

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

Université Ibn-Khaldoun De Tiaret

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

Doctorat es-sciences

Spécialité : Electrotechnique

Thème

Technique de commande intelligente d'un convertisseur statique triphasé multiniveaux pour l'intégration d'une ferme éolienne au réseau électrique

Présenté par : M BERKANI Abderrahmane

Soutenu le 22/06/2020 Devant le Jury composé de:

Nom et prénoms	Grade	Etablissement	Qualité
Mr SMAILI Attallah	Pr	Univ. Tiaret	Président
Mr TALEB Rachid	Pr	Univ. Chlef	Examineur
Mr SEBAA Morsli	MCA	Univ. Tiaret	Examineur
Mr BOUDIAF Mohamed	MCA	Univ. Djelfa	Examineur
Mr ALLAOUI Tayeb	Pr	Univ. Tiaret	Rapporteur
Mr MEZOUAR Abdelkader	Pr	Univ. Saida	Co- Rapporteur

REMERCIEMENT

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de Recherche du laboratoire Génie énergétique et génie informatique de l'université Ibn Khaldoun Tiaret.

A l'issue de ce travail, je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de cette thèse.

J'adresse tout d'abord mes plus sincères remerciements à mes deux encadreurs de thèse :

- Mr **ALLAOUI Tayeb** Professeur à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret avec qui j'ai eu de nombreuses discussions riches et porteuses à chaque étape du travail.
- Mr **MEZOUAR Abdelkader** de l'Université Tahar Moulay de Saida, le premier qui m'a accueilli au sein de l'université de Saida pour faire l'inscription et pour avoir co-dirigé ce travail de thèse.

Je tiens à remercier Mr **SMAILI Attallah**, Professeur à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour l'honneur qu'il m'a accordé en présidant mon jury de thèse.

Mes remerciements à Monsieur **TALEB Rachid**, Professeur à l'Université de Chlef, et à Monsieur **BOUDIF Mohamed**, Maître de conférences à l'Université de Djelfa et au **SEBAA Morsli**, Maître de conférences à l'Université de Tiaret pour le grand intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être les examinateurs.

Mes remerciements vont également aux personnes avec lesquelles j'ai collaboré durant ma thèse, notamment **NEGADI Karim**, **KOULALI Mostefa**, **BOUMEDIENNE Bachir** et **ARRARIA Rabeh** et à toutes les personnes qui ont contribué de différentes manières, de près ou de loin, à la réalisation de cette thèse.

Ces remerciements seraient incomplets si je n'en adressais pas à toutes les personnes du département de Génie Electrique pour leur agréable compagnie durant mon parcours. Je voudrais aussi exprimer ma reconnaissance envers eux pour tous les très bons moments partagés ensemble.

A mes très chers parents.

Vous êtes la plus belle réussite de ma vie

A ma femme et mes garçons Mohamed et Imad

Vous êtes les étoiles qui fleurissent sur mon chemin...

A mes très chères frères et sœurs

TABLE DES MATIERES

1	INTRODUCTION GENERALE	I
1	GENERALITES SUR LA CONVERSION EOLIENNE ET ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	5
1.1	INTRODUCTION.....	6
1.2	CAPACITE EOLIENNE INSTALLEE	7
1.3	CONVERSION DE L'ENERGIE CINETIQUE EOLIENNE EN ENERGIE ELECTRIQUE.....	7
1.4	CLASSIFICATION DES TECHNOLOGIES DE L'ENERGIE EOLIENNE.....	9
1.5	COMPOSANTS MAJEURS DE L'EOLIENNE.....	13
1.6	CONVERTISSEURS D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LES SYSTEMES D'ENERGIE EOLIENNE.....	15
1.7	TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS STATIQUES	15
1.7.1	<i>Convertisseurs traditionnels à deux niveaux.....</i>	<i>15</i>
1.7.2	<i>Convertisseurs multiniveaux</i>	<i>17</i>
1.7.3	<i>Convertisseurs multicellulaires.....</i>	<i>19</i>
1.8	APERÇU SUR LES TECHNIQUES DE COMMANDE NUMERIQUE	22
1.9	COMMANDES CLASSIQUES.....	24
1.9.1	<i>Commande par hystérésis</i>	<i>25</i>
1.9.2	<i>Commandes linéaires</i>	<i>25</i>
1.10	COMMANDES INTELLIGENTES	26
1.10.1	<i>Commande par logique floue</i>	<i>26</i>
1.10.2	<i>Commande neuronale :</i>	<i>27</i>
1.11	CONCLUSION	27
2	CONTROLE CLASSIQUE DE LA CHAINE EOLIENNE COTE GENERATRICE.....	28
2.1	INTRODUCTION.....	29
2.2	CONFIGURATION DU SYSTEME DE CONVERSION D'EOLIENNE ET FLUX DE PUISSANCE 29	
2.2.1	<i>Configuration du système de conversion d'éolienne</i>	<i>29</i>
2.2.2	<i>Flux de puissance dans les éoliennes à base de la MADA.....</i>	<i>30</i>
2.3	CONTROLE LINEAIRE DE LA MADA	31
2.3.1	<i>Commande à flux statorique orienté</i>	<i>32</i>
2.3.2	<i>Commande à tension statorique orientée (SVOC)</i>	<i>33</i>
2.4	MODÉLISATION DE LA GÉNÉRATRICE MADA.....	35
2.4.1	<i>Relation entre les courants du rotor et les exigences de commande.....</i>	<i>37</i>
2.5	RESULTAT DE SIMULATION	37
2.6	CONTROLE DIRECT DU COUPLE DTC	41
2.7	APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTE PAR UN CONVERTISSEUR TROIS NIVEAUX	43
2.7.1	<i>Algorithme DTC appliqué à la MADA alimentée par un convertisseur 3 niveaux</i>	<i>43</i>
2.7.1.1	<i>Contrôle du couple et du flux</i>	<i>44</i>
2.7.2	<i>Simulation numérique</i>	<i>47</i>
2.8	APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTE PAR UN CONVERTISSEUR A CINQ NIVEAUX (5 L VSC)	50
2.8.1	<i>Stratégie de commande</i>	<i>50</i>
2.8.1.1	<i>Sélection de vecteur tension</i>	<i>50</i>
2.8.1.2	<i>Contrôle de couple et de flux.....</i>	<i>50</i>
2.8.2	<i>Simulation numérique</i>	<i>53</i>
2.9	CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MADA A FREQUENCE IMPOSE (DTCFI)	55
2.9.1	<i>Les trois étapes de la loi de commande.....</i>	<i>56</i>
2.10	APPLICATION AU CAS D'UN ONDULEUR MULTICELLULAIRE	57
2.10.1	<i>Exemple d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants.....</i>	<i>58</i>
2.10.2	<i>Simulations numériques</i>	<i>62</i>
2.11	CONCLUSION	65
3	CONTROLE INTELLIGENT DE LA CHAINE EOLIENNE COTE GENERATRICE	66
3.1	INTRODUCTION.....	67

3.2	PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	67
3.3	STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU	67
3.3.1	<i>Fuzzification</i>	68
3.3.2	<i>La base des règles</i>	68
3.3.3	<i>Inférence floue</i>	69
3.3.4	<i>Défuzzification</i>	69
3.4	APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA DTC.....	69
3.4.1	<i>Application avec onduleur 2 niveaux</i>	69
3.4.2	<i>Première approche : Base de 180 règles floues</i>	70
3.4.2.1	<i>Règles floues pour la commande</i>	72
3.4.2.2	<i>Inférence floue</i>	73
3.4.2.3	<i>Résultats de la simulation numérique</i>	74
3.4.3	<i>Deuxième approche : Base de 30 règles floues</i>	77
3.4.3.1	<i>Règles floues</i>	78
3.4.3.2	<i>Inférence floue</i>	78
3.4.3.3	<i>Résultats de la simulation numérique</i>	78
3.4.4	<i>Application Avec onduleur 5 niveaux</i>	81
3.4.4.1	<i>Règles floues pour la commande</i>	82
3.4.4.2	<i>Résultats de la simulation numérique</i>	85
3.5	APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT.....	88
3.5.1	<i>Principe de l'apprentissage par renforcement</i>	89
3.6	Q-LEARNING	90
3.6.1	<i>Fonction d'évaluation</i>	91
3.6.2	<i>Fonction de renforcement</i>	91
3.6.3	<i>Fonction de mise à jour</i>	92
3.7	APPLICATION DE L' APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT SUR DTC	93
3.7.1	<i>Résultats de simulation</i>	94
3.7.2	<i>Validation de la table de commutation trouvée</i>	95
	98
3.8	CONCLUSION	98
4	CONTROLE DE LA CHAINE EOLIENNE COTE RESEAU	99
4.1	INTRODUCTION.....	100
4.2	STRUCTURE DE CONVERTISSEUR CCR DANS LES EOLIENNES	101
4.3	CONCEPTION ET CONTRÔLE DE CCR.....	103
4.3.1	<i>Conception des composants passifs</i>	103
4.3.2	<i>Détermination de la tension de référence du bus continu</i>	104
4.3.3	<i>Définition du facteur de puissance du réseau</i>	104
4.3.4	<i>Orientation de la tension du réseau</i>	106
4.4	MODÉLISATION ET CONTROLE DU CONVERTISSEUR CCR.....	107
4.4.1	<i>Modélisation des courants et des puissances du réseau dans le référentiel dq</i>	107
4.4.2	<i>Contrôle du convertisseur CCR par la méthode VOC</i>	108
4.4.3	<i>Principe du DPC basé sur la puissance instantanée</i>	109
4.4.4	<i>Schéma de principe du DPC pour convertisseur à trois niveaux</i>	110
4.5	ALGORITHMES DPC.....	111
4.5.1	<i>Mise en place de tables de commutation</i>	111
4.5.2	<i>Contrôle du potentiel du point neutre</i>	114
4.6	RESULTATS DE SIMULATION.....	115
4.6.1	<i>Résultat de simulation de la méthode DPC</i>	115
4.6.2	<i>Résultat de simulation de la méthode VOC</i>	118
4.7	CONCLUSION	121
5	INTEGRATION D'UNE FERME EOLIENNE AU RESEAU ELECTRIQUE	122
5.1	INTRODUCTION	123
5.2	TECHNOLOGIE DES PARCS EOLIENS OFFSHORE	123
5.3	TOPOLOGIES DU RACCORDEMENT	124
5.3.1	<i>Topologies en AC</i>	124
5.3.1.1	<i>Raccordement en chaine</i>	124
5.3.1.2	<i>Raccordement en boucle</i>	125

5.3.1.3	<i>Raccordement en étoile</i>	125
5.3.2	<i>Topologies en DC</i>	125
5.4	TRANSPORT DE L'ÉNERGIE DE LA CENTRALE OFFSHORE AU RESEAU A TERRE	127
5.4.1	<i>Liaisons HVAC</i>	127
5.4.2	<i>Liaisons HVDC</i>	127
5.5	TECHNOLOGIES DES CONVERTISSEURS HVDC	128
5.5.1	<i>HVDC à base de LCC</i>	128
5.5.2	<i>HVDC à base de VSC</i>	128
5.6	DESCRIPTION GENERALE DU SYSTEME A ETUDIER	129
5.7	COMMANDE DU SYSTEME VSC-HVDC	129
5.7.1	<i>Contrôle du convertisseur côté offshore</i>	130
5.7.1.1	<i>Synthèse des régulateurs internes des courants</i>	130
5.7.1.2	<i>Contrôle des puissances active et réactive</i>	132
5.7.2	<i>Contrôle du convertisseur côté onshore</i>	132
5.7.2.1	<i>Régulation de la tension continue</i>	133
5.7.2.2	<i>Synthèse des régulateurs internes des courants</i>	133
5.8	RESULTATS DE SIMULATION.....	135
5.9	CONCLUSION	138
6	CONCLUSION GENERALE	139
7	ANNEXE	143
7.1	ANNEXE 1	144
7.1.1	<i>Transformations usuelles</i>	144
7.1.2	<i>Contrôle direct à flux orienté</i>	145
7.1.3	<i>Contrôle indirect à flux orienté</i>	146
7.2	ANNEXE 2.....	147
7.2.1	<i>Onduleur a cinq niveaux</i>	147
7.3	ANNEXE 3.....	148
7.3.1	<i>Paramètres du système éolien</i>	148
8	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE	149

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

FIGURE 1. 1: ENERGIE EOLIENNE INSTALLEE CUMULEE A PARTIR DE 2000 A 2020	7
FIGURE 1. 2: ENERGIE EOLIENNE INSTALLEE ANNUELLE A PARTIR DE 2000 A 2020	7
FIGURE 1. 3: SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME DE CONVERSION DE L'ENERGIE CINETIQUE DU VENT EN ENERGIE ELECTRIQUE [7]	8
FIGURE 1. 4: COURBES DE CARACTERISTIQUES DES PUISSANCES AVEC LE RESPECT DE VITESSE DU TURBINE	9
FIGURE 1. 5: PRINCIPALES TECHNOLOGIES DES EOLIENNES	10
FIGURE 1. 6: REGLAGE DE PUISSANCE AERODYNAMIQUE DE LA TURBINE EOLIENNE PAR DIFFERENTES METHODES DE CONTROLES [9]	11
FIGURE 1. 7: CARACTERISTIQUES DU FSWT ET DU VSWT DANS DIFFERENTES CONDITIONS DE VITESSE DU VENT.	12
FIGURE 1. 8: COMPOSANTS MAJEURS D'UN SYSTEME DE CONVERSION EOLIEN HAUTE PUISSANCE A VITESSE VARIABLE [7]	14
FIGURE 1. 9: CONVERTISSEUR A DEUX NIVEAUX UNIDIRECTIONNEL POUR TURBINE EOLIENNE (2L-UNI)	16
FIGURE 1. 10: CONVERTISSEUR A DEUX NIVEAUX BACK-TO-BACK POUR TURBINE EOLIENNE (2L-BTB)	17
FIGURE 1. 11: CONVERTISSEUR NPC BACK-TO-BACK A 3 NIVEAUX POUR EOLIENNE (3L-NPC-BTB)	18
FIGURE 1. 12: CONVERTISSEUR A TROIS NIVEAUX BACK TO BACK EN PONT H (3L-HB-BTB)	18
FIGURE 1. 13: CONVERTISSEUR A CINQ NIVEAUX BACK TO BACK EN PONT H (5L-HB BTB)	19
FIGURE 1. 14: CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE AVEC CONVERTISSEUR PARALLELE (MC-PCC). VARIANTE 1, VARIANTE 2	20
FIGURE 1. 15: CONVERTISSEUR EN PONT H EN CASCADE AVEC TRANSFORMATEURS MOYENNE FREQUENCE (CHB-MFT)	21
FIGURE 1. 16: CONVERTISSEUR MULTINIVEAUX MODULAIRE (MMC)	22
FIGURE 1. 17: SCHEMA DE CONTROLE DU COURANT PAR HYSTERESIS.	23
FIGURE 1. 18: SCHEMA DE COMMANDE LINEAIRE DE COURANT UTILISANT UN REGULATEUR PI ET SVM	23
FIGURE 1. 19: SCHEMA DE COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE UTILISANT SVM	23
FIGURE 1. 20: SCHEMA DE CONTROLE DU COURANT EN MODE GLISSANT UTILISANT SVM.	23
FIGURE 1. 21: SCHEMA DE CONTROLE DE COURANT BASE SUR L'ANN	24
FIGURE 1. 22: SCHEMA DE COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE UTILISANT LA MODULATION ANN	24
FIGURE 1. 23: CONTROLE DE COURANT PREDICTIF DEADBEAT AVEC SVM	24
FIGURE 1. 24: SCHEMA DE CONTROLE PREDICTIF FINITE SET CONTROL (FCS-MPC)	24

Chapitre 2

FIGURE 2. 1 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA MADA DANS L'EOLIENNE AVEC BTB 2L-VSC	30
FIGURE 2. 2 : DIAGRAMME DE FLUX DE PUISSANCE DE LA MADA BASES SUR BTB VSC.	31
FIGURE 2. 3 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE FOC	31
FIGURE 2. 4: ESTIMATION DE Ψ_R ET Θ_E AVEC (A) DFOC ET (B) IFOC	32
FIGURE 2. 5 : ESTIMATION DE L'ANGLE DE FLUX STATORIQUE ET DE L'ANGLE DE GLISSEMENT AVEC LE SCHEMA SFOC.	32
FIGURE 2. 6: ESTIMATION DE L'ANGLE DE TENSION DU STATOR ET DE L'ANGLE DE GLISSEMENT AVEC LE SCHEMA SVOC.	34
FIGURE 2. 7 : DIAGRAMME VECTORIEL SPATIAL DE LA MADA AVEC SVOC EN MODE HYPER-SYNCHRONE	35
FIGURE 2. 8 : REPONSES DE : A) LA VITESSE DE VENT, B) LA VITESSE MECANIQUE	39
FIGURE 2. 9 : REPONSES : A) DE LA PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE, B) DES COURANTS STATORIQUES	40
FIGURE 2. 10 : FLUX DE PUISSANCE DANS L'EOLIENNE A BASE DE LA MADA	40
FIGURE 2. 11 : SYSTEME DTC DE LA MADA	42
FIGURE 2. 12 : SECTEURS DE FLUX ET VECTEURS DE TENSION EN DTC	42
FIGURE 2. 13 : TRAJECTOIRE DE FLUX DANS DTC	43
FIGURE 2. 14 : STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE	43
FIGURE 2. 15 : FONCTION DE SORTIE DU CORRECTEUR DE COUPLE	45
FIGURE 2. 16 : NOUVEAU DECOUPAGE DE L'ESPACE	46
FIGURE 2. 17 : RESULTATS DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	48
FIGURE 2. 18 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	49
FIGURE 2. 19 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	49
FIGURE 2. 20 : TRAJECTOIRE DE FLUX ROTORIQUE	50
FIGURE 2. 21 : FONCTION DE SORTIE DU CORRECTEUR DE COUPLE	51
FIGURE 2. 22 : REPONSES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	53
FIGURE 2. 23 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	54
FIGURE 2. 24 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	54

FIGURE 2. 25 : COMPARAISON DE L'EVOLUTION DU COUPLE ET DE FLUX POUR LES DEUX ALIMENTATIONS 5L VSC ET 3LVSC	55
FIGURE 2. 26 : LES TROIS ETAPES DE DTCFI, APPLIQUEE AU CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MADA ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR MULTINIVEAUX [6]	58
FIGURE 2. 27 : CONFIGURATION POSSIBLE D'UN BRAS ONDULEUR MULTICELLULAIRE AVEC $N=5, p=3$ [34]	60
FIGURE 2. 28 : SELECTION DE LA PROCEDURE D'EQUILIBRAGE PAR HYSTERESIS DES TENSIONS CONDENSATEURS D'UNE PHASE [6]	61
FIGURE 2. 29 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	63
FIGURE 2. 30 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	63
FIGURE 2. 31 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) EVOLUTION DES TENSIONS AUX BORNES CONDENSATEURS FLOTTANTS, B) FREQUENCE DE COMMUTATION MOYENNE PAR CELLULE.....	64
FIGURE 2. 32 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	64

Chapitre 3

FIGURE 3. 1 : STRUCTURE INTERNE D'UN SYSTEME FLOU [38].	68
FIGURE 3. 2 : CONTROLEUR FLOU POUR LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	70
FIGURE 3. 3 : DISTRIBUTION DES FONCTIONS D'APPARTENANCE DES VARIABLES FLOUES D'ENTREES	71
FIGURE 3. 4 : DIAGRAMME VECTORIEL DE LA BASE DE CONNAISSANCE	72
FIGURE 3. 5 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	75
FIGURE 3. 6 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	76
FIGURE 3. 7 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	76
FIGURE 3. 8 : DISTRIBUTION DES FONCTIONS D'APPARTENANCE DES VARIABLES FLOUES D'ENTREES	77
FIGURE 3. 9 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	79
FIGURE 3. 10 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	80
FIGURE 3. 11 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	80
FIGURE 3. 12 : COMPARAISON DE L'EVOLUTION DU COUPLE ET DE FLUX POUR LES DEUX STRATEGIES DTC FLOUE 30 ET 180 REGLES	81
FIGURE 3. 13 : DISTRIBUTION DES FONCTIONS D'APPARTENANCE DES VARIABLES FLOUES D'ENTREES	82
FIGURE 3. 14 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	86
FIGURE 3. 15 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	87
FIGURE 3. 16 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	87
FIGURE 3. 17 : COMPARAISON DE L'EVOLUTION DU COUPLE ET DE FLUX POUR LES DEUX STRATEGIES DTC CLASSIQUE ET DTC FLOUE	88
FIGURE 3. 18 : MODELISATION DES INTERACTIONS ENTRE L'AGENT ET SON ENVIRONNEMENT	90
FIGURE 3. 19 : PRINCIPE DE LA METHODE DU Q-LEARNING [5]	90
FIGURE 3. 20 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) VITESSE DE VENT, B) VITESSE MECANIQUE	96
FIGURE 3. 21 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE MECANIQUE, B) TENSION STATORIQUE	97
FIGURE 3. 22 : SPECTRE D'HARMONIQUE DES COURANT STATORIQUE ET ROTORIQUE	97
FIGURE 3. 23 : COMPARAISON DE L'EVOLUTION DU COUPLE ET DE FLUX POUR LES DEUX STRATEGIES DTC Q-LEARNING ET DTC FLOUE	98

Chapitre 4

FIGURE 4. 1 : SCHEMA FONCTIONNEL D'UNE EOLIENNE AVEC CONFIGURATION DE CONVERSION DE PUISSANCE ET OBJECTIFS DE CONTROLE [7].....	101
FIGURE 4. 2 : OBJECTIFS DE CONFIGURATION ET DE CONTROLE DES EOLIENNES AVEC BTB 2L-VSC	102
FIGURE 4. 3 : OBJECTIFS DE CONFIGURATION ET DE CONTROLE DES EOLIENNES AVEC 3L BTB NPC.....	103
FIGURE 4. 4 : DEFINITION DU FLUX DE PUISSANCE ENTRE LE RESEAU ET LA LIAISON DC, ET LE RESEAU.....	106
FIGURE 4. 5 : SCHEMA FONCTIONNEL DE LA COMMANDE A TENSION ORIENTEE (VOC).....	109
FIGURE 4. 6 : SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE DPC AVEC 3L-VSC.....	111
FIGURE 4. 7 : DEFINITION DES VECTEURS DE TENSION ET DES SECTEURS POUR UN CONVERTISSEUR A TROIS NIVEAUX.....	112
FIGURE 4. 8 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE, B) COURANT DE LIGNE... ..	116
FIGURE 4. 9 : A) ZOOM DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE	117
FIGURE 4. 10 : EQUILIBRAGE DES TENSIONS DES CONDENSATEURS	117
FIGURE 4. 11 : SPECTRE D'HARMONIQUE DU COURANT DE RESEAU	118
FIGURE 4. 12 : FORMES D'ONDES DE SIMULATION : A) TENSION DU BUS CONTINU V_{DC} , B) COURANT IDG	119
FIGURE 4. 13 : A) ZOOM DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE.....	120
FIGURE 4. 14 : SPECTRE D'HARMONIQUE DU COURANT DE RESEAU	121

Chapitre 5

FIGURE 5. 1 : DIFFERENTES PARTIES D'UN PARC EOLIEN OFFSHORE [72].....	123
FIGURE 5. 2 : DIFFERENTES TOPOLOGIES DU RESEAU INTERNE EN AC	124
FIGURE 5. 3 : LES CONFIGURATIONS DU RESEAU INTERNE EN DC : (A) CONVERTISSEUR DC/DC COMMUN, (B) CONVERTISSEUR DC/DC COMMUN A DES GROUPES D'EOLIENNES, (C) RACCORDEMENT DC EN SERIE [71].	126
FIGURE 5. 4 : LIAISONS HVAC ET HVDC POUR UNE FERME EOLIENNE OFFSHORE [80].....	127

FIGURE 5. 5: SCHEMA DU SYSTEME ETUDIE	129
FIGURE 5. 6: PRINCIPE DE LA COMMANDE DU REDRESSEUR D'UN SYSTEME VSC-HVDC [71]	131
FIGURE 5. 7 : REGULATEURS DES COURANTS DIRECT ET EN QUADRATURE DU REDRESSEUR	131
FIGURE 5. 8: PRINCIPE DE LA COMMANDE DE CONVERTISSEUR COTE ONSHORE D'UN SYSTEME VSC-HVDC [71]	132
FIGURE 5. 9: REGULATION DE LA TENSION CONTINUE AVEC UN CORRECTEUR PI	133
FIGURE 5. 10: REGULATEURS DES COURANTS DIRECT ET EN QUADRATURE DU COTE ONDULEUR	134
FIGURE 5. 11: REPONSES DE : A) LA VITESSE DE VENT, B) LA VITESSE MECANIQUE	135
FIGURE 5. 12: REPONSES DE : A) LA VITESSE DE VENT, B) LA VITESSE MECANIQUE	136
FIGURE 5. 13: REPONSES DE : A) LA VITESSE DE VENT, B) LA VITESSE MECANIQUE	136
FIGURE 5. 14: REPONSES DE : A) LA VITESSE DE VENT, B) LA VITESSE MECANIQUE	137
FIGURE 5. 15: COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU SYSTEME VSC-HVDC OFFSHORE : (A) TENSION COTE OFFSHORE (B) COURANT COTE OFFSHORE, (C) PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DU COTE OFFSHORE	137
FIGURE 5. 16: COMPORTEMENT DYNAMIQUE DU SYSTEME VSC-HVDC ONSHORE : (A) TENSIONS CONTINUES, (B) TENSION COTE ONSHORE (C) COURANT COTE ONSHORE, (D) PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DU COTE ONSHORE.	138

Annexe

FIGURE A. 1: ESTIMATION DE ψ_s ET θ_{sl} AVEC LE SCHEMA DFOC	145
FIGURE A. 2: ESTIMATION DE ψ_s ET θ_{sl} AVEC LE SCHEMA IFOC.	146
FIGURE A. 3: TOPOGRAPHIE DES 61 VECTEURS GENERES PAR UN CONVERTISSEUR A CINQ NIVEAUX.	147

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 2

TABLEAU 2. 1 : TABLE DE COMMUTATION DANS LA METHODE DTC CONVENTIONNELLE.	42
TABLEAU 2. 2 : TABLES DE COMMUTATION POUR DOUZE SECTEURS ANGULAIRE	47
TABLEAU 2. 3 : TABLE DE COMMUTATION UTILISE DOUZE SECTEURS ANGULAIRES	52
TABLEAU 2. 4 : TABLEAU DE SELECTION DE LA CONFIGURATION POUR $N=5, P=4$	62

Chapitre 3

TABLEAU 3. 1: REGLES FLOUES POUR LA DTC DE LA MADA (BASE DE 180 REGLES FLOUES).....	73
TABLEAU 3. 2 : REGLES FLOUES POUR LA DTC DE LA MADA (BASE DE 30 REGLES FLOUES).....	78
TABLEAU 3. 3: REGLES FLOUES DE LA DTC 5 NIVEAUX	84
TABLEAU 3. 4: REGLES FLOUES DE LA DTC 5 NIVEAUX (BASE DE 78 REGLES FLOUES).....	85
TABLEAU 3. 5: TABLEAU A DEUX DIMENSIONS DES COUPLES DE SITUATION-ACTION	91
TABLEAU 3. 6: TABLE DE COMMUTATION TROUVEE PAR LA METHODE D' APPRENTISSAGE.....	95

Chapitre 4

TABLEAU 4. 1: TABLEAU DE COMMUTATION DU DPC POUR CONVERTISSEUR A TROIS NIVEAUX	113
--	-----

Annexe

TABLEAU A. 1: PARAMETRES DE LA TURBINE EOLIENNE DE 1.5MW	148
TABLEAU A. 2: PARAMETRES DE LA MADA DE 1.5MW	148
TABLEAU A. 3: PARAMETRES DU SYSTEME VSC-HVDC	148

Liste d'abréviation

A_t	Zone balayée par le rotor de l'éolienne
C_{dc}	Capacité de bus continu
C_p	Coefficient de puissance des pales du rotor de l'éolienne
C^{op}	Coefficient de puissance optimal
C_e	Couple électromagnétique de la machine
C_e^*	Couple électromagnétique de référence
C_m	Couple mécanique de la machine
C_t	Couple de l'éolienne
f_s	Fréquence statorique de la machine
f_g	Fréquence du réseau
f_{sw}	Fréquence de commutation
g	glissement
i_{ag}, i_{bg}, i_{cg}	La valeur crête du courant de réseau
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	La valeur crête du courant rotorique
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	La valeur crête du courant statorique
i_{dc}	Courant du bus continu
i_{dr}, i_{qr}	Courant rotorique dans le plan dq
i_{ds}, i_{qs}	Courant statorique dans le plan dq
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	Courant rotorique dans le plan $\alpha\beta$
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courant statorique dans le plan $\alpha\beta$
J_m	Moment d'inertie combiné turbine éolienne et génératrice
K_i	Gain intégral du contrôleur PI
K_p	Gain proportionnel du contrôleur PI
L_i	Inductance du filtre harmonique de l'onduleur
L_{ls}, L_{lr}	Inductances de fuite du bobinage statorique et rotorique de la machine
L_m	Inductance de magnétisation de la machine
L_s, L_r	Inductances d'enroulements statorique et rotorique de la machine
n_T	Vitesse de rotation de la turbine (tr / min)
P_{dc}	Puissance de bus continu
P_g	Puissance active de réseau
P_m	Puissance d'entrée mécanique de la machine
P_p	Nombre de paires de pôles
P_r	Puissance active rotorique de sortie de la machine
P_s	Puissance active statorique de sortie de la machine
P_T	Puissance de sortie de l'éolienne
Q_g	Puissance réactive de réseau
Q_r	Puissance réactive rotorique de sortie de la machine
Q_s	Puissance réactive statorique de sortie de la machine
r_i	Résistance interne du filtre harmonique
R_s, R_r	Résistance d'enroulements statorique et rotorique de la machine
r_T	Rayon des pales du rotor de l'éolienne
sa, sb, sc	Signaux de commutation de phase abc pour le commutateur supérieur dans un convertisseur à deux niveaux
S_{di}, S_{qi}	Signaux de commutation des axes dq de l'onduleur
S_{dr}, S_{qr}	Signaux de commutation des axes dq du redresseur
$T_{abc/dq}$	matrice de transformation de plan abc en plan dq
$T_{abc/\alpha\beta}$	matrice de transformation de plan abc en plan $\alpha\beta$

$T_{dq/abc}$	matrice de transformation de plan dq en plan abc
$T_{dq/\alpha\beta}$	matrice de transformation de plan dq en plan $\alpha\beta$
$T_{\alpha\beta/abc}$	matrice de transformation de plan $\alpha\beta$ en plan abc
$T_{\alpha\beta/dq}$	matrice de transformation de plan $\alpha\beta$ en plan dq
\mathbf{v}	Vecteur de tension du convertisseur
\mathbf{v}^{op}	Vecteur de tension optimal du convertisseur
V_{ag}, V_{bg}, V_{cg}	La valeur crête de la tension de réseau
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	La valeur crête de la tension rotorique de la machine
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	La valeur crête de la tension statorique de la machine
V_{dc}	La tension de bus continue
V_{di}, V_{qi}	La tension de l'onduleur dans le plan dq
V_{dr}, V_{qr}	La tension de redresseur dans le plan dq
v_w	La vitesse du vent
θ_e	Angle électrique de la machine
θ_g	Angle de tension du réseau
θ_m	Angle de position mécanique du rotor de la machine
θ_r	Angle de position électrique du rotor de la machine
θ_s	Angle de tension statorique de la machine
θ_{sl}	Angle de glissement de la machine
λ_T	Rapport de vitesse de pointe de l'éolienne
λ^{op}	Rapport optimal de vitesse de pointe de l'éolienne
ρ	Densité de l'air
Ψ_r	Valeur maximale du flux rotorique
Ψ_s	Valeur maximale du flux statorique

ACRONYMES

2L	Deux niveaux (convertisseur)
3L	Trois niveaux (convertisseur)
AC	Courant alternatif
BTB	Back-to-Back
CCG	Convertisseur coté génératrice
CCR	Convertisseur coté réseau
CHB	Pont en H en cascade
DC	Courant continu
DFOC	Contrôle direct à flux orienté
DG	Génération distribuée
DPC	Contrôle direct de puissance
DTC	Contrôle direct de couple
FFT	Transformée de Fourier Rapide
FOC	Contrôle à flux orienté
FSWT	Turbine éolienne à vitesse fixe
HAWT	Éolienne à axe horizontal
HVAC	Courant alternatif haute tension
HVDC	Courant continu haute tension
IFOC	Contrôle indirect à flux orienté
MPPT	Suivi du Point maximum de la puissance
NPC	Neutral-Point Clamped
OTSR	Rapport optimal de vitesse de pointe
PCC	Point de couplage commun
PF	Facteur de puissance
THD	Distorsion harmonique totale
TSR	Rapport vitesse-pointe
VAWT	Éolienne à axe vertical
VOC	Commande à tension orientée
VSC	Convertisseur de source de tension
VSWT	Turbine éolienne à vitesse variable
WECS	Systèmes de conversion d'énergie éolienne

1 INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Au cours des vingt dernières années, les sources d'énergie renouvelables ont attiré une grande attention en raison de l'augmentation des coûts, des réserves limitées et de l'impact environnemental négatif des combustibles fossiles. Dans l'intervalle, les progrès technologiques, la réduction des coûts et les incitations gouvernementales ont rendu certaines sources d'énergies renouvelables plus compétitives sur le marché. Parmi eux, l'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelables dont la croissance est la plus rapide [1]

L'énergie éolienne est utilisée depuis des centaines d'années pour moulinier les céréales, pomper l'eau et naviguer à travers les océans. L'utilisation d'éoliennes pour produire de l'électricité remonte à la fin du XIXe siècle avec le développement d'un générateur d'éolienne à courant continu de 12 kW [2]. Ce n'est toutefois que depuis les années 80 que la technologie est devenue suffisamment mûre pour produire de l'électricité de manière efficace et fiable. Au cours des deux dernières décennies, diverses technologies éoliennes ont été développées, qui ont amélioré l'efficacité de conversion et réduit les coûts de production d'énergie éolienne. La taille des éoliennes est passée de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts chacune. En plus des installations terrestres, de plus grandes éoliennes ont été déplacées vers des sites offshore pour récolter plus d'énergie et réduire leur impact sur l'utilisation des terres et le paysage.

Les convertisseurs de l'électroniques de puissance sont largement utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne depuis le début de l'exploitation connectée au réseau; cette technologie a considérablement évolué au fil des ans [1, 3]. Diverses combinaisons d'éoliennes et de convertisseurs de puissance ont également été développées dans les éoliennes pour réaliser des opérations à vitesse fixe, à vitesse semi-variable et à vitesse variable. Dans la technologie à vitesse fixe (FSWT), les convertisseurs sont utilisés pour réduire le courant d'appel et les oscillations de couple pendant le démarrage du système ; tandis que dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable (VSWT), ils sont utilisés pour contrôler la vitesse et le couple de la génératrice ainsi que la puissance active et réactive pour le réseau.

Actuellement, le marché des générateurs éoliens à vitesse variable s'est orienté vers des puissances supérieures à 1MW notamment pour tirer parti au maximum du gisement éolien sur le site d'implantation. Ces générateurs utilisent souvent la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) comme génératrice étant donné ses avantages. En effet, le schéma de raccordement le plus typique de cette machine consiste à raccorder le stator directement au réseau, alors que le rotor est alimenté à travers deux convertisseurs statiques en mode back-to-back (un côté rotor CCG et l'autre côté réseau CCR). Cette dernière configuration permet un fonctionnement de l'éolienne à vitesse variable ce qui donne la possibilité de produire le maximum de puissance possible sur une large plage de variation de la vitesse ($\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme) [4].

Simultanément, des nouvelles et prometteuses topologies de convertisseurs statique, dites multiniveaux, ont été proposées et de plus en plus utilisées dans des applications éoliennes de forte puissance. Par rapport aux structures classiques à 2-niveaux, dans lesquelles la tension de sortie ne peut être modulée qu'en jouant sur la durée d'utilisation de l'état haut et de l'état bas, (MLI, Modulation de Largeur d'Impulsions), les structures

multiniveaux ouvrent en effet une nouvelle dimension, celle de la modulation en amplitude [5] [6].

En plus de l'équipement de convertisseur de l'électronique de puissance, le développement de systèmes de contrôle est important pour le fonctionnement sûr, réussi et efficace des VSWT. Le système de contrôle électrique est utilisé pour contrôler les éoliennes et les convertisseurs de telle sorte que l'énergie maximale soit extraite du vent et alimente l'énergie du réseau électrique avec une haute qualité d'énergie [7].

Dans la présente étude, on va étudier un système de conversion éolienne basé sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) à vitesse variable. Le stator de la MADA est directement connecté au réseau électrique, tandis qu'un convertisseur de puissance à échelle partielle contrôle la fréquence du rotor et donc la vitesse de celui-ci. L'éolienne capture l'énergie éolienne au moyen de pales de turbine, convertissant l'énergie éolienne en énergie mécanique. Une boîte de vitesses est utilisée pour faire correspondre la vitesse basse de la turbine à la vitesse élevée du générateur. Le générateur convertit la puissance mécanique en énergie électrique, qui est ensuite introduite dans un réseau électrique, éventuellement via des convertisseurs multiniveaux et une ligne de transport HVDC.

Comme le vent a un caractère intermittent et afin d'améliorer les performances de la production d'énergie éolienne, nous sommes intéressés d'employer des contrôleurs avancés robustes non-linéaires et d'utiliser des nouvelles structures de convertisseurs telles que les multiniveaux et la configuration HVDC.

Pour le côté génératrice, on a proposé une des nouvelles stratégies du type contrôle direct, compatibles avec des convertisseurs multiniveaux, ayant un nombre de niveaux quelconque. Nous nous efforcerons de montrer, qu'une commande exploitant judicieusement les degrés de liberté offerts par ces nouvelles structures de conversion permet de minimiser les inconvénients des stratégies DTC classiques, tout en conservant leurs avantages. Cette nouvelle approche qui permet de réguler directement, non seulement le couple et le flux, mais aussi leurs dérivées. Cette stratégie de contrôle direct à fréquence imposée (DTCFI) compatible avec les convertisseurs multiniveaux a permis d'introduire une nouvelle loi de commande de la MADA où sont alliés les avantages suscités précédemment et déterminants des techniques de contrôle direct et à l'impossibilité de maîtriser les fréquences des interrupteurs. La conception de cette stratégie a été spécialement conçue de façon à permettre une maîtrise accrue de la qualité du couple fourni (hautes dynamiques, faibles amplitudes d'ondulation, imposition des fréquences des harmoniques). Elle permet aussi l'imposition de la fréquence de découpage moyenne dans une large gamme d'excursion du couple et de la vitesse, ce qui contribue à une meilleure maîtrise des facteurs fonctionnels qu'en dépendent directement, comme le bruit audible ou la thermique des semi-conducteurs.

Nous avons également développé une autre approche basée sur la méthodologie de la logique floue qui permet de s'affranchir des régulateurs à hystérésis du couple et du flux et se substitue aux tableaux de commutation. La logique floue est un raisonnement permettant de construire une correspondance continue entre l'espace d'entrées et l'espace de sorties à l'aide d'une connaissance exprimée sous forme de règles floues. Le raisonnement flou repose sur des règles du type « Si prémisse Alors conclusion » où les prémisses et les conclusions sont

formulées par le biais de termes linguistiques utilisés par les experts d'un procédé tels que large, small ou medium. Leur proximité du langage naturel facilite leur compréhension, et par le fait même, l'introduction de connaissances a priori. Ce type de Système d'Inférence Floue (SIF) présente à la fois un haut niveau d'interprétabilité et de bonnes performances de généralisation.

Compte tenu du degré d'imprécision de ces règles, leur utilisation dans la commande n'est envisageable que dans le cas où le nombre de niveaux du convertisseur est faible (2-niveaux). En effet, au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente, et donc aussi le nombre de vecteurs tensions disponibles, le choix du vecteur tension onduleur à appliquer à la machine doit être de plus en plus sélectif. Dans notre étude, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux méthodes d'apprentissage par renforcement qui permettent d'explorer activement tous les états et de recevoir en retour des critiques sous forme de récompenses et de punitions. Par conséquent, déterminer le vecteur tension optimal pour les tables de commutation utilisées dans le contrôle direct du couple utilise des convertisseurs multiniveaux.

Pour contraindre la puissance maximale de ce système de conversion, nous avons appliqué un système de suivi de point de puissance maximum (MPPT : Maximum Power Point Tracking) pour le but d'extraire la puissance optimale pour différentes valeurs de la vitesse du vent.

Comme la présence croissante de la production décentralisée et en particulier l'introduction de ressources renouvelables ainsi que les nouvelles exigences de l'intégration de ces sources au réseau électrique. Il est important d'améliorer la qualité de l'énergie générée par les parcs éoliens. Pour aboutir à ces exigences, on va appliquer deux approches de commande côté réseau, la première est la commande vectorielle à tension orientée VOC; la deuxième approche est la commande directe de puissance DPC.

Le transfert de l'énergie électrique produite du parc éolien vers le réseau électrique alternatif AC, est assuré par deux modes de transport : le courant alternatif à haute tension HVAC et le courant continu à haute tension HVDC. Dans ce travail et dans le contexte de rendre le réseau de ressources renouvelables se conformer au codes de réseaux internationaux stricts, on va intégrer d'un parc éolien offshore au réseau électrique via d'un système de transmission HVDC à base de convertisseurs VSC à trois niveaux.

Le travail présenté dans cette thèse est donc organisé en cinq chapitres principaux structurés comme suit :

Au premier chapitre, nous présenterons tout d'abord des notions générales sur l'énergie éolienne. Les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur seront brièvement présentés. Ensuite, plusieurs topologies de convertisseur statiques prometteuses de prochaine génération sont présentées et discutées en ce qui concerne leurs avantages et inconvénients pour l'application d'énergie éolienne. Enfin, un aperçu sur le développement des techniques de commande pour les convertisseurs statiques sera discuté.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons aux techniques de contrôle classiques (contrôle vectoriel et contrôle direct du couple), il s'agit d'assurer la stabilité de la régulation des principales grandeurs de la machine (courants, couple et flux rotorique). Nous étendons ensuite ces stratégies par la définition d'une nouvelle loi de commande que nous avons nommé DTCTFI (Contrôle Direct à Fréquence Imposée), peut être appliquée au contrôle direct du couple pour résoudre le problème de la fréquence de commutation.

Au troisième chapitre, nous donnons la description des techniques intelligentes artificielle à savoir la logique floue et l'apprentissage par renforcement et leurs applications dans le contrôle direct du couple de la MADA.

Le quatrième chapitre présente une analyse détaillée du fonctionnement des convertisseurs connectés au réseau. Dans ce contexte ; deux techniques de contrôle sont appliquées ; la première est la commande vectorielle à tension orientée VOC. Tandis que ; la deuxième approche est la commande directe de puissance DPC qui permet d'élaborer d'une nouvelle table de commutation plus performante.

Le dernier chapitre est consacré à une description générale de la technologie d'un parc éolien offshore à une liaison HVDC dans le but d'expliquer en quoi consiste l'architecture éolienne offshore et de présenter sa structure de contrôle. Les résultats de simulations pour différents scénarios sont donnés et discutés.

Enfin, nous terminons par les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre 1

1 GENERALITES SUR LA CONVERSION EOLIENNE ET ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

1.1 INTRODUCTION

Les sources d'énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, éolienne, hydroélectrique et géothermique..., sont devenues un nouveau paradigme pour répondre aux besoins énergétiques de notre civilisation. Contrairement aux combustibles fossiles, les sources d'énergies renouvelables sont propres, naturellement reconstituées, disponibles sur de vastes zones géographiques et ont peu ou pas d'impact sur l'environnement. Les sources d'énergies renouvelables sont principalement utilisées pour la production d'électricité, le chauffage et l'approvisionnement énergétique rural. La production d'électricité à partir de sources d'énergies renouvelables a fait l'objet d'une attention croissante au cours des dernières décennies. Environ 22% de la consommation mondiale d'électricité est compensée par tous les types de sources d'énergies renouvelables. Poussée par les innovations technologiques, la réduction des coûts, les programmes d'incitation du gouvernement et la demande publique d'énergie propre, l'énergie éolienne devient de plus en plus courante, en concurrence non seulement avec d'autres sources d'énergie renouvelables mais aussi avec les unités de production d'énergie conventionnelles à base de combustibles fossiles [1]. A la fin de l'année 2014, la capacité éolienne cumulée mondiale atteint 370 gigawatts (GW), ce qui représente environ 4% de la production nette d'électricité mondiale [2, 3].

L'énergie éolienne a été exploitée par l'homme depuis des millénaires notamment dans la navigation des navires à voile, le pompage de l'eau et l'entraînement des moulins à grains. La conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique a commencé dans les années 1880 avec une éolienne automatisée équipée d'un générateur à courant continu (DC) de 12 kilowatts (kW). Pour produire de l'électricité à partir des éoliennes de manière plus efficace et plus fiable, de nombreuses améliorations ont été apportées à la conception de la partie mécanique et de la partie électrique des éoliennes. Au cours des quatre dernières décennies, la taille des éoliennes a progressivement augmenté et atteint actuellement une puissance de 10 mégawatts (MW). En raison de l'intégration rapide de l'énergie éolienne dans le réseau électrique, de nombreuses préoccupations ont émergé concernant le fonctionnement stable et sûr des systèmes électriques existants.

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont utilisés dans les équipements commerciaux depuis le début de l'exploitation de l'éolienne connectée au réseau. Cette technologie a considérablement évolué au fil des années [1, 7]. Diverses combinaisons d'éoliennes et de convertisseurs de puissance ont également été développées dans les éoliennes pour réaliser des opérations à vitesse fixe, semi-variable et variable. La technologie des éoliennes à vitesse fixe (FSWT), qui utilise un convertisseur de puissance pour la fonction de démarrage (démarrage progressif), est considérée comme obsolète. Les éoliennes à vitesse variable (VSWT) traitent la puissance électrique de sortie d'un générateur via un convertisseur de puissance et offrent une efficacité de conversion de l'énergie éolienne, une qualité d'énergie et une compatibilité avec les codes de réseau améliorées. Pour répondre à diverses exigences techniques et opérationnelles, plusieurs configurations de générateur-convertisseur ont été développées pour les éoliennes.

En plus de l'équipement de convertisseur de puissance, le développement de systèmes de contrôle est important pour le fonctionnement stable et efficace des VSWT. Le système de commande électrique est utilisé pour contrôler les éoliennes et les convertisseurs de puissance

afin d'extraire le maximum d'énergie du vent et alimenter le réseau électrique avec une haute qualité d'énergie.

1.2 CAPACITE EOLIENNE INSTALLEE

L'énergie éolienne est l'une des sources d'énergie renouvelable qui connaît la croissance la plus rapide dans le monde et continue de prospérer chaque année dans de nombreux pays. Les capacités éoliennes installées cumulées et annuelles dans le monde sont présentées dans les figures 1.1 et 1.2, respectivement.

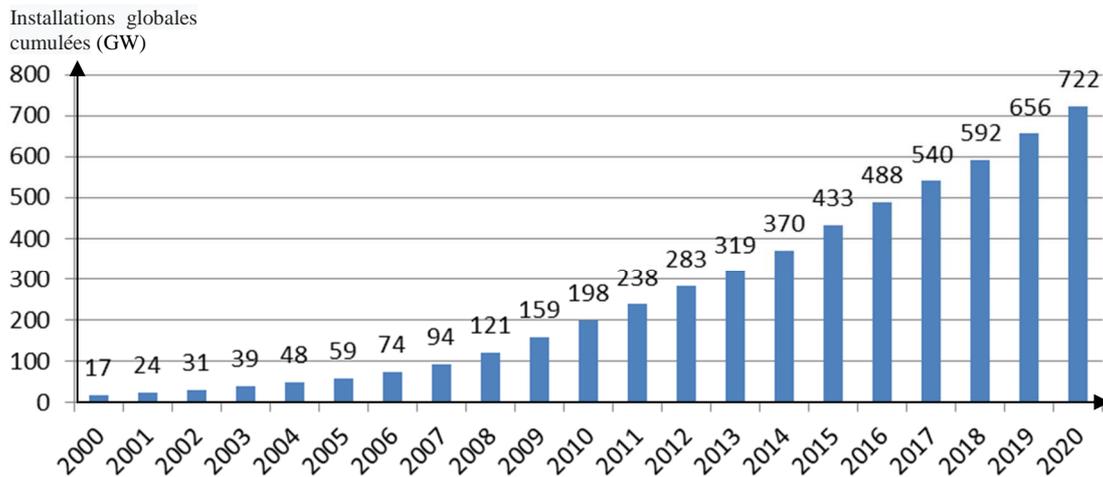


Figure 1. 1: Energie éolienne installée cumulée à partir de 2000 à 2020

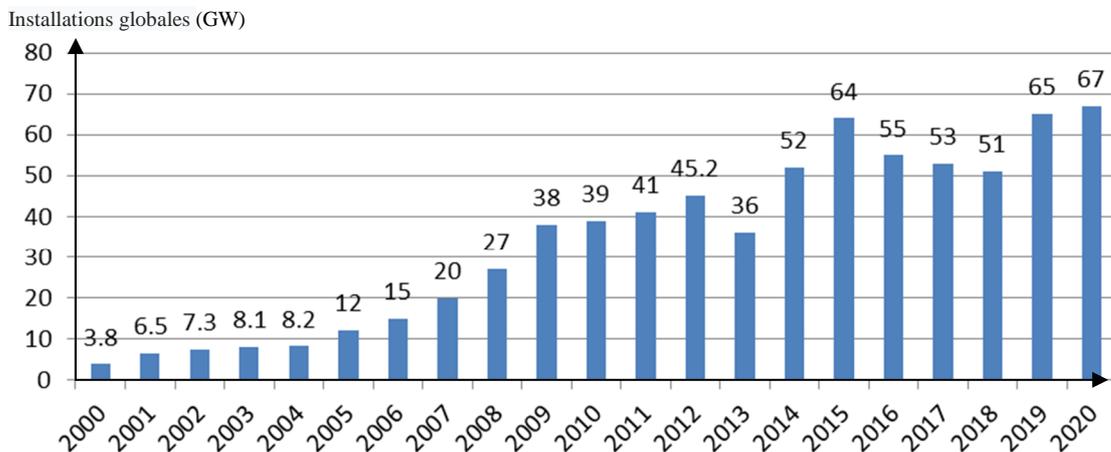


Figure 1. 2:Energie éolienne installée annuelle à partir de 2000 à 2020

1.3 CONVERSION DE L'ENERGIE CINETIQUE EOLIENNE EN ENERGIE ELECTRIQUE

Comme l'illustre la figure 1.3, les éoliennes convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique en utilisant divers composants mécaniques et électriques. Cette section traite le concept de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.

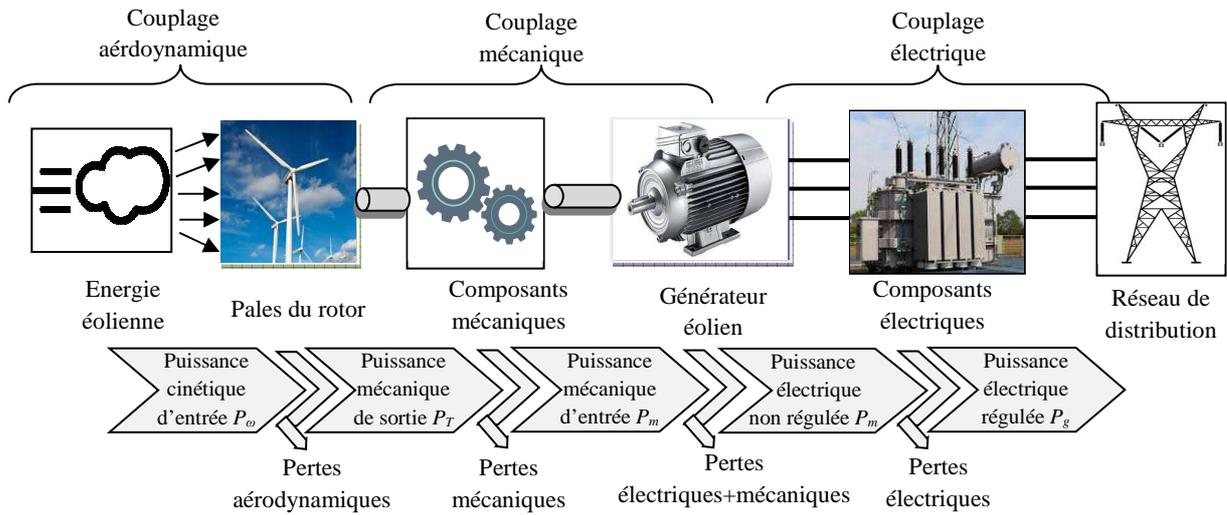


Figure 1. 3: Schéma fonctionnel du système de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique [7]

L'énergie cinétique est d'abord convertie en énergie mécanique par les pales du rotor. La puissance cinétique du vent P_ω balayant une zone de surface A_T à une vitesse v_ω est

$$P_\omega = \frac{1}{2} \rho A_T v_\omega^3, \quad A_T = \pi r_T^2 \quad (1.1)$$

Où : ρ : est la densité de l'air (kg / m^3), A_T : est la zone balayée par le rotor (m^2), r_T : est le rayon de la pale (m) et v_ω : est la vitesse du vent (m / s). La densité de l'air est en fonction de l'altitude, de la température et de l'humidité. Au niveau de la mer et à 15°C , l'air a une densité typique de $1,225 \text{ kg} / \text{m}^3$

Selon la théorie de d'Albert Betz, la puissance mécanique P_T extraite de la puissance cinétique du vent P_ω est donnée par ce qui suit :

$$P_T = P_\omega C_p = \frac{1}{2} \rho A_T v_\omega^3 C_p \quad (1.2)$$

Où : C_p : représente le coefficient de puissance des pales de rotor. La puissance P_T augmente proportionnellement à la valeur C_p . Selon Betz, la valeur théorique ou maximale de C_p est 0,593.

Les courbes P_ω et P_T de l'éolienne, par rapport à la vitesse du vent v_ω , sont tracées sur la figure 1.4. La valeur de P_T est toujours inférieure à la valeur P_ω en raison des pertes de puissance aérodynamique. Les valeurs typiques de la vitesse du vent de coupure, nominale et coupée se situent dans la plage de 3 à 5 m / s , 10 à 15 m / s et 25 à 30 m / s , respectivement. Les éoliennes produisent une puissance négligeable lorsque la vitesse du vent est inférieure à la valeur de déclenchement; ainsi, ces turbines sont généralement maintenues en mode parking. Pour assurer la sécurité, la turbine est arrêtée et maintenue en mode parking lorsque la vitesse du vent est supérieure à la valeur de coupure ou en cas d'urgence. Pour les valeurs de vitesse du vent entre le seuil et la valeur nominale, la courbe P_T maintient une relation

cubique par rapport à v_ω . Lorsque la vitesse du vent se situe entre la valeur nominale et la valeur de coupure, la puissance de sortie de la turbine P_T est réglée à sa valeur seuil (nominale) la plus élevée par la commande de puissance aérodynamique.

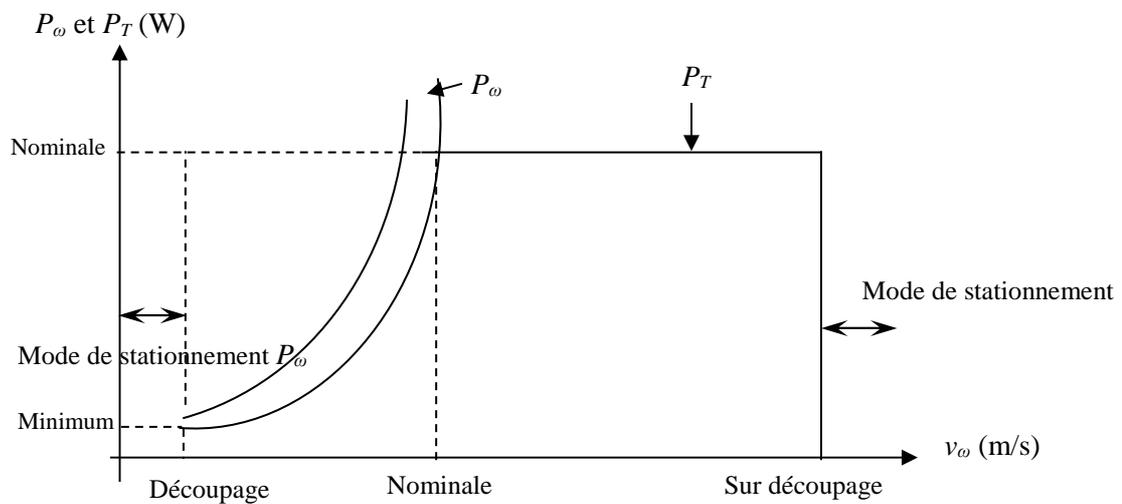


Figure 1. 4: Courbes de caractéristiques des puissances avec le respect de vitesse du turbine

1.4 CLASSIFICATION DES TECHNOLOGIES DE L'ENERGIE EOLIENNE

Les principales technologies des éoliennes sont classées selon divers critères et facteurs [4], comme le montre la figure 1.5. Les facteurs de classification les plus importants sont basés sur les éléments suivants:

- (1) Puissance électrique nominale de sortie de l'éolienne (puissance faible, moyenne et élevée),
- (2) Schéma de régulation de la puissance aérodynamique dans des conditions de vitesse du vent élevée (décrochage et contrôle du tangage),
- (3) Alignement de l'arbre de l'éolienne par rapport au sol (axe vertical et horizontal),
- (4) Type d'application pour alimenter la puissance électrique de sortie de la turbine (autonome et connectée au réseau),
- (5) Vitesse de fonctionnement de l'éolienne par rapport aux vitesses de vent variables (vitesse fixe ou variable),
- (6) Emplacement pour la construction des éoliennes (Onshore et Offshore),

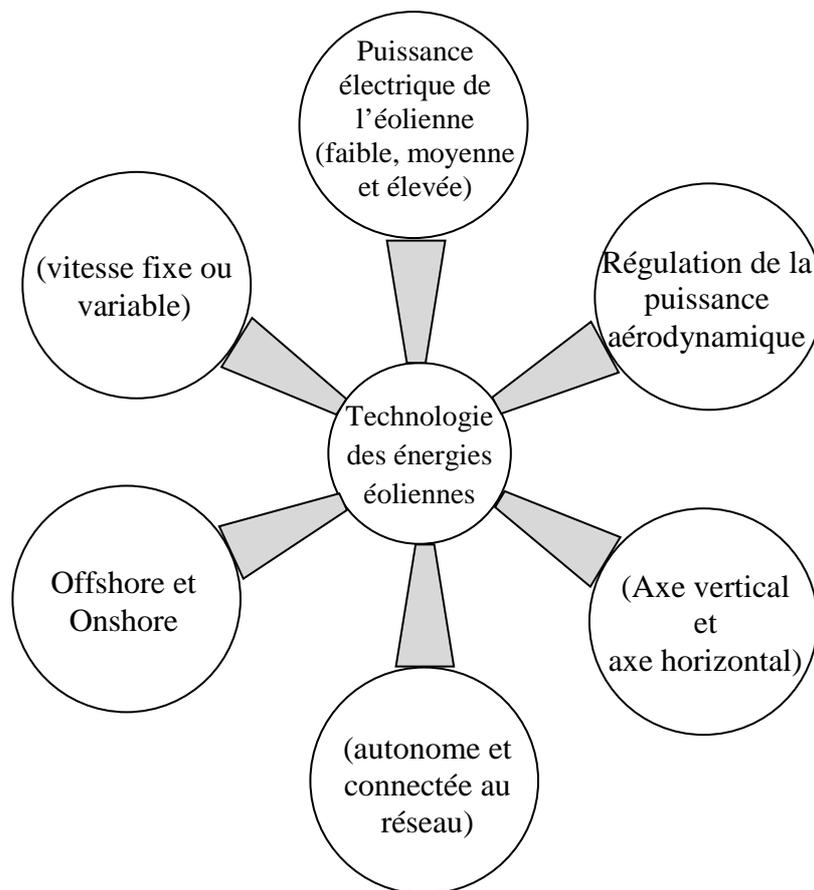


Figure 1. 5: Principales technologies des éoliennes

(1) Turbines de faible, moyenne et haute puissance: selon la capacité nominale de puissance électrique de sortie, les éoliennes sont classés en trois grandes catégories:

* **Turbines de faible puissance** (<30 kW): Ces turbines sont principalement utilisées pour le chargement des batteries dans les zones reculées (isolées) et la production d'électricité domestique.

* **Turbines de moyenne puissance** (30 à 300 kW): Ces turbines sont utilisées en production distribuée (DG) en conjonction avec d'autres sources d'énergie renouvelables et des systèmes de stockage d'énergie pour répondre aux besoins en électricité des petites communautés.

* **Turbines haute puissance** (> 300 kW): Ces turbines sont principalement déployées dans des parcs éoliens pour la production d'électricité.

(2) Turbines passives à décrochage actif, à décrochage actif et à pas réglé: En théorie, les éoliennes peuvent produire plus de puissance supérieure à la valeur nominale lorsque la vitesse du vent v_w est supérieure à sa valeur nominale. Cependant, pour garantir un fonctionnement sûr et fiable et éviter la surcharge des aubes de turbine, la puissance mécanique de sortie de la turbine P_T doit être limitée à sa valeur nominale dans des conditions de vitesse du vent élevées. Ce processus est généralement réalisé par le contrôle de la puissance aérodynamique, qui manipule le flux d'air sur les pales du rotor. Trois méthodes de régulation de la puissance aérodynamique sont disponibles: décrochage passif, décrochage actif et pitch contrôle [8]. Les caractéristiques de la limitation de la puissance mécanique de sortie par ces trois méthodes de contrôle sont illustrées par la figure 1.6.

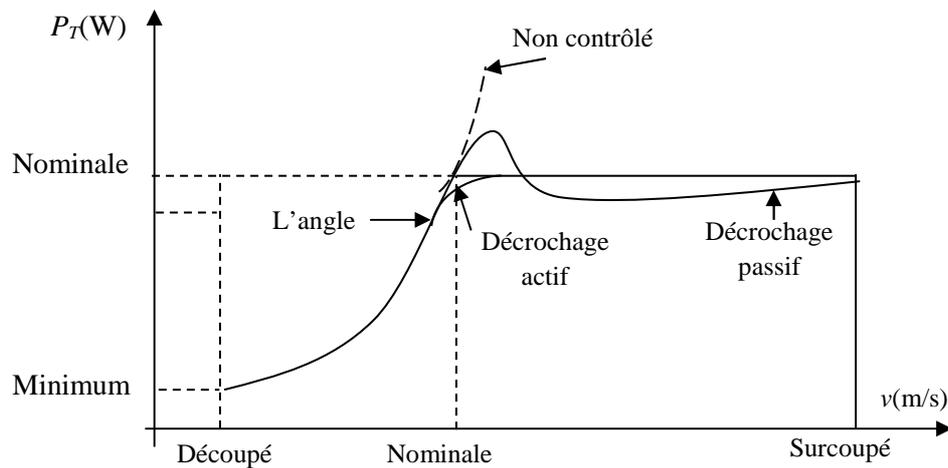


Figure 1. 6: Réglage de puissance aérodynamique de la turbine éolienne par différentes méthodes de contrôles [9]

Le décrochage passif ou simplement le contrôle de décrochage est la méthode de régulation de puissance de première génération utilisée pour les éoliennes, c'est la méthode la plus simple parmi les trois classes. Cette approche n'utilise aucun capteur, contrôleur électronique ou actionneur, ce qui la rend moins coûteuse et robuste. Dans les turbines à décrochage, les pales du rotor sont solidement fixées à l'axe du rotor à un angle fixe. Lorsque la vitesse du vent augmente au-delà d'une certaine limite (par exemple, 15 m / s), la turbulence créée sur la surface du rotor entraîne une perte de la force de portance des profils aérodynamiques, diminuant ainsi la puissance captée par le vent. P_T excède sa valeur nominale à une certaine vitesse du vent. Cette augmentation de P_T est une fonction indésirable. Lorsque v_w augmente au-dessus de la valeur nominale, P_T diminue progressivement, ce qui conduit à une faible efficacité de conversion d'énergie. Le contrôle passif de décrochage est utilisé dans les éoliennes de faible à moyenne puissance.

Le contrôle à décrochage actif est une version avancée du contrôle passif avec des pales de rotor réglables. Lorsque v_w augmente au-dessus de la valeur nominale, P_T est réduit en déplaçant les pales dans le vent, provoquant ainsi une turbulence (mécanisme de décrochage) sur les pales. Cette approche améliore l'efficacité de conversion de l'énergie éolienne à faible vitesse du vent et garantit que P_T ne dépasse pas la valeur nominale dans des conditions de vitesse élevée du vent (voir la figure 1.6). Cette méthode est utilisée dans les éoliennes de moyenne à haute puissance.

Dans les turbines à pas variable, les pales du rotor sont réglables de la même manière que les turbines à décrochage actives. Le mécanisme de commande de pas est assisté par un contrôleur électronique et des entraînements à moteur électrique (ou actionneurs hydrauliques). Pendant les vitesses de vent élevées, le contrôleur électronique envoie un signal de commande au moteur pour faire tourner les pales du rotor le long de l'axe longitudinal de sorte que l'angle d'attaque des pales est réduit. La méthode de décrochage active transforme les pales «en vent» pour créer un mécanisme de décrochage, tandis que la commande de tangage transforme les pales «hors du vent». La puissance mécanique de sortie est étroitement régulée par la commande de tangage comme le montre la figure 1.6. Ce contrôle fournit des réponses / actions plus rapides que les commandes de décrochage passif

et de décrochage actif et est largement utilisé dans les éoliennes modernes à grande puissance [10]

(3) Turbines à axe vertical et horizontal: dans l'industrie éolienne actuelle, deux types de turbines sont disponibles en fonction de l'orientation de l'éolienne et de l'arbre de transmission par rapport au sol : éolien à axe vertical (VAWT) et éolien à axe horizontal (HAWT) [8]. Les deux types d'éoliens convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, mais ont des axes de rotation différents par rapport au sol.

Dans les VAWT, l'arbre de l'éolien est placé perpendiculairement au sol. Le rotor de la turbine est mis en œuvre par des profils aérodynamiques incurvés montés verticalement avec différentes conceptions pour les formes de rotor.

Dans les HAWT, l'arbre de l'éolien est placé horizontalement au sol. Les principaux composants mécaniques et électriques sont placés dans une nacelle, et la hauteur de la tour qui supporte la nacelle est choisie de telle manière à laisser suffisamment d'espace pour la rotation des pales. Trois pales de rotor sont couramment utilisées dans les HAWT commerciaux.

(4) Turbines autonomes et connectées au réseau: selon le type d'application pour l'alimentation électrique de sortie, les éoliennes sont classées comme des systèmes autonomes et connectées au réseau. Le DG autonome est une solution alternative aux consommateurs d'énergie dans les endroits où l'expansion du réseau électrique est prohibitive et coûteuse. Dans une DG autonome, la demande de charge varie en fonction du temps et des changements de puissance de sortie de la turbine en fonction de la vitesse du vent.

Les éoliennes de faible et moyenne puissance peuvent également être utilisées dans les DG connectées au réseau pour réduire la consommation d'électricité du réseau public. Lorsque l'électricité produite par l'éolienne dépasse les besoins des ménages ou de la communauté, l'électricité est vendue au service public sans utiliser de stockage d'énergie.

(5) Turbines à vitesse fixe et à vitesse variable: sur la base de la vitesse de rotation, les turbines raccordées au réseau sont classées FSWT et VSWT. Pour faciliter la discussion, le ratio de vitesse de pointe (TSR), qui est un paramètre vital dans la conception des éoliennes, est présenté ici. TSR est défini comme le rapport entre la vitesse tangentielle de la pointe de la lame et la vitesse du vent [9] :

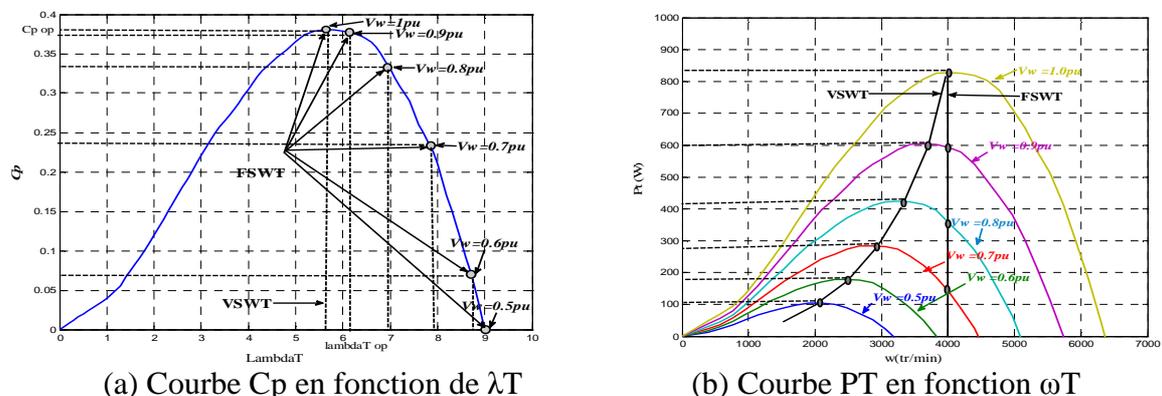


Figure 1. 7: Caractéristiques du FSWT et du VSWT dans différentes conditions de vitesse du vent.

La première génération d'éolienne connectée au réseau développée dans les années 80 était basée sur la technologie à vitesse fixe. Ces éoliennes sont connectées au réseau électrique directement sans aucun convertisseur de puissance, ce qui rend la configuration FSWT simple et rentable. Dans les FSWT, l'éolienne fonctionne à une vitesse presque constante, quelle que soit la vitesse du vent.

Dans les VSWT, la vitesse du rotor ω_T est modifiée en fonction de la vitesse du vent v_w , de sorte que la turbine fonctionne toujours à une valeur TSR optimale $\lambda_{op T}$. Par conséquent, l'efficacité de conversion de l'énergie éolienne dans les VSWT est supérieure à celle des FSWT. Le coût initial des VSWT est élevé en raison du convertisseur de puissance; cependant, le rendement énergétique élevé des VSWT compense le coût initial élevé et les pertes de puissance dans le convertisseur. Cette thèse traite principalement des éoliennes à vitesse variable.

6) Fermes éolienne onshore et offshore: un groupe d'éoliens est souvent placé sur une zone étendue pour former un parc éolien qui est connecté à un réseau électrique. Les parcs éoliens peuvent être situés à terre (onshore) ou en mer (offshore). Traditionnellement, les parcs éoliens terrestres ont été développés pour la facilité de construction, les faibles coûts initiaux et d'entretien, la proximité améliorée des lignes de transmission et les pertes de transmission de faible puissance [1].

De nos jours, les parcs éoliens offshore attirent davantage l'attention, car la production d'électricité peut être augmentée et stabilisée à l'aide de vents forts et stables. De plus, l'utilisation des terres et l'impact sur les paysages peuvent être réduits. D'autre part, le bruit et l'impact visuel peuvent être atténués. Les coûts initiaux et de maintenance des parcs éoliens offshore sont plus élevés que les parcs éoliens onshore pour les mêmes niveaux de puissance, car des fondations plus solides sont nécessaires et les connexions au réseau offshore nécessitent des câbles sous-marins AC ou DC. La technologie offshore est une autre force motrice importante derrière l'incroyable croissance des éoliennes.

1.5 COMPOSANTS MAJEURS DE L'EOLIENNE

À partir des six types de technologies des éoliennes présentées dans la section 1.4, les types de turbines suivants sont considérés dans l'ordre: éolienne haute puissance, à axe horizontal, connecté au réseau, et à vitesse variable. La configuration de base qui intègre les six types de technologies ci-dessus, est illustrée à la figure 1.8.

Les principales composantes d'un système de conversion éolien sont généralement classées en trois catégories:

Composants mécaniques: comprend les pales du rotor, l'axe du rotor, les roulements du rotor, l'arbre principal, le frein mécanique, le multiplicateur, les entraînements de pitch, l'unité de mesure du vent, la nacelle et la tour,

Composants électriques: Comprend l'éolienne, le convertisseur électronique de puissance ainsi que les filtres harmoniques côté générateur et réseau, le transformateur élévateur, les câbles d'alimentation, le point de collecte du parc éolien et le commutateur.

Composants de commande: comprennent les systèmes de commande mécaniques et électriques.

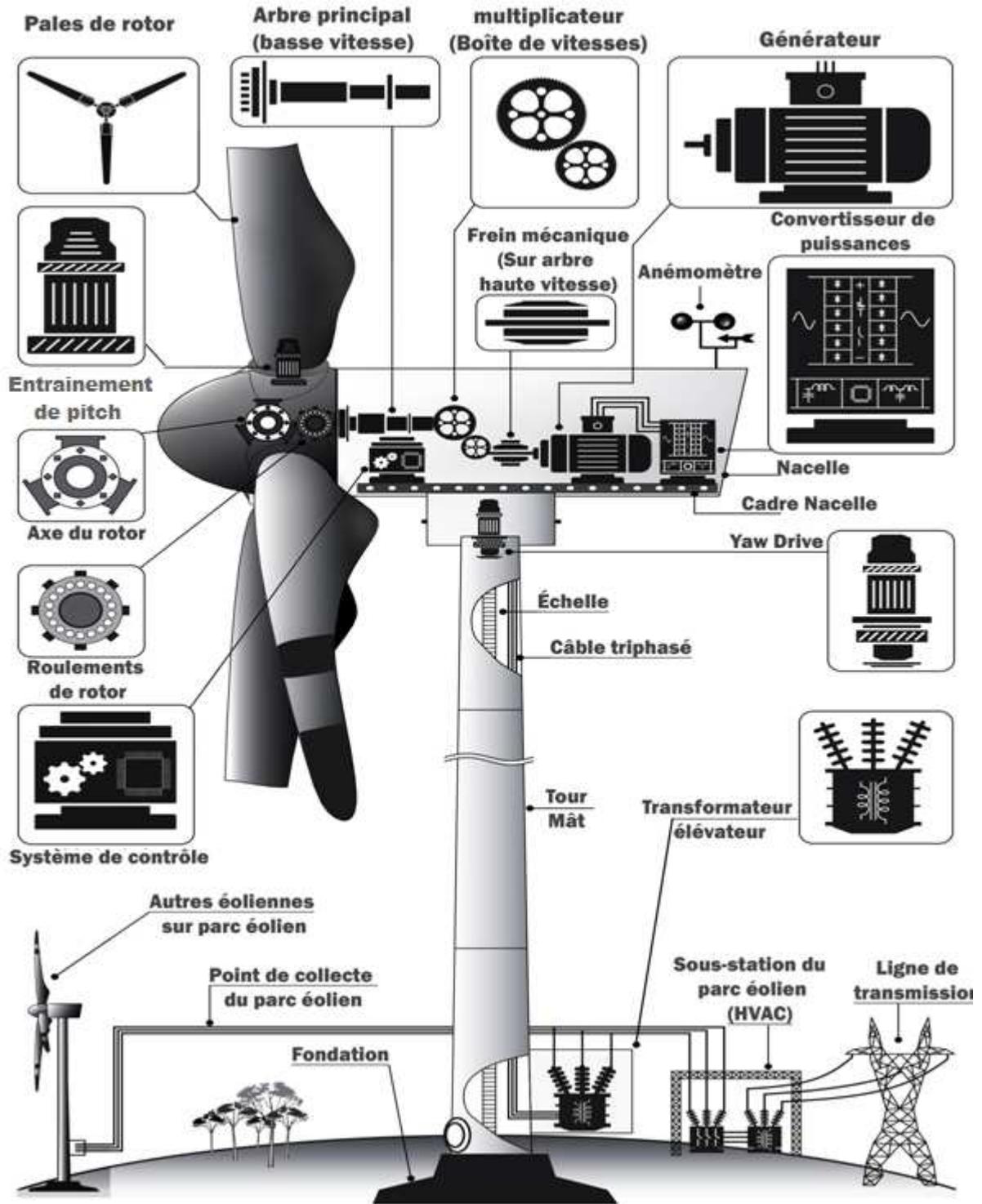


Figure 1. 8: Composants majeurs d'un système de conversion éolien haute puissance à vitesse variable [7].

1.6 CONVERTISSEURS D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LES SYSTEMES D'ENERGIE EOLIENNE

La pénétration de l'électronique de puissance dans les systèmes de conversion éoliens n'a cessé de croître depuis les années 1980. Le système consistait d'un démarreur progressif à thyristors juste pour interconnecter initialement l'éolienne au réseau. Après cela, le démarreur est alors éliminé et le générateur est connecté directement au réseau. Dans les années 1990, c'était principalement l'utilisation du contrôle de la résistance du rotor avec un pont de diodes et un interrupteur électronique de puissance; enfin, le convertisseur de puissance back to back est apparu, d'abord en puissance réduite pour les machines asynchrones à double alimentation (MADA) puis en pleine puissance [8, 11, 12]. La solution la plus adoptée dans les convertisseurs de puissance pour les éoliennes de la gamme la plus vendue de 1,5 à 3 MW est l'utilisation de deux convertisseurs statiques de tension à deux niveaux dans une configuration back to back [7]. A des puissances inférieures et supérieures, il est possible de trouver d'autres solutions telles qu'un pont de diodes pour le générateur dans le cas d'un générateur synchrone à aimant permanent et également l'utilisation de convertisseurs multi-niveaux pour entrer en moyenne tension pour les applications à haute puissance.

Dans cette partie, plusieurs topologies de convertisseur statiques prometteuses de prochaine génération sont présentées et discutées en ce qui concerne leurs avantages et inconvénients pour l'application d'énergie éolienne.

1.7 TOPOLOGIES DE CONVERTISSEURS STATIQUES

Dans le passé, il n'y avait pas beaucoup de diversité pour la topologie de convertisseur utilisée dans les applications de l'énergie éolienne. Les convertisseurs statiques de tension à modulation de largeur d'impulsion avec deux niveaux de tension (2L-PWM-VSC) ou des circuits plus simples ont été largement utilisés dans le niveau de basse tension et ils sont capables de satisfaire la plupart des exigences.

Néanmoins, en raison de la demande considérablement accrue de capacité de puissance, de rentabilité, de fiabilité et de contrôlabilité, les performances d'un seul convertisseur 2L-PWM-VSC ne semblent pas suffisantes pour les futurs systèmes éoliens. Par conséquent, un certain nombre de solutions de conversion de puissance plus efficaces et avancées pour les éoliennes de future génération sont proposées. Dans cette section, certaines des configurations prometteuses, tant dans le milieu de recherche que dans l'industrie, seront examinées et discutées.

1.7.1 Convertisseurs traditionnels à deux niveaux

Le convertisseur statique à 2 niveaux de tension 2L-PWM-VSC est la topologie la plus utilisée jusqu'à présent dans les systèmes éoliens.

Les connaissances théoriques et pratiques concernant les convertisseurs sont vastes et bien établies. Dans le système d'éolien, le convertisseur statique à 2 niveaux peut être utilisé dans différentes configurations qui sont introduites comme suit:

A. Convertisseur statique de tension à deux niveaux unidirectionnelle (2L-UNI)

Il devient de plus en plus populaire d'utiliser un générateur synchrone à aimant permanent (GSAP) dans l'éolienne. Parce qu'il n'y a pas de puissance réactive requise dans ces générateurs et que la puissance active circule unidirectionnellement du générateur vers le réseau électrique. Un simple redresseur à diodes peut être utilisé du côté générateur pour obtenir une solution rentable, comme le montre la figure. 1.9. Cependant, le redresseur à diode, même avec plusieurs phases ou 12 impulsions, introduit des pulsations basse fréquence qui peuvent déclencher la résonance de l'arbre [[8, 13]. Des solutions de redressement semi-contrôlées sont également possibles [14]. Afin d'obtenir un fonctionnement à vitesse variable et une tension de bus continu dc stable, un convertisseur dc-dc boost peut être inséré dans la liaison continue dc ou la tension dc peut être contrôlée en utilisant l'excitation du rotor, comme le montre la figure 1.9. La solution proposée peut être exploitée dans les parcs éoliens si une distribution en courant continu est adoptée ou utilisée dans le cas où le convertisseur générateur est placé dans la nacelle tandis que le convertisseur réseau est placé en bas de l'éolienne. L'utilisation d'un onduleur de tension côté réseau est obligatoire car un stockage capacitif en courant continu est utilisé [15].

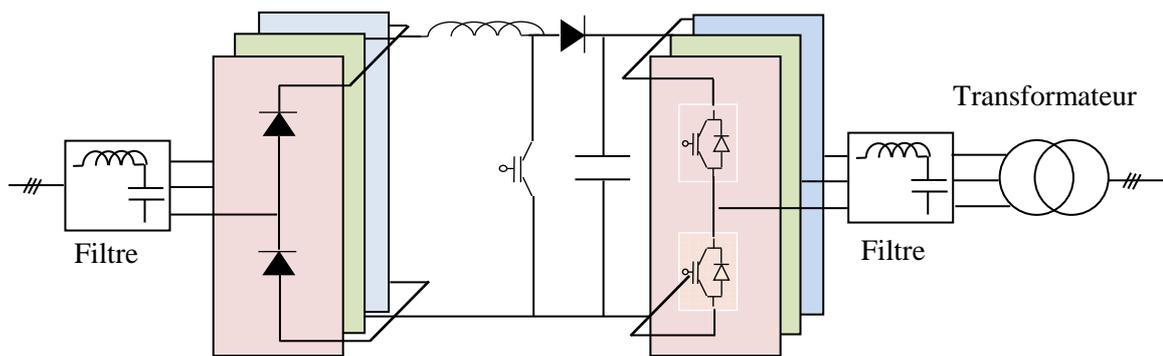


Figure 1. 9: Convertisseur à deux niveaux unidirectionnel pour turbine éolienne (2L-UNI)

B. Convertisseur de puissance de source de tension à deux niveaux back to back (2L-BTB)

Le convertisseur statique de tension de modulation à largeur d'impulsion avec tension de sortie à deux niveaux (2L-PWM-VSC) est la topologie de convertisseur de puissance triphasée la plus utilisée jusqu'à présent dans les systèmes d'éoliens. Les connaissances disponibles dans ce domaine sont vastes et il s'agit d'une technologie bien établie. Pour l'interface entre le générateur et le réseau dans les éoliennes, deux convertisseurs statiques à 2 niveaux 2L-PWM-VSC sont généralement configurés comme une structure back to back (2L-BTB) avec un transformateur côté réseau, comme illustré sur la figure 1.10

L'avantage technique de cette solution 2L-BTB est sa structure relativement simple, ce qui contribue à une performance robuste et fiable éprouvée. Le 2L-BTB est la solution de pointe pour le concept d'éolienne basé sur MADA [15].

Cependant, à mesure que la gamme de puissance et de tension de l'éolienne augmente, le convertisseur à deux niveaux 2L-BTB peut souffrir de pertes de commutation plus importantes et d'une efficacité inférieure pour des puissances de l'ordre du mégawatt (MW) et MT. Les dispositifs de commutation disponibles doivent également être mis en parallèle ou connectés en série afin d'obtenir la puissance et la tension requises, ce qui peut réduire la simplicité et la fiabilité du convertisseur de puissance [15].

Un autre problème des convertisseurs conventionnels est les sorties de tension à deux niveaux, qui introduisent des contraintes dv/dt importantes dans les enroulements du générateur et du transformateur, nécessitant des filtres de sortie volumineux pour limiter le gradient de tension et réduire le niveau des harmoniques, en particulier dans le cas des câbles de connexions longues. Par conséquent, il devient plus difficile d'atteindre des performances acceptables dans les éoliennes.

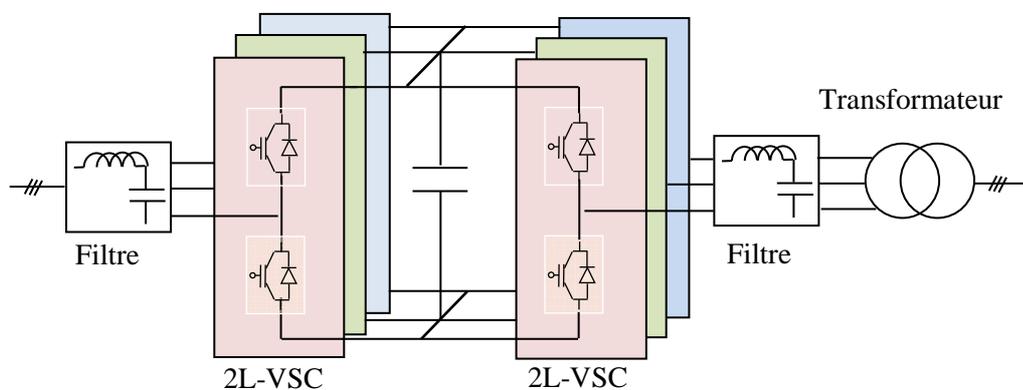


Figure 1. 10: Convertisseur à deux niveaux back-to-back pour turbine éolienne (2L-BTB)

1.7.2 Convertisseurs multiniveaux

Comme mentionné ci-dessus, la capacité de puissance des éoliennes ne cesse d'augmenter (même jusqu'à 10 MW), et il devient de plus en plus difficile pour une solution à deux niveaux traditionnelle 2L-BTB d'atteindre des performances acceptables avec les dispositifs de commutation disponibles. Pour les éoliennes à niveau de haute tension et grandes puissances, les topologies de convertisseur à plusieurs niveaux deviennent intéressantes et populaires [16].

En général, les convertisseurs multiniveaux peuvent être classés en trois catégories [13, 16]: structure NPC (Neutral point clamped), structure multicellulaires série ou cellules imbriqués (flying capacitor multi-level converters) et structure des cellules en cascade. Afin d'obtenir une conception rentable, les convertisseurs multiniveaux sont principalement utilisés dans les éoliennes de puissance à grande échelle de 3 à 7 MW. Plusieurs solutions possibles sont présentées ci-dessous.

A. Topologie back to back NPC à trois niveaux (3L-NPC BTB)

Le convertisseur NPC à trois niveaux est l'une des topologies multiniveaux les plus commercialisées sur le marché. Semblable au 2L BTB, il est généralement configuré comme une structure back to back dans le système d'éolienne, comme le montre la figure 1.11, qui est appelée 3L-NPC BTB pour plus de commodité.

Le 3L-NPC BTB peut atteindre une sortie de niveau de tension supplémentaire et moins de tension dv/dt par rapport au 2L-BTB, ainsi la taille du filtre peut être réduite pour la même puissance et tension. La fluctuation potentielle du point milieu dans le bus DC, était un inconvénient du BTB 3L-NPC. Ce problème a fait l'objet de nombreuses recherches et est résolu par la commande d'états de commutation redondants ou par l'introduction de circuits supplémentaires [16].

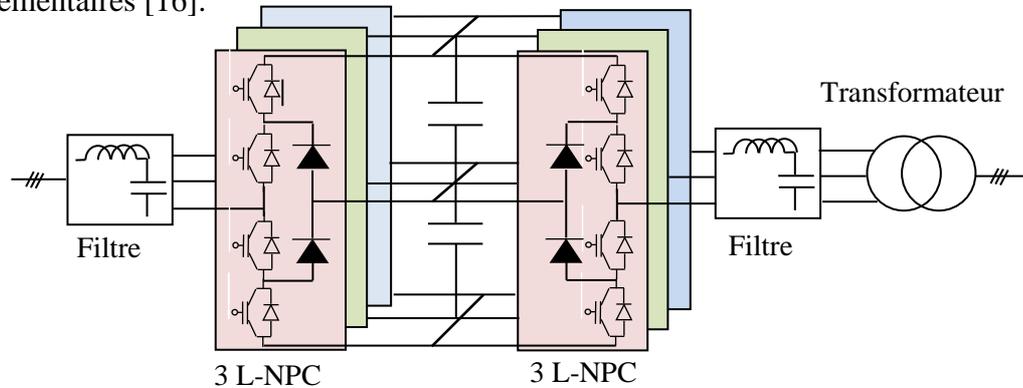


Figure 1. 11: Convertisseur NPC back-to-back à 3 niveaux pour éolienne (3L-NPC-BTB)

B. Topologie back to back de pont en H à trois niveaux (3L HB BTB)

La solution 3L-HB BTB est composée de deux convertisseurs triphasés à pont en H configurés dans une structure back to back, comme le montre la figure 1.12. Il atteint les mêmes performances de sortie que le 3L-NPC BTB, mais la répartition inégale des pertes et l'équilibrage des capacités peuvent être évitées. Ainsi, une charge plus efficace et égale des dispositifs de commutation de puissance ainsi qu'une capacité de conception plus élevée peuvent être obtenues [15]. De plus, comme seulement la moitié de la tension du bus continu DC est nécessaire par rapport au BTB 3L-NPC, il y a moins de connexion de condensateurs en série et aucun point milieu dans le bus DC.

Pependant, la solution 3L-HB BTB a besoin d'une structure d'enroulement ouverte dans le générateur ainsi que dans le transformateur afin de réaliser l'isolement entre chaque phase. Cette caractéristique présente à la fois des avantages et des inconvénients: d'une part, une capacité potentielle de tolérance aux pannes est obtenue si une ou même deux phases du générateur sont hors service, d'autre part, le coût supplémentaire, le poids, la perte et l'inductance / capacité dans les câbles peuvent être les principaux inconvénients, en particulier dans l'application éolienne.

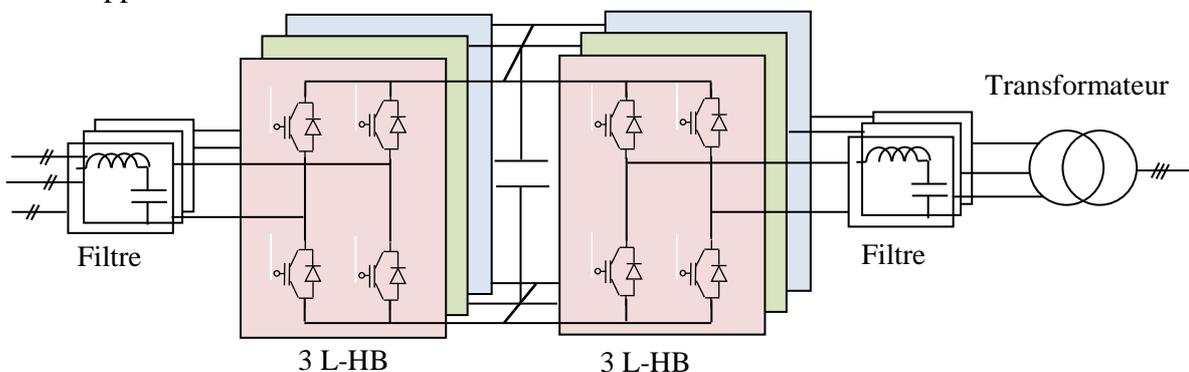


Figure 1. 12: Convertisseur à trois niveaux back to back en pont H (3L-HB-BTB)

C. Topologie back to back pont en H à cinq niveaux (5L HB BTB)

Le convertisseur 5L-HB BTB est composé de deux convertisseurs triphasés à pont en H utilisant des bras de commutation 3L-NPC, comme le montre la figure 1.13. Il s'agit d'une extension de la solution 3L-HB BTB, et partage les mêmes exigences pour le générateur et le transformateur à enroulement ouvert. Le 5L-HB BTB peut atteindre une sortie à cinq niveaux de tension et une amplitude de tension doublée par rapport à la solution 3L-HB BTB avec les mêmes dispositifs d'alimentation. Ces caractéristiques permettent un filtre de sortie plus petit et une intensité nominale inférieure dans les composants ainsi que dans les câbles [16]. Cependant, le convertisseur 5L-HB BTB introduit plus de dispositifs de commutation, une répartition des pertes inégale et de plus grands condensateurs de liaison continue.

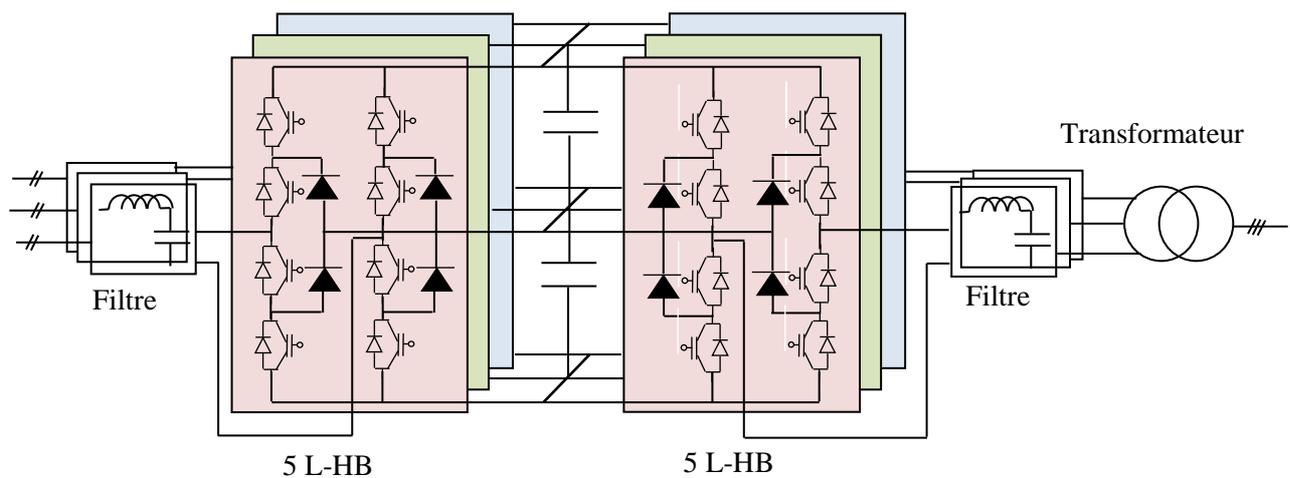


Figure 1. 13: Convertisseur à cinq niveaux back to back en pont H (5L-HB BTB)

1.7.3 Convertisseurs multicellulaires

Outre la solution des convertisseurs à multiniveaux, certaines configurations avec des convertisseurs à plusieurs cellules, c'est-à-dire une connexion parallèle / série de cellules de convertisseur, sont largement adoptées par l'industrie afin de gérer la croissance rapide en puissance des éoliennes.

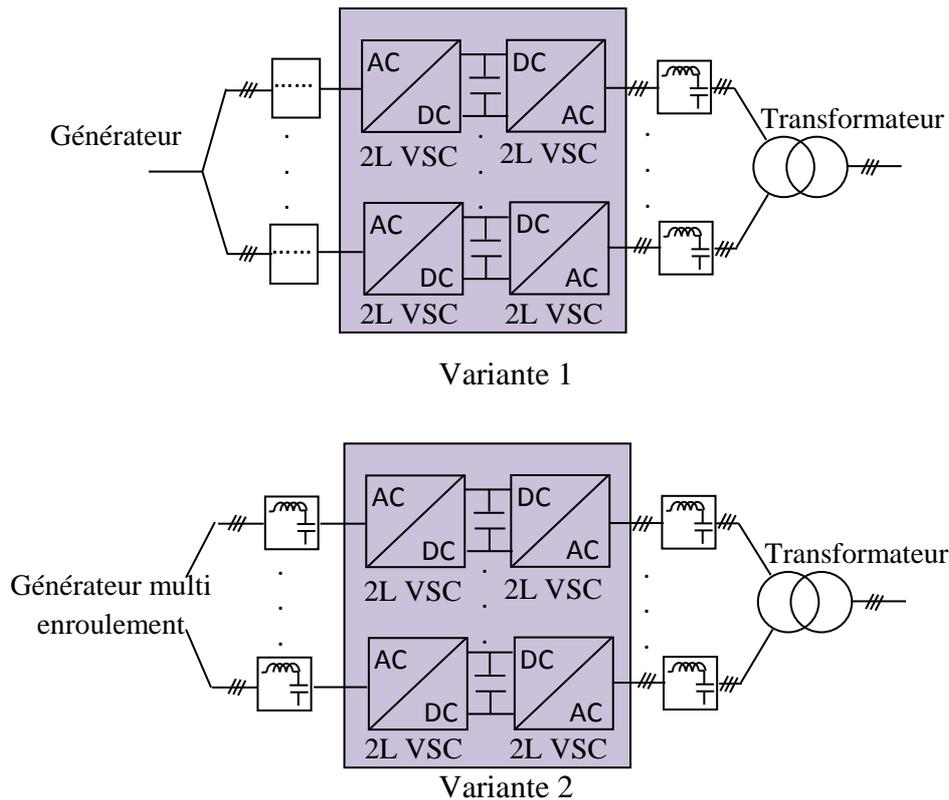


Figure 1. 14: Convertisseur multicellulaire avec convertisseur parallèle (MC-PCC). Variante 1, Variante 2

A. Convertisseur multicellulaire avec cellules de conversion en parallèle (MC-PCC)

La figure 1.14 a montré une solution multicellulaire adoptée par Gamesa [15]; qui ont utilisés plusieurs convertisseurs à 2 niveaux VSC 2L en parallèle du côté générateur ainsi que du côté réseau. Siemens introduit également la configuration similaire dans ses éoliennes multi-MW les plus vendues, comme indiqué sur la figure 1.14 b [14]. Les cellules de convertisseur à basse tension standard et éprouvées ainsi que les caractéristiques redondantes et modulaires sont les principaux avantages. Cette configuration de convertisseur est la solution industrielle de pointe pour les éoliennes supérieures à 3 MW.

B. Convertisseur en pont H en cascade avec transformateurs moyenne fréquence (CHBMFT)

Cette configuration partage l'idée similaire avec les convertisseurs de traction de prochaine génération [15, 16], comme le montre la figure 1.15. Cette configuration est formée de convertisseurs en pont H en cascade back to back, avec des convertisseurs DC / DC isolés par une interface galvanique. Les convertisseurs DC / DC ont un transformateur moyenne fréquence fonctionnant de plusieurs kHz à des dizaines de kHz, ce qui permet de réduire considérablement la taille du transformateur. De plus, en raison de la structure en cascade, il peut être directement connecté aux réseaux de distribution (10-20 kV), avec un signal de tension de sortie de meilleure qualité, une redondance et une conception sans filtre.

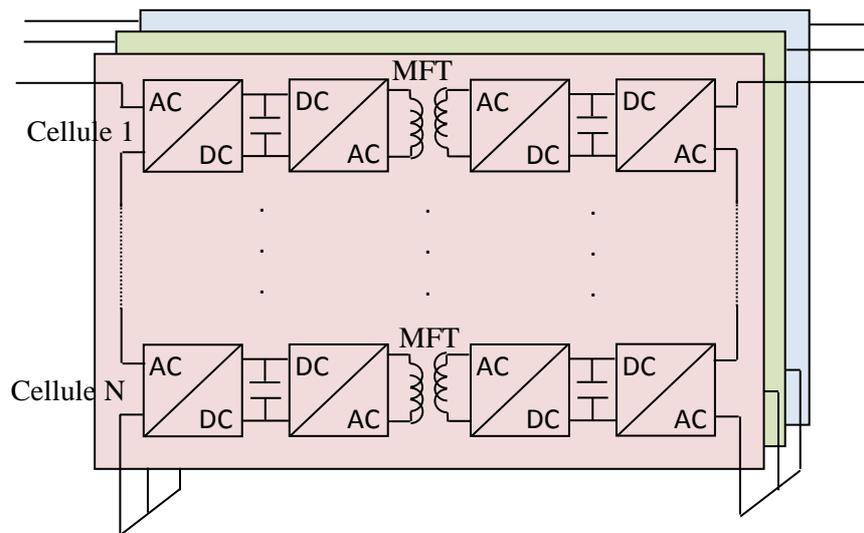


Figure 1. 15: Convertisseur en pont H en cascade avec transformateurs moyenne fréquence (CHB-MFT)

Cette solution deviendrait plus attirante si cette structure pouvait être placée dans la nacelle des éoliennes car le transformateur basse fréquence encombrant peut être remplacé par des dispositifs semi-conducteurs de puissance plus compacts et configurés de manière flexible.

C. Convertisseur multiniveaux modulaire (MMC)

Cette configuration partage l'idée similaire avec certains des convertisseurs émergents utilisés pour la transmission de courant continu à haute tension (HVDC) [15], comme le montre la figure 1.16. Il est également basé sur une structure back to back avec des cellules de conversion en cascade de 2L-VSC. Un avantage de cette configuration est la capacité de tension / puissance facilement évolutive; par conséquent, il peut atteindre une conversion de puissance élevée à des dizaines de kV avec une bonne modularité et redondance. Le filtre de sortie peut également être éliminé en raison de niveaux de tension considérablement élevés. Cependant, la tension nominale utilisable dans le système d'éolienne peut être considérablement limitée par les matériaux d'isolation du générateur. De plus, la fréquence fondamentale faible des sorties du générateur (ce qui est le cas normal pour le générateur synchrone MW) peut introduire de grandes fluctuations de tension continue dans les cellules du convertisseur du côté du générateur, et nécessite ainsi l'utilisation de condensateurs encombrants dans le système de convertisseur, ce qui n'est pas préférable pour la conception compacte.

On peut voir que, généralement, les convertisseurs multicellulaires ont des caractéristiques modulaires et redondantes qui peuvent contribuer à des performances plus tolérantes aux pannes mais, d'autre part, les trois configurations ont considérablement augmenté le nombre de composants, ce qui pourrait compromettre la fiabilité du système et augmenter le coût. Les avantages et les défauts globaux de ces convertisseurs multicellulaires utilisés dans l'application éolienne doivent encore être évalués.

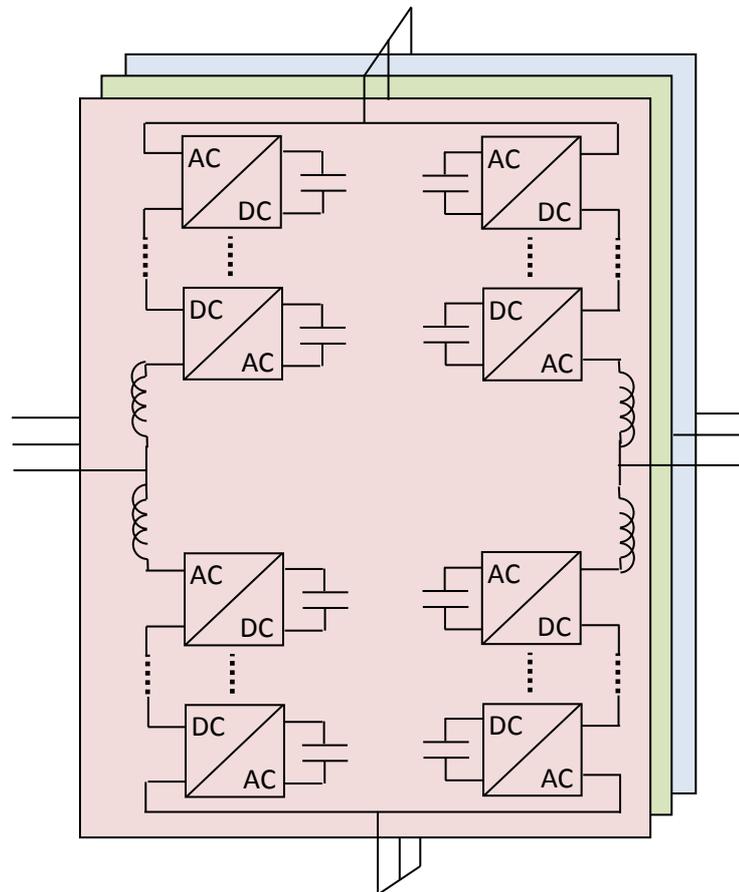


Figure 1. 16: Convertisseur multiniveaux modulaire (MMC)

D'autres technologies et topologies électroniques de puissance potentielles utilisées dans l'application éolienne peuvent être trouvées dans [17]

1.8 APERÇU SUR LES TECHNIQUES DE COMMANDE NUMERIQUE

Le développement de techniques de commande pour les convertisseurs de l'électronique de puissance est un sujet de recherche en cours. Un résumé des techniques de commande les plus établies, ainsi que celles qui sont prometteuses pour un développement futur. La commande par hystérésis et les commandes linéaires sont largement acceptées par l'industrie de l'électronique de puissance. Les techniques de commande avancées comprennent les méthodes de réglage par mode glissant, les commandes prédictives et intelligentes. Les schémas fonctionnels illustrant le principe de la mise en œuvre de ces techniques de commande sont représentés sur les figures 1.17 à 1.24. D'autre part, chaque catégorie, inclus de nombreuses autres classes ou variantes. Un convertisseur à deux niveaux qui est connecté à la charge / moteur / réseau est utilisé comme exemple pour la discussion des techniques de contrôle. Le filtre harmonique côté charge / moteur / réseau n'est pas représenté pour simplifier les schémas. Le contrôle des variables est montré dans un plan naturel (abc) pour mieux comparer les différents contrôleurs, mais comme démontré dans la littérature, il est également possible de contrôler les variables dans des plans de référence stationnaires ($\alpha\beta$) ou synchrones (dq) [18].

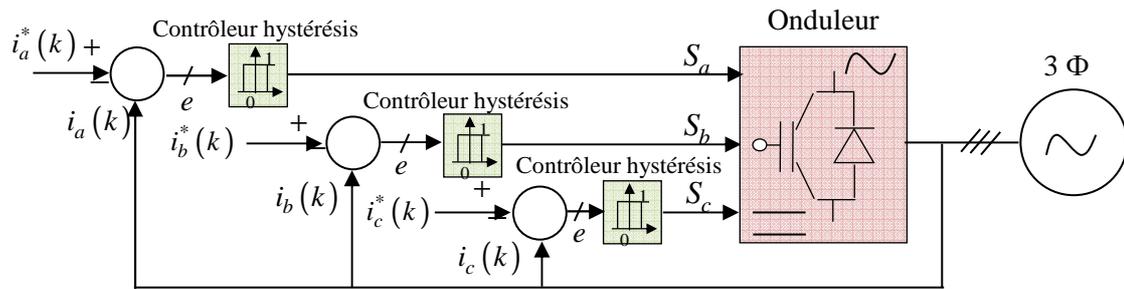


Figure 1. 17: Schéma de contrôle du courant par Hystérésis.

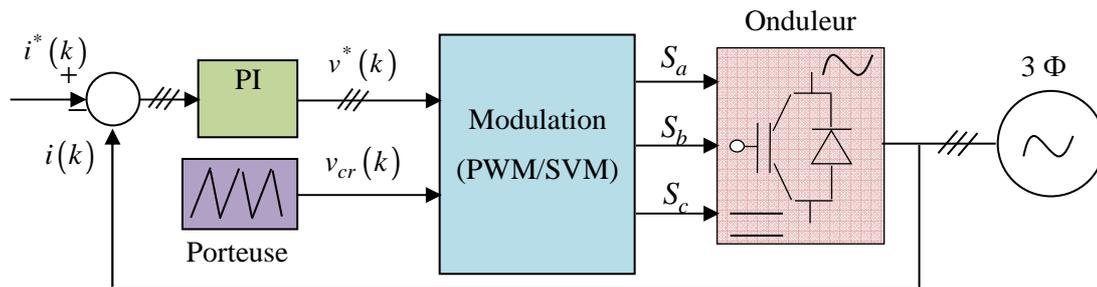


Figure 1. 18: Schéma de commande linéaire de courant utilisant un régulateur PI et SVM

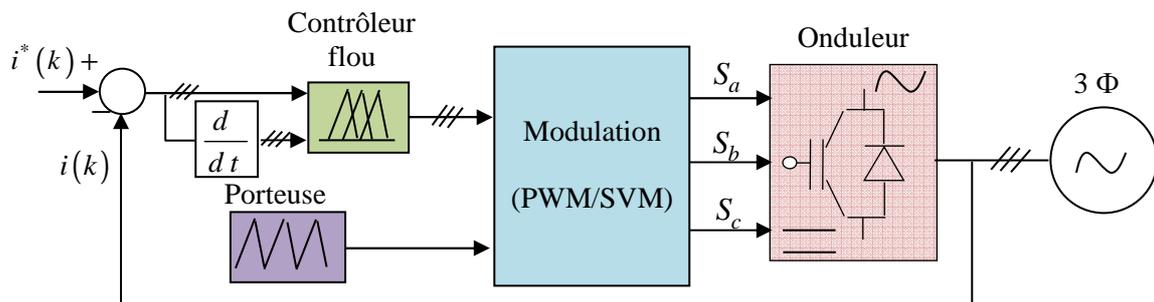


Figure 1. 19: Schéma de commande par la logique floue utilisant SVM

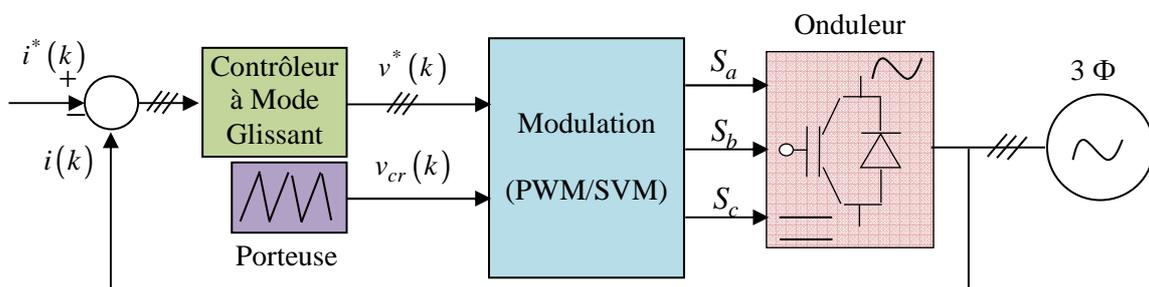


Figure 1. 20: Schéma de contrôle du courant en mode glissant utilisant SVM.

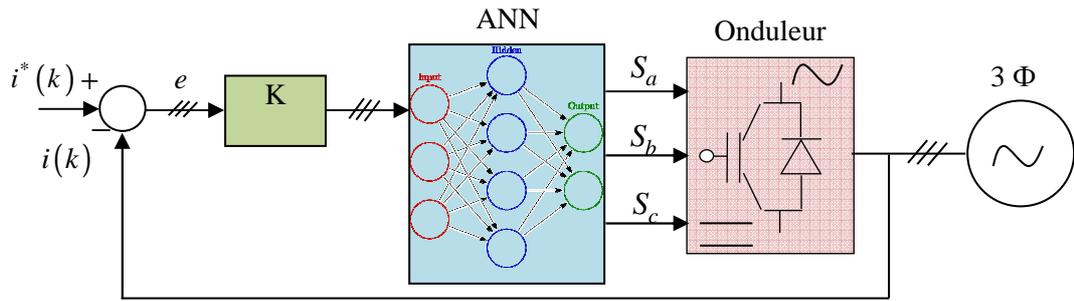


Figure 1. 21: Schéma de contrôle de courant basé sur l'ANN

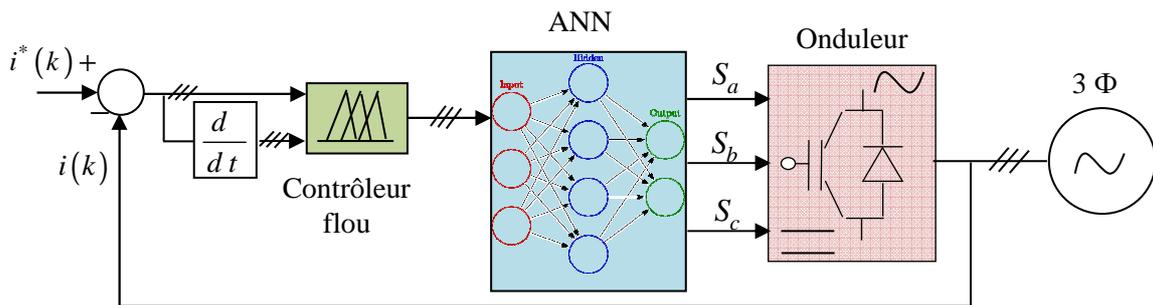


Figure 1. 22: Schéma de commande par la logique floue utilisant la modulation ANN

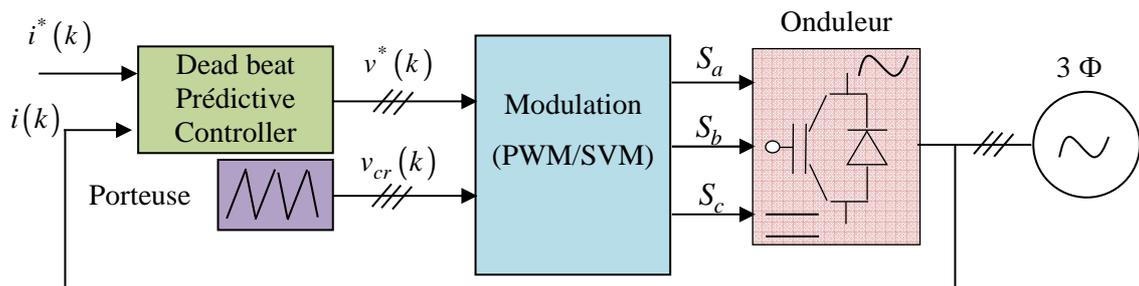


Figure 1. 23: Contrôle de courant prédictif Deadbeat avec SVM

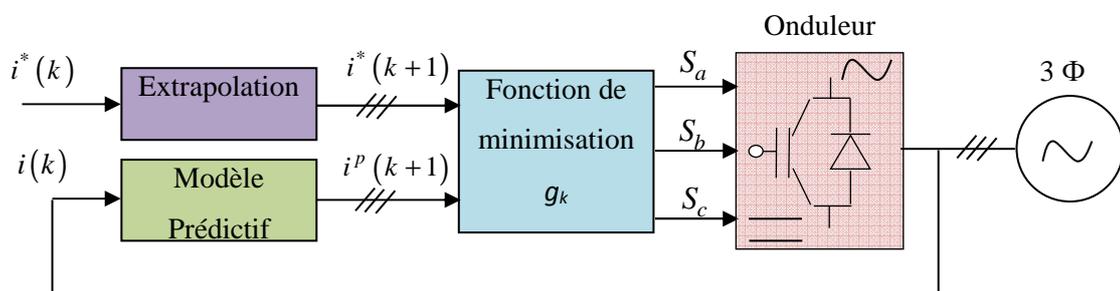


Figure 1. 24: Schéma de contrôle prédictif Finite set control (FCS-MPC)

1.9 COMMANDES CLASSIQUES

Cette section introduit deux techniques classiques de réglage du courant, à savoir l'hystérésis et les commandes linéaires.

1.9.1 Commande par hystérésis

Un schéma de contrôle du courant d'hystérésis est illustré à la figure 1.17. Ce contrôleur est considéré comme étant une méthode non linéaire [19, 20, 21]. Les courants mesurés sont comparés aux courants de référence à l'aide de contrôleurs à hystérésis, et les signaux de commande sont générés sur la base du suivi de référence. L'erreur dans le suivi de référence peut être réduite en réduisant la largeur de bande d'hystérésis. Il s'agit d'un concept simple et utilisé depuis l'ère des plates-formes de contrôle analogiques. Il est important de noter qu'aucun modulateur n'est requis avec cette méthode et que la fréquence de commutation du convertisseur varie donc en fonction des paramètres du filtre, des conditions de fonctionnement et de la largeur de bande d'hystérésis [22]. La fréquence de commutation incontrôlable est l'un des inconvénients majeurs de ce contrôleur et de nombreux travaux de recherche ont été effectués dans le but d'améliorer les performances de ce contrôleur. Des versions plus avancées de cette méthode incluent le contrôle direct du couple (DTC) [1, 19] et le contrôle direct de la puissance (DPC) [18,23]. Dans la méthode DTC, le couple et le flux du système d'entraînement sont contrôlés, tandis que dans le cas de la DPC, les puissances active et réactive du réseau sont contrôlées directement. Les contrôleurs d'hystérésis produisent des signaux d'erreur et une recherche génère (une loi de commande) les signaux de commutation vers le convertisseur en fonction des amplitudes relatives des signaux d'erreur (couple et flux en DTC; puissances actives et réactives en DPC). Afin de mettre en œuvre ces méthodes sur des plateformes numériques, une fréquence d'échantillonnage très élevée est nécessaire pour forcer les variables dans les limites de la bande d'hystérésis. [22]

1.9.2 Commandes linéaires

Afin de résoudre les principaux inconvénients du contrôleur d'hystérésis, des techniques de commande linéaire ont été proposées qui permettent de linéariser le **convertisseur** non linéaire. Pour ce faire, des régulateurs linéaires en cascade, généralement des contrôleurs du type proportionnel intégral (PI) et un étage de modulation sont utilisés. Les schémas de modulation les plus couramment utilisés sont la modulation de largeur d'impulsion (PWM), la modulation vectorielle spatiale (SVM) et l'élimination sélective des harmoniques [23, 24, 25]. Une technique de contrôle de courant linéaire utilisant SVM est illustrée à la figure 1.18. Les courants de charge sont comparés à leurs références, et le signal d'erreur est traité par les régulateurs PI et la tension de charge de référence est générée en conséquence. Avec la modulation PWM, le signal de référence est comparé au signal triangulaire pour générer les signaux de commande pour le convertisseur [26]. La SVM est reconnue comme une méthode efficace car elle offre de meilleures performances en termes d'harmoniques et une utilisation améliorée de la tension du bus continu par rapport au PWM. Avec le SVM, les vecteurs les plus proches du vecteur de tension de référence sont sélectionnés sur la base du calcul du temps et de la conception du schéma de commutation [23, 24]. Le SVM implique plusieurs étapes de conception et une modélisation complexe, ce qui entraîne une charge de calcul plus élevée que le PWM.

Le schéma de commande linéaire utilisant PWM / SVM fonctionne avec une fréquence de commutation fixe, et cette valeur est dictée par la fréquence porteuse. La valeur d'erreur est minimale dans le plan dq par rapport aux plans $\alpha\beta$ et abc . Les paramètres du régulateur PI sont conçus pour une condition de fonctionnement (généralement nominale) et

si le convertisseur fonctionne dans différentes conditions de fonctionnement, les performances de contrôle se détériorent et des problèmes de stabilité peuvent éventuellement survenir [18]. Étant donné que le contrôleur linéaire est appliqué au convertisseur de puissance qui est de nature non linéaire, les performances obtenues sont asymétriques et varient en fonction des conditions de fonctionnement. L'hypothèse du modèle linéaire donne des performances favorables uniquement si une modulation à large bande passante est utilisée. Ce scénario conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation élevée qui augmente par conséquent les pertes de commutation. De plus, lorsque le convertisseur fonctionne à une fréquence de commutation inférieure, l'amplitude des harmoniques d'ordre inférieur augmente considérablement et entraîne une mauvaise qualité de puissance [18]. De nombreux travaux de recherche ont été effectués pour résoudre ce problème et d'autres sont en cours.

Les techniques de commande linéaire ont été largement utilisées dans l'industrie des entraînements et les systèmes énergétiques. Pour contrôler le couple et le flux du moteur asynchrone de manière découplée, une commande du champ orienté (FOC) est utilisée. Cela implique des transformations de coordonnées de référence, l'utilisation de plusieurs contrôleurs PI, des filtres passe-bas et un étage de modulation. Semblable au FOC, la commande en tension orientée (VOC) est utilisée pour contrôler le convertisseur connecté au réseau [7]. En utilisant le schéma VOC, un contrôle découplé de la tension du bus continu et de la puissance réactive du réseau peut être obtenu. En VOC, les harmoniques de la tension du réseau détériorent les performances de contrôle [27]. Avec l'hystérésis et les techniques de contrôle linéaire, les contraintes du système et les exigences techniques telles que le courant maximal, la mise en forme du spectre de tension de charge, la réduction des pertes de commutation et la minimisation de la distorsion harmonique totale (THD), ne peuvent pas être facilement intégrées dans la conception du schéma de contrôle.

1.10 COMMANDES INTELLIGENTES

Le contrôle intelligent comprend diverses techniques de contrôle, telles que les systèmes experts, la logique floue, le réseau de neurone artificiel (ANN) et les algorithmes génétiques [28]. Dans cette section, la régulation du courant de charge par commande floue et ANN est brièvement discutée.

1.10.1 Commande par logique floue

Comme le montre la figure 1.19, le régulateur PI est remplacé par le contrôleur flou (FLC) qui peut être considéré comme étant une technique de contrôle non linéaire et le meilleur parmi les contrôleurs adaptatifs. L'erreur de suivi de référence du courant de charge et sa dérivée sont utilisées comme entrée pour le contrôleur flou, qui à son tour intègre l'expérience, les connaissances et l'intuition du concepteur sous la forme de fonctions d'appartenance et de règles de contrôle «si-alors». Étant donné que les convertisseurs de puissance sont de nature non linéaire, la robustesse du système lors des variations de paramètres peut être améliorée en utilisant le contrôleur flou même sans la connaissance d'un modèle exacte du convertisseur et de ses paramètres. Comparé au régulateur linéaire PI, le FLC offre une réponse dynamique supérieure pour toutes les conditions de fonctionnement. Néanmoins, ce schéma ne peut atteindre de bonnes performances de contrôle qu'avec la

connaissance experte basée sur le raisonnement heuristique des concepteurs et des règles de contrôle précises.

1.10.2 Commande neuronale :

La régulation du courant de charge basée sur ANN est illustrée à la figure 1.21 [18]. Comparé à d'autres contrôleurs intelligents, l'ANN représente la forme la plus générique des neurones biologiques du cerveau. Dans ce schéma de commande, les signaux d'erreur de suivi de courant sont appliqués à l'entrée du réseau à travers un gain ou un facteur d'échelle (K) approprié. Le modulateur ANN produit des signaux de commutation vers le convertisseur de puissance. L'étape de modulation est réalisée par un réseau de neurones aux poids correspondants. Chaque neurone ajuste ensuite son poids avec un processus d'entraînement approprié pour atteindre les performances de contrôle requises. Un fonctionnement à fréquence de commutation constante est obtenu avec cette approche. L'inconvénient majeur du contrôle basé sur ANN est qu'il nécessite un apprentissage hors ligne avant de pouvoir être utilisé dans des applications pratiques.

Les systèmes experts, la logique floue, le réseau neurone artificiel (ANN) et les algorithmes génétiques appartiennent à la famille des techniques de contrôle intelligent. Comme le montre la figure 1.22, dans cette approche de commande, le contrôleur PI est remplacé par le contrôleur à logique floue. L'erreur de suivi de référence de courant de charge et sa dérivée sont utilisées comme entrée pour le contrôleur flou. Ce contrôleur intègre l'expérience, les connaissances et l'intuition de l'opérateur / concepteur de convertisseur sous la forme de fonctions d'appartenance. Étant donné que les convertisseurs de puissance sont de nature non linéaire, la robustesse du système lors des variations de paramètres peut être améliorée en utilisant le contrôleur flou sans connaître le modèle de convertisseur exact. C'est également une classe de techniques de contrôle non linéaire, et positivement la meilleure parmi les contrôleurs adaptatifs [29] [30] .

1.11 CONCLUSION

Dans ce chapitre, un aperçu sur le système de conversion éolien est présenté, décrivant tout d'abord les technologies de l'énergie éolienne qui sont principalement classées selon divers critères, puissance électrique de l'éolienne, schéma de régulation de la puissance aérodynamique, alignement de l'arbre de l'éolienne par rapport au sol (axe vertical et horizontal), type d'application (autonome et connectée au réseau) et vitesse de fonctionnement (vitesse fixe ou variable),

L'accent étant mis aussi sur les convertisseurs de puissance à grande échelle, une variété de configurations ont été étudiées. Dans chaque catégorie, de nouvelles configurations de convertisseurs sont proposées sur la base de la littérature existante et des technologies commerciales.

Les techniques de contrôle des convertisseurs les plus récentes sont passées en revue, suivies de l'explication des différentes classes de techniques de contrôle. La mise en œuvre de différentes techniques de contrôle du courant de sortie est présentée ainsi que leurs principales caractéristiques et défis.

Chapitre 2

2 CONTROLE CLASSIQUE DE LA CHAINE EOLIENNE COTE GENERATRICE

2.1 INTRODUCTION

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de courant, etc, tout en assurant la stabilité, rapidité et un rendement le plus élevé possible.

Le développement des techniques de contrôle des machines électriques et les convertisseurs d'électroniques de puissance ont vu l'émergence de différentes structures basées sur la commande vectorielle, commande par hystérésis et la commande directe du couple (DTC). Ces techniques sont largement acceptées par l'industrie de l'électronique de puissance.

Le but de ce chapitre est de définir une première stratégie du type contrôle vectoriel et contrôle direct du couple, compatible avec des onduleurs de tension multiniveaux ayant un nombre de niveaux quelconque. A ce stade d'étude, il s'agit d'assurer la stabilité de la régulation des principales grandeurs de la machine (courants, couple et flux rotorique). Les critères tels que l'état du convertisseur statique (équilibre des tensions des condensateurs), le contenu harmonique des principales grandeurs et la maîtrise de la fréquence de commutation fait partie de cette étude dans ce chapitre.

2.2 CONFIGURATION DU SYSTEME DE CONVERSION D'EOLIENNE ET FLUX DE PUISSANCE

2.2.1 Configuration du système de conversion d'éolienne

Le schéma de principe de la machine asynchrone double alimentation dans un système de conversion éolien (MADA) avec convertisseur statique à deux niveaux connecté en back to back (BTB) (2L-VSC) est illustré à la figure 2.1 [7]. Cette configuration est également appelée topologie Scherbius dans l'industrie des entraînements électriques. Un transformateur élévateur à trois enroulements est utilisé pour connecter les bornes du stator et du rotor de la MADA au point de connexion commun (PCC) d'une ferme éolienne. Les bornes du stator sont connectées au PCC via un transformateur élévateur. Les bornes du rotor sont connectées au PCC, lorsqu'on utilise une conception de stator à moyenne tension. Le convertisseur côté générateur (CCG) est connecté aux enroulements du rotor par l'intermédiaire de bagues collectrices et balais. Le convertisseur côté réseau (CCR) est connecté au PCC via un filtre harmonique et un transformateur élévateur. Le convertisseur de puissance dans un circuit de rotor traite la puissance de glissement, qui représente environ 30% de la puissance nominale du générateur. Par conséquent, la puissance nominale du convertisseur BTB VSC ne représente que 30% de la puissance nominale du générateur. Par exemple, une MADA de 2,5 MW ne nécessite qu'un convertisseur de puissance de 0,75 MW.

Les convertisseurs CCG et CCR sont reliés par un condensateur à liaison DC. Le convertisseur BTB VSC permet de circuler un flux de puissance dans les deux sens dans un circuit de rotor (la puissance peut circuler du rotor au réseau ou vice versa), dans une plage de vitesse élevée ($\pm 30\%$ de la vitesse synchrone).

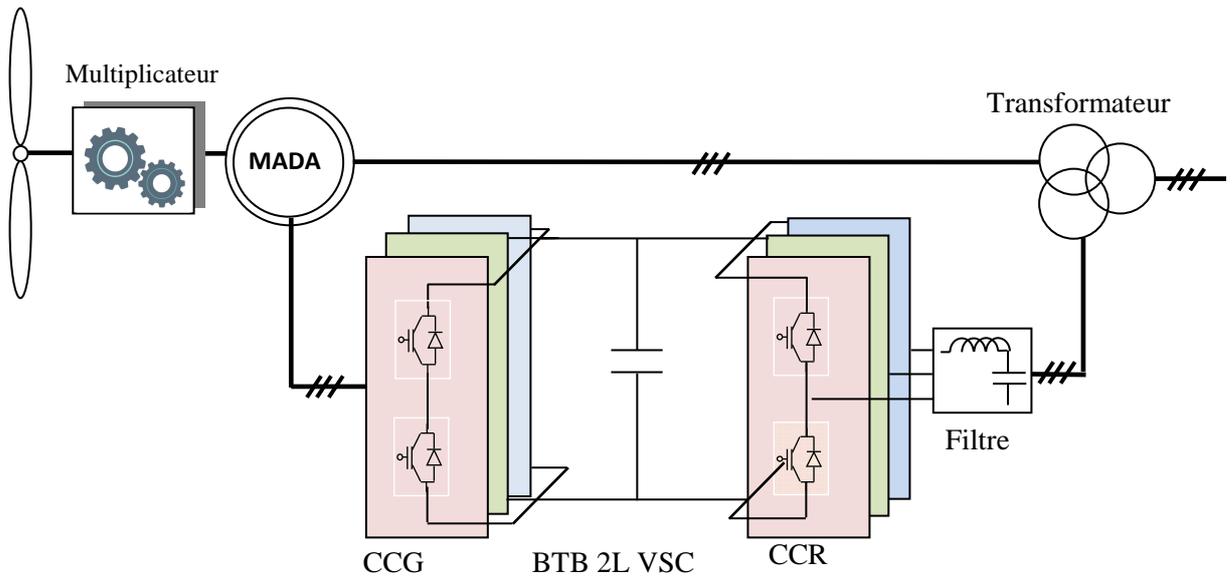


Figure 2. 1 : Schéma fonctionnel de la MADA dans l'éolienne avec BTB 2L-VSC.

En contrôlant le CCG, les puissances active et réactive du stator de la génératrice sont contrôlées de manière découplée de sorte que le fonctionnement MPPT peut être obtenu tout en maintenant le facteur de puissance à l'unité dans PCC. La MADA est fréquemment utilisée dans les éoliennes modernes en raison de son faible coût de conversion, de ses pertes de puissance réduites et de sa pleine contrôlabilité sur la puissance active et réactive [7].

2.2.2 Flux de puissance dans les éoliennes à base de la MADA

Le flux de puissance dans les éoliennes à base de la MADA alimentées par un convertisseur BTB VSC est illustré par la figure 2.2. Afin de simplifier l'analyse, les pertes du multiplicateur, de la génératrice, du convertisseur statique et du filtre harmonique sont négligées. Compte tenu de cette hypothèse, la puissance de sortie de l'éolienne devient égale à la puissance d'entrée mécanique de la génératrice P_m . Selon la vitesse du vent, la MADA fonctionne en dessous de la vitesse synchrone ω_s (mode hypo-synchrone) ou au-dessus de la vitesse synchrone ω_s (mode hyper synchrone). Pour toute la plage de vitesse du vent, la puissance de sortie du stator P_s circule du stator vers le réseau. Cependant, la direction de la puissance rotorique P_r (ou des courants) dépend du mode de fonctionnement. Lors d'un fonctionnement hypo-synchrone, la puissance P_r circule du réseau vers le rotor de la machine. Cependant, lors du fonctionnement hyper synchrone, l'écoulement de la puissance P_r s'effectue à partir du rotor de la MADA vers le réseau. Pendant le mode hyper synchrone, la puissance P_m est divisée en P_s et P_r et est délivrée au réseau par les enroulements du stator et du rotor. Pendant le mode hypo-synchrone, les puissances P_m et P_r sont fournies au réseau par l'enroulement de stator. Les enroulements du stator ne sont pas surchargés car P_m devient considérablement faible pendant le fonctionnement en mode hypo-synchrone. Cette analyse est traduite par l'équation (2.1) :

$$|P_s| = \begin{cases} |P_m| + |P_r| & \text{Mode hyposynchrone} \\ |P_m| - |P_r| & \text{Mode hypersynchrone} \end{cases} \quad (2.1)$$

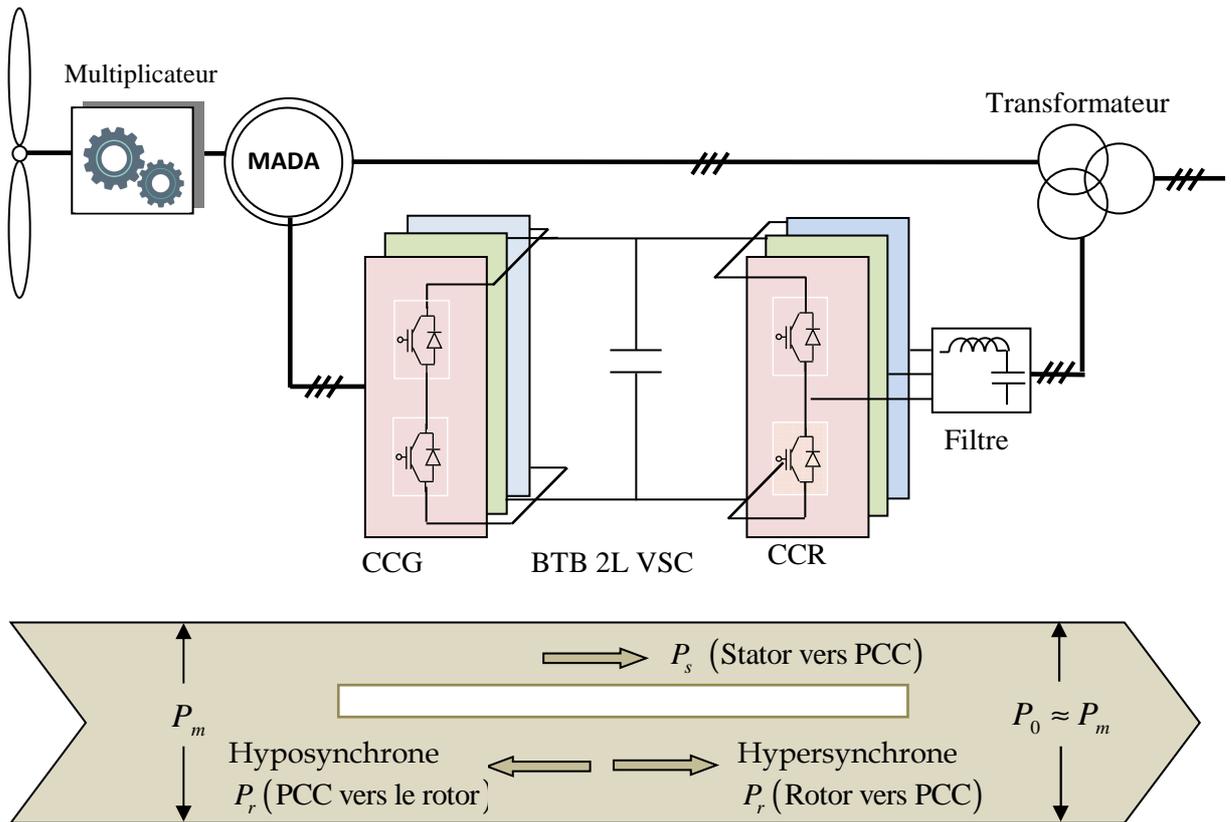


Figure 2. 2 : Diagramme de flux de puissance de la MADA basés sur BTB VSC.

2.3 CONTROLE LINEAIRE DE LA MADA

Le contrôle à flux orienté (FOC) est une invention importante dans le domaine des entraînements électriques. Cette technique permet de réaliser un découplage du couple et du flux dans les moteurs à courant alternatif similaire aux machines à courant continu à excitation séparée. Le schéma fonctionnel du FOC d'une MADA utilise une structure de contrôle en cascade avec une boucle de contrôle de vitesse externe, une boucle de contrôle de courant interne et un étage de modulation pour produire des signaux de commutation pour un convertisseur côté générateur (figure 2.3).

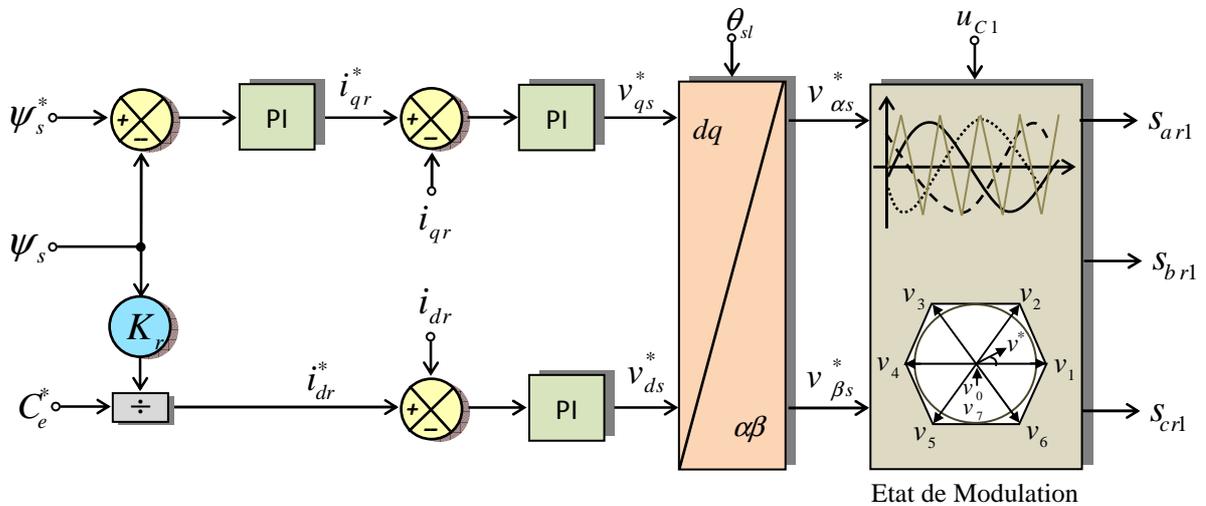


Figure 2. 3 : Schéma fonctionnel de la commande FOC.

Le FOC peut être réalisé par deux approches : (1) FOC direct (DFOC) et (2) FOC indirect (IFOC). Le schéma de principe FOC illustré par la Figure 2.3 s'applique à la fois au DFOC et à l'IFOC. Cependant, les deux approches utilisent différentes méthodes pour estimer ψ_s et θ_{sl} (figure 2.4). Le DFOC utilise des tensions et des courants statoriques triphasés (V_s et i_s) pour estimer directement ψ_s et θ_{sl} . Dans le cas de IFOC, ψ_s et θ_{sl} sont estimés indirectement à l'aide de courants statoriques triphasés et la vitesse électrique du rotor ω_r . La méthode IFOC est plus populaire que DFOC en raison de sa simple mise en œuvre et de ses meilleures performances sur toute la plage de vitesse. Le détail du DFOC et IFOC est présenté à l'annexe 1

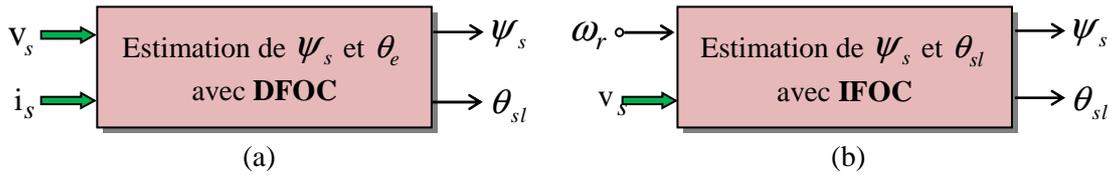


Figure 2. 4: Estimation de ψ_r et θ_e avec (a) DFOC et (b) IFOC.

Le schéma de la commande FOC peut être utilisé dans la MADA pour obtenir de meilleures performances dynamiques élevées lors d'un fonctionnement à vitesse variable [16]. Trois référentiels sont couramment utilisés pour concevoir et analyser des schémas FOC pour la MADA: (1) un référentiel fixé au stator ($\alpha\beta$), (2) un référentiel fixé au rotor (xy) et (3) un référentiel synchrone (dq) fixé soit au flux statorique soit à la tension statorique. Le référentiel synchrone est couramment utilisé pour découpler les courants rotoriques en composants actifs (ou couple) et réactifs. Les courants rotoriques des axes dq sont ensuite contrôlés indépendamment en utilisant le schéma fonctionnel du FOC donné à la Figure 2.3. L'angle de stator θ_s et l'angle de glissement θ_{sl} sont nécessaires pour réaliser le FOC, deux méthodes sont couramment utilisées pour l'estimation de θ_s et θ_{sl} : (1) contrôle à flux statorique orienté (SFOC); (2) commande à tension statorique orientée (SVOC).

2.3.1 Commande à flux statorique orienté

La figure 2.5 montre le schéma de principe du SFOC pour l'estimation de θ_s et θ_{sl} . Le SFOC a été employé dans premières éoliennes commerciale à base de la MADA. Le schéma SFOC est une version simplifiée du schéma DFOC.

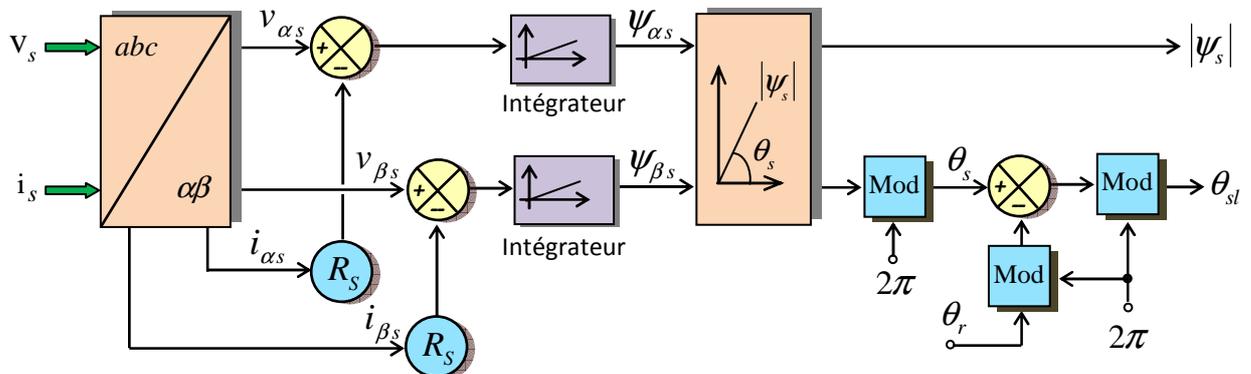


Figure 2. 5 : Estimation de l'angle de flux statorique et de l'angle de glissement avec le schéma SFOC.

Les tensions statoriques triphasées, les courants (V_s et i_s) et l'angle électrique du rotor mesuré θ_r sont utilisés par le SFOC pour estimer θ_s et θ_{sl} . Les valeurs V_s et i_s sont transformées dans le plan $\alpha\beta$ à l'aide de la transformation abc / $\alpha\beta$.

A l'aide d'estimation des tensions et courants statoriques des axes $\alpha\beta$ et de la résistance de l'enroulement statorique R_s , les composantes de flux statoriques dans le plan $\alpha\beta$ sont obtenues par ce qui suit [31]

$$\begin{aligned}\psi_{\alpha s} &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \psi_{\beta s} &= \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt\end{aligned}\quad (2.2)$$

L'angle du vecteur de flux statorique est alors calculé comme suit:

$$\theta_s = \text{tang}^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \quad (2.3)$$

L'angle de glissement est alors obtenu en soustrayant θ_r de θ_s , c'est-à-dire:

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r \quad (2.4)$$

L'angle de flux statorique θ_s , l'angle de position électrique du rotor θ_r et l'angle de glissement θ_{sl} sont transformés dans la plage "0 à 2π " à l'aide d'une fonction de module. La fonction module fait que l'angle de flux statorique θ_s passe de 0 à 2π lorsque le vecteur tension statorique V_s effectue un tour dans l'espace.

2.3.2 Commande à tension statorique orientée (SVOC)

Comme mentionné précédemment, les bornes du stator de la MADA sont connectées directement au réseau ou via un transformateur élévateur. Dans des conditions de fonctionnement idéales, l'angle de tension statorique θ_s est obtenu à partir des tensions de réseau de l'axe $\alpha\beta$ comme suit:

$$\theta_s = \text{tang}^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}} \right) \quad (2.5)$$

Cependant, pour compenser les harmoniques et les distorsions de la tension statorique dans des conditions de fonctionnement réelles, une boucle à verrouillage de phase (PLL) peut être utilisée pour estimer θ_s [15]. Le schéma SVOC utilise des tensions statoriques triphasées V_s et θ_r pour estimer θ_s et l'angle de glissement θ_{sl} (figure 2.6).

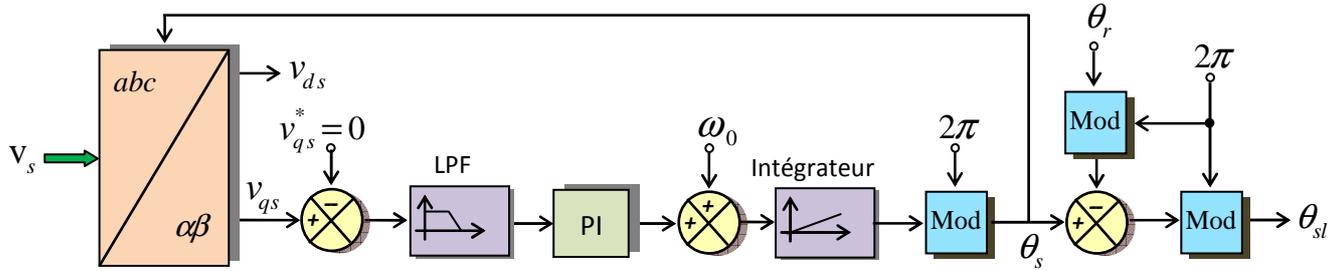


Figure 2. 6: Estimation de l'angle de tension du stator et de l'angle de glissement avec le schéma SVOC.

Un diagramme vectoriel spatial pour le schéma SVOC est illustré à la figure (2.7) lorsque la MADA fonctionne avec un facteur de puissance unitaire en mode hyper-synchrone [16]. L'alignement de l'axe d avec le vecteur tension statorique V_s est appelé tension statorique orientée SVOC. Par conséquent, la tension de réseau de l'axe q devient nulle, c'est-à-dire,

$$v_{qs} = 0, \quad v_{ds} = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \quad (2.6)$$

où V_s représente le module du vecteur tension statorique ou la tension crête du stator.

La vitesse de rotation de synchronisme est donnée par

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (2.7)$$

où f_s est la fréquence du stator ou du PCC.

Tous les phaseurs spatiaux liés au stator de la figure 2.7 tournent à la valeur ω_s . Le rotor se déplace dans l'espace à la valeur ω_r . L'angle de tension du stator θ_s et l'angle de position du rotor θ_r sont tous deux référencés au stator. Le vecteur du courant statorique est aligné avec le vecteur tension statorique V_s mais est déphasé de 180° en raison de facteur de puissance unitaire et du fonctionnement en mode générateur. Les vecteurs de tension et de courant du rotor V_r et i_r sont également décomposés en axes dq à l'aide de l'angle de glissement θ_{sl} . Le système de commande numérique pour le CCG contrôle les tensions et les courants du rotor d'axe dq de telle sorte que les objectifs de contrôle pour la MADA, tels que le fonctionnement MPPT et le contrôle des fermes éoliennes à facteur de puissance unitaire, sont atteints.

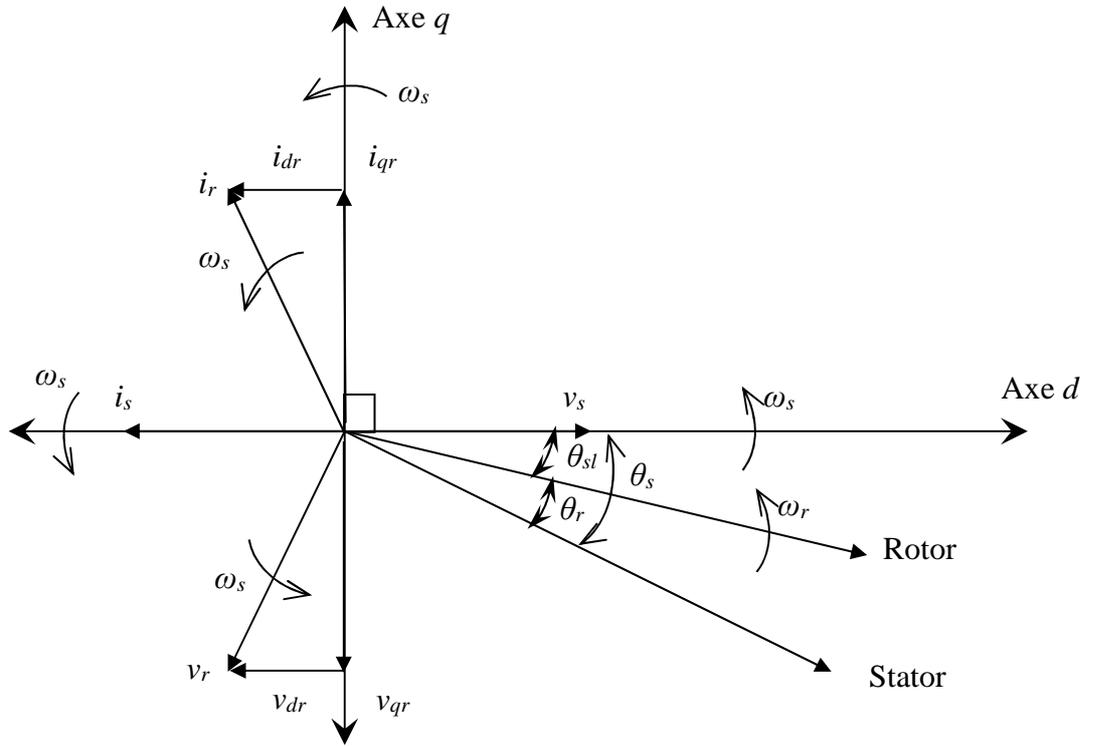


Figure 2. 7 : Diagramme vectoriel spatial de la MADA avec SVOC en mode hyper-synchrone

2.4 MODÉLISATION DE LA GÉNÉRATRICE MADA

Dans cette section, la modélisation de la MADA est analysée en référentiel synchrone et est fixée au vecteur tension statorique (schéma SVOC). La corrélation entre les courants rotoriques et les puissances active et réactive du stator est également établie

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \frac{d}{dt} \psi_{sdq} + j \omega_s \psi_{sdq} \quad (2.8)$$

$$V_{rdq} = R_r I_{rdq} + \frac{d}{dt} \psi_{rdq} + j (\omega_s - \omega_r) \psi_{rdq} \quad (2.9)$$

où

$V_{sdq} = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$ et $V_{rdq} = [V_{dr} \ V_{qr}]^T$ sont les vecteurs de tension statorique et rotorique (V).

$I_{sdq} = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$ et $I_{r, dq} = [i_{dr} \ i_{qr}]^T$ sont les vecteurs de courant statorique et rotorique (A).

$\psi_{sdq} = [\psi_{ds} \ \psi_{qs}]^T$ et $\psi_{rdq} = [\psi_{dr} \ \psi_{qr}]^T$ sont les vecteurs de flux statorique et rotorique (Wb).

R_s et R_r sont les résistances d'enroulement du stator et du rotor (Ω).

$\omega_{sl} = (\omega_s - \omega_r)$ est la vitesse angulaire de glissement (rad / s).

Pendant le fonctionnement en régime permanent, les termes dérivés dans les équations (2.8) et (2.9) deviennent nuls. Le vecteur de flux statorique est obtenu à partir de l'équation (2.8) comme suit:

$$\Psi_{sdq} = \frac{V_{sdq} - R_s I_{sdq}}{j\omega_s} \quad (2.10)$$

qui peut être décomposé selon les axes d et q comme suit :

$$\Psi_{ds} = \frac{v_{ds} - R_s i_{ds}}{\omega_s}, \quad \Psi_{qs} = \frac{v_{qs} - R_s i_{qs}}{\omega_s} \quad (2.11)$$

Alternativement, les vecteurs de flux de stator et de rotor sont définis comme suit:

$$\Psi_{sdq} = L_s i_{sdq} + L_m i_{rdq} \quad (2.12)$$

$$\Psi_{rdq} = L_r i_{rdq} + L_m i_{sdq} \quad (2.13)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}, \quad \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.14)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad \Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (2.15)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (2.16)$$

où L_{ls} et L_{lr} sont les inductances de fuite du stator et du rotor (H) et L_m représente l'inductance magnétisante (H). L_s et L_r sont les auto-inductances du stator et du rotor (H), respectivement.

Le couple électromagnétique est défini comme suit:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (2.17)$$

Où p représente le nombre de paires de pôles de la MADA.

Les puissances active et réactive du stator sont exprimées en termes de tensions et de courants statoriques en dq comme suit:

$$P_s = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (2.18)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs})$$

Avec le schéma SVOC, la tension statorique de l'axe q devient nulle. En conséquence, les expressions des puissances active et réactive du stator sont modifiées comme suit:

$$\left. \begin{aligned} P_s &= \frac{3}{2} v_{ds} i_{ds} \\ Q_s &= -\frac{3}{2} v_{ds} i_{qs} \end{aligned} \right\} \text{ pour } v_{qs} = 0 \quad (2.19)$$

2.4.1 Relation entre les courants du rotor et les exigences de commande

Dans les éoliennes à base de la MADA, le fonctionnement MPPT est obtenu en contrôlant P_s (boucle de commande de couple électromagnétique) et le facteur de puissance est ajusté en contrôlant Q_s . Les objectifs de contrôle sont atteints en régulant les courants du rotor grâce à la commande numérique du convertisseur CCG. Par conséquent, la relation entre les courants du rotor et les variables de commande C_{em} , P_s et Q_s doit être comprise.

En résolvant les équations (2.11), (2.14) et (2.17), le couple électromagnétique est exprimé en termes de courants de rotor d'axes dq:

$$C_{em} = \frac{3pL_m}{2\omega_s L_s} (-i_{qr}v_{qs} + R_s i_{qs} i_{qr} + R_s i_{ds} i_{dr} - i_{dr}v_{ds}) \quad (2.20)$$

En utilisant le schéma SVOC, la tension statorique de l'axe q est maintenue à zéro. Pour une MADA de grande puissance, la résistance de l'enroulement du stator R_s est approximativement égale à zéro. Par conséquent, l'expression du couple électromagnétique dans l'équation (2.20) est simplifiée comme suit:

$$C_{em} = \frac{3pL_m}{2\omega_s L_s} (-i_{dr}v_{ds}) \quad (2.21)$$

En résolvant les équations (2.11), (2.14) et (2.19), les courants du rotor sont exprimés en termes de puissances active et réactive du stator [17, 18]:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= -\left(\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}\right)P_s - \left(\frac{R_s}{\omega_s L_m}\right)i_{qs} \\ i_{qr} &= +\left(\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}\right)Q_s + \left(\frac{R_s}{\omega_s L_m}\right)i_{ds} - \left(\frac{1}{\omega_s L_m}\right)v_{ds} \end{aligned} \quad (2.22)$$

En négligeant la résistance d'enroulement du stator, les expressions susmentionnées sont simplifiées comme suit:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= -\left(\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}\right)P_s \\ i_{qr} &= +\left(\frac{2L_s}{3v_{ds}L_m}\right)Q_s - \left(\frac{1}{\omega_s L_m}\right)v_{ds} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Comme le montrent les équations (2.21) et (2.23), C_{em} est directement proportionnel à i_{dr} , P_s est directement proportionnel à i_{dr} et Q_s est directement proportionnel à i_{qr} . En contrôlant les courants du rotor de l'axe dq, le couple électromagnétique, la puissance active du stator et la puissance réactive du stator de la MADA sont contrôlés de manière découplée.

2.5 RESULTAT DE SIMULATION

Afin de valider la stratégie de commande en puissance de la MADA de 1.5 MW de puissance (Annexe 3), cette dernière a été simulée sous MATLAB/SimPowerSystems.

La MADA est couplée mécaniquement avec la turbine éolienne à travers un multiplicateur de vitesse. Le stator est relié directement par un réseau triphasé de fréquence de 50Hz et une tension de 690V, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur 2L VSC ayant une tension de bus continu égale à 400 V.

Les figures 2.8 et 2.9 montrent les résultats de la simulation. La génératrice est entraînée par la turbine éolienne à une vitesse du vent qui change de 8 m/s à 10 m/s à l'instant $t = 2s$, afin d'obtenir les deux modes de fonctionnement (hypo et hyper-synchrone).

La référence du couple C_{em} est issue de la sortie MPPT, tandis que la puissance réactive est imposée à zéro. Cet essai nous permet de vérifier le découplage des puissances générées par la MADA lorsque les consignes des puissances varient instantanément.

Étant donné que le moment d'inertie total de la turbine et de la génératrice est grand, la réponse de la partie mécanique est considérablement plus lente. Par conséquent, la vitesse de la génératrice ne peut pas changer instantanément, même si la vitesse du vent change soudainement. Pour cette raison, le profil de vitesse w_m est plus lent au cours d'une période transitoire de la vitesse de vent (figure 2.8 (a , b)).

Le contrôle de suivi du point de puissance maximale (MPPT) produit C_e^* en fonction de la vitesse du vent, Le C_e augmente de -5.3 kNm à $-9,0$ kNm et suit la trajectoire C_e^* , qui est proportionnelle au carré de la vitesse du rotor (figure 2.8 (c)).

Le couple de référence C_e^* et la référence de puissance réactive statorique Q_s^* sont transformés respectivement en courants de référence i_{dr}^* et i_{qr}^* . Les variations du courant rotorique de l'axe d sont proportionnelles au profil C_e , tandis que le courant rotorique de l'axe q est maintenu constant en raison de la valeur fixe de Q_s (figure 2.8 (d)).

Le schéma de contrôle présente une excellente performance dynamique avec une erreur de suivi de courant minimal. L'amplitude des courants statoriques augmente par rapport à la vitesse du rotor, mais la fréquence est maintenue constante en raison de la connexion directe des bornes du stator.

La réponse des courants rotoriques est représentée sur la figure 2.9 (c). La fréquence change par rapport au glissement de la génératrice et devient nulle à la vitesse synchronisme.

La puissance active de sortie suit le spectre w_m et la puissance réactive de sortie est maintenue à zéro par le schéma de contrôle indirect utilisé pour le CCG (figure 2.9 (a)).

La figure 2.10 représente le flux des puissances dans les deux modes de fonctionnement hypo et hyper synchrone.

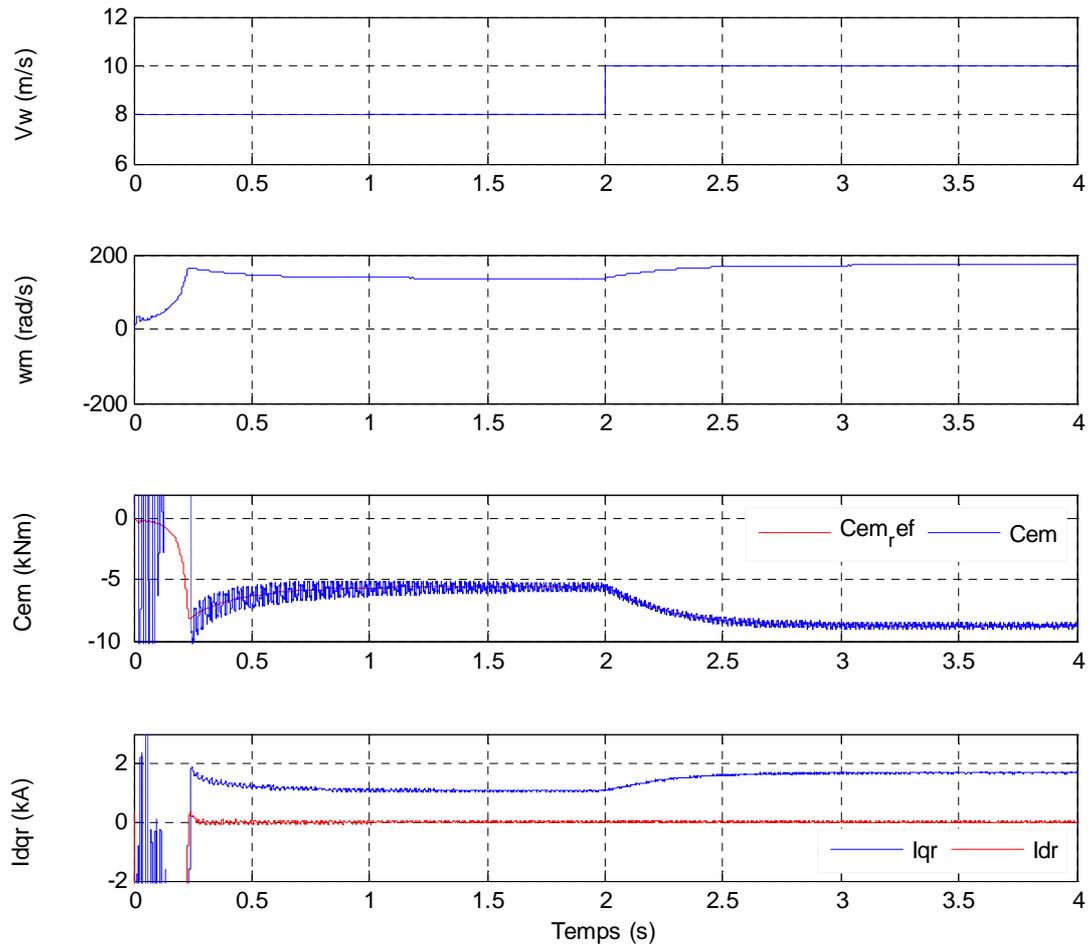


Figure 2. 8 : Réponses de : a) la vitesse de vent, b) la vitesse mécanique
c) du couple électromagnétique et d) des courants rotoriques direct et en quadrature

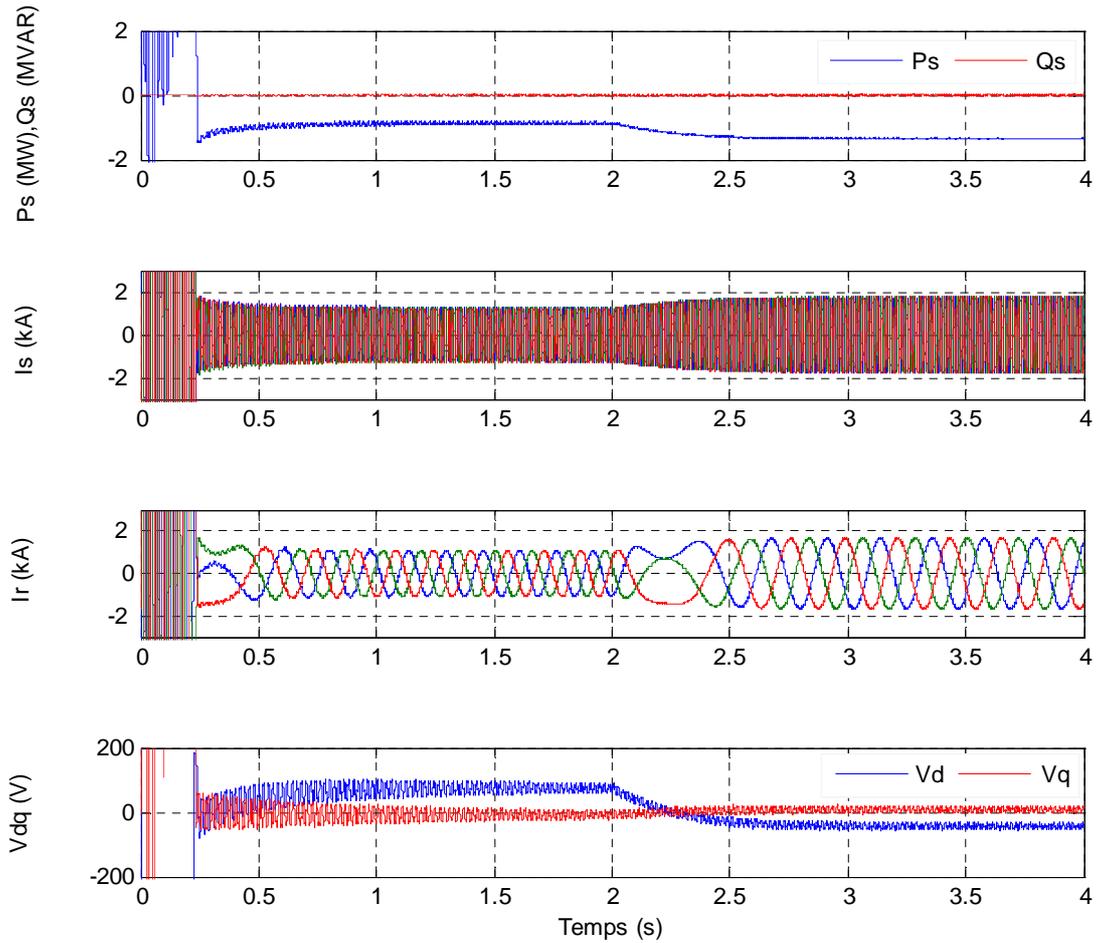


Figure 2. 9 : Réponses : a) de la puissance active et réactive, b) des courants statoriques c) des courants rotoriques d) des tensions rotoriques direct et en quadrature.

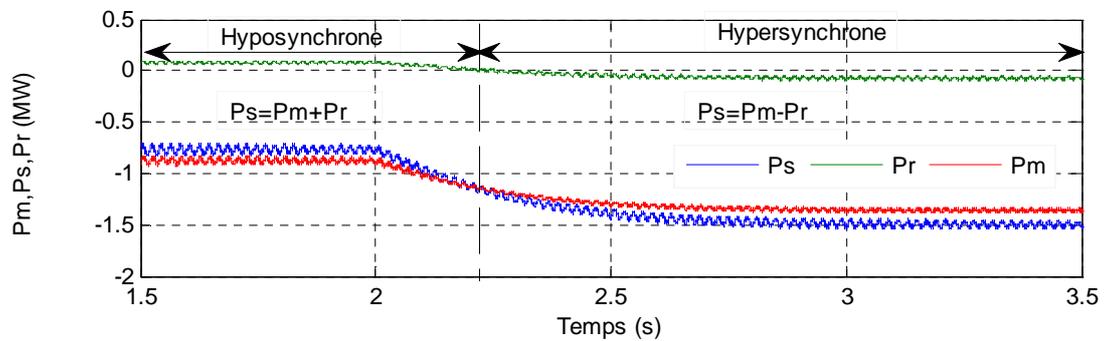


Figure 2. 10 : Flux de puissance dans l'éolienne à base de la MADA

2.6 CONTROLE DIRECT DU COUPLE DTC

Le principe de la stratégie DTC d'une machine asynchrone double alimentation MADA est de sélectionner directement les vecteurs de tension du rotor appropriés en fonction du flux du rotor, des erreurs de couple et du secteur du flux du rotor [32].

Comme le montre la figure 2.11, les références de couple C_{em}^* et de flux rotorique ψ_r^* sont comparées aux valeurs estimées correspondantes. La référence C_{em}^* provient de la vitesse du rotor w_m^* via un régulateur PI et la vitesse du rotor w_m^* provient de la stratégie de suivi du point de puissance maximale (MPPT). L'hystérésis de couple et de flux H_c et H_ψ sont discrétisés à partir des erreurs de couple et de rotor ε_c et ε_ψ en utilisant des comparateurs de bande d'hystérésis.

Dans le comparateur de bande d'hystérésis du couple, l'entrée est ε_c et la sortie est H_c . Lorsque ε_c diminue jusqu'à la limite inférieure $-\varepsilon_{cmin}$ de la tolérance du comparateur, H_c assume la valeur 0 et lorsque ε_c augmente jusqu'à la limite supérieure $+\varepsilon_{cmax}$ de la tolérance du comparateur, H_c prend la valeur 1. Lorsque ε_c est compris entre $+\varepsilon_{cmax}$ et $-\varepsilon_{cmin}$, la valeur de H_c reste inchangée. Le comparateur de bande d'hystérésis de flux a la même fonction.

Dans la méthode DTC, comme le montre la figure 2.12, il y a six secteurs de position de flux de rotor, S1 – S6, et chaque secteur occupe 60° . Il y a, au total, huit combinaisons de commutation, et chacune a un vecteur de base équivalent, comme mentionné précédemment. Six sont des vecteurs actifs (V1 à V6) et les deux autres sont des vecteurs zéro, (V0 et V7). Par exemple, lorsque $\Psi_r(t)$ se trouve dans le secteur S2 et que le vecteur tension V3 est appliqué pendant une période de temps Δt , $\Psi_r(t)$ ira à $\Psi_r(t + \Delta t)$.

Les règles de sélection du vecteur tension appliqué en DTC de base sont présentées dans le tableau 2.1, qui montre les comparateurs d'hystérésis et le secteur dans lequel se situe le flux rotorique. Par exemple, lorsque le flux du rotor est situé dans le secteur S1 et $H_\psi = 1$, $H_c = 1$, et le tableau 2.1 suggère que le vecteur d'espace de tension V2 devrait être appliqué. Comme le montre la figure 2.13, la référence du vecteur de flux et la bande d'hystérésis suivent un chemin approximativement circulaire. Ainsi, le flux rotorique suit sa référence dans la bande d'hystérésis dans une trajectoire en zigzag.

On peut voir que la trajectoire de flux dans le DTC conventionnel a des ondulations relativement importantes déterminées par la largeur de bande d'hystérésis. Cela entraîne certains inconvénients pour le système, notamment des ondulations de flux et de couple à l'état stationnaire. Il existe de nombreuses études sur l'amélioration des performances de fonctionnement et la réduction des ondulations de flux et de couple. Cette section présente une stratégie améliorée qui évite ces problèmes en utilisant la méthode DTC traditionnelle. La stratégie améliorée augmente la précision de division de la position du flux et le nombre de vecteurs d'espace de tension.

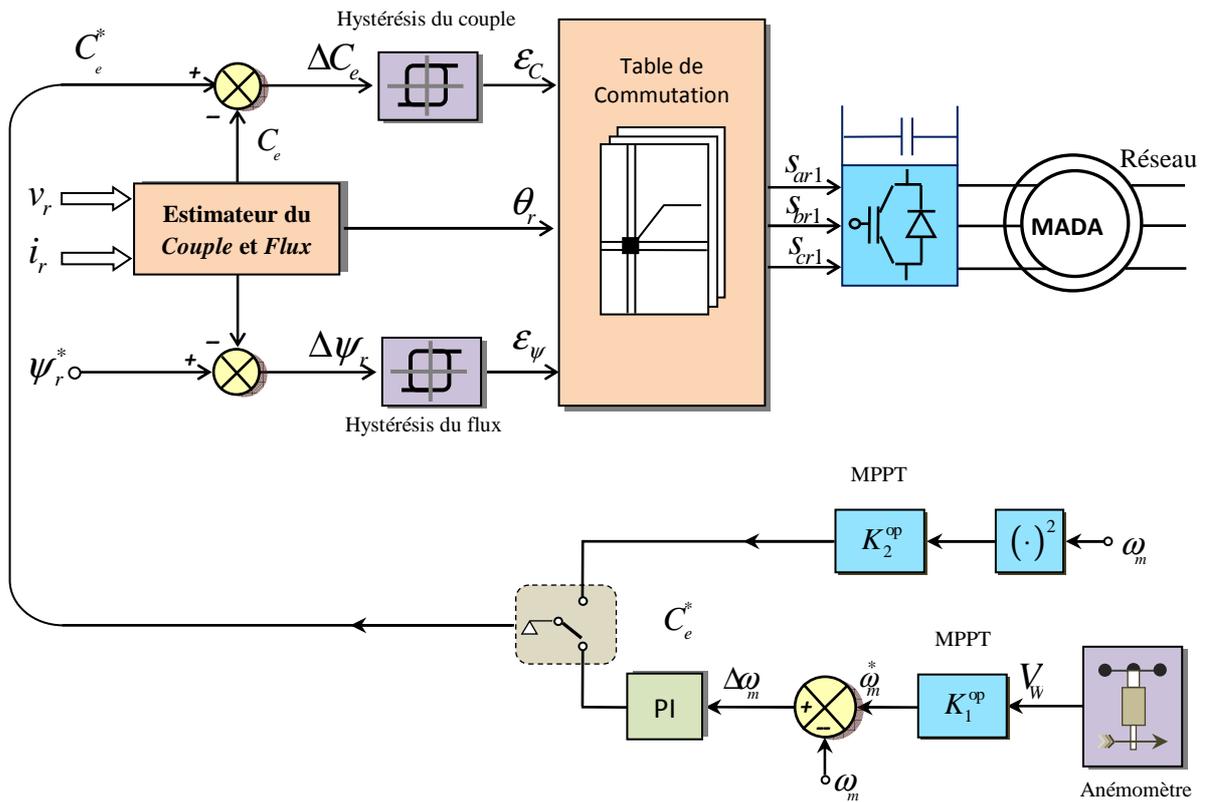


Figure 2. 11 : Système DTC de la MADA.

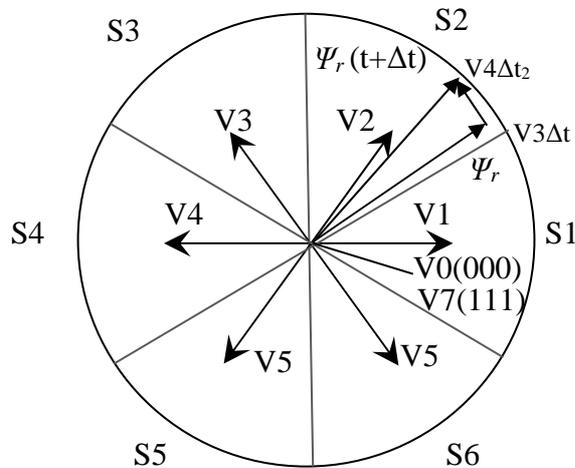


Figure 2. 12 : Secteurs de flux et vecteurs de tension en DTC.

H_ψ	H_C	Secteur					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
$H_\psi = 1$	$H_C = 1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$H_C = 0$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$H_\psi = 0$	$H_C = 1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$H_C = 0$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau 2. 1 : Table de commutation dans la méthode DTC conventionnelle.

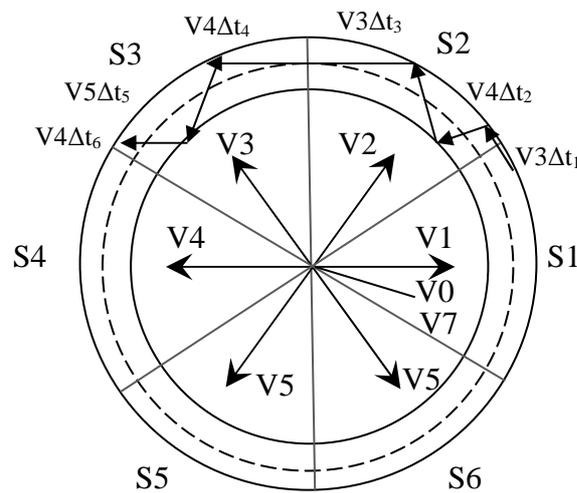


Figure 2. 13 : Trajectoire de flux dans DTC.

2.7 APPLICATION AU CONTROLE DE LA MACHINE ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR TROIS NIVEAUX

Afin d’entamer le contrôle direct du flux rotorique et du couple électromagnétique de la MADA alimentée par un convertisseur à 3-niveaux 3L BTB VSC de tension de structure NPC (Neutral-Point-Clamped), nous devons tester de nouvelles tables de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l’onduleur. En s’inspirant des parties développées précédemment, nous considérerons certains mécanismes comme acquis. Certains points, redondant avec l’étude du contrôle appliqué à la MADA alimentée par un convertisseur à 2- niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l’apport de l’utilisation d’un onduleur à 3-niveaux de tension sera traité.

2.7.1 Algorithme DTC appliqué à la MADA alimentée par un convertisseur 3 niveaux

Une extension du même principe de contrôle direct du couple développé par TAKAHASHI pour un onduleur à deux-niveaux, réalise le découplage recherché dans la commande afin d’obtenir de meilleures performances avec un onduleur multi-niveaux.

Ainsi dans la stratégie de contrôle direct du couple retenue, le flux et le couple sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension imposé par le convertisseur d’alimentation. La figure (2.14) montre la structure générale et les blocs de base nécessaires.

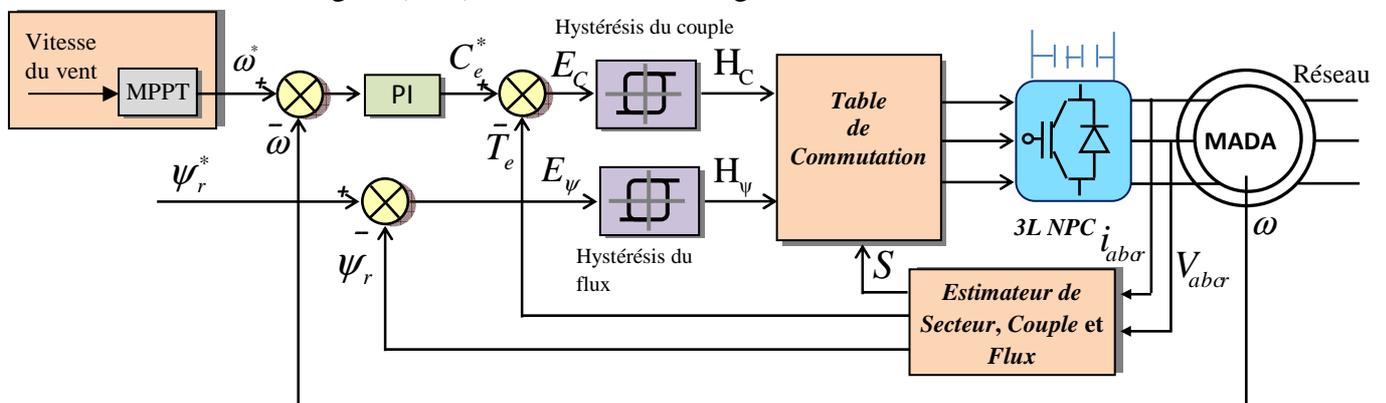


Figure 2. 14 : Structure générale du contrôle directe du couple

2.7.1.1 Contrôle du couple et du flux

Le contrôle du couple et du flux ayant été étudiés en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs de tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définie comme suit :

$$\mathcal{E}_\psi = \psi_{rref} - \psi_r \text{ et } \mathcal{E}_C = C_{em}^* - C_{em} \quad (2.24)$$

Pour le contrôle du flux, l'erreur \mathcal{E}_ψ est localisée dans l'un des trois intervalles associés et qui sont fixés par les contraintes :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_\psi &< \mathcal{E}_{\psi\max} \\ \mathcal{E}_{\psi\min} &\leq \mathcal{E}_\psi \leq \mathcal{E}_{\psi\max} \\ \mathcal{E}_\psi &> \mathcal{E}_{\psi\min} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Le niveau du flux convenable est borné entre $\mathcal{E}_{\psi\min}$ et $\mathcal{E}_{\psi\max}$, il est donc contrôlé par un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

Le couple électromagnétique est égal au couple de charge dans le régime établi. C'est donc la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Par conséquent, de hautes performances sont exigées pour le contrôle du couple [33]. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple \mathcal{E}_C cinq régions définies par les contraintes suivantes:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_C &> \mathcal{E}_{C\min2} \\ \mathcal{E}_{C\min2} &\leq \mathcal{E}_C \leq \mathcal{E}_{C\min1} \\ \mathcal{E}_{C\min1} &\leq \mathcal{E}_C \leq \mathcal{E}_{C\max1} \\ \mathcal{E}_{C\max1} &\leq \mathcal{E}_C \leq \mathcal{E}_{C\max2} \\ \mathcal{E}_{C\max2} &< \mathcal{E}_C \end{aligned} \quad (2.26)$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à deux bandes supérieures ($\mathcal{E}_{C\max1}, \mathcal{E}_{C\max2}$) et deux bandes inférieures ($\mathcal{E}_{C\min1}, \mathcal{E}_{C\min2}$) illustrées par la figure (2.15) La meilleure marge du contrôle du couple est celle localisée par ($\mathcal{E}_{C\min1}, \mathcal{E}_{C\max1}$) et la région bornée par ($\mathcal{E}_{C\min2}, \mathcal{E}_{C\max2}$) devrait donner des valeurs utiles du couple.

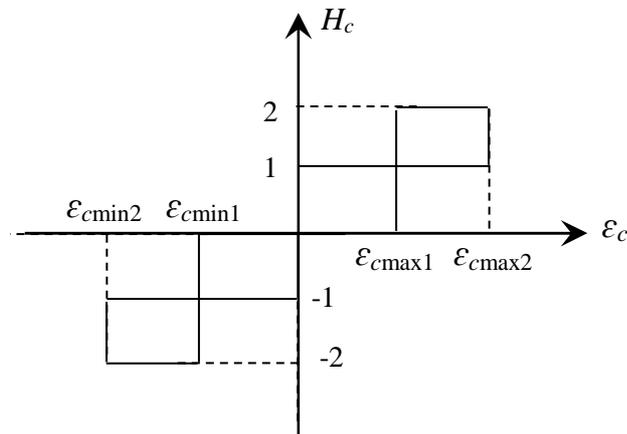


Figure 2. 15 : Fonction de sortie du correcteur de couple

Dans le contrôle du flux et du couple, on a vu qu'un seul vecteur tension peut être adéquat pour un ensemble de valeurs de θ_r (la position du flux dans le référentiel lié au rotor) c'est à dire tout un secteur. Par ailleurs, la sélection du vecteur tension peut être faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs, ε_C , ε_ψ et le rang N_j du secteur de l'angle θ_r . La sortie est le rang K du vecteur tension V_r qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage [33].

Dans cette partie de notre travail, nous améliorons les performances dynamiques de l'entraînement avec des règles qui sont toujours déterminées qualitativement à partir du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment.

Pour cela, le nombre de secteurs doit être suffisamment grand pour avoir une décision adéquate. D'autre part, ceci n'est pas convenable du point de vue de l'espace mémoire réservé et le temps de traitement. Ainsi, tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle, nous développerons un nombre minimum de règles en utilisant douze secteurs réguliers notés N_l jusqu'à N_{l2} représentés par la figure (2.16).

On va alors définir un nouveau découpage de l'espace représenté sur la figure (2.16) en 12 secteurs identiques qui nous permettront de choisir également les vecteurs du groupe "tension intermédiaire" dans le Contrôle Direct du Couple et ainsi d'utiliser toutes les possibilités de l'onduleur à 3-niveaux de tension.

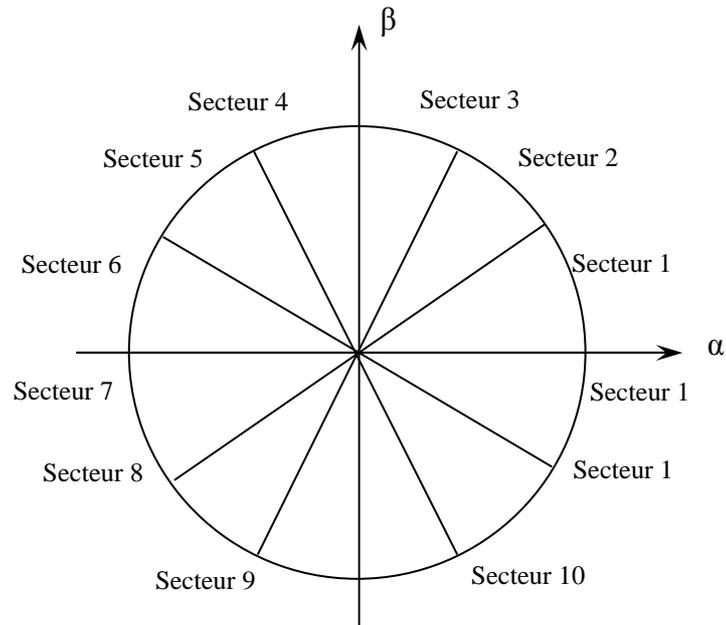


Figure 2. 16 : Nouveau découpage de l'espace.

Nous utilisons le même estimateur de flux (modèle en tension) développé précédemment..

Les règles sont déterminées directement à partir du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle avec un nombre minimum de règles. Ces dernières sont représentées dans les tableaux suivants:

$\theta 1$				$\theta 2$				$\theta 3$			
$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1
2	V5	V4	V8	2	V5	V4	V8	2	V8	V7	V11
1	V3	V4	V9	1	V6	V7	V9	1	V6	V7	V12
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V18	V0	V12	-1	V18	V0	V15	-1	V3	V0	V15
-2	V17	V13	V14	-2	V2	V16	V17	-2	V2	V16	V17
$\theta 4$				$\theta 5$				$\theta 6$			
$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1
2	V8	V7	V11	2	V11	V10	V14	2	V11	V10	V14
1	V9	V10	V12	1	V9	V10	V15	1	V12	V13	V15
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V3	V0	V18	-1	V6	V0	V18	-1	V6	V0	V3
-2	V5	V1	V2	-2	V5	V1	V2	-2	V8	V4	V5
$\theta 7$				$\theta 8$				$\theta 9$			
$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1	$\begin{matrix} & H_f \\ H_c & \end{matrix}$	1	0	-1
2	V14	V13	V17	2	V14	V13	V17	2	V17	V16	V2
1	V12	V13	V18	1	V15	V16	V18	1	V15	V16	V3
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V9	V0	V3	-1	V9	V0	V6	-1	V12	V0	V6
-2	V8	V4	V5	-2	V11	V7	V8	-2	V11	V7	V8

θ_{10}			
Hf \ Hc	1	0	-1
2	V17	V16	V2
1	V18	V1	V3
0	V0	V0	V0
-1	V12	V0	V9
-2	V14	V10	V11

θ_{11}			
Hf \ Hc	1	0	-1
2	V2	V1	V5
1	V18	V1	V6
0	V0	V0	V0
-1	V15	V0	V9
-2	V14	V10	V11

θ_{12}			
Hf \ Hc	1	0	-1
2	V2	V1	V5
1	V3	V4	V5
0	V0	V0	V0
-1	V15	V0	V12
-2	V17	V13	V14

Tableau 2. 2 : Tables de commutation pour douze secteurs angulaire

2.7.2 Simulation numérique

Pour évaluer le comportement de l'algorithme proposé, nous avons effectué un test par simulation sous environnement MATLAB/SimPowerSstems avec les paramètres suivants:

- La simulation est effectuée pour une période d'échantillonnage $T_e = 50 \mu s$.
- Les largeurs des bandes à hystérésis : $H_c = \pm 0.3 N.m$ et $H_{\psi_r} = \pm 0.003 Wb$;
- La tension du bus continu : $V_{dc} = 400V$.

Les figures 2.17, 2.18, 2.19 et 2.20 présentent les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multiniveaux 3L VSC.

La variation de la vitesse du vent aux instants $t = 1 s$ et $t = 1.5 s$ développe un couple électromagnétique qui est proportionnel au carré de la vitesse de la machine et l'évolution est à haute dynamique. Alors que le flux rotorique est maintenu constant à une valeur de $0.95 Wb$ comme la montre la figure 2.17 a, b, b et d.

De même, les courants statoriques (figure 2.18-c) et rotoriques (figure 2.18-b) répondent bien aux variations imposées sur le couple et leurs formes sont très proches de la sinusoïde.

Cependant, à cause de la fréquence de commutation non constante (utilisation des comparateurs à hystérésis), ces courants contiennent un taux d'harmoniques élevé ce qui entraîne une augmentation des pertes et génère des bruits acoustiques et des oscillations du couple pouvant causer des résonances mécaniques.

Afin de mieux illustrer l'effet de la commande DTC-classique sur la qualité du signal fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à une vitesse de vent fixe (figure 2.17)

Les figures 2.19-a et 2.19-b montrent respectivement le courant de la phase « a » statorique et rotorique développés par la MADA au réseau de distribution, ainsi leurs spectres harmoniques. Ces résultats confirment l'influence de la commande DTC sur la qualité de l'énergie fournit au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonique Distortion ou THD) est de 6.99% au niveau du courant rotorique (figure 2.19-b), pour seulement (0.21%) au niveau du courant statorique (figure 2.19-a).

La trajectoire du flux rotorique illustrée par la figure 2.20 montre que ce dernier est parfaitement constant, parfaitement circulaire.

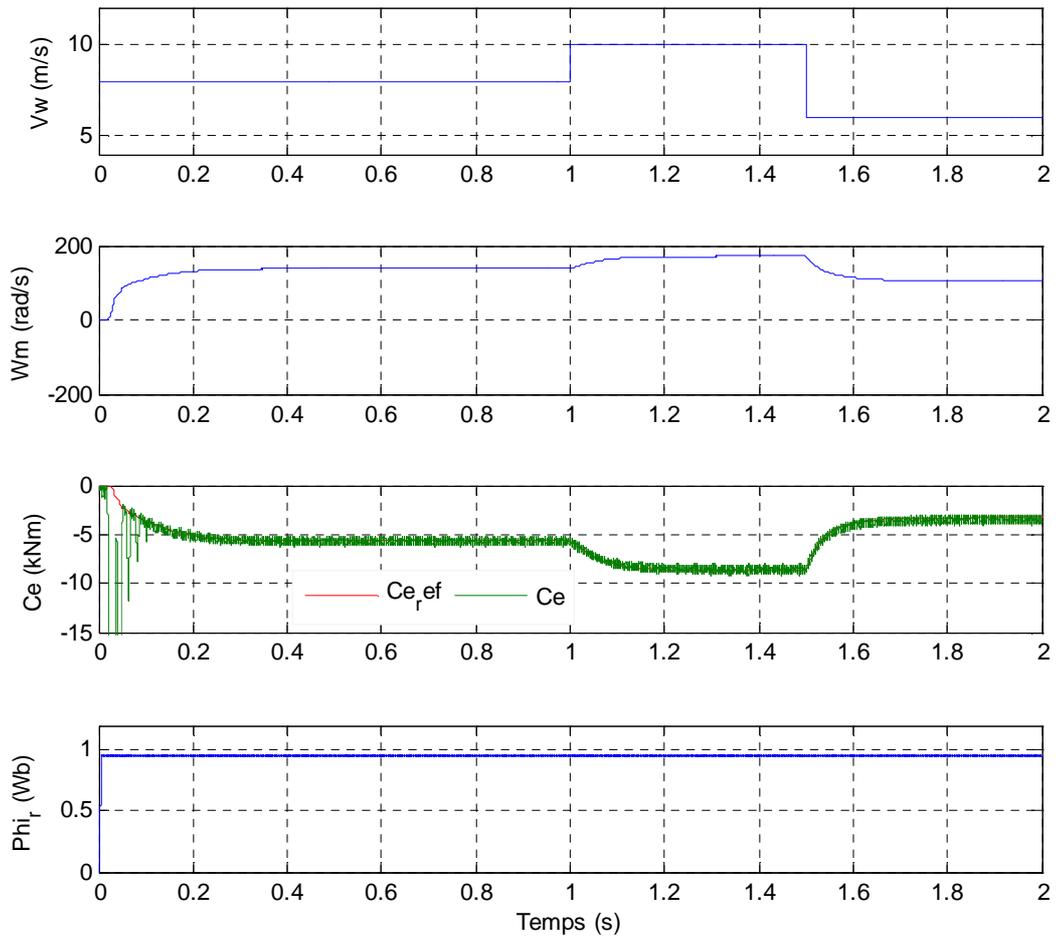


Figure 2. 17 : Résultats de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

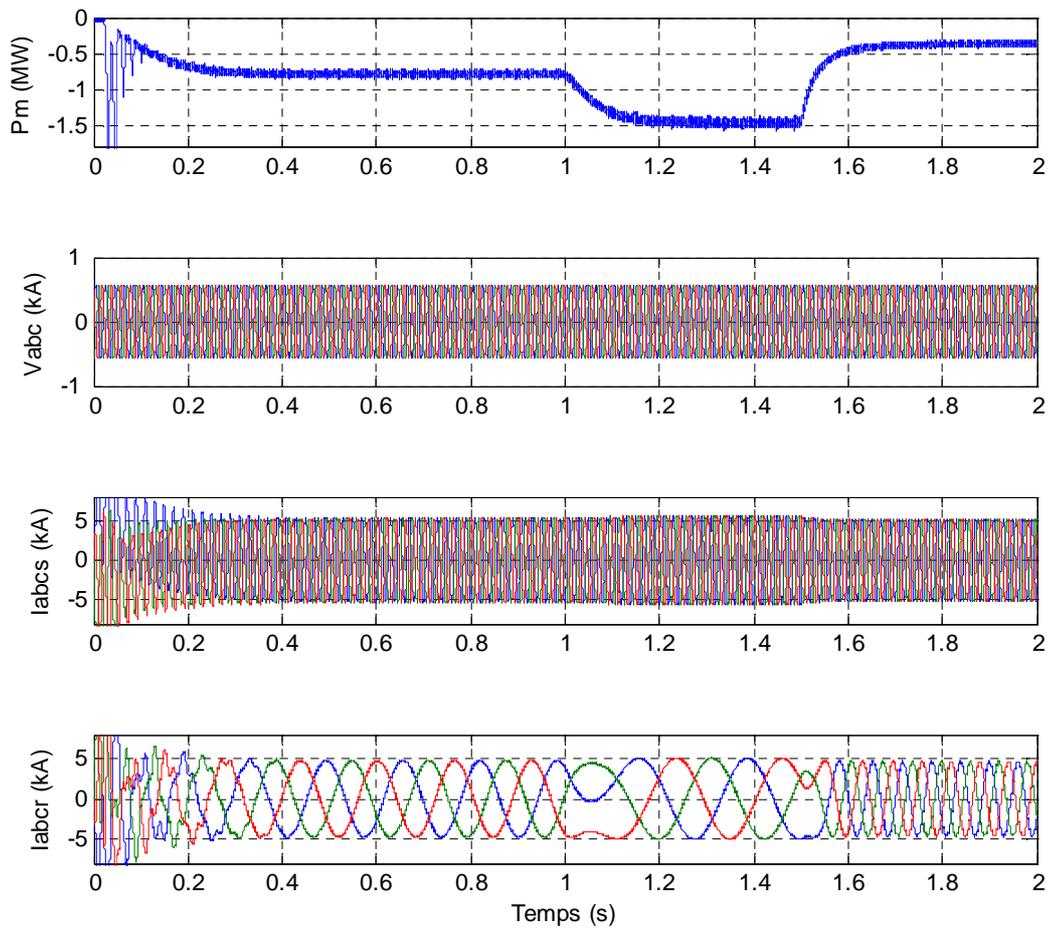


Figure 2. 18 : formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique
c) Courant statorique et d) Courant rotorique

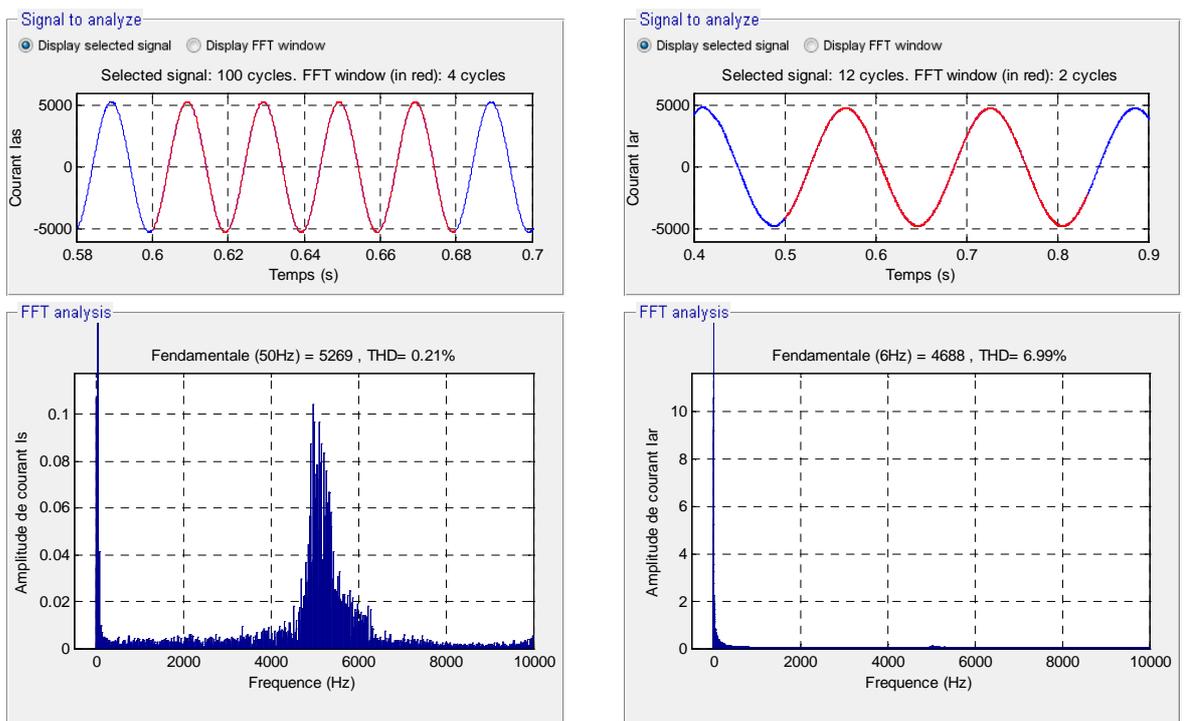


Figure 2. 19 : Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

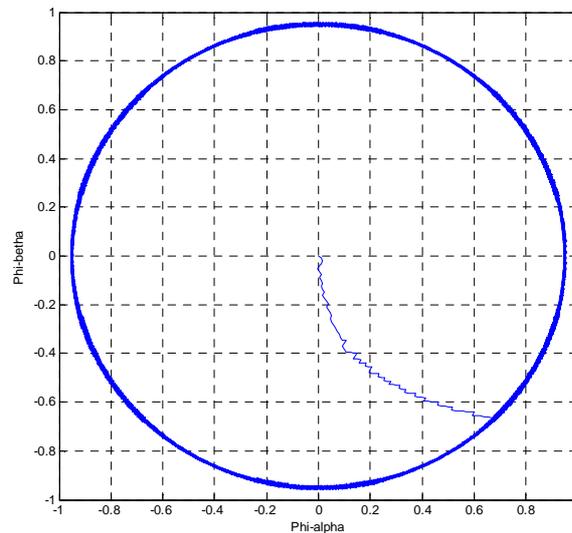


Figure 2. 20 : Trajectoire de flux rotorique

2.8 APPLICATION AU CONTRÔLE DE LA MACHINE ALIMENTÉ PAR UN CONVERTISSEUR A CINQ NIVEAUX (5 L VSC)

2.8.1 Stratégie de commande

2.8.1.1 Sélection de vecteur tension

Avec un convertisseur de tension triphasé à cinq niveaux on arrive à générer 61 vecteurs réels, ce qui nous permet d'améliorer les performances du système et de prendre en considération les besoins du fonctionnement à grande tension et forte puissance. La structure du convertisseur 5L VSC peut générer 125 vecteurs dont 61 vecteurs tensions distincts de différents modules. La représentation de ces vecteurs, (voir l'Annexe 2) montre qu'ils sont classés en neuf groupes suivant leurs modules [5, 33].

2.8.1.2 Contrôle de couple et de flux

Les différents blocs de la structure du contrôle du couple et du flux ayant été étudiés en détail précédemment, notre principal objectif est de définir des règles de sélection optimale des vecteurs tensions basées sur l'erreur du couple et du flux définie précédemment

Pour le contrôle du flux, l'erreur \mathcal{E}_ψ est localisée dans l'un des trois intervalles définis précédemment. Le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques d'un entraînement. Pour améliorer le contrôle du couple en exploitant tous les vecteurs générés par le convertisseur à cinq niveaux, on associe à l'erreur du couple \mathcal{E}_C treize régions. Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à six bandes supérieures et six bandes inférieures illustrées par la figure (2.21):

$$(\mathcal{E}_{C_{\max 1}}, \mathcal{E}_{C_{\max 2}}, \mathcal{E}_{C_{\max 3}}), (\mathcal{E}_{C_{\min 1}}, \mathcal{E}_{C_{\min 2}}, \mathcal{E}_{C_{\min 3}})$$

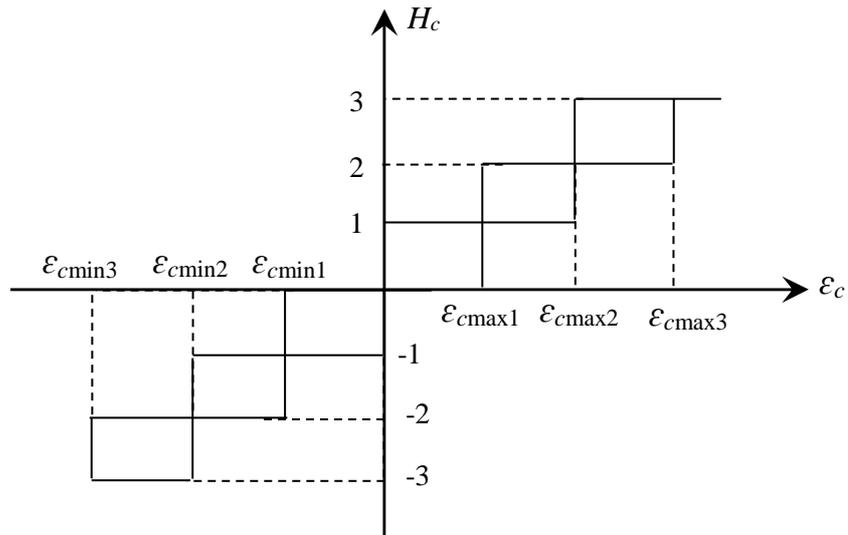


Figure 2. 21 : Fonction de sortie du correcteur de couple

La sélection du vecteur tension est faite en établissant une table de commutation contenant trois entrées et une sortie. Les entrées sont les erreurs, \mathcal{E}_C , \mathcal{E}_ψ et le rang N_j du secteur de l'angle θ_r . La sortie est le rang K du vecteur tension V_r qui doit être choisi à chaque pas d'échantillonnage parmi les 61 vecteurs de tension existants.

Nous définissons, pour chaque secteur la tables de commutation suivantes [37] :

		θ_1			
		Hf	1	0	-1
Hc	Hf				
6		V14	V17	V24	
5		V15	V17	V25	
4		V18	V17	V28	
3		V13	V11	V23	
2		V9	V11	V19	
1		V12	V11	V22	
0		V0	V0	V0	
-1		V52	V0	V42	
-2		V56	V41	V46	
-3		V53	V47	V43	
-4		V58	V42	V48	
-5		V55	V46	V45	
-6		V54	V43	V44	

		θ_2			
		Hf	1	0	-1
Hc	Hf				
6		V14	V17	V24	
5		V20	V17	V30	
4		V18	V17	V28	
3		V13	V11	V23	
2		V16	V11	V26	
1		V12	V11	V22	
0		V0	V0	V0	
-1		V52	V0	V42	
-2		V59	V41	V49	
-3		V53	V47	V43	
-4		V58	V42	V48	
-5		V60	V49	V50	
-6		V54	V43	V44	

		θ_3			
		Hf	1	0	-1
Hc	Hf				
6		V24	V27	V34	
5		V25	V27	V35	
4		V28	V27	V38	
3		V23	V21	V33	
2		V19	V21	V29	
1		V22	V21	V32	
0		V0	V0	V0	
-1		V2	V0	V52	
-2		V6	V51	V56	
-3		V3	V57	V53	
-4		V8	V52	V58	
-5		V5	V56	V55	
-6		V4	V53	V54	

θ_4				θ_5				θ_6			
Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1
6	V24	V27	V34	6	V34	V37	V44	6	V34	V37	V44
5	V30	V27	V40	5	V35	V37	V45	5	V40	V37	V50
4	V28	V27	V38	4	V38	V37	V48	4	V38	V37	V48
3	V23	V21	V33	3	V33	V31	V43	3	V33	V31	V43
2	V26	V21	V36	2	V29	V31	V39	2	V36	V31	V46
1	V22	V21	V32	1	V32	V31	V42	1	V32	V31	V42
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V2	V0	V52	-1	V12	V0	V2	-1	V12	V0	V2
-2	V9	V51	V59	-2	V16	V1	V6	-2	V19	V1	V9
-3	V3	V57	V53	-3	V13	V7	V3	-3	V13	V7	V3
-4	V8	V52	V58	-4	V18	V2	V8	-4	V18	V2	V8
-5	V10	V59	V60	-5	V15	V6	V5	-5	V20	V9	V10
-6	V4	V53	V54	-6	V14	V3	V4	-6	V14	V3	V4

θ_7				θ_8				θ_9			
Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1
6	V44	V47	V54	6	V44	V47	V54	6	V54	V57	V4
5	V45	V47	V55	5	V50	V47	V60	5	V55	V57	V5
4	V48	V47	V58	4	V48	V47	V58	4	V58	V57	V8
3	V43	V41	V53	3	V43	V41	V53	3	V53	V51	V3
2	V39	V41	V49	2	V46	V41	V56	2	V49	V51	V59
1	V42	V41	V52	1	V42	V41	V52	1	V52	V51	V2
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V22	V0	V12	-1	V22	V0	V12	-1	V32	V0	V22
-2	V26	V11	V16	-2	V29	V11	V19	-2	V36	V21	V26
-3	V23	V17	V13	-3	V23	V17	V13	-3	V33	V27	V23
-4	V28	V12	V18	-4	V28	V12	V18	-4	V38	V22	V28
-5	V25	V16	V15	-5	V30	V19	V20	-5	V35	V26	V25
-6	V24	V13	V14	-6	V24	V13	V14	-6	V34	V23	V24

θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}			
Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1	Hf \ Hc	1	0	-1
6	V54	V57	V4	6	V4	V7	V14	6	V4	V7	V14
5	V60	V57	V10	5	V5	V7	V15	5	V10	V7	V20
4	V58	V57	V8	4	V8	V7	V18	4	V8	V7	V18
3	V53	V51	V3	3	V3	V1	V13	3	V3	V1	V13
2	V56	V51	V6	2	V59	V1	V9	2	V6	V1	V16
1	V52	V51	V2	1	V2	V1	V12	1	V2	V1	V12
0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0	0	V0	V0	V0
-1	V32	V0	V22	-1	V42	V0	V32	-1	V42	V0	V32
-2	V39	V21	V29	-2	V46	V31	V36	-2	V49	V31	V39
-3	V33	V27	V23	-3	V43	V37	V33	-3	V43	V37	V33
-4	V38	V22	V28	-4	V48	V32	V38	-4	V48	V32	V38
-5	V40	V29	V30	-5	V45	V36	V35	-5	V50	V39	V40
-6	V34	V23	V24	-6	V44	V33	V34	-6	V44	V33	V34

Tableau 2.3 : Table de commutation utilise douze secteurs angulaires

2.8.2 Simulation numérique

Pour valider l'algorithme, nous présentons dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur à cinq niveaux 5L VSC.

On se place dans les mêmes conditions que précédemment. Ainsi, les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage $T_e = 50 \mu s$.

A partir des résultats de simulation, la validité de l'application de la commande DTC avec une alimentation à cinq niveaux est prouvée. La figure (2.22) montre que la réponse couple électromagnétique développé par la machine possède une meilleure dynamique et est obtenue avec un fonctionnement pratiquement à flux constant.

Donc à partir des résultats de la figure 2.24, on peut remarquer que le THD des courants est considérablement réduit par rapport à la DTC-3L, soit pour les courants statorique (0.07%) et pour les courant rotoriques (6.78%). L'utilisation des onduleurs multiniveaux en générale permet d'améliorer certaines performances du DTC classique, tels que les ondulations du couple et de flux et le THD des courants statoriques et rotoriques.

La figure (2.25) montre également que les taux d'ondulation dans les réponses en régime permanent du flux et du couple sont moindres en comparaison avec les résultats obtenus avec l'onduleur 3 niveaux.

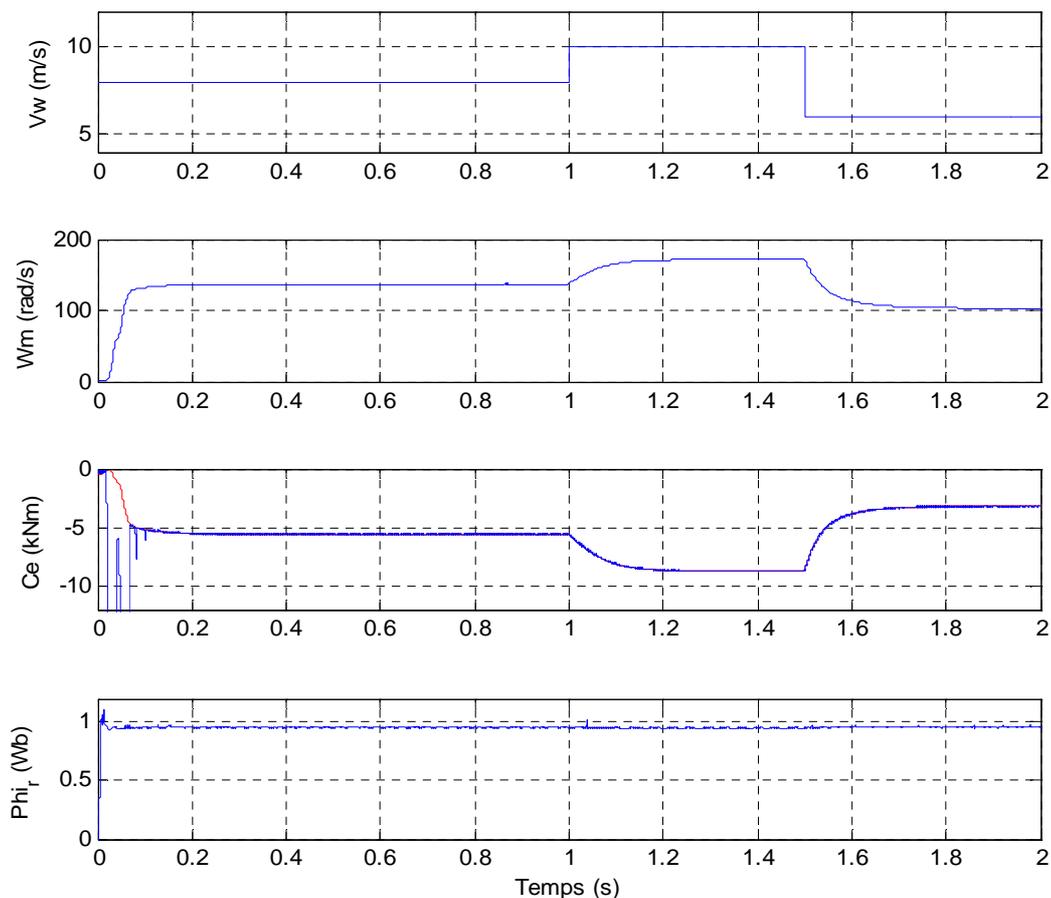


Figure 2. 22 : Réponses de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

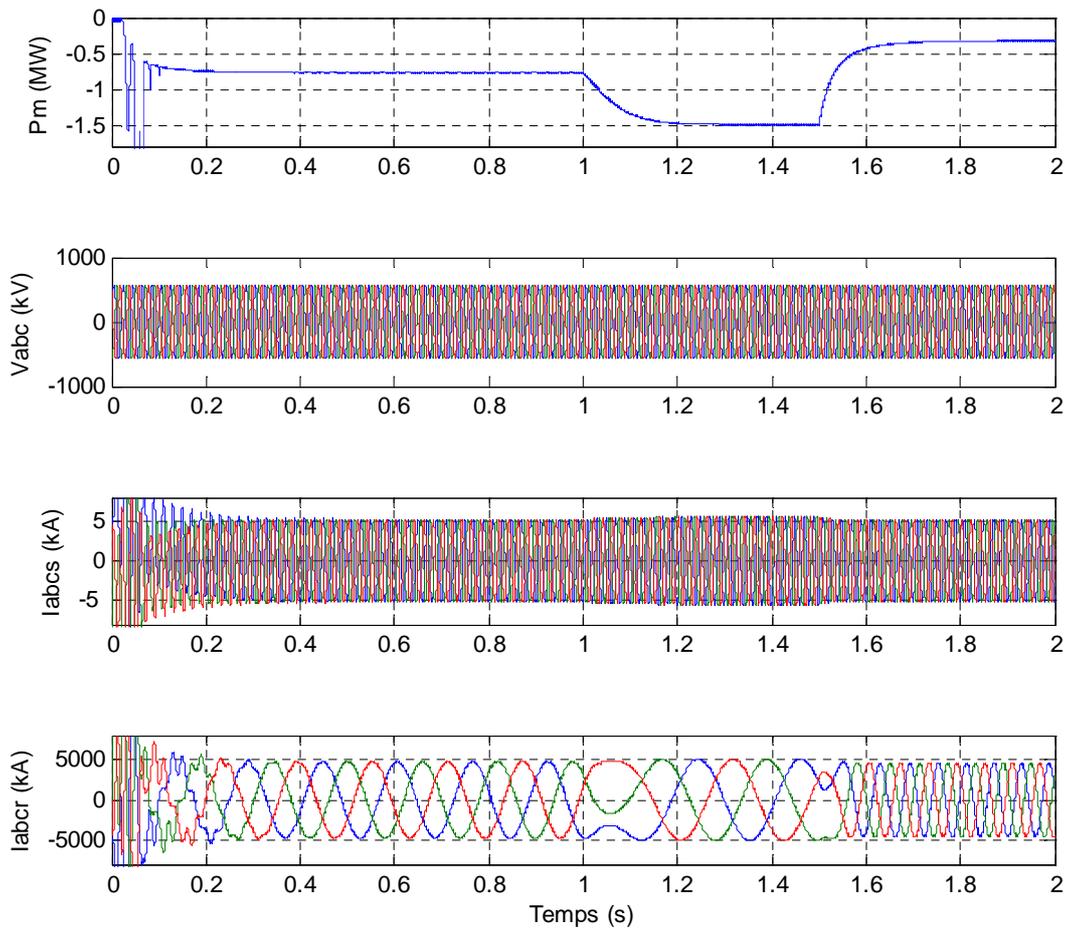


Figure 2. 23 : formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique c) Courant statorique et d) Courant rotorique

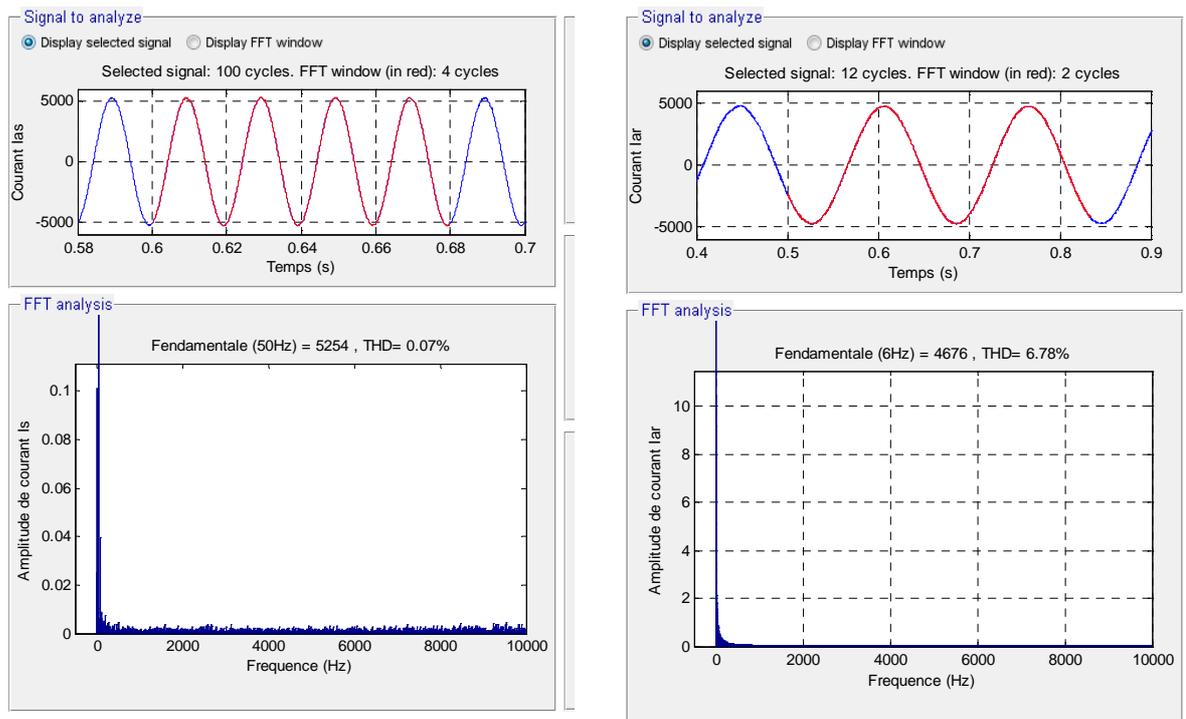


Figure 2. 24 : Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

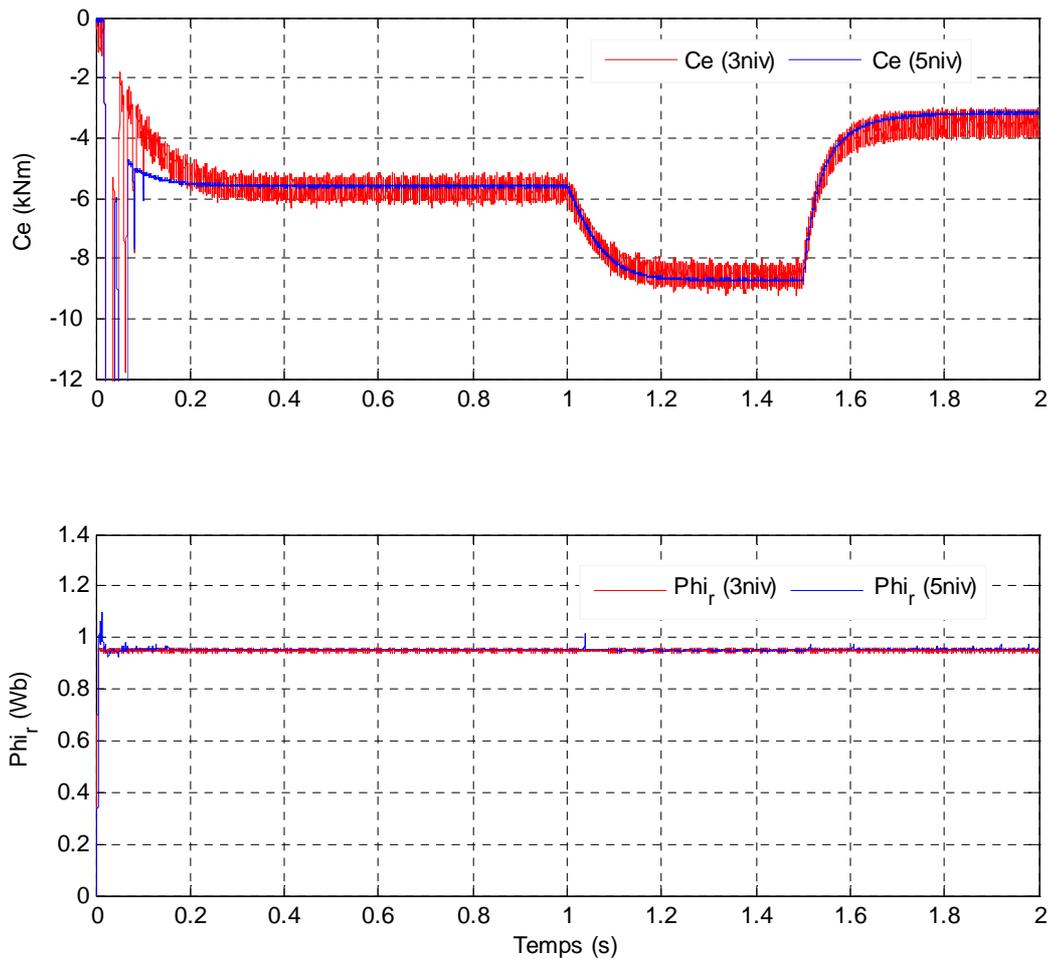


Figure 2. 25 : Comparaison de l'évolution du couple et de flux pour les deux alimentations 5L VSC et 3LVSC

Nous avons vu que la stratégie DTC à régulation par hystérésis, que nous avons définie et analysée, était déjà compatible avec des onduleurs ayant un nombre de niveaux quelconque, et permettait aussi d'obtenir de très bonnes performances dynamiques de régulation du couple et une bonne robustesse par rapport aux variations paramétriques. Son principe de base reste identique à celui des techniques DTC classiques à 2-niveaux : régulation découplée par hystérésis du couple et du flux. La fréquence de commutation n'est pas du tout maîtrisée par la commande, ce qui peut entraîner des problèmes liés à l'acoustique et à la maîtrise du contenu harmonique du couple. C'est pour cela que nous avons considéré cette stratégie comme une extension de la stratégie DTC classique 2-niveaux de Takahashi aux onduleurs multiniveaux, et que nous la considérons donc comme une transition entre les méthodes du type contrôle direct de première et de deuxième génération.

2.9 CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE DE LA MADA A FREQUENCE IMPOSEE (DTCFI)

La stratégie de Contrôle Direct du Couple à Fréquence Imposée (DTCFI) qui a été définie dans [6] est générique et compatible avec des convertisseurs statiques ayant un nombre quelconque de niveaux. Son principe de base est applicable à des topologies très diverses (hacheur, structure monophasée ou triphasée). Cependant, la principale application décrite dans concerne une association composée d'un onduleur de tension triphasé

multicellulaire et d'un moteur asynchrone. Elle a d'une part été conçue de manière à améliorer la qualité du couple fourni (hautes dynamiques, faibles amplitudes d'ondulation, imposition des fréquences des harmoniques). D'autre part, la stratégie DTCFI, permet d'imposer la fréquence de découpage moyenne de l'onduleur, avec les avantages qui peuvent en découler quant au fonctionnement de la machine (bruit audible) et de l'onduleur (état thermique des semi-conducteurs), et ce pour une large plage de variations du couple et de la vitesse de la machine. Comme toutes les lois de commandes qualifiées de "directes", elle agit de manière à ce que, à chaque instant d'échantillonnage, un vecteur tension instantané soit appliqué à la machine en fonction de son état actuel et des consignes imposées par l'utilisateur.

Par ailleurs, la stratégie DTCFI s'articule autour de trois étapes correspondant aux degrés de liberté offerts par les convertisseurs multiniveaux. Nous avons notamment vu que le nombre de vecteurs tension à la sortie d'un onduleur triphasé multiniveaux augmente avec le nombre de niveaux de l'onduleur. Ceci permet de mieux répondre aux exigences de la régulation des variables de la charge. Ce degré de liberté a été classifié de type I.

En outre, le fait qu'un même vecteur tension à la sortie d'un onduleur multiniveau ait la possibilité d'être synthétisé par plusieurs séquences de niveaux de phase constitue un second degré de liberté qui a été nommé type II.

Finalement, un troisième degré de liberté des onduleurs multicellulaires, nommé de type III, réside dans la capacité de ce type de convertisseur à générer dans chacun de ses 3 bras un même niveau de tension avec plusieurs configurations de bras.

Dans ce qui suit nous exposons les 3 étapes de la loi de commande DTCFI qui prennent en compte successivement les 3 types de degrés de liberté énumérés ci-dessus.

2.9.1 Les trois étapes de la loi de commande

Comme nous le savons, le nombre de vecteurs tensions disponibles pour un onduleur de tension triphasé augmente avec le nombre de niveaux de l'onduleur selon une loi quadratique. Dans toute stratégie de contrôle du type direct, la possibilité de choisir un vecteur tension parmi l'ensemble des vecteurs disponibles constitue un degré de liberté que nous classifions de type I. Ce degré de liberté est le seul qui peut être exploité pour réguler les variables associées à la charge (dans ce cas la machine).

Un deuxième degré de liberté, que nous classifions de type II, est lié au fait qu'un vecteur tension peut aussi être réalisé à partir de plusieurs séquences de niveaux de phase. L'exploitation de ce type de degré de liberté, peut répondre à des contraintes liées au convertisseur statique, ou à la maîtrise de la composante homopolaire.

Comme expliqué dans [5], la topologie multicellulaire permet au sein même d'un bras de générer un niveau de tension de phase donné, à partir de différentes configurations de bras. Ce degré de liberté, que nous désignons par type III, définit les sens de circulation de courant dans les condensateurs flottants, ce qui permet par exemple de réaliser un équilibrage actif des condensateurs flottants.

En prenant en compte ces propriétés, nous avons choisi de diviser la loi de commande DTCFI en trois étapes découplées, qui peuvent être exécutées en séquence [6]. La première

(étape 1), correspond à la sélection du vecteur tension onduleur et permet l'exploitation des degrés de liberté de type I, en vue du réglage instantané du couple et du flux. Le vecteur tension choisi est identifié par la variable Q^{k+1} . Ce vecteur est ensuite passé comme référence au bloc «sélection de la séquence des niveaux de phase» qui constitue l'étape 2 de l'algorithme, où les degrés de liberté du type II sont exploités pour équilibrer le nombre de commutations parmi les trois phases de l'onduleur de type multicellulaire ou l'équilibrage des tensions dans le cas d'onduleur de topologie NPC. Finalement, les trois références des niveaux de tension de phase, C_1^{k+1} , C_2^{k+1} , C_3^{k+1} , sont passées à chacun des trois blocs «sélection de la configuration de bras» permettant l'actualisation des signaux de commande des semiconducteurs. Cette troisième étape correspond à l'exploitation des degrés de liberté du type III, et sera consacrée à la stabilisation des tensions condensateur pour les onduleurs de topologie multicellulaire.

2.10 APPLICATION AU CAS D'UN ONDULEUR MULTICELLULAIRE

Comme pour les stratégies précédentes (classiques), nous avons effectué des simulations pour la stratégie DTCFI appliquée au contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multicellulaire 5-niveaux.

Etape 1 : sélection du vecteur tension de l'onduleur

Cette étape permet une régulation instantanée du couple et du flux de la machine et est généralisable à n'importe quelle topologie d'onduleur multiniveaux.

Etape 2 : sélection de la séquence

Cette étape est appliquée seulement dans le cas des vecteurs redondants et permet d'équilibrer les commutations parmi les trois phases.

Etape 3 : sélection de la configuration

Une fois la séquence des niveaux de phase connue, on peut entreprendre une procédure d'équilibrage des condensateurs flottants indépendante par phase, afin de déterminer les états de conduction des p cellules des 3 phases- de convertisseur multicellulaire, en exploitant les degrés de liberté du type III. Cette étape est appliquée seulement pour les onduleurs multicellulaires.

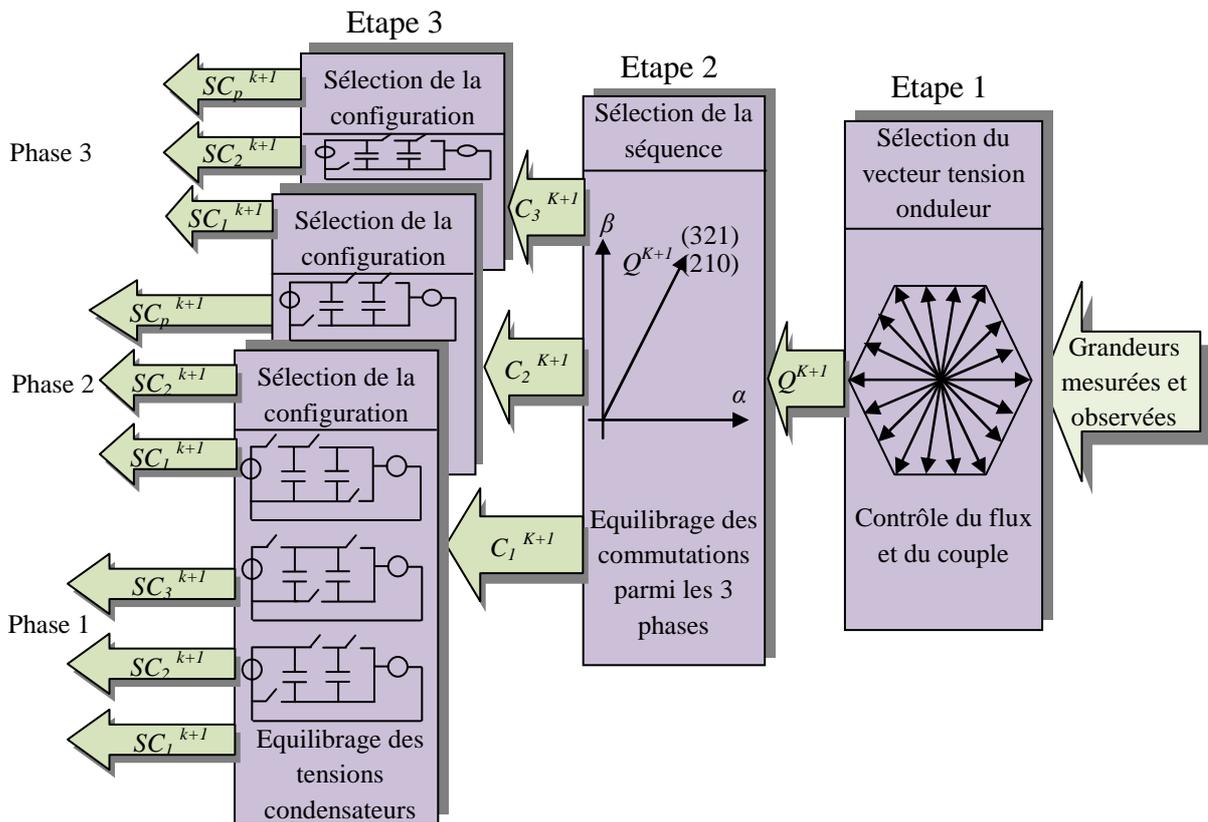


Figure 2. 26 : Les trois étapes de DTCFI, appliquée au contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multiniveaux [6]

2.10.1 Exemple d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants

Etant donné que le couple et le flux rotorique de la machine sont régulés par hystérésis, on a voulu étendre la même méthode à la procédure de réglage des tensions des condensateurs. En effet, cette méthode garantit la stabilité des tensions des condensateurs quelle que soit l'évolution temporelle des niveaux de phase de référence, C_v ($v=1,2,3,4$) ce qui permet un découplage total entre la procédure de commande dédiée à l'onduleur et le pilotage de la machine [34].

La procédure de rééquilibrage proposée est identique pour les trois phases et l'analyse est donc effectuée pour une phase uniquement. Nous avons identifié, pour le cas de $N=5$ et en supposant d'abord **sign** (I_{sn}) >0 , toutes les configurations possibles du bras onduleur ainsi que le sens d'évolution de chaque tension condensateur figure (2.27).

D'après la figure (2.27), on peut établir les règles d'évolution des tensions condensateur suivantes:

- Les configurations **Conf=0** et **Conf=15** sont les seules qui permettent de générer les niveaux $C_v^k = 0$ et $C_v^k = 4$, respectivement. Dans ces deux configurations aucun condensateur flottant n'est traversé par du courant, ce qui permet donc de garder ses tensions constantes;

- Les configurations **Conf=1**, **Conf=2**, **Conf=4** et **Conf=8** permettent de générer le niveau $C_v^k = 1$. Cependant, **Conf=1** augmente V_{c3} , maintien V_{c2} et diminue V_{c1} ; **Conf=2** maintien V_{c3} , diminue V_{c2} et augmente V_{c1} ; **Conf=4** diminue V_{c3} , augmente V_{c2} et maintien V_{c1} et **Conf=8** augmente V_{c3} , augmente V_{c2} et maintien V_{c1} .
- Les configurations **Conf=3**, **Conf=5**, **Conf=6**, **Conf=9** et **Conf=12** permettent de générer le niveau $C_v^k = 2$. **Conf=3** maintien V_{c3} , diminue V_{c2} et maintien V_{c1} ; **Conf=5** diminue V_{c3} , augmente V_{c2} et diminue V_{c1} ; **Conf=6** diminue V_{c3} , maintien V_{c2} et augmente V_{c1} ; **Conf=9** augmente V_{c3} , maintien V_{c2} et diminue V_{c1} et **Conf=12** maintien V_{c3} , augmente V_{c2} et maintien V_{c1} .
- Les configurations **Conf=7**, **Conf=10**, **Conf=11**, **Conf=13** et **Conf=14** permettent de générer le niveau $C_v^k = 3$. **Conf=7** diminue V_{c3} , maintien V_{c2} et maintien V_{c1} ; **Conf=10** augmente V_{c3} , diminue V_{c2} et augmente V_{c1} ; **Conf=11** augmente V_{c3} , diminue V_{c2} et maintien V_{c1} ; **Conf=13** maintien V_{c3} , augmente V_{c2} et diminue V_{c1} et **Conf=14** maintien V_{c3} , maintien V_{c2} et augmente V_{c1} .

Ces règles ont été finalement utilisées pour remplir le «tableau de sélection de la configuration», illustré dans (Tableau 2.4), en tenant compte des remarques suivantes:

- $\alpha_{c_j} = 0 (j = 1, 2, 3)$ signifie pour **sign(Isn) > 0**, qu'il ne faut pas augmenter la tension V_{c_j}
- $\alpha_{c_j} = 1 (j = 1, 2, 3)$ signifie pour **sign(Isn) > 0**, qu'il ne faut pas diminuer la tension V_{c_j}

Dans le cas où il y a deux possibilités de choix équivalentes. En effet, dans le premier cas ($\alpha_{c_3} = 0, \alpha_{c_2} = 1, \alpha_{c_1} = 0, \alpha_v^k = 1$) on souhaite, pour **sign(Isn) > 0**, ne pas diminuer V_{c2} et ne pas augmenter V_{c1} et V_{c3} . La figure (2.27) montre que aussi bien **Conf=1** que **Conf=4** satisfont cette condition. Cependant, **Conf=1** permet de réguler V_{c1} tandis que **Conf=4** permet de réguler V_{c2} . On choisira ainsi la première option si l'erreur relative de V_{c1} est supérieure à celle de V_{c2} , et la deuxième dans le cas contraire. On procède de manière identique pour l'analyse du deuxième cas ($\alpha_{c_2} = 0, \alpha_{c_1} = 1, \alpha_v^k = 2$).

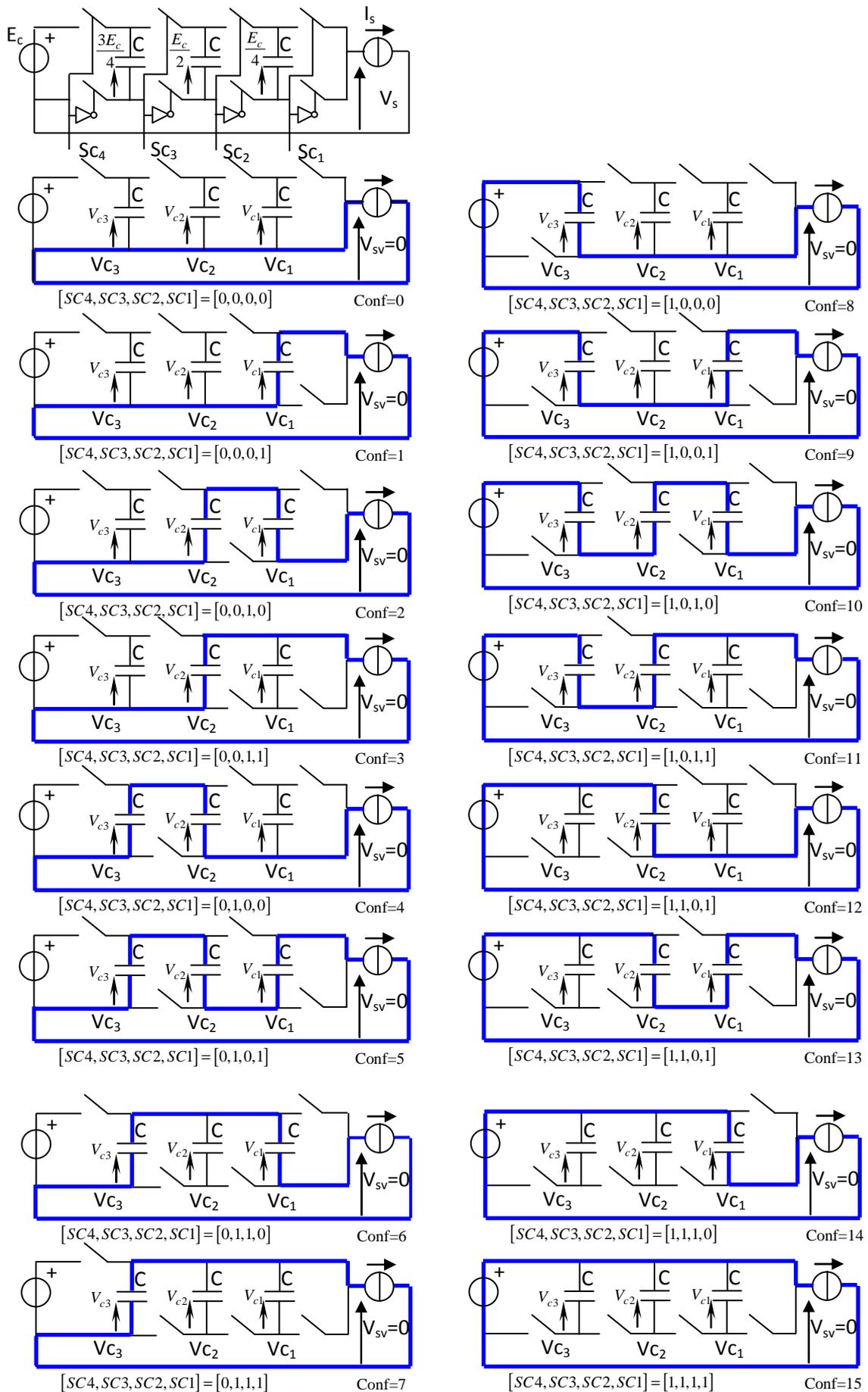


Figure 2.27 : Configuration possible d'un bras onduleur multicellulaire avec $N=5, p=3$ [34]

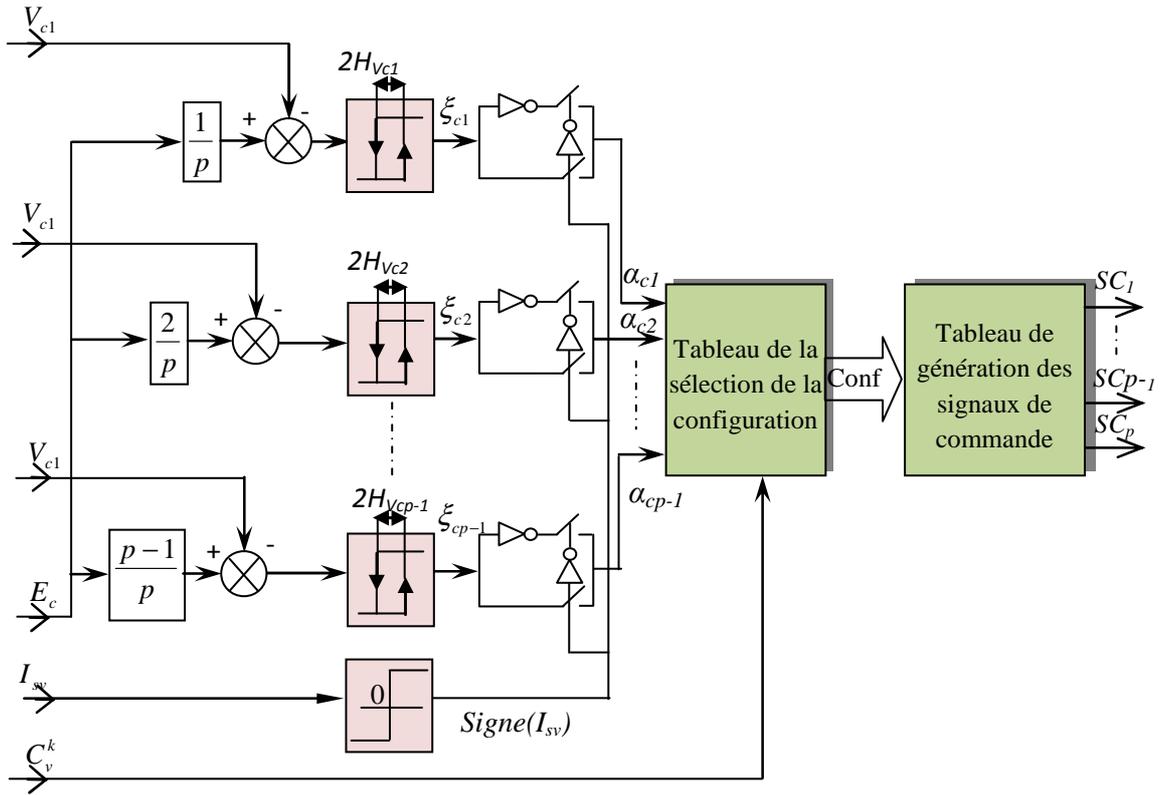


Figure 2. 28: Sélection de la procédure d'équilibrage par hystérésis des tensions condensateurs d'une phase [6]

Le schéma bloc correspondant, généralisé par rapport à N , est montré dans la figure (2.28). Les tensions des condensateurs $V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cp-1}$ sont soustraites de leurs valeurs de référence respectives, soit $E_c/p, 2E_c/p, \dots, (p-1)/pE_c$, et chaque erreur de tension condensateur ainsi obtenue est injectée dans un comparateur à hystérésis. Les variables binaires $\alpha_{C1}, \alpha_{C2}, \dots, \alpha_{Cp-1}$ qui résultent d'une combinaison entre les variables binaires de sortie des comparateurs et le signe du courant de phase, $sign(I_{sn})$, sont donc représentatives des sens d'évolution des tensions condensateur qui permettent d'éviter les dépassements des bandes d'hystérésis. A partir de $\alpha_{C1}, \alpha_{C2}, \dots, \alpha_{Cp-1}$ et de C_v^k on détermine à partir d'un «**tableau de sélection de la configuration**», particulier à chaque valeur de N (voir Tableau 2.4 pour $N=5$), l'index entier **Conf** identifiant la configuration du bras. Les signaux d'allumage $SC_p, SC_{p-1}, \dots, SC_1$, des cellules de commutation du bras sont facilement obtenus en effectuant une conversion décimale/binaire de **Conf**.

α_{c3}	0	0	0	0	0	0	0	0	0
α_{c2}	0	0	1	1	0	0	1	1	1
α_{c1}	0	1	0	1	0	1	0	1	1
$C_v^k = 0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$C_v^k = 1$	1	2	1,4	4	1,8	2,8	1,8	8	8
$C_v^k = 2$	3	3,6	3,12	6,12	3,9	3	9,12	12	12
$C_v^k = 3$	7	7,14	7,13	7,14	11	10,11	13	14	14
$C_v^k = 4$	15	15	15	15	15	15	15	15	15

Tableau 2. 4 : Tableau de sélection de la configuration pour N=5,p=4

2.10.2 Simulations numériques

Comme pour les stratégies précédentes, nous avons effectué des simulations pour la stratégie DTCFI appliquée au contrôle direct du couple de la MADA alimenté par un onduleur 5-niveaux,

Les figures (2.29,30) montrent les principales grandeurs caractéristiques de la machine pilotée par la stratégie DTCFI, L'évolution du couple et du flux rotorique dans le temps est confinée à l'intérieur de leur bande d'hystérésis respective.

L'amplitude de flux rotorique reste constante et égal à sa valeur de référence avec une faible ondulation, révélant ainsi une correcte régulation du flux découplée de celle du couple durant les régimes transitoires.

Les formes d'onde des tensions de condensateur en régime permanent sont montrées dans les figures (2.31). On peut ainsi confirmer par simulation que, indépendamment du niveau de tension de phase, il est toujours possible de sélectionner une configuration de bras permettant de confiner l'évolution des tensions condensateur à l'intérieur de leurs bandes d'hystérésis.

Les figures (2.31) montrent l'évolution des tensions aux bornes de chaque condensateur flottant de l'onduleur. Toutes les tensions condensateur convergent vers leurs consignes respectives.

La fréquence de découpage moyenne (calculée avec une fenêtre temporelle de largeur égale 10ms) est pratiquement constante, ceci malgré la forte variation du couple et de la vitesse, et correctement imposée à la valeur théoriquement prévisible par l'équation. Il est important de rappeler que cette capacité à imposer correctement la fréquence de découpage est un atout majeur de la stratégie DTCFI que l'on ne trouve pas dans les stratégies DTC classiques

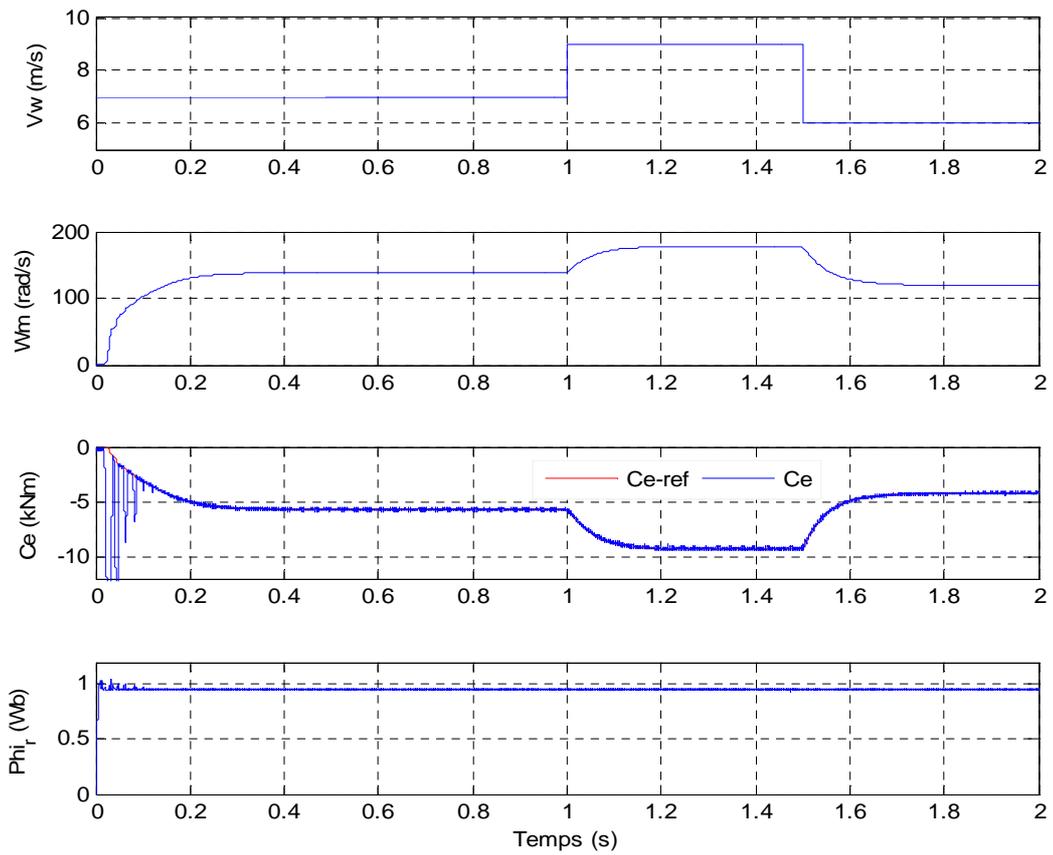


Figure 2. 29 : formes d’ondes de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

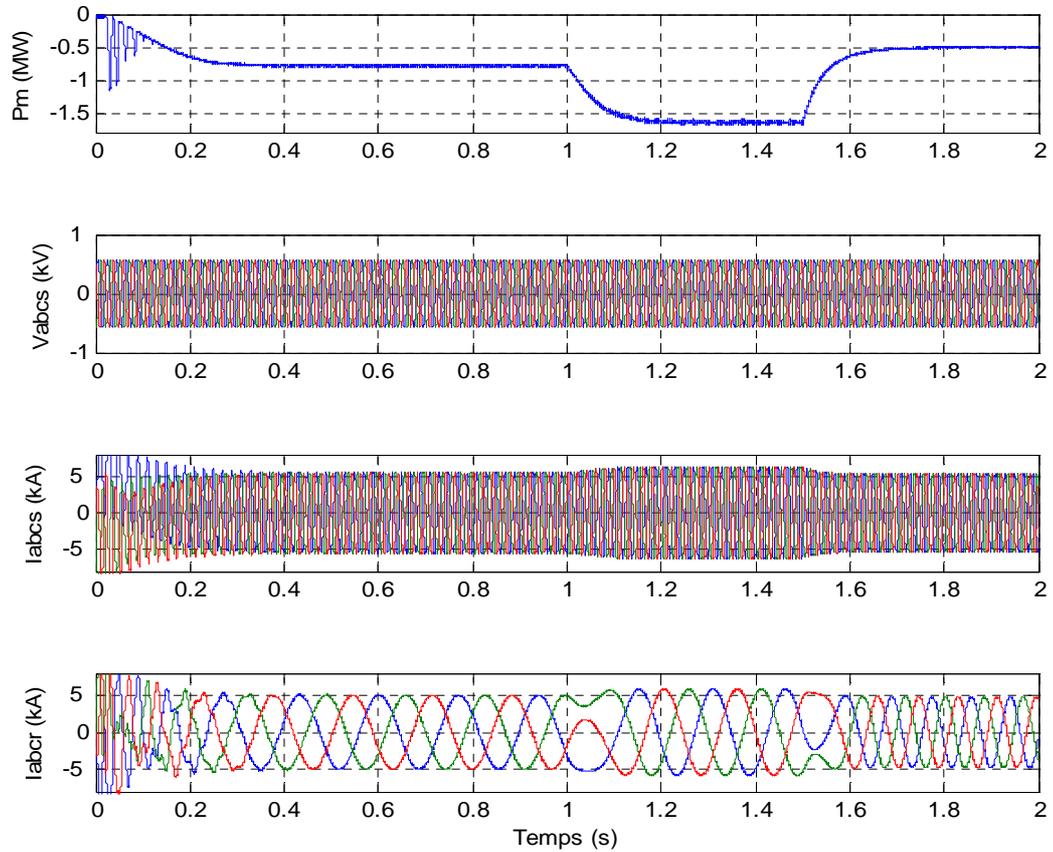


Figure 2. 30 : formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique c) Courant statorique et d) Courant rotorique

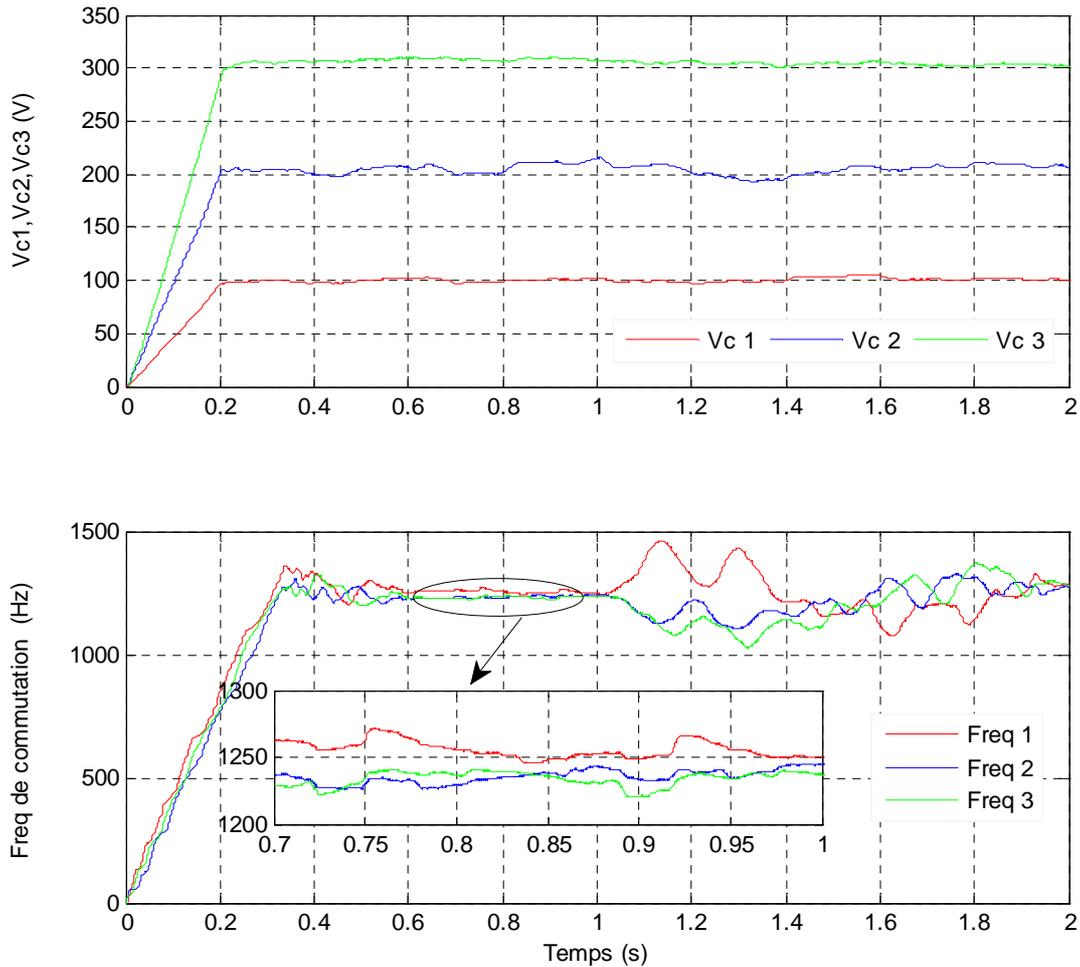


Figure 2. 31 : formes d’ondes de simulation : a) évolution des tensions aux bornes condensateurs flottants, b) fréquence de commutation moyenne par cellule

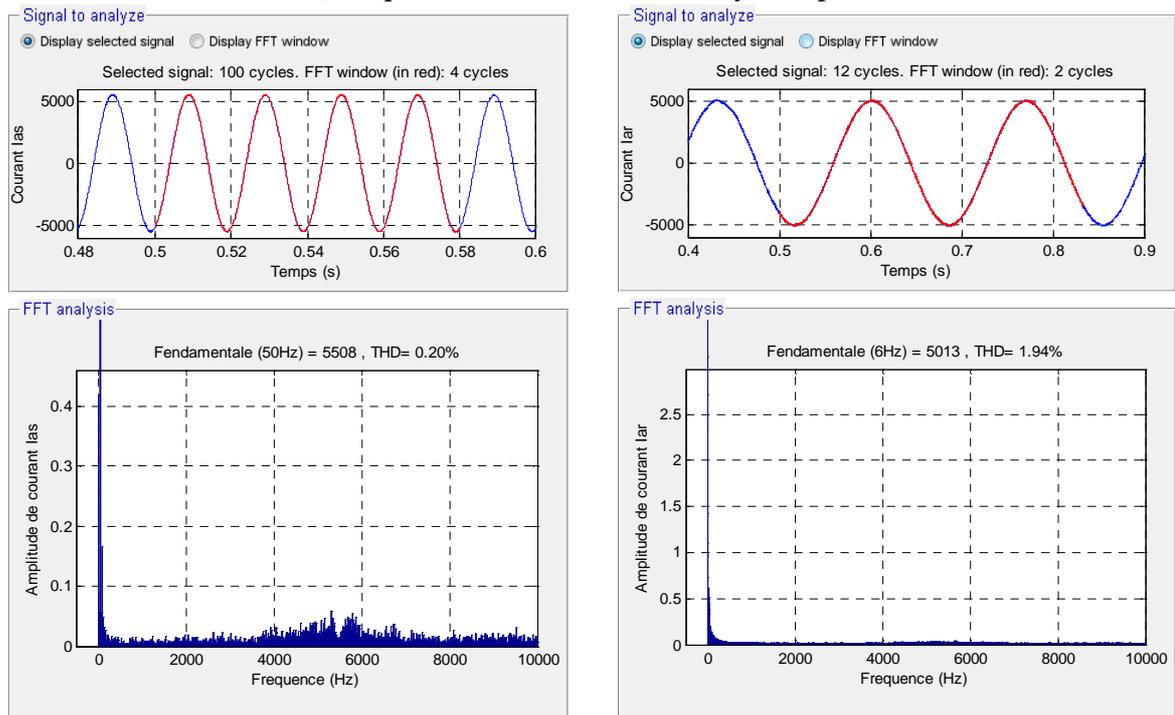


Figure 2. 32 : Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

2.11 CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'analyser et valider, en simulation, le comportement de la commande du système éolien en se basant sur la structure du contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multiniveaux. Ce contrôle est très compétitif et qui attire l'attention des plusieurs chercheurs afin d'aboutir une performance qui répondre aux exigences industrielles.

Les résultats de simulation obtenus par la DTC classique montrent la bonne stabilité et de précision des structures de commande proposée. Ainsi, l'algorithme proposé pour le contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multiniveaux réalise de bonnes performances dynamiques et statiques. Nous concluons que l'alimentation multi niveaux offre de meilleurs résultats en régime permanent. Elle convient donc aux applications de forte puissance. Par ailleurs, deux problèmes usuellement associés aux entraînements à base de DTC persistent: la fréquence de commutation due aux comparateurs à hystérésis qui est variable et l'estimation du flux rotorique qui est imprécise. Cela dégrade bien sûr les performances de l'entraînement.

Afin de surmonter les contraintes sévères associées avec la fréquence de commutation, l'équilibrage des tensions de bus continu et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, une nouvelle loi de commande DTCFI a été proposée pour la MADA pilotée par un convertisseur à structure multicellulaire. On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation de ce type d'onduleurs (et donc d'onduleurs à n-niveaux) sont nombreux, on peut citer entre-autre, l'augmentation de la puissance de l'installation, l'imposition de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie de la machine.

Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider cette structure de commande. Ils mettent en évidence de hautes performances dynamiques, l'imposition de la fréquence de découpage et une faible distorsion harmonique de la variable sous contrôle direct.

Chapitre 3

3 CONTROLE INTELLIGENT DE LA CHAINE EOLIENNE COTE GENERATRICE

3.1 INTRODUCTION

Les techniques de l'intelligence artificielle (I.A) sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, notamment le contrôle, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variables. Parmi ces techniques, on trouve les systèmes experts, la logique floue, et les méthodes d'apprentissages ont été largement utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des machines électriques.

L'objectif recherché dans l'utilisation des techniques de l'I.A est d'arriver à l'émulation du raisonnement humain sur un processeur numérique de telle sorte que le système complet (commande – machine) puisse raisonner et réagir intelligemment comme un être humain [35] [36]

Dans ce chapitre, la description des techniques intelligentes artificielle à savoir la logique floue et l'apprentissage par renforcement et leurs applications dans le contrôle direct du couple de la MADA, ont été présentés.

Nous avons montré dans le chapitre deux que certaines stratégies (classique, DTCFi) du type contrôle direct ont pu être définies à l'aide de règles qualitatives du comportement du couple et du flux. Compte tenu du degré d'imprécision de ces règles, leur utilisation dans la commande n'est envisageable que dans le cas où le nombre de niveaux de l'onduleur est faible (2-niveaux, 3-niveaux). En effet, au fur et à mesure que le nombre de niveaux augmente, et donc aussi le nombre de vecteurs tensions disponibles, le choix du vecteur tension à appliquer à la machine doit être de plus en plus sélectif. Par exemple, pour $N=5$, il faudra trouver des critères permettant de choisir 1 vecteur parmi 61.

Dans toute généralisation des stratégies de contrôle direct par rapport à N , le problème du choix optimisé des vecteurs tensions du convertisseur doit par conséquent être étudié de manière plus précise et plus approfondie. Nous proposons dans ce chapitre, une méthode d'apprentissage basée sur la méthode de renforcement qui permet de déterminer le vecteur tension optimal pour les tables de commutation utilisées dans le contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multiniveaux.

3.2 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Le principe du réglage par logique floue se rapproche du raisonnement humain dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à un savoir-faire sur la conduite du comportement du système, [33]. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à un savoir-faire sur la compréhension du principe du réglage par logique floue.

3.3 STRUCTURE GENERALE D'UN SYSTEME FLOU

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [5].

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance
- Un bloc de décision ou moteur d'inférence.
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises.

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [33]. Enfin, on applique la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [37].

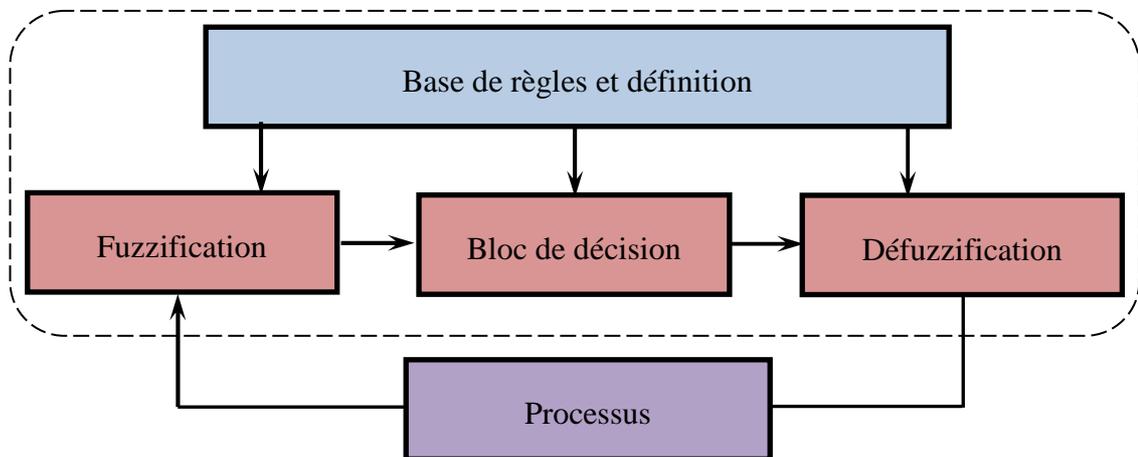


Figure 3. 1: Structure interne d'un système flou [38].

3.3.1 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [39] [40].

3.3.2 La base des règles

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "SI-ALORS", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.

3.3.3 Inférence floue

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, il s'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- **SI** (*l'ensemble des conditions sont satisfaites*), **ALORS** (*l'ensemble des conséquences peuvent être supposées*).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur 'ET' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur 'OU' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Il existe plusieurs méthodes d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter seulement quatre types. L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, Som-prod et Sugeno. Les quatre inférences diffèrent par la manière dont les sorties sont déterminées [5]

3.3.4 Défuzzification

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [14, 18]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulaire sont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés en utilisant les fonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [33].

3.4 APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE A LA DTC

3.4.1 Application avec onduleur 2 niveaux

Dans cette section, on va s'intéresser à l'application de la logique floue à la commande directe du couple de la machine asynchrone double alimentation MADA.

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension sans aucune distinction entre une erreur *très grande* ou *relativement petite*. Ainsi, l'état de commutation choisi dans le cas d'une grande erreur qui se produit au démarrage ou lors de variation des consignes du couple ou du flux est le même que durant le fonctionnement normal. Il en résulte durant ces régimes transitoires des réponses moins rapides du système. Par contre, si le vecteur tension est sélectionné en prenant compte des *amplitudes et les signes* des erreurs du couple et du flux et pas seulement leurs *signes*, alors les réponses du système durant le démarrage et lors des changements de la commande du flux ou du couple peuvent être fortement améliorées.

La DTC classique utilise *les signes* des erreurs du couple et du flux (quelles soient *très grandes* ou *très petites*) pour déterminer les états des interrupteurs. Les termes "*très grande*" ou "*très petite*" sont des termes vagues et imprécis qui indiquent la notion de flou. Il semble donc naturel d'utiliser un contrôleur flou.

Nous avons montré que dans la DTC classique, seuls quatre vecteurs tensions actifs sont utilisés parmi les six (V_i et V_{i+3} ne sont pas utilisés dans la DTC classique). Il en résulte des ambiguïtés dans la détermination de la variation du flux et du couple.

Pour améliorer les performances de la DTC et contourner le problème précédent nous avons réparti la position de vecteur flux statorique en 12 secteurs, et nous avons alors introduit la notion de *petite variation* du flux et du couple au lieu de seulement leur augmentation ou diminution. En effet, lorsque les composantes tangentiennes des vecteurs tensions sont très petites, la variation du couple l'est également.

Nous proposons deux structures de contrôleurs flous. Le premier contrôleur flou, avec 12 ensembles flous pour la position de vecteur flux statorique, 5 ensembles flous pour la variation du couple et 3 ensembles flous pour la variation du flux statorique conduit à une table incomplète de 180 règles floues, d'où une difficulté d'implantation en temps réel car la DTC exige une période d'échantillonnage très petite de l'ordre de 10 à 50 μ s. Pour réduire le temps de calcul, nous proposons alors une autre technique pour réduire le nombre de règles à 30.

3.4.2 Première approche : Base de 180 règles floues

La figure (3.2) présente le schéma synoptique du contrôleur flou proposé pour remplacer la DTC classique. Les estimateurs du flux rotorique et du couple restent identiques dans les deux schémas de commande.

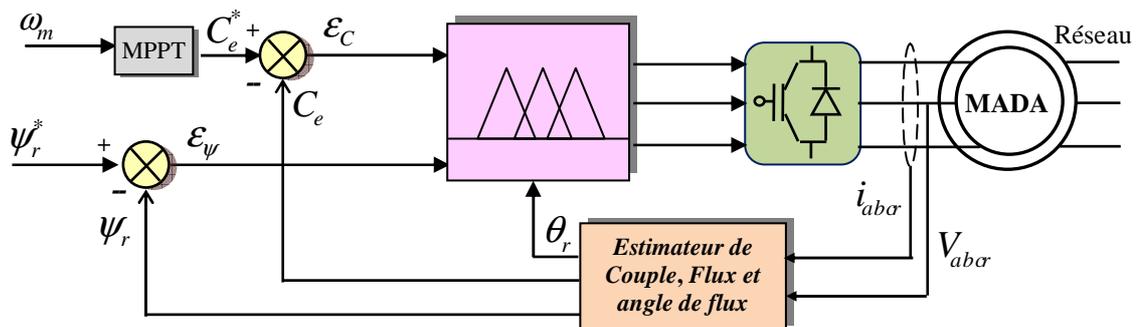


Figure 3. 2: Contrôleur flou pour la commande directe du Couple

Le contrôleur flou étudié possède trois variables d'états flous en entrée et une variable de commande en sortie pour réaliser une commande à couple et flux constants. Chaque variable est représentée par des ensembles flous. Le nombre des ensembles flous pour chaque variable est choisi pour obtenir une commande performante avec un nombre minimal de règles floues.

La première variable floue est la différence entre l'amplitude du flux de référence et le flux estimé :

$$\varepsilon_\psi = \psi_r^* - |\psi_r| \tag{3.1}$$

L'univers de discours de la variable floue erreur de flux ε_ψ est divisé en trois sous-ensembles flous : erreur positive du flux ($P\varepsilon_\psi$), erreur de flux proche de zéro ($Z\varepsilon_\psi$) et erreur de flux négative ($N\varepsilon_\psi$). Les fonctions d'appartenance, de type triangulaire, de ces ensembles flous sont représentées sur la figure (3.3).

La deuxième variable floue est la différence entre le couple de référence et le couple estimé (erreur du couple ε_{Ce}) donné par :

$$\varepsilon_{Ce} = C_e^* - C_e \tag{3.2}$$

Pour prendre en considération les faibles variations dans le couple, l'univers de discours de la variable floue "erreur du couple" ε_{Ce} est divisé en cinq sous-ensembles flous : erreur positive grande ($PL\varepsilon_{Ce}$), erreur positive petite ($PS\varepsilon_{Ce}$), erreur de couple proche de zéro ($Z\varepsilon_{Ce}$), erreur négative petite ($NS\varepsilon_{Ce}$) et erreur négative grande ($NL\varepsilon_{Ce}$). La distribution des fonctions d'appartenance est représentée sur la figure (3.3).

-La troisième variable floue est l'angle entre le flux statorique et les axes de référence (angle du flux rotorique) qui est déterminé par la relation :

$$\theta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) \tag{3.3}$$

L'univers de discours de cette variable floue θ est divisé en 12 sous-ensembles flous (θ_1 à θ_{12}) symétriques. La distribution des fonctions d'appartenances est représentée sur la figure (3.3).

-La variable de commande est l'état des interrupteurs n . ($n = 1$ à 8 vecteurs). Ces vecteurs tensions sont des valeurs discrètes et sont représentés par des singletons.

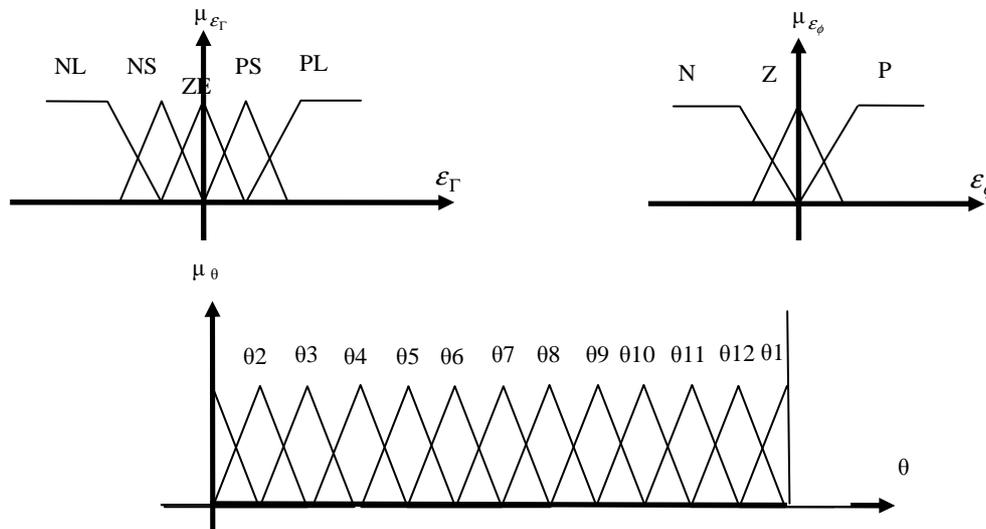


Figure 3. 3: Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées (Base de 180 règles floues)

3.4.2.1 Règles floues pour la commande

Chaque règle de commande, peut être décrite en utilisant les états des variables $\varepsilon_\psi, \varepsilon_{ce}, \theta$ et la variable de commande n .

La règle R_i peut être écrite comme suit :

$$R_i: \text{ Si } \varepsilon_\psi \text{ est } A_i, \varepsilon_{ce} \text{ est } B_i \text{ et } \theta \text{ est } C_i \text{ donc } n \text{ est } N_i \quad (3.4)$$

Où : A_i, B_i, C_i et N_i représentent les ensembles flous.

Les règles de commande sont formulées en utilisant le diagramme vectoriel de la DTC (figure 3.4).

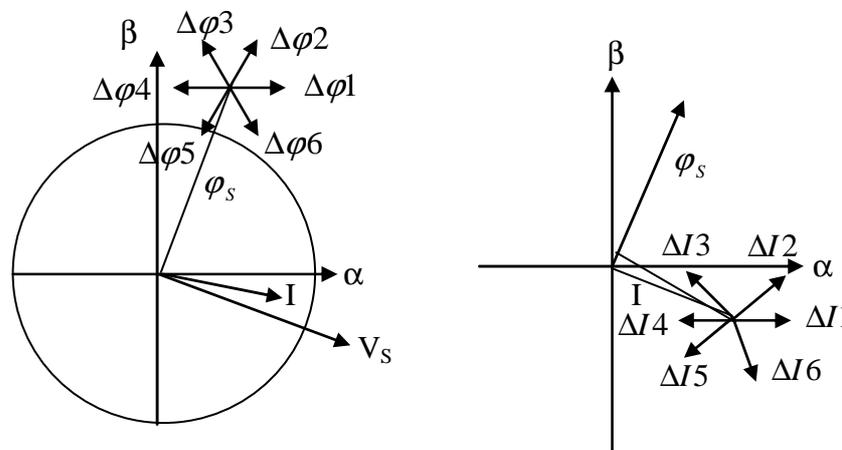


Figure 3. 4: Diagramme vectoriel de la base de connaissance

On peut résumer cette analyse comme suit :

- Pour une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, le vecteur tension 2 est sélectionné.
- Pour une faible augmentation du flux et une grande augmentation du couple, le vecteur tension 1 est sélectionné
- Pour une faible diminution du flux et une faible augmentation du couple, le vecteur tension 6 est sélectionné.
- Pour une grande diminution du flux et une faible diminution du couple, le vecteur tension 5 est sélectionné
- Pour une faible diminution du flux et une grande diminution du couple, le vecteur tension 4 est sélectionné.
- Pour une faible augmentation du flux et une grande diminution du couple, le vecteur tension 3 est sélectionné.

Le nombre total de règles floues est 180. Elles sont représentées par les 12 tables suivantes tableau-(Tableau 3.1). Chaque table représente le meilleur état de commutation pour un angle de flux donné.

θ_1				θ_2				θ_3												
	$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N						
$E\Gamma$		PL	V1	V2	V2		$E\Gamma$		PL	V2	V2	V3	V3		$E\Gamma$		PL	V2	V3	V3
	PS	V1	V2	V3	V3		PS	V2	V3	V3		PS	V2	V3	V4		PS	V2	V3	V4
	ZE	V0	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0
	NS	V6	V0	V4	V4		NS	V6	V0	V5		NS	V6	V0	V5		NS	V1	V0	V5
	NL	V6	V5	V5	V5		NL	V6	V6	V5		NL	V6	V6	V5		NL	V1	V6	V6
θ_4				θ_5				θ_6												
	$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N						
$E\Gamma$		PL	V3	V3	V4		$E\Gamma$		PL	V3	V4	V4	V4		$E\Gamma$		PL	V4	V4	V5
	PS	V3	V4	V4	V4		PS	V3	V4	V5		PS	V4	V5	V5		PS	V4	V5	V5
	ZE	V0	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0
	NS	V1	V0	V6	V6		NS	V2	V0	V6		NS	V2	V0	V1		NS	V2	V0	V1
	NL	V1	V1	V6	V6		NL	V2	V1	V1		NL	V2	V2	V1		NL	V2	V2	V1
θ_7				θ_8				θ_9												
	$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N						
$E\Gamma$		PL	V4	V5	V5		$E\Gamma$		PL	V5	V5	V6	V6		$E\Gamma$		PL	V5	V6	V6
	PS	V4	V5	V6	V6		PS	V5	V6	V6		PS	V5	V6	V1		PS	V5	V6	V1
	ZE	V0	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0
	NS	V3	V0	V1	V1		NS	V3	V0	V2		NS	V4	V0	V2		NS	V4	V0	V2
	NL	V3	V2	V2	V2		NL	V3	V3	V2		NL	V4	V3	V3		NL	V4	V3	V3
θ_{10}				θ_{11}				θ_{12}												
	$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N		$E\Phi$	P	Z	N						
$E\Gamma$		PL	V6	V6	V1		$E\Gamma$		PL	V6	V1	V1	V1		$E\Gamma$		PL	V1	V1	V2
	PS	V6	V1	V1	V1		PS	V6	V1	V2		PS	V6	V1	V2		PS	V1	V2	V2
	ZE	V0	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0		ZE	V0	V0	V0
	NS	V4	V0	V3	V3		NS	V5	V0	V3		NS	V5	V0	V3		NS	V5	V0	V4
	NL	V4	V4	V3	V3		NL	V5	V4	V4		NL	V5	V5	V4		NL	V5	V5	V4

Tableau 3. 1: Règles floues pour la DTC de la MADA (Base de 180 règles floues)

3.4.2.2 Inférence floue

Nous utilisons un contrôleur flou de type Mamdani, la méthode d'inférence max-min avec l'opérateur minimum pour le $E\Gamma$ flou et l'implication floue. Les fonctions d'appartenance de A, B, C et N sont données par μ_A, μ_B, μ_C et μ_N respectivement.

Le degré de vérité α_i de la prémisse de la i^{em} règle floue est donné par l'expression suivante [33] :

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\varepsilon_\psi), \mu_{B_i}(\varepsilon_{Ce}), \mu_{C_i}(\theta)) \quad (3.5)$$

La sortie inférée par la i^{em} règle est donnée par l'expression suivante :

$$\mu_{N_i}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n)) \quad (3.6)$$

La fonction d'appartenance de la sortie du contrôleur flou est donc :

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{180}(\mu_{N_i}(n)) \quad (3.7)$$

Comme, la variable de sortie est un ensemble net (vecteur tension), la méthode du maximum est utilisée pour la défuzzification. Grâce à cette méthode, la valeur de la variable de sortie qui a la probabilité maximum est utilisée comme grandeur de contrôle. Soit finalement :

$$\mu_s(n) = \max_{N=1}^8(\mu_N(n)) \quad (3.8)$$

3.4.2.3 Résultats de la simulation numérique

Nous avons simulée le comportement de la MADA, avec le contrôleur flou. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau (Annexe 3). La période d'échantillonnage utilisée dans la simulation est $50 \mu s$. La tension continue à l'entrée de l'onduleur est égale à 400 V.

Pour étudier les performances du contrôleur flou avec la DTC, les simulations du système sont réalisées à l'aide du logiciel " Simulink" de Matlab et le toolbox " Fuzzy Logic "

Les figures 3.5, 3.6 et 3.7 présentent les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple à base de la logique floue de la machine asynchrone double alimentation alimentée par un convertisseur 2L VSC.

La variation de la vitesse de vent dans les instants 1s et 1.5s développe un couple électromagnétique qui est proportionnel au carré de la vitesse de la machine et l'évolution est à haute dynamique. Alors que le flux rotorique est maintenu constant à une valeur de 0.95Wb comme la montre la figure 3.5 a,b,c,d.

De même, les courants statoriques (figure 3.6-c) et rotoriques (figure 3.6-b) répondent bien aux variations imposées sur le couple et leurs formes sont très proches de la sinusoïde.

Afin de mieux illustrer l'effet de la commande DTC-floue sur la qualité du signal fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à vitesse du vent fixe (figure 3.7)

Les figures 3.7-a et 3.7-b montrent respectivement les courants statorique et rotorique de la phase « a » développés par la MADA au réseau de distribution, ainsi que spectres harmoniques. Ces résultats confirment l'influence de la commande DTC floue sur la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion - THD) est de (02.16%) au niveau du courant rotorique (figure 3.7-b), pour seulement (0.60%) au niveau du courant statorique (figure 3.7-a).

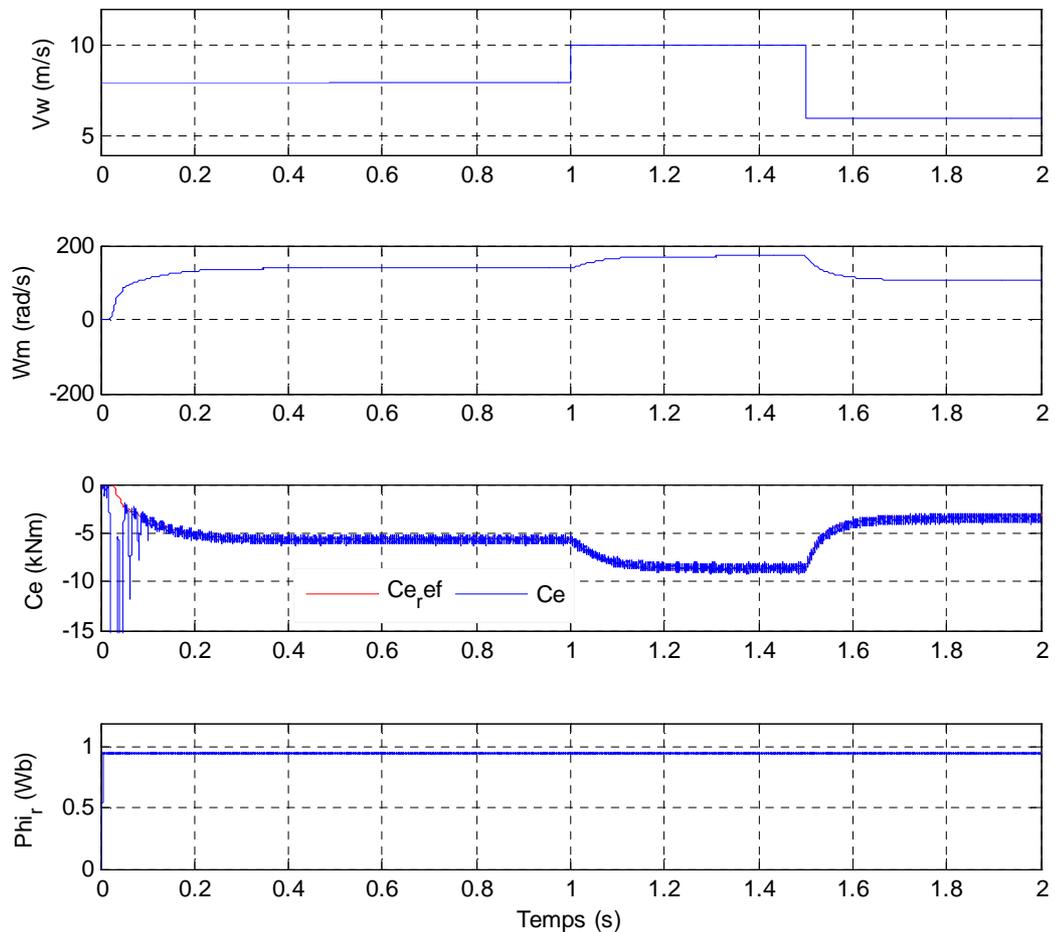


Figure 3. 5: formes d'ondes de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

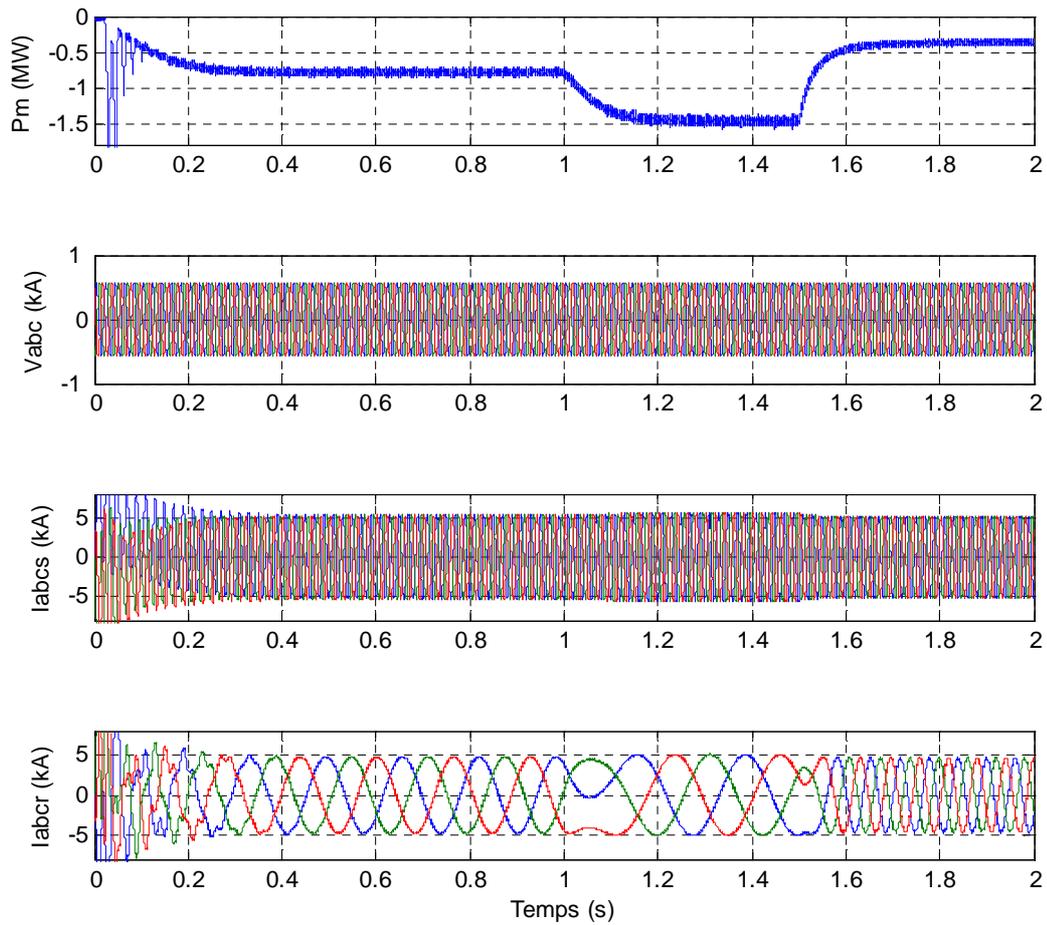


Figure 3. 6: formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique

c) Courant statorique et d) Courant rotorique

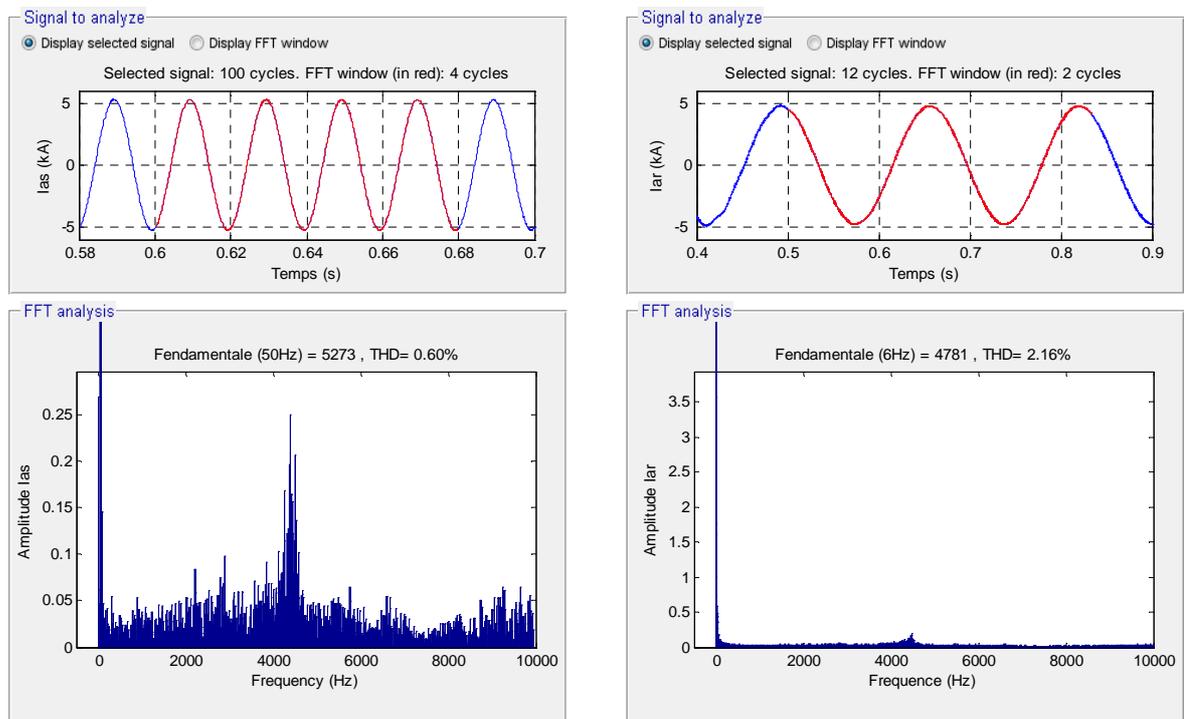


Figure 3. 7: Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

3.4.3 Deuxième approche : Base de 30 règles floues

La base de règles floues précédente a une taille importante (180 règles floues). Toutefois, on constate qu'elle présente une symétrie en fonction de la position du flux rotorique. Une redondance dans la table des règles existe et peut donc être éliminée.

C'est le principe de cette nouvelle base de règles floues qui utilise une technique de répartition de l'angle du flux rotorique permettant de réduire d'une manière importante la taille de la nouvelle base de règles floues et facilitant ainsi son implantation en temps réel.

Pour réduire le nombre total des règles floues et par conséquent réduire le temps de calcul, la troisième variable d'entrée du contrôleur flou couvre maintenant seulement la partie de l'univers de discours $[0, \frac{\pi}{6}]$ et non plus $[0, 2\pi]$ comme dans le cas de la base de règles floues précédente (180 règles).

En se basant sur la symétrie des vecteurs tensions et de l'angle de flux rotorique, on définit une transformation qui convertit l'angle θ' de domaine $[0, 2\pi]$ en l'angle θ du domaine $[0, \frac{\pi}{6}]$:

$$\theta = \text{rem}(\theta' / (\pi / 6)) \quad (3.9)$$

Où : θ est l'angle d'entrée du régulateur flou.

L'opérateur *rem* dans l'expression ci-dessus signifie " reste de la division ".

La variable de commande obtenue par le contrôleur flou est ensuite transformée en une valeur correcte du vecteur de tension en tenant compte du numéro de secteur du flux rotorique [41].

L'univers de discours de la nouvelle variable floue " angle du flux θ " est divisé en 2 ensembles flous qui sont représentés sur la figure (3.8).

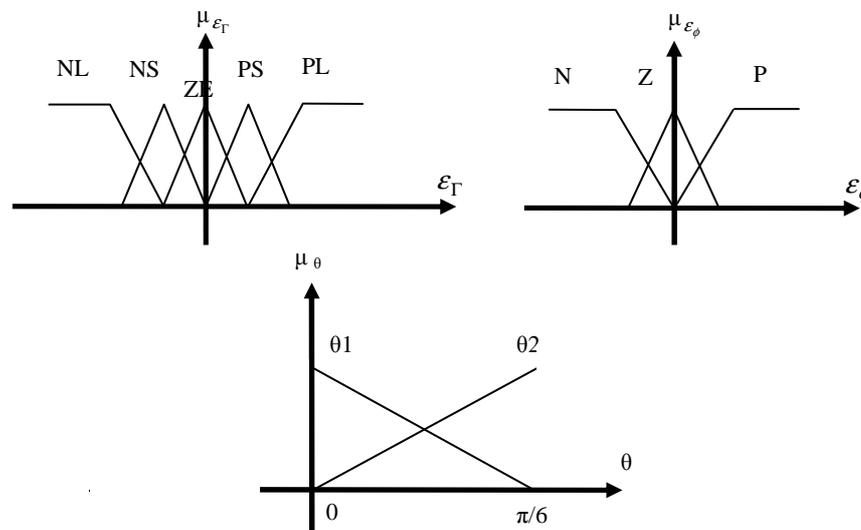


Figure 3. 8: Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées (Base de 30 règles floues)

3.4.3.1 Règles floues

En utilisant 2 sous-ensembles flous pour l'angle de flux, on obtient une table de 30 règles floues représentées sur le tableau-(3.2).

		θ_1		
		P	Z	N
E Γ	E Φ			
	PL	V1	V2	V2
	PS	V1	V2	V3
	ZE	V0	V0	V0
	NS	V6	V0	V4
	NL	V6	V5	V5

		θ_2		
		P	Z	N
E Γ	E Φ			
	PL	V2	V2	V3
	PS	V2	V3	V3
	ZE	V0	V0	V0
	NS	V6	V0	V5
	NL	V6	V6	V5

Tableau 3. 2 : Règles floues pour la DTC de la MADA (Base de 30 règles floues)

3.4.3.2 Inférence floue

Le raisonnement flou utilisée est également de type de Mamdani, avec :

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(E_\varphi), \mu_{B_i}(E_{te}), \mu_{C_i}(\theta))$$

$$\mu_{N_i'}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n)) \quad (3.10)$$

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{33}(\mu_{N_i'}(n))$$

La relation donnant le numéro du secteur où se trouve le vecteur flux rotorique est obtenue comme suit :

$$S = \text{Fix}\left(\left(\frac{\theta + \pi/6}{\pi/3}\right) + 1\right) \quad (3.11)$$

L'opérateur **Fix** dans l'expression ci-dessus signifie " partie entière de la division ".

On ajoute à la sortie du régulateur flou la valeur (**S**) afin de déterminer le vecteur tension correct pour la configuration de l'onduleur.

3.4.3.3 Résultats de la simulation numérique

La figure (3.9) et (3.10) représentent les réponses des différentes grandeurs de la machine (flux, couple, courant et tension).

La figure (3.12) représente les différentes réponses du couple pour la DTC floue à 180 règles et celle de 30 règles floues proposée. Le comportement de ces deux contrôleurs est pratiquement identique, ce qui permet de diminuer le temps de calcul et par conséquent de réduire la période d'échantillonnage au maximum pour minimiser les ondulations dans des grandeurs de la machine.

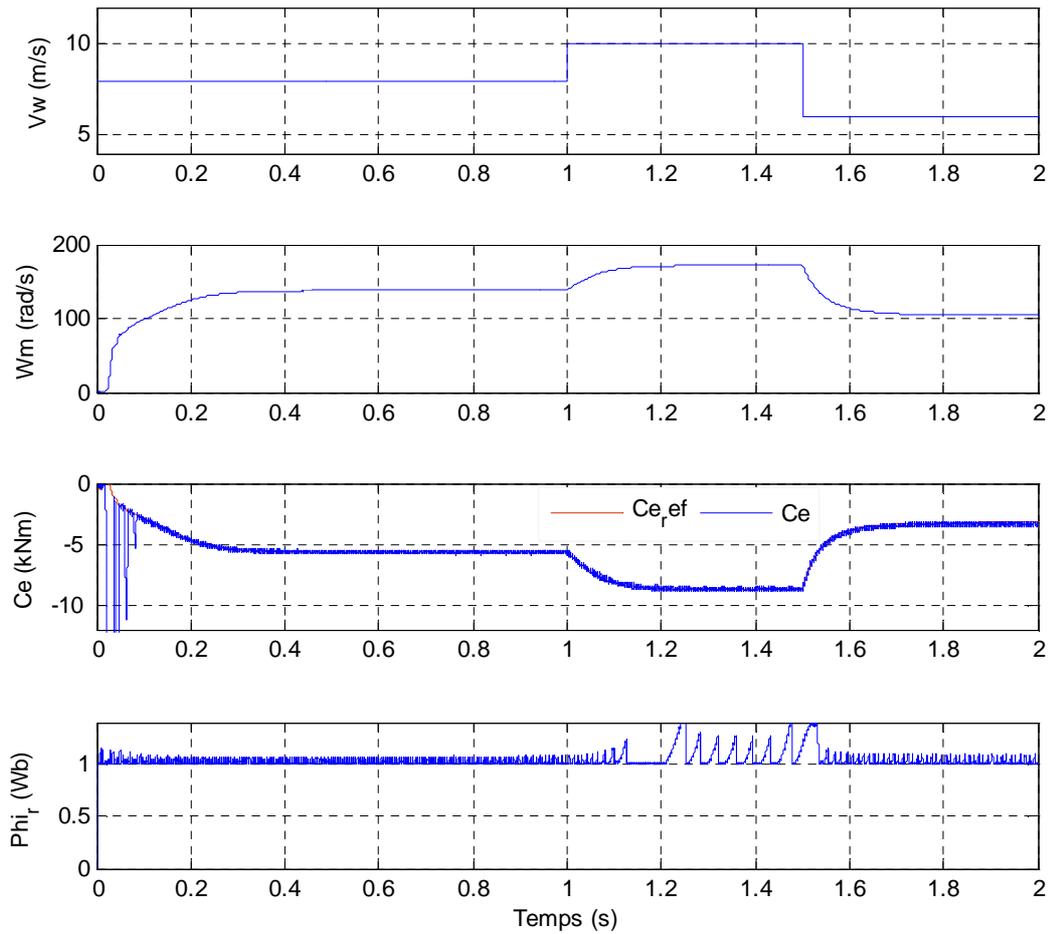


Figure 3. 9: formes d'ondes de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

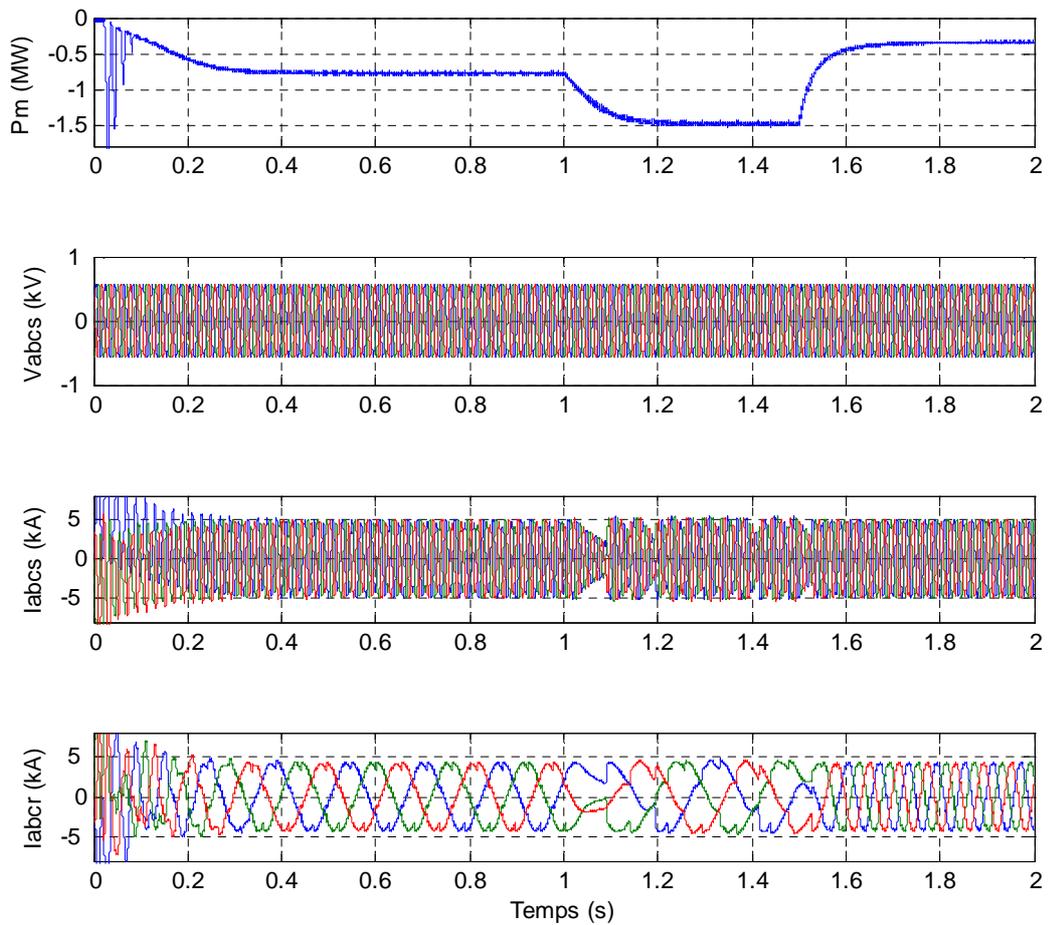


Figure 3. 10: formes d'ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique
c) Courant statorique et d) Courant rotorique

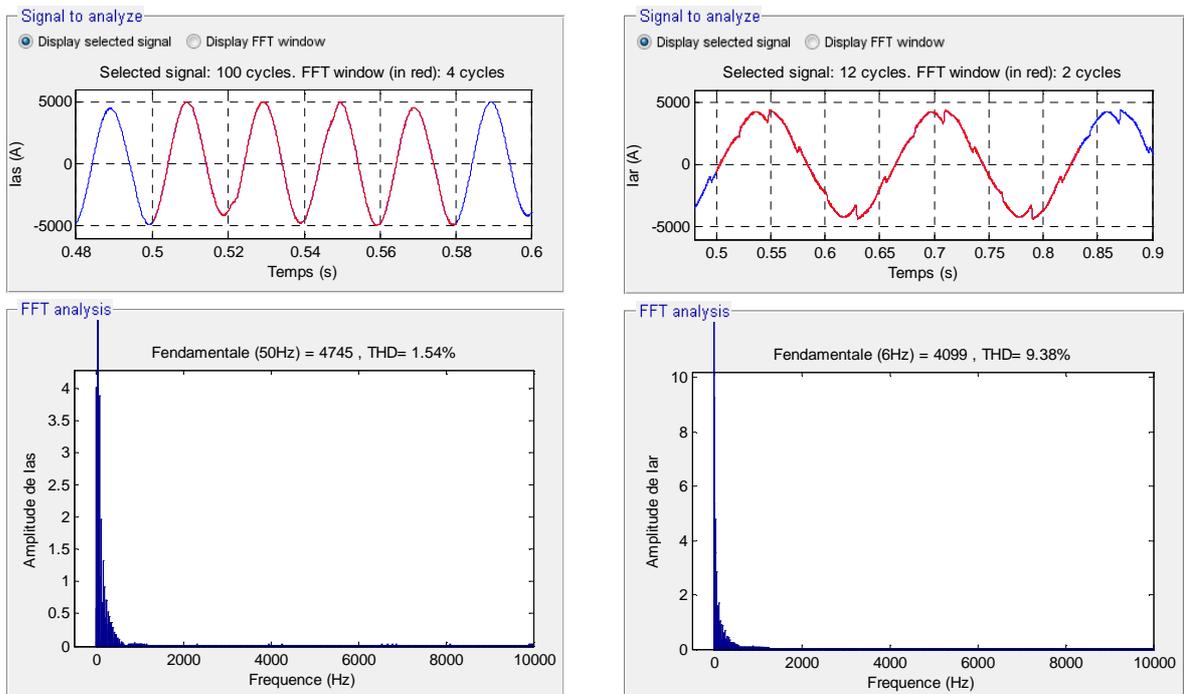


Figure 3. 11: Spectre d'harmonique des courant statorique et rotorique

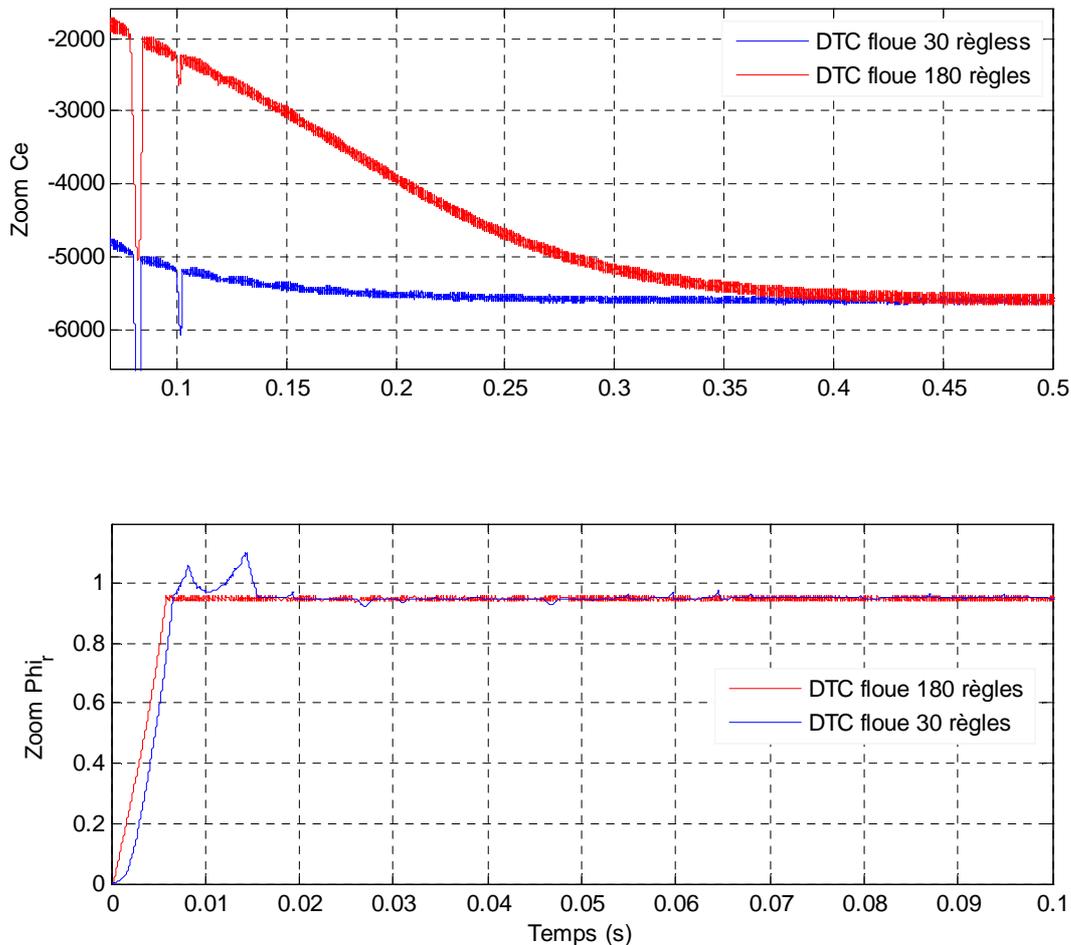


Figure 3. 12: comparaison de l'évolution du couple et de flux pour les deux stratégies DTC floue 30 et 180 règles

3.4.4 Application Avec onduleur 5 niveaux

Dans cette approche nous appliquerons un raisonnement flou pour les erreurs du flux " ε_v ", l'erreur du couple " ε_{C_e} " et la position du flux " θ ". Ces derniers sont utilisés comme des entrées du contrôleur flou. L'état de commutation du convertisseur est évidemment la sortie du régulateur.

Les trois variables d'entrée sont divisées en un nombre déterminé d'ensembles flous de façon à avoir le meilleur contrôle. L'univers de discours de la première variable d'entrée " ε_v " est divisée en trois ensembles flous : erreur du flux positive, «P» ; erreur du flux nulle, «Z» ; erreur du flux négative, «N». On choisit des fonctions d'appartenance trapézoïdales pour les variables P, N et triangulaire pour l'ensemble Z figure (3.13)..

La deuxième entrée est l'erreur du couple " ε_{C_e} ". Son univers du discours est divisé en treize ensembles flous : PL1, PL2, PM1, PM2, PS1, PS2, ZE, NS2, NS1, NM2, NM1, NL2, NL1.

On choisit des fonctions d'appartenances triangulaires pour les ensembles PS, ZE et NS, et des fonctions d'appartenances trapézoïdales pour les ensembles PL1 et NL1 figure (3.13).

La troisième variable d'entrée est la position du flux dans le référentiel lié au stator. L'angle θ L'univers du discours de cette variable est divisé en 12 ensembles flous (θ_1 à θ_{12}) dont les fonctions d'appartenance sont représentées par la figure (3.13).

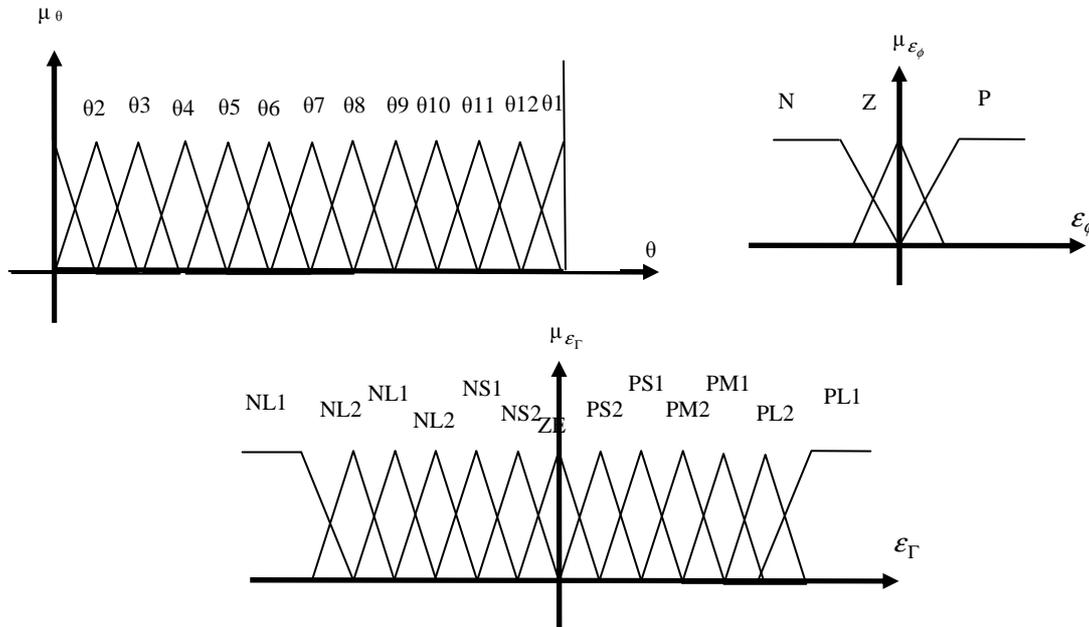


Figure 3. 13: Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées

3.4.4.1 Règles floues pour la commande

Chaque règle de commande, peut être décrite en utilisant les états des variables $\varepsilon_\psi, \varepsilon_{Ce}, \theta$ et la variable de commande n .

La règle R_i peut être écrite comme suit :

$$R_i : \text{Si } \varepsilon_\psi \text{ est } A_i, \varepsilon_{Ce} \text{ est } B_i \text{ et } \theta \text{ est } C_i \text{ donc } n \text{ est } N_i \tag{3. 12}$$

Où : A_i, B_i, C_i et N_i représentent les ensembles flous. La variable linguistique de sortie n peut prendre 61 valeurs différentes [41].

Le nombre total des règles floues est de 468. Elles sont représentées par les 12 tables suivantes tableau-(3.3). Chaque table représente le meilleur état de commutation pour un angle de flux donné.

θ_1

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V14	V17	V24
PL2	V15	V17	V25
PM1	V18	V17	V28
PM2	V13	V11	V23
PS1	V9	V11	V19
PS2	V12	V11	V22
ZE	V0	V0	V0
NS2	V52	V0	V42
NS1	V56	V41	V46
NM2	V53	V47	V43
NM1	V58	V42	V48
NL2	V55	V46	V45
NL1	V54	V43	V44

θ_2

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V14	V17	V24
PL2	V20	V17	V30
PM1	V18	V17	V28
PM2	V13	V11	V23
PS1	V16	V11	V26
PS2	V12	V11	V22
ZE	V0	V0	V0
NS2	V52	V0	V42
NS1	V59	V41	V49
NM2	V53	V47	V43
NM1	V58	V42	V48
NL2	V60	V49	V50
NL1	V54	V43	V44

θ_3

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V24	V27	V34
PL2	V25	V27	V35
PM1	V28	V27	V38
PM2	V23	V21	V33
PS1	V19	V21	V29
PS2	V22	V21	V32
ZE	V0	V0	V0
NS2	V2	V0	V52
NS1	V6	V51	V56
NM2	V3	V57	V53
NM1	V8	V52	V58
NL2	V5	V56	V55
NL1	V4	V53	V54

θ_4

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V24	V27	V34
PL2	V30	V27	V40
PM1	V28	V27	V38
PM2	V23	V21	V33
PS1	V26	V21	V36
PS2	V22	V21	V32
ZE	V0	V0	V0
NS2	V2	V0	V52
NS1	V9	V51	V59
NM2	V3	V57	V53
NM1	V8	V52	V58
NL2	V10	V59	V60
NL1	V4	V53	V54

θ_5

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V34	V37	V44
PL2	V35	V37	V45
PM1	V38	V37	V48
PM2	V33	V31	V43
PS1	V29	V31	V39
PS2	V32	V31	V42
ZE	V0	V0	V0
NS2	V12	V0	V2
NS1	V16	V1	V6
NM2	V13	V7	V3
NM1	V18	V2	V8
NL2	V15	V6	V5
NL1	V14	V3	V4

θ_6

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V34	V37	V44
PL2	V40	V37	V50
PM1	V38	V37	V48
PM2	V33	V31	V43
PS1	V36	V31	V46
PS2	V32	V31	V42
ZE	V0	V0	V0
NS2	V12	V0	V2
NS1	V19	V1	V9
NM2	V13	V7	V3
NM1	V18	V2	V8
NL2	V20	V9	V10
NL1	V14	V3	V4

θ_7

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V44	V47	V54
PL2	V45	V47	V55
PM1	V48	V47	V58
PM2	V43	V41	V53
PS1	V39	V41	V49
PS2	V42	V41	V52
ZE	V0	V0	V0
NS2	V22	V0	V12
NS1	V26	V11	V16
NM2	V23	V17	V13
NM1	V28	V12	V18
NL2	V25	V16	V15
NL1	V24	V13	V14

θ_8

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V44	V47	V54
PL2	V50	V47	V60
PM1	V48	V47	V58
PM2	V43	V41	V53
PS1	V46	V41	V56
PS2	V42	V41	V52
ZE	V0	V0	V0
NS2	V22	V0	V12
NS1	V29	V11	V19
NM2	V23	V17	V13
NM1	V28	V12	V18
NL2	V30	V19	V20
NL1	V24	V13	V14

θ_9

Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V54	V57	V4
PL2	V55	V57	V5
PM1	V58	V57	V8
PM2	V53	V51	V3
PS1	V49	V51	V59
PS2	V52	V51	V2
ZE	V0	V0	V0
NS2	V32	V0	V22
NS1	V36	V21	V26
NM2	V33	V27	V23
NM1	V38	V22	V28
NL2	V35	V26	V25
NL1	V34	V23	V24

θ_{10}				
	Hf	P	Z	N
Hc				
PL1		V54	V57	V4
PL2		V60	V57	V10
PM1		V58	V57	V8
PM2		V53	V51	V3
PS1		V56	V51	V6
PS2		V52	V51	V2
ZE		V0	V0	V0
NS2		V32	V0	V22
NS1		V39	V21	V29
NM2		V33	V27	V23
NM1		V38	V22	V28
NL2		V40	V29	V30
NL1		V34	V23	V24

θ_{11}				
	Hf	P	Z	N
Hc				
PL1		V4	V7	V14
PL2		V5	V7	V15
PM1		V8	V7	V18
PM2		V3	V1	V13
PS1		V59	V1	V9
PS2		V2	V1	V12
ZE		V0	V0	V0
NS2		V42	V0	V32
NS1		V46	V31	V36
NM2		V43	V37	V33
NM1		V48	V32	V38
NL2		V45	V36	V35
NL1		V44	V33	V34

θ_{12}				
	Hf	P	Z	N
Hc				
PL1		V4	V7	V14
PL2		V10	V7	V20
PM1		V8	V7	V18
PM2		V3	V1	V13
PS1		V6	V1	V16
PS2		V2	V1	V12
ZE		V0	V0	V0
NS2		V42	V0	V32
NS1		V49	V31	V39
NM2		V43	V37	V33
NM1		V48	V32	V38
NL2		V50	V39	V40
NL1		V44	V33	V34

Tableau 3. 3: Règles floues de la DTC 5 niveaux

Pour réduire le nombre total des règles floues, en se basant sur la symétrie des vecteurs tension et de l'angle de flux statorique, on utilise la transformation qui convertit l'angle θ' de domaine $[0, 2\pi]$ en l'angle θ du domaine $[0, \frac{\pi}{6}]$ défini précédemment (3.9)

La variable de commande obtenue par le contrôleur flou est ensuite transformée en une valeur correcte du vecteur de tension en tenant compte du numéro de secteur du flux rotorique [41].

La relation donnant le numéro du secteur où se trouve le vecteur flux rotorique est obtenue comme suit :

$$S = \text{Fix}\left(\left(\frac{\theta + \pi/6}{\pi/3}\right) + 10\right) \quad (3.13)$$

En utilisant 2 sous-ensembles flous pour l'angle de flux, on obtient une table incomplète de 78 règles floues représentées sur le tableau-(3.4).

$\theta 1$				$\theta 2$			
Hf \ Hc	P	Z	N	Hf \ Hc	P	Z	N
PL1	V14	V17	V24	PL1	V14	V17	V24
PL2	V15	V17	V25	PL2	V20	V17	V30
PM1	V18	V17	V28	PM1	V18	V17	V28
PM2	V13	V11	V23	PM2	V13	V11	V23
PS1	V9	V11	V19	PS1	V16	V11	V26
PS2	V12	V11	V22	PS2	V12	V11	V22
ZE	V0	V0	V0	ZE	V0	V0	V0
NS2	V52	V0	V42	NS2	V52	V0	V42
NS1	V56	V41	V46	NS1	V59	V41	V49
NM2	V53	V47	V43	NM2	V53	V47	V43
NM1	V58	V42	V48	NM1	V58	V42	V48
NL2	V55	V46	V45	NL2	V60	V49	V50
NL1	V54	V43	V44	NL1	V54	V43	V44

Tableau 3. 4: Règles floues de la DTC 5 niveaux (Base de 78 règles floues)

3.4.4.2 Résultats de la simulation numérique

Nous avons simulé le comportement de la MADA alimentée par un onduleur à 5 niveaux avec le dernier contrôleur flou proposé.

La figure (3.14), représente la réponse des différentes grandeurs du système.

La figure (3.14) montre la réponse du couple électromagnétique de la MADA. On constate une réduction des ondulations lorsqu'on applique une variation au vitesse de vent dans les instant 1s et 1.5 s . Cependant, le fonctionnement est à flux constant come la montre la figure (3.14d). Les courant statorique et rotorique figure (3.15) répondent bien aux variations imposées sur le couple et ont des formes sinusoïdales.

Afin de mieux illustrer l'effet de la commande DTC-floue sur la qualité du signal fourni par la MADA, une analyse spectrale des courants statorique et rotorique a été réalisée. Notons que cette mesure a été effectuée dans le cas du fonctionnement de l'éolienne à vitesse de vent fixe (figure3.16)

Les figures 3.16-a et 3.16-b montrent respectivement les courant statorique et rotorique de la phase « a » développés par la MADA au réseau de distribution, ainsi que leurs spectres harmoniques. Ces résultats confirment l'influence de la commande DTC floue sur la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonique Distorsion - THD) est de (5.73%) pour le courant rotorique (figure 3.16-b), et seulement (0.33%) pour le courant statorique (figure 3.16-a).

La figure (3.17) montre également que les taux d'ondulation dans les réponses en régime permanent du flux et du couple sont moindres en comparaison avec les résultats obtenus avec la DTC floue.

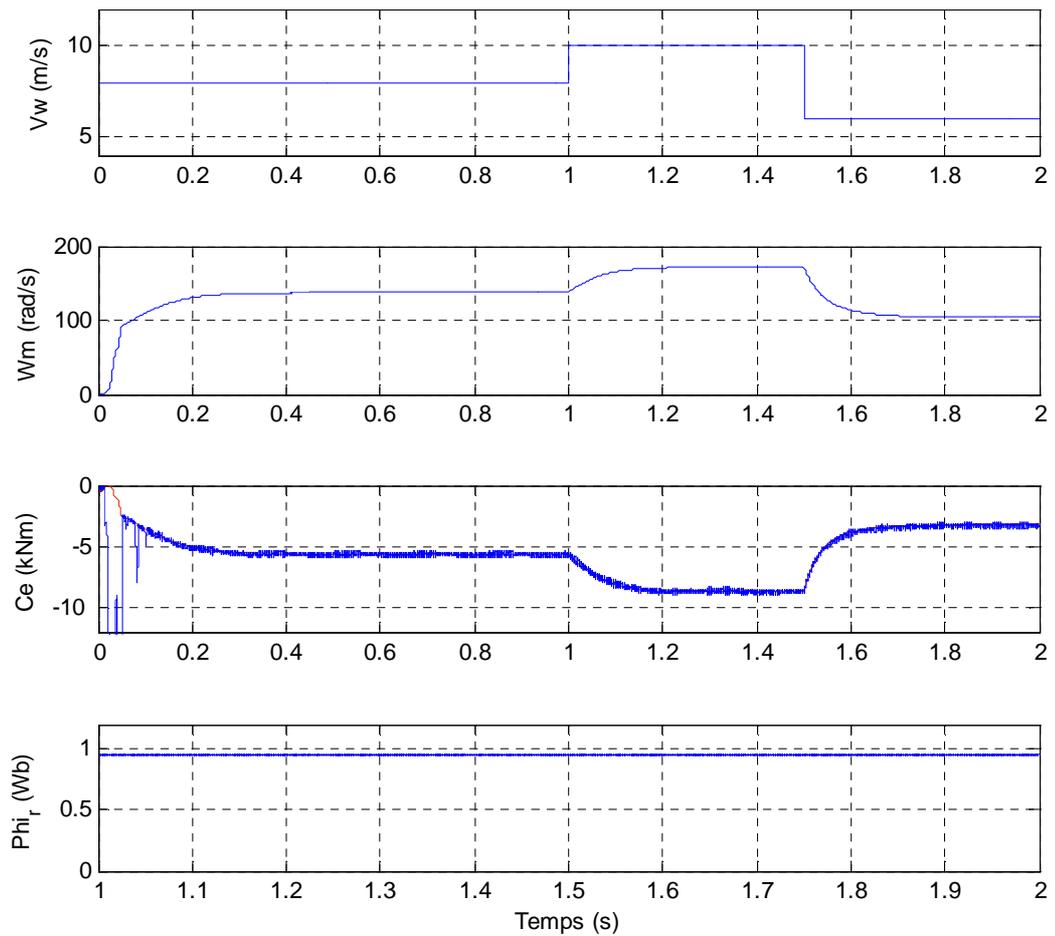


Figure 3. 14: formes d'ondes de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

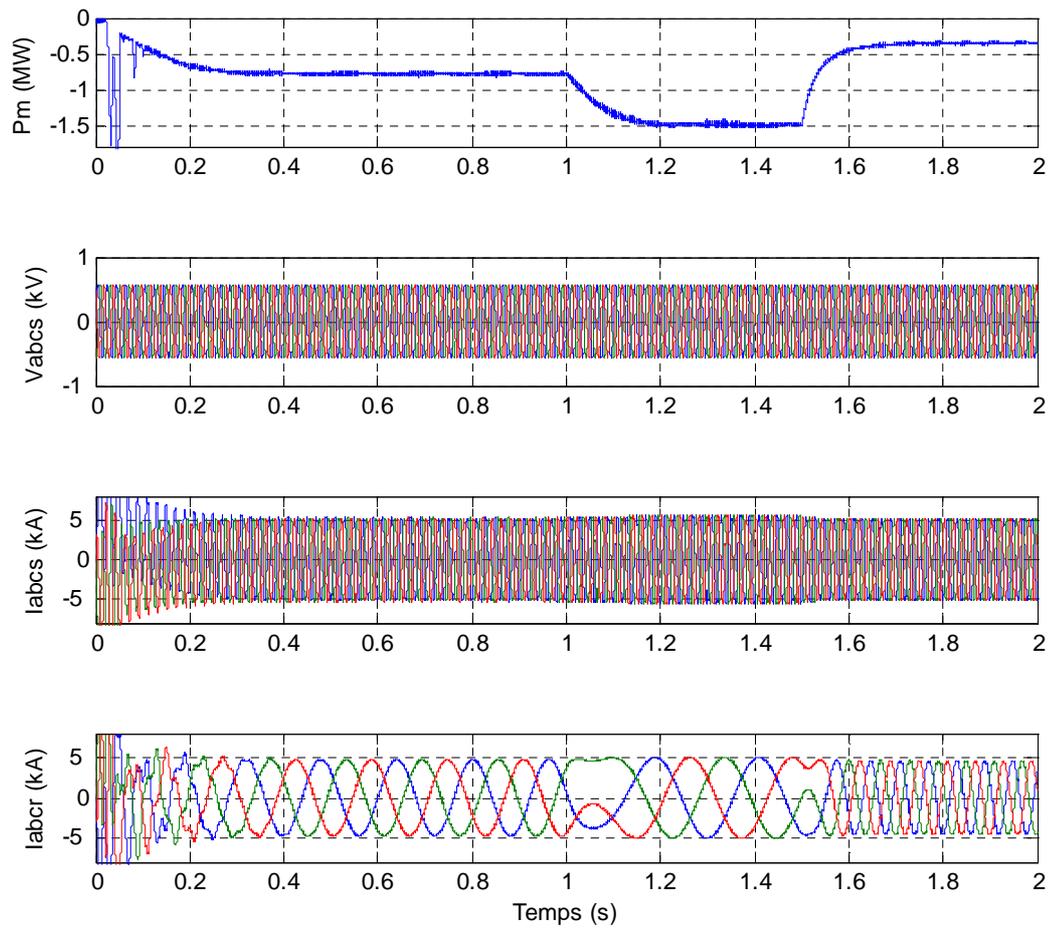


Figure 3. 15: formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique
c) Courant statorique et d) Courant rotorique

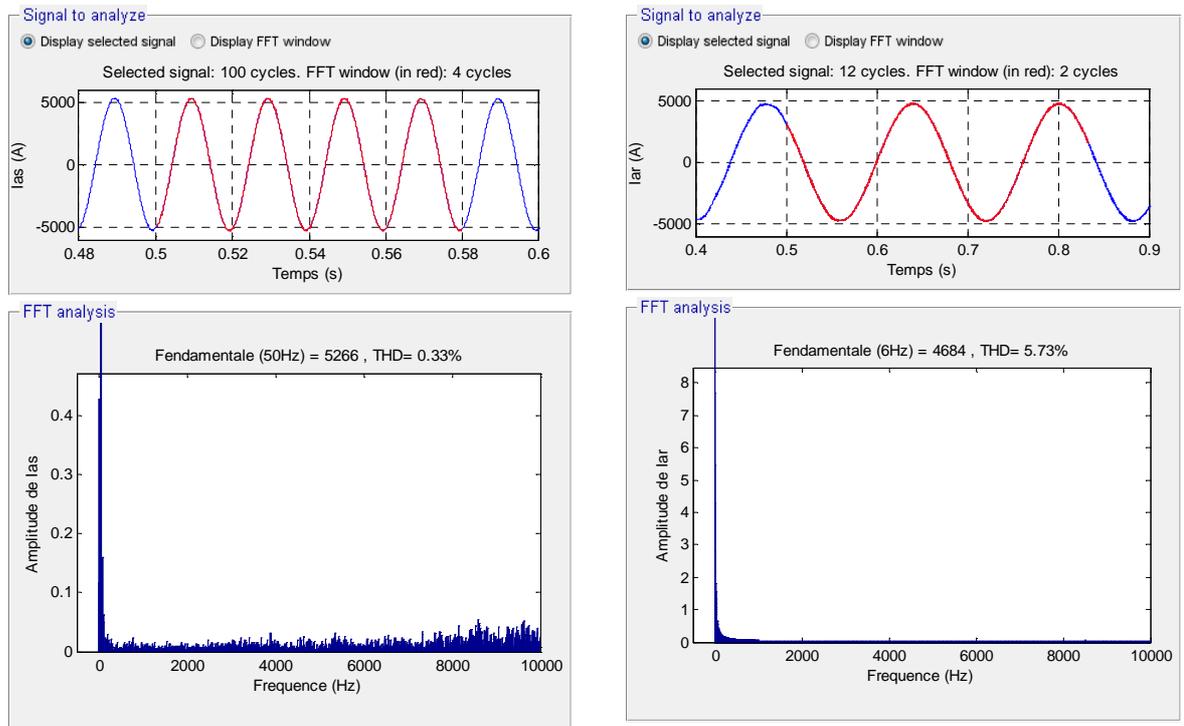


Figure 3. 16: Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

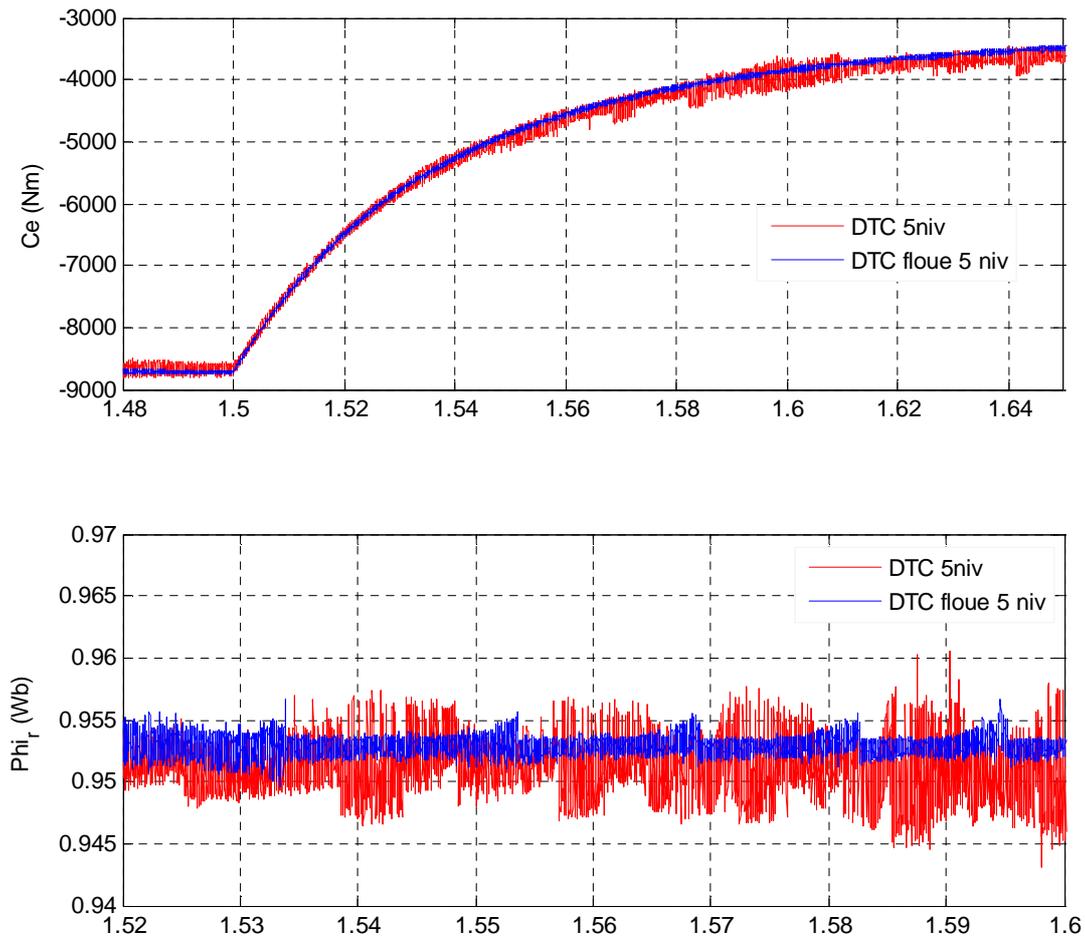


Figure 3. 17: comparaison de l'évolution du couple et de flux pour les deux stratégies DTC classique et DTC Floue

3.5 APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT

L'apprentissage par renforcement a attiré une attention considérable dans le passé car il fournit une approche efficace pour les problèmes de commande et les problèmes de prise de décisions pour lesquels une solution optimale ne peut être obtenue analytiquement ou bien est difficile à formuler. L'apprentissage par renforcement est basé sur l'idée du sens commun que si une action engendre un état satisfaisant, ou par une amélioration, alors la tendance à reproduire cette action est renforcée, d'où le nom de cette méthode. A l'inverse de l'apprentissage supervisé, l'apprentissage par renforcement ne nécessite pas la connaissance des actions correctes ou bien des trajectoires de référence [42].

L'apprentissage supervisé, nécessite la définition d'une base d'exemples d'apprentissage représentative. Chaque exemple est un couple (entrée, sortie désirée), le principe de l'algorithme est de réduire un critère d'erreur quadratique. Cependant, la difficulté inhérente à la construction d'une base d'apprentissage « représentative » limite son utilisation. Des recherches ont donc été conduites avec l'objectif de construire de manière automatique la base d'apprentissage [43].

L'apprentissage par renforcement est une alternative possible, la différence essentielle avec l'apprentissage supervisé réside dans la forme des exemples d'apprentissage. Il s'agit de triplets (entrée, sortie, utilité), où la dernière composante détermine l'utilité de produire cette « sortie » pour cette « entrée » ou pour la paire « entrée-sortie ». Les exemples d'apprentissage sont ici générés automatiquement au cours d'une phase dite « d'exploration ». Il s'agit le plus souvent d'une exploration aléatoire de l'espace de recherche [44].

Du fait du caractère automatique de la construction de la base d'apprentissage, l'utilité d'une paire (entrée, sortie) doit être décrite par une équation, une règle de calcul ou une procédure. C'est à ce niveau que se situe l'intervention principale de l'opérateur. Le succès de l'application dépendra de la qualité de la fonction spécifiant l'utilité d'une paire. Cette fonction d'utilité, généralement appelée *fonction de renforcement*, mesure la performance de l'agent d'apprentissage (Apprenti). La performance est définie comme l'utilité des sorties proposées relativement à la tâche à accomplir. *L'utilité* est ici un concept qualitatif, généralement codé de façon binaire : +1 = bon, -1 = mauvais et 0 lorsque l'on est incapable de se prononcer. Lorsqu'une base d'apprentissage représentative a finalement été construite, l'apprentissage est terminé [45].

3.5.1 Principe de l'apprentissage par renforcement

Dans l'apprentissage par renforcement, ou « *apprentissage avec un critique* », le signal reçu est la sanction (positive, négative ou neutre) d'un comportement : ce signal indique ce *qu'il faut* faire sans dire *comment* le faire. L'agent l'utilise pour déterminer une politique (stratégie) lui permettant d'atteindre un objectif à plus ou moins long terme.

Une autre différence avec l'apprentissage supervisé est que l'apprentissage par renforcement est réalisé fondamentalement *en ligne*, car les actions de l'agent modifient son environnement : pour accomplir sa tâche, l'agent doit enchaîner plusieurs actions, c'est-à-dire mettre en œuvre une *politique* et, plus précisément, déterminer la politique qui maximisera les récompenses futures. L'apprenti explore activement son environnement. Pour ce faire, il applique diverses actions afin de découvrir les états provoquant l'émission de récompenses et de punitions. C'est donc une méthode *d'essais-erreurs* dans laquelle les actions améliorant la performance (en termes de renforcements) deviennent associées aux états dans lesquels elles ont été appliquées [45] [46].

Il n'est nul besoin de lui indiquer que faire dans telle ou telle situation, l'agent se charge de l'apprendre par lui-même en renforçant les actions qui s'avèrent les meilleures. Le but de l'apprentissage par renforcement, est de trouver le comportement le plus efficace, c'est à dire savoir, dans chaque situation possible, quelle action accomplir pour maximiser l'espérance de ses gains [47].

La tâche de l'apprenti est donc de découvrir, à la suite de plusieurs essais, quelles sont les actions bénéfiques, en termes de renforcements primaires, et quelles sont celles qui ne le sont pas. L'agent obtient des informations de l'état de l'environnement (les perceptions) et agit également sur l'environnement puis reçoit une estimation de sa performance : *la récompense*. Dans les algorithmes d'apprentissage par renforcement, cette récompense peut être **immédiate** ou **retardée**. La démarche générale, schématisée par la figure (3.18), est donc la suivante :

- L'agent est dans l'état s_t ;
- Il choisit une des actions possibles dans cet état, a ;
- Il applique l'action a , ce qui provoque :
 - Le passage dans un nouvel état s_{t+1} ,
 - La réception du renforcement, r_{t+1} ;
 - $t \leftarrow t+1$;
- Retour à la deuxième étape ou fin si l'état atteint est un état terminal.

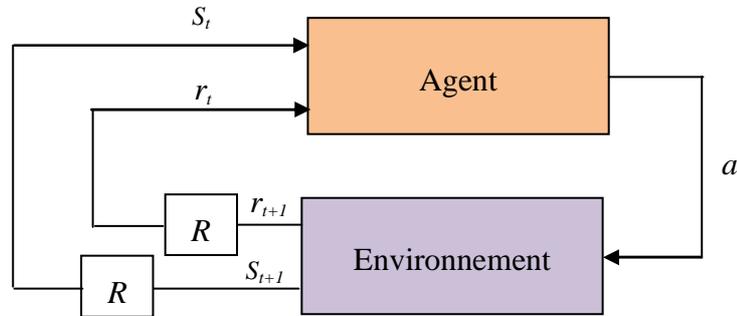


Figure 3. 18: Modélisation des interactions entre l'agent et son environnement

3.6 Q-LEARNING

Le Q-Learning, introduit par Watkins en 1989, est certainement l'algorithme d'apprentissage par renforcement le plus utilisé. Trois fonctions principales participent au Q-Learning: une fonction d'évaluation, une fonction de renforcement et une fonction de mise à jour figure (3.19).

A partir de la situation actuelle telle qu'elle est perçue par le système, « la fonction d'évaluation » propose une action en se basant sur la connaissance disponible au sein de la mémoire interne. Cette connaissance est stockée sous forme de valeur d'utilité associée à une paire (situation, action). L'action sélectionnée est celle qui présente la meilleure probabilité de renforcement positif (récompense). Cette proposition d'action est cependant altérée pour permettre l'exploration de l'espace des paires de situation-action [47].

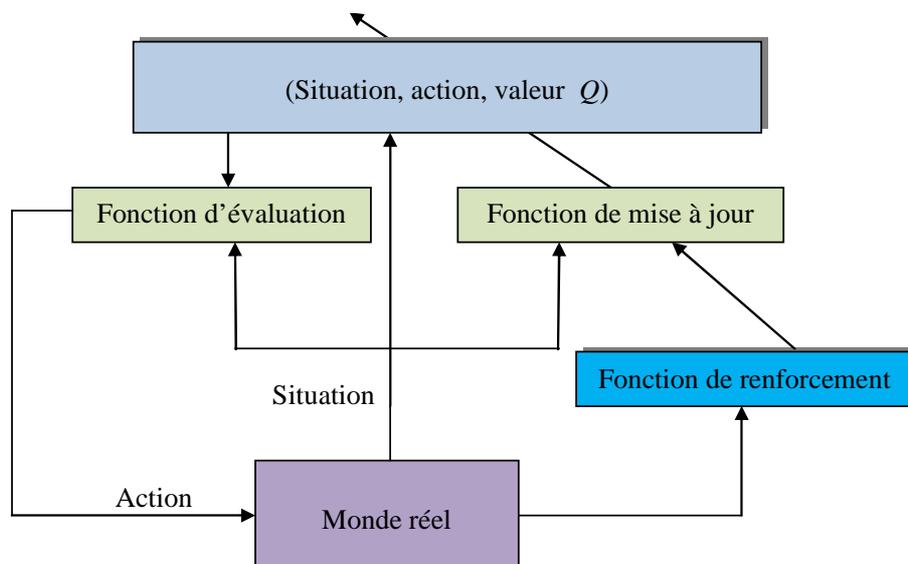


Figure 3. 19: Principe de la méthode du Q-Learning [5]

Après l'exécution de l'action dans le monde réel, la « *fonction de renforcement* » utilise la nouvelle situation pour générer la valeur de renforcement. Cette valeur, par exemple un simple critère qualitatif (+1, -1 ou 0), est utilisée par la « *fonction de mise à jour* » pour ajuster la valeur (Q) associée à la paire situation-action qui vient d'être exécutée.

L'apprentissage est incrémental car l'acquisition des exemples est réalisée séquentiellement dans le monde réel. La qualification des paires de situation-action n'est pas toujours immédiate : seul un petit nombre de cas génère des renforcements non nuls.

3.6.1 Fonction d'évaluation

Dans la version classique du Q-Learning, les valeurs Q sont stockées dans une table à deux dimensions : situation et action (Tableau 3.5). La fonction d'évaluation parcourt, pour la situation présente, les valeurs de Q associées aux actions et sélectionne l'action de plus grande utilité. Au début, lorsque la table ne contient pas encore suffisamment de données, une composante aléatoire est ajoutée de façon à ne pas restreindre les actions éligibles au petit nombre des actions déjà essayées. Au fur et à mesure que la table se remplit, cette composante aléatoire est réduite afin de permettre l'exploitation des informations reçues et d'obtenir une bonne performance [43].

Les lignes correspondent aux situations et les colonnes aux actions.

Les cases non vides correspondent aux couples déjà essayés.

(a) Les signaux de renforcement reçus par le système.

(b) Les valeurs d'utilité Q calculées grâce à l'application de l'équation de mise à jour (3.14)

r	a1	a2	a3	a4	a5	a6
s1					+1	
s2		+1				
s3		0	0			
s4			-1		0	
s5			-1			
s6	0					-1

(a)

Q	a1	a2	a3	a4	a5	a6
s1	0	0	0	0	0.7	0
s2	0	0.8	0	0	0	0
s3	0	0.4	0.3	0	0	0
s4	0	0	-1	0	0.8	0
s5	0	0	-0.9	0	0	0
s6	0.1	0	0	0	0	-0.7

(b)

Tableau 3. 5: Tableau à deux dimensions des couples de situation-action [45]

3.6.2 Fonction de renforcement

La fonction de renforcement fournit pour chaque situation une évaluation qualitative de son intérêt par rapport au comportement désiré par l'opérateur. Il est important de remarquer que bien que le retour de la fonction de renforcement estime l'intérêt de la situation présente, ce retour est utilisé pour définir l'utilité d'effectuer l'action précédente dans la

situation précédente. Cette évaluation est une valeur habituellement ternaire (+1 : bon, -1 : mauvais et 0). En effet, il n'est pas toujours possible de connaître l'intérêt d'une situation atteinte par rapport au comportement souhaité. Dans ce cas, le retour fourni par la fonction de renforcement est 0.

3.6.3 Fonction de mise à jour

Il est important de pouvoir mesurer l'utilité du plus grand nombre possible de couples de situation-action, y compris ceux dont le retour est nul. Ceci permet de déduire l'équation de mise à jour des valeurs d'utilité. Si l'on désigne par Q l'utilité d'une action particulière a dans une situation donnée st , r le signal de renforcement éventuellement reçu de la fonction de renforcement, β et γ des constantes positives (≤ 1), alors la mise à jour de la valeur d'utilité est réalisée de la manière suivante [46]:

$$Q(st, a) = Q(st, a) + \beta (r + \gamma \max_{a''} Q(st+1, a'') - Q(st, a)) \quad (3.14)$$

Le dernier terme de cette expression est une « estimation » de l'erreur réalisée entre la prédiction de la valeur d'utilité « attendue » $r + \gamma \max_{a''} Q(st+1, a'')$ et la valeur courante $Q(st, a)$. On considère que la valeur suivante est la valeur maximale possible. Cette règle de mise à jour a pour effet de propager le renforcement reçu (r) plus le terme ($\max_{a''} Q(st+1, a'')$), qui est le maximum de ce que l'on peut espérer dans l'avenir, à la paire que l'on vient de visiter. Il s'agit donc d'une « rétro propagation » des renforcements reçus dans le temps. L'estimation de l'utilité de réaliser a'' dans la situation $st+1$ est transmise à l'estimation liée à réaliser l'action a dans la situation st . On connaît donc plus tôt (à st) ce que l'on peut attendre dans le futur de l'action a (qui nous a déjà conduit dans $st+1$) (figure. 3.18). C'est ici que réside l'apport majeur de l'apprentissage par renforcement : la possibilité de mémoriser une information séquentielle au sein d'une implantation combinatoire.

L'algorithme du Q-learning est le suivant [5] [46]:

Algorithme Q-learning

1. Initialisation de la mémoire: pour toutes les paires de situation-action, la valeur Q associée est 0 (i.e., $Q(s, a) = 0$).

2. Répéter :

a – Soit S_t une situation du monde.

b – La fonction d'évaluation sélectionne l'action a^* à accomplir, telle que $Q(S_t, a^*)$ est maximale:

$$a^* = \text{argMax}(a) (Q(S_t, a))$$

où a' représente n'importe quelle action possible dans la situation S_t .

L'exploration modifie l'action sélectionnée de manière à explorer l'espace des couples de situation-action :

$$a = a^* + \Delta a$$

Δa est habituellement un coefficient dépendant d'une distribution gaussienne $N(0, \sigma)$, σ décroît au fur et à mesure des itérations d'apprentissage.

c – L'exécution de l'action a dans le monde réel. r est le renforcement reçu (r peut être nul) associé à la réalisation de a .

d – Mise à jour de la mémoire:

$$Q(S_t, a) = Q(S_t, a) + \beta (r + \gamma \max_{a''} Q(S_{t+1}, a'') - Q(S_t, a))$$

où S_{t+1} est la nouvelle situation atteinte après avoir effectué a dans la situation S_t , $\max_{a''} Q(S_t, a'')$ est la valeur d'utilité maximale pour S_t (quel que soit a), a'' représente n'importe quelle action possible depuis la situation S_{t+1} et $0 < \beta, \gamma \leq 1$

3.7 APPLICATION DE L'APPRENTISSAGE PAR RENFORCEMENT SUR DTC

L'algorithme Q-Learning est utilisé dans le but de déterminer les actions optimales pour chaque état, ces dernières sont alors élues de manière déterministe et non aléatoire (différence avec l'organigramme précédent) en fonction d'un terme d'exploitation (la qualité de l'action) et d'un terme d'exploration basé sur un compteur mesurant la fréquence d'application des actions dans les états et l'apprenti favorise alors les actions peu testées [48].

❖ **L'apprenti**

Nous utilisons trois entrées (erreur de couple, erreur de flux et le secteur) chaque entrée possédant respectivement neuf, trois et six états, la sortie contient 61 vecteurs (actions) Initialement la table de commutation est vide et l'objectif de la méthode d'apprentissage est de remplir cette table. Les états dont nous devons trouver les actions sont comme suit :

1) If (ccpl est A_i) et (cflx est B_j) et (N est C_k) Alors (Sortie est V_{ii})

où :

A_i est l'état de l'erreur de couple (4,3,2, 1, 0, -1, -2,-3,-4)($i=1 :9$)

B_j est l'état de l'erreur de flux (1,0,-1)($j=1 :3$)

C_k est le secteur où se trouve le vecteur flux ($k=1 : 6$)

V_{ii} est l'action élue dans chaque règle à partir d'un ensemble A d'actions disponibles (vecteurs distinct) ($ii=1 :61$)

❖ Les états possibles

Il existe en tout 162 états possibles ($9 \times 3 \times 6$), et dont la méthode d'apprentissage devrait trouver leurs actions optimales. Il s'agit dans ce cas d'une nouvelle table de commutation non encore étudiée dans notre travail.

❖ La fonction de renforcement

La première fonction de renforcement utilisée est définie comme suit :

```
if (erreur_flux<=0.1) & (erreur_flux>=-0.1) & (erreur_couple<=3) & (erreur_couple>=-3)
```

```
    Ren=10;
```

```
else
```

```
    Ren=-1;
```

```
end
```

Une deuxième fonction de renforcement est aussi utilisée pour améliorer la dynamique de l'algorithme, et est définie comme suit :

```
if (((erreur_flux)*(D_erreur_flux)<0) & ((erreur_couple)*(D_erreur_couple)<0))
```

```
    Ren=10;
```

```
else
```

```
    Ren=-1;
```

```
end
```

❖ La tâche de l'apprenti

La tâche de l'apprenti dans ce comportement est de remplir la table de commutation par des actions optimales pour chaque règle.

3.7.1 Résultats de simulation

Les tableaux (0.1 à 0.6) donnent les actions choisies pour chaque état une fois l'apprentissage terminé. La politique consiste à ne choisir que les actions ayant les qualités maximales (actions t-optimales).

θ_1				θ_2				θ_3						
	cflx	1	0	-1		cflx	1	0	-1		cflx	1	0	-1
ccpl		1	0	-1	ccpl		1	0	-1	ccpl		1	0	-1
4	V14	V14	V22	V22	4	V24	V29	V39	V39	4	V26	V32	V43	V43
3	V51	V51	V12	V12	3	V13	V42	V52	V52	3	V21	V31	V52	V52
2	V51	V2	V51	V51	2	V42	V21	V42	V42	2	V14	V21	V52	V52
1	V12	V2	V22	V22	1	V3	V51	V43	V43	1	V12	V31	V53	V53
0	V4	V28	V40	V40	0	V20	V29	V43	V43	0	V24	V22	V54	V54
-1	V1	V2	V3	V3	-1	V51	V11	V13	V13	-1	V1	V48	V33	V33
-2	V11	V21	V31	V31	-2	V21	V21	V22	V22	-2	V11	V1	V51	V51
-3	V11	V41	V12	V12	-3	V21	V41	V2	V2	-3	V11	V1	V51	V51
-4	V4	V24	V40	V40	-4	V8	V37	V60	V60	-4	V53	V23	V2	V2

θ_4				θ_5				θ_6						
	cflx	1	0	-1		cflx	1	0	-1		cflx	1	0	-1
ccpl		1	0	-1	ccpl		1	0	-1	ccpl		1	0	-1
4	V37	V55	V3	V3	4	V54	V50	V4	V4	4	V54	V8	V18	V18
3	V11	V3	V51	V51	3	V53	V52	V3	V3	3	V57	V23	V52	V52
2	V31	V33	V51	V51	2	V52	V22	V2	V2	2	V51	V53	V3	V3
1	V31	V11	V51	V51	1	V51	V51	V1	V1	1	V1	V11	V26	V26
0	V34	V33	V14	V14	0	V49	V46	V17	V17	0	V42	V12	V24	V24
-1	V11	V1	V31	V31	-1	V31	V31	V21	V21	-1	V1	V41	V21	V21
-2	V59	V11	V11	V11	-2	V32	V1	V22	V22	-2	V1	V11	V1	V1
-3	V1	V11	V8	V8	-3	V33	V32	V23	V23	-3	V1	V1	V1	V1
-4	V33	V21	V0	V0	-4	V34	V44	V24	V24	-4	V41	V4	V21	V21

Tableau 3. 6: Table de commutation trouvée par la méthode d'apprentissage

3.7.2 Validation de la table de commutation trouvée

Nous avons simulé le comportement de la machine alimentée par un convertisseur 5 niveaux, en utilisant la table de commutation trouvée par la méthode d'apprentissage par renforcement (Q-Learning).

Les Figures (3.20 et 3.21) montrent les principales grandeurs caractéristiques de la MADA avec un contrôle direct du couple par la méthode de renforcement. Les performances dynamiques de réponse en couple obtenues avec cette stratégie de commande sont satisfaisantes, et le fonctionnement est pratiquement à flux constant.

Le courant statorique a une forme sinusoïdale avec moins d'ondulations comme le montrent les figures (3.2c). De même pour le courant rotorique figure (3.21d) qui possède une allure sinusoïdale avec moins de fluctuations par rapport à la DTC-classique

La stratégie DTC-Q learning dans le contrôle de la MADA montre son efficacité de réduction des oscillations du couple et de flux, autrement dit la diminution du taux d'harmoniques des courants. Dans ce constat, la figure 6.29, montre les résultats de l'analyse spectrale des courants statorique (figure 3.22-a), et rotorique (figure 3.22-b) obtenus avec la

stratégie DTC- Q learning. Ces résultats montrent que la DTC-Q learning assure une meilleure qualité de la forme d'onde des courants statorique et rotorique, où le taux d'harmoniques (THD) du courant statorique est de 0.05% seulement.

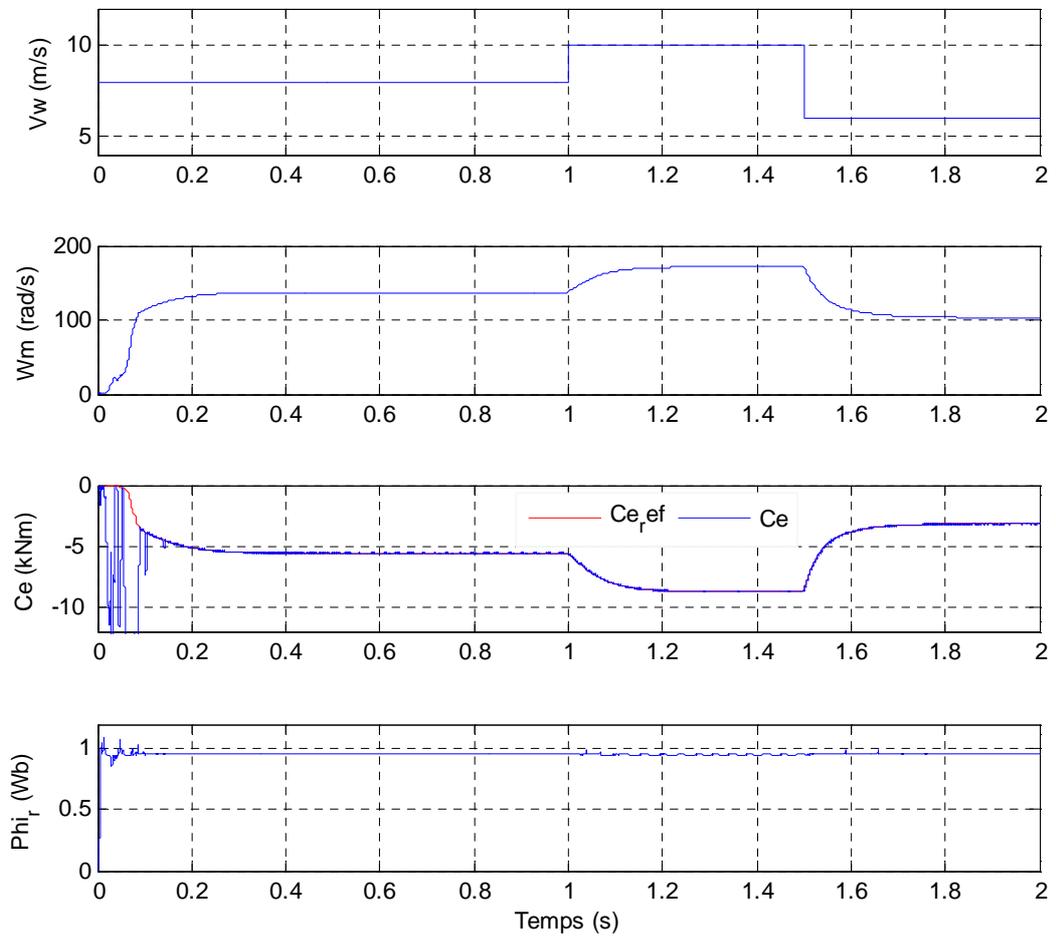


Figure 3. 20: formes d'ondes de simulation : a) vitesse de vent, b) vitesse mécanique
c) Couple électromagnétique et d) Flux rotorique

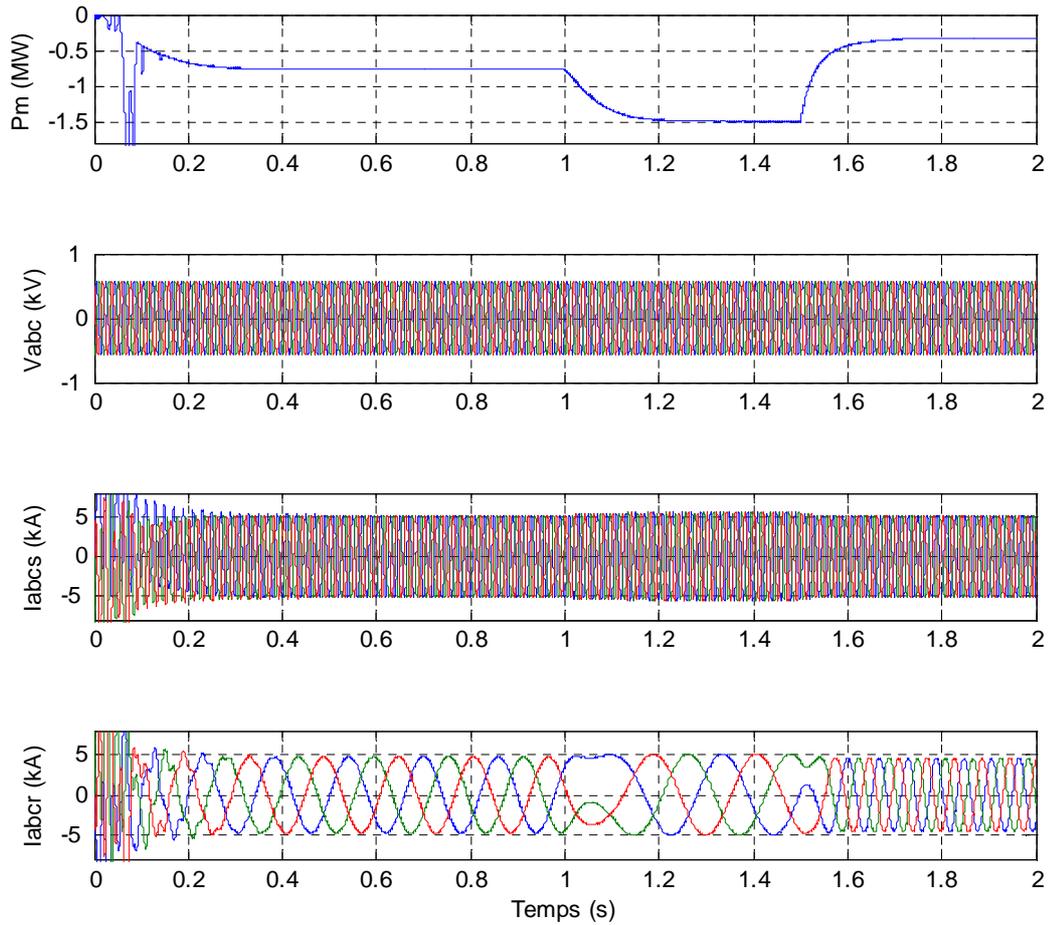


Figure 3. 21: formes d’ondes de simulation : a) Puissance mécanique, b) tension statorique
c) Courant statorique et d) Courant rotorique

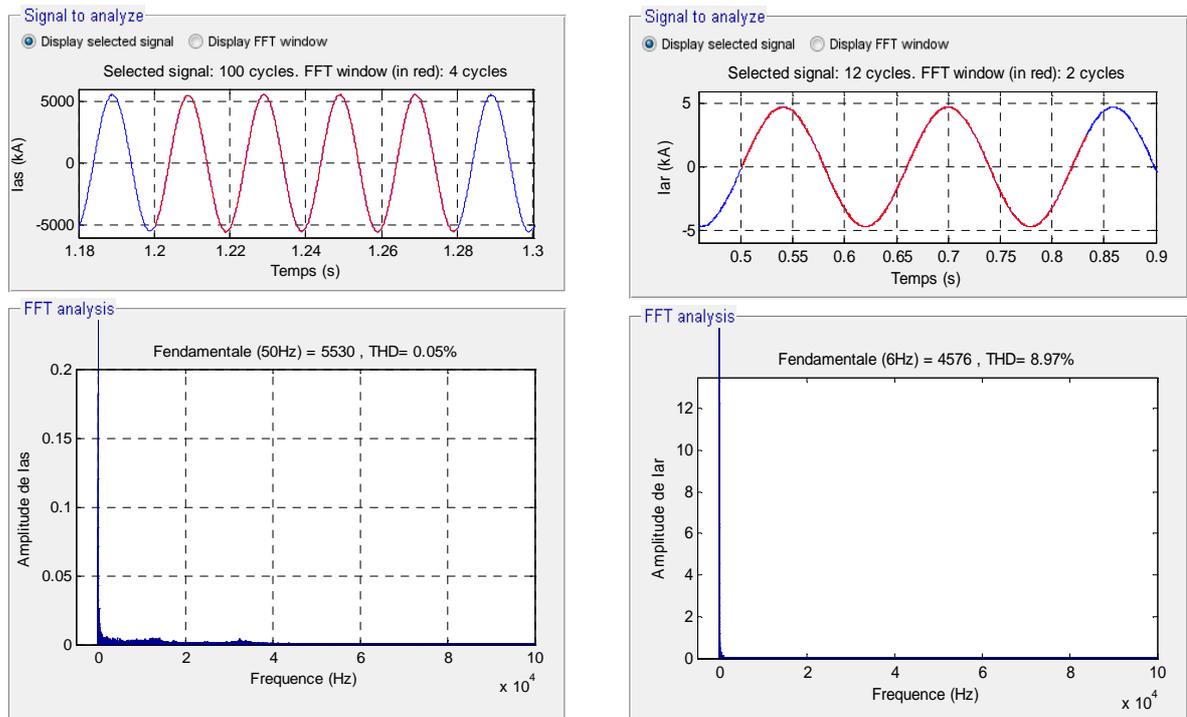


Figure 3. 22: Spectre d’harmonique des courant statorique et rotorique

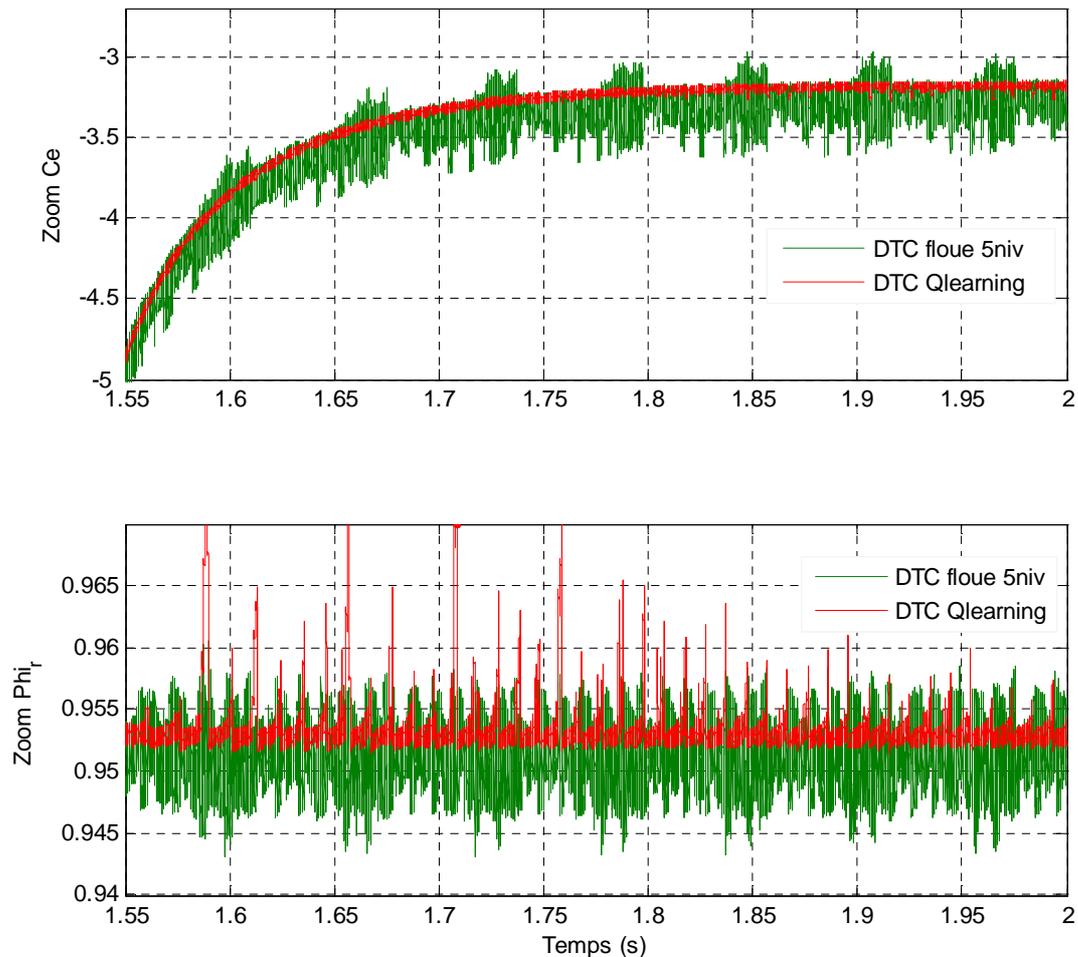


Figure 3. 23: comparaison de l'évolution du couple et de flux pour les deux stratégies DTC Q-learning et DTC Floue

3.8 CONCLUSION

La méthode d'apprentissage par renforcement est une approche qui a montré son efficacité pour la mise en œuvre de la DTC afin de déterminer les tables de commutations dans le cas des onduleurs multiniveaux. L'algorithme du Q-Learning appliqué aux DTC permet de faire le choix optimal à chaque situation d'une action parmi plusieurs actions discrètes disponibles.

Les résultats obtenus par la méthode d'apprentissage par renforcement dans le cas de 5 niveaux d'onduleur montrent les excellentes performances dynamiques de réglage de couple et de flux par rapport aux approches classiques.

La généralisation de cette approche à N niveaux sans aucune difficulté (augmentation du niveau d'onduleur et donc du *nombre des vecteurs tensions à sélectionner*) donne à la méthode d'apprentissage par renforcement un avantage appréciable. Elle permet de déterminer la table de commutation de manière automatique quelque soit le nombre de niveaux tensions de l'onduleur utilisé et ce contrairement aux méthodes présentées dans les chapitres précédents qui reposent toutes sur une analyse qualitative avec toutes ses imprécisions qu'elles engendrent quand le nombre de niveau augmente.

Chapitre 4

4 CONTROLE DE LA CHAINE EOLIENNE COTE RESEAU

4.1 INTRODUCTION

Comme indiqué dans le premier chapitre, les éoliennes à vitesse variable sont connectées au réseau électrique via des convertisseurs électroniques de puissance. La configuration générique des systèmes de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable est illustrée à la figure 4.1.

L'éolienne et les convertisseurs de puissance peuvent être conçus pour des opérations basse tension (BT) ou moyenne tension (MT). Parmi les différentes topologies de convertisseur de puissance possibles pour les systèmes de cette conversion éolienne, le convertisseur côté réseau (convertisseur DC / AC ou CCR) est un élément commun et pivot non seulement pour fournir la puissance générée au réseau électrique mais également pour se conformer au codes de réseaux internationaux stricts. Par conséquent, la commande numérique des CCR est importante pour le fonctionnