle stratégie de commande par mode glissant, appliquée au convertisseur côté rotor d'une génératrice asynchrone double alimentation. L'objectif principal est de satisfaire les besoins en énergie électrique, tout en répondant aux problèmes de qualité de l'énergie. Le système de conversion de l'énergie éolienne doit être capable non seulement de suivre le point de puissance maximale de l'énergie éolienne, mais aussi de minimiser les courants harmoniques causés par les charges non linéaires. Pour atteindre cet objectif, les convertisseurs de puissance sont commandés par une nouvelle stratégie de commande en mode glissant. Les deux gains correspondants de la surface de glissement sont bien sélectionnés à l'aide d'un algorithme d'optimisation PSO. L'algorithme d'optimisation PSO résout un problème d'optimisation contraint dont la fonction de mise en forme est une priorité formulée comme la somme de deux critères d'erreur quadratique moyenne. La commande du système de conversion de l'énergie éolienne utilise le principe de la commande vectorielle pour découpler la commande de la puissance active de celle de la puissance réactive. La stratégie de commande par mode glissant améliorée est appliquée pour contrôler séparément ces puissances en présence de charges non linéaires. L'évaluation énergétique de cette stratégie est analysée à l'aide du modèle de système de conversion de l'énergie éolienne basé sur le logiciel SimPower. Les résultats de simulation obtenus confirment la supériorité de la stratégie de commande par mode glissant améliorée proposée en termes suivi de la référence dynamique et de suppression des courants harmoniques.

Mots clés : Générateur asynchrone double alimentation ; système de conversion de l'énergie éolienne ; convertisseur bidirectionnel ; PSO ; mode glissant ; filtrage des harmoniques.

Abstract

The implementation of renewable energy resources into the electrical grid has increased significantly in recent years. Wind power is one of the existing resources. Presently, power electronics has become an indispensable tool in wind power plants. However the associated control usually has an impact on increasing the harmonic distortion, especially on the output voltage.

In this theses we will proposes a new sliding mode control strategy, applied on a rotor-side of a doubly-fed induction generator. The main goal is to meet the electrical power requirements, while responding to the power quality issues. The wind energy conversion system must be able to not only track the maximum power point of the wind energy, but also to mitigate the harmonic currents caused by the non-linear loads. To achieve this goal, the power converters are driven by the proposed sliding mode control strategy. The corresponding two gains of the sliding surface are well selected using a particle swarm optimization algorithm. The particle swarm optimization algorithm solves a constrained optimization problem whose fitness function is a prior formulated as the sum of two mean square error criterions. The wind energy conversion system control uses the principal of the vector oriented control to decouple the control of the active power from that of the reactive power. The improved sliding mode control strategy is applied to control separately theses powers in the presence of non-linear loads. The energy assessment of this strategy is analysed using the wind energy conversion system model based on SimPower software. The obtained simulation results confirm the superiority of the proposed-improved sliding mode control strategy in terms of reference tracking dynamics and suppression of harmonic currents.

Key words: Doubly-fed induction generator; wind energy conversion system; bidirectional converter; particle swarm optimization; sliding mode control; Harmonic filtering.

ملخص

في السنوات الأخيرة لوحظ تزايد كبير في استخدام الطاقات المتجددة في الشبكات الكهربائية. طاقة الرياح هي واحدة من هده الطاقات المتجددة الموجودة. في الوقت الحاضر، أصبحت العناصر المكونة من إلكترونيات القدرة اساسية ولا يمكن الاستغناء عنها في محطات طاقة الرياح. ومع ذلك ، فإن التحكم المرتبط ، بشكل عام ، له تأثير على زيادة التشوه التوافقي ، ولا سيما على جهد المخرج.

في هذه الأطروحة ، نقترح استراتيجية جديدة للتحكم الا وهي الوضع المنزلق ، يتم تطبيقها على الجزء الدوار لمولد غير متزامن مزدوج التغذية. الهدف الرئيسي هو تلبية احتياجات الطاقة الكهربائية، مع مراعاة جودة الطاقة. يجب أن يكون نظام تحويل طاقة الرياح قادرًا ليس فقط على تتبع أقصى نقطة للطاقة لطاقة الرياح، ولكن أيضًا يجب تقليل التيارات التوافقية الناتجة عن الأحمال غير الخطية. لتحقيق هذا الهدف، يتم التحكم في محولات الطاقة من خلال استراتيجية جديدة للتحكم هي الوضع المنزلق. يتم اختيار المكاسب المقابلة لسطح الانزلاق بشكل جيد باستخدام خوارزمية التحسين. بعد دلك استعملنا خطط التحكم اللازمة لفصل التحكم في الطاقة الفعالة و الطاقة الرد فعلية. ثم طبقنا التحكم بواسطة الوضع المنزلق المحسن للتحكم في الطاقة الفعالة و الطاقة الرد فعلية بوجود الحمولة الغير خطية. يتم تحليل و تقييم هذه الاستراتيجية باستخدام نموذج نظام تحويل طاقة الرياح في برنامج ماتلاب. تؤكد نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها تفوق استراتيجية التحكم في نمط الانزلاق المحسن المقترحة من حيث تتبع المرجع الديناميكي وقمع التيار التوافقي.

كلمات مفتاحيه: مولد لا تزامني ثنائي التغذية, نظام تحويل طاقة الرياح, محول ثنائية الاتجاه, الوضع المزلق, ترشيح التوافقيات.

INTRODUCTION GENERALE

1- INTRODUCTION

Les besoins de la fiabilité des réseaux électriques (RE) augmentent avec le développement des équipements de production, de transport, de distribution et de consommation. Répondre à ces besoins est d'une grande importance pour réaliser la continuité de l'alimentation avec l'énergie électrique dans des conditions de qualité et de sécurité suffisantes.

La réalisation de la qualité dans les RE n'est pas possible avec la présence des différentes perturbations électromagnétiques. En l'occurrence, la présence des harmoniques, surtout dans les charges industrielles, qui ont une caractéristique tension-courant non linéaire. La présence d'une grande utilisation des équipements électroniques, semble être un des grands problèmes de la qualité de l'énergie électrique. Par conséquent, des répercussions négatives surgissent sur les facteurs (indices) de qualité d'énergie et de tension[1].

Ces dernières années, nous assistons à une augmentation sans cesse croissante de la demande de la puissance électrique afin de répondre aux exigences industrielles et domestiques. Vu que les sources fossiles sont épuisables et non amie de l'environnement les chercheurs s'orientent vers l'établissement des plans de remplacement ces derniers par les énergies renouvelables.

L'utilisation croissante des sources d'énergie renouvelables comme l'énergie éolienne et l'énergie solaire permet de produire une énergie propre en atténuant les effets de serre et de nombreux problèmes environnementaux [2].

Les dispositifs électroniques de puissance sont utilisés pour construire des systèmes d'énergie renouvelable afin d'offrir une grande fiabilité et efficacité. Cependant, ces dispositifs injectent des harmoniques dans le réseau et déforment le courant du réseau [3].

La présence des harmoniques et leur circulation dans les embranchements des RE, en régime normal, provoque plusieurs problèmes.

- Gênes partielles ou généralisées.
- Pertes de puissances supplémentaires.
- Accroissement des chutes de tension.
- Vieillissement de certains dispositifs.
- Fautes ou erreurs (métrologie) dans l'évaluation exacte des différentes grandeurs (V, I, Q, cosφ…etc.).

Pour faire face à ces problèmes, il existe plusieurs techniques pour atténuer les harmoniques causée par les charges non linéaires et les dispositifs électroniques de puissance. Le surdimensionnement des éléments du réseau, l'utilisation des transformateurs de couplages spéciaux,

la reconfiguration de la charge non linéaire et les dispositifs de filtrages. Ces derniers sont populaires et efficaces. Les filtres peuvent être classés en deux groupes: les filtres passifs et actifs [4].

Plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées dans la littérature [5]. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles, d'aujourd'hui, sont les compensateurs actifs parallèle-séries. Le compensateur actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques ainsi que la puissance réactive. Le compensateur série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et/ou déséquilibrées et les creux de tension [6].

D'une autre partie, Ces dernières années, nous avons constaté une demande croissante d'énergie électrique pour répondre aux exigences industrielles et quotidiennes. Cette augmentation est accompagnée par les risques de réduction des combustibles fossiles et leurs effets sur le changement climatique et l'environnement indiquent une fois de plus de l'importance des énergies renouvelables qui représentent une solution importante. Parmi les nouvelles sources d'énergie, on trouve l'énergie éolienne qui fait l'objet de cette thèse.

Aujourd'hui la plupart des éoliennes installées sont équipées d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cela lui permet de fonctionner sur une large gamme de vitesses de vent, et d'obtenir la puissance maximale possible pour chacune de ces vitesses. Son circuit statorique est relié directement au réseau électrique, alors que son circuit rotorique est connecté au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs. Comme la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le prix des convertisseurs est réduit par rapport aux éoliennes à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la principale raison pour laquelle on trouve ce génératrice dans la production de très fortes puissances. Une deuxième raison est la possibilité de régler la tension du générateur au point de raccordement [7].

Aujourd'hui, l'importance de la production d'énergie éolienne a poussé les personnes du domaine à mener des recherches très approfondies pour augmenter l'efficacité de ces systèmes par un meilleur transfert d'énergie et une bonne qualité de l'énergie produite grâce au choix d'une architecture optimale du système, et des moyens de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations extérieures du système.

Dans cette thèse une nouvelle stratégie de contrôle par mode glissant (MG), est appliquée au côté rotor d'un générateur à double alimentation (GADA). L'objectif principal est de répondre aux exigences en matière de puissance électrique, tout en répondant aux problèmes de qualité de l'énergie.

2 - ETUDE & SYNTHESE BIBLIOGRAPHIQUE

Entre le 18ème et le 19ème siècle, plusieurs mathématiciens ont mis les premiers fondements pour les calculs des harmoniques. Parmi ces mathématiciens, on trouve le nom de J. B. Fourier (1768-1830). Son nom est resté relier à toutes les formes spectrales relatives à l'analyse harmonique[8]. Entre 1920-1930, le problème de la déformation de la forme d'onde provoqué par les redresseurs du système de capacité a été posé. Ce problème s'est beaucoup développé par la suite. Dans la même période, Rissik a publié en Angleterre un livre traitant les différentes sources d'harmoniques [9]. On y trouve une explication détaillée de l'opération de changement. J.C. Read a, également, écrit sur la génération des harmoniques en 1945. Les résultats de cet article restent encore très utilisés dans le choix des redresseurs jusqu'à ce jour[10].

Dans la période 1950-1960, l'étude des harmoniques s'est développée en haute tension (HT) pour le transport de l'énergie en courant continu, où ils ont étudié plusieurs types de redresseurs, utilisés dans le transport de l'énergie électrique. Ce sujet est abordé dans plusieurs articles qui se sont résumés dans un livre de Kimbark qui contient 60 références sur les harmoniques [5]. En 1985, J. Arrilaga a édité sa 1ere version du livre « Power system harmonics » . Une 2eme édition du même livre a été publiée en 2000 par le même chercheur [11]. Une dernière édition a été développée et argumentée en 2003 [12]. Aujourd'hui, l'étude du problème des harmoniques ne concerne pas, seulement, les chercheurs et les professeurs universitaires mais aussi les responsables des sociétés, les commerçants, les ingénieurs de production et les spécialistes de fabrication.

L'incorporation des ressources d'énergie renouvelable dans le réseau électrique a augmenté de manière significative ces dernières années. Parmi elles, l'énergie éolienne est l'une des ressources existantes dont la demande potentielle a augmenté en raison des besoins domestiques et industriels. Cette croissance est principalement due à la technologie avancée utilisée dans la conception des WECS. réduire le coût de production de l'énergie électrique et lui permettre d'être compétitive par rapport aux autres sources traditionnelles telles que les combustibles fossiles, le pétrole, le gaz naturel, etc..[13]. De nombreuses recherches ont porté sur les systèmes GADA dans leurs structures. Ceux-ci présentent plusieurs avantages, notamment le contrôle de la vitesse, la réduction des harmoniques du courant et le contrôle de la puissance active et réactive [14].

Puisque la vitesse de son rotor peut être utilisée à n'importe quelle vitesse de vent, le système GADA est donc capable de fournir une puissance mécanique élevée et en termes économiques, il devient plus attractif que les autres systèmes de conversion existants, grâce à son taux de conversion, qui est, généralement, de l'ordre de 30 % de la puissance nominale, permettant ainsi de générer l'énergie électrique à un coût moindre [15]. Actuellement, l'électronique de puissance est devenue un

outil indispensable dans les centrales éoliennes pour garantir les spécifications requises telles que la stabilité et le rendement, indépendamment des conditions de vent [16].

En fait, ces outils fournissent souvent de nombreuses fonctionnalités importantes aux éoliennes y compris le contrôle de plusieurs quantités électriques telles que la tension et la fréquence aux bornes du stator, la puissance active et réactive et ainsi de suite. Néanmoins, le contrôle associé à, généralement, un impact sur l'augmentation de la distorsion harmonique, en particulier sur la tension de sortie des convertisseurs [17]. En conséquence, l'apparition d'harmoniques inadéquates est malheureusement devenue un problème principal pour la majorité des concepteurs d'énergie éolienne ainsi que pour les chefs d'entreprise. L'atténuation de l'effet de ces harmoniques sur le système GADA peut être réalisée par une régulation appropriée des convertisseurs existants dans la boucle de contrôle [18].

De la même manière, le problème de la qualité de l'énergie peut également poser de sérieux défis pour lesquels des solutions ont été envisagées par plusieurs chercheurs [19]. Pour ces raisons, de nombreuses stratégies de contrôle ont été proposées pour surmonter ces inconvénients. Parmi celles-ci, une stratégie de contrôle a été publiée dans [15] où le système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) est conçu pour fonctionner partiellement comme un filtre actif. Il existe également, une autre stratégie de contrôle qui peut être utilisée pour générer simultanément de la puissance active et réactive lorsqu'un filtre actif supplémentaire est incorporé dans un système éolien GADA à vitesse variable [14].

De même, une technique de modulation a été proposée dans [20] pour le fonctionnement du filtre actif shunt, dans lequel les harmoniques en courant de la sortie du SCEE sont bien atténuées. De plus, une stratégie de contrôle par modulation de largeur d'impulsion (MLI) incluant un convertisseur à cinq branches a été proposée dans [21] où les performances données sont comparées à celles fournies par la topologie conventionnelle à six branches. En parallèle, une stratégie de contrôle de résonance proportionnelle a été développée dans [22] pour un cadre de référence stationnaire afin d'atténuer, autant que possible, les harmoniques existantes dans le courant du rotor et dans les pulsations du couple.

Dans le même sens, un schéma de commande vectorielle a été proposé dans [23, 24] pour la commande d'un générateur autonome basé sur une machine à induction à rotor bobiné. L'objectif principal du schéma de contrôle est de maintenir une tension constante avec une fréquence stationnaire à la sortie du générateur. De la même manière, la technique de compensation de la composante harmonique totale du courant de réseau a été adoptée dans [18]. La structure de contrôle du convertisseur cote rotor est modifiée, dans laquelle une tâche de filtrage est incorporée. De même, une

évaluation de l'efficacité de la partie électrique de la SCEE a été rapportée dans [25] où les deux onduleurs (back to back) BTB-MLI qui sont alimentés en tension et connectés entre le stator et le rotor, sont utilisés pour améliorer le flux de puissance bidirectionnel. En conséquence, le second convertisseur, qui est disposé au côté réseau, joue le rôle de filtre active pour éliminer les harmoniques, générées par la charge non linéaire, tout en fournissant la puissance active et réactive requise au rotor du GADA.

Différentes stratégies de contrôle ont été développées pour le système éolien dans le réseau électrique. Parmi elles, la méthode vectorielle VOC et les deux stratégies de commande directe telles que la commande directe du couple (DTC) et la commande directe de la puissance (DPC) [26].

En outre, d'autres stratégies de contrôle non linéaire ont été proposées dans la littérature, la plus connue étant le mode glissant, qui s'est avéré être le plus intéressant au cours des dernières décennies. A cet effet, il est important de souligner que la synthèse basée sur le mode glissant d'un contrôleur robuste, prenant en compte tous les obstacles précédents, est cruciale pour le contrôle de la puissance active et réactive du GADA équipé d'une éolienne [19]. Néanmoins, cette stratégie de contrôle a la capacité de fournir une bonne dynamique de suivi de référence et une grande robustesse.

3 - FORMULATION DU PROBLEME

À quelques exceptions près, les tensions d'un réseau électrique forment un système alternatif triphasé équilibré avec une fréquence de base de 50 ou 60 [Hz] Les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants :

- L'amplitude des 3 tensions.
- La fréquence.
- La symétrie du système triphasé.
- La forme d'onde qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.

En général, les problèmes de la qualité d'énergie englobent une grande gamme de perturbations qui peuvent interrompre le fonctionnement normal du réseau d'alimentation. Parmi ces problèmes, on peut citer [27]:

- Interruptions courtes.
- Creux de tension & flicker.
- Perturbations harmoniques en courant et/ou en tension.
- L'effondrement de tension.
- Tension et/ou courant transitoire.
- Déséquilibre de tension et/ou d'angle de phase.

Les systèmes de l'énergie électrique constituent l'une des principales composantes du développement économique. Leur rôle représente l'approvisionnement des utilisateurs avec un coût minimal et dans les conditions de qualité et de sécurité suffisantes. Plusieurs facteurs rendent cette tâche difficile. Le fait de relier les différents réseaux pour des raisons économiques et écologiques produit l'élargissement et la complication des systèmes. L'amélioration de la qualité de l'énergie devient alors de plus en plus difficile à cause de la croissance de l'utilisation des composants de l'électronique de puissance employés dans les différents éléments des réseaux électriques et en, l'occurrence, dans le contrôle des machines. L'utilisation de ces dispositifs électroniques produit des effets négatifs sur l'onde de tension et la déforment. Pratiquement, l'opération du système d'alimentation électrique et l'utilisation de l'énergie électrique par les consommateurs conduit à des déviations multiples du signal de la tension obtenue. Cette tension est différente du signal idéal (principal). Depuis que la distribution de l'énergie électrique est en courant alternatif, le souci de l'approvisionneur de l'énergie est la tentative de rapprocher le signal de la tension déformé autant que possible au signal principal. De nos jours, cette pollution harmonique est devenue plus compliquée ce qui nécessite la connaissance du degré de son influence sur le système électrique. L'objectif principal de cette présente thèse est de faire l'analyse et le filtrage d'un réseau électrique avec une source de production éolienne.

Le système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) doit être capable non seulement de suivre le point de puissance maximale (MPP) de l'énergie éolienne, mais aussi d'atténuer les courants harmoniques causés par les charges non linéaires. Pour atteindre cet objectif, les convertisseurs de puissance sont commandés par une nouvelle stratégie mode glissant amélioré. Les deux gains correspondants de la surface de glissement de cette nouvelle stratégie sont bien sélectionnés à l'aide d'un algorithme d'optimisation par essaims de particules (PSO). Deux boucles de régulation ont été conçues. La première boucle, dédiée au convertisseur côté rotor (CCM), permet de découplé les flux de puissance active et réactive. De plus, elle permet d'éliminer les harmoniques causés par la charge non linéaire. La deuxième boucle, consacrée au convertisseur côté réseau (CCR), permet de réguler la tension du bus continu partagée entre les deux convertisseurs. Pour démontrer la performance des SCEE mentionnés précédemment, nous utilisons le modèle basé sur le logiciel Matlab SimPower. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration significative acquise par la nouvelle stratégie de commande.

4 - **ORGANISATION DU MEMOIRE**

Ce travail est répartir de 4 chapitres organisés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présenterons des généralités sur l'énergie éolienne, des différents types d'aérogénérateurs (verticaux, horizontaux, à vitesse fixe et vitesse variable) tout en décrivant les avantages et les inconvénients de l'énergie éolienne, suivi par un rappel sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées, puis on passe à la description de la machine utilisée (Machine Asynchrones à double alimentation MADA), son principe de fonctionnement, domaines d'utilisation ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation individuelle de la chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable. Nous commencerons par modéliser l'éolienne et ses commandes pour maximiser et limiter la capture d'énergie à des vitesses de vent faibles et élevées. Par la suite, nous passerons a la modélisation de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant et son alimentation rotorique qui permettra l'application des commandes destinées au commande des puissances générées par le stator. Ainsi que les différentes configurations des convertisseurs statiques, sont analysés et présentés brièvement dans ce chapitre. Les modèles analytiques des différents éléments qui constituent le système éolien basé sur le MADA ont été établis en utilisant un modèle simplifié de ce dernier. Dans le but de maximiser la puissance retirée du vent par le système éolien, une méthode utilisant le commande MPPT a été étudiée. Les résultats obtenus par la stratégie MPPT ont prouvé que la méthode donne des résultats très similaires.

Le troisième chapitre, est consacré au phénomène de la pollution harmonique, leurs origines, leurs conséquences et les réglementations internationales imposes sont présentées. Ensuite, Des solutions de dépollution harmonique seront proposées et les différentes techniques de commande existantes qui peuvent être utilisées dans le filtrage actif parallèle. Ce dernier est une solution efficace pour supprimer les harmoniques de courant et ainsi réduire leur propagation dans le réseau. Dans ce chapitre, nous présentons aussi les stratégies les plus répandues d'identification des courants harmoniques, telle que la méthode pq, la méthode du référentiel synchrone, la méthode basée sur le principe du courant actif et la méthode basée sur la détection du courant de charge. Une étude analytique détaillée de chacune de ces méthodes sera présentée afin de vérifier les performances de chaque algorithme.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous présenterons deux algorithmes de contrôle pour avoir une bonne qualité de l'énergie électrique générée par le système. Ces algorithmes pourront contrôler séparément la puissance active et réactive générée; l'une des applications concerne le

contrôle vectoriel au moyen de contrôleurs PI basés sur l'orientation du flux statorique pour linéariser le modèle de la machine et découpler la commande des puissances générées. L'autre, concerne l'application d'une nouvelle stratégie de contrôle par mode glissant (MG), est appliquée au côté rotor d'un générateur à double alimentation (GADA). L'objectif principal est de répondre aux exigences en matière de puissance électrique, tout en répondant aux problèmes de qualité de l'énergie. Pour atteindre cet objectif, les convertisseurs de puissance sont pilotés par la stratégie MG proposée. Les deux gains correspondants de la surface de glissement sont bien sélectionnés à l'aide d'un algorithme d'optimisation par essaims de particules (PSO). Pour démontrer la performance des SCEE, nous avons utilisé le modèle basé sur le logiciel MATLAB/SimPower. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration significative acquise par la stratégie de contrôle.

Finalement, le travail sera terminé par une conclusion générale, ainsi que par des recommandations et quelques perspectives pour les futurs travaux de recherche dans ce domaine.

CHAPITRE 1

1. GENERALITES SUR LA CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE

1.1 INTRODUCTION

Les besoins énergétiques croissants dans le monde, la disparition des ressources énergétiques conventionnelles (fossiles) et les problèmes environnementaux causés par le dégagement de dioxyde de carbone lors de leur exploitation ont amené les chercheurs à mettre au point de nouveaux moyens de produire une énergie disponible en suffisance et inépuisable, appelée "énergie renouvelable".
Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne qui se positionne en bonne place grâce aux avantages qu'elle apporte. Dans ce chapitre, une étude technique globale sur l'énergie éolienne qui comprend l'historique, l'évolution de son exploitation dans le monde, ainsi que ses avantages et ses inconvenants sera présentée. Une description des différents aérogénérateurs également sera présentée. Le chapitre se termine par un aperçu des différents types de machines électriques utilisées dans les éoliennes et de leurs avantages et inconvénients**.** Un état de l'art de la MADA qui fonctionne comme générateur dans le système éolien sera l'objet de cette étude. Une description de sa structure, de ses modes de fonctionnement et ses applications comme moteur et comme générateur est présentée.

1.2 HISTORIQUE ET EXPLOITATION DE L'ENERGIE EOLIENNE

Parmi toutes les énergies renouvelables, à part l'énergie du bois, c'est l'énergie du vent qui a été exploitée en premier par l'homme. Le vent, comme étant une source d'énergie traditionnelle non polluante, a été employé depuis des siècles pour la traction des navires, le pompage d'eau propulsion des moulins et le forgeage des métaux dans l'industrie. Ces dernières utilisations sont toutes basées sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable. L'arrivée de l'électricité en 1891 donne l'idée à Poul La Cour d'associer à une turbine éolienne une génératrice [28]. Durant la 1ère et la 2ème guerre mondiale et après la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois ont amélioré cette technologie avec une grande échelle. De ce fait, l'énergie du vent a pu être redécouverte et exploitée à nouveau dans les années 40 au Danemark. Au début du siècle dernier, les éoliennes ont fait une apparition très importante aux États-Unis où elles étaient le seul moyen de produire l'énergie électrique dans les campagnes isolées. C'est principalement la crise pétrolière de 1974 qui a fait reprendre les études et les expériences à plus large échelle, ce qui oblige plusieurs pays à commencer les investissements pour faire évoluer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Parmi ces investissements, on cite la Californie, premier marché significatif de 1980 à 1986. En particulier, initialement des turbines d'une puissance moyenne de 55 kW, puis en 1981 il y avait 144 machines d'une puissance totale de 7 MW et 4687 machines d'une puissance totale. 386 MW en 1985. Après ces dernières années, le marché européen s'est vraiment accéléré, notamment dans des pays comme l'Allemagne, l'Espagne et le Danemark, qui ont permis des développements importants dans cette industrie éolienne : 10 000 MW en 1998 et environ 47 000 MW en 2004, avec une taux de croissance annuel moyen de 7 500 MW,[29]**.**

Malgré le ralentissement économique dû à la pandémie de COVID-19, en 2020, les nouvelles capacités en énergies renouvelables ont dépassé les estimations et battu tous les records. Selon les données de l'Agence internationale des énergies renouvelables (IRENA), ce sont plus de 260 (GW) de capacité en énergies renouvelables qui ont été mis en place l'année dernière, soit une croissance de 50% plus rapide que celle qui avait été enregistrée en 2019. L'énergie éolienne a presque doublé en 2020 111 GW par rapport à 2019 58 GW. La Chine s'est dotée de 72 GW de nouvelles capacités et les États-Unis de 14 GW. Dix autres pays ont augmenté leur capacité de production d'énergie de source éolienne de plus de 1 GW en 2020. L'éolien offshore s'est développé pour atteindre environ 5 % de la capacité éolienne totale en 2020 [30].

1.3 DESCRIPTIF ET QUALITES DE L'ENERGIE EOLIENNE

1.3.1 **Définition de l'énergie éolienne**

L'énergie éolienne est une énergie renouvelable qui n'est pas extensible, géographiquement dispersée et principalement liée à la saison. En outre, il s'agit d'une énergie qui ne produit aucune émission atmosphérique. Cependant, il est imprévisible dans le temps et sa collecte reste assez complexe, nécessitant des mâts et de grandes pales dans des zones géographiquement bien dégagées pour éviter les phénomènes de turbulence. L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production décentralisée de l'électricité. Les éoliennes peuvent être installés sur terre mais, également, de plus en plus en mer (fermes éoliennes offshore) où la présence du vent est plus régulière [31].

1.3.2 **Principaux composants d'une éolienne**

Une éolienne conventionnelle est, généralement, constituée des éléments mécaniques et électriques qui sont représentés sur la Figure.1.1[32]:

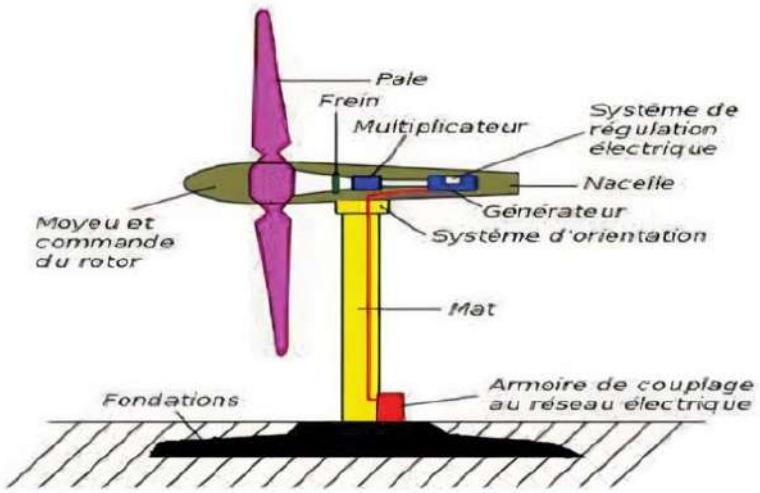


Fig. 1.1. Eléments constituants une éolienne [33].

- **Le mat ou la tour**: ce compose d'un tube en acier ou un treillis métallique, aussi haut que possible pour éviter les perturbations proche du sol. Toutefois, la quantité de matériaux utilisés représente un coût important et le poids doit être limité.
- **La nacelle**: comprend les composants mécaniques tels que les arbres lents et rapides, la boîte de vitesses, les roulements, le générateur, les systèmes d'orientation.
- **Le multiplicateur:** est utilisé pour ajuster la vitesse de l'éolienne à celle du générateur électrique.
- **La génératrice électrique**: il s'agit de l'élément principal de la conversion mécano-électrique qui est, généralement, une machine synchrone ou asynchrone à rotor à cage ou bobiné.
- **Le système de commande**: il sert à contrôler en continu le bon fonctionnement de l'éolienne et intervient automatiquement, en cas de panne, pour l'arrêter.
- **L'arbre:** relient le noyau à la boîte de vitesses, il comporte un système hydraulique permettant un freinage aérodynamique si nécessaire.
- **Le système d'orientation des pâles**: il est utilisé pour la régulation de la puissance (ajustement aérodynamique).

1.4 TYPES D'EOLIENNES

Du point de vue conception, on peut classées les éoliennes en deux catégories selon l'orientation de leur axe de rotation par rapport à la direction du vent. On distingue : les éoliennes à axe horizontal (Fig.1.3) et les éoliennes à axe vertical (Fig.1.2).

1.4.1 **Eoliennes à axe vertical**

Ce sont les premières structures utilisées pour la production d'énergie électrique dont l'axe de rotation de ces turbines est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent. Ce type d'éolienne peut capturer le vent de n'importe quelle direction, ce qui fait qu'aucun dispositif d'orientation n'est nécessaire [34].

1.4.2 **Eoliennes à axe horizontal**

Ce type d'éolienne est constituée de 3 pales portées par un rotor et implantée au sommet d'un mât vertical qui doit être le plus haut possible pour pouvoir bénéficier de l'énergie cinétique maximale du vent et éviter les perturbations près du sol. Cet ensemble est fixé par une nacelle qui rassemble les éléments mécaniques permettant de raccorder le générateur électrique à l'arbre de l'éolienne. Un

moteur électrique qui permet d'orienter la partie supérieure de manière à ce qu'elle soit toujours face toujours au vent.

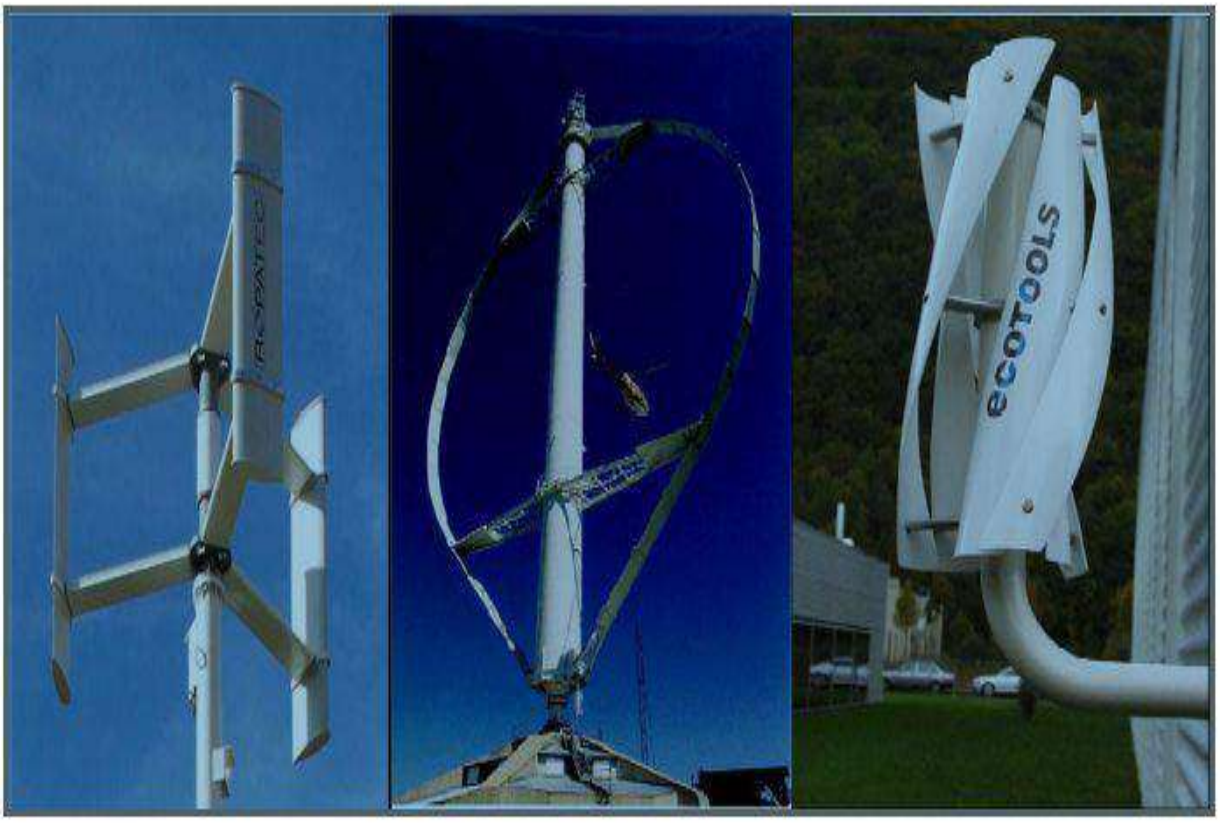


Fig.1.2. Différentes technologie d' éoliennes à axe vertical [35].



Fig.1.3. Différentes technologie d'éoliennes à axe horizontale [35].

1.5 TECHNOLOGIE DES EOLIENNES

L'énergie cinétique du vent est captée par les pales puis convertie en énergie électrique grâce au générateur électrique synchrone ou asynchrone à vitesse variable ou constante. Les éoliennes peuvent également être classées en fonction de leur vitesse de rotation. Celle-ci peut être fixe ou variable.

1.5.1 Eoliennes à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe étaient les premiers à être construits et exploités. Les premières éoliennes implantées, utilisent des génératrices asynchrones liées directement au réseau. C'est la fréquence du réseau qui est responsable de la vitesse de rotation de la machine (Fig.1.4). Un multiplicateur de vitesse fait tourner cette machine à une vitesse conservée approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales. Une batterie de condensateurs est généralement intégrée pour compenser la puissance réactive qui sert à la magnétisation de la machine asynchrone à cage. Cette stratégie est moins coûteuse et utilise un système électrique simple qui ne possède pas de système de contrôle électronique [36].

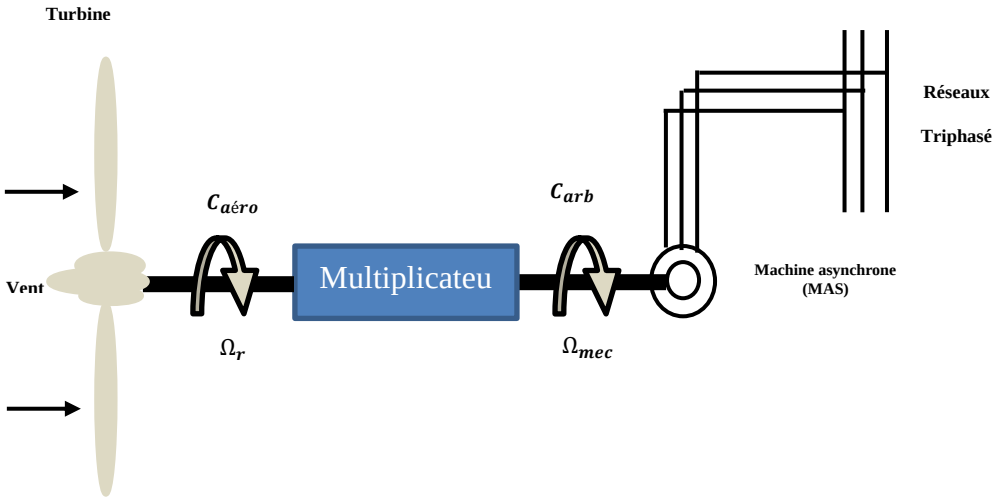


Fig.1.4. Eolienne à vitesse fixe connecté aux réseaux [37].

1.5.2 Eoliennes à vitesse variable

Les éoliennes à vitesse variable sont dotées d'une électronique de puissance (Fig.1.5) qui permet d'établir une séparation complète entre la fréquence du réseau et la vitesse du vent afin de maximiser la puissance fournie au réseau [38].

A ce jour, les éoliennes de grande puissance, raccordées aux réseaux électrique, fonctionnent à vitesse variable. Les principaux avantages des éoliennes à vitesse variable comparées à celles à vitesse fixe sont les suivants :

- ❖ Augmentation de la gamme de fonctionnement, surtout à basse vitesse où la puissance maximale peut être aisément convertie.
- ❖ Simplicité du système d'orientation des pales.
- ❖ Diminution des efforts mécaniques grâce à l'adaptation de la vitesse de l'éolienne lors des variations du vent.
- ❖ Réduire le bruit pendant le fonctionnement à faible puissance en raison de la faible vitesse.

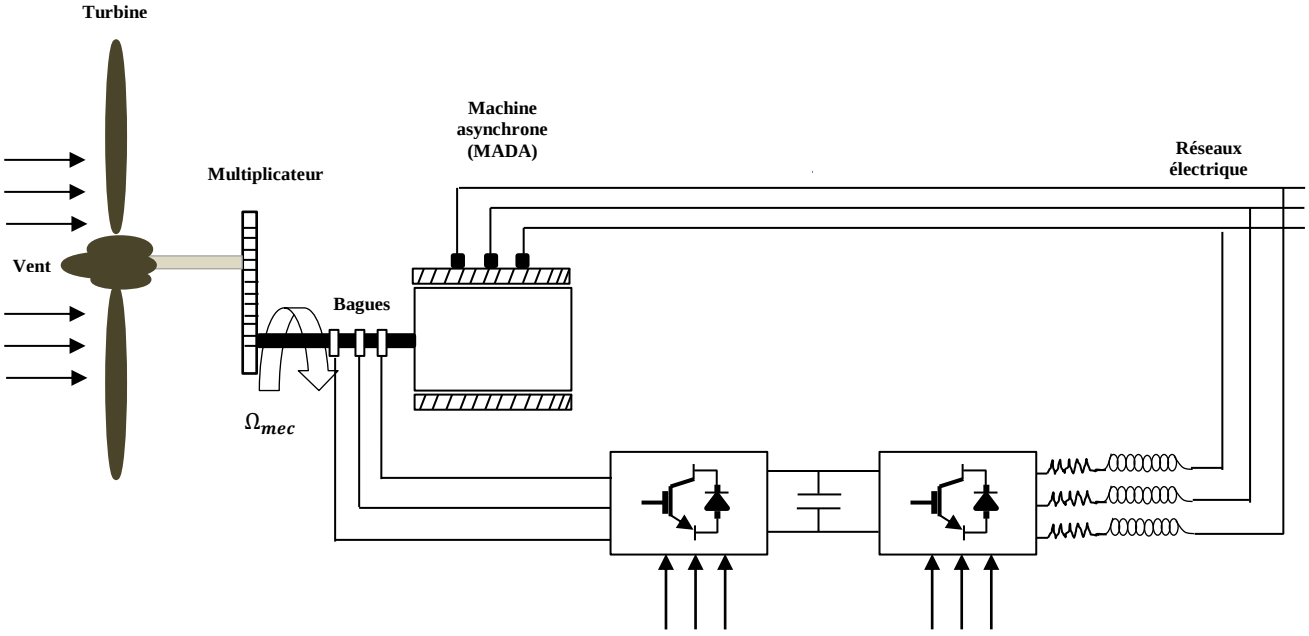


Fig.1.5. Eolienne à vitesse variable connecté aux réseaux [38].

1.6 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE EOLIENNE

1.6.1 **Loi de Betz**

Le vent est déterminé par trois grandeurs qui varient dans le temps : sa vitesse, sa direction et son intensité. Prenons le système éolien à axe horizontal représenté sur la figure 1.3 où la vitesse du vent V_1 en amont de l'éolienne et la vitesse du vent V_2 en aval sont représentées.

L'énergie éolienne est obtenue de l'énergie cinétique du vent, elle est en fonction de la masse et de la vitesse du volume d'air. En supposant que la densité de l'air est constante, l'énergie cinétique est égale à [39]:

$$E_c = \frac{1}{2} m v^2 \qquad (1.1)$$

La vitesse du vent qui traverse le rotor est égale à la moyenne des deux vitesses soit :

$$\frac{V_1+V_2}{2} \tag{1.2}$$

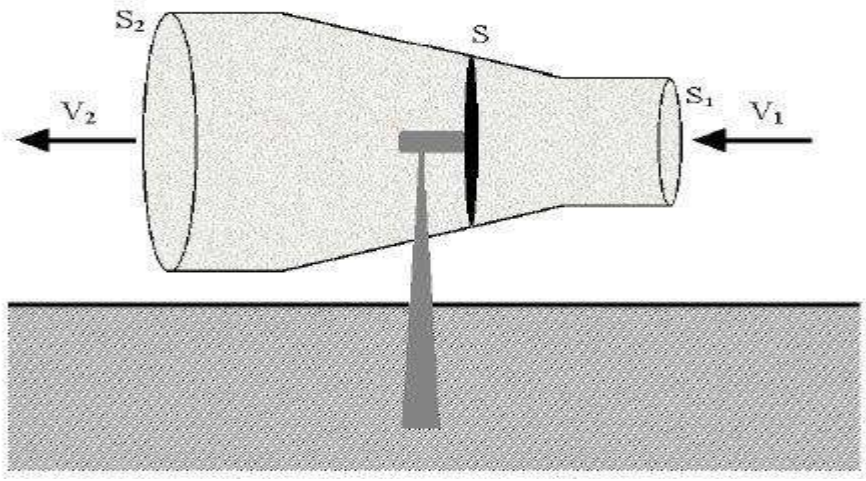


Fig.1.6. Tube de courant d'air autour d'un aérogénérateur [40].

La masse d'air en mouvement, en une seconde, est :

$$m = \frac{\rho S(V_1+V_2)}{2} \tag{1.3}$$

En appliquant la deuxième loi de Newton, nous pouvons déterminer la puissance extraite comme suit:

$$P_m = \frac{m(V_1^2-V_2^2)}{2} \tag{1.4}$$

En remplaçant *m* par son expression (1.3) dans l'équation (1.4):

$$P_m = \frac{\rho S(V_1+V_2)(V_1^2-V_2^2)}{4} \tag{1.5}$$

Pour un vent non perturbé, qui traverse une surface S à une vitesse V_1 pendant une unité de temps (1 seconde), on obtient une puissance théorique égale à:

$$P_v = \frac{\rho S V_1^3}{2} \tag{1.6}$$

Où :

ρ : Masse volumique de l'air.

S: Surface des pales balayée par la masse d'air en mouvement.

L'éolienne ne peut, généralement, récupérer qu'une partie de la puissance précédente P_v, d'où la puissance P_t qui s'exprime par

$$P_t = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 V_v^3 C_p \tag{1.7}$$

Où R désigne le rayon de l'éolienne et C_p est le coefficient de puissance correspondant, qui est donné en fonction de la vitesse du vent, de la vitesse de rotation et de l'angle d'inclinaison. De plus, $C_p$est souvent donné en fonction du rapport de la vitesse relative λ, qui est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_v} \tag{1.8}$$

Où Ω_t désigne la vitesse angulaire du rotor. Par ailleurs, la puissance du vent P_t et la puissance extraite par l'éolienne P_v sont exprimées en fonction du coefficient de puissance C_p. Par conséquent, on peut obtenir :

$$P_t = C_p(\lambda, \beta) P_v \tag{1.9}$$

Où le coefficient $C_p(\lambda, \beta)$ a une limite théorique, appelée limite de BETZ. Elle est définie par :

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1\left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3\beta - C_4\right)e^{\frac{-C_5}{\lambda_i}} + C_6\lambda \tag{1.10}$$

Les valeurs numériques des paramètres C_k sont données expérimentalement par :

$C_1 = 0.5176$, $C_2 = 116$, $C_3 = 0.4$, $C_4 = 5$, $C_5 = 21$ and $C_6 = 0.0068$.

Tandis que le paramètre λ_i est exprimé par :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{(\lambda + 0.08\beta)} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \tag{1.11}$$

Il convient de noter ici que le coefficient de puissance C_p est exprimé en fonction du rapport de vitesse relative λ et de l'angle d'inclinaison β des pales du rotor. Leur évolution, en fonction de λ pour différentes valeurs de β, est illustrée dans la Figure.1.7 [5].

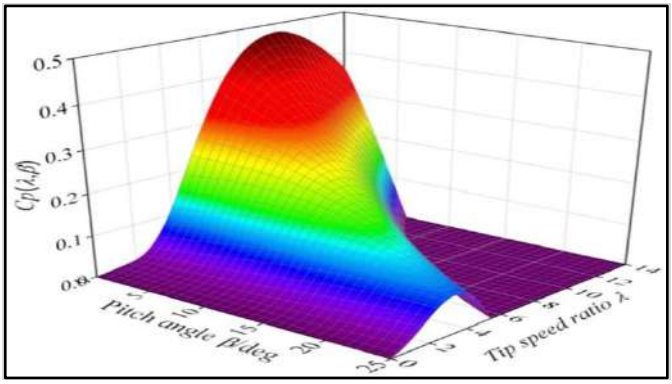


Fig.1.7. Évolution de C_p en fonction de λ pour différentes valeurs de β

D'après la Figure.1.7, il semble que le coefficient de puissance C_p atteint son maximum lorsque l'angle d'inclinaison β est nul et que le rapport de vitesse relative λ devient optimal. Par conséquent, la courbe correspondante est présentée à la figure.1.8.

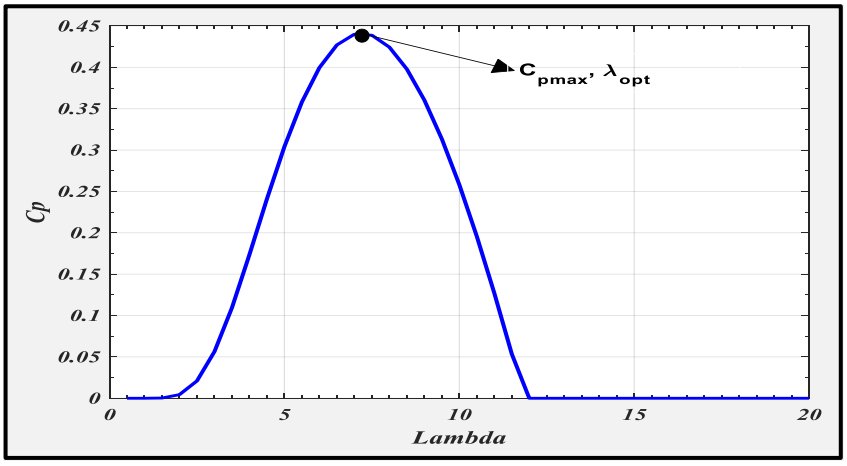


Fig.1.8. Extraction de la courbe définissant le coefficient de conversion de puissance maximum $C_{p_{max}}$

De même, le couple rotorique T_t peut être calculé à partir de la puissance reçue P_t et de la vitesse de rotation Ω_t de la turbine. Par conséquent, l'équation simplifiée qui définit le couple rotorique est donnée par:

$$T_t = \frac{\rho \pi R^3 V_v^2}{2} C_t \tag{1.12}$$

Ou C_t indique le coefficient de couple, qui dépend fortement du coefficient de puissance C_p selon l'équation suivante :

$$C_p(\lambda) = \lambda C_t(\lambda) \tag{1.13}$$

L'utilisation du modèle adéquat qui résulte de la théorie des moments nécessite une connaissance a priori des deux expressions $C_p(\lambda)$ et $C_t(\lambda)$. En effet, ces deux dernières dépendent, essentiellement, des caractéristiques géométriques des pales. Par conséquent, ils sont adaptés à des caractéristiques

particulières telles que le site où se trouve les SCEE, la puissance nominale souhaitée, le type de contrôle tel que l'inclinaison ou le décrochage, et le fonctionnement de la SCEE en vitesse variable ou fixe.

1.6.2 **Bilan des forces sur une pale**

La Figure.1.9 représente la section longitudinale d'une pale d'aérogénérateur [41]. La vitesse du vent arrivant face à cette pale, est représenté par le vecteur $\vec{V}$. Le vecteur $\overrightarrow{V_{rot}}$ représente la composante de vent due à la rotation de l'aérogénérateur. La résultante de ces deux vecteurs est appelée $\overrightarrow{V_{res}}$. L'action du vent sur la pale produit une force $\overrightarrow{F_{res}}$ qui se décompose en une poussée axiale $\overrightarrow{F_{ax}}$ directement compensée par la résistance mécanique du mat et une poussée en direction de la rotation $\overrightarrow{F_{rot}}$ qui produit effectivement le déplacement. Chaque éolienne est dimensionnée de manière à ce que cette force atteint sa valeur nominale pour une vitesse de vent nominale donnée. Lorsque la vitesse du vent est trop élevée ou si le générateur exige une vitesse de rotation fixe, la puissance extraite par l'éolienne doit être annulée ou limitée à sa valeur nominale.

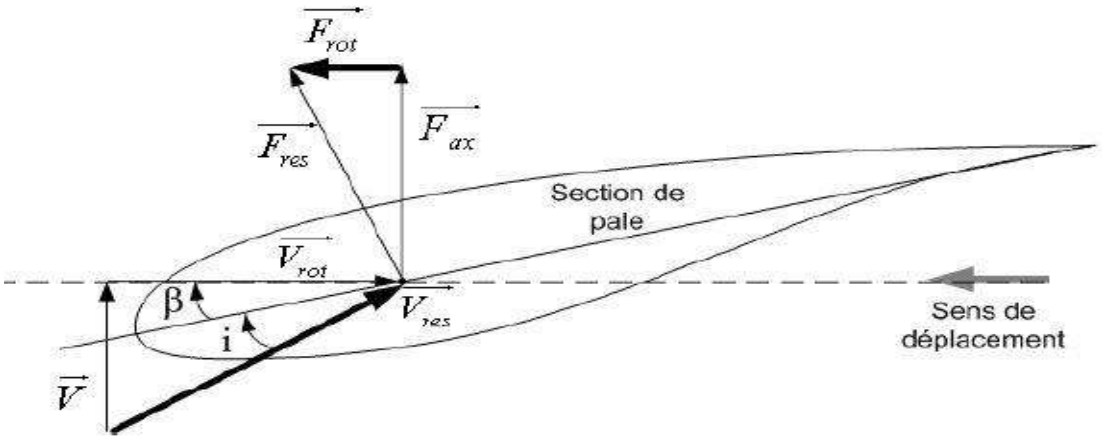


Fig.1.9. Bilan des forces sur une pale [42].

1.6.3 **Régulation mécanique**

Les objectifs de la régulation mécanique sont de garantir la sécurité de l'éolienne par des vents forts d'une part, et de limiter la puissance extraite par l'éolienne d'autre part. En effet, cette turbine est dimensionnée pour délivrer sur son arbre une puissance nécessaire, appelée puissance nominale P_n. Cette puissance est obtenue à partir de la vitesse nominale V_n du vent relatif. Lorsque la vitesse du vent est supérieure à V_n l'éolienne doit modifier ses paramètres pour éviter sa destruction mécanique, en faisant en sorte que sa vitesse de rotation reste presque constante.

A côté de la vitesse nominale V_n qui varie entre 11[m/s] et 15[m/s] en fonction des technologies, on spécifie aussi [43] :

- Selon les constructeurs La vitesse de démarrage V_d est variée entre 2.5 [m/s] et 4[m/s].

- La vitesse maximale du vent V_m pour laquelle la turbine ne convertit plus d'énergie éolienne, pour des raisons de sûreté de fonctionnement est 25 [m/s].

1.6.4 **Production optimale d'énergie**

Dans un système de production d'énergie par éolienne fonctionnant à vitesse variable, on cherchera, systématiquement, le régime optimal. Cela montre que pour un régime de fonctionnement donné nous voulons que la puissance fournie soit maximale ce qui correspond à une valeur de λ donnée appelée λ_{opt}. La vitesse de rotation optimale Ω_{opt} résultante est alors donnée par :

$$\Omega_{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R} \cdot V \tag{1.14}$$

1.7 MACHINES ELECTRIQUES ET SYSTEME DE CONVERSION ELECTROMECANIQUE

Les génératrices éoliennes varient selon le type et les dimensions géométriques de la voilure. Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui sont capables de jouer ce rôle dans un système éolienne avec des caractéristiques bien précises [44].

1.7.1 **Machine synchrone à aimants permanents**

Les éoliennes, à base d'un générateur asynchrone avec rotor bobiné, ont l'inconvénient de la nécessité d'un système de bagues et de balais et d'une boîte de vitesses, ce qui entraîne des coûts de maintenance importants. Pour limiter ces inconvénients, certains fabricants ont réalisé des éoliennes basées sur des machines synchrones avec un grand nombre de paires de pôles et couplées directement à la turbine, évitant ainsi le multiplicateur. En outre, si le générateur est équipé d'aimants permanents, le système de bague et de balai est alors éliminé. L'inconvénient de cette structure, illustrée à la figure. 1.11, est qu'elle nécessite des convertisseurs de puissance pour sa connexion au réseau, qui sont dimensionnés en fonction de la puissance nominale du générateur. Cet inconvénient est un avantage du point de vue du commandement de l'éolienne. [45]. En effet, l'interfaçage avec le réseau peut être entièrement contrôle via le convertisseur connecte à ce réseau. En plus, ce type de configuration permet d'assurer un découplage entre le comportement du générateur éolien (turbine + machine synchrone) et le comportement du réseau.

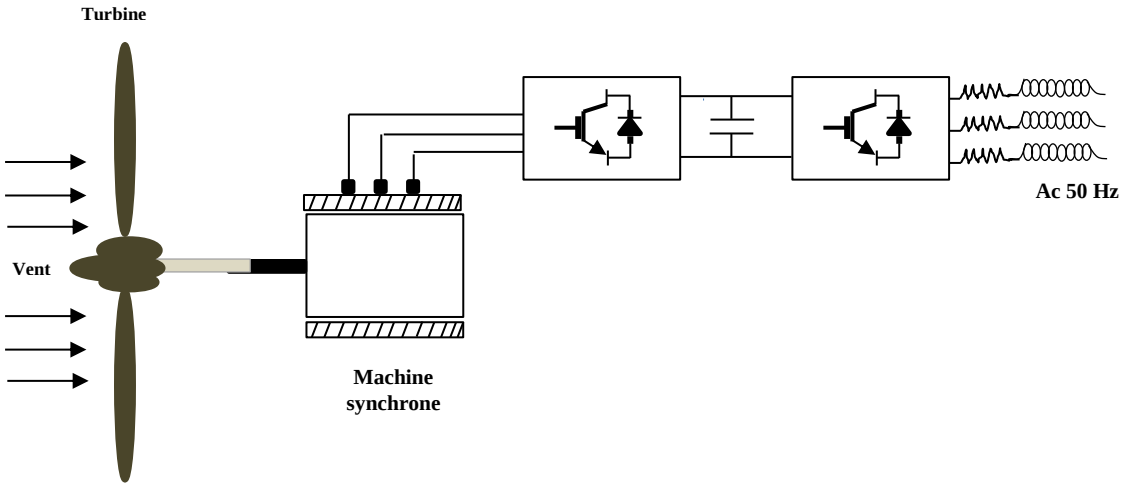


Fig.1.11. Eolienne à vitesse variable basée sur MSAP [45].

1.7.2 **Machine synchrones (MS)**

C'est une machine de conception plus simple que la machine à courant continu. Le rotor induit le champ magnétique tournant. Il peut être un aimant permanent, générant un champ tournant constant. Dans ce cas, la tension fournie par la machine n'est pas réglable. Sa valeur efficace et sa fréquence varient selon la vitesse de rotation. Le rotor n'est pas alimente en électricité, ce qui est un atout important pour une éolienne. Le stator comprend l'enroulement ou se crée le courant électrique alternatif. Ce courant est induit par la variation du champ magnétique due au mouvement du rotor par rapport au stator. Les machines synchrones sont conçues pour générer des couples très élevés avec des dimensions géométriques appropriées. Elles peuvent donc être employées en entraînement direct sur les éoliennes. Les machines synchrones à rotor bobiné nécessitent un entretien régulier du système des bagues et balais [36].

1.7.3 **Machine à courant continu (MCC)**

Ce type de machine n'est utilisé que sur des éoliennes de très faible puissance. Cette dernière permet de charger les batteries et d'alimenter des installations telles que des stations de mesure. Le principal inconvénient de cette machine est la présence de balais et de collecteurs qui doivent être contrôlés périodiquement. Elle est plus lourde et plus chère qu'un générateur de courant alternatif. Cependant, elle ne nécessite pas un système complexe pour la charge des batteries, une simple diode qui supporte l'intensité nominale de la machine suffit pour éviter que la batterie soit court-circuitée par l'armature à l'arrêt. [36].

1.7.4 **Machine asynchrone à cage d'écureuil**

Une grande partie des éoliennes installées dans le monde utilise aujourd'hui les générateurs asynchrones à cage d'écureuil, contrairement aux autres moyens traditionnels de production d'énergie électrique où l'alternateur synchrone est largement utilisé. La plupart des utilisations de la machine asynchrone sont destinés à son fonctionnement en tant que moteur, mais cette machine est complètement réversible et ses qualités de robustesse et de moindre coût ainsi que l'absence de

collecteurs à balais ou de contacts glissants sur les bagues la rendent très adéquate pour une utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne. [46].

Le dispositif le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à coupler mécaniquement le rotor de la machine asynchrone à l'arbre de transmission de l'aérogénérateur par l'intermédiaire du multiplicateur de vitesse et à connecter directement le stator de la machine au réseau (Figure.1.12). La machine à un nombre de pair de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs.

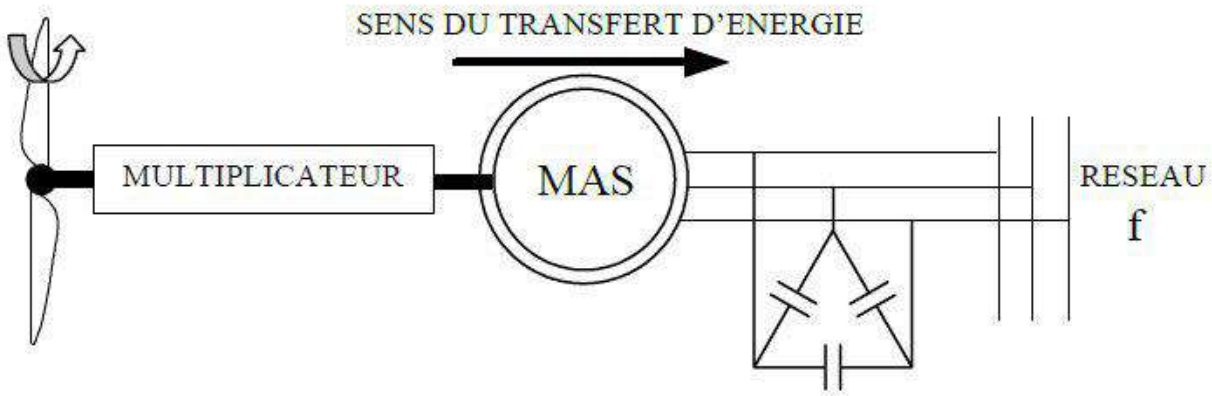


Fig.1.12. Connexion directe d'une machine asynchrone sur le réseau [39].

1.7.5 **Machine asynchrone à double stator**

Certains fabricants utilisent un système basé sur une machine asynchrone à deux stators (Fig. 1.13). Un premier de faible puissance avec un grand nombre de paires de pôles pour les faibles vitesses de vent et un second de forte puissance avec un petit nombre de paires de pôles permettant de fonctionner à des vitesses de vent élevées. [47].

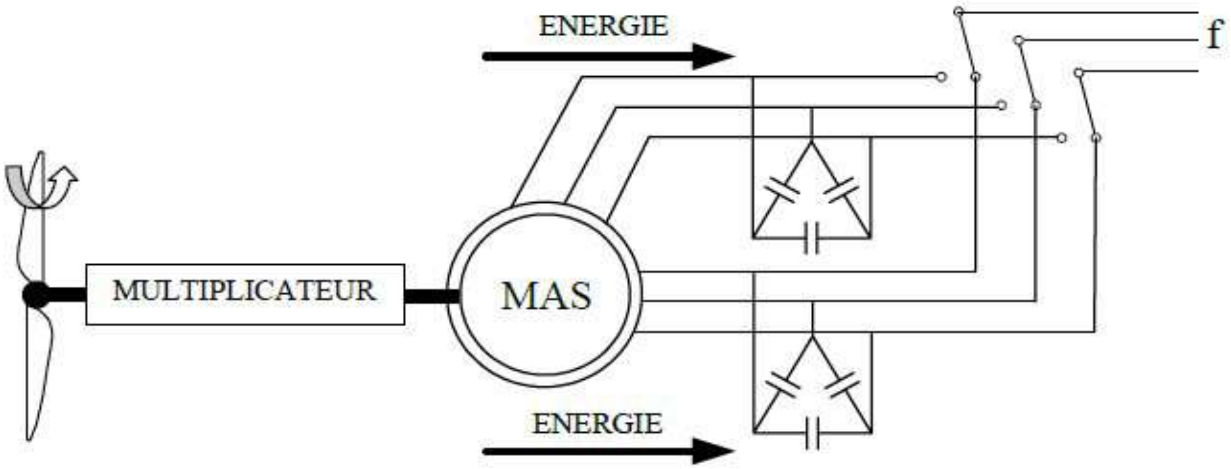


Fig.1.13. Machine asynchrone à double stator [47].

Ce système reste par définition un dispositif à vitesse fixe, mais il présente deux points de fonctionnement différents. La présence d'un second stator rend le design de la machine particulier et augmente le coût et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de la taille de l'ensemble.

1.7.6 **Machines asynchrones à double alimentation (MADA)**

La machine asynchrone à double alimentation présente un intérêt particulier, notamment en tant que générateur dans le domaine de l'énergie éolienne. Pour cela, la structure de cette machine, les différents modes de fonctionnement et les configurations les plus utilisés sont étudiées. Les éoliennes utilisant la MADA disposent d'un stator directement couplé au réseau tandis que le rotor est relié au réseau par une interface constituée de deux convertisseurs statiques. (Figure.1.14). Cette machine est choisie pour ce travail de thèse.

Ce type de machine asynchrone s'est développé, car la double alimentation permet une meilleure exploitation du potentiel de l'éolienne. Avec un onduleur de taille réduite et une commande appropriée, on obtient une qualité de tension similaire à celle de la machine asynchrone classique [32].

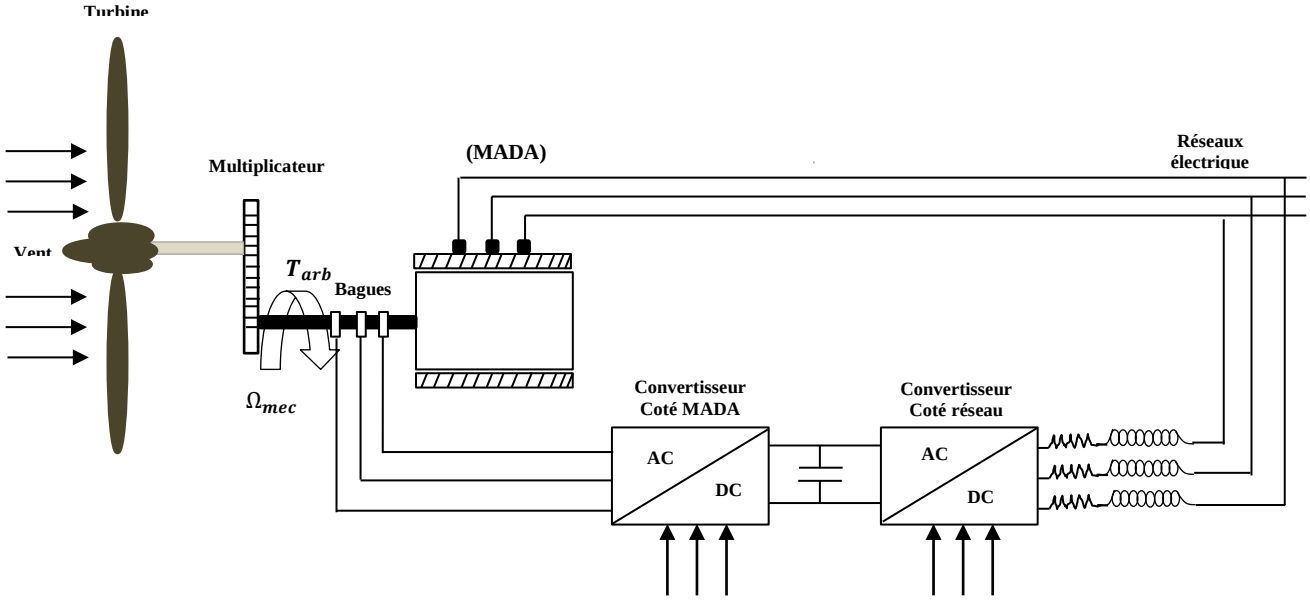


Fig.1.14. Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA [31].

1.7.6.1 Structure de la MADA

Cette machine possède un stator identique à celui d'une machine asynchrone classique. La différence se trouve dans le rotor, qui est composé d'enroulements triphasés placés de la même manière que les enroulements du stator et connectés en étoile. La structure de cette machine, nous amène à

considérer son comportement physique de manière similaire à celui d'une machine synchrone. La différence se situe dans le fait que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent, mais un enroulement triphasé alimenté en courant alternatif (Fig.1.15). Cette opération peut éventuellement être résumée par le terme « machine synchrone à excitation alternative ».

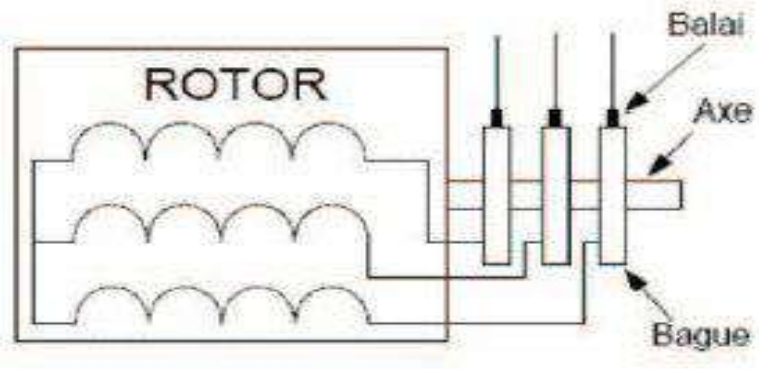


Fig.1.15. Structure du rotor de la MADA [31].

1.7.6.2 Modes de fonctionnement

Le MADA, de même que la machine asynchrone classique, peut être exploité comme un moteur ou comme un générateur, mais la différence principale est que pour le MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui détermine le mode de fonctionnement du moteur ou du générateur. Néanmoins, le contrôle des tensions rotoriques permet de réguler le champ magnétique à l'intérieur de la machine, donnant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme en mode moteur ou générateur. (figure.1.16).

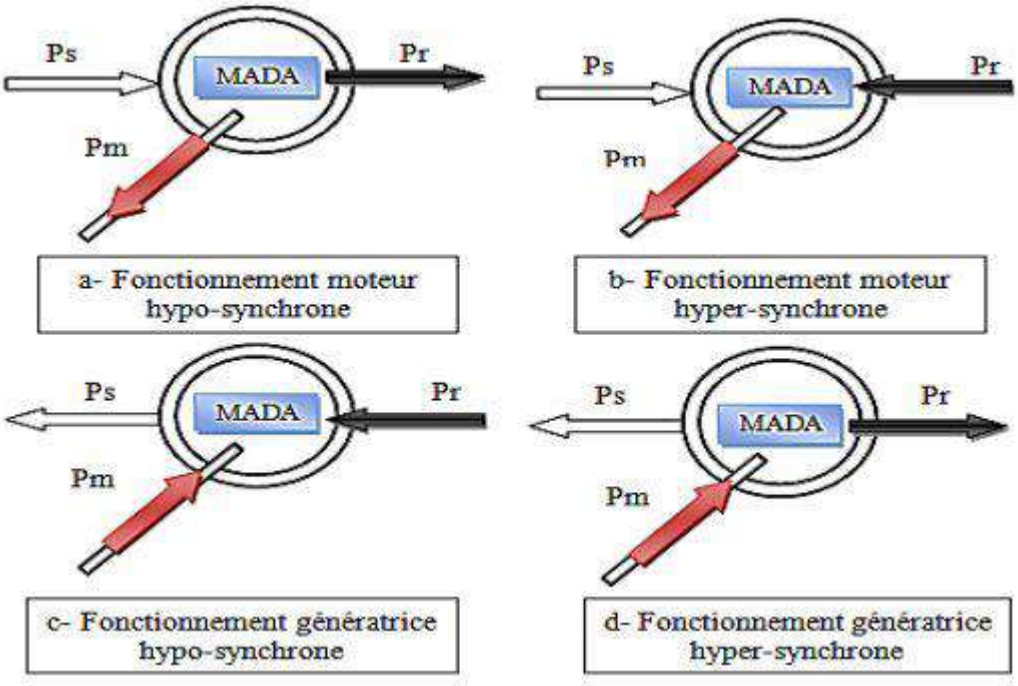


Fig1.16. Modes de fonctionnement de la MADA [43].

Le tableau 1.1 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA

Tab.1.1. Modes opérationnels de la MADA.

		Modes	
		Moteur $\boldsymbol{P_m < 0}$	Génératrice $\boldsymbol{P_m > 0}$
Régime	Hypo synchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hyper synchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

1.7.6.3 Domaines d'application de la MADA

La première application de la MADA est l'utilisation comme moteur sur une large plage de variation de la vitesse. Dans les MC conventionnels et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse dépend directement de la fréquence du courant du stator. La solution classique pour un fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Cela se fait habituellement au moyen d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont donc dimensionnés pour transmettre la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA nous permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70% en agissant sur la fréquence d'alimentation des enroulements du rotor pour faire varier la vitesse [48]. Contrairement à la machine asynchrone à cage ce dispositif est donc économique et il ne consomme pas de puissance réactive et peut même être considéré comme un fournisseur d'énergie. Toutes ces caractéristiques permettent à la MADA d'être utilisée dans plusieurs applications industrielles telles que [43],[49] :

- ✓ La métallurgie avec les machines à enrouler et à dérouler les bobines.
- ✓ la traction, avec des applications comme le transport urbain ou la propulsion marine.
- ✓ Les applications de manutention, ascenseurs, monte-charges, …etc.

La même approche peut être utilisée pour le fonctionnement d'un générateur dans lequel l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permettra de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Cette opération considère la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones conventionnelles dans de nombreuses installations de production d'énergie décentralisées telles que [50]:

- ✓ Les générateurs des systèmes de réseaux de bord des navires ou des avions.
- ✓ Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- ✓ Les éoliennes ou turbines à vitesse variable.

- ✓ Groupes électrogènes pour lesquels la diminution de la vitesse pendant les périodes de faible consommation peut réduire la consommation de carburant de manière significative.

Une troisième utilisation intéressante de la MADA est de pouvoir l'utiliser comme un moteur à vitesse variable à haute performance avec deux convertisseurs: un au rotor et un au stator. Ce dispositif permet de faire varier la vitesse de rotation de l'arrêt à la vitesse nominale à couple constant et de la vitesse nominale à six fois celle-ci à puissance constante. Ce mode de fonctionnement possède de nombreux avantages [51]:

- ✓ La commande vectorielle permet une bonne maîtrise du flux et du couple sur toute la plage de variation et confère une dynamique particulièrement élevée.
- ✓ Le système convient parfaitement aux applications nécessitant d'excellentes propriétés de freinage, puisque on peut inversée la direction du champ tournant au niveau du rotor.
- ✓ Les fréquences d'alimentation sont réparties entre le stator et le rotor, ce qui limite la fréquence de sortie maximale exigée par chaque convertisseur et les pertes fer de la machine.
- ✓ Les puissances transitant par les convertisseurs sont également partagées entre le stator et le rotor, ce qui évite le surdimensionnement de ces convertisseurs.

1.7.7 **Avantages et inconvénients de la MADA**

Nous présentons brièvement dans ce paragraphe les principaux avantages et inconvénients de la MADA lorsqu'elle est utilisée dans le domaine de la vitesse variable [43],[36, 50],[52].

1.7.7.1 Avantages de la MADA

Dans ce qui suit nous présentons brièvement quelques avantages de La MADA à savoir :

- ✓ La possibilité de fonctionner la MADA comme un filtre actif pour les harmoniques de courant grâce à la commande indirecte des puissances active et réactive par les courants rotoriques.
- ✓ Les convertisseurs statiques utilisés sont moins volumineux, moins coûteux, nécessitant un système de refroidissement moins lourd. Ils génèrent moins de perturbations comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes à base de machine asynchrone à cage ou à aimant permanent.
- ✓ La possibilité de pouvoir modifier les caractéristiques de l'enroulement du rotor de la machine, en connectant notamment des rhéostats afin de réduire le courant et d'augmenter le couple au démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la gamme de variation de la vitesse.
- ✓ Les pertes des convertisseurs statiques sont diminuées et le rendement du système de production est amélioré.

- ✓ La possibilité d'accéder au stator et au rotor offre la flexibilité et la précision nécessaires au contrôle du flux électromagnétique et du couple, et par conséquent au contrôle du transfert de la puissance active et réactive.
- ✓ Le CCM est dimensionné à un tiers de la puissance nominale de la MADA, ce qui divise quasiment leur prix par 3 par rapport aux convertisseurs qui sont dimensionnés pour la puissance nominale, les pertes dans les commutateurs semi-conducteurs sont alors faibles, le rendement du système de conversion est donc augmenté.
- ✓ les puissances active et réactive peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA.
- ✓ En mode générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator, même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement permet au MADA d'être une alternative importante dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisés.
- ✓ La MADA a une densité de puissance un peu plus élevée que les autres machines de haute puissance, elle est considérée pour la grande puissance (> 1MW) où elle est un concurrent de la machine à cage.
- ✓ Un fonctionnement en régime dégradé, en cas de défaillance d'un des deux onduleurs, plus flexible que la machine à simple alimentation, par exemple dans une utilisation ferroviaire, on peut retourner à un mode de fonctionnement de machine asynchrone (avec rotor court-circuité) en cas de défaut sur un des bras de l'onduleur.

1.7.7.2 Inconvénient de la MADA

La MADA présente aussi des inconvénients tels que :

- ✓ la MADA possède une structure non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande.
- ✓ Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement, elle est plus longue grâce à la présence du système bagues-balais.
- ✓ Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique.
- ✓ Le coût supplémentaire de la maintenance dû à l'utilisation d'un multiplicateur de vitesse et du système balais-anneau de la MADA, par rapport à d'autres machines telles que : la machine synchrone à aimant permanent et la machine à réluctance variable.
- ✓ L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une synthèse bibliographique a été exposée qui concerne les différents types d'éoliennes avec leurs constructions et leurs principes de fonctionnement. Après un rappel des concepts de base nécessaires à la compréhension de la chaîne de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, nous avons successivement présenté les machines électriques, leurs applications et leur adaptation à un système éolien. Les éoliennes à vitesse fixe permettent peu de réglage et fonctionnent comme des générateurs passifs. Les éoliennes à vitesse variables offrent plus de possibilités de réglage, mais ont un coût plus élevé. L'éolienne basée sur le MADA offre des capacités qui pourraient lui permettre de participer au contrôle du réseau avec un commande adéquate. Ce type d'éolienne est à la base de ce travail.

Chapitre 2

2. MODELISATION DE LA CHAINE DE CONVERSION EOLIENNE BASEE SUR UNE MADA.

2.1 INTRODUCTION

Pour modéliser la chaîne de conversion d'énergie éolienne, il est important de comprendre les dynamiques et les interactions entre les différentes composantes de cette chaîne. Cette dernière permet la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique grâce au rotor de la turbine avec pales et la boîte d'engrenage, pour ensuite convertir cette énergie en une puissance électrique grâce à la génératrice asynchrone à double alimentation. Cette énergie est transférée vers le réseau en passant par les convertisseurs statiques.

Dans ce chapitre, nous allons nous concentrer sur la modélisation individuelle de chaque composant de la chaîne de conversion, à savoir :

- L'éolienne et son contrôle pour maximiser et limiter le collecteur d'énergie pendant les vitesses de vent faibles et élevées.
- la MADA qui possède un stator directement connecté au réseau, et un rotor alimenté à travers un onduleur permettant la mise en place des commandes qui règlent les puissances générées par le stator.
- l'alimentation de l'onduleur qui apparaît comme une solution efficace pour l'amélioration du facteur de puissance côté réseau et le réglage de bus continu.

Pour ce faire, nous allons détailler les différents modèles mathématiques de chaque élément du système. L'ensemble du système sera validé par simulation à l'aide du logiciel MATLAB/SIMPOWER.

2.2 MODELISATION D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

Le modèle d'éolienne proposé est composé des systèmes suivants [13] :

- Modèle aérodynamique : évaluation du couple de la turbine T_t en fonction de la vitesse du vent V_v et de la vitesse angulaire de la turbine θ_t.
- Système d'inclinaison : évaluer l'angle d'inclinaison dynamique en fonction de la référenceβ_{ref}.
- Système mécanique : évaluation de la vitesse angulaire du générateur et de la turbine (Ω_t, Ω_m) en fonction du couple de la turbine et du couple du générateur T_{em}.
- La machine électrique et les convertisseurs de puissance : transforme le couple du générateur en un courant en fonction de la tension du réseau.
- Système de commande : évaluation des références du couple du générateur, de l'angle d'inclinaison et de la puissance réactive en fonction de la vitesse du vent et de la tension du réseau.

L'interaction entre les différents sous-systèmes est présentée par la figure 2.1.

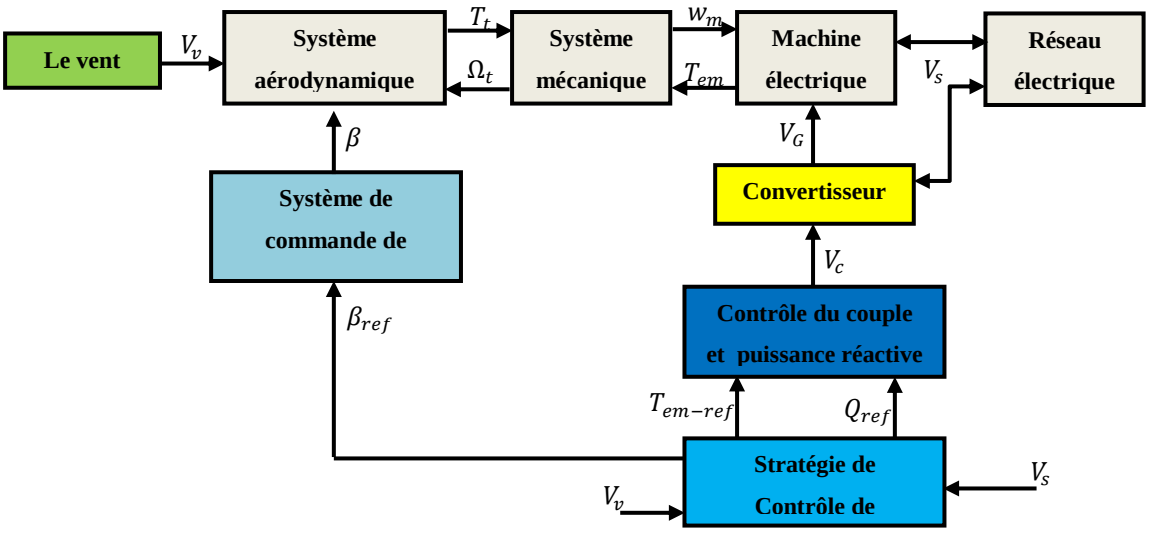


Fig. 2.1. Schéma fonctionnel d'une 'éolienne à vitesse variable [13].

2.2.1 **Modèle aérodynamique**

Le modèle aérodynamique représente la puissance du rotor, en calculant le couple mécanique en fonction de l'écoulement de l'air sur les pales. On considérée la vitesse moyenne du vent incident sur la surface balayée par les pales dans le but d'évaluer le couple moyen dans le cas de l'essieu de faible vitesse. Le couple généré par le rotor est défini par l'expression suivante [53, 54]:

$$T_t = \frac{1}{2}\,\rho\pi R^3 V_v^2 C_t \tag{2.1}$$

Des approximations numériques ont été développées dans la littérature pour modéliser le coefficient de puissance C_p et différentes expressions ont été proposées [55] ,[56],[43],[57]. Comme déjà mentionné dans une section précédente, La manière la plus simple pour représenter le coefficient de puissance C_p est en fonction de la vitesse du vent, de la vitesse de rotation et de l'angle d'inclinaison.

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance C_p en fonction du rapport de la vitesse relative λ, et l'angle d'inclinaison β comme suit :

$$C_p(\lambda,\beta) = C_1\left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3\beta - C_4\right)e^{\frac{-C_5}{\lambda_i}} + C_6\lambda \tag{2.2}$$

La figure 2.2 montre les résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK simpower de l'évolution du coefficient de puissance $\boldsymbol{C_p}$ en fonction de la vitesse relative $\boldsymbol{\lambda}$ pour quelques angles de calage$\boldsymbol{\beta}$.

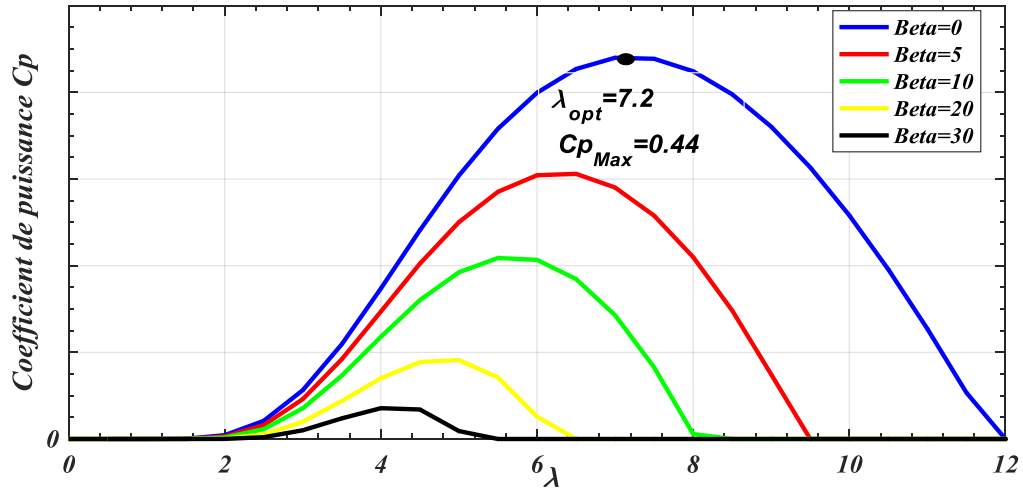


Fig. 2.2. Coefficient de puissance Cp en fonction de λ pour différents β.

Quand la turbine éolienne est à l'arrêt $\boldsymbol{\Omega_t = 0}$, le ratio des vitesses λ s'annule. La puissance de la turbine doit être nulle aussi puisque $\boldsymbol{P_t = C_t\,\Omega_t}$ ($\boldsymbol{C_t}$ le couple mécanique de la turbine). Ceci ne veut pas dire que le couple $\boldsymbol{C_t}$ exercé par le vent sur la turbine est nul. Quand la vitesse de rotation augmente par rapport à la vitesse du vent (λ augmente), $\boldsymbol{C_p}$ aussi augmente jusqu'à une valeur maximale.

D'après la figure 2.2, on constate que pour chaque angle de calage β il existe une vitesse spécifique λ optimal qui maximise le coefficient $\boldsymbol{C_p}$. On peut voir aussi sur cette figure que ce coefficient $\boldsymbol{C_p}$ passe par un maximum ($\boldsymbol{C_{p_max}}$*= 0.44)* pour un angle de calage *(β = 0°)* et une valeur particulière du ratio de vitesse que l'on désignée ($\lambda_{opt} = 7.2$.). Il est alors possible d'élaborer des lois de commande qui permettent de capter la puissance maximale quel que soit la vitesse du vent jusqu'à la puissance nominale de la génératrice où la puissance extraite est limitée à cette valeur.

2.2.1.1 Source Primaire

La théorie du disque actionneur explique de manière très simple le processus d'extraction de l'énergie cinétique du vent basée sur les bilans énergétiques et l'application de l'équation de Bernoulli. L'énergie cinétique du vent est le principal élément fondamental du système de conversion de l'énergie éolienne. Le vent est un champ de déplacement de masses d'air qui se caractérise par une vitesse variable et une trajectoire aléatoire. Son mouvement dans l'éolienne crée des forces sur les surfaces de ses pales, qui provoquent un mouvement rotatif du dispositif. La vitesse du vent en un point de l'espace $V_0(t)$ est la somme de deux composantes ; l'une V varie de manière lente, tandis que l'autre V(t) varie de manière tourbillonnante avec le temps. Son expression est donnée par la formule suivante.

$$V_0(t) = V + V(t) \tag{2.3}$$

La composante V représente 3 niveaux de vitesse du vent :

V = 6 m/s Pour la faible vitesse du vent.

V = 12 m/s Pour les vitesses moyennes du vent.

V = 18 m/s Pour des fortes vitesses du vent.

L'autre composante $V(t)$ qui varie en fluctuations est définie par l'expression (2.4) :

$$\sigma_v = \sqrt{\frac{1}{\Delta t}\int_{t_0-\frac{\Delta t}{2}}^{t_0+\frac{\Delta t}{2}} v(t)^2 dt} \tag{2.4}$$

Où σ_v coefficient de dispersion du vent.

Dans notre cas, le profil du vent appliqué est représenté par la figure 2.3.

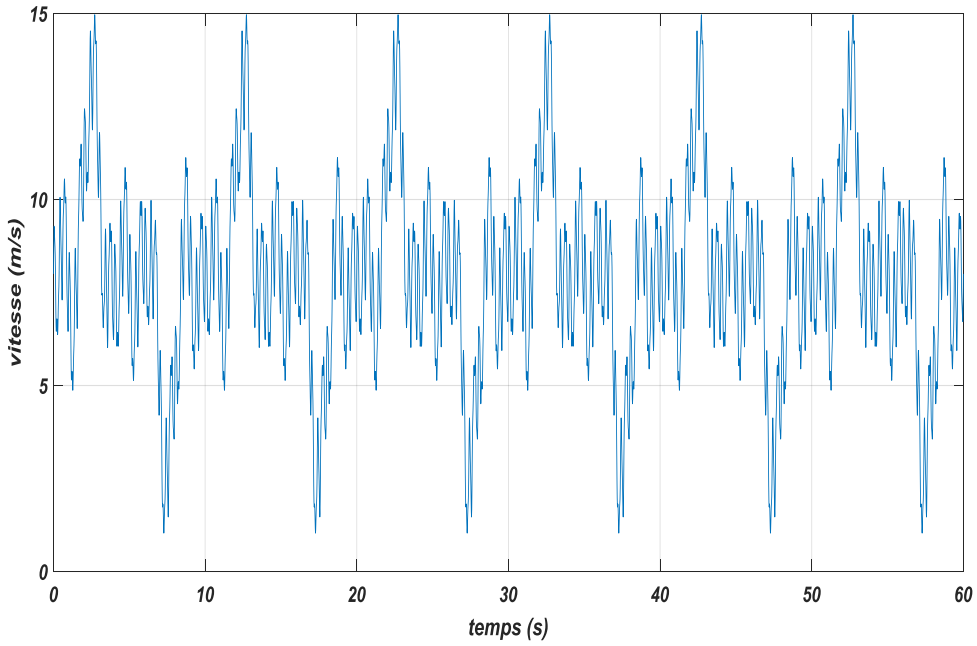


Fig.2.3. Profil du vent appliqué à la turbine.

2.2.2 **Système mécanique**

La représentation mécanique de l'ensemble de la turbine éolienne est très complexe. Car Les composants mécaniques d'une éolienne et les forces exercées ou transmises par ses composants sont très nombreux. Il est donc nécessaire de choisir la représentation dynamiques et les valeurs typiques de leurs paramètres caractéristiques. La première est la fréquence de résonance du train de transmission

de puissance. Le mécanisme de transmission de l'énergie captée par le rotor éolien, est constitué de pales reliées au moyeu couplé à l'arbre lent, lui-même relié à un adaptateur. [13]. Cet adaptateur multiplie la vitesse de rotation de l'arbre lent et il est relié à un arbre rapide qui est à son tour connecté au générateur. La figure 2.4 présente le modèle de masse équivalente de cette chaîne qui comporte 03 masses.

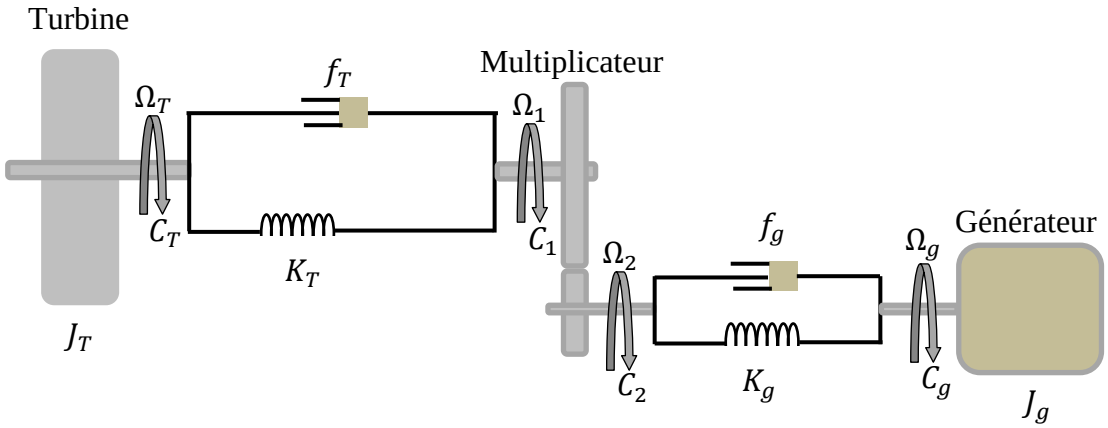


Fig. 2.4. Schéma équivalent de la turbine éolienne [19] .

En considérant les facteurs d'élasticité et de frottement des 02 arbres, nous formulons les suppositions simplificatrices suivantes [58]:

- les 03 pales de longueur RT chacune, fixées au moyeu, sont considérées comme identiques et ont une masse d'inertie J unique.
- L'inertie du multiplicateur de vitesse est négligeable par rapport à l'inertie du rotor de la turbine et du générateur, ce qui nous amène à le considérer comme un gain de vitesse égal à G ou un gain de couple égal à $\frac{1}{G}$.
- les arbres de transmissions lent et rapide sont parfaitement rigides.

Ces hypothèses nous ont permis de représenté le modèle avec 02 masses simplifiées comme le présente la figure 2.5.[19]:

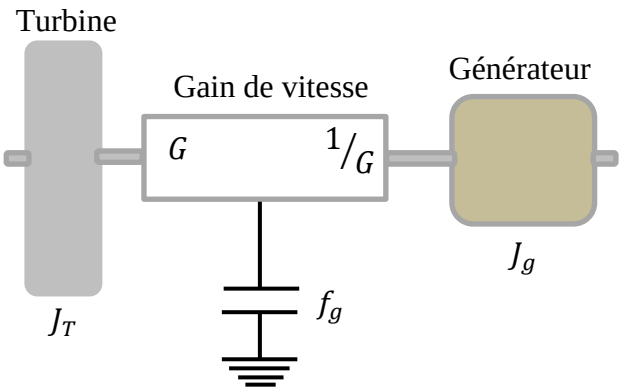


Fig. 2.5. Modèle de la turbine simplifié.

Les équations mathématiques des paramètres physiques de ce modèle simplifié sont les suivantes:

$$J\frac{d\Omega_g}{dt} = C_{Mec} = C_g - C_{em} - C_f \tag{2.5}$$

$$C_f = f_g\Omega_g \tag{2.6}$$

Ou

C_T , C_{Mec} et C_g sont respectivement : le couple de la turbine, le couple mécanique de la boîte de vitesses et le couple électromagnétique généré par le générateur.

J_T , J_g : l'inertie de la turbine et du générateur.

f_g : Coefficient des frottement de la génératrice.

G Gain du multiplicateur.

Ω_g Vitesse de rotation de la génératrice.

On pose :

$$J = \left(\frac{J_T}{G^2} + J_g\right) \tag{2.7}$$

L'équation (2. 5) devient

$$C_g - C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega_g}{dt} + f_g\Omega_g \tag{2.8}$$

2.2.3 **Angle d'orientation du système**

Le contrôleur est conçu pour faire tourner toutes les pales au même angle ou chacune d'elles indépendamment. Cette régulation indépendante permet de donner plus de degrés de liberté au système de commande. Cette opération particulière permettrait de réduire les contraintes dans les pales. La régulation indépendante des pales est un élément important qui apportera plus d'intelligence dans le

système de contrôle des éoliennes. Dans l'étude d'un système de contrôle dynamique, l'angle d'orientation de pale implique de nombreux couples et forces. La représentation de ces couples nécessite de modéliser la structure dynamique des pales, le comportement de l'air autour des pales ou l'inclusion de frottement dans les roulements. De plus, la régulation de la vitesse de rotation autour de l'axe longitudinal des pales a une bande passante bien supérieure à celle du contrôle de l'angle lui-même. Compte tenu de ces deux dernières observations, l'approche la plus classique consiste à représenter la boucle de contrôle, le taux de variation de l'angle d'orientation et le système linéaire du premier ordre contenant l'actionneur dynamique principale. En effet, lors de la modélisation de la commande de l'angle d'orientation, il est très important de modéliser le taux de changement de cet angle. Lors de la modélisation de ce système, il est très intéressant de modéliser le taux de variation de l'angle β qui devrait être limité à environ $10°/s$ en fonctionnement normal et à environ $20°/s$ pour les cas d'urgence. [13]. Le bloc de régulation de l'angle des pales est modélisé comme le montre la figure 4.3, par un contrôleur PI qui génère un taux de variation de référence de l'angle d'orientation. Typiquement, le système de direction des pales est approximé par une fonction de transfert d'ordre 1 avec une constante de temps $\tau_{d\beta}$. En ajustant l'angle des pales, on modifie le rendement de l'éolienne, plus précisément le coefficient de puissance. Les pales sont orientées face au vent lorsque la vitesse du vent est faible et s'inclinent lorsque la vitesse du vent est élevée afin de réduire le coefficient de puissance.

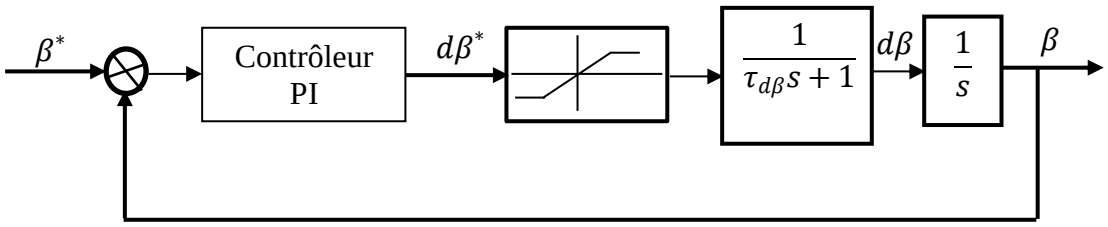


Fig. 2.4. Système de commande d'angle d'orientation [19].

2.2.4 TECHNIQUES DE COMMANDES D'UNE EOLIENNE A VITESSE VARIABLE

Le contrôle d'une éolienne à vitesse variable est nécessaire pour calculer le couple du générateur et l'angle de calage de références afin de répondre aux exigences tel que [59],[60]:

- Maximiser la puissance captée quand la vitesse du vent est inférieure à celle nécessaire pour atteindre la puissance nominale de l'éolienne.
- Limiter la puissance générée à une valeur égale à la puissance nominale lorsque la vitesse du vent est élevée.

La figure 4.5 montre un schéma de contrôle général d'une éolienne à vitesse variable, où les deux degrés de liberté sont le couple du générateur et l'angle de calage.

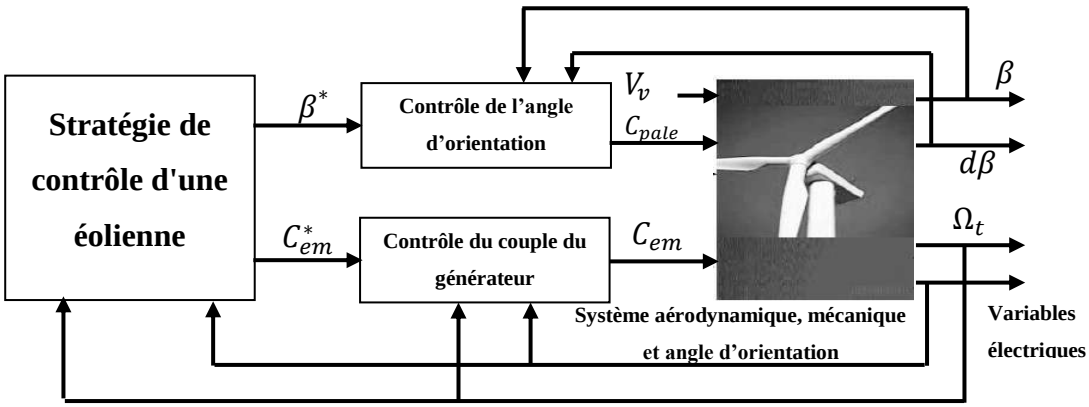


Fig. 2.5. Système de commande d'angle d'orientation [13].

2.2.4.1 Régions de contrôle de la vitesse de la turbine

Dans la production d'énergie éolienne, chaque turbine est généralement caractérisée par une courbe qui représente la vitesse de la turbine en fonction de la vitesse du vent et qui représente les différentes zones de fonctionnement pour répondre aux exigences de contrôle.

La stratégie de contrôle des éoliennes la plus couramment utilisée est illustrée à la Figure 2.6 et se compose de quatre zones de fonctionnement :

1- Limiter la vitesse minimale de fonctionnement.
2- Suivre la courbe de puissance maximale extraite du fonctionnement à vitesse variable avec charge partielle.
3- Limiter la vitesse maximale en cas de fonctionnement à charge partielle.
4- Limiter la vitesse maximale de fonctionnement à la puissance nominale de sortie.

La limitation de la vitesse minimale s'explique par le fait qu'il faut évité que la turbine tourner à des vitesses correspondant à la fréquence de résonance de la tour. Cette fréquence de résonance est d'environ 0,5 Hz et une vitesse de rotation trop faible peut l'exciter [13]. De plus, pour les turbines à base de MADA, cette limitation sert, également, à limiter le glissement de la machine électrique, et donc la tension du rotor. L'imposition d'une vitesse maximale s'explique aussi par la limitation des efforts soutenus par les pales. En effet, une vitesse de rotation trop élevée peut provoquer des charges d'inertie insupportables par les pales et l'arbre de la turbine. De même, la vitesse linéaire de pale doit être limitée. Pour les turbines à MADA, cette limitation répond à la volonté de limiter le glissement mais aussi la puissance maximale qui passe à travers le roto et donc le convertisseur cote roto et réseau. Avec cette stratégie, la puissance nécessaire pour faire fonctionner les convertisseurs sera environ 25% de la puissance nominale du générateur électrique[61],[62].

Par ailleurs, l'aérogénérateur commence à fonctionner à la connexion de la vitesse de vent (vitesse du vent de démarrage) avec une vitesse de rotation $\Omega_{_(t-min)}$ .Lorsque la vitesse du vent devient plus

importante, elle atteint les performances aérodynamiques maximales qui correspondent au fonctionnement dans la Zone 2. Lorsque la vitesse du vent augmente, la vitesse de rotation augmente, également, jusqu'à la vitesse de rotation maximale $\Omega_{_(t-max)}$. L'éolienne fonctionne alors dans la Zone 3. Lorsque la vitesse du vent atteint sa valeur nominale, le générateur fonctionne à la puissance mécanique nominale et l'énergie captée pour des vitesses de vent plus élevées doit être régulée à cette valeur nominale. La zone 4 correspond au fonctionnement à pleine charge. Dans ce cas, la puissance mécanique peut être limitée soit par la variation de l'angle d'orientation, soit par le contrôle du couple. Typiquement, le couple électromagnétique est maintenu à la valeur nominale et ajuste l'angle de calage des pales pour maintenir la turbine à la vitesse maximale et à la puissance nominale.

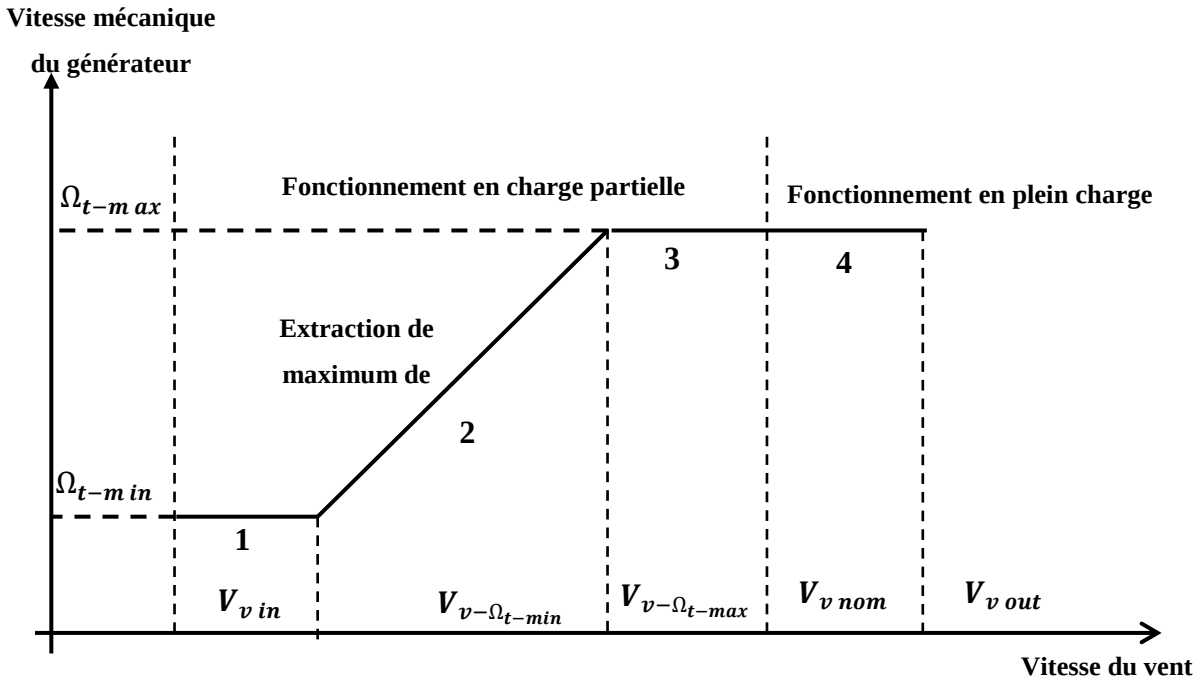


Fig. 2.6. Stratégie de contrôle des éoliennes basée sur quatre régions de vitesse.

- **Commande Dans La Zone 1 et 3 : contrôle de la vitesse minimale et maximale**

L'objectif principal est de maintenir une vitesse de rotation de la turbine constante à sa valeur minimale en zone 1 et à sa valeur nominale en zone 3. Concernant l'efficacité énergétique, la maximisation n'est pas aussi prioritaire qu'en zone 2, où la vitesse de la turbine peut évoluer pour maintenir une vitesse spécifique λ_{opt} correspondant au coefficient de puissance maximum C_{p-max} . Dans ce cas, le générateur fonctionne à vitesse constante. La vitesse spécifique λ varie avec la vitesse du vent. Selon la forme des courbes de coefficient de puissance en fonction de l'angle de calage, il peut être intéressant de faire varier cet angle pour optimiser les performances aérodynamiques. Il est donc

intéressant de tracer la courbe représentant l'angle de pale optimal β_{opt}, lui donnant un coefficient de puissance maximum pour un λ donné figure 2.7.

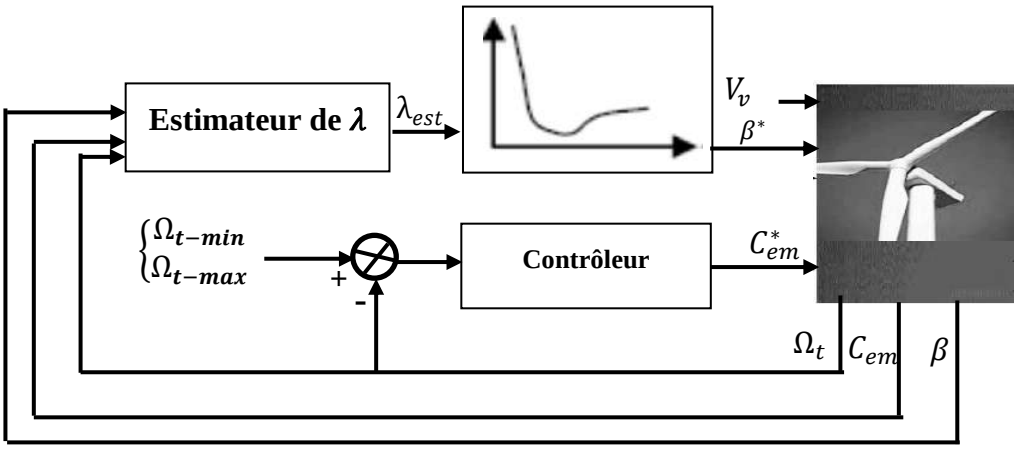


Fig. 2.7. Schémas de commande pour les régions 1 et 3 [13].

- **Commande Dans La Zone 2 : Techniques D'extraction Du Maximum De La Puissance (MPPT)**

La technique MPPT est une méthode très fiable de commande de la puissance. Elle consiste à définir et à maintenir la vitesse de la turbine à une valeur qui permet d'obtenir la puissance maximale générée. Il existe 02 façons par lesquelles cette technique peut être appliquée en fonction du type de vitesse de référence, soit mesurée, soit estimée. Parmi les contrôles utilisés, le contrôle du rapport de vitesse ainsi que le contrôle de la puissance, appelés méthodes directes, nécessitent une vitesse de référence mesurée, ce qui constitue un inconvénient en raison de la difficulté d'avoir une mesure exacte et instantanée du vent. Par contre, la commande de vitesse de référence estimée, dénommée méthode indirecte, que nous allons appliquer dans notre cas, est une méthode adéquate qui ne nécessite pas une mesure exacte, mais une simple estimation [63],[64].

- **Commande Indirecte De La Vitesse**

La mesure de la vitesse du vent est généralement effectuée par un anémomètre placé sur la nacelle. Cette mesure n'est pas très précise parce qu'elle donne la vitesse du vent en un seul point de l'espace alors que le diamètre de la surface parcourue par les pales est important, ce qui conduit à une mesure erronée de la vitesse et donc à une diminution de la puissance capturée. Par conséquent, la plupart des éoliennes sont contrôlées sans contrôle de la vitesse et l'estimation de la vitesse est souvent utilisée pour contourner ce problème. La vitesse du vent sera obtenue à partir de l'équation de la vitesse spécifique comme suit [65], [66] :

$$V_v = \frac{\Omega_T . R_T}{\lambda_{opt}} \tag{2.9}$$

λ_{opt} : Vitesse spécifique optimale.

Le couple optimal est donner par :

$$C_{Topt} = \frac{1}{2}\ \rho . \pi . R_T^3 . V^2\ \ \frac{C_P(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}} \tag{2.10}$$

En remplaçant la vitesse du vent dans l'équation (2.9), le couple optimal devient :

$$C_{Topt} = \frac{1}{2}\ \rho . \pi . R_T^5\ \ \frac{C_P(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3}\ . \Omega_T^2 \tag{2.11}$$

On constate que le couple aérodynamique optimal est proportionnel au carré de la vitesse du rotor :

$$C_{Topt} = K_{opt} . \Omega_T^2 \tag{2.12}$$

Tel que :

$$K_{opt} =\ \frac{1}{2}\ \rho . \pi . R_T^5\ \ \frac{C_P(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3} \tag{2.13}$$

En régime permanent, l'équation mécanique s'écrit sous la forme :

$$\frac{C_T}{G} -\ \ C_g - f . \Omega_g = 0 \tag{2.14}$$

En remplaçant (2. 13) dans l'équation (2. 14), l'équation mécanique devient :

$$\frac{K_{opt}}{G} . \Omega_T^2 -\ \ f . \Omega_g - C_g = 0 \tag{2.15}$$

Avec : $\Omega_g = \mathrm{G}\ . \Omega_T$

Si le couple électromagnétique C_g est contrôlé pour suivre le couple optimal, l'éolienne reste autour de sa courbe de fonctionnement optimal, donc le couple devient un couple optimal.

$$C_{gopt} =\ \ \frac{K_{opt}}{G^3} .\ \Omega_g^2 - f . \Omega_g \tag{2.16}$$

Cette expression permet d'obtenir le couple qui doit être imposé au générateur pour assurer le fonctionnement optimal de l'éolienne. Le schéma fonctionnel de cette structure de contrôle est donné par la figure ci-dessous [42] :

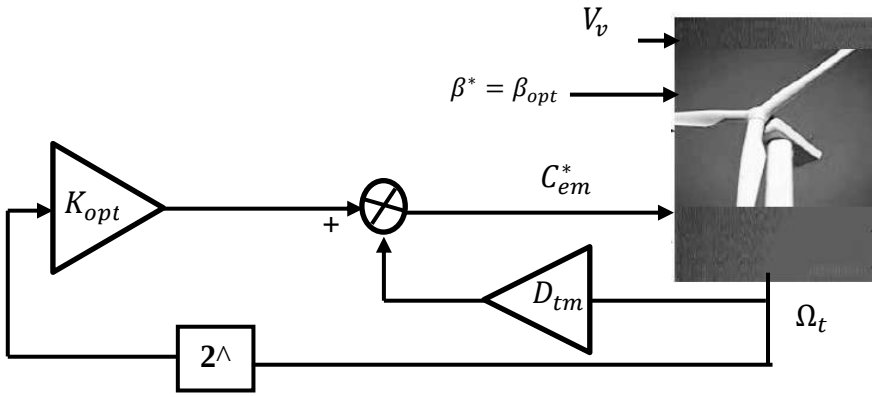


Fig. 2.9. Commande indirecte de la vitesse (Zone 2) [13].

La figure 2.10 représente la variation du couple aérodynamique en fonction de λ

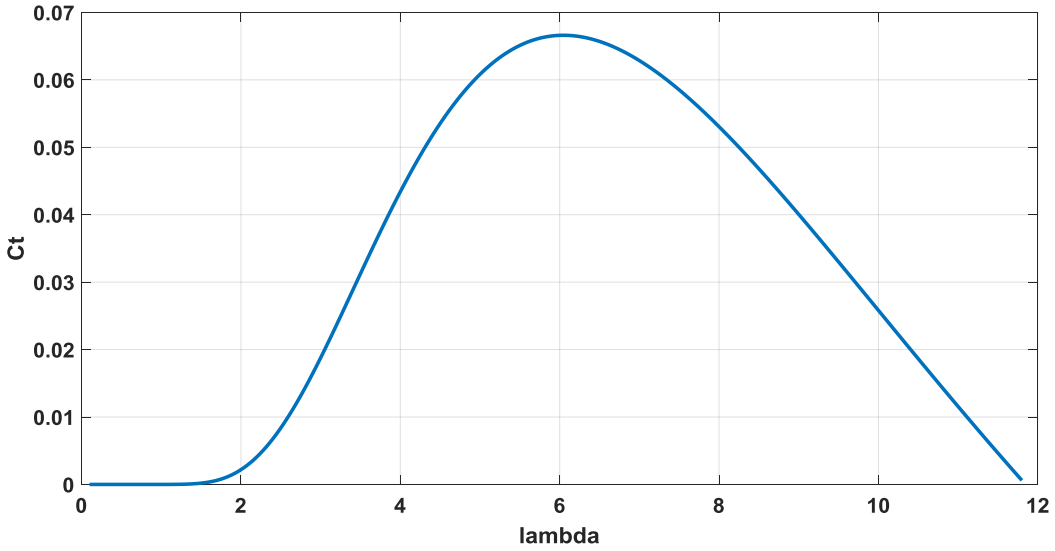


Fig. 2.10. Variation du couple aerodynamique en fonction de λ

- **Commande Dans La Zone 4 (Contrôle De La Puissance)**

Dans cette zone, l'objectif du contrôle appliqué est de limiter la puissance retirée du générateur à sa valeur nominale. Pour cela, le couple électromagnétique est maintenu constant à sa valeur nominale. La majorité de la puissance électrique générée est celle du stator, c'est-à-dire le couple électromagnétique produit par les pulsations électriques du stator, cette structure conduit à une bonne régulation de la Puissance. Cependant, Le couple électromagnétique ne contribue pas à la régulation de la vitesse de rotation [13] . La structure de commande la plus courante pour contrôler l'éolienne dans cette zone est illustrée à la Figure 2.11.

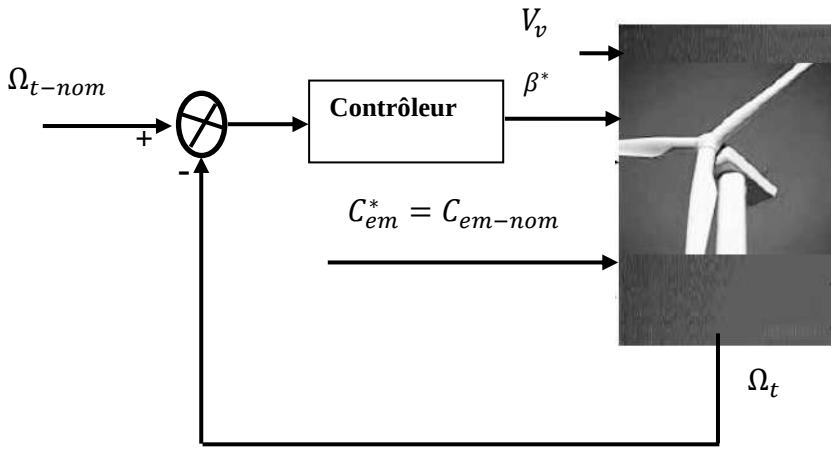


Fig. 2.11. Commande de puissance (Zone 4) [13].

2.2.4.2 Simulation et Résultats obtenus

Nous présenterons dans cette section les résultats de commande du système éolien avec la stratégie de contrôles MPPT étudiées précédemment. L'ensemble du système éolien et sa commande ont été simulés en utilisant le logiciel MATLAB/SIMPOWER, en considérant une éolienne de 2MW dont les paramètres sont donnés en Annexe A. L'éolienne a été soumise au vent dont son profil temporel est donné par la figure 2.3. Les résultats de la simulation indiquent que la variation de la vitesse mécanique est ajustée à la vitesse du vent. La figure 2.12 représente la courbe de la vitesse mécanique en fonction de temps pour le profil de vent de la figure 2.3. La figure 2.13 la courbe de la vitesse mécanique en fonction de temps pour deux valeurs de vent 8 m/s et 10 m/s. Les résultats de simulation correspondant à cet algorithme de commande montrent que les variations de la vitesse de la génératrice sont adaptées à la variation de la vitesse du vent (figure 2.12, 2.13). Nous voyons clairement que la vitesse se stabilise après le régime transitoire à une valeur max suivant la valeur du vent. Ainsi que le couple mécanique suit la variation du vent pour atteint la valeur nominal (figure 2.14). L'extraction du maximum de puissance du vent est toujours achevée (figure 2.15).

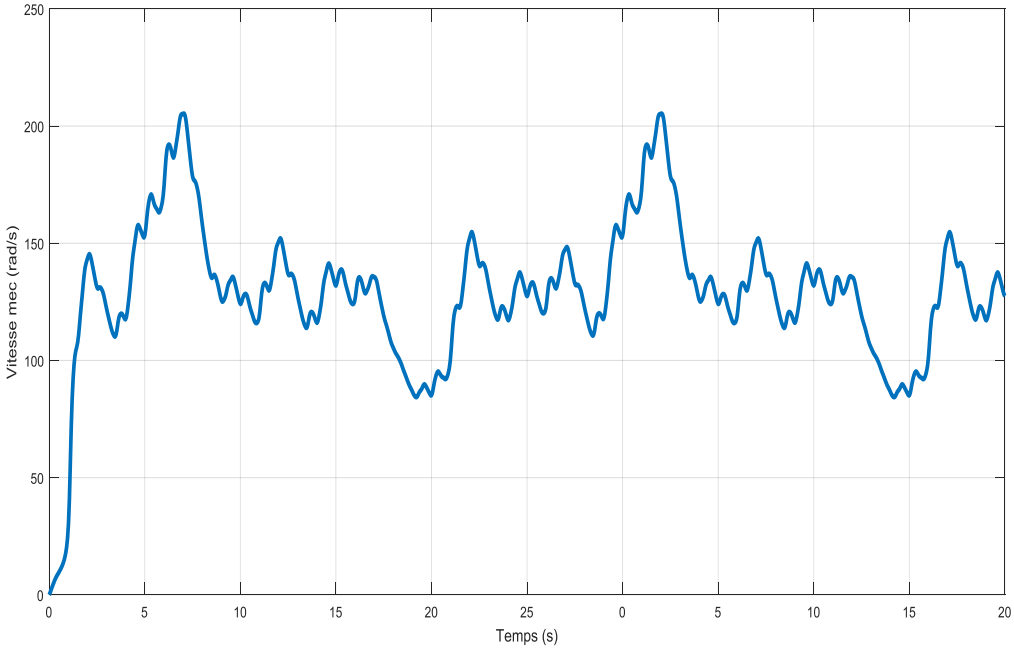


Fig. 2.12. Variation de la vitesse mecanique pour un vent variable

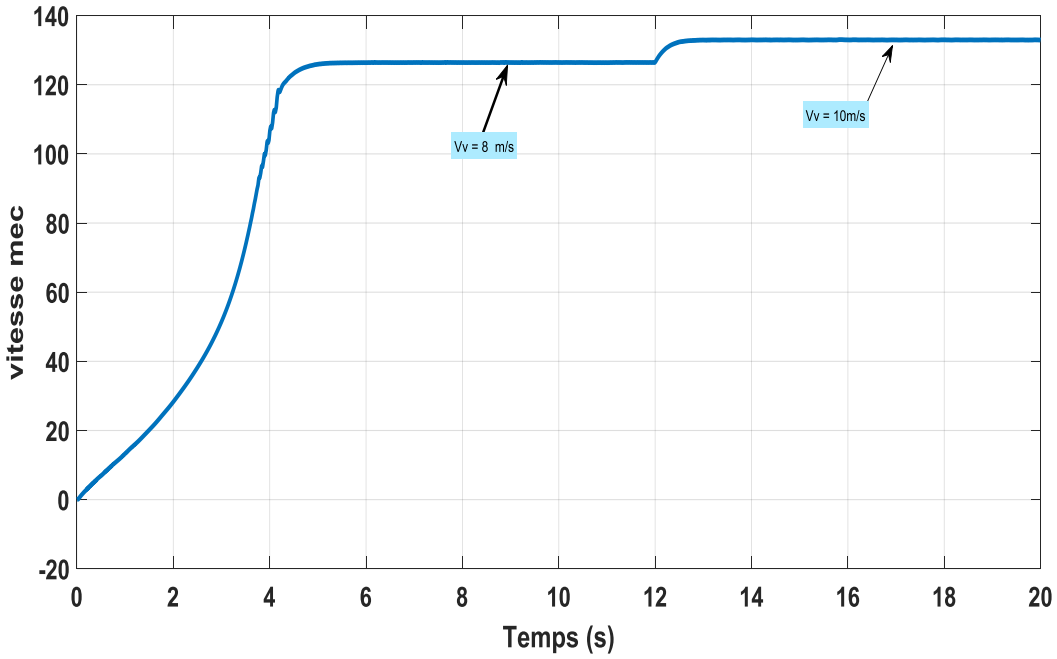


Fig. 2.13. Variation de vitesse mecanique pour un vent fixe

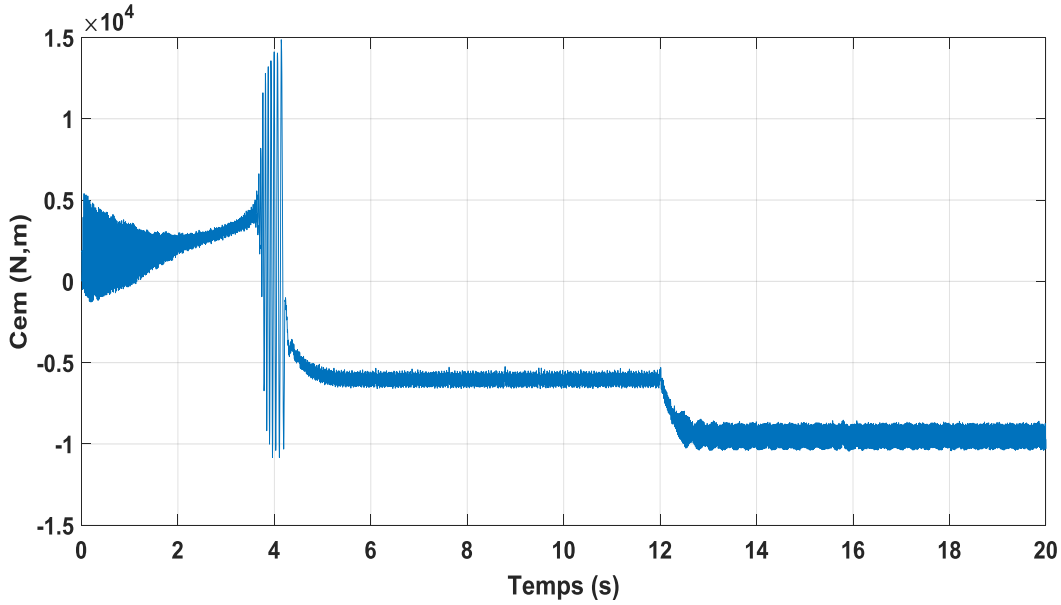


Fig. 2.14. Variation du couple electromecanique

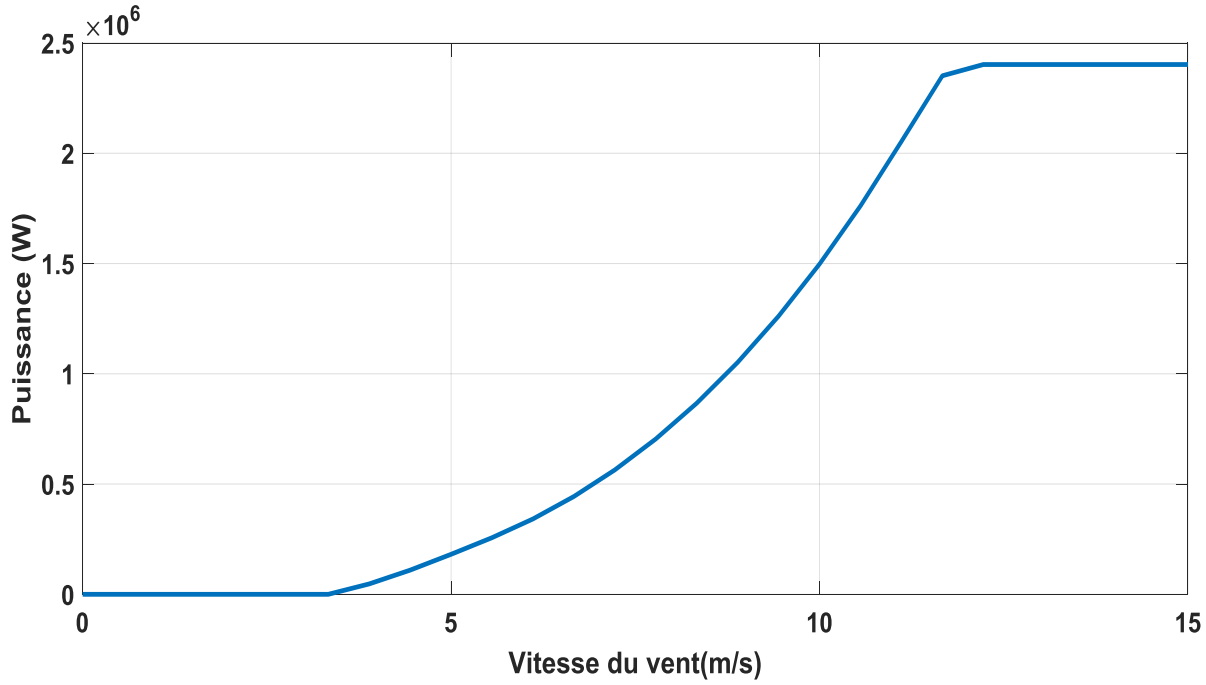


Fig. 2.15. Variation de la puissance en fonction de vitesse du vent

A partire des figures precedente on peu confermer notre resultats on appliquant l'equation suivante :

$$\boldsymbol{P_t = C_t\, \Omega_t} \qquad (2.17)$$

Pour une vitesse du vent $V_v = 8\, m/s$ et d'aprer la figure 2.13 nous avons une vitesse mecanique $\Omega_m = 126.5$. De meme, de la figure 2.14 on a un couple egale precque $C_t \approx 0.6\, x\, 10^4$. la puissance maximale retirer pour cette valeur du vent est de $P_t \approx 77\, x\, 10^4$ et ca est confermer par la figure 2.15.a. On peut faire la meme chose pour les autres valeurs du vent.

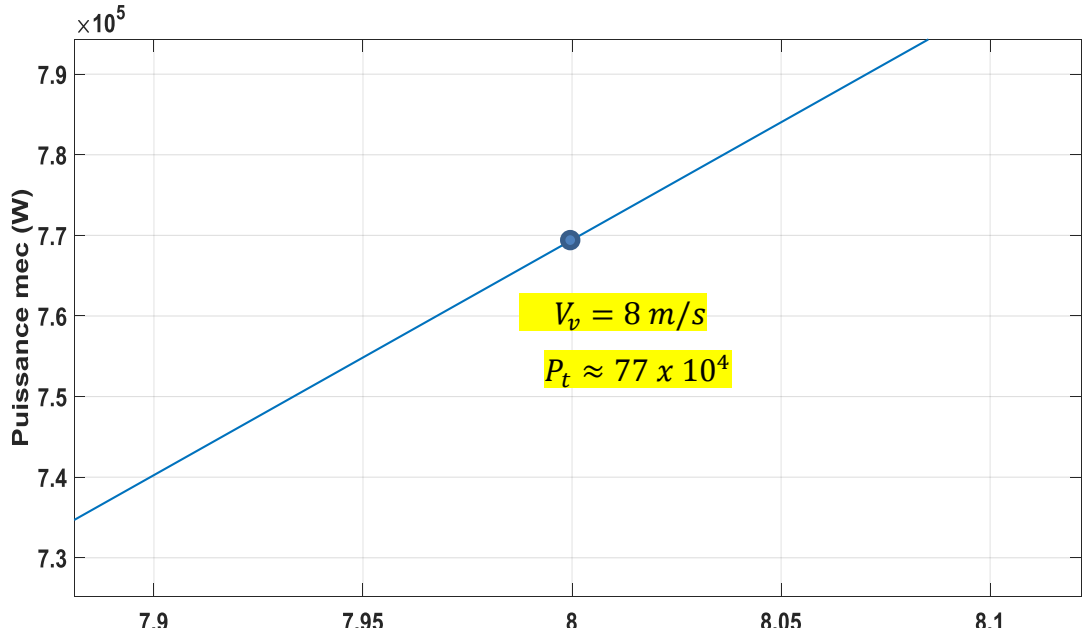


Fig. 2.15.a. Zoom de Variation de la puissance en fonction de vitesse du vent

2.2.5 MODELISATION DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation est un système non linéaire très compliqué. Une commande efficace de cette machine, pour ses différents régimes de fonctionnement, requiert une modélisation mathématique plus précise pour pouvoir représenter son comportement de manière adéquate et réelle.

2.2.5.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de mettre notre machine en équations, son modèle repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes :

- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme.
- Les pertes par hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- l'effet de peau et l'effet des encoches sont négligeables.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Les résistances et les coefficients d'auto-inductance sont constants et les enroulements ne varient pas en fonction de la température. Les coefficients d'inductance mutuelle sont en fonction de la position de leurs axes magnétiques.
- Les forces magnétomotrices générées par le stator ou le rotor ont une distribution sinusoïdale.

2.2.5.2 Modèle de la MADA dans le repère triphasé (*a, b, c*)

La représentation schématique d'une machine triphasée asynchrone à double alimentation dans le repère triphasé est donnée par la figure 2.16.

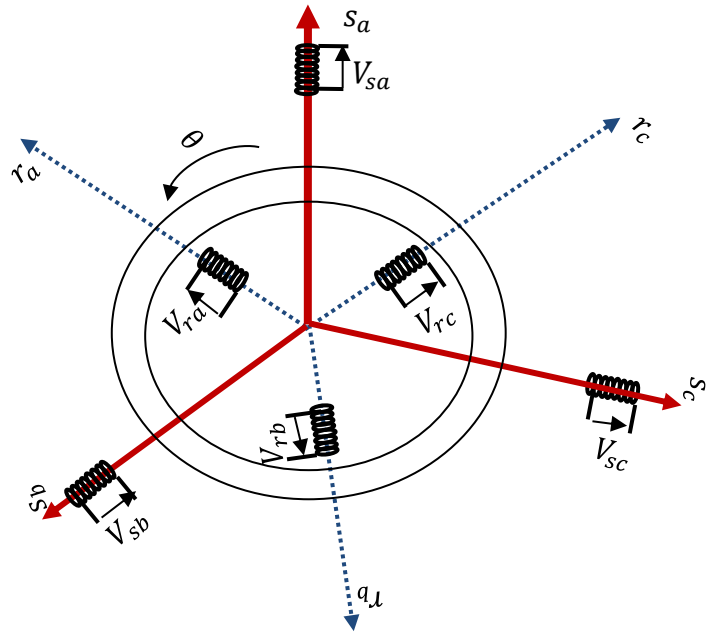


Fig.2.16. Représentation de la MADA dans le système triphasé

Les trois enroulements du stator sont représentés schématiquement sur leurs axes magnétiques respectifs s_a, s_b et s_c, ainsi que les trois enroulements du rotor sur leurs axes magnétiques respectifs r_a, r_b et r_c.

Les équations des tensions électriques qui régissent la MADA sont [67] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \dfrac{d}{dt}[\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \dfrac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \tag{2.18}$$

Avec

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Où

R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_s, V_r Tensions simples statoriques et rotoriques.

I_s, I_r Courants de phase statoriques et rotoriques.

φ_s, φ_r Flux respectivement statoriques et rotoriques.

Les équations des flux magnétiques qui régissent la MADA sont **:**

$$\begin{cases}[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]\end{cases} \tag{2.19}$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \qquad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Où

L_{ss} , L_{rr} sont respectivement les inductances propres des phases statoriques et rotoriques.

M_s, M_r les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

la matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator-rotor est donnée par la formule suivante :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

M_{max}est l'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

En remplaçant (2.19) dans (2.18), on obtient le système d'équations ci-dessous :

$$\begin{cases}[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}\left[[L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r]\right] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt}\left[[L_{rr}] . [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]\right]\end{cases} \tag{2.21}$$

L'équation mécanique de la machine est donnée comme suit :

$$\boldsymbol{C_{em} = C_r + f_r \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{d\theta}} \tag{2.22}$$

Avec :

- C_{em} - le couple électromagnétique de la machine;
- Cr - le couple résistant;
- fr - le coefficient de frottement visqueux de la MADA;
- Ω - la vitesse de rotation de l'axe de la MADA;
- J - l'inertie des parties tournantes.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p \cdot [I_s]^t \frac{d}{d\theta}\left[[M_{sr}].[I_r]\right] \tag{2.23}$$

Ou

p Nombre de paires de pôles de la MADA.

Les équations différentielles précédentes (2.21), (2.22) et (2.23) représentent le modèle de la MADA dans le repère ($\boldsymbol{a}$, $\boldsymbol{b}$, $\boldsymbol{c}$).

2.2.5.2 Modèle de la MADA dans le repère de Park

Après avoir établi le modèle électromagnétique de la machine dans le référentiel triphasé en tenant compte des hypothèses simplificatrices, nous pouvons constater sa complexité, ce qui nous oblige à utiliser des modèles plus simples en référence à un nombre réduit d'axes qui permet facilement la traduction mathématique de la MADA, l'étude et l'analyse de son régime transitoire.

Parmi ces modèles, nous citons le plus utilisé, le modèle de Park. Ce modèle a la possibilité d'effectuer une transformation d'un système triphasé (a-b-c) en un système équivalent biphasé (d-q-o) et vice versa, avec la création des mêmes forces magnétomotrices du champ électromagnétique tournant et d'obtenir un système d'équation à coefficients constants. Cette transformation est dite de Park [68].

On peut donc définie la matrice de transformation de Park P(θ) comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

θ : Angle entre le repère du système triphasé et le repère de Park.

Les équations mathématiques de Park pour le passage d'un système triphasé à un système biphasé et vice versa sont données comme suit :

$$\left[x_{dq0}\right] = [P(\theta)] \cdot [x_{abc}] \Rightarrow [x_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot \left[x_{dq0}\right] \tag{2.25}$$

La figure 2.17. représente les grandeurs statoriques et rotoriques dans un même repère.

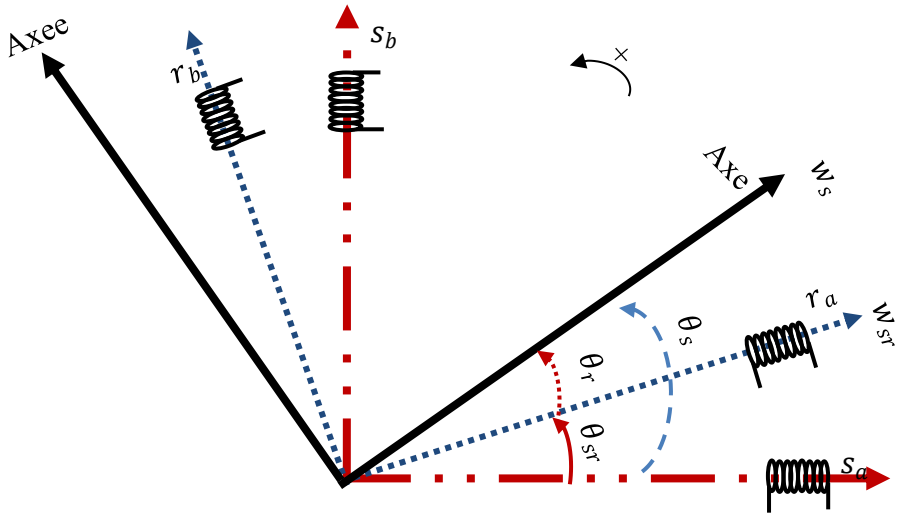


Fig.2.17. Représentation de la MADA dans le repère de Park

La transformation de Park appliquée aux équations statoriques nous donne:

$$\begin{aligned}
\left[V_{s_{dq0}}\right] &= [P(\theta_s)] \cdot \left[V_{s_{abc}}\right] \Rightarrow \left[V_{s_{abc}}\right] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[V_{s_{dq0}}\right] \\
\left[I_{s_{dq0}}\right] &= [P(\theta_s)] \cdot \left[I_{s_{abc}}\right] \Rightarrow \left[I_{s_{abc}}\right] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[I_{s_{dq0}}\right] \\
\left[\varphi_{s_{dq0}}\right] &= [P(\theta_s)] \cdot \left[\varphi_{s_{abc}}\right] \Rightarrow \left[\varphi_{s_{abc}}\right] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{s_{dq0}}\right]
\end{aligned} \tag{2.26}$$

La transformation de Park appliquée aux équations rotoriques nous donne :

$$\begin{aligned}
\left[V_{r_{dq0}}\right] &= [P(\theta_r)] \cdot \left[V_{r_{abc}}\right] \Rightarrow \left[V_{r_{abc}}\right] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[V_{r_{dq0}}\right] \\
\left[I_{r_{dq0}}\right] &= [P(\theta_r)] \cdot \left[I_{r_{abc}}\right] \Rightarrow \left[I_{r_{abc}}\right] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[I_{r_{dq0}}\right] \\
\left[\varphi_{r_{dq0}}\right] &= [P(\theta_r)] \cdot \left[\varphi_{r_{abc}}\right] \Rightarrow \left[\varphi_{r_{abc}}\right] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{r_{dq0}}\right]
\end{aligned} \tag{2.27}$$

Pour obtenir Les équations des tensions et courants électriques en appliquant la transformation de Park dans l'équation (2.18), on trouve :

$$\begin{cases}
[P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[V_{s_{dq0}}\right] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[I_{s_{dq0}}\right] + \dfrac{d}{dt}\left[[P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{s_{dq0}}\right]\right] \\
[P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[V_{r_{dq0}}\right] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[I_{r_{dq0}}\right] + \dfrac{d}{dt}\left[[P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{r_{dq0}}\right]\right]
\end{cases} \tag{2.28}$$

$$\begin{cases}\left[V_{s_{dq0}}\right] = [R_s] \cdot \left[I_{s_{dq0}}\right] + [P(\theta_s)] \cdot \dfrac{d}{dt}[[P(\theta_s)]^{-1}] \cdot \left[\varphi_{s_{dq0}}\right] + \dfrac{d}{dt}\left[\varphi_{s_{dq0}}\right] \\ \left[V_{r_{dq0}}\right] = [R_r] \cdot \left[I_{r_{dq0}}\right] + [P(\theta_r)] \cdot \dfrac{d}{dt}[[P(\theta_r)]^{-1}] \cdot \left[\varphi_{r_{dq0}}\right] + \dfrac{d}{dt}\left[\varphi_{r_{dq0}}\right]\end{cases} \quad (2.29)$$

Avec

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt}[[P(\theta_s)]^{-1}] = \frac{d\theta_s}{dt}\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}; [P(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt}[[P(\theta_r)]^{-1}] = \frac{d\theta_r}{dt}\begin{bmatrix}0 & -1 & 0\\ 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{bmatrix}$$

Par conséquent, on peut écrire les équations des tensions statoriques et rotoriques comme suit [69],[70] :

$$\begin{cases}V_{sd} = R_s I_{sd} + \dfrac{d\varphi_{sd}}{dt} - w_s\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \dfrac{d\varphi_{sq}}{dt} + w_s\varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \dfrac{d\varphi_{rd}}{dt} - w_r\varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \dfrac{d\varphi_{rq}}{dt} + w_r\varphi_{rd}\end{cases} \quad (2.30)$$

V_{sd} , V_{sq} , V_{rd} et V_{rq} : sont respectivement les tensions directe et en quadrature statoriques et rotoriques.

I_{sd} , I_{sq} , I_{rd} et I_{rq} : sont respectivement les courants directs et en quadratures statoriques et rotoriques.

φ_{sd} , φ_{sq} , φ_{rd} et φ_{rq} : sont respectivement les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures du système.

w_s , w_r : sont les pulsations statorique et rotorique.

Nous remarquons sur la figure 2.16 que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ_{sr} par la relation rigide :

$$\theta_{sr} = \theta_s - \theta_r \quad (2.31)$$

θ_s , θ_r : sont les angles électriques que forment les axes du stator et du rotor avec l'axe direct du référentiel biphasé de Park.

Les vitesses angulaires de rotation sont obtenues telles que :

$$\begin{cases}\dfrac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \dfrac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \dfrac{d\theta_{sr}}{dt} = \omega_{sr}\end{cases} \quad (2.32)$$

Avec : ω_s, ω_r et ω_{sr}représentent respectivement : les vitesses de pulsation statorique, rotorique et de glissement de la MADA.

De la même manière, les équations des flux sont données par :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{s_{dq0}}\right] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[I_{s_{dq0}}\right] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[I_{r_{dq0}}\right] \\ [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[\varphi_{r_{dq0}}\right] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot \left[I_{r_{dq0}}\right] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot \left[I_{s_{dq0}}\right] \end{cases} \quad (2.33)$$

On obtient, donc :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

L_s , L_r : les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine;

M : l'inductance mutuelle.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = p\frac{M}{L_s}\left(I_{rd}\varphi_{sq} - I_{rq}\varphi_{sd}\right) \quad (2.35)$$

Avec p - le nombre de paires de pôles de la MADA.

Les puissances active et réactive statoriques sont:

$$\begin{cases} P = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (2.36)$$

Suivant la construction et le principe de fonctionnement de la MADA, nous pouvons trouver trois choix utiles de l'orientation du repère de Park qui sont liés aux objectifs de l'application souhaités [43], [32]:

- Référentiel lié au rotor ($\theta = \theta_r$) : ce choix est largement utilisé dans l'étude des régimes transitoires.
- Référentiel lié au stator ($\theta = 0$) : c'est le repère naturel ou stationnaire (α-β) de la MADA. Cette sélection permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clarke dans le cas de de la non-conservation de la puissance ou celle de Concordia dans le cas inverse. Le changement de repère triphasé/biphasé (a-b-c)/(α-β) peut être obtenu par la transformation de Clarke. Ce référentiel est très couramment utilisé lors de l'étude des observateurs.
- Référentiel lié au champ tournant statorique ($\theta = \theta_s$) : ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et idéalement adapté à la commande vectorielle par orientation du flux statorique. Les axes sont d représentés par (d-q).

2.2.5.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

En ce qui concerne la commande vectorielle de la MADA, il est plus approprié de choisir le repère d-q lié au champ tournant statorique, lequel est relatif à la fréquence du réseau électrique [71]. La figure 2.18. montre, la synchronisation du repère de Park avec le flux statorique.

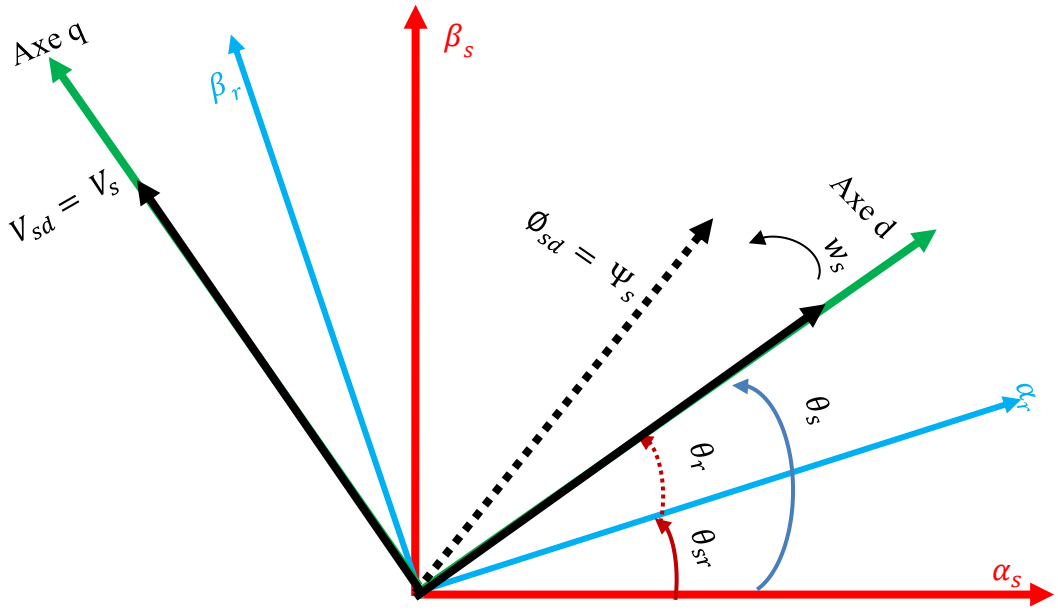


Fig.2.18. Orientation du repère de Park.

Dans le cas d'une MADA de moyenne et de grande puissance, la résistance statorique R_s est, généralement, négligée lors de la simulation de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique [72], [40].

En supposant que la résistance statorique R_s est négligeable et que le flux statorique est constant et orienté selon l'axe d, on en déduit:

$$\begin{cases} \phi_{sq} = 0 \\ \phi_{sd} = \Psi_s \end{cases} \tag{2.37}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Psi_s \end{cases} \tag{2.38}$$

$$\begin{cases}\Psi_s = L_s I_{sd} + \mathrm{M} I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + \mathrm{M} I_{rq}\end{cases} \tag{2.39}$$

A partir de l'équation (2.39), on peut écrire les équations reliant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{sd} = \dfrac{\Psi_s}{L_s} - \dfrac{L_m}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\dfrac{L_m}{L_s} I_{rq} \end{cases} \tag{2.40}$$

En remplaçant dans l'équation des flux (2.31), les courants statoriques par l'expression (2.40), on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \dfrac{L_m}{L_s} \Psi_s \\ \phi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} \end{cases} \tag{2.41}$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ coefficient de dispersion de Blondel.

En remplaçant l'expression des flux rotoriques de l'équation (2.41) par leurs expressions dans l'équation (2.29), on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \dfrac{d}{dt} I_{rd} - g\omega_s \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \dfrac{d}{dt} I_{rq} + g\omega_s \sigma L_r I_{rd} + g\dfrac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \tag{2.42}$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés s'annulent,, on peut donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} - g\omega_s \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + g\omega_s \sigma L_r I_{rd} + g\dfrac{L_m V_s}{L_s} \end{cases} \tag{2.43}$$

Où :

g glissement de la machine asynchrone.

$g\frac{L_m V_s}{L_s}$ désigne la force électromotrice qui dépend de la vitesse de rotation.

L'adaptation des équations de puissance au repère choisi et aux hypothèses simplificatrices faites dans notre cas ($V_{sd} = 0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} V_s I_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2} V_s I_{sd} \end{cases} \tag{2.44}$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs valeurs de l'équation (2.41) dans l'équation (2.44) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -\frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{3}{2} \left(V_s \frac{\Psi_s}{L_s} - V_s \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \right) \end{cases} \tag{2.45}$$

En remplacent (2.38) dans (2.35), le couple de la MADA aura pour expression :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \Psi_s I_{rq} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m V_s}{L_s \omega_s} I_{rq} \tag{2.46}$$

2.2.6 **Modélisation des convertisseurs statiques**

Le principal avantage de l'utilisation de la MADA dans les éoliennes est la possibilité de fonctionner à vitesse variable, et cela grâce à la chaîne rotorique composée d'un redresseur et d'un onduleur directement liés au rotor du générateur. Cette configuration permet de contrôler les quantités de sortie telles que la puissance active liée à la vitesse de rotation de l'éolienne et la puissance réactive. Comme le convertisseur n'est pas sur le trajet principal de la puissance, il est dimensionné à environ 25% de la puissance nominale [73],[43].

Notre sujet de thèse consiste à mettre au point des stratégies de contrôle pour un système de conversion d'énergie éolienne, relié au réseau, basé sur une MADA commandée par le rotor via 02 convertisseurs PWM bidirectionnels, réversibles (un sur le CCM côté rotor et l'autre sur le CCR côté réseau) en mode back-to-back, réalisant l'interface électrique entre le rotor de la machine et le réseau. (figure 2.18). Comme indiqué sur la figure 2.18, le stator du générateur est directement connecté au réseau tandis que son rotor est alimenté par le réseau via deux convertisseurs statiques permettant le redressement et l'ondulation de la tension. Les deux convertisseurs possèdent deux degrés de liberté qui peuvent être utilisés de différentes manières[13].

- Le convertisseur côté rotor (CCM) est le filtre génère une tension triphasée d'amplitude et de fréquence variables afin de contrôler le couple du générateur et la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.
    - ✓ La fréquence de la tension du rotor sera la différence entre la fréquence du stator et la vitesse mécanique en radians électriques.

- ✓ L'amplitude de la tension rotorique (pour une machine dont le rapport de transformation est égal à 1, tension nominale identique au stator et au rotor) sera la tension nominale multipliée par le glissement.

- Le convertisseur côté réseau (CCR) et le filtre échangent avec le réseau la puissance active extraite ou injectée par le convertisseur côté rotor à partir du rotor. La fréquence de sortie sera constante mais la tension de sortie changera afin de modifier la puissance active et réactive échangée. La puissance active est contrôlée indirectement au moyen du contrôleur de bus continue et de la puissance réactive.

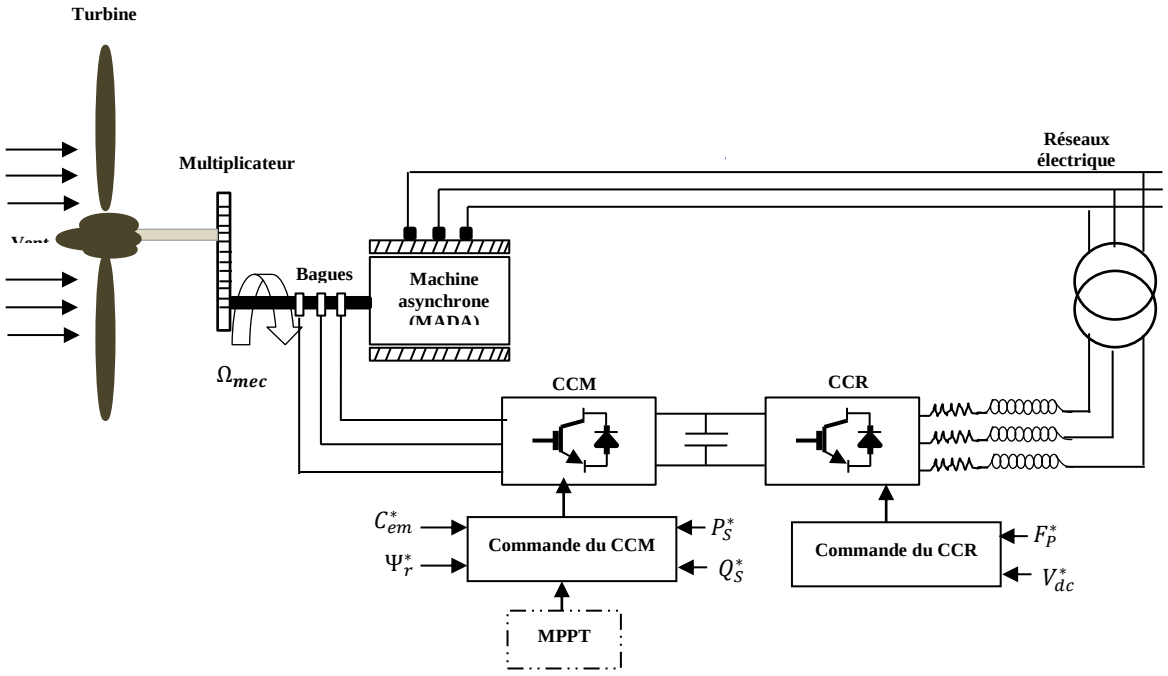


Fig.2.19 . La structure des convertisseurs bidirectionnels AC-DC-AC (back-to-back).

.2.6.1 - Modélisation du convertisseur côté rotor « CCM »

Le rotor du MADA est alimenté par un onduleur à 02 niveaux de tension. Cet onduleur est doté de plusieurs composants semi-conducteurs commandés en tout ou rien, qui peuvent être des MOSFET ou des IGBT combinés à des diodes inversées. Les six interrupteurs électroniques illustrés ci-dessous (figure 2.20) sont supposés être parfaits. En remplaçant chaque groupe de transistors et de diodes de la figure 2. 19. A par des interrupteurs K_j $avec$ (j = 1, 2, 3, 4, 5, 6), on obtient le schéma simplifié comme le montre la figure 2. 19. B.

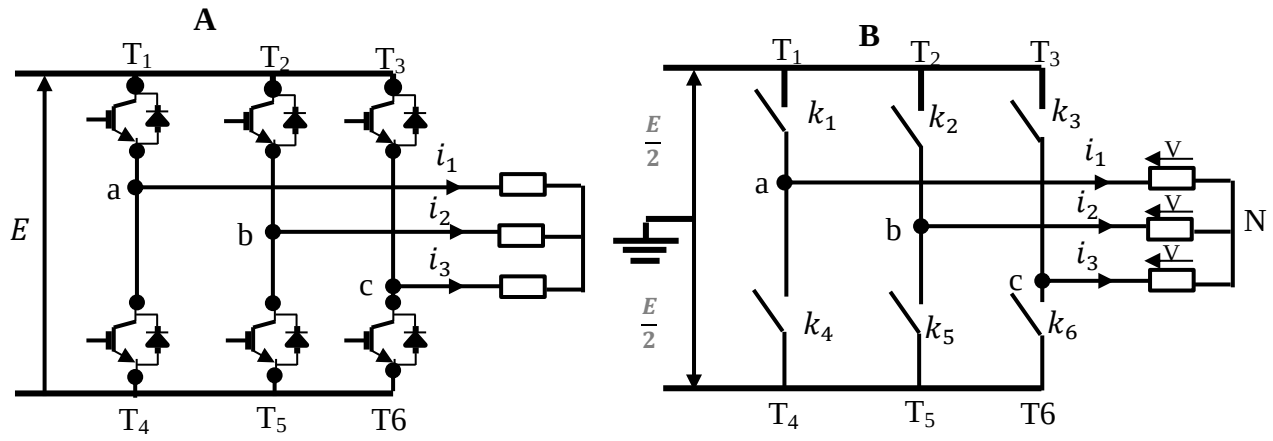


Fig.2.20. Schéma simplifié du convertisseur cote machine CCM

Les équations des tensions simples aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AO} + V_{ON} \\ V_B = V_{BO} + V_{ON} \\ V_C = V_{CO} + V_{ON} \end{cases} \tag{2.47}$$

Par addition, on trouve :

$$V_A + V_B + V_C = V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3 \cdot V_{ON} \tag{2.48}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

Donc,

$$\begin{aligned} V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + 3.V_{ON} &= 0 \\ V_{ON} &= -\frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \end{aligned} \tag{2.49}$$

En remplaçant (2.49) dans (2.47), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{AO} + \frac{2}{3}V_{BO} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{AO} - \frac{1}{3}V_{BO} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \tag{2.50}$$

On peut écrire le système (2. 46) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A0} \\ V_{B0} \\ V_{C0} \end{bmatrix} \tag{2.51}$$

Le convertisseur, grâce à l'ouverture et à la fermeture successives des interrupteurs, génère une tension alternative formée par une succession de fentes rectangulaires.

$$\begin{cases} V_{AO} = \dfrac{E}{2} S_1 \\ V_{BO} = \dfrac{E}{2} S_2 \\ V_{CO} = \dfrac{E}{2} S_3 \end{cases} \tag{2.52}$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si} \quad k_1 \text{ fermé} & \text{sinom} & S_1 = -1 \\ S_2 = 1 & \text{si} \quad k_2 \text{ fermé} & \text{sinom} & S_2 = -1 \\ S_3 = 1 & \text{si} \quad k_3 \text{ fermé} & \text{sinom} & S_3 = -1 \end{cases} \tag{2.53}$$

En remplaçant (2.48) dans (2.47), on aura le système suivant[74] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

Le système d'équations (2.54) représente le modèle mathématique de l'onduleur MLI triphasé à deux niveaux.

2.2.6.2 - Modélisation du convertisseur cote réseau «CCR »

Le convertisseur côté réseau a la même structure que le CCM présenté précédemment. La figure 2.21 illustre un modèle simplifié du système côté réseau. Nous pouvons distinguer les éléments suivants.

- Le convertisseur côté réseau est modélisé avec des commutateurs bidirectionnels idéaux. Il convertit la tension et les courants du CC au AC, tandis que l'échange de puissance peut se faire dans les deux sens du alternatif au continu (mode redresseur) et du continu au alternatif (onduleur mode). Dans cette thèse, le semi-conducteur utilisé est un transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).
- L'inductance (L) et la résistance (R) représentent l'impédance de ligne. qui font le lien entre chaque phase de sortie du convertisseur et la tension du réseau.
- La tension du réseau est normalement fournie par un transformateur. Cette tension alternative est censée être équilibrée et sinusoïdale dans des conditions de fonctionnement normales. L'effet des impédances du transformateur ou du réseau est négligé dans notre cas d'étude.

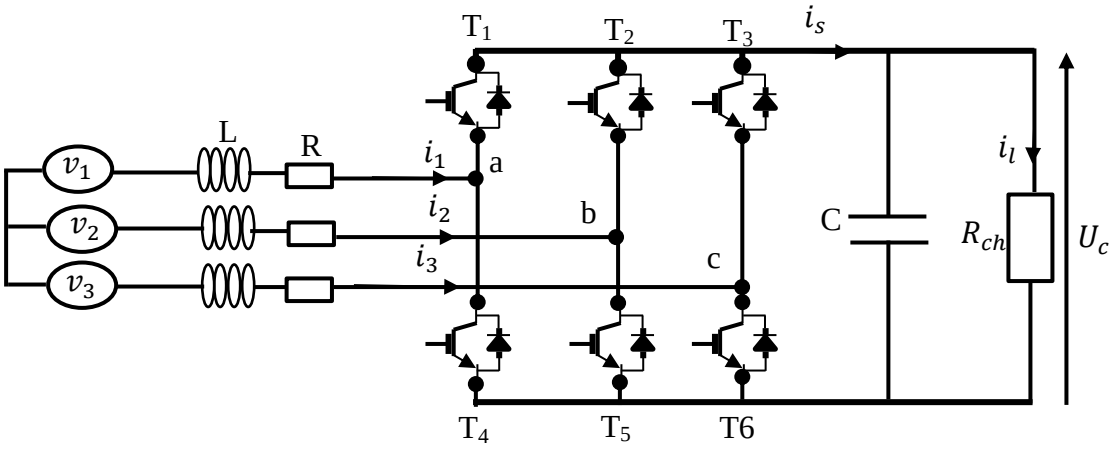


Fig.2.21. Schéma simplifié du convertisseur cote réseau CCR [43].

- **source d'alimentation**

C'est une source triphasée supposée parfaitement sinusoïdale et équilibrée en série avec une résistance R et une inductance L représentant respectivement la résistance et l'inductance totales de la ligne [34]. Les tensions de lignes sont données par :

$$\begin{cases} V_1 = R * i_1 + L\dfrac{di_1}{dt} + V_{an} \\ V_2 = R * i_2 + L\dfrac{di_2}{dt} + V_{bn} \\ V_3 = R * i_3 + L\dfrac{di_3}{dt} + V_{cn} \end{cases} \tag{2.55}$$

Où

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples de la source à l'entrée du convertisseur. Les courants de chaque phase sont donnés par le système d'équations différentielles suivant :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{R}{L} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{1}{L}\begin{bmatrix} V_1 - V_{an} \\ V_2 - V_{bn} \\ V_3 - V_{cn} \end{bmatrix} \tag{2.56}$$

- **Partie Convertisseur**

Sachant que la structure du redresseur est identique à celle de l'onduleur déjà modélisé dans la section précédente, la matrice de connexion du pont est similaire à l'équation (2. 51) [75]. De plus, le courant redressé est donné par :

$$i_s = [S_1 \quad S_2 \quad S_3] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{2.57}$$

- **Partie charge**

Cette partie est composée d'une capacité C en parallèle avec une résistance R qui représente une charge continue. Elle est régie par les deux équations électriques suivantes[75],[60]:

$$\begin{cases} \frac{dUc}{dt} = \frac{1}{c}(i_s - i_{ch}) \\ U_C = R_{Ch} \cdot i_{ch} \end{cases} \tag{2.58}$$

Ce qui permet d'obtenir la fonction de transfert entre tension et courant redressés :

$$\frac{U_C}{i_s} = \frac{R_{Ch}}{1 + R_{Ch} \cdot C \cdot p} \tag{2.59}$$

L'objectif du contrôle de CCR est de contrôler 02 paramètres importants :

- ✓ Garder la tension du bus continue à une valeur de référence souhaitée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continue doit être mesurée et réglée à une valeur de référence.
- ✓ Maintenir la puissance réactive de référence à une valeur nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire.

2.2.6. 3 - Résultats de simulation

Afin de visualiser le comportement et le fonctionnement de la MADA dont les donner est en Annexe A, nous l'avons simulée sous MATLAB/Simpower system. Son modèle est donc basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park dans le référentiel liée au champ tournant. La MADA est couplée avec la turbine éolienne à travers le multiplicateur de vitesse. Electriquement, elle est reliée, directement, avec un réseau triphasé de fréquence de 50Hz au niveau du stator tandis que son rotor est alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI. Les figures ci-dessus montrent les résultats de simulation obtenus.

La figure 2.22, représente la variation de la vitesse de la MADA en fonction du temps. On remarque qu'après un régime transitoire qui dure moins de 4s, la vitesse de la MADA tende vers une valeur de référence ($w_{ref} = 0.8\ X\ w_s$), fonctionnement génératrice hypo-synchrone. A partir de 6s jusqu'à 12s la valeur de référence se change et devient ($w_{ref} = 1.2\ X\ w_s$) et la vitesse du MADA suit toujours la référence, fonctionnement génératrice hyper-synchrone.

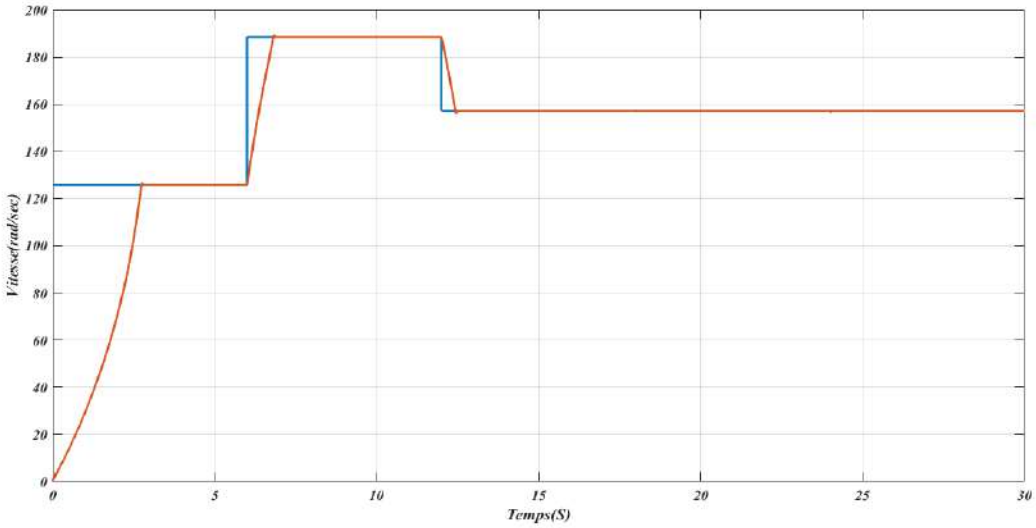


Fig.2.22 - Variation de la vitesse de la MADA en fonction du temps

Le couple électromagnétique appliqué au niveau de l'arbre de la MADA est illustré par la figure 2.23. A l'instant 18s on génère un couple de référence ($C_{ref} = -0.25\ X\ C_{em}$), on remarque que le couple suit son référence (le signe négatif signifié que c'est un couple reçu par la turbine éolienne après le multiplicateur de vitesse) fonctionnement génératrice. Ensuite, un couple positif ($C_{ref} = +0.25\ X\ C_{em}$) est appliquer à l'instant 24 s pour confirmer le fonctionnement moteur du MADA. Il est bien claire que le couple suit sont valeur de référence et la MADA peut changer sont fonctionnement du génératrice ver moteur.

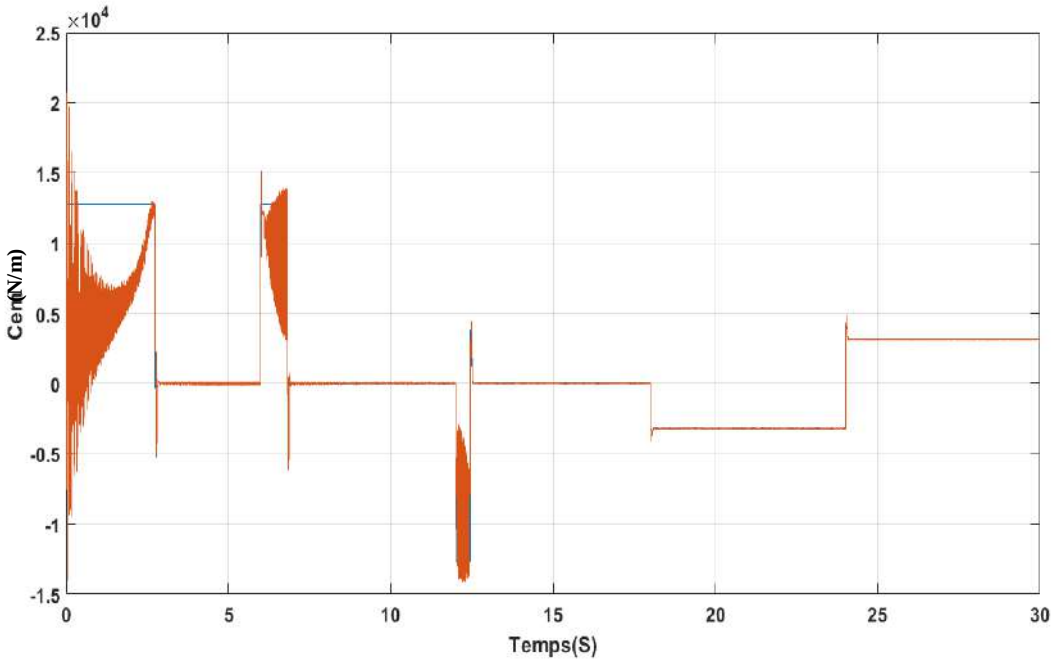


Fig.2.23. Variation du couple de la MADA en fonction du temps

De même, le courant rotorique présenté dans les figures 2.24, qui confirme le passage doux du mode génératrice au mode moteur de la MADA, entre l'instant 18s et 24s fonctionnement génératrice et entre l'instant 24s et 30s fonctionnement moteur (à cet intervalle la puissance active rotorique sera nulle par la relation *Pr=g*Ps*, car le glissement est nulle au synchronisme).

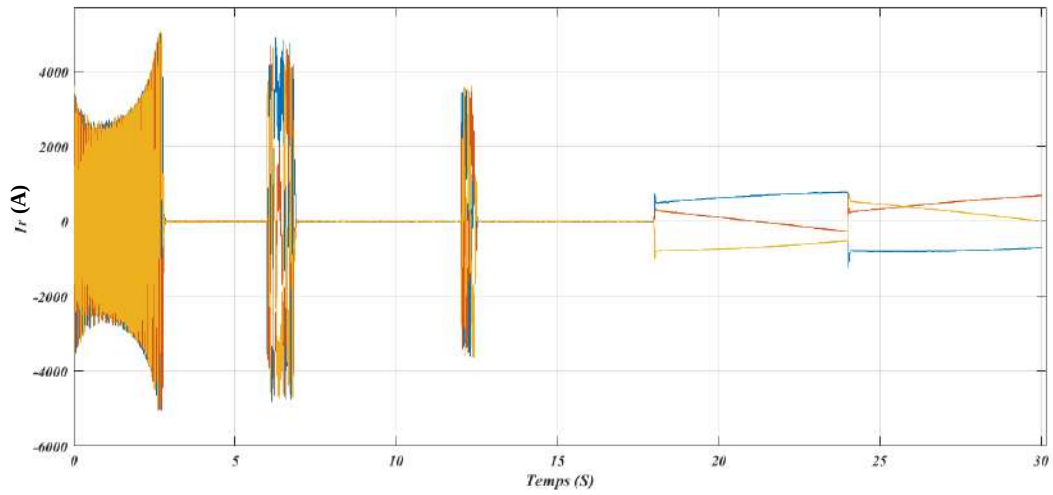


Fig.2.24 - Courant rotorique de la MADA .

Les figures 2.25 et 2.26 représente l'allure du courant direct et quadratique, il est bien claire que les courants suit les valeurs de référence avec des petites ondulations du régime transitoire.

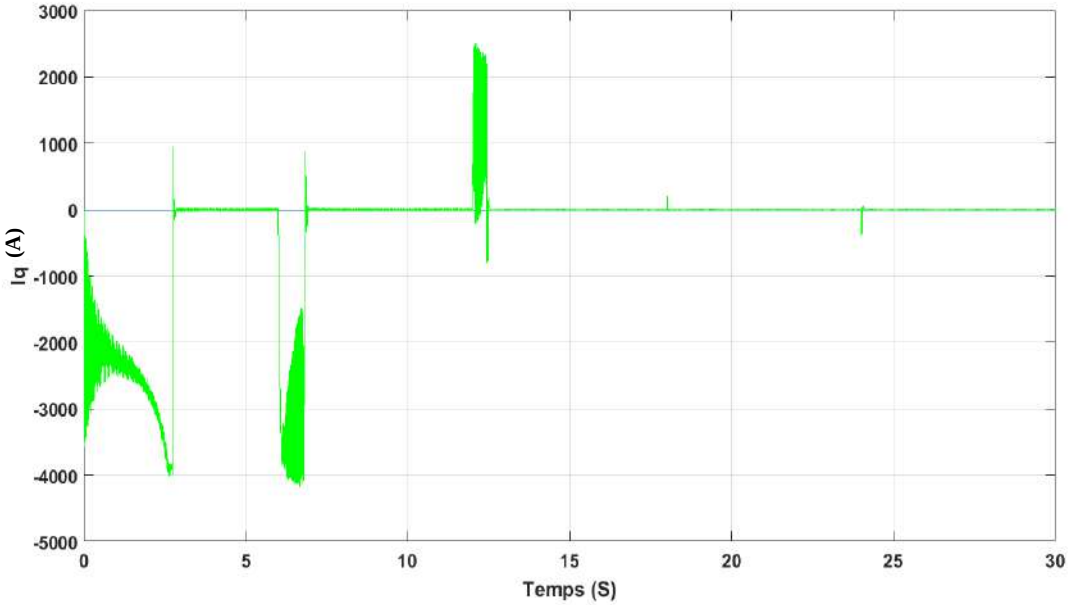


Fig.2.25 . Courant quadratique I_q de la MADA .

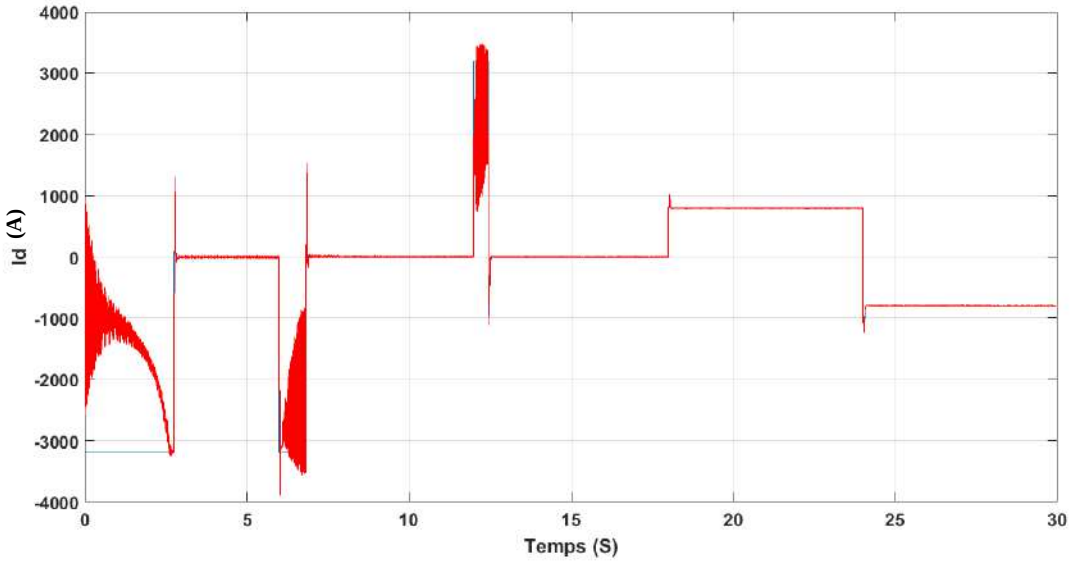


Fig.2.26 . Courant directe I_d de la MADA.

2.3 Conclusion

Ce chapitre porte sur la modélisation et simulation d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Nous avons d'abord expliqué pourquoi ce système éolien est actuellement le plus utilisé, notamment en raison des économies réalisées grâce à la petite taille des convertisseurs statiques triphasés utilisés. Par la suite, nous nous sommes intéressés à la modélisation des différents composants du système éolien. En effet, les modèles analytiques des différents composants du système éolien ont été établis : le profil du vent appliqué, le coefficient de puissance, ainsi que les modèles aérodynamiques et mécaniques de la turbine ont été développés. Dans le reste de ce chapitre, nous avons donc concentré notre étude sur le contrôle de l'éolienne dans la zone de fonctionnement optimal, permettant à l'éolienne d'extraire la puissance maximale disponible dans le vent. La méthode de contrôle MPPT a été examinée et détaillée. Puis, dans le but d'établir les différentes commandes nous avons développés le modèle de la MADA dans le repère de Park lié au champ tournant statorique. Ce modèle a été élaboré sous certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter. Dans cette modélisation, nous nous sommes focalisés sur le développement d'un modèle simplifié pour le contrôle de la MADA. Enfin, nous avons donnés un aperçu sur les convertisseurs coté machine « CCM » utilisé pour l'alimentation du rotor de la MADA et cotes réseau « CCR ». Ces convertisseurs ont été commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

3. ETUDE DE LA POLLUTION HARMONIQUE

3.1 INTRODUCTION

Les convertisseurs électroniques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Mais, leur prolifération au cours des 2 dernières décennies est devenue inquiétante et préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croitre. Ces charges électroniques polluent, non seulement, le réseau de distribution de courant alternatif mais sont, apparemment, aussi très sensibles à la distorsion de la tension.

La situation au niveau des réseaux alternatifs BT est devenue, depuis plus d'une décennie, de plus en plus très préoccupante. La qualité du courant électrique dans les installations électriques commerciales se dégrade incontestablement. Outre, les perturbations extérieures telles que les coupures, les creux et les pointes provoquées par la commutation et par les phénomènes atmosphériques, il existe aussi des causes intrinsèques et internes spécifiques a chaque site, dû à une utilisation conjuguée de charges linéaires et non linéaires. Un déclenchement intempestif des dispositifs de protection, des surcharges harmoniques, des niveaux élevés de distorsions des tensions et des courants, l'augmentation de la température dans les conducteurs et dans les générateurs sont, autant, des facteurs contribuant à détériorer la qualité et la fiabilité d'un réseau alternatif.

Cependant, les progrès remarquables réalises au cours des dernières années, dans le domaine des dispositifs électroniques de puissance (IGBT, GTO ...), ont permis de concevoir des dispositifs d'élimination des harmoniques auto-adaptables appelés compensateurs actifs d'harmoniques, ou encore, filtres actifs. Les compensateurs actifs d'harmoniques s'avèrent être une option valable pour la régulation des niveaux des distorsions harmoniques dans de nombreuses applications [76].

3.2 PERTURBATIONS HARMONIQUES

3.2.1 **Définition des harmonique**

Les harmoniques sont des tensions ou des courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence du réseau. En général, nous différencions 2 types d'harmoniques :

- Les harmoniques de courant dus à la présence de charges non linéaires telles que les appareils d'éclairage fluorescents, les fours à arc, les redresseurs, les variateurs électroniques de vitesse…. , qui peuvent être identifiés à une source de courant harmonique.
- Les harmoniques de tension issus du réseau lui-même dus, en général, à des petites imperfections de construction des bobinages des différent matériels du réseau eux-mêmes, tels que les machines tournantes et les transformateurs qui, pratiquement, ne délivrent

pas une tension purement sinusoïdale. Ces harmoniques peuvent être identifiés à une source de tension harmonique.

La tension du réseau peut contenir des composantes fréquentielles qui ne sont pas des multiples entiers du fondamental. Ce type de composantes sont, communément, appelées inter-harmoniques. Elles peuvent apparaître soit sous forme de fréquence discrète, soit sous forme de spectres à large bande. Leurs sources principales sont les cycloconvertisseurs, les convertisseurs de fréquence, les machines synchrones, les machines à souder et les fours à arc [77].

3.2.2 **Nature physique du phénomène**

La plupart des appareils électriques raccordés à un réseau alternatif nécessitent, pour leur bon fonctionnement, une alimentation sinusoïdale 50 [Hz] dans la majorité des pays au monde et 60 [Hz] dans quelques pays tels que les USA, le Japan,…. En Algérie, par exemple, les installations industrielles consommatrices absorbent, théoriquement, un courant sinusoïdal à 50 [Hz]. Les charges dites passives, comme les résistances de chauffage ou les condensateurs absorbent, elles-aussi, un courant sinusoïdal à 50 [Hz]. Par contre, certains appareils absorbent un courant périodique, mais non sinusoïdal. Le signal, ainsi obtenu, sera déformé et sera caractérisé par la superposition d'un certain nombre, juxtaposé, d'onde sinusoïdale de fréquence f_h dite fréquence multiple de la fréquence de l'harmonique fondamentale f reliées, entre-elles, par :

$$f_h = h\,f = 50\,h \qquad \text{Avec h et le rang harmonique d'ordre } 1,2,3\ldots \tag{3.1}$$

Ils produisent sur le réseau qui les alimente une déformation de la tension, qui n'est alors plus sinusoïdale. On dit qu'ils sont non linéaires et qu'ils émettent des courants harmoniques vers le réseau. La présence d'appareils non linéaires sur un réseau électrique peut entraîner des dysfonctionnements des autres appareils raccordés à proximités.

Ces signaux de tension et/ou de courant, ainsi déformés, peuvent être traités et analysés par la fameuse technique des séries de Fourier ou par l'analyse spectrale de Fourier. Elle consiste à décomposer un signal périodique de forme quelconque en une somme de signaux sinusoïdaux dont chacun est dit harmonique de fréquence f_h , définie par l'équation (3.1). Le problème des harmoniques se traite en examinant le réseau électrique soumis de façon indépendante, à chacune de ces fréquences harmoniques. On octroie à cette technique le principe de superposition, malgré la non linéarité des sources provoquant les déformations dites harmoniques.

3.3 CLASSIFICATION DES HARMONIQUES

Les harmoniques sont, généralement, classées par leurs noms, leurs fréquences et leurs séquences de propagations. Le système triphasé déséquilibré non sinusoïdal est la superposition de trois systèmes triphasés équilibrés sinusoïdaux, direct, inverse et homopolaire. Pour effectuer cette décomposition, on généralise et adapte la méthode de Fortescue, développée en 1918, pour la composante fondamentale de 50 [Hz] et pour les fréquences harmoniques [77].

3.3.1 **Harmoniques du système inverse**

Le système inverse est dû aux harmoniques de rang impair égal à 3k-1, . Ces harmoniques se propagent dans le sens inverse de la rotation de la fondamentale, ont tendance à diminuer l'amplitude de la tension et du courant.

3.3.2 **Harmoniques du système direct**

Le système direct est composé de la fondamentale (50Hz) et d'harmoniques de rang impair égal à 3k+1. Ces harmoniques se propagent dans la même direction que la fondamentale. En général, ces harmoniques de séquence positive ne sont pas souhaitables, car elles sont la cause de la surchauffe des conducteurs, des lignes électriques et des transformateurs en conséquence de l'addition des formes d'onde.

3.3.3 **Harmoniques du système homopolaire**

Ce système contient un autre ensemble d'harmoniques spéciales appelées "Triplens" (multiple de trois) d'ordre impair égal à 3k. Elles ont des séquences de rotation nulle. D'où leur nom, et sont donc déplacées de zéro degré. Ces harmoniques circulent entre la phase et le neutre ou la terre et ne s'annulent pas. Au contraire, elles s'additionnent arithmétiquement dans le fil neutre commun qui est soumis aux courants des trois phases.

3.3.4 **Harmoniques dans un système triphasé**

Si on alimente un système de charge triphasé équilibré par un système de tensions triphasé équilibré, il s'écoule des courants équilibrés I_a , I_b , I_c (respectivement sur les phases a, b & c) tel que :

$$I_b(t) = I_a(t - \frac{T}{3}) \tag{3.2}$$

$$I_c(t) = I_a(t - \frac{2T}{3}) \tag{3.3}$$

Les expressions des signaux harmoniques de rang h, en négligeant leurs interactions mutuelles, sont :

$$s_{h,a}(t) = S_h \sin(hwt) \tag{3.4}$$

$$s_{h,b}(t) = S_h \sin(hwt - \frac{2\pi h}{3}) \tag{3.5}$$

$$s_{h,c}(t) = S_h \sin(hwt + \frac{2\pi h}{3}) \tag{3.6}$$

Si le réseau comporte un conducteur de neutre, les courants harmoniques d'ordre 3 ou multiples de 3 dus aux 3 phases s'y ajoutent car ils sont synchrones**.**

Supposons 3 courants $i_a(t)$, $i_b(t)$ & $i_c(t)$équilibrés et déphasés d'un tiers de période comme suit :

$$i_a(t) = I \cos(wt) \tag{3.7}$$

$$i_b(t) = I \cos(w(t + \frac{T}{3})) \tag{3.8}$$

$$i_c(t) = I \cos(w(t + \frac{2T}{3})) \tag{3.9}$$

Avec

$$T = \frac{2\pi}{w}$$

Les harmoniques d'ordre 3 de ces courants sont obtenus en remplaçant w par 3w comme suit :

$$i_{a3}(t) = I_3 \cos(3wt) \tag{3.10}$$

$$i_{b3}(t) = I_3 \cos(3wt + wT) = I_3 \cos(3wt + 2\pi) = I_3 \cos(3wt) \tag{3.11}$$

$$i_{c3}(t) = I_3 \cos(3wt + 2wT) = I_3 \cos(3wt + 4\pi) = I_3 \cos(3wt) \tag{3.12}$$

On a, alors :

$$i_{a3}(t) + i_{b3}(t) + i_{c3}(t) = 3I_3 \cos(3wt) \tag{3.13}$$

TAB. 3.1 - Harmoniques dans un système triphasé équilibré.		
Rang harmonique h	Signal	Types d'harmoniques
h =3k+1 k : nombre entier	$s_h \sin(hwt)$ $s_h \sin(hwt - \frac{2\pi h}{3})$ $s_h \sin(hwt - \frac{4\pi h}{3})$	Les harmoniques forment dans ce cas système triphasé direct.
h = 3k-1	$s_h \sin(hwt)$ $s_h \sin(hwt - \frac{4\pi h}{3})$ $s_h \sin(hwt - \frac{2\pi h}{3})$	Les harmoniques dans ce cas un système triphasé inverse.
h =3k	$s_h \sin(hwt)$ $s_h \sin(hwt)$ $s_h \sin(hwt)$	Les harmoniques forment dans ce cas un système triphasé homopolaire.

3.4 CHARGES ELECTRIQUES RACCORDES AU RESEAU ELECTRIQUE

3.4.1 Charge électrique linéaire

Une charge est dite linéaire, quand elle est alimentée par une source de tension sinusoïdale, elle absorbe un courant sinusoïdal, un exemple de charges linéaires : résistances, inductances... etc. La Figure.3.1 illustre ce type des charges électriques.

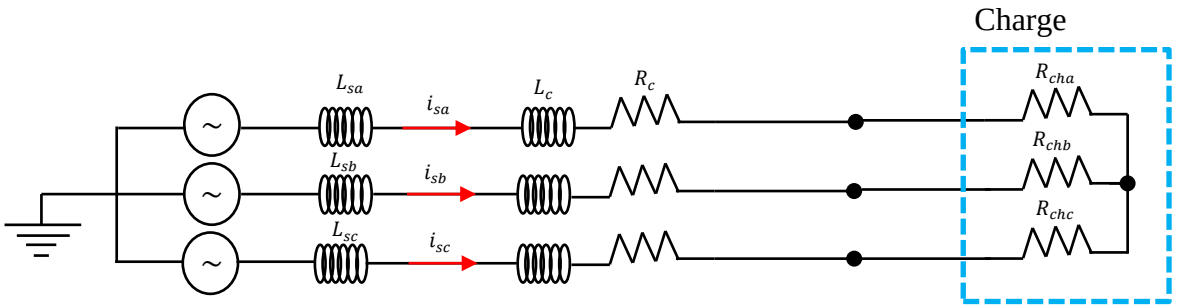


Fig. 3.1. Charge linéaire résistive triphasé

Les formes d'onde de la tension de la source et du courant absorbé par une charge linéaire (résistance) sont illustrées dans la figure.3.2.

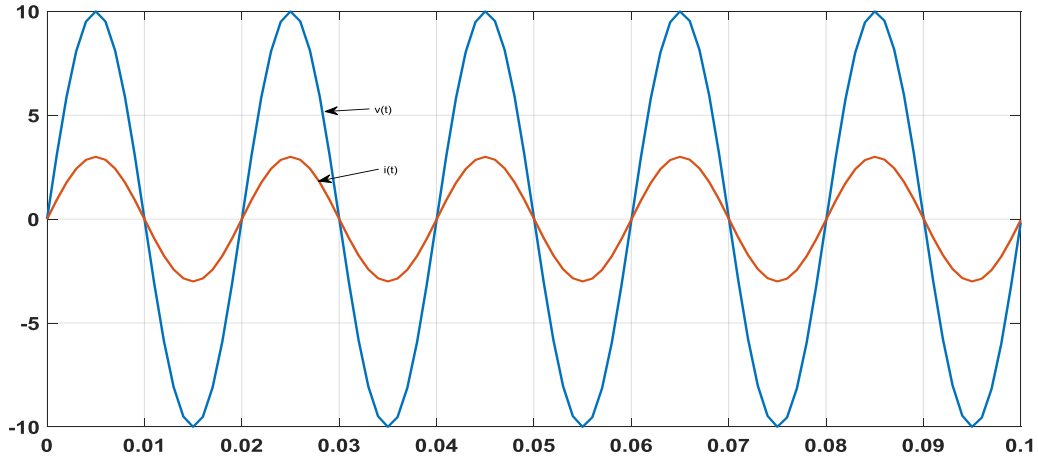


Fig.3.2 Formes d'ondes de la tension et courant absorbé par une charge résistive

3.4.2 **Charge non linéaire**

Une charge est dite non linéaire si le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme que la tension qui l'alimente [78]. Cette classe de charges incorporer les convertisseurs statiques (gradateurs, redresseurs...etc.), les circuits magnétiques saturés, les lampes, ...etc. La Figure. 3.3 présente la structure d'une charge non linéaire représentée par un pont triphasé à diode débité sur une charge inductive, et alimenté par un réseau triphasé équilibré.

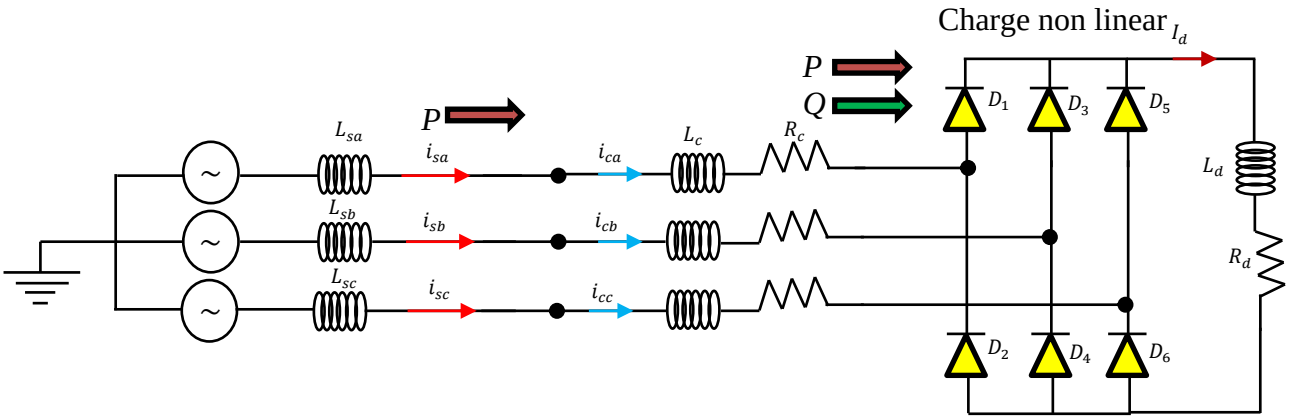


Fig. 3.3. Pont redresseur à diode débite sur une charge inductive

Le courant fourni par la source a une forme carrée riche en harmoniques d'ordre (6k±1), comme le montre la figure. 3.4.

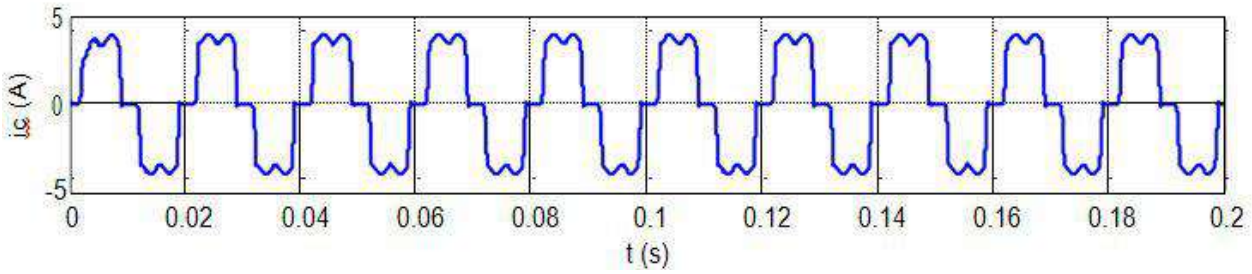


Fig.3.4. Forme d'onde du courant de réseau par l'effet de la charge polluante

3.5 ORIGINE DES PERTURBATIONS HARMONIQUES

3.5.1 **Secteur domestique**

Le secteur domestique contribue de manière significative à la pollution harmonique observée sur les réseaux. Les principaux équipements électriques perturbateurs sont les appareils électroménagers, les téléviseurs, les variateurs de lumière et les lampes fluorescentes.

3.5.2 **Secteur tertiaire**

Avec le développement des ordinateurs, de la climatisation et de l'éclairage à base de tubes fluorescents, le secteur tertiaire contribue de manière significative à la pollution harmonique. Les activités les plus concernées dans ce secteur sont les administrations, les centres commerciaux, les hôpitaux et les bureaux. Le montage électronique, le plus répandu dans ce secteur, est le redresseur monophasé à filtre capacitif utilisé comme étage d'entrée des dispositifs électriques tels que les alimentations de téléviseurs, des ordinateurs, des lampes à ballast et des variateurs de vitesse des machines électriques. Malheureusement, ce montage présente la particularité d'injecter des courants dont le TDH est très élevé (100 [%] < TDH < 180 [%]) [79]. Ce taux varie selon l'application et dépend du dimensionnement de la charge du coté continu. Le gradateur monophasé tient, également, une place prépondérante en tant que charge non linéaire. Il est aussi utilisé, principalement, pour la commande de l'intensité des lampes, la commande de certains fours de cuisson et la régulation de puissance.

3.5.3 **Secteur industriel**

Les convertisseurs électroniques de puissance (redresseurs, gradateurs), les fours à induction, les fours à arc et les variateurs de vitesse sont les principales sources de distorsion harmonique dans l'environnement industriel. Elles sont la principale cause de la détérioration de la qualité du réseau. Les convertisseurs de puissance fonctionnant en mode commutation absorbent des courants riches en

harmoniques. La propagation de ces courants à travers l'impédance de court-circuit détériore la forme d'onde du réseau au point de connexion de l'installation.

3.5.4 **Appareils de production & de distribution**

Cette catégorie couvre les équipements utilisés par les distributeurs d'énergie électrique. Parmi eux, on trouve les alternateurs, les transformateurs et les convertisseurs de fréquence. La distorsion de tension due aux équipements de réseau a un taux généralement faible. Les défauts de construction (asymétrie, distribution non sinusoïdale du champ dans les générateurs) des enroulements des machines tournantes, des alternateurs et des transformateurs sont à l'origine de la pollution harmonique de la tension du réseau.

3.6 CARACTERISATION DES PERTURBATIONS HARMONIQUES

Plusieurs paramètres peuvent caractériser la distorsion en régime perturbé : le taux global de distorsion harmonique (THD), le facteur de distorsion (F_{dis}) et le facteur de crêt F_c….ect. Nous limiterons l'analyse du régime déformé dans le cas où la source de tension est sinusoïdale et le courant absorbé par la charge a une composante harmonique [4].

3.6.1 **Décomposition en série de Fourier**

Le signal *s(t)* peut représenter un courant ou une tension. Il est périodique de période T, de fréquence f = 1/T et de pulsation w. Ce signal *s (t)* peut se décomposer de la façon suivante :

$$s(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(wht) + b_h \sin(wht)] \tag{3.14}$$

$$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^T s(t)\,dt \qquad \text{Avec} \qquad h = 0 \tag{3.15}$$

$$a_h = \frac{2}{T}\int_0^T s(t)\cos(wht)\,dt \qquad \text{Avec} \qquad h \geq 1 \tag{3.16}$$

$$b_h = \frac{2}{T}\int_0^T s(t)\sin(wht)\,dt \qquad \text{Avec} \qquad h \geq 1 \tag{3.17}$$

Sous forme compacte, l'équation (3.8) peut s'écrire :

$$s(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} C_h \sin(wht + \theta_h) \qquad \text{Avec} \qquad C_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \qquad \& \qquad \theta_h = \arctan\frac{a_h}{b_h} \tag{3.18}$$

Le terme $\left[a_h \cos(wht) + b_h \sin(wht)\right]$ ou $C_h \sin(wht + \theta_h)$ est l'harmonique de rang h. La grandeur $C_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}$ est l'amplitude de l'harmonique. Il faut noter qu'on utilise très souvent le terme amplitude pour désigner la valeur efficace harmonique donnée par :

$$C_{eff\ h} = \frac{C_h}{\sqrt{2}} \tag{3.19}$$

C_1 est l'amplitude fondamentale. La grandeur θ_h est la phase de l'harmonique de rang h et a_0 est la composante continue du signal. Jusqu'à présent, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 [Hz]. C'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend, généralement, de 100 à 2500 [Hz] correspondant aux rangs h compris entre 2 et 50 ($2 \leq h \leq 50$) [10].

3.6.2 **Valeurs efficaces de la tension et du courant**

Un procédé couramment utilisé pour décrire un signal est l'évaluation de sa valeur efficace. Par définition, la valeur efficace d'un signal périodique (courant ou tension) est définiecomme suite :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{h.eff}^2} \tag{3.20}$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h.eff}^2} \tag{3.21}$$

La valeur efficace d'un signal déformé tient compte de la présence de toutes les composantes harmoniques, interharmoniques et de la composante continue. Lorsqu'un signal comporte des composantes harmoniques, sa valeur efficace est, donc, différente de la valeur efficace du signal fondamental. Il est, alors, possible d'évaluer grossièrement la déformation du signal en comparant la valeur efficace de la composante fondamentale avec celle du signal.

$$\tau_h\,[\%] = 100.\frac{S_{eff\ h}}{S_{eff}} \tag{3.22}$$

3.6.3 **Distorsion harmonique**

Le taux de distorsion harmonique permet d'évaluer la différence entre la forme d'onde réelle et la forme d'onde sinusoïdale pour un courant ou une tension. Il représente le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et celle du fondamental. Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation d'un signal.

2.6.3.1 Taux global de distorsion harmonique TDH

Le taux de distorsion harmonique global caractérisant l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée est défini comme suit:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} C_h^2}}{C_1} \tag{3.23}$$

Il est donné par le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace du fondamental.

Selon la sensibilité des appareils, des rangs plus ou moins élevés, sont pris en compte. La tendance actuelle dans les normes est de considérer les harmoniques jusqu'au rang h = 50. Précisons que, dans les normes CEI, on trouve une autre définition du *TDH [10]*.

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} C_h^2}}{S_{eff}} \tag{3.24}$$

Bien qu'elle donne une mesure analogique des signaux plus aisée, cette notion est de moins en moins utilisée. En général, les harmoniques considérés dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500 [Hz]. Cela correspond au domaine des perturbations de basse fréquence au sens de la normalisation.

Les harmoniques de plus haute fréquence sont largement atténuées par l'effet de peau et par la présence d'inductances de ligne. De plus, la grande majorité des dispositifs générant des harmoniques ont un spectre d'émission inférieur à 2500 [Hz]. C'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend, généralement, de 100 à 2500 [Hz], correspondant aux rangs $2 \leq h \leq 50$ *[10]*.

3.6.4 Facteur de puissance

Pour un système monophasé comportant une source de tension, une ligne et une charge, les expressions instantanées du courant simple de charge *i(t)* et de sa tension simple $v_s(t)$ peuvent s'écrire sous la forme :

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \tag{3.25}$$

$$v_s(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{sh} \sin(h\omega t + \beta_h) \tag{3.26}$$

Les valeurs efficaces de la tension et du courant sont :

$$V_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h{}^2} \tag{3.27}$$

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h{}^2} \tag{3.28}$$

Dans le cas d'un réseau triphasé équilibré, la puissance apparente est définie par :

$$S = 3\mathrm{V}_{\mathrm{eff}} I_{eff} = 3\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h{}^2}\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h{}^2} \tag{3.29}$$

La puissance active est définie par :

$$P = 3\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h) \tag{3.30}$$

Avec $\varphi_h = \beta_h - \alpha_h$

La puissance réactive d'un réseau triphasé équilibré, résultant du déphasage entre les grandeurs fondamentales du courant et de la tension est alors :

$$Q = 3V_1 I_1 \sin\varphi_1 \tag{3.31}$$

Quel que soit le régime sinusoïdal ou déformé, le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. Cependant, le facteur de puissance étant modifié par la présence de la puissance de distorsion, le facteur de puissance permet de qualifier la consommation de puissance. Le facteur de puissance F_P peut être exprimée par :

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h{}^2}\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h{}^2}} \tag{3.32}$$

Pour tenir compte de la participation des harmoniques dans la puissance apparente, nous utilisons la notion de la puissance déformante D :

$$D = 3V_1\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \tag{3.33}$$

La puissance apparente, pour un réseau triphasé équilibré pollué par les harmoniques, peut s'écrire :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \tag{3.34}$$

Dans ce cas Le facteur de puissance F_p, sera donc :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{3.34}$$

Le facteur de puissance est dégradé par la présence des harmoniques. La figure 3.5 montre le diagramme de Fresnel tridimensionnel, mettant en relief l'argument du facteur de puissance pour les réseaux triphasés équilibrés pollués.

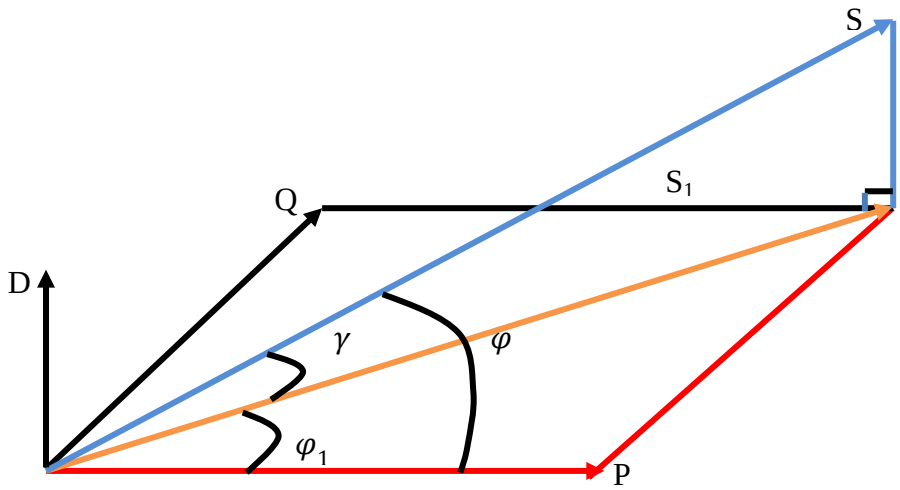


Fig. 3.5. Diagramme de Fresnel des puissances

3.7 EFFET DES PERTURBATIONS HARMONIQUES

Les harmoniques rencontrés sur les réseaux électriques (en tension ou en courant) ont un grand nombre d'effets néfastes sur le fonctionnement du réseau. La présence des courants harmoniques, qui peuvent déformer la tension, dus aux charges non linéaires sont capables de perturber le fonctionnement des autres dispositifs connectés au réseau. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types instantanés et à long terme [80].

3.7.1 Effets instantanés

On peut citer les effets instantanés des harmoniques comme suite :

- ✓ Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.

- ✓ Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques.
- ✓ Perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique.
- ✓ Déclenchement intempestif des circuits de protection.
- ✓ Dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation.
- ✓ Vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques.
- ✓ Pertes de précision dans les appareils de mesure.
- ✓ Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques.

3.7.2 **Effets à long terme**

Ces types d'effets d'harmoniques sont récapitulés comme suite :

- ✓ Vieillissement des isolants. Il peut être dû soit à une contrainte en tension consécutive à la présence de tensions harmoniques, et donc à une augmentation locale des courants de fuite, soit à l'échauffement exagéré provoqué par l'échauffement des conducteurs.
- ✓ Echauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des.
- ✓ Pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de Peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique.
- ✓ Echauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage.
- ✓ Vieillissement prématuré des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires.
- ✓ Faiblesse mécanique des équipements due aux vibrations et aux couples pulsatoires.
- ✓ Surchauffe du neutre.

3.8 NORMES ET REGLEMENTATION IMPOSEES SUR LE TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE THD

Les consommateurs et les distributeurs de l'énergie électrique sont conscients de l'importance d'une réglementation standard pour les problèmes des harmoniques afin de pouvoir garantir un niveau de qualité suffisant. Pour cela, il s'agit de définir :

- D'une part, un taux de distorsion maximum permettant un fonctionnement correct de la plupart des utilisations (niveau de compatibilité).

- D'autre part, un taux de perturbations maximum pour chacun des utilisateurs, afin que les effets cumulés des différentes perturbations produites, permettent la compatibilité de fonctionnement entre tous les matériaux raccordés sur le même réseau. Tous doivent fonctionner correctement.

Une telle réglementation universelle n'existe pas encore, cependant des organismes comme *IEC* (Commission Électrotechnique Internationale) en Europe et *IEEE* (Institute of Electrical and Electronics Engineers) en Amérique [4] , élaborent des normes efficaces. Le champ d'application des normes est très vaste, on se limite ici à deux séries de normes.

3.8.1 **Normes de compatibilité électromagnétiques**

3.8.1.1 Limitation des émissions harmoniques. Norme IEC 61000-3-2

Le tableau 3.2 montre les limites d'émissions des harmoniques par des appareils [81].

Tab 3.2 : Limites d'émissions des harmoniques par des appareils BT de courant ≤ 16A. (CEI 61000-3-2)

harmoniques	**Classe A**	**Classe B**	**Classe C**	**Classe D**
$\boldsymbol{h}$	$[\boldsymbol{A}]$	$[\boldsymbol{A}]$	[%]	$[\boldsymbol{mA/W}]$
Harmoniques impaires				
3	2.3	3.45	30	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	$3.85/13$
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$	$0.225 \times 15/h$	3	$3.85/h$
Harmoniques paires				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
8	$0.23 \times 8/h$	$0.345 \times 8/h$	-	-

Avec

Classe A : Appareil triphasé et tout autre appareil à l'exception de ceux qui sont indiqués dans l'une des classes suivantes

Classe B : Outils portatifs, appareils de soudage à l'arc hors matériel professionnel.

Classe C : Appareil d'éclairage y compris des dispositifs variateurs de lumière.

Classe D : Appareil ayant un courant d'entrée à « forme d'onde spéciale » et dont la puissance active d'entrée $P \leq 600$[W].

3.8.1.2 Niveaux de compatibilité. Norme IEC 61000-2-2

Cette norme [82] fixe les limites de compatibilité, tableau 3.2, pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tensions. Les phénomènes perturbateurs incluent les harmoniques, inter-harmoniques, fluctuations de tension, creux de tension, déséquilibre de tensions, transitoire, etc.…

Tab 3.3 : Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2) [82].

Harmoniques impaires non multiples de 3		**Harmoniques impaires multiples de 3**		**Harmoniques paires**	
Rang harmonique n	**Tension harmonique** %	**Rang harmonique** n	**Tension harmonique** %	**Rang harmonique** n	**Tension harmonique** %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	> 21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			> 12	0.2
25	1.5				
> 25	$0.2 + 0.5 \times 25/n$				

3.8.1.3 Niveaux de compatibilité. Norme IEC 600001-2-4.

Cette norme [83] définit les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, des plates formes offshores et des installations ferroviaires, tableau 3.3.

Tab 3.4 : Taux en % des tensions harmoniques acceptables (CEI 61000-2-4) [83].

Range harmonique h	Classe 1: matériels et systèmes sensibles	Classe 2: Réseaux industriels	Classe 3:Réseaux industriels perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
Pair > 10	0.2	0.2	1
13	3	3	4.5
15	0.3	0.3	2
17	2	2	4
19	1,5	1,5	4
21	0.2	0.2	1.75
Impaire >21 et 3h	0.2	0.2	1
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
Impaire >21 et ≠3h	0.2 + 12.5 / h	0.2 + 12.5 / h	$5*(11/h)^{1/2}$
TDH	5%	8%	10%

3.8.1.4 Norme IEEE 519-1996.

La présente norme [84] détermine les limites à appliquer sur les émissions harmoniques en courant et en tension au point de couplage commun P_{cc}. Le tableau 3.4 indique ces limites des distorsions des tensions.

Tab 3.5 : Limites des distorsions des tensions au P_{cc} (IEEE 519-1996) [84].

Niveau des tensions au P_{cc}	Composante harmonique individuelle maximale	THD maximal(%)
VS ≤ 69 kV	3%	5%
69KV ≤ VS ≤ 161 kV	1.5%	2.5%
≥161 kV	1.0%	1.5%

3.8.2 **Supervision de la qualité de l'énergie**

3.8.2.1 Qualité du réseau Norme EN 50160

L'EN 50160 [85], précise les limites admissibles des phénomènes perturbateurs affectant le signal sinusoïdal à 50 Hz (les harmoniques, les inter-harmoniques, les fluctuations de la tension, les creux de

tension et les coupures brèves, les déséquilibres de tension triphasée, la transmission de signaux sur le réseau, les variations de fréquence de l'alimentation, les composantes continues dans les réseaux alternatifs, les perturbations transitoires/tensions et courants de choc, les décharges électrostatiques, les champs électromagnétiques et les champs magnétiques).

L'énergie électrique produite de cette manière a une particularité : ses caractéristiques ne dépendent pas uniquement de sa production mais en grande partie de son utilisation. Certains phénomènes sont capables d'affecter les systèmes de transmission ou de distribution (foudre, commutation, signaux de télétransmission, ...) mais ils ne provoquent, généralement, que de brèves perturbations. On retient pour cette norme :

- Les limites des tensions d'harmoniques : On retrouve les mêmes niveaux de compatibilité préconisés par les normes CEI 61000-2-2 (Réseau public BT), CEI 61000-2-4 (Installations industrielles).
- La limite du déséquilibre inverse : La composante inverse de la tension d'alimentation doit se situer entre 0 et 2% de la composante directe, de même pour la composante homopolaire. Ce sont les mêmes exigences que celles de la norme IEEE 1159-2009 qui suit.

3.8.2.2 Norme IEEE 1159-2009

En matière de déséquilibre, ce standard [86] retient les mêmes exigences que celles de la norme EN50160 pour les valeurs limites ≤ 2% mais le calcul du facteur de déséquilibre est traité différemment.

3.9 TECHNIQUES D'IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

Actuellement, en raison de l'avancée technologique des dispositifs de commutation, les algorithmes numériques et les techniques de commande numérique, les filtres actifs sont devenus plus efficaces que les filtres passifs. Par conséquent, il y a l'intérêt de développer et d'utiliser de meilleures solutions de filtrage actif [87],[88]. L'un des éléments clés pour une mise en œuvre correcte d'un filtre actif contrôlé par anticipation est l'utilisation d'une bonne méthode d'identification des harmoniques du système et donc la fourniture d'une bonne référence au contrôleur [89].

Il y a plusieurs stratégies proposées dans la littérature pour générer le signal de compensation de référence depuis la mise en œuvre des premiers filtres actifs, et en fonction de leur domaine de calcul. Plusieurs algorithmes d'identification des courants harmoniques de référence ont été développés, ces algorithmes sont classés en deux domaines, fréquence et temporel [90].

Trois possibilités d'identification des courants perturbateurs ont déjà été proposées :

- Identification à partir de la détection du courant de la charge polluante.
- Identification à partir de la détection du courant de la source.
- Identification à partir de la détection de la tension de la source.

La première méthode est la plus appropriée au filtre actif parallèle [1].c'est pourquoi cette méthode de détection sera employée dans notre travail.

La transformée de Fourier discrète (DFT), la transformée de Fourier rapide (FFT), la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT) et le filtre de Kalman sont les méthodes usuellement utilisées dans le domaine fréquentiel. Cependant, le nombre important des itérations de calcul et la lenteur du temps de réponse par rapport au temps exigé pour les applications du filtrage en temps réel, les ont rendu obsolètes et a tourné l'attention vers les algorithmes dans le domaine temporel.

Les méthodes d'identification des harmoniques dans le domaine temporel offrent une rapidité et un temps de calcul minime par rapport aux méthodes dans le domaine fréquentiel. De nombreuses méthodes ont été publiées dans la littérature scientifique, telle que, la théorie des puissances instantanée, la théorie de référence synchrone, la théorie basée sur le filtre passe-bande, les algorithmes basés sur le filtre multi-variable et les méthodes basées sur le mode glissant [91] [92] [93].

3.9.1 **Techniques d'identifications temporelles**

Les méthodes d'identification de courant perturbateur dans le domaine temporelle sont basées sur le calcul des puissances instantanées. Les algorithmes de compensation dans le domaine temporel sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation des courants/tensions harmoniques. En général, les courants harmoniques de référence sont nécessaires non seulement pour

la compensation des courants harmoniques, mais aussi pour remplacer les déficits de puissance réactive et les fluctuations du bus continue du filtre actif.

Principalement, les différents systèmes proposés tentent d'inclure la composante réactive, afin d'éliminer les courants harmoniques et de corriger le facteur de puissance. Plusieurs d'algorithmes entrent dans cette catégorie [94],[78], notamment : la méthode de la puissance instantanée, la méthode d'identification basée sur la détection du courant de charge, et la méthode de référentiel synchrone 'Park', …etc.

3.9.2 **Méthode de la puissance instantanée (p-q)**

La méthode des puissances active et réactive instantanées (fréquemment appelée méthode pq) a été introduite par HIROFUMI Akagi [95]. Son principe est basé sur le passage des systèmes triphasés constitués par les tensions simples et les courants de ligne, vers un système diphasé (repère α β) en utilisant la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances instantanées. Ensuite, l'utilisation soit d'un filtre passe bas, soit d'un filtre passe haut afin d'éliminer la composante continue de la puissance active afin de ne garder que la composante harmonique du signal sachant que la composante fondamentale est transformée en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. La transformation (α, β, 0) permet d'écrire, les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l1} \\ I_{l2} \\ I_{l3} \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

v_α, v_β et I_α, I_β : Composantes orthogonales dans le repère α, β respectivement, des tensions du réseau électrique v_s et des courants absorbés par les charges polluantesI_l. Les composantes ($v_0$etI_0.) d'indice (0) représentent les composantes homopolaires du système triphasé.

La puissance active instantanée, $P(t)$, est définie par la relation suivante :

$$P(t) = v_{s1} I_{l1} + v_{s2} I_{l2} + v_{s3} I_{l3} \tag{3.37}$$

Cette expression peut être écrite dans le repère stationnaire par :

$$\begin{cases} P(t) = v_{s\alpha} I_{l\alpha} + v_{s\beta} I_{l\beta} \\ P_0(t) = v_{s0} I_{l0} \end{cases} \tag{3.38}$$

Avec $P(t)$ la puissance réelle instantanée, $P_0(t)$ la puissance homopolaire instantanée.

L'avantage de la transformation (α-β-0) est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension [78]. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}[(v_{s1} - v_{s2})I_{l3} + (v_{s2} - v_{s3})I_{l1} + (v_{s3} - v_{s1})I_{l2}] \tag{3.39}$$

$$q(t) = v_{s\alpha} I_{l\beta} - v_{s\beta} I_{l\alpha} \tag{3.40}$$

A partir des relations (3.4) et (3.6), nous pouvons établir la puissance active et réactive par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ -v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous

$$\begin{cases} P = \bar{P} + \tilde{P} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \tag{3.42}$$

Avec :

$\bar{p}$: puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension.

$\bar{q}$: puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension.

$\tilde{p}$ et $\tilde{q}$: puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension [5].

Le calcul des courants perturbateurs se fait en inversant la relation (3.41), nous pouvons recalculer les courants dans le repère (α-β) comme le montre l'équation (3.43):

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \tag{3.43}$$

En considérant les équations (3.42) et (3.43), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α-β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Cela conduit à l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} v_{s\alpha} & -v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & v_{s\alpha} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Avec :

$\Delta = v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

L'expression (3.44) montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère (α-β) revient à séparer des termes continus des puissances active et réactive instantanées. Pour cela nous avons utilisé un filtre passe bas de deuxième ordres, dont sa fonction de transfert est donné par l'expression (3.45).

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_c s + \omega_c^2} \quad (3.45)$$

Les courants harmoniques (courants identifiés) sont les références du filtre I_f^*et sont calculés à partir de la transformation de Concordia inverse définie par :

$$\begin{bmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{l\alpha} \\ I_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Le diagramme de block permettant de générer les courants de référence est illustré dans la Figure. 3.6.

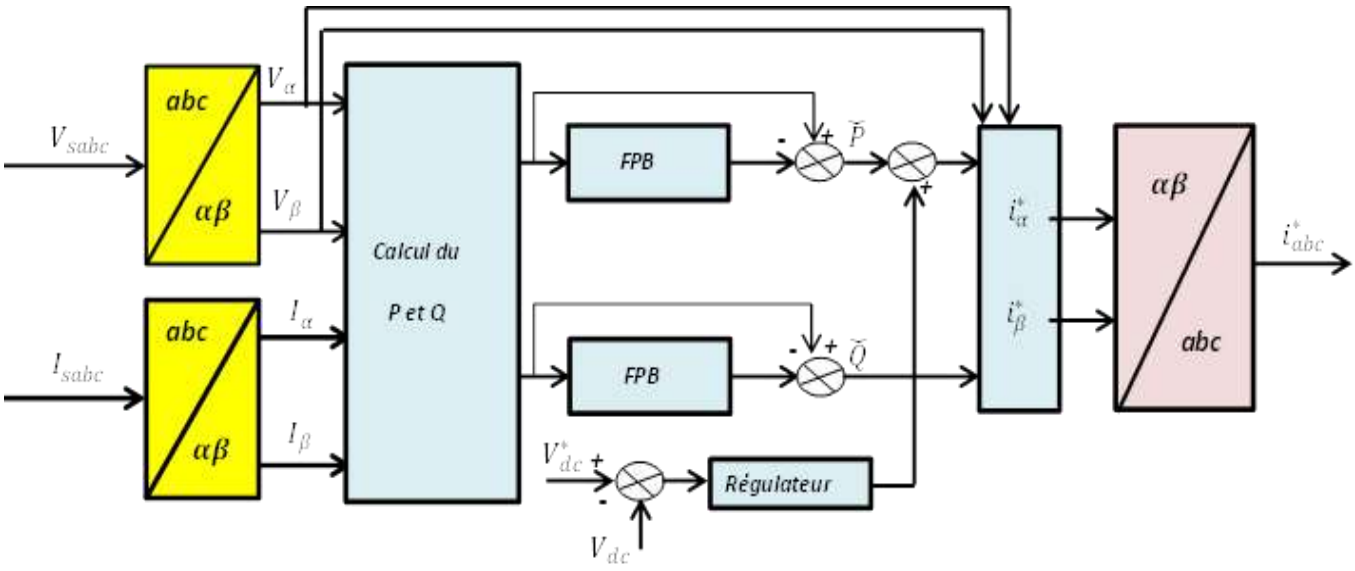


Fig. 3.6. Algorithme (*p-q*) d'extraction des harmoniques de références

3.9.3 **Méthode de référentiel synchrone de Park (d-q)**

Le principe d'identification sélectif à base de référentiel synchrone de Park (dq) est basé sur la transposition des systèmes triphasés des courants de charge à un axe diphasé tournant (dq) tourne par une vitesse angulaire de la fréquence harmonique désirée a filtré [96]. Les composantes des courants

ou tension, selon l'axe (d-q) seront composées d'une composante constante et d'une composante alternative (variable) [96]. Ainsi, dans l'axe d-q, l'harmonique choisi à identifie devient un signal continu, et les autres harmoniques changent leur fréquences, ils prennent la valeur $h = \pm 6w$. Cette opération permet de séparer cette composante des autres courants par un filtrage simple à réaliser (filtre passe bas de premier ordre).

La composante constante correspond à la composante fondamentale du courant continu du courant de la charge non linéaire dans l'axe fondamental (d), et la composante alternative correspond aux harmoniques de la charge non linéaire dans l'axe fondamental (q). Nous montrons comment identifier les courants harmoniques. Les courants de charge triphasés sont convertis par la matrice de Park en un cadre de rotation biphasé (d-q) avec une vitesse de rotation angulaire ajustée par l'impulsion de coupure du courant de charge fondamental, comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

Les courants de la charge sur l'axe (*d-q*) peuvent être écrits par l'équation (3.48).

$$\begin{cases} i_d = \bar{\imath}_d + \tilde{\imath}_d \\ i_q = \bar{l}_q + \tilde{\imath}_q \end{cases} \tag{3.48}$$

Où :

$\bar{\imath}_d$: courant fondamental actif sur l'axe d,

$\tilde{\imath}_d$: courants harmoniques sur l'axe d,

$\bar{\imath}_q$: courant fondamental réactif sur l'axe q,

$\tilde{\imath}_q$: courant harmonique sur l'axe q.

La séparation des parties constantes du courant mesuré est effectuée par un filtre passe-haut ou passe-bas du premier ou du second ordre, comme le représente la figure 3.7.

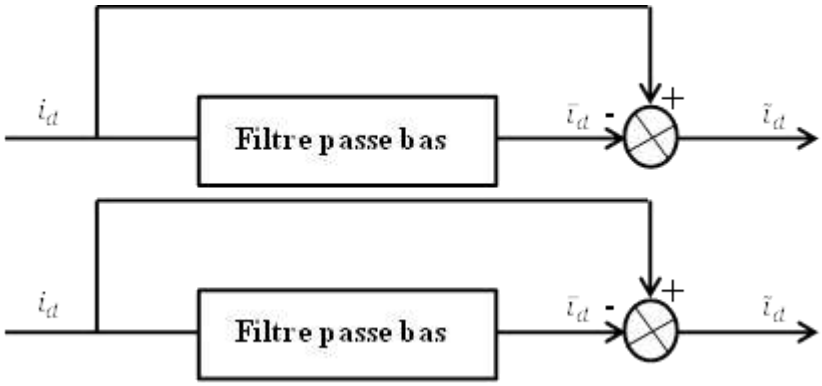


Fig. 3.7. Schéma de principe de séparation des composantes continues et harmoniques.

La transformée inverse de Park de ces derniers délivre les courants harmoniques de références :

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha h} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_c \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

Les courants harmoniques de références sont obtenus après la transformation inverse de Concordia des courants harmoniques de référence sur l'axe (α-β).

$$\begin{bmatrix} i_{h1}^* \\ i_{h2}^* \\ i_{h3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha h} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

Le diagramme de bloc d'un générateur de courants de référence utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la Figure.3.8

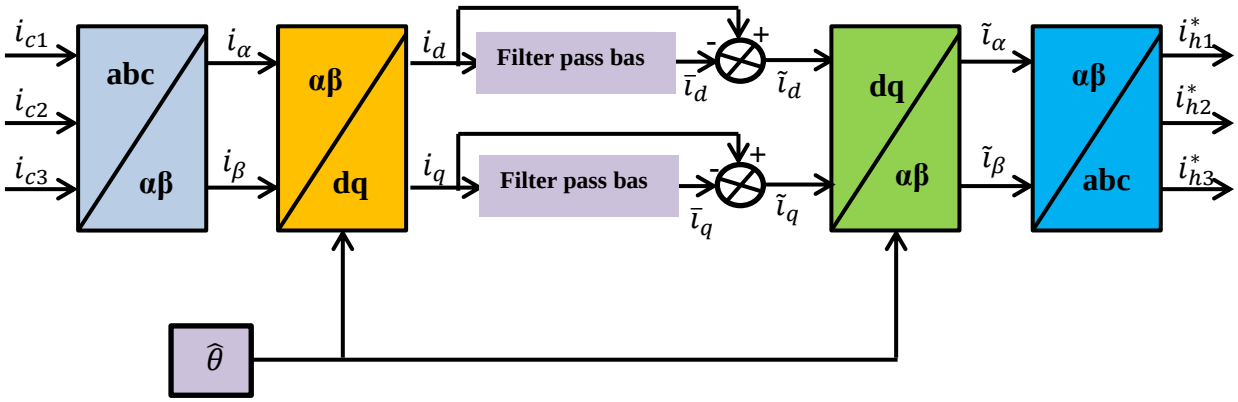


Fig. 3.8. Méthode d'identification (*d*-*q*) de références harmoniques de courant en triphasé

3.9.4 **Méthode basée sur le principe du courant actif**

Cette méthode est basée sur la décomposition de la puissance absorbée par une charge non linéaire en puissance active, réactive et déformante [97]. Le courant total de la charge polluante (i_{ch}) peut être divisé en deux parties : le courant actif et non actif. La puissance active *P* résultante du courant actif (i_{cak}) est proportionnelle à la tension (v_{cak}).

k : indice de phase.

Si elle n'est pas déformée, on peut l'écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sa2} \\ i_{sa3} \end{bmatrix} = \frac{P}{v_{s1}^2 + v_{s2}^2 + v_{s3}^2} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = G. \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

Où, *G* est la conductance équivalente par phase de la charge.

Le courant non actif (i_{cnk}) est calculé par la relation suivante :

$$i_{cnk} = i_{ck} - i_{cak} \tag{3.52}$$

Ce dernier, se décompose en parties réactive et déformante. Le courant réactif, en phase avec la tension en quadrature (v'_{sk}), s'obtient, à partir de la puissance réactive *Q*, par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{cn1} \\ i_{cn2} \\ i_{cn3} \end{bmatrix} = \frac{Q}{v_{s1}^2 + v_{s2}^2 + v_{s3}^2} \begin{bmatrix} v'_{s1} \\ v'_{s2} \\ v'_{s3} \end{bmatrix} = Y. \begin{bmatrix} v'_{s1} \\ v'_{s2} \\ v'_{s3} \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

Où, *Y* susceptance équivalente par phase de la charge.

La composante déformante qui représente la somme de tous les courants harmoniques (i_{ckh}) s'obtient en retranchant les courants actifs et réactifs du courant total :

$$\sum_{h=2}^{\infty} i_{ckh} = i_{ck} - i_{cak} - i_{srk} \tag{3.54}$$

Par conséquent, chacune des 03 composantes du courant absorbé par une charge non linéaire peut être déterminée à partir de la tension supposée être sinusoïdale au point de connexion, et le courant total.

Cela nous permet de représenter la charge par le circuit équivalent de la figure ci-dessous:

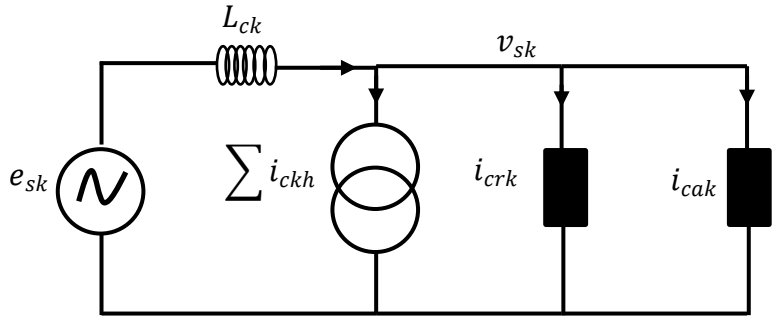


Fig. 3.9 Modélisation de la charge polluante

L'algorithme nous permet d'obtenir, à partir de la mesure du courant de la charge polluante, les courants harmoniques que le filtre actif doit produire. Cet algorithme peut être résumé de la manière suivante:

- Les courants de la charge i_{ck} (k = 1,2,3) ainsi que les tensions v_{sk} (k = 1,2,3) sont obtenus par mesure directe.
- En partant de la mesure des v_{sk} (k = 1,2,3) , on obtient les tensions en quadrature v'_{sk} par un circuit déphaseur.

On obtient les puissances *P* et *Q* par l'intégration numérique ou en utilisant des filtres passe bas.

L'Algorithme qui résume cette méthode est illustré dans la figure 3.10

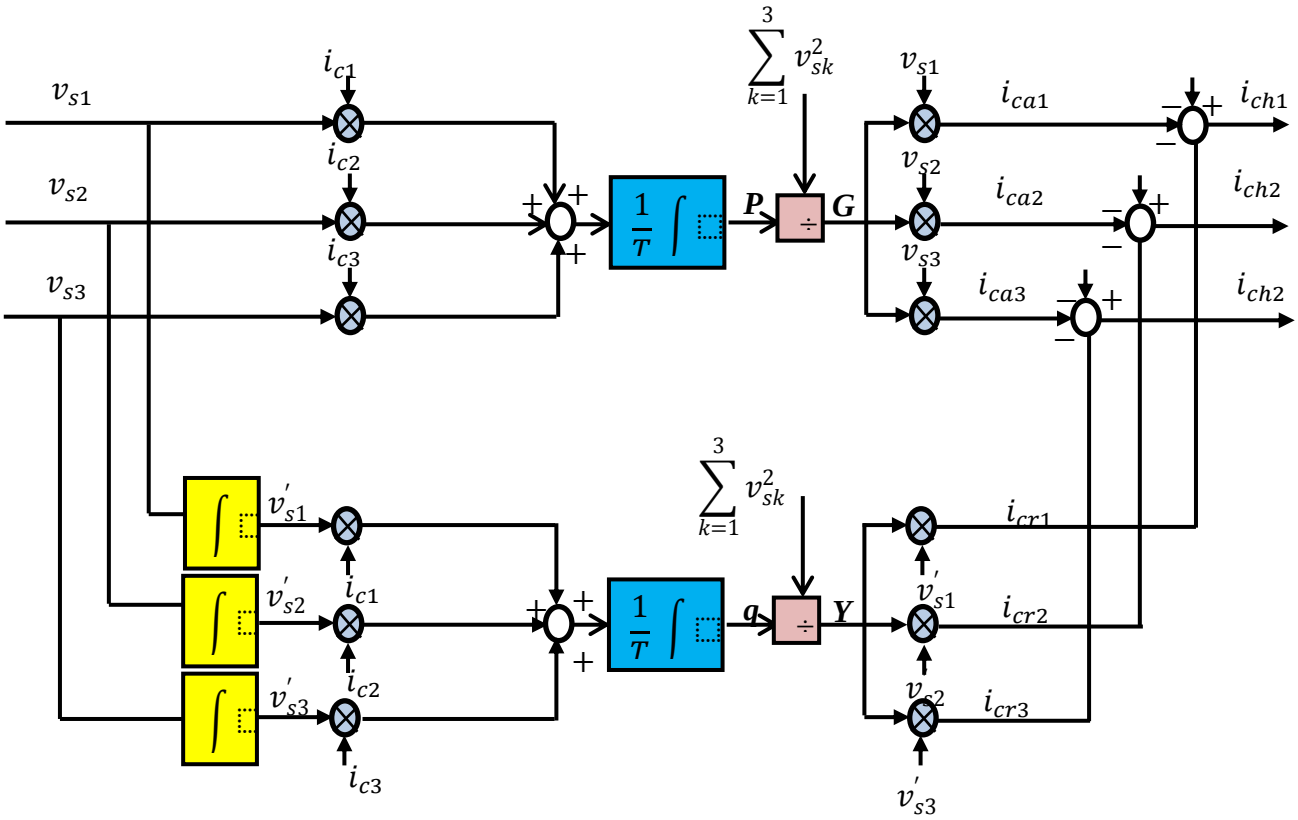


Fig. 3.10. Algorithme d'identification des courants harmoniques par la méthode des courants actifs

Si le système des tensions v_{sk} (k= 1,2,3) est équilibré, les tensions en quadrature v'_{sk} peut également être déterminée à partir des tensions composées par :

$$[v'_{s1}\ v'_{s2}\ v'_{s3}] = \left[\frac{(v_{s2}-v_{s3})}{\sqrt{3}}\ \frac{(v_{s3}-v_{s1})}{\sqrt{3}}\ \frac{(v_{s1}-v_{s2})}{\sqrt{3}}\right] \quad (3.55)$$

Cette méthode n'est pas valide que lorsque la tension au point de raccordement contient des harmoniques ou lorsqu'elle est déséquilibrée [98].

3.9.5 Methode d'identification basée sur la détection du courant de charge

Le principe de cette méthode est le suivant:

1- Calcul les courants $i_{c\alpha}\ et\ i_{c\beta}$ par la transformation Concordia des courants de charge.

2- Détermination de la valeur maximale du courant fondamental I_{cfmax}.

3- Insertion d'une sinusoïde en phase avec la tension du réseau, ce qui force l'image du courant de réseau pour qu'il soit en phase avec la tension, l'extraction de ce dernier du courant de charge donne le courant de référence du filtre actif parallèle.

Cette méthode est basées sur le passage des courants de charge du réseau triphasé (i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}) par la transformation (α-β) autrement dit, trouver les deux composantes $i_{c\alpha}\ et\ i_{c\beta}$.

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} \tag{3.56}$$

Après avoir déterminé ces deux composantes, un filtre passe-bas sera utilisé sur chaque composante pour obtenir les 02 composantes fondamentales sur l'axe (α-β) $i_{c\alpha f}\ \ i_{c\beta f}$.

Pour séparer les deux composantes fondamentales deux filtres passe bas ayant la même fonction de transfert d'ordre 4 sont choisis, dont la fonction de transfert est montrée dans la Figure. 3.10, ses paramètres sont: $\frac{1}{\tau} = 2\pi f_c, f_c = 50\text{Hz}$, et le gain k.

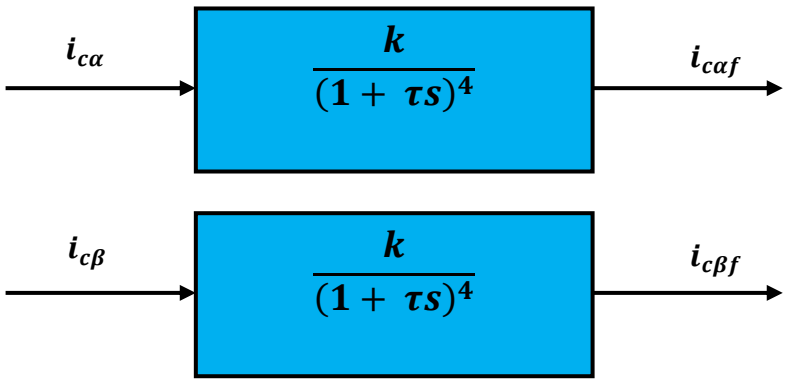


Fig. 3.11. Fonction de transfert du FPB d'ordre 4

Le calcul de la racine carrée des composantes fondamentales donne la valeur maximale du courant fondamental de la source. La multiplication de cette valeur par la valeur de la sinusoïde en phase avec la tension du réseau, qui est délivrée par le circuit PLL, nous permet d'obtenir la référence du courant fondamental de la source. i_{sf-ref}. La soustraction de ce dernier du courant de la charge fournit alors les

courants harmoniques de référence du filtre actif pour chaque phase comme le montre les équations suivantes [99]:

$$\begin{cases} i_{ch1_ref} = i_{c1} - i_{sf1} \\ i_{ch2_\text{ref}} = i_{c2} - i_{sf2} \\ i_{ch3_ref} = i_{c3} - i_{sf3} \end{cases} \tag{3.57}$$

$$\begin{cases} i_{ch1_ref} = i_{c1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{ch2_ref} = i_{c2} - I_{cf} * \sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_{ch3_ref} = i_{c3} - I_{cf} * \sin\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.58}$$

$$\begin{cases} i_{\text{ch1_ref}} = i_{c1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{\text{ch2_ref}} = i_{c2} - I_{cf} * \sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_{\text{ch3_ref}} = i_{c3} - I_{cf} * \sin\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.59}$$

Les courants harmoniques de références sont obtenus après l'injection en opposition de phase des composantes des courants du bus continue $C_{dc}(i_{l1}, i_{l2}, i_{l3})$comme suite :

$$\begin{cases} i_{h1}^{*} = i_{c1} - i_{l1} - I_{cf} * \sin(\omega t) \\ i_{h2}^{*} = i_{c2} - i_{l2} - I_{cf} * \sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_{h2}^{*} = i_{c3} - i_{l3} - I_{cf} * \sin\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.60}$$

L'Algorithme d'identification des harmoniques de références par cette méthode est représenté par la figure 3.12.

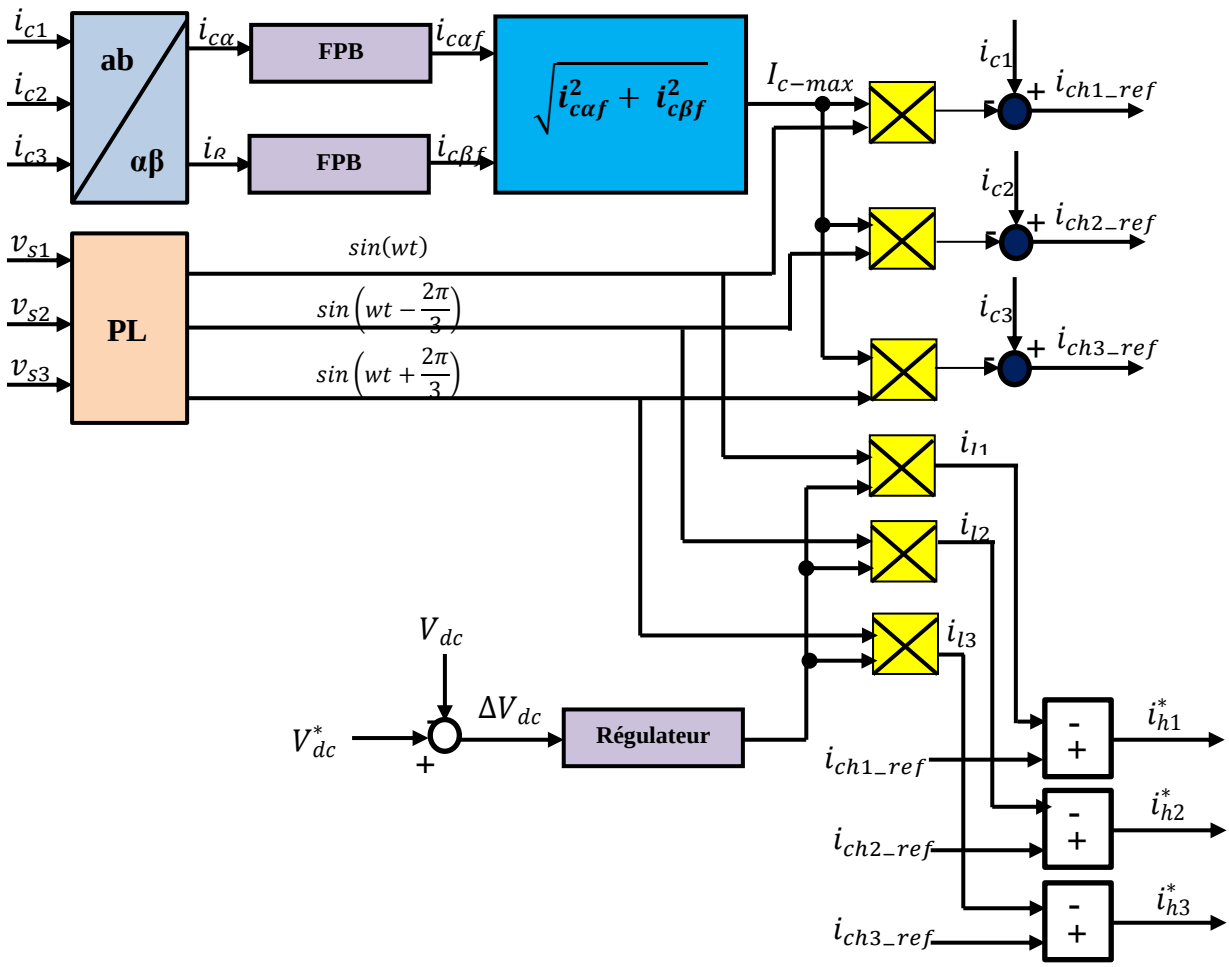


Fig. 3.12. Algorithme d'identification des harmoniques de références par la méthode DCC

3.10 STRATEGIES DE DEPOLLUTION DES HARMONIQUES

L'existence des perturbations harmoniques dans un réseau électrique conduit à prendre, impérativement, des dispositions afin d'atténuer ou d'éliminer leurs conséquences sur les équipements électriques et sur les réseaux électriques. Sur cette base, il semble donc nécessaire de décrire de manière sommaire les principaux dispositifs et solutions existants utilisés pour le traitement de ces perturbations. Plusieurs solutions ont été proposées et développées, dans ce chapitre 2 groupes de solutions de dépollution, traditionnelle et moderne, vont être étudiées.

3.10.1 Solutions traditionnelles

3.10.1.1 Redimensionnement du neutre

Dans ce cadre, les harmoniques ne font l'objet d'aucune action corrective de la part de l'utilisateur. Les effets nocifs de la pollution harmonique sont à éviter pendant une durée déterminée. Pour les nouvelles installations, les équipements sont surdimensionnés afin de s'assurer qu'ils peuvent résister aux surcharges harmoniques. Pour les installations existantes, les équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques (câbles neutres, transformateur) sont déclassés. Cette méthode ne permet pas d'exploiter le potentiel réel de l'installation. Il en résulte une augmentation significative du coût de l'installation.

3.10.1.2 Utilisation des redresseurs 12 ou 24 impulsions

Le redresseur à 12 impulsions est constitué par la connexion de 02 redresseurs à 6 impulsions en parallèle pour alimenter un bus continu commun. Ces redresseurs sont alimentés par un transformateur à 03 enroulements ou par deux transformateurs à 02 enroulements. Dans les deux cas précédent, les secondaires des transformateurs présentent un déphasage de 30º. Cette solution présente l'avantage que, du côté réseau, certaines harmoniques sont en opposition de phase et donc supprimées. Le principal inconvénient de cette solution est l'utilisation de transformateurs spécialement conçus et le coût supplémentaire par rapport à un redresseur à 6 impulsions [100]. La Figure. 3.13 montre le principe du redresseur 12 impulsions.

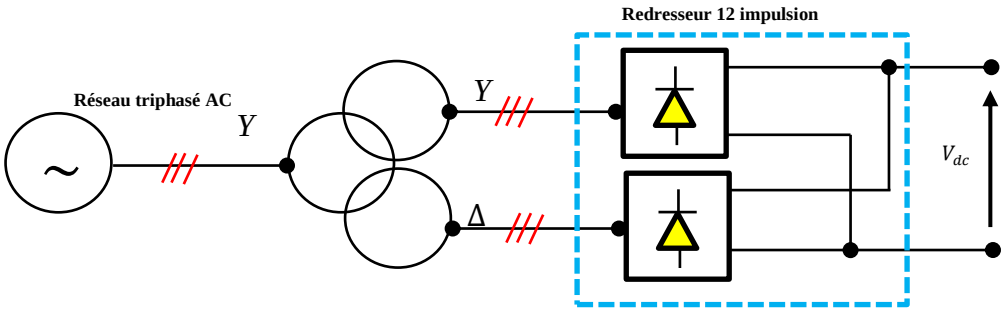


Fig.3.13. Structure du redresseur12 impulsions [101].

La figure 3.14 illustre le principe du redresseur à 24 impulsions. . Il est constitué de deux redresseurs à 12 impulsions en parallèle avec deux transformateurs à trois enroulements dont le bobinage primaire est déphasé de 30°. Cette solution présente l'avantage de supprimer pratiquement toutes les harmoniques de basse fréquence. Le désavantage est que son coût élevé. Dans le cas d'une grande installation à un ou plusieurs variateurs, un système à 24 impulsions peut représenter la solution la plus économique avec les distorsions harmoniques les plus faibles [101].

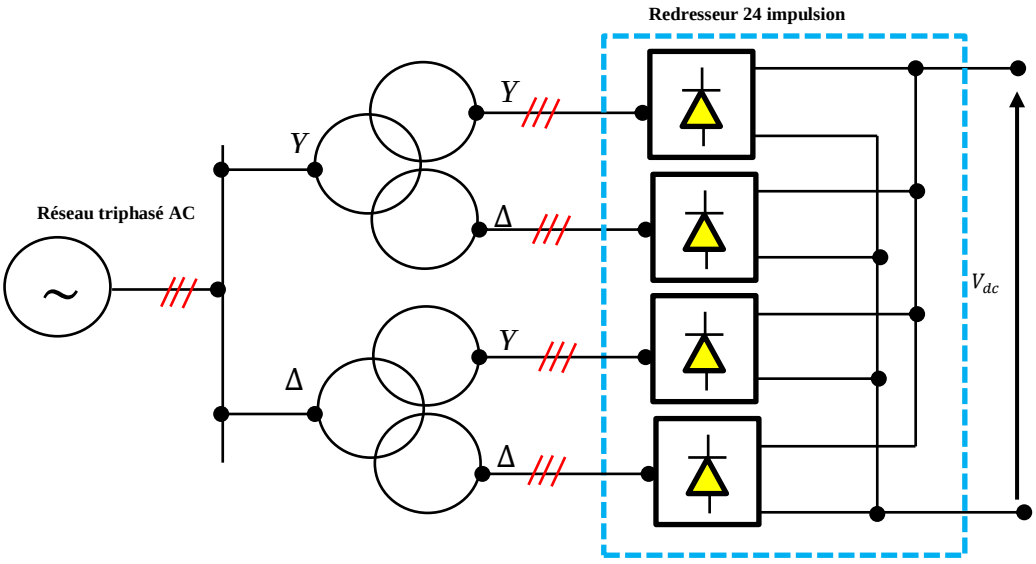


Fig.3.13. Structure du redresseur 24 impulsions [101].

3.9.1.3 Utilisation d'un redresseur à absorption sinusoïdale

Cette solution consiste à insérer un étage de conversion supplémentaire entre le pont redresseur à diodes et le condensateur, cet étage utilise généralement un hacheur élévateur, la figure. 3.15 présente le principe du redresseur à absorption sinusoïdale. Un circuit de commande assure le contrôle du transistor IGBT, les temps de commutation sont imposés afin d'obtenir un courant de réseau parfaitement sinusoïdal .

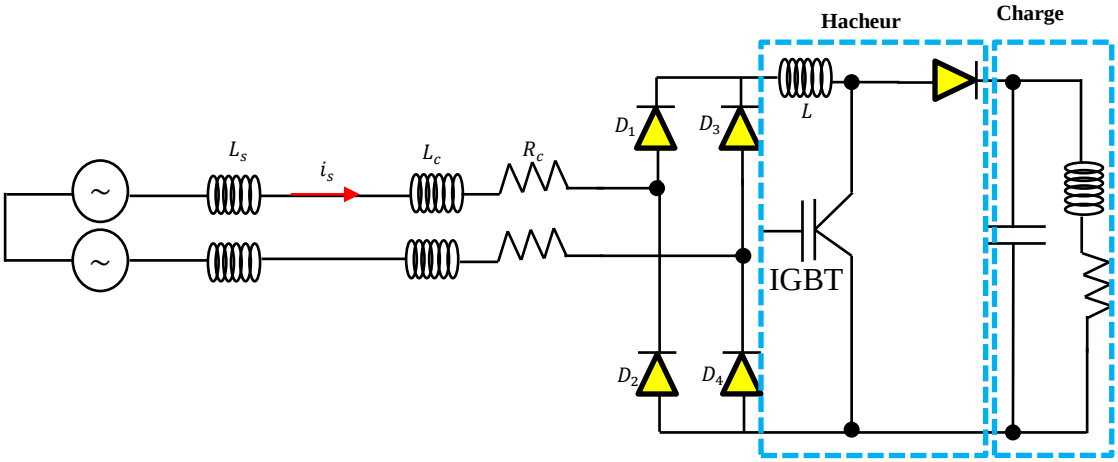


Fig.3.15. Structure d'un redresseur à absorption sinusoïdale

3.10.1.4 Transformateur à couplage spécial

Un choix adéquats de couplage des transformateurs permet de limiter la circulation des courants harmoniques. Le choix d'un transformateur d'isolement de rapport 1/1 avec couplage triangle-étoile ou triangle-zigzag (Fig. 3.16), permet d'éviter la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples circulant dans le neutre. Ce processus n'a aucun effet sur les autres rangs

harmoniques. Au contraire, elle permet de limiter la puissance disponible de la source et d'augmenter l'impédance de la ligne. Il ensuit une augmentation de la distorsion de la tension due aux autres rangs harmoniques. Une solution intéressante consiste à utiliser des transformateurs avec des primaires en étoile (sans neutre) et des secondaires en zigzag. Ce couplage nous permet d'avoir un minimum de distorsion sur le secondaire. De plus, dans ce cas, les courants harmoniques 3*h ne circulent pas dans le primaire du transformateur et l'impédance Z_s ne dépend que des enroulements secondaires.

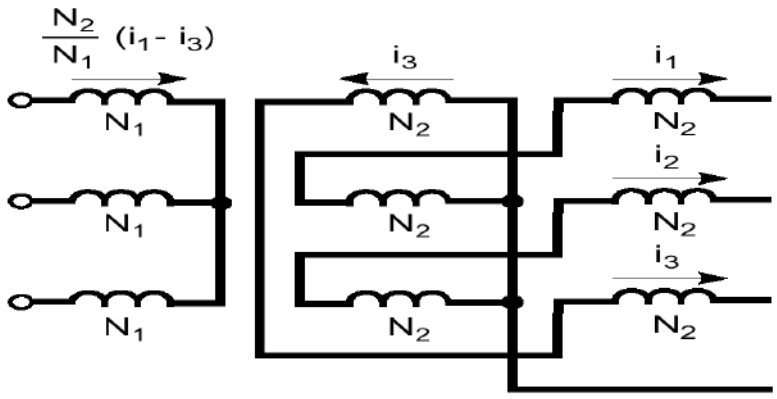


Fig. 3.16. Transformateur à secondaire zigzag et atténuation des harmoniques multiples de 3

3.10.1.5 Addition d'une inductance de lissage du courant

L'Addition d'une inductance de lissage en amont des équipements polluants est une solution couramment appliquée pour diminuer les harmoniques de rang élevé puisque leurs impédances augmentent avec la fréquence. Ces inductances diminuent donc la distorsion de tension au point de connexion, mais engendrent un coût supplémentaire. Par ailleurs, elles doivent être dimensionnées pour le courant nominal circulant dans la ligne.

3.10.1.6 Filtres passifs

Un filtre passif est composé d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs et des résistances, qui forment une impédance dont la valeur varie avec la fréquence. Le filtre passif est alors connecté en parallèle avec le réseau afin d'absorber une harmonique de courant déterminée. Le courant passera alors dans l'impédance la plus faible, c'est-à-dire dans le filtre passif et donc plus dans l'impédance de court-circuit du réseau comme le présente la figure 3.17. Néanmoins, ils présentent l'inconvénient d'une mauvaise interaction avec le système d'alimentation électrique et la performance du filtre passif est principalement fonction de l'impédance du système. Par ailleurs, ils peuvent être utilisés pour éliminer une fréquence harmonique spécifique, de sorte que le nombre de filtres passifs augmente avec le nombre d'harmoniques à éliminer [102].

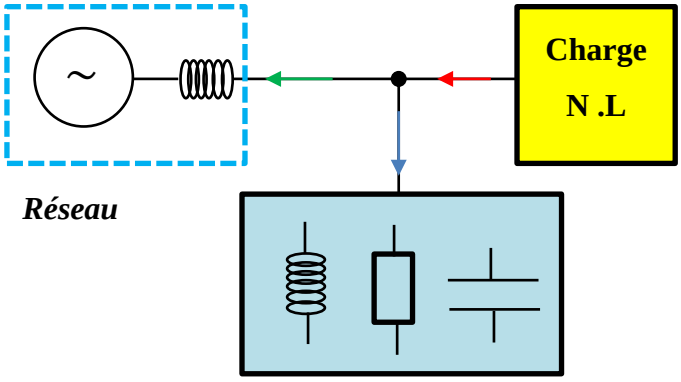


Fig.3.17. Raccordement d'un filtre passif [102].

Parmi les dispositifs de filtrage les plus fréquents, on peut distinguer le filtre passif résonant (Fig.3.18.a) et le filtre passif amorti ou passe-haut (Fig.3.18.b) [103].

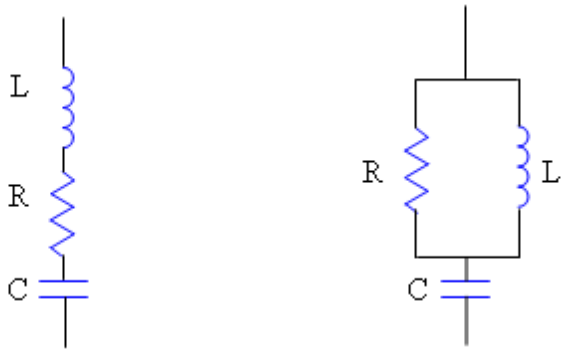


Fig.3.18. (a) Filtre passif résonant (b) Filtre passif amorti

Ces dispositifs, bien que largement utilisés dans l'industrie, peuvent avoir de nombreux inconvénients:

- Manque de flexibilité pour faire face aux variations du réseau et de la charge.
- Equipements volumineux.
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.
- la variation des éléments L_h et C_h due à leur vieillissement et à leur qualité.

3.10.2 **Solutions nouvelles**

3.10.2.1 Filtre actif ou conditionneur actif d'harmoniques

Le principe de base des filtres actifs a été proposé vers la décennie 1970 [101]. Depuis cette époque, de nombreuses recherches ont été menées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [104]. Un filtre actif de se constitue d'un onduleur contrôlé, connecté au réseau via un filtre passif, et d'un bus continu.

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [105], [78]:

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- Il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante.
- Il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif.
- Le risque de résonance entre le filtre actif et l'impédance du réseau est atténué.
- La compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables.

Suivant leurs topologies, on trouve 03 types de structures de filtre actif, les filtre actif série, parallèle et mixtes.

3.10.2.2 Filtre actif parallèle (FAP)

Le filtre actif parallèle (Fig.3.19) peut être considéré comme un générateur de courant ou de tension. Dans le cas de générateur de courant, ce filtre est commandé de façon à injecter au réseau des courants égaux à ceux générés par la charge, mais de phases opposées. Le courant de source après compensation est sinusoïdal. Par contre, la tension au point de connexion ne sera sinusoïdale que si la source de tension du réseau est exempte d'harmoniques. Le dimensionnement du filtre actif dépend du courant harmonique à fournir.

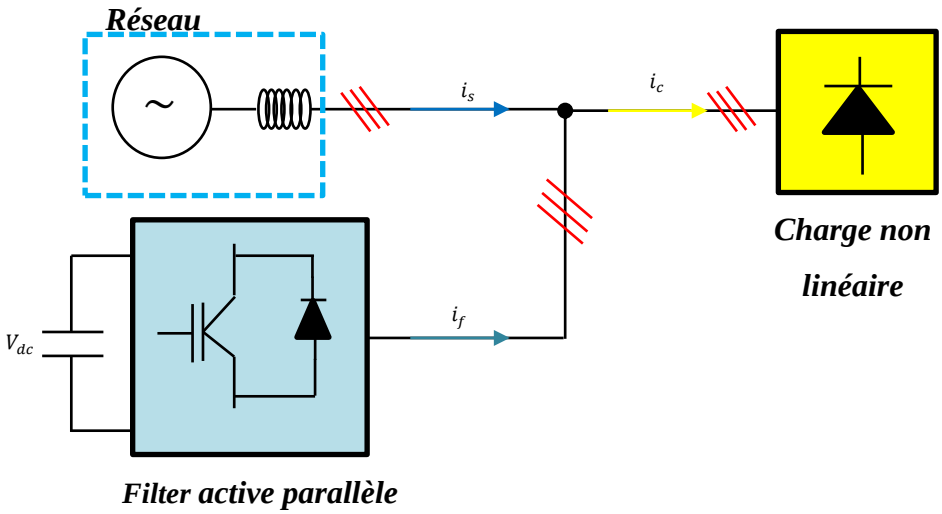


Fig. 3.19. Filtre actif parallèle [102].

Le FAP est la solution la plus utilisée pour la dépollution des courants harmoniques. De nombreux travaux de recherche ont été menés autour du contrôle du filtre à partir de son modèle moyen [106],[107]. Les stratégies de contrôle du FAP sont variées : contrôle direct et hybride, contrôle linéaire et non linéaire et contrôle par mode glissant [108]. Notons que la qualité des formes d'onde du courant en sortie des convertisseurs dépend de la topologie utilisée, de l'application visée, de l'algorithme de contrôle, de son dimensionnement et de son environnement. La recherche courante vise à améliorer les performances des convertisseurs par différents moyens:

- Simplification du réglage et amélioration des algorithmes pour améliorer le THD.
- Équilibrage de la tension continue.
- Diminution des ondulations du courant.
- Atténuation des harmoniques pour respecter une norme spécifique.
- Développement de nouvelles topologies.

3.10.2.3 Filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série est monté en série entre la source et la charge non linéaire, il injecte une tension en série avec la tension d'alimentation et peut donc être considéré comme une source de tension, pour compenser la chute de tension du côté de la charge. Cette configuration évite également tout risque de résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau, mais elle présente une difficulté pour protéger le filtre actif contre les surintensités. Le schéma fonctionnel du filtre actif en série est présenté à la figure 3.20

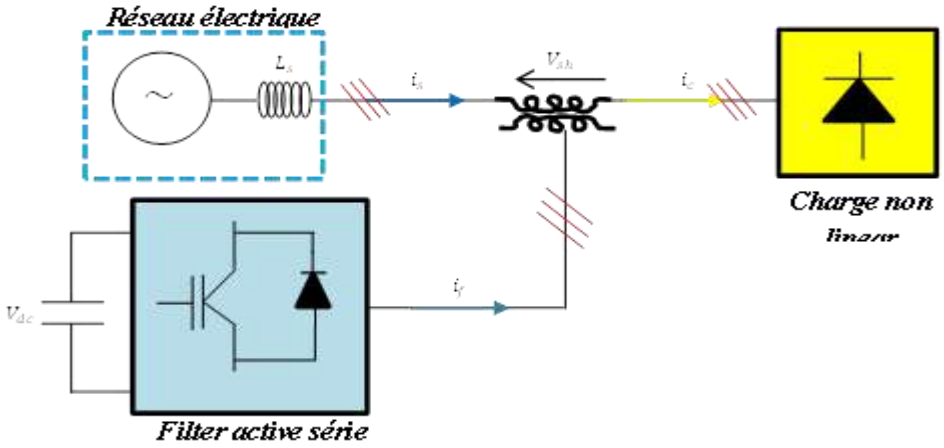


Fig. 3.20. Filtre actif série [102].

3.9.2.4 UPQC

Nous constatons que ni le filtre de puissance actif parallèle ni le filtre actif série ne sont capables de réaliser un filtrage total donnant une tension sinusoïdale du côté de la charge et un courant sans harmoniques du côté du réseau. Cet objectif n'est possible qu'en utilisant un filtre de puissance actif mixte composé de 02 filtres de puissance actifs. La combinaison d'un filtre actif série et d'un filtre actif parallèle, comme le montre la figure. 3.21 est dénommée conditionneur universel de la qualité d'onde (UPQC).

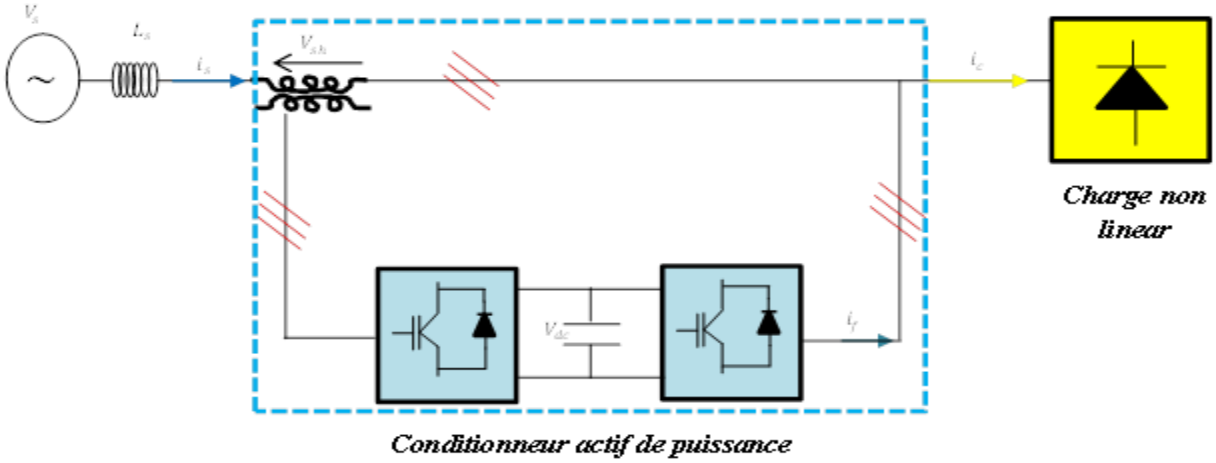


Fig. 3.21. Combinaison d'un filtre actif parallèle avec un filtre actif série: Conditionneur actif de puissance [102].

Les principales fonctions du FAS sont d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser les tensions déséquilibrées. Le rôle du FAP est de compenser les courants harmoniques, de compenser la puissance réactive, de compenser les courants de séquence négative et de réguler la tension continue du condensateur entre les deux filtres actifs.

3.10.2.5 Filtres hybrides

C'est l'association de filtres actifs séries de faibles puissances à des filtres passifs. Cette solution semble être prometteuse car elle réduit le dimensionnement du filtre actif de puissance, par conséquent, leurs prix. De plus, leurs potentialités d'application ne cessent de s'accroître et la fréquence de commutation est, considérablement, réduite. Différentes configurations existent, parmi elles, on présente :

a- Filtre actif de puissance série en parallèle avec des filtres passifs parallèles

La figure 3.22 illustre le schéma de ce système de filtrage. Il est constitué de filtres passifs accordés aux fréquences des harmoniques prépondérantes tels que le 5ème et le 7ème harmonique et d'un filtre

actif série dont le rôle est de renforcer l'efficacité des filtres passifs en empêchant les courants harmoniques de remonter. Il réduit, ainsi, les risques d'anti-résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau.

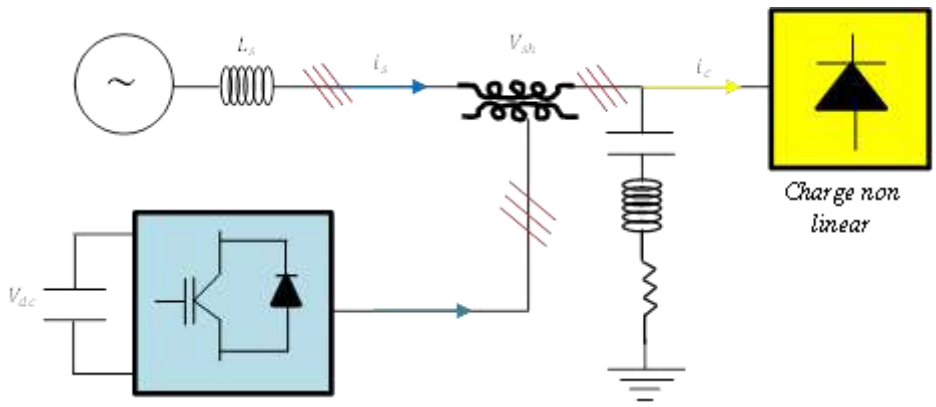


Fig. 3.22. Combinaison d'un filtre actif série en parallèle avec un filtre passif parallèle [102].

b- Filtre actif de puissance série en série avec des filtres passifs parallèles

Dans cette configuration, le filtre actif est placé en série avec les filtres passifs parallèles telle que le montre la figure 3.22. Cette structure à 2 avantages. D'une part, le courant qui le traverse est moins important. Par conséquent, la puissance du filtre actif série est plus faible que celle du filtre hybride représenté par la figure 3.23. D'autre part, le filtre actif série n'étant plus connecté en série avec la charge, par conséquent, en cas de court-circuit dû à cette même charge, le filtre actif n'est plus affecté.

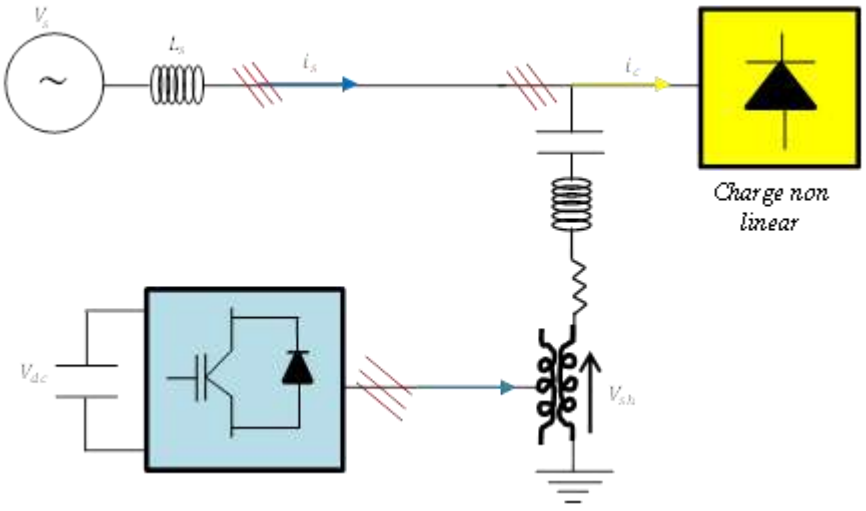


Fig. 3.23. Mise en série d'un filtre actif série avec un filtre passif parallèle [102].

d - Redresseur à principe de la MLI

Le prélèvement sinusoïdal est une technique qui permet aux convertisseurs statiques d'absorber un courant sinusoïdal. Les convertisseurs propres, tels que les redresseurs MLI, sont formés par des semi-conducteurs à fermeture et ouverture commandées, auxquels sont associées des diodes. Ils utilisent, de façon générale, la technique de commutation dite MLI. Elle a pour rôle de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées. Il existe 2 grandes applications utilisant ces convertisseurs :

- Fonctionnement en convertisseur d'énergie à faible taux de pollution harmonique et à consommation de puissance réactive nulle. Ce convertisseur permet une consommation ou un renvoi d'énergie active sur le réseau.
- Fonctionnement en compensateur d'énergie réactive à forte dynamique et à encombrement réduit.

L'application principale est la compensation de la fluctuation rapide de la tension (flicker) et la stabilisation de réseau à haute tension.

3.10.2.6 Filtrage actif à l'aide d'une machine synchrone à double alimentation

Cette solution est d'un intérêt certain car elle présente les avantages suivants :

- Compensation sélective d'harmonique.
- Réduction de l'encombrement lié à ce mode de filtrage. Cet avantage est, particulièrement, intéressant pour des dispositifs de filtrage dits embarqués.
- Adaptabilité aux variations de la fréquence du réseau.
- Pertes joules dues au régime fondamental, principalement, constituées des pertes dans la résistance du circuit bouchon, sont faibles pour ce type de montage. Pour le régime harmonique, ces pertes sont dissipées au niveau des résistances statorique et rotorique de la machine.

Toutefois, ce mode de filtrage présente quelques inconvénients. Parmi elles, on note :

- Non possibilité de filtrer plusieurs harmoniques simultanément et efficacement.
- Risques de résonance entre le réseau, la machine et le circuit bouchon ne sont pas écartés, contrairement à l'emploi de filtres actifs constitués d'onduleurs.

3.11 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté les perturbations affectant l'onde de tension du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Par conséquent, des effondrements éventuels des réseaux deviennent fortement probables. Par la suite, Les méthodes d'identification considérées pour l'extraction des courants harmoniques à des courants absorbés par la charge non linéaire, ont été analysées.

Plusieurs solutions traditionnelles et modernes pour le dépollution des harmoniques ont été présentées. La solution traditionnelle basée sur les filtres passifs est souvent défavorable en termes de taille et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes.

Dernièrement, en plus du filtrage des harmoniques, des filtres actifs en parallèle et en série et leur combinaison sont étudiés pour la compensation de tous les types de perturbations susceptibles de se rencontrer dans un système électrique basse tension. En effet, profitant des avancées dans le domaine de l'électronique de puissance, ces solutions peu encombrantes ne provoquent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante.

Chapitre 04

4. Commande approprié du SCEE connecte au réseau pour filtrage des harmonique

4.1 Introduction

Ces dernières années, avec l'évolution technologique des composants électroniques de puissance, les distributeurs d'énergie ont connu plusieurs problèmes relatifs à la croissance du nombre de convertisseurs statiques connectés aux réseaux de distribution d'énergie. En outre, ces convertisseurs constituent des sources polluantes qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment surtout de la puissance réactive. En effet, ces courants harmoniques circulant dans les impédances du réseau sont capables, lorsqu'ils sont de grande amplitude, de créer des tensions harmoniques et ainsi de perturber le fonctionnement des autres équipements connectés au point de connexion commun.

Aujourd'hui, l'énergie éolienne est considérée comme l'une des sources d'énergie renouvelables les plus avancées et les plus économiques, qui peut être exploitée non seulement pour les systèmes d'alimentation autonomes, mais aussi pour les systèmes de réseau.

La plus part des éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une MADA. Cela lui permet de fonctionner sur une large gamme de vitesses de vent, et d'obtenir la puissance maximale possible pour chacune de ces vitesses. Son circuit statorique est directement raccordé au réseau électrique, tandis que son circuit rotorique est relié au réseau par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Comme la puissance échangée entre le rotor et le réseau est faible, le coût des convertisseurs est plus faible que pour une éolienne à vitesse variable alimentée par le stator. C'est la principale raison pour que ce générateur soit utilisé dans la production de hautes puissances. Une deuxième raison est la possibilité d'ajuster la tension du générateur au point de connexion. Dans les centrales éoliennes basées sur le système MADA, des harmoniques peuvent être générées par les convertisseurs utilisés pour raccorder le rotor de l'éolienne au réseau, en plus de la charge non linéaire qui y est connectée.

Dans Ce chapitre une nouvelle stratégie de contrôle par mode glissant (MG), est appliquée au côté rotor d'un générateur à double alimentation (GADA). L'objectif principal est de répondre aux exigences en matière de puissance électrique, tout en répondant aux problèmes de qualité de l'énergie. Le système de conversion de l'énergie éolienne (SCEE) doit être capable non seulement de suivre le point de puissance maximale (MPP) de l'énergie éolienne, mais aussi d'atténuer les courants harmoniques causés par les charges non linéaires. Pour atteindre cet objectif, les convertisseurs de puissance sont pilotés par la stratégie MG proposée. Les deux gains correspondants de la surface de glissement sont bien sélectionnés à l'aide d'un algorithme d'optimisation par essaims de particules (PSO). Deux boucles de régulation ont été conçues. La première boucle, dédiée au convertisseur côté machine (CCM), permet de découplé les flux de puissance active et réactive. De plus, elle permet d'éliminer les harmoniques causés par la charge non linéaire. La deuxième boucle, consacrée au convertisseur côté réseau (CCR), permet de réguler la tension du bus continu partagée entre les deux

convertisseurs. Pour démontrer la performance des SCEE mentionnés précédemment, nous utilisons le modèle basé sur le logiciel MATLAB SimPower. Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration significative acquise par la stratégie de contrôle.

4.2 Description du System utilisée

La figure 4.1 montre le schéma fonctionnel d'une éolienne à base d'une GADA connectée au réseau électrique et alimente une charge non linéaire. Le stator du GADA est connecté au réseau tandis que le convertisseur BTB MLI est connecté entre son rotor et le réseau. Le convertisseur côté réseau CCR est utilisé pour fournir un flux de puissance bidirectionnel qui est généré par le convertisseur côté machine CCM, stabilisant ainsi la tension du lien DC et obtenant un facteur de puissance unitaire.

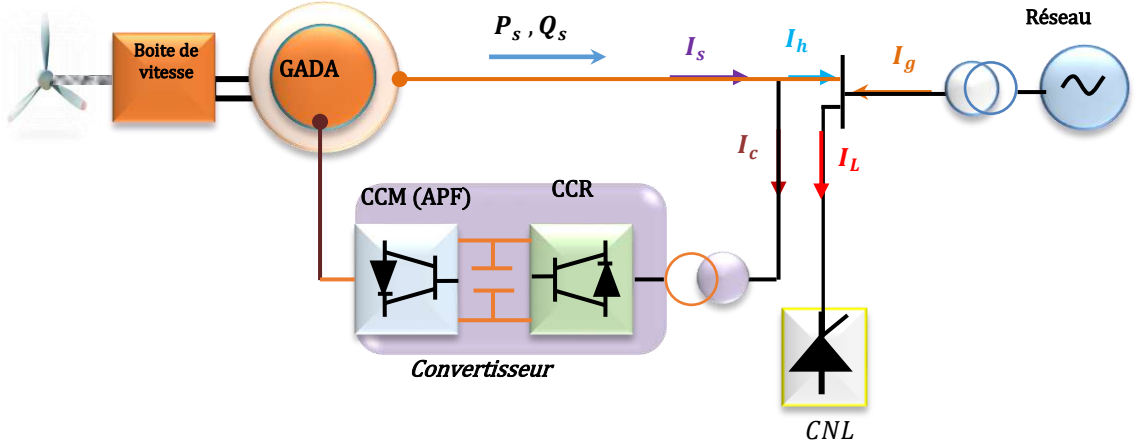


Fig.4.1. Schéma de principe de l'éolienne à base d'une GADA connectée au réseau en présence de charge non linéaire.

4.3 Technique de Commande utilise

Dans les éoliennes à base de GADA, les harmoniques peuvent être produites par les convertisseurs utilisés pour connecter le rotor de l'éolienne au réseau, en plus de la charge non linéaire qui lui est connectée. Afin de réduire les harmoniques du système électrique, la technique de filtrage actif est utilisée dans le mécanisme de contrôle des éoliennes. Pour cela, la fonctionnalité de filtrage actif a été ajoutée à l'algorithme de contrôle du CCM dans le système d'énergie éolienne avec GADA. Dans notre thèse nous utilisons le mode glissant pour piloter le CCM dont les deux gains correspondants de la surface de glissement sont bien sélectionnés à l'aide d'un algorithme d'optimisation par essaims de particules (PSO). Ainsi que, pour le convertisseur cote réseaux CCR nous avons appliqué la commande vectorielle indirecte sur ce système en utilisant un régulateur proportionnel intégral. La détection et l'extraction des courants harmoniques circulant dans le courant alternatif est une étape importante pour un bon fonctionnement du filtre actif. Dans la littérature, il existe deux domaines

d'algorithmes d'identification des courants de références harmoniques qui sont : le domaine fréquentiel ou le domaine temporel [99]. L'algorithme de détection d'harmoniques utilisé dans notre cas est la théorie de la puissance instantanée, dite la méthode (p q). Que nous avons examiné dans le chapitre précédent.

4.3.1 Commande vectorielle du convertisseur cotes resau CCR

Pour ce convertisseur, nous avons utilisé la commande vectorielle avec un régulateur proportionnel intégral. Ce contrôle est l'une des méthodes employées pour améliorer la qualité de l'énergie produite et injectée dans le réseau [19]. Selon cette technique, nous proposons un algorithme de contrôle basé sur l'orientation du flux statorique de la machine qui permet de mettre en évidence les relations entre les amplitudes des puissances statoriques et les tensions rotoriques générées par l'onduleur. Ces relations rendent possible l'action sur les signaux du rotor afin de contrôler indépendamment l'échange de la puissance active et réactive générée dans le stator de la machine.
Grâce à ce type de stratégie, il est possible d'atteindre les deux principaux objectifs du convertisseur côté réseau, c'est-à-dire le contrôle de la tension du bus continue ainsi que la transmission de puissance effectuée par le convertisseur. La figure 4.2 illustre le principe de ce contrôle, qui est semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, à savoir le contrôle indépendant de la puissance active et réactive générée au stator de la machine [109],[110], [111].

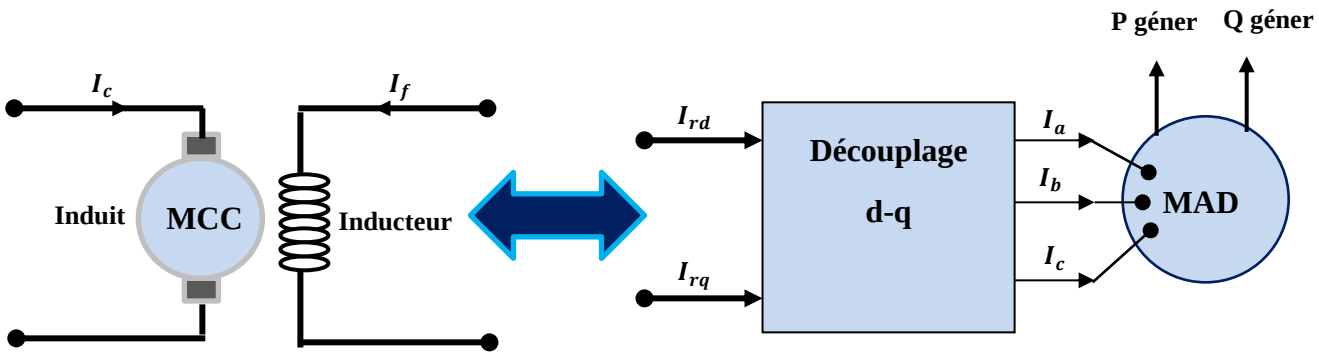


Fig.4.2. Principe de la commande vectorielle.

Dans le cadre de ce travail, nous développons la commande vectorielle de la GADA avec orientation du repère (d-q) suivant le flux statorique (voir §2.2.5.3 du chapitre 2). Pour une GADA, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_s} \left(\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq} \right) \quad (4.1)$$

En partant de l'équation (4.1), on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant i_{rq} et ainsi donc le flux par le courant i_{rd}. La relation finale du couple est :

$$C_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{\mathrm{M}}{L_s} \Psi_s i_{rq} \tag{4.2}$$

Le schéma bloc de cette commande est représenté par la figure 4.3

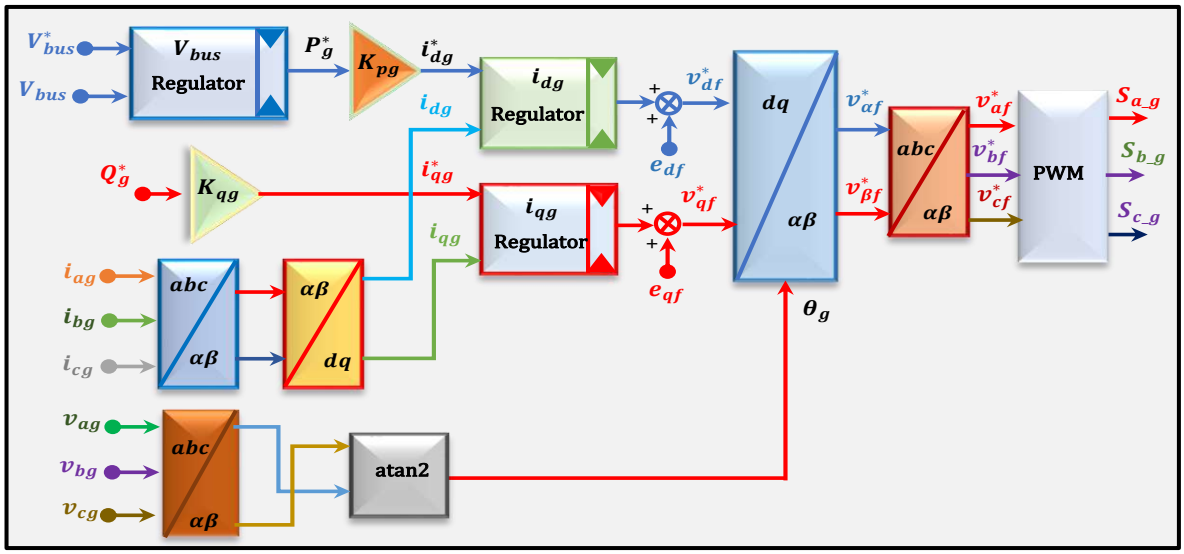


Fig.4.3. Boucle de commande du convertisseur côté réseau

4.3.1.1 Résultats de simulation numérique du système

La figure 4.4 illustre le résultat de la simulation de la tension du bus continue. Il est clair que sa forme suit la forme de référence avec une réponse transitoire rapide.

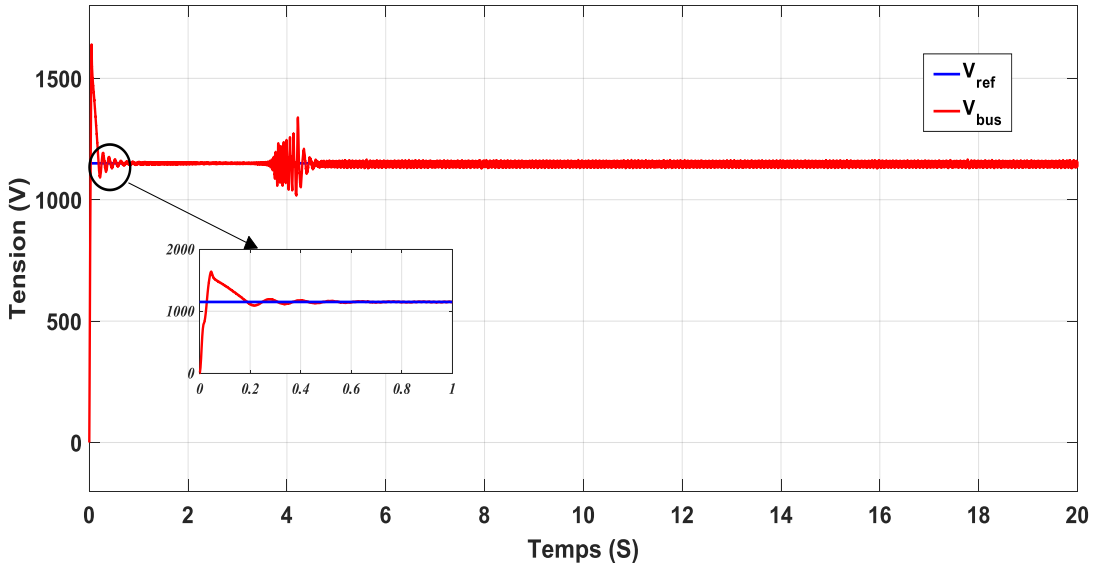


Fig.4.4. Forme d'onde de la tension du bus continue

4.3.2 **Commande par mode glissant du CCM**

Le convertisseur côté rotor est conçu pour contrôler la puissance de sortie du GADA vers le réseau. Les puissances active et réactive du stator servent comme entrées de la commande du convertisseur cotes rotor CCM. Comme mentionné, précédemment, l'objectif est de faire fonctionner le GADA comme un filtre actif de puissance (APF). La commande par mode glissant est utilisée pour le contrôle du CCM, dont la fonctionnalité de filtrage actif a été ajoutée à l'algorithme de contrôle. Le schéma fonctionnel est présenté par la figure 4.5. La méthode permet de prendre en compte les problèmes de stabilité et de performance de manière systématique dans son approche qui se déroule principalement en quatre étapes complémentaires [112],[113],[114]:

- Extraction des courants de référence harmonique.
- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existences et de convergences du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

En supposant qu'un référentiel tourne de manière synchrone avec le flux statorique et que le réseau est stable, le flux statorique ψ_{sd} devient constant et égal à ψ_s. D'autre part, le flux statorique ψ_{sq} devient nul, c'est-à-dire que $\psi_{sd} = \psi_s$, $\psi_{sq} = 0$. De même, pour les générateurs utilisés dans l'éolienne, la résistance du stator R_s peut être négligée, ce qui entraîne $V_{sd} = 0$ et $V_{sq} = V_s = \omega_s \psi_{sq}$.

4.3.2.1 Technique de filtrage Active

En général, les charges non linéaires injectent, malheureusement, des courants harmoniques dans le réseau. Donc le régulateur souhaité pour la régulation de la puissance active et réactive doit fonctionner comme un filtre actif, dans lequel les courants harmoniques existants sont bien absorbés. De plus, d'après la Figure.4.1, la loi des nœuds impose que :

$$I_g = I_L - I_h \tag{4.3}$$

$$I_h = I_s - I_c \tag{4.4}$$

Le courant stator I_s du GADA est supposé avoir une forme d'onde non sinusoïdale proche de celle du courant de charge non linéaire I_L. Le convertisseur est conçu pour fournir un courant sinusoïdal pur I_c. Le courant harmonique I_h représente donc le courant que le filtre active doit générer. Par conséquent, et conformément à l'Eq.(4.3), le courant de réseau $I_g$sera exempt de composantes harmoniques indésirables. Pour être en accord avec ces hypothèses, le contrôleur suggéré doit générer les mêmes composantes harmoniques que le courant non linéaire mais avec des phases opposées. Ceci peut être réalisé en étudiant le circuit de commande correct du CCM. Rappelons que ce circuit de commande peut, également, être utilisé pour la commande de la puissance active et réactive. Les courants de la charge non linéaire doivent être mesurés. Après cela, la méthode de la puissance instantanée (p-q), permet d'identifier les courants harmoniques de référence. Les courants de charge mesurés (I_{La}, I_{Lb}, I_{Lc}) sont convertis en utilisant la transformation abc to $-\alpha\,\beta$. Le courant de charge non linéaire (CNL) est égal à la somme des courants a la fréquence fondamentale et des diverses harmoniques, comme indiqué ci-dessous :

$$I_{L\alpha} = I_{L\alpha f} + I_{L\alpha h} \tag{4.5}$$

$$I_{L\beta} = I_{L\beta f} + I_{L\beta h} \tag{4.6}$$

Où

($I_{L\alpha h}$, $I_{L\beta h}$) et ($I_{L\alpha f}$, $I_{L\beta f}$) sont les composantes harmoniques et fondamentaux du courant.

Basé sur Eq.4.5 et Eq.4.6, les composants harmoniques du courant de la CNL peuvent être exprimés. L'approche illustrée à la Figure.4.5 peut être utilisée pour distinguer la composante harmonique de CNL. Le filtre à haute sélectivité (FHS) est utilisé pour extraire le composant fondamental des composants harmonique comme suit.

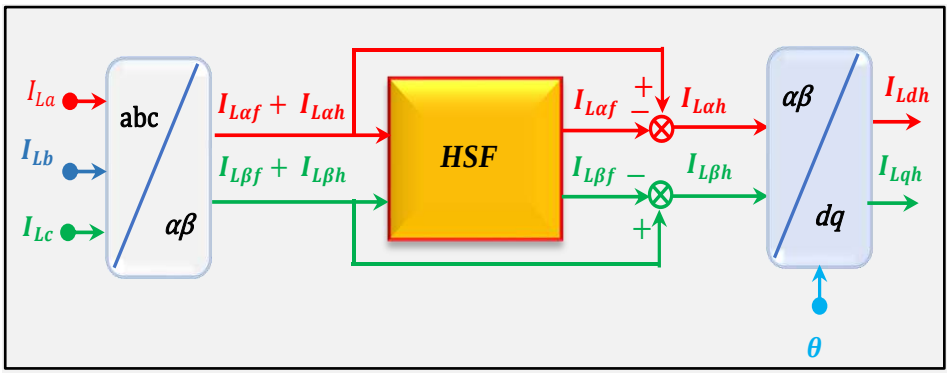


Fig.4.5. Extraction des composantes harmonique du courant de la CNL.

Les figures 4.6, 4.7 ,4.8 et 4.9 montres l'allure des composantes du courant de charge, le courant fondamentale et harmonique ainsi que les trois courants ensembles.

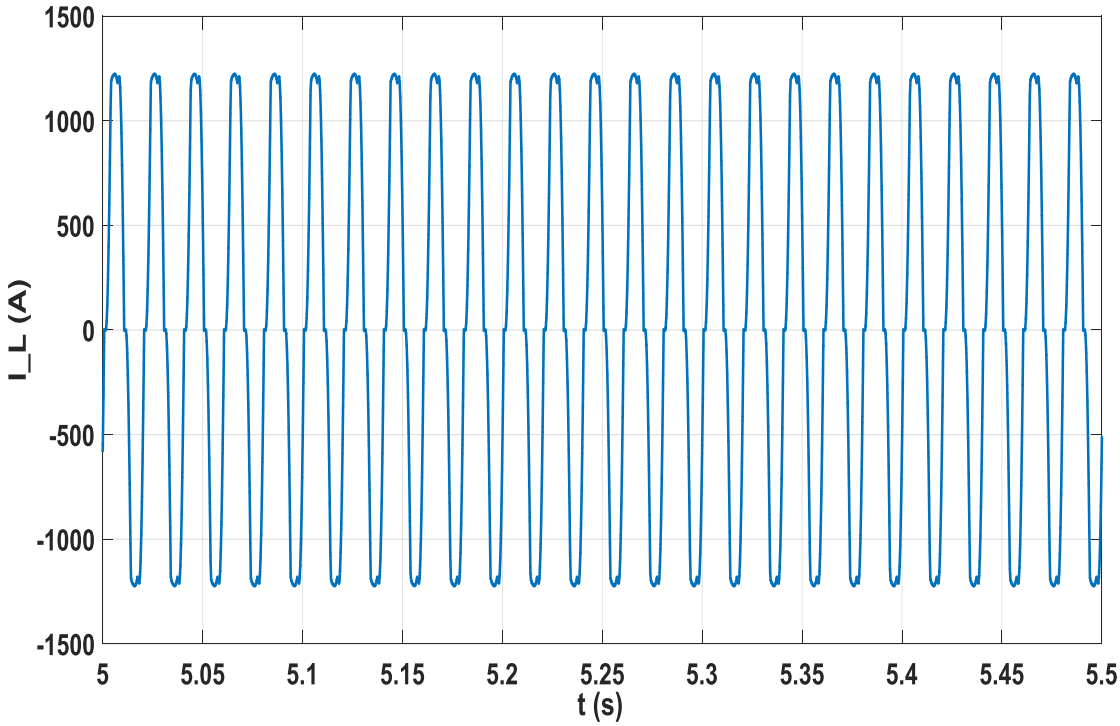


Fig.4.6. Courant de CNL

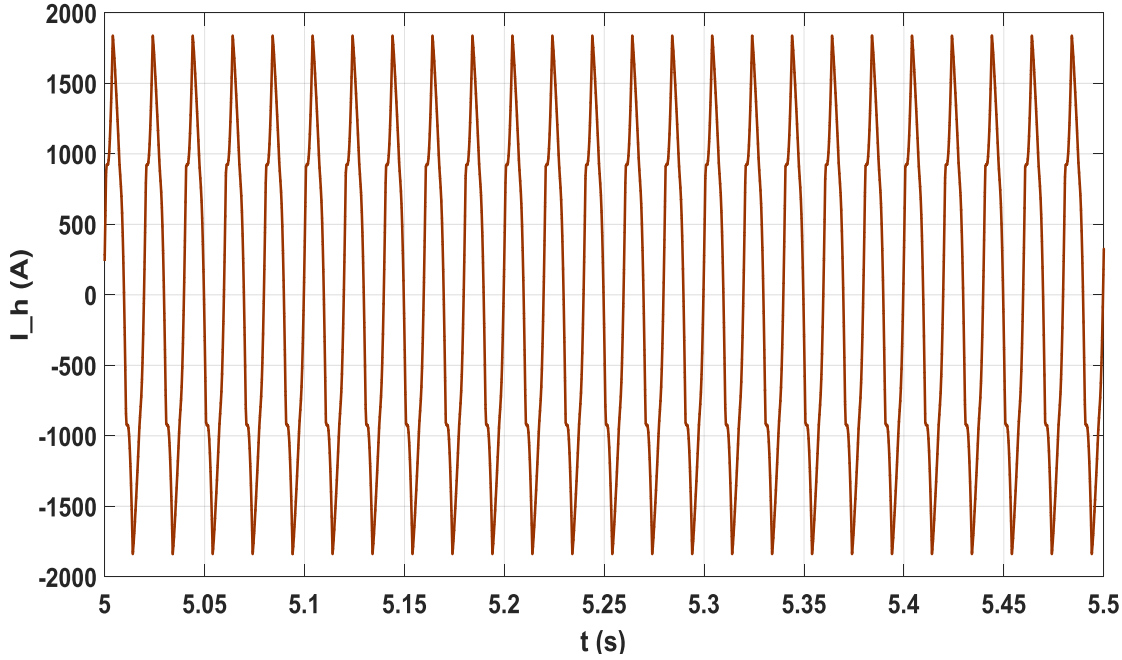


Fig.4.7. Composante harmonique du Courant de CNL

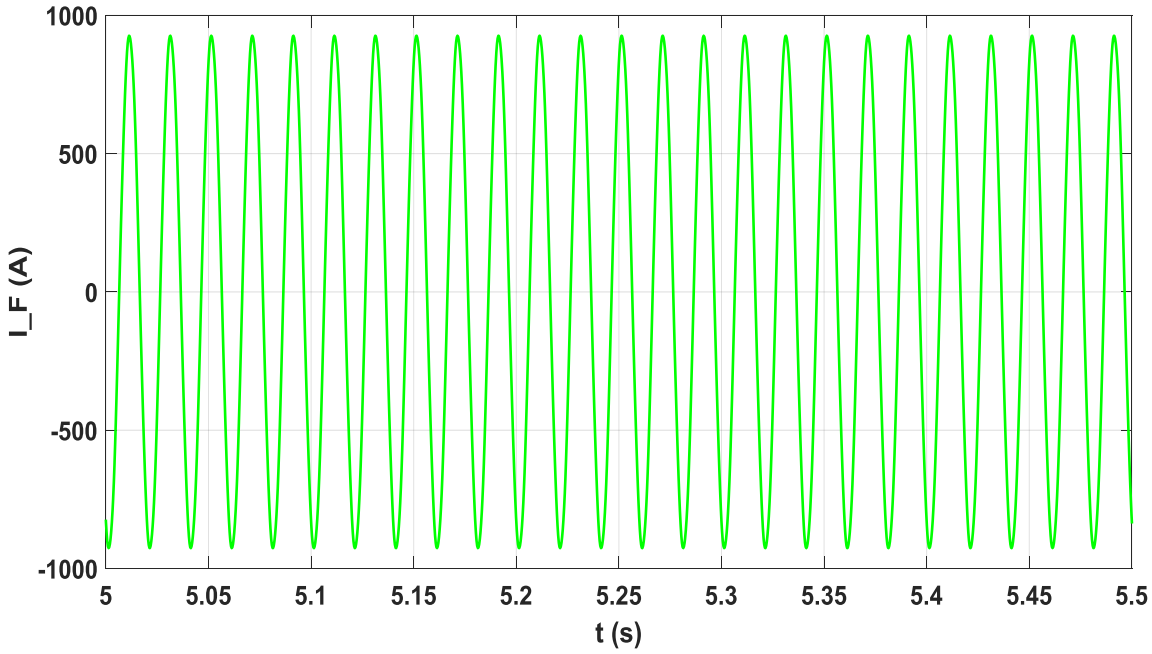


Fig.4.8. Composante fondamentale du Courant de CNL

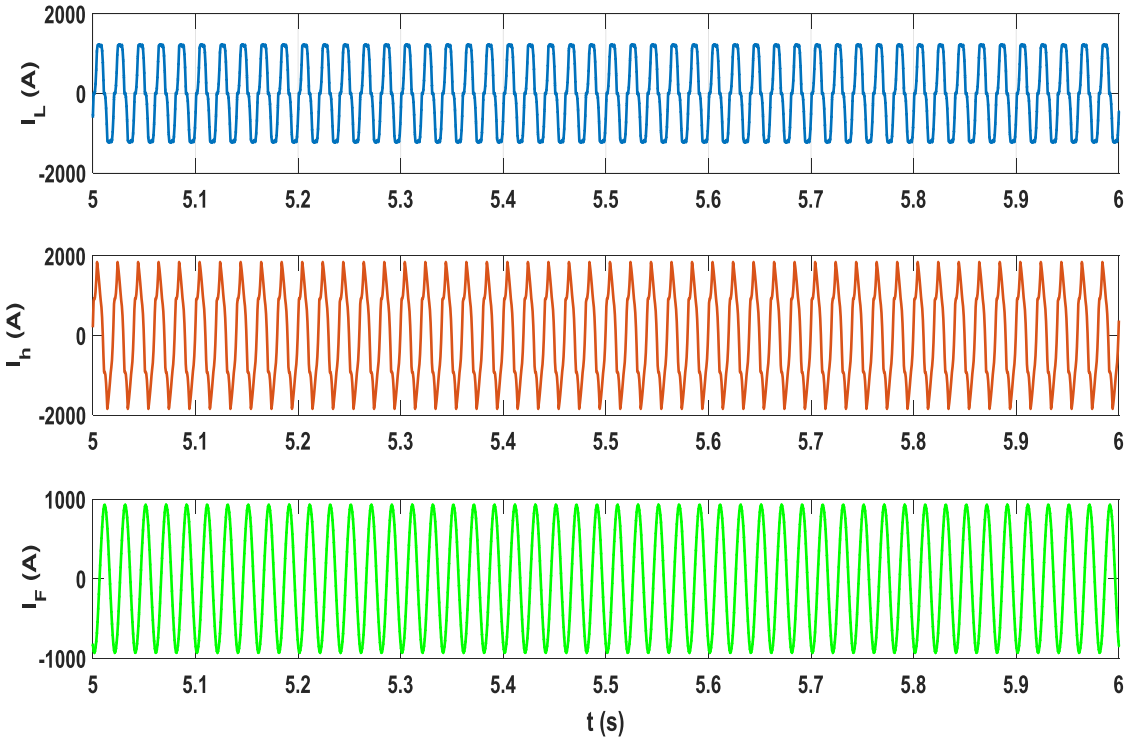


Fig.4.9. L'allure des Courants de CNL

4.3.2.2 Choix de la surface de glissement

On considère le système dynamique représenté par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{4.7}$$

Avec

x: Vecteur d'état.

x_{ref}: Vecteur de référence.

L'erreur e est la différence entre le vecteur de référence et le vecteur d'état:

$$e = x_{ref} - x \tag{4.8}$$

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} ,*Slotine* propose la forme générale suivante[115]:

$$S(x) = (\frac{d}{dt} + \gamma)^{(r-1)} e(x) \tag{4.9}$$

Dont:

$S(x)$: surface de glissement.

γ: constante positive.

r: degré relatif du système.

$e(x)$: L'écart sur la variable à régler (l'erreur).

4.3.2.3 Condition d'existence et de convergence

Pour que la convergence de chaque état du système vers sa référence soit garantie on utilise l'approche de *Lyapunov*, cette approche est basée sur le choix d'une fonction de *Lyapunov* $V(x) > 0$ *et assurer la condition:* $\dot{V}(x) < 0$ *(*dérivée négative donc la fonction est décroissante*)* cela permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement. La fonction de *Lyapunov* est définie par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{4.10}$$

Sa dérive est donnée par:

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \tag{4.11}$$

4.3.2.4 Détermination de la loi de commande

La stratégie mode glissant est un outil non linéaire très puissant qui a été largement utilisé par les chercheurs, en particulier au cours des dernières décennies [116],[117],[118]. Elle consiste à déplacer le comportement du système le long d'une surface de glissement prédéterminée, sur laquelle est appliqué un signal de commande numérique. De plus, la trajectoire d'état du système en boucle fermée doit être orientée vers la surface de glissement $S(x) = 0$ et maintenue constamment autour de cette surface en utilisant la fonction logique de commutation U^n. En général, la loi de base est couramment exprimée par:

$$\boldsymbol{U_c = U^{eq} + U^n} \tag{4.12}$$

où $\boldsymbol{U^{eq}}$ désigne la loi de commande équivalente qui est appliquée lorsque les états existants du système sont situés dans le plan de glissement.

La loi de commande $\boldsymbol{U^n}$ est alternée entre $-k$ et $+k$ avec $k > 0$. Il est défini par :

$$U^n = k\, Sign[S(x)] \tag{4.13}$$

De même, la fonction sigmoïde apparaissant dans l'équation (4.13) est définie par[116] :

$$sign[S(x)] = \begin{cases} -1 & si \quad S(x) < 0 \\ 1 & si \quad S(x) > 0 \end{cases} \tag{4.14}$$

Selon le principe du mode glissant, la loi de contrôle $\boldsymbol{U^n}$ a souvent stabilisé le comportement du SCEE, dans lequel la conversion de puissance donnée devient maximale et le rapport de la vitesse specifique correspondant atteint son point optimal λ_{opt}. Cette stabilité en boucle fermée nécessite souvent de satisfaire la condition de Lyapunov qui est exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{4.15}$$

Ou $\dot{S}(x) = \frac{d}{dt}S(x)$ représente la dérivée de la surface de glissement.

Cette dernière sera considérée comme la puissance active ou la puissance réactive fournie par le SCEE. Le but est d'abord de découpler le contrôle de la puissance active $P_s$de celui de la puissance réactive Q_s. Ensuite, le contrôleur souhaité basé sur la stratégie MG doit garder un bon suivi des deux puissances de référence P_s^* et Q_s^*, dans lequel une suppression appropriée de toutes les harmoniques se produisant dans les courants de service doit être prise en compte. De plus, les relations entre les puissances de référence du stator et les courants de référence du rotor sont données par :

$$I_{rq}^* = -\frac{L_s}{V_s\, L_m}\, P_s^* - I_{Lqh} \tag{4.16}$$

$$I_{rd}^* = \frac{V_s}{\omega_s\, L_m} - \frac{L_s}{V_s.\, L_m}\, Q_s^* - I_{Ldh} \tag{4.17}$$

$$P_s^* = \Omega_s \cdot T_{em} \tag{4.18}$$

De plus, les dérivées des courants du rotor, dans l'axe d et l'axe q, sont exprimées par :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}I_{rq} &= \frac{1}{L_r\sigma}\left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g\,\omega_s L_r\sigma\, I_{rd} - g\,\omega_s \frac{L_m V_s}{\omega_s\, L_s}\right) \\ \frac{d}{dt}I_{rd} &= \frac{1}{L_r\sigma}\left(V_{rd} - R_r\; I_{rd} + g\,\omega_s L_r\sigma\, I_{rq}\right) \end{aligned} \tag{4.19}$$

Ou g et σ sont, respectivement, le glissement et le coefficient de dispersion.

En conséquent, la surface de contrôle de chaque puissance est exprimée par :

$$S(P) = I_{rq}^* - I_{rq} \tag{4.20}$$

$$S(Q) = I_{rd}^* - I_{rd} \tag{4.21}$$

Sachant que la dynamique de suivi de référence appropriée nécessite que toutes les surfaces de glissement ainsi que leurs dérivées soient égales à zéro, *i.e.*,$S(P) = 0, S(Q) = 0$, $\dot{S}(P) = 0$ et $\dot{S}(Q) = 0$. Celles-ci exigent que le courbe de P_s et Q_s converge exponentiellement vers celui des puissances de référence correspondantes P_s^* et Q_s^*. Par conséquent, toutes les surfaces de glissement précédentes deviennent nécessairement attractives et invariantes, où la clé du succès de la stratégie MG dépend fortement du respect de la relation d'attractivité de Lyaponov donner par l'équation (4.11).

❖ Loi de commande de la puissance active

Cette partie se concentre sur la recherche des deux parties de la loi de commande V_{rq}^{eq} (vecteur de commande équivalent) et V_{rq}^{n} (partie de commutation de la loi de commande). En conséquence, la dérivée de la surface de glissement $\dot{S}(P)$ est calculée à l'aide des équations (4.19)- (4.21), ce qui donne également l'équation (4.22) comme suit :

$$\dot{S}(P) = -\frac{L_s}{L_m V_s}\dot{P}_s^* - \dot{I}_{Ldh} - \frac{1}{L_r \sigma}\left(V_{rq} - R_r I_{rq} - g\omega_s L_r\, \sigma I_{rd} - g\,\frac{L_m\, V_s}{L_s}\right) \tag{4.22}$$

A partir de l'équation (4.22), la loi de commande V_{rq}est déterminée, où $V_{rq} = V_{rq}^{eq} + V_{rq}^{n}$. Les tensions résultantes du rotor dans l'axe q sont données par :

$$V_{rq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{L_m . V_s}\dot{P}_s^* - \dot{I}_{Ldh} + R_r\, I_{rq} + g\omega_s L_r\, \sigma I_{rd} + +g\frac{L_m\, V_s}{L_s} + L_r\, \sigma\, v_1 Sgn[S(P)] \tag{4.23}$$

$$V_{rq}^{eq} = -\frac{L_s L_r \sigma}{L_m V_s}\dot{P}_s^* - \dot{I}_{Lqh} + R_r\, I_{rq} + g\omega_s L_r\, \sigma\, I_{rd} + g\frac{L_m V_s}{L_s} \tag{4.24}$$

$$V_{rq}^{n} = L_r\, \sigma v_1 Sgn[S(P)] \tag{4.25}$$

❖ Loi de commande de la puissance reactive

De même, la dérivée de la surface de glissement $\dot{S}(Q)$ est d'abord calculée et la loi de commande V_{rd} est ensuite extraite comme suit :

$$\dot{S}(Q) = \left(\frac{V_s}{L_m \omega_s} - \frac{L_s}{L_m . V_s}\dot{Q}_s^* - \dot{I}_{Ldh}\right) - \frac{1}{L_r \sigma}\left(V_{rd} - R_r\, I_{rd} + g\omega_s L_r\, \sigma\, I_{rq}\right) \tag{4.26}$$

$$V_{rd} = L_r\, \sigma\left(\frac{V_s}{L_m \omega_s} - \frac{L_s}{L_m V_s}\ \dot{Q}_s^* - \dot{I}_{Ldh}\right) + R_r\, I_{rd} - g\omega_s L_r \sigma\, I_{rq} + L_r \sigma\, v_2 Sgn[S(Q)] \tag{4.27}$$

Selon l'équation (4.27), les deux lois de commande V_{rd}^{eq} et V_{rd}^{n}sont exprimées par :

$$V_{rd}^{eq} = L_r\, \sigma\left(\frac{V_s}{L_m \omega_s} - \frac{L_s}{L_m V_s}\ \dot{Q}_s^* - \dot{I}_{Ldh}\right) + R_r\, I_{rd} - g\omega_s L_r \sigma\, I_{rq} \tag{4.28}$$

$$V_{rd}^{n} = L_r\sigma\, v_2 Sgn[S(Q)] \tag{4.29}$$

Le schéma fonctionnel qui explique la mise en œuvre du MG pour les contrôles de la puissance active et réactive du GADA équipé d'une éolienne avec la prise en compte de l'action de filtrage active des harmoniques est présenté par la figure 4.10.

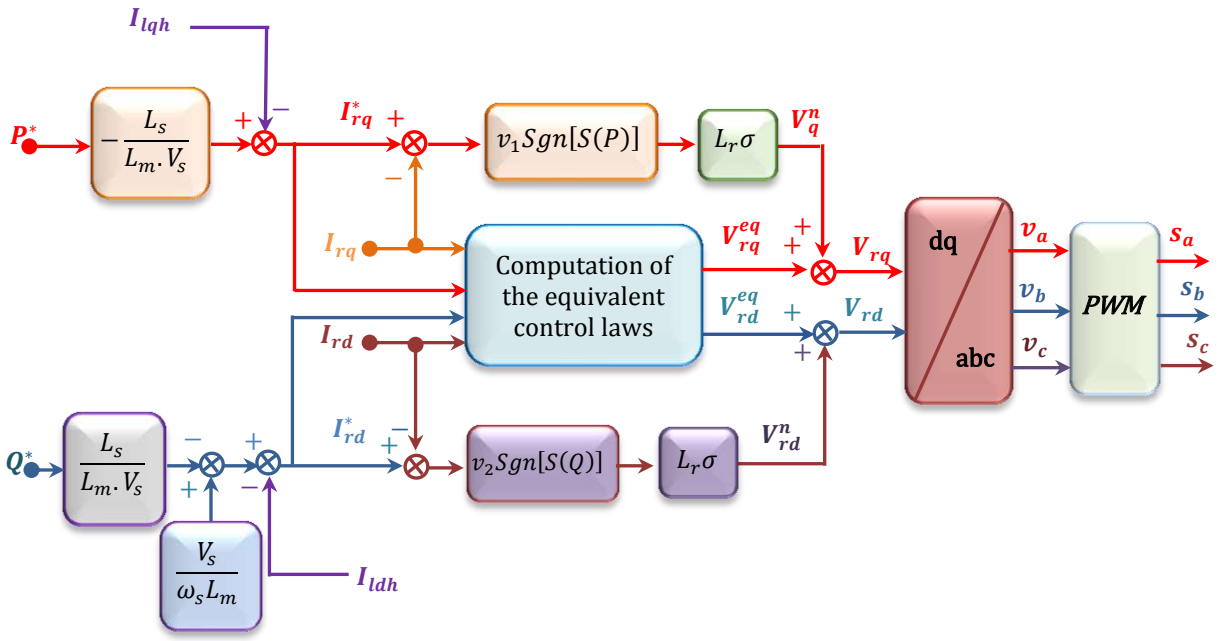


Fig.4.10. Boucle de commande du convertisseur CCM

D'après les équations 4.23 et 4.27, il est évident que la dynamique de poursuite de référence souhaitée nécessite une interaction appropriée de tous les états du système vers les surfaces de commutation, c'est-à-dire *S(P) =0* et *S(Q) =0*. Cela conduit toujours à l'apparition du problème de chattering dû à l'existence de la fonction sigmoïde dans les deux lois de commande V_{rq}^{n} et V_{rd}^{n}, dans lesquelles la loi de commande V_{rq}^{n} peut avoir un gain v_1. D'autre part, la loi de commande V_{rd}^{n} peut avoir un gain v_2. Pour surmonter ce défi, la mise en œuvre de l'algorithme PSO pour optimiser les deux gains apparaissant dans les deux lois de commande précédentes devient une clé indispensable dans la phase de conception des contrôleurs. Ceci permet de mettre en évidence la version améliorée de la stratégie MG.

Dans notre thèse, la principale contribution réside dans la sélection des deux gains optimaux v_1 et v_2 impliqués dans les deux lois de commande V_{rq}^{n} et V_{rd}^{n} respectivement. Le problème d'optimisation borné correspondant comprend la fonction d'aptitude J(X), exprimée comme le critère MSE. Il s'agit de la somme des deux erreurs quadratiques $e_1$et e_2, produites par la poursuite simultanée

des deux puissances de référence P_s^* et Q_s^*. En conséquence, le problème d'optimisation peut être exprimé par :

$$\min_{X_{min}\leq X\leq X_{max}} J(X) = \min_{X_{min}\leq X\leq X_{max}} \left\{ \frac{1}{NT} \sum_{i=1}^{N} [e_1^2(X) + e_2^2(X)] \right\} \tag{4.30}$$

Où les deux erreurs de suivi $e_1$et e_2 sont définis par $e_1(X) = P_s(X) - P_s^*$ et $e_2(X) = Q_s(X) - Q_s^*$ respectivement, $X = [v_1 \quad v_2]^T$ désigne le vecteur de conception à optimiser, dont les composantes sont contraintes par $0 \leq X(1) \leq +\infty$ et $0 \leq X(2) \leq +\infty$ N et T désignent le nombre total d'échantillons et le temps d'échantillonnage. L'algorithme PSO est mis en œuvre dans une stratégie MG pour éviter la commutation rapide des deux gains v_1 et v_2 . En fait, il existe une multitude de gains inconnus trouvés entre les deux bornes pour chaque gain de la surface de glissement. L'objectif est donc, principalement, de se focaliser sur la recherche des gains optimaux lors du processus de suivi des deux puissances de référence. Ces gains optimaux permettent de trouver deux commandes optimales réalisables, dans lesquelles le problème du chattering est bien résolu. Le processus d'optimisation par l'algorithme PSO se déroule comme suit : L'algorithme PSO utilise un essaim composé de particules $n_p \in \mathbb{N}$ pour savoir à la recherche de la solution sous-optimale $X^* \in \mathbb{N}^{q\times 1}$ qui minimise la fonction objectif, appelée $(X) \in \mathbb{R}$. La position et la vitesse des vecteurs particules i^{th} sont données, respectivement, par $X_i = \left(X_{i,1}, X_{i,2}, \dots, X_{i,q}\right)^T$ et $V_i = \left(V_{i,1}, V_{i,2}, \dots, V_{i,q}\right)^T$. Ils sont déterminés par les expressions itératives suivantes

$$\begin{aligned} V_i^{l+1} &= c_0 \cdot V_i^l + c_1 \cdot r_{1,i}^l \cdot \left(X_i^{best,l} - X_i^l\right) + c_2 \cdot r_{2,i}^l \cdot \left(X_{swarm}^{best,l} - X_i^l\right) \\ X_i^{l+1} &= X_i^l + V_i^{l+1} \end{aligned} \tag{4.31}$$

où l est le nombre d'itérations préalablement fourni par l'utilisateur. c_0 , c_1 et c_2 sont, respectivement, le facteur d'inertie, les relations d'apprentissage cognitif (individuel) et social (groupe). $r_{1,i}^l$ et $r_{2,i}^l$ sont des nombres aléatoires uniformément distribués sur l'intervalle [0,1]. $X_i^{best,l}$ et $X_{swarm}^{best,l}$ sont respectivement la meilleure position obtenue précédemment par la particule et la meilleure position obtenue dans l'ensemble de l'essaim à l'itération courante *l.* En résumé, l'algorithme PSO peut se composer des étapes suivantes :

- **Etape 1:** Initialiser les n_p particules avec des positions choisies au hasard et qui doivent être préalablement contenues dans les vecteurs de limites inférieure et supérieure X_{min} et X_{max}.
- **Etape 2 :** Évaluer la fonction de fitness pour chaque position.
- **Etape 3 :** Déterminer les solutions initiales $X_i^{best,0}$ et $X_{swarm}^{best,0}$.

- **Etape 4 :** Vérifier la condition d'arrêt. Si elle est satisfaite, l'algorithme converge vers les gains optimaux souhaités v_1^{opt} et v_2^{opt}. Sinon, passez à l'étape suivante.
- **Etape 5 :** Attribuer les nouvelles valeurs obtenues à toutes les particules (mises à jour).
- **Etape 6 :** Retournez à l'étape 2.

Il convient de noter que l'algorithme PSO est réalisé en obtenant les deux gains optimaux v_1^{opt} et v_2^{opt} . Ils sont multipliés par la valeur constante $L_r\sigma$ et ensuite utilisés pour calculer les deux commandes optimales. $V_{rq}^{n^{opt}}$ et $V_{rd}^{n^{opt}}$. Sachant que les deux commandes équivalentes telles que V_{rq}^{eq} and V_{rd}^{eq} sont a priori calculées en utilisant respectivement Eq.4.25 et 4.29. Les quatre commandes optimales précédentes résultantes sont utilisées pour calculer les deux tensions optimales du rotor V_{rq}^{opt} et V_{rd}^{opt}.

Les paramètres de réglages utilisés dans l'algorithme PSO sont reproduits dans le tableau ci-dessous :

Tab4.1 *:* Valeurs des paramètres de PSO utilisés dans la simulation

Paramètre	***Valeurs***
Taille de l'essaim	$n_p = \mathbf{50}$
Nombre maximum d'itérations	$\mathrm{l}_{\max} = \mathbf{80}$
Facteur d'inertie	$\mathrm{c}_0 = \mathbf{0.85}$
Taux d'apprentissage cognitif	$\mathrm{c}_1 = \mathbf{0.30}$
Taux d'apprentissage social	$\mathrm{c}_2 = \mathbf{1.20}$

4.3.3 **Résultats de la simulation et discussion**

Le système précédent (Fig.4.1) a été modélisé et simulé en utilisant le logiciel Simpower System Demo, Matlab/Simulink. La stratégie de contrôle proposée est appliquée à un SCEE équipé d'une GADA. Les paramètres du système sont présentés en annexe A. De la figure 4.15 qui présente les graphiques de fitness fournis par l'algorithme PSO pendant le processus d'extraction pour 20 exécutions du code. Les valeurs optimales obtenues sont $\boldsymbol{v_1 = 1550.0521\,1}$ et $\boldsymbol{v_2 = 525.0299}$ comme le montrent la figure ci-dessu.

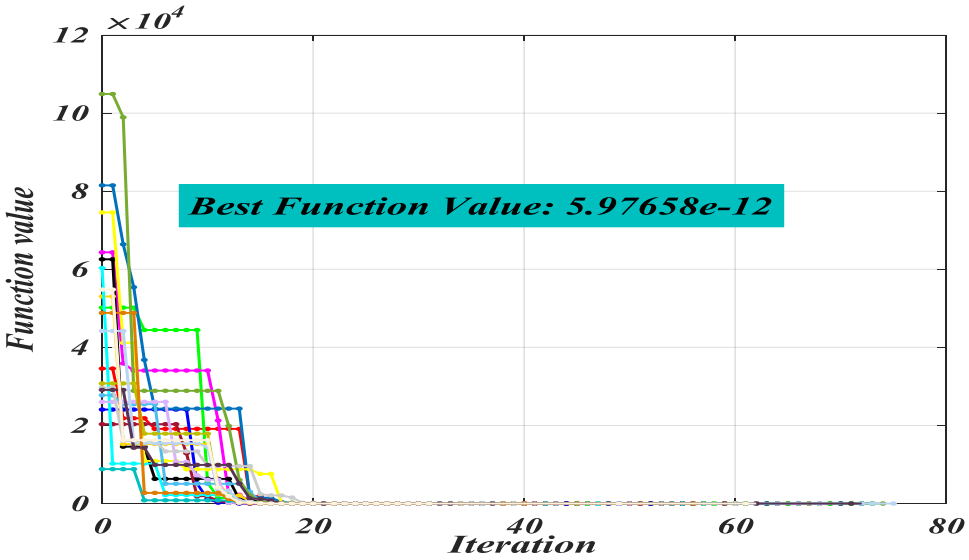


Fig.4.11. La courbe de fitness obtenue par PSO.

Les figure 4.12 et 4.13 présente, respectivement, les résultats de simulation de la réponse de la puissance active et réactive dans le cas d'une commande par mode glissant. Dans cette étude de cas, les résultats de simulation montrent clairement l'amélioration de la commande de puissance active et réactive obtenue en appliquant la commande par mode glissant en termes de réponse temporelle et de bonne précision de suivi de la référence. Ainsi que l'effet chattering est presque éliminer.

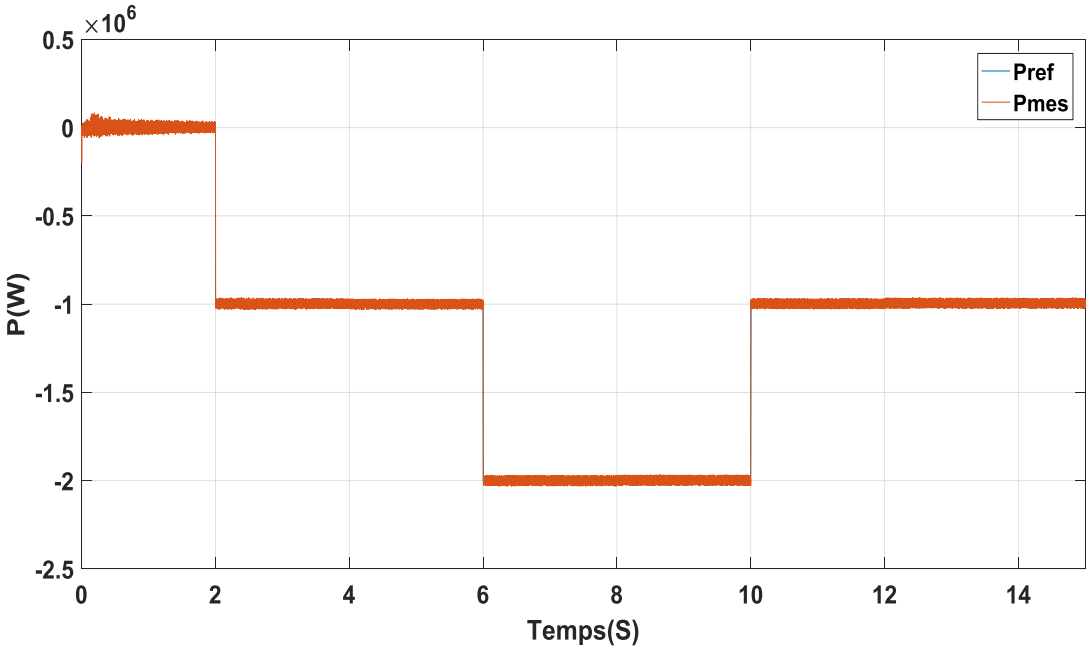


Fig.4.12. Puissance active d'une commande par mode glissant.

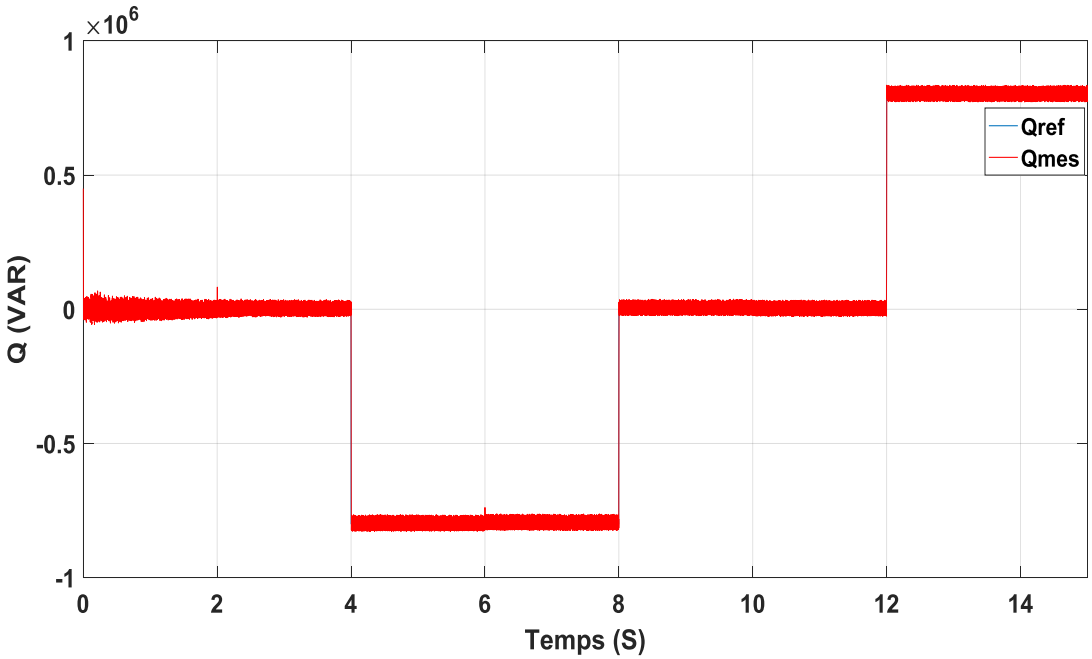


Fig.4.13. Puissance réactive d'une commande par mode glissant

Nous pouvons, également, remarquer que le couple électromagnétique dépend directement de la puissance active. Ceci est traduit par sa forme identique à celle de la puissance active (figure 4.12). Dans ce cas, nous pouvons conclure que la puissance active est une conséquence du couple électromagnétique, alors que la puissance réactive est une conséquence de l'excitation du circuit rotorique.

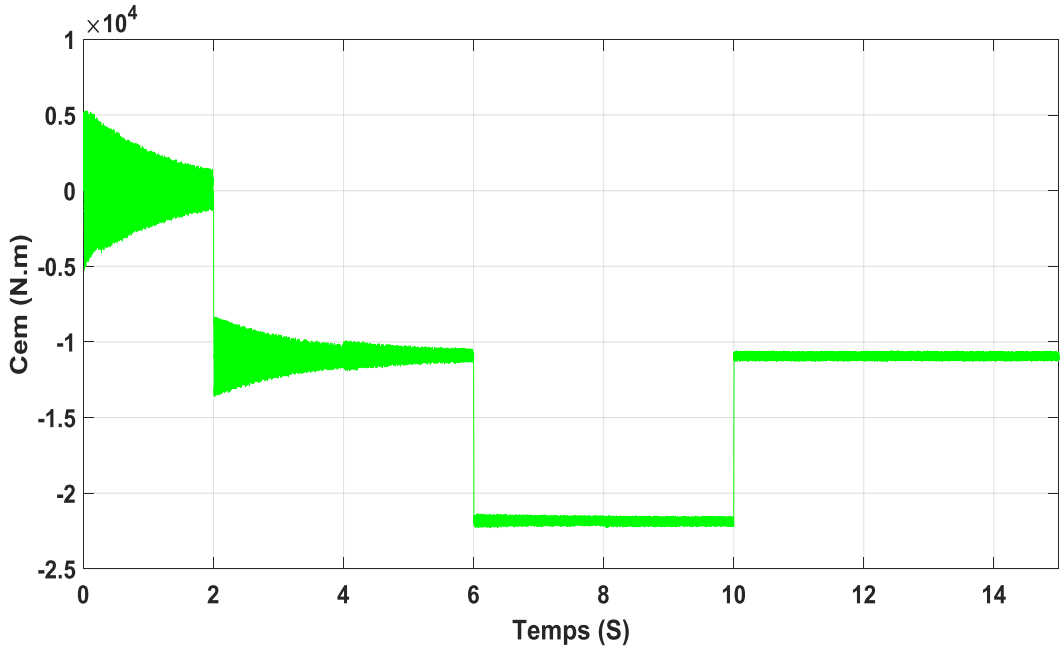


Fig.4.14. Couple électromagnétique

Nous constatons aussi que les composantes directes du courant statorique et du courant rotorique ainsi que les composantes en quadratiques de ces courants présentent les mêmes

allures,(figure 4.14 , figure 4.15, figure 4.16 & figure 4.17) ce qui reflète le modèle mathématique de la MADA. Donc, la puissance active est contrôlée par la composante en quadratique du courant, tandis que la puissance réactive est contrôlée par la composante en directe de celui-ci.

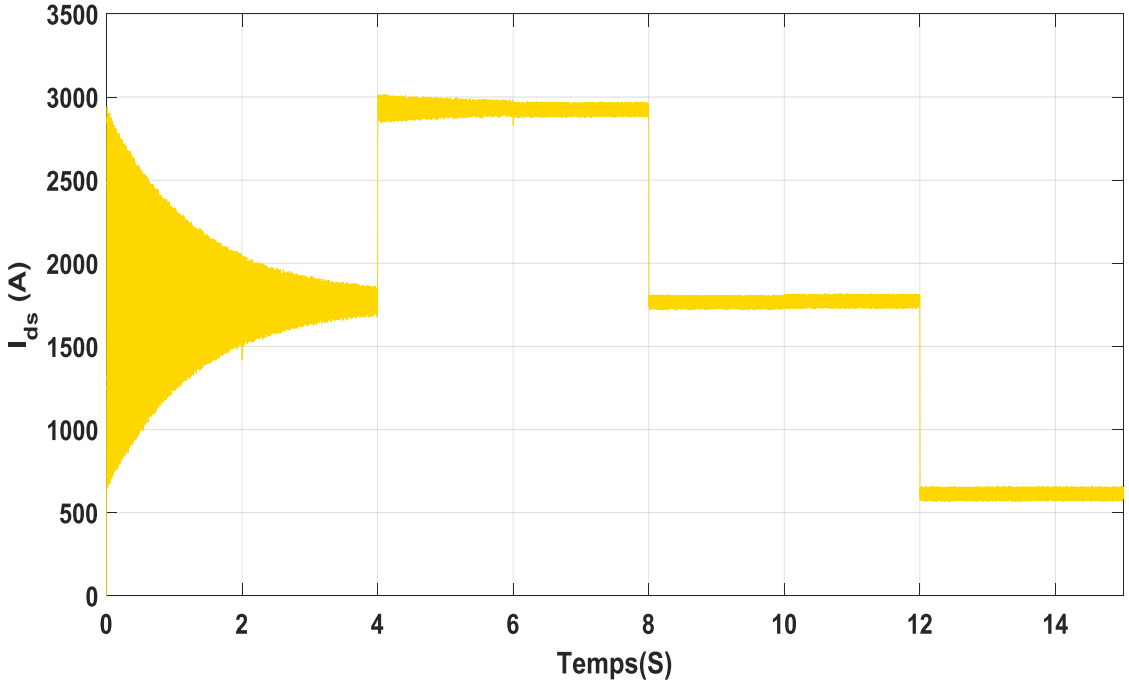


Fig.4.14. Composantes directes du courant statorique

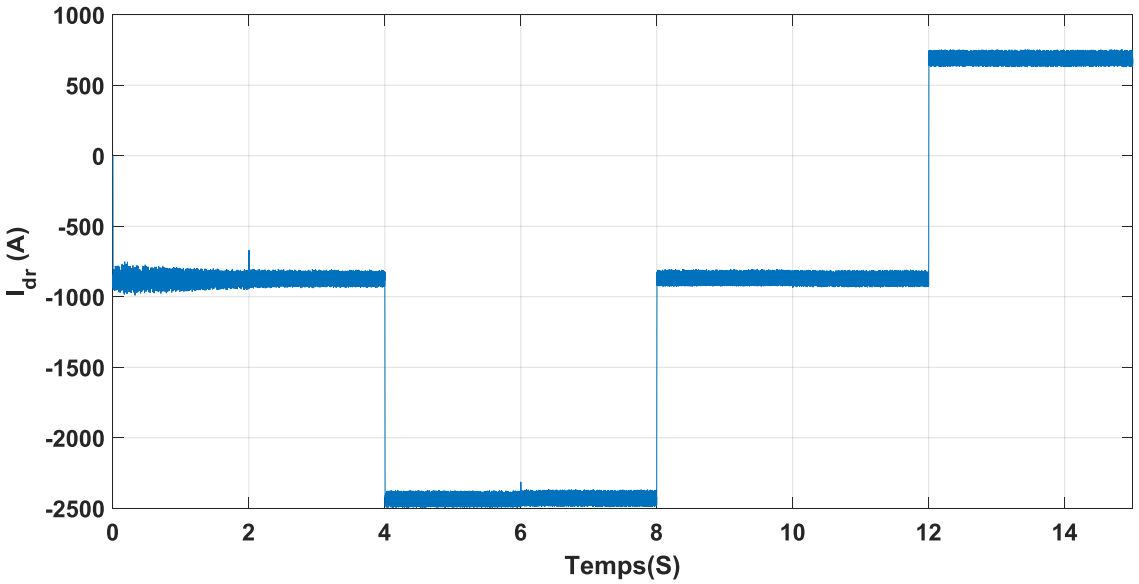


Fig.4.15. Composantes directes du courant rotorique

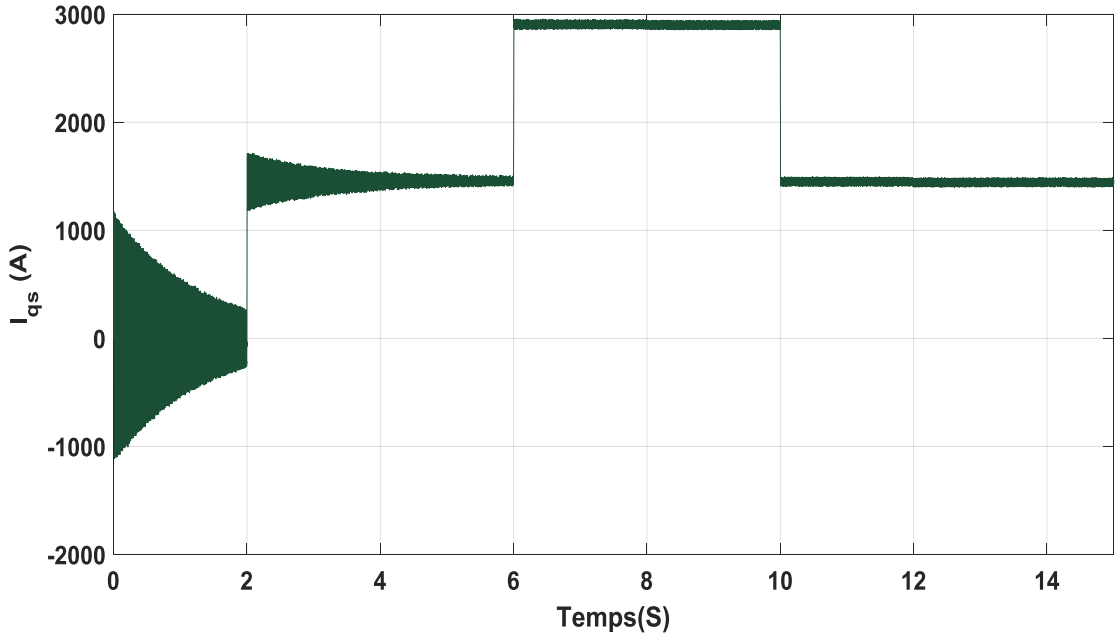


Fig.4.16. Composantes quadrature du courant statorique

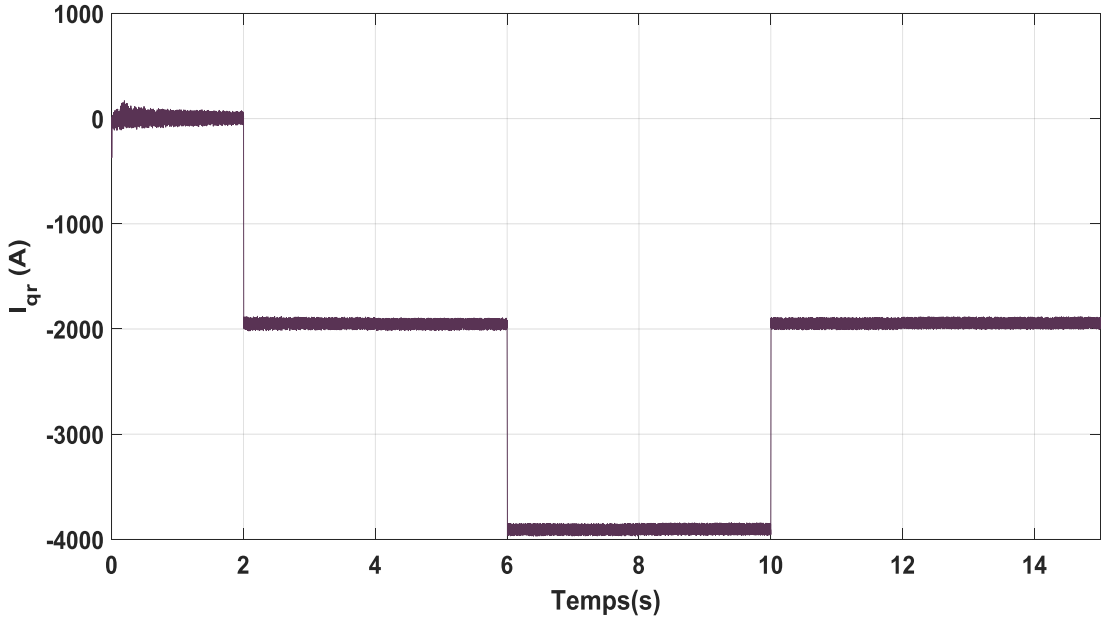


Fig.4.17. Composantes quadrature du courant rotorique

Les résultats des figures 4.18 et 4.19 représentent les courants statoriques des trois phases et celle de la phase a respectivement. Les observations sont similaires à celles faites précédemment pour le cas des puissances active et réactive.

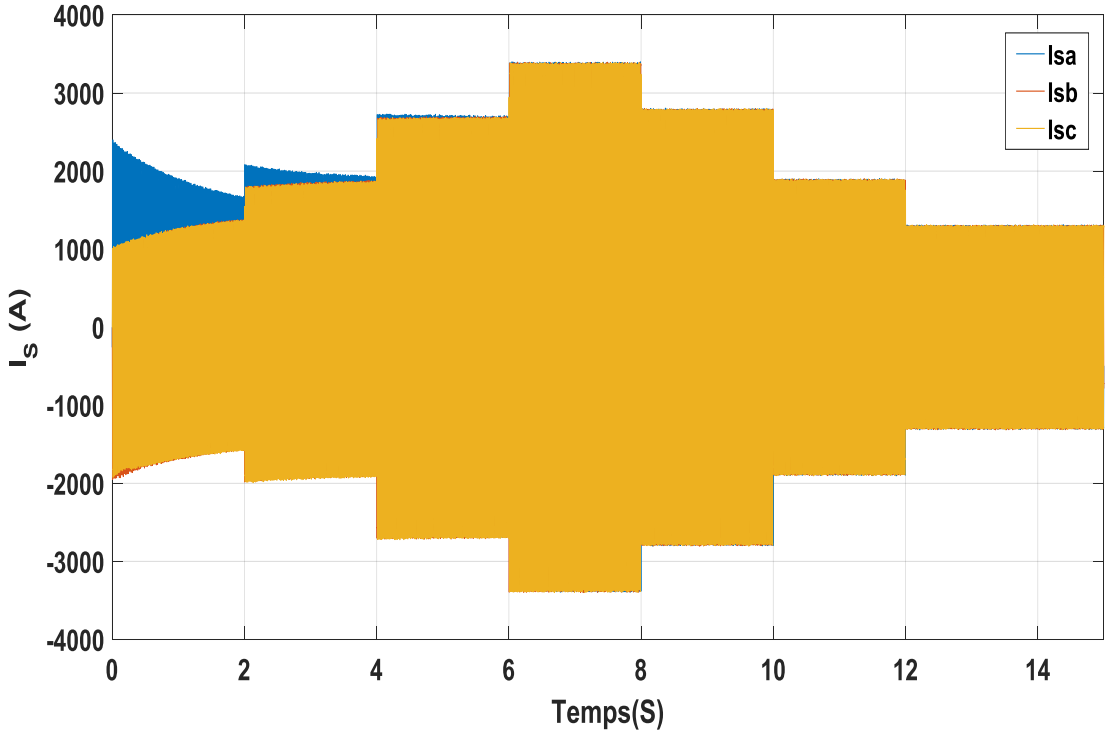


Fig.4.18. Courant statorique triphasé

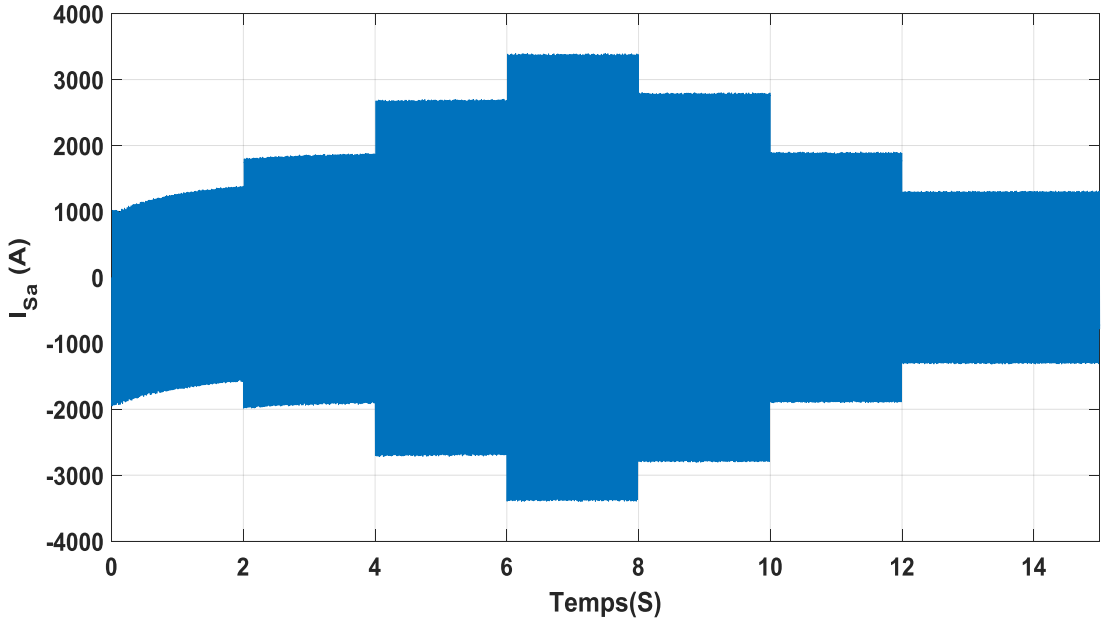


Fig.4.19. Courant statorique de la phase a

Les composantes harmoniques les plus significatives qui se propagent du côté réseau avec une distorsion harmonique totale (THD) sont illustrées à la figure 4.20a et b. Après la mise en œuvre de la technique de filtrage actif sur la boucle de commande du courant du rotor, la forme d'onde s'est

considérablement améliorée avec un meilleur spectre harmonique, comme le montre la figure 4.21. D'après les résultats obtenus, les valeurs de THD sont indiquées dans le tableau ci-dessous (Tableau 4.2).

Tab.4.2: THD du courant de réseau

THD avant filtrage (%)	THD après filtrage (%)
26.63	***1.85***

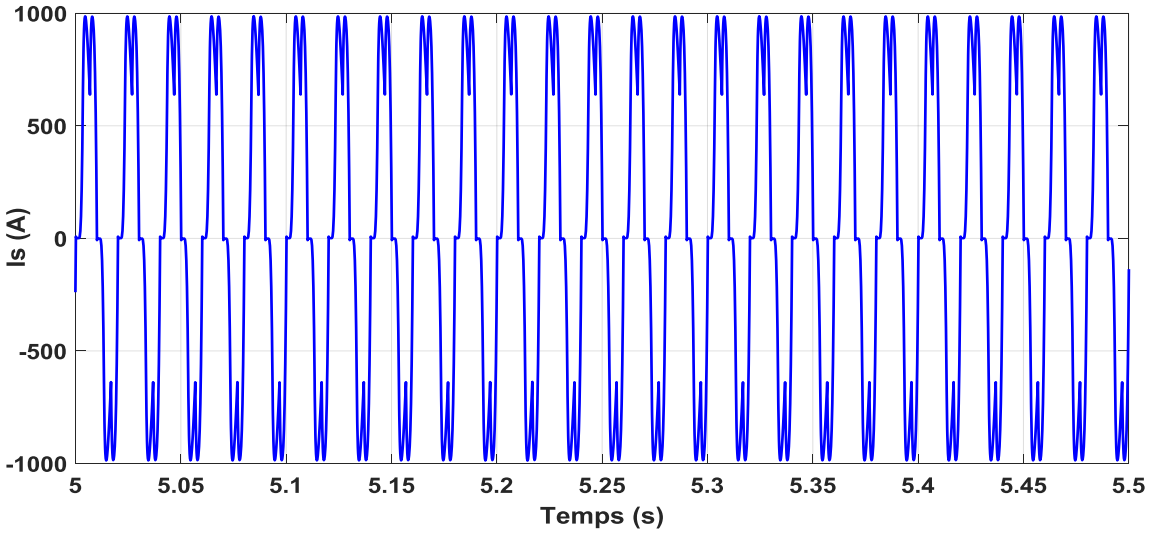


Fig.4.20.a. Forme d'onde du courant du réseau avant filtrage

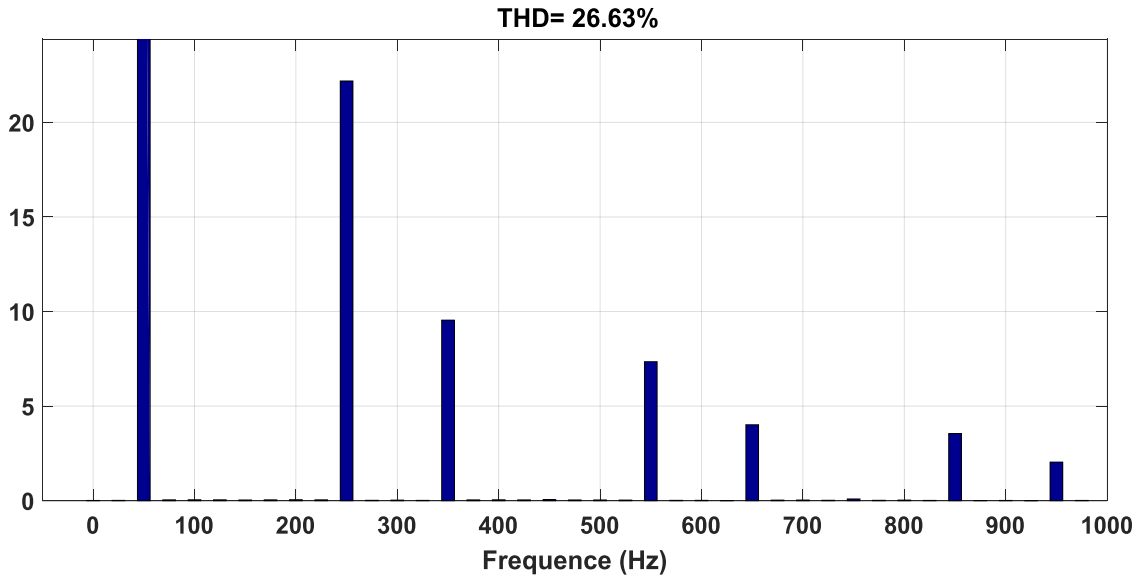


Fig.4.20.b. Spectre harmonique avant filtrage

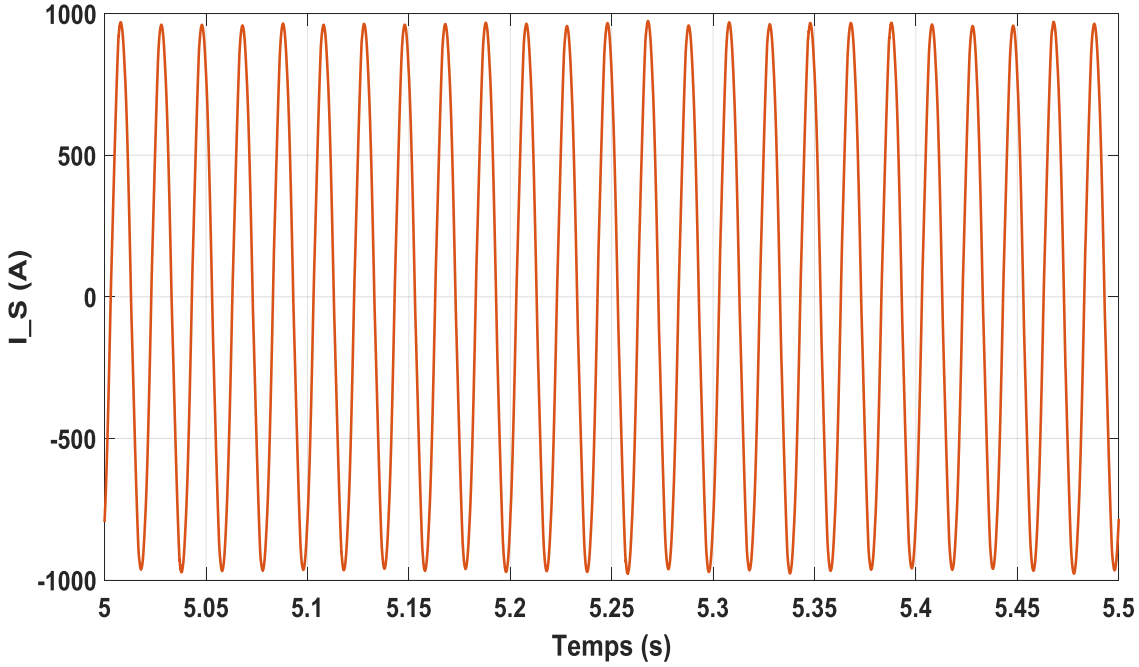


Fig.4.21.a. Forme d'onde du courant du réseau après filtrage

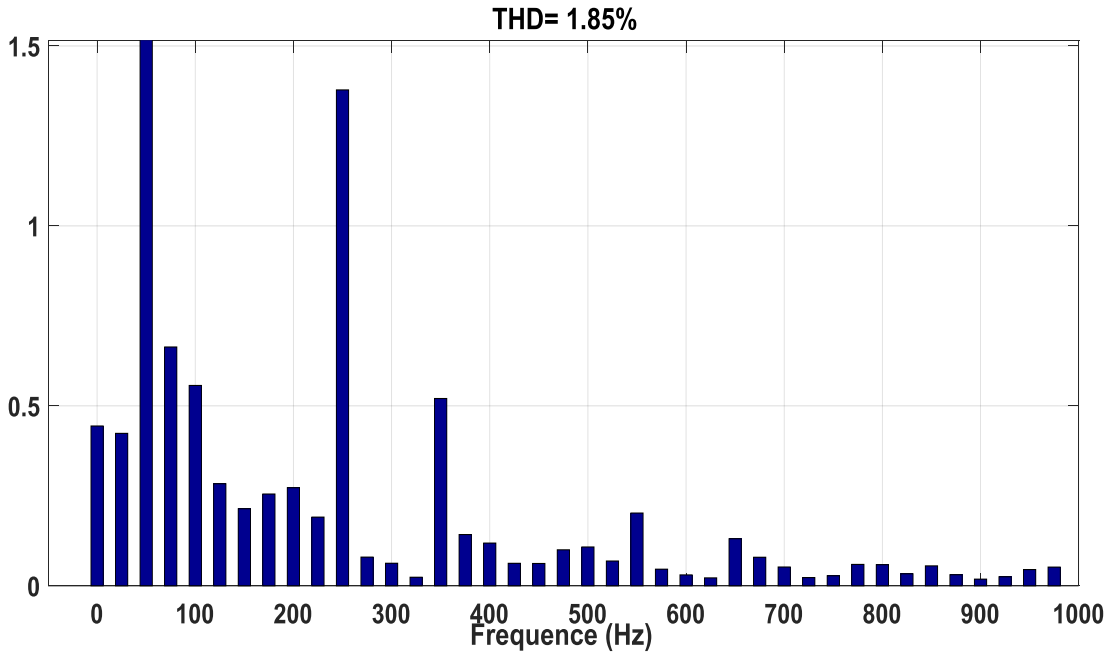


Fig.4.21.b. Spectre harmonique après filtrage

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude concernant une éolienne basée sur un GADA connecté au réseau a été élaborée. Les objectifs étaient de mettre en œuvre une boucle de contrôle du courant rotorique qui éliminerait les courants harmoniques générés par une charge non linéaire couplée en utilisant un concept de filtrage actif, tout en permettant, également, une régulation indépendante du flux de puissance depuis et vers le générateur. Pour cette raison, le convertisseur de rotor CCM a été utilisé comme un FAP. La réponse a été concluante étant donné les améliorations (une forme presque sinusoïdale) obtenues dans le courant du réseau. De plus, l'autre objectif était de réguler la tension du bus continu commun entre le convertisseur de rotor et le convertisseur de réseau.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Actuellement, le sujet de la qualité de l'énergie électrique est un domaine de grande importance. Dans cette thèse, nous avons présenté un bref aperçu du problème lié à la pollution harmonique dans les réseaux de distribution électrique connectés à une source d'énergie conventionnelle et à une source renouvelable. De même que les différentes méthodes d'atténuation utilisées. Une bonne compréhension du problème des harmoniques, de leur influence sur le réseau électrique, ainsi que des moyens d'atténuation existants pour les minimiser est maintenant essentielle pour tout spécialiste dans le domaine de l'ingénierie électrique.

Dans le premier chapitre, nous avons débuté par un rappel sur l'énergie éolienne et les systèmes utilisés pour produire cette énergie, puis, nous avons exposé une description générale de tous les composants du système choisi pour notre étude. Nous avons également présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne et les différents types d'éoliennes tels que les éoliennes à axe horizontal et à axe vertical et les technologies les plus utilisées à savoir les machines à vitesse fixe et à vitesse variable. Puis on a cité quelques avantages et inconvénients liés à chaque type d'éoliennes.

Nous avons donné une vue générale sur la machine à double alimentation, son principe et leurs modes de fonctionnement et on a vu aussi les avantages et les inconvénients propres à cette machine et quelques structures de raccordement des éoliennes entres elles et au réseau.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation complète et globale du système de conversion d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation. Les concepts électrotechniques liés à cette machine, la topologie, les domaines d'applications, les modes de fonctionnement de la MADA ainsi que les différentes configurations des convertisseurs statiques, sont analysés et présentés brièvement dans ce chapitre. Les modèles analytiques des différents constituants du système éolien à base de la MADA ont été établis en adoptant un modèle simplifié de cette dernière. Afin de maximiser la puissance extraite du vent par le système éolien, une méthode utilisant le contrôle MPPT a été examinées. Les résultats obtenus par la stratégie MPPT ont montré que la méthode donne des résultats similaires.

Le troisième chapitre est destiné au problème des perturbations harmoniques produites par les charges non linéaires raccordées aux réseaux électriques. Les origines et les effets néfastes de ces perturbations sont discutés et les normes en vigueur sont présentées. Ces normes, qui s'imposent notamment aux distributeurs d'énergie, autorisent la génération d'harmoniques dans certaines limites. En plus, le respect de ces normes incite à l'étude et au développement de méthodes efficaces d'assainissement des réseaux électriques. Nous avons présenté, de manière générale, les solutions traditionnelles et modernes utilisées pour dépolluer les réseaux électriques. Ensuite, les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques de référence largement utilisées. Les méthodes

d'identifications dans le domaine temporel qui contient la méthode des puissances instantanées (pq), adoptée pour notre thèse, la théorie de référentiel synchrone (dq) et la théorie des puissances instantanées dans le référentiel (pqr). Une autre méthode basée sur le principe du courant actif a été traité. Cette méthode est basée sur la décomposition de la puissance absorbée par une charge non linéaire en puissance active, réactive et déformante.

Dans le quatrième chapitre Des techniques de contrôle ont été utilisées pour contrôler indépendamment l'échange de la puissance statorique produite vers le réseau, l'une d'entre elles est le contrôle vectoriel où les magnitudes statoriques de la GADA sont exprimées en fonction des magnitudes rotoriques pour assurer le contrôle de la machine par le rotor, l'autre est le contrôle par mode glissant, où on a présenté l'aspect théorique de ce contrôle pour l'appliquer au système. Les objectifs étaient de mettre en œuvre une boucle de contrôle du courant rotorique qui éliminerait les courants harmoniques générés par une charge non linéaire couplée en utilisant un concept de filtrage actif, tout en permettant également une régulation indépendante du flux de puissance depuis et vers le générateur. Pour cette raison, le convertisseur de rotor a été utilisé comme un FAP. Les résultats des simulations numériques effectués lors de l'application de ces deux commandes sur le système prouvent leur efficacité.

En résumé, ce modeste travail de recherche sur les systèmes de conversion de l'énergie éolienne nous permet de faire les progrès suivants:

- la possibilité de faire fonctionner l'éolienne comme un filtre actif parallèle.
- la possibilité de faire fonctionner l'éolienne comme correcteur de fréquence puisque c'est un compensateur de puissance active.
- Ce système possède un double avantage. Il permet de dépolluer le réseau des harmoniques indésirables, comme il peut contrôler indépendamment les puissances active et réactive.
- la structure utilisant la machine asynchrone à double alimentation présente un meilleur avantage en termes de production de puissances élevées, lorsqu'elle fonctionne à vitesse variable avec une réduction des dimensions des convertisseurs statiques.

Suggestions et perspectives

A la suite de cette recherche, quelques suggestions et perspectives peuvent être proposées afin de participer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir:

- l'éventuelle intégration d'un système de stockage et l'optimisation technique et économique de la chaîne de conversion.
- Utilisation des convertisseurs de niveau supérieur, à trois et cinq niveaux, dans une chaîne de conversion de l'énergie éolienne.

- L’étude des perturbations de la production d’énergie éolienne vis à vis du déséquilibre du réseau, des creux de tension et des fluctuations.
- L’établissement d’un modèle de la MADA tenant compte de la saturation magnétique.
- L’utilisation d’un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique floue, réseaux de neurones, mode glissant, etc...
- L’implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.

Publications Internationales :

- **S Bouraghda**, K Sebaa, M Bechouat, M Sedraoui – «An improved sliding mode control for reduction of harmonic currents in grid system connected with a wind turbine equipped by a doubly-fed induction generator» Electrical Engineering & Electromechanics,(2), 2022.

Communication Internationales :

- **S Bouraghda Skander**[1], Sebaa Karim[2] Z.Chelli[3] «Using an Advanced 3-Phase PWM Rectifier With Nonlinear Control in Sine Current Absorption» The international Algerian Large electrical network CAGRE 2019.
- **S Bouraghda Skander**[1], Sebaa Karim[2] Sadouni Radhwane[3] «Amélioration de la Qualité D'énergie Electrique A l'aide D'un Contrôleur Floue» The national conférence on Energy Systems, Environment, Plasma and Materials "ESEPM2020", MESTEL Laboratory, University of Ghardaia.

BIBLIOGRAPHIE

1. Alali, M.A.E., *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension:(Automatisation des systèmes de puissance électriques)*, 2002, Strasbourg 1.
2. Qazi, A., et al., *Towards sustainable energy: a systematic review of renewable energy sources, technologies, and public opinions.* IEEE access, 2019. **7**: p. 63837-63851.
3. Liang, X., *Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources.* IEEE transactions on industry applications, 2016. **53**(2): p. 855-866.
4. Noureddine, H., *Amélioration de la Qualité du Réseau Electrique à l'Aide deCompensateurs Actifs*, 2018, Université de Constantine 1.
5. Hamouda, N., et al., *Type-2 fuzzy logic predictive control of a grid connected wind power systems with integrated active power filter capabilities.* Journal of Power Electronics, 2017. **17**(6): p. 1587-1599.
6. Boussaid, A. and A. Khezzar, *Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique*, 2017, جامعة الإخوة منتوري قسنطينة.
7. Sumathi, S., L.A. Kumar, and P. Surekha, *Solar PV and wind energy conversion systems: an introduction to theory, modeling with MATLAB/SIMULINK, and the role of soft computing techniques*. Vol. 1. 2015: Springer.
8. Fourier, J., *French mathematician.* Studied equations of mathematical physics and made extensive use of trigonometric series for their solution, 1768.
9. Deflandre, T. and P. Mauras, *La maîtrise des harmoniques sur les réseaux industriels et tertiaires.* EDF décembre, 1996.
10. Deflandre, T. and P. Mauras, *La maîtrise des harmoniques sur les réseaux industriels & tertiaires. 1ière partie: Qualité de l'alimentation électrique.* Les cahiers de l'ingénierie, Direction des Etudes & Recherche, Service Etudes de Réseaux, Département Postes & Lignes, EDF Industrie, France, 1997.
11. Arrillaga, J., et al., *Power system quality assessment*2000: Wiley-Blackwell.

12. Keppler, T., et al., *Theoretical assessment of light flicker caused by sub-and interharmonic frequencies.* IEEE Transactions on Power Delivery, 2003. **18**(1): p. 329-333.

13. Abad, G., et al., *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*2011: John Wiley & Sons.

14. Nosratabadi, S.M. and E. Gholipour, *Power system harmonic reduction and voltage control using DFIG converters as an active filter.* Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 2016. **24**(4): p. 3105-3122.

15. Todeschini, G. and A.E. Emanuel. *A novel control system for harmonic compensation by using wind energy conversion based on DFIG technology*. in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 2010. IEEE.

16. Dhua, D., et al. *Harmonic active filtering and impedance-based stability analysis in offshore wind power plants*. in *Proceedings of 16th Wind Integration Workshop*. 2017.

17. Djeghloud, H., A. Bentounsi, and H. Benalla, *Sub and super-synchronous wind turbine-doubly fed induction generator system implemented as an active power filter.* International Journal of Power Electronics, 2011. **3**(2): p. 189-212.

18. Kesraoui, M., et al., *Using a DFIG based wind turbine for grid current harmonics filtering.* Energy Conversion and Management, 2014. **78**: p. 968-975.

19. Rouabhi, R., et al., *Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control.* International Review of Electrical Engineering, 2015. **10**(2): p. 266-276.

20. Hoseinpour, A., S.M. Barakati, and R. Ghazi, *Harmonic reduction in wind turbine generators using a Shunt Active Filter based on the proposed modulation technique.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2012. **43**(1): p. 1401-1412.

21. Shahbazi, M., et al., *Five-leg converter topology for wind energy conversion system with doubly fed induction generator*. Renewable Energy, 2011. **36**(11): p. 3187-3194.

22. Fan, L., et al. *Control of DFIG for rotor current harmonics elimination*. in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*. 2009. IEEE.

23. Gaillard, A., et al., *Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation.* Renewable Energy, 2009. **34**(6): p. 1545-1553.

24. Jain, A.K. and V. Ranganathan, *Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid.* IEEE transactions on industrial electronics, 2008. **55**(1): p. 218-228.

25. Mahieddine, H., et al., *Developing a grid-connected DFIG strategy for the integration of wind power with harmonic current mitigation.* International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2019. **9**(5): p. 3905.

26. Kadri, A., H. Marzougui, and F. Bacha, *Implementation of direct power control based on stator flux estimation using low-pass filter estimator for doubly fed induction generator–wind energy conversion system.* Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2019. **233**(7): p. 764-778.

27. Mahela, O.P., et al., *Power quality assessment and event detection in distribution network with wind energy penetration using stockwell transform and fuzzy clustering.* IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020. **16**(11): p. 6922-6932.

28. Multon, B., et al., *Etat de l'art des aérogénérateurs*, 2002, Ed. NOVELECT-ECRIN, ISBN 2-912154-8-1.

29. Latreche, M.-T., *Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien*, 2018.

30. Furfari, S. and E. Mund, *The irenic world of IRENA.* Revue de l'Energie, 2019. **646**.

31. Hamane, B., *Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel*, 2018, Université du Québec à Trois-Rivières.

32. Ghennam, T., *Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation.* 2011.

33. Gaillard, A., *Système éolien basé sur une MADA: contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service*, 2010, Université Henri Poincaré-Nancy 1.

34. Boumaraf, F., *Commande d'un aérogénérateur-Apport des techniques de l'intelligence artificielle*, 2014, Université de Batna 2.

35. BEN AMAR, A., *ETUDE DE LA COMMANDE D'UN SYSTEME ÉOLIEN BASE SUR UNE GADA*, 2016, Université de Batna 2.

36. Mesbahi, T., *Améloration de la qualité de l'énergie électrique produite par un systéme de conversion éolien*, 2015, Annaba.

37. Moualdia, A., *Stratégies de commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne*, 2014, Alger, Ecole Nationale Polytechnique.

38. Lobo, F.J.P., *Modélisation, conception et commande d'une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable*, 2003, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.

39. Abdelhamid, L., *Contribution à l'étude des performances des generateurs électromagnetiques utilises dans les systemes éoliens*, 2008, Batna, Université El Hadj Lakhdar. Faculté des sciences de l'ingénieur.

40. Tapia, A., et al., *Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator*. IEEE transactions on energy conversion, 2003. **18**(2): p. 194-204.

41. Poitiers, F., *Control of induction generators for wind energy conversion systems. Autonomous self-excited induction generator. Doubly-fed induction generator connected to the grid; Etude et commande de generatrices asynchrones pour l'utilisation de l'energie eolienne. Machine*

asynchrone a cage autonome. Machine asynchrone a double alimentation reliee au reseau. 2003.

42. Rouabhi, R. and A. Djerioui, *POWER GENERATED BY VARIABLE SPEED WIND TURBINE DRIVING A DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR.* Journal of Electrical Engineering, 2014. **14**(3): p. 7-7.
43. Djeriri, Y., *Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle*, 2015.
44. Mirecki, A., *Étude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance*, 2005.
45. Bouhali, O., *Contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique*, 2007, Ecole Centrale de Lille.
46. Ancel, J., *MACHINES ASYNCHRONES. FONCTIONNEMENT ET CALCUL.* 1981.
47. Tounzi, A., *Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité.* Revue, 2000: p. 24-38.
48. Poitiers, F., *Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l.* Utilisation de l'Energie Eolienne, 2003.
49. Tremblay, É., *Contribution à la commande de l'éolienne à MADA en permettant l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique*, 2009, École de technologie supérieure.
50. Salloum, G., *Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation*, 2007.
51. Vidal, P., *Non-linear control of a doubly fed induction machine; Commande non-lineaire d'une machine asynchrone a double alimentation.* 2004.
52. Drid, S., *Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation: théorie et expérimentation.* Contribution to the Modeling and Robust Control of a Double Feed Flux

Induction Machine with Optimized Feed Structure: Theory and Experimentation), PhD Thesis, University of Batna, Algeria, 2005.

53. Hau, E., *Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics*2013: Springer Science & Business Media.

54. Stiebler, M., *Wind energy systems for electric power generation*2008: Springer Science & Business Media.

55. Bechouche, A., *Utilisation des techniques avancées pour l'observation et la commande d'une machine asynchrone: application à une éolienne*, 2013, Université Mouloud Mammeri.

56. Davigny, A., *Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie.* Thèse de Doctorat. Ecole Doctorale Sciences Pour L'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2007.

57. Bouraghda, S., et al., *An improved sliding mode control for reduction of harmonic currents in grid system connected with a wind turbine equipped by a doubly-fed induction generator.* Electrical Engineering & Electromechanics,(2), 2022: p. 47-55.

58. Muhando, E.B., et al., *LQG design for megawatt-class WECS with DFIG based on functional models' fidelity prerequisites.* IEEE transactions on energy conversion, 2009. **24**(4): p. 893-904.

59. Bianchi, F.D., H. De Battista, and R.J. Mantz, *Wind turbine control systems: principles, modelling and gain scheduling design*. Vol. 19. 2007: Springer.

60. Rouabhi, R., *Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée*, 2016, Université de Batna 2.

61. Munteanu, I., et al., *Design Methods for WECS Optimal Control with Energy Efficiency Criterion.* Optimal Control of Wind Energy Systems: Towards a Global Approach, 2008: p. 109-168.

62. DJEBBAR, N., *Modélisation, contrôle et simulation d'une éolienne à base d'une MADA alimentée par un convertisseur matriciel*, 2022, Directeur: Mr. Abdelkarim CHEMIDI.

63. Boukhezzar, B., H. Siguerdidjane, and M.M. Hand, *Nonlinear control of variable-speed wind turbines for generator torque limiting and power optimization.* 2006.

64. Mohammadi, A., S. Tavakoli, and S.M. Barakati, *On power tracking and alleviation by a new controller for fulfilment of the damping and performance requisites for a variable speed wind system: An optimal approach.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2016. **75**: p. 187-193.

65. Chekkal, S., et al., *Fuzzy logic control strategy of wind generator based on the dual-stator induction generator.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2014. **59**: p. 166-175.

66. Abdeddaim, S. and A. Betka, *Optimal tracking and robust power control of the DFIG wind turbine.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013. **49**: p. 234-242.

67. Soufi, Y., et al., *Performance analysis of DFIM fed by matrix converter and multi level inverter.* Energy Conversion and Management, 2013. **72**: p. 187-193.

68. Kassem, A.M., K.M. Hasaneen, and A.M. Yousef, *Dynamic modeling and robust power control of DFIG driven by wind turbine at infinite grid.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013. **44**(1): p. 375-382.

69. Ourici, A., *Double flux orientation control for a doubly fed induction machine.* International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2012. **43**(1): p. 617-620.

70. Abdeddaim, S., et al., *Implementation of MRAC controller of a DFIG based variable speed grid connected wind turbine.* Energy Conversion and Management, 2014. **79**: p. 281-288.

71. Hopfensperger, B., D. Atkinson, and R. Lakin, *Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine: with and without position encoder.* IEE Proceedings-Electric power applications, 2000. **147**(4): p. 241-250.

72. Muller, S., M. Deicke, and R.W. De Doncker, *Doubly fed induction generator systems for wind turbines.* IEEE Industry Applications Magazine, 2002. **8**(3): p. 26-33.

73. KHELIFA, S. and A. SEMMAH, *Actif Filter Based Grid Side Converter for Power Quality Enhancement in Wind Turbine Based DFIG.*

74. Mourad, L., *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur*, 2016, Ph. D. thesis, Université Aboubakr Belkaid–Tlemcen–Faculté de Technologie.

75. Abdelli, R., et al., *Improved direct torque control of an induction generator used in a wind conversion system connected to the grid.* ISA transactions, 2013. **52**(4): p. 525-538.

76. Pecharanin, N., H. Mitsui, and M. Sone. *Harmonic detection by using neural network*. in *Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks*. 1995. IEEE.

77. Collombet, C., J.M. Lupin, and J. Schonek, *Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement.* Cahier technique, 1999. **152**.

78. Bruyant, N., *Etude et commande généralisées de filtres actifs parallèles: compensation globale ou sélective des harmonique: régime équilibré ou désiquilibré*, 1999, Nantes.

79. Gouraud, T., *Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique*, 1997, Nantes.

80. Subjak, J.S. and J.S. Mcquilkin, *Harmonics-causes, effects, measurements, and analysis: an update.* IEEE transactions on industry applications, 1990. **26**(6): p. 1034-1042.

81. Hanna Nohra, A., *Commande de filtres actifs parallèles sur un réseau fortement perturbé*, 2017.

82. *CEI 61000-2-2 Compatibilité Electromagnétique (CEM)-Partie 2-2: Environnement-Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à basse fréquence et la transmission des signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse tension.* 2002. Deuxième édition 2002-03.

83. *IEC 61000-2-4 Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 2-4: Environnement – Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduites à basse fréquence.* 2002. Deuxième édition 2002-06.

84. Electrical, I.o. and E. Engineers, *IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems*2014: IEEE.

85. *EN 50160:11-1999 "Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems".* 1999. **11-1999**.

86. Quality, O.P., *Iscc. iieee recommended practice for monitoring electric power quality*, 1995, Relatório técnico, IEEE.

87. Asiminoaei, L., et al., *Adaptive compensation of reactive power with shunt active power filters.* IEEE transactions on industry applications, 2008. **44**(3): p. 867-877.

88. Asiminoael, L., F. Blaabjerg, and S. Hansen, *Detection is key-Harmonic detection methods for active power filter applications.* IEEE Industry Applications Magazine, 2007. **13**(4): p. 22-33.

89. Senthilnathan, N. and T. Manigandan, *A novel control strategy for line harmonic reduction using three phase shunt active filter with balanced and unbalanced supply.* European Journal of Scientific Research, 2012. **67**(3): p. 456-466.

90. Chen, D. and S. Xie. *Review of the control strategies applied to active power filters*. in *2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies. Proceedings*. 2004. IEEE.

91. Rahmani, S., A. Hamadi, and K. Al-Haddad. *A comprehensive analysis of hybrid active power filter for power quality enhancement*. in *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012. IEEE.

92. Bhattacharya, S. and D. Divan. *Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system*. in *IAS'95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. 1995. IEEE.

93. Hamadi, A., S. Rahmani, and K. Al-Haddad. *Sliding mode control of three-phase shunt hybrid power filter for current harmonics compensation*. in *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2010. IEEE.

94. BENGOURINA, M.R., *Etude et mise au point d'un filtre actif parallèle d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique*, 2013, Université Mohamed Boudiaf des Sciences et de la Technologie-Mohamed Boudiaf ….

95. Akagi, H., Y. Kanazawa, and A. Nabae, *Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components.* IEEE transactions on industry applications, 1984(3): p. 625-630.

96. Newman, M.J., D.N. Zmood, and D.G. Holmes. *Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems*. in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*. 2002. IEEE.

97. CHENNAI, S., *Etude, modélisation et commande des filtres actifs: Apport des techniques de l'intelligence artificielle*, 2013, Thèse de Doctorat en Science, université Mohamed Khider, Biskra.

98. MOUSSA, O., *Etude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif*, 2016, Université de Batna 2.

99. KHELIFA, S. and A. SEMMAH, *Actif Filter Based Grid Side Converter for Power Quality Enhancement in Wind Turbine Based DFIG.* **4**(1).

100. Gong, G., U. Drofenik, and J.W. Kolar. *12-pulse rectifier for more electric aircraft applications*. in *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003*. 2003. IEEE.

101. Singh, B. and S. Gairola. *A fork connected auto-transformer based 24-pulse AC-DC converter*. in *2006 India International Conference on Power Electronics*. 2006. IEEE.

102. Das, J., *Passive filters-potentialities and limitations.* IEEE transactions on industry applications, 2004. **40**(1): p. 232-241.

103. Hiber, W., *Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne*, 2018.

104. Singh, B., K. Al-Haddad, and A. Chandra, *A review of active filters for power quality improvement.* IEEE transactions on industrial electronics, 1999. **46**(5): p. 960-971.

105. Chaoui, A., *Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*, 2018.

106. GHADBANE, I., *Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle*, 2016, Université Mohamed Khider-Biskra.

107. Ismail, G., *etude et réalisation d'un filtre actif parallèle en utilisant différentes stratégies de contrôle*, 2016, Université Mohamed Khider de Biskra, Département: Electrotechnique.

108. Mahni, T., *Etude et Conception d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils en vue de sa Commande par des Méthodes d'Intelligence Artificielle*, 2017, Université Mohamed Khider-Biskra.

109. Loucif, M., A. Boumediene, and A. Mechernene. *Backstepping control of double fed induction generator driven by wind turbine*. in *3rd international conference on systems and control*. 2013. IEEE.

110. Jadhav, H. and R. Roy, *A comprehensive review on the grid integration of doubly fed induction generator*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2013. **49**: p. 8-18.

111. Djeriri, Y. and A. Meroufel. *Commande Vectorielle par les Réseaux de Neurones Artificiels d'une MADA Intégrée à un Système Eolien*. in *6th International Conference on Electrical Engineering*. 2010.

112. Sami, I., et al., *A super twisting fractional order terminal sliding mode control for DFIG-based wind energy conversion system.* Energies, 2020. **13**(9): p. 2158.

113. Soomro, M.A., et al., *Wind energy integration: Dynamic modeling and control of DFIG based on super twisting fractional order terminal sliding mode controller.* Energy Reports, 2021. **7**: p. 6031-6043.

114. Bounar, N., S. Labdai, and A. Boulkroune, *PSO–GSA based fuzzy sliding mode controller for DFIG-based wind turbine.* ISA transactions, 2019. **85**: p. 177-188.

115. Slotine, J.-J.E., *Sliding controller design for non-linear systems.* International Journal of control, 1984. **40**(2): p. 421-434.

116. Sadouni, R., et al., *A fuzzy sliding mode robust control for a field oriented dual star induction machine fed by photovoltaic power supply with MPPT algorithm.* The Mediterranean Journal of Measurement and Control, 2016. **12**.

117. Benbouhenni, H. and N. Bizon, *Third-order sliding mode applied to the direct field-oriented control of the asynchronous generator for variable-speed contra-rotating wind turbine generation systems.* Energies, 2021. **14**(18): p. 5877.

118. Hamdi, T., et al., *Sliding mode controller with fuzzy supervisor for MPPT of Photovoltaic Pumping system.* 2022.

ANNEXES

Annexe A

Paramètres du système éolien[13]

A.1 - Paramètres de la turbine éolienne

Tab. A.1 - Paramètres de la turbine éolienne de 2MW**.**

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique	Unités
Nombre des pales	3	
Rayon du rotor R	42	m
Gain du multiplicateur de vitesse G	100	
Moment d'inertie total J	127	$\mathrm{Kg \cdot m^2}$
Coefficient de frottement visqueux f_v	*0.001*	*Nm.s/rad*
Vitesse du vent de démarrage v_d	6	$\mathrm{m/s}$
Vitesse du vent d'arrête v_m	20	$\mathrm{m/s}$

A.2 - Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

Tab. A.2 - Paramètres de la MADA de 2MW

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique	Unités
Puissance nominale P_n	2	MW
Courant nominal I_n	1900	A
Tension nominale statorique V_s	$398/690$	V
Fréquence nominale statorique f	50	Hz
Tension nominale rotorique V_r	$225/389$	V
Résistance statorique R_s	0.029	Ω
Résistance rotorique R_r	0.026	Ω
Inductance statorique L_s	0.00087	H
Inductance rotorique L_r	0.00087	H
Inductance mutuelle L_m	0.0025	H
Tension du bus continu U_{DC}	11500	V
Inertie totale J	127	$\mathrm{kg \cdot m^2}$
Nombre de paires de pôles p	2	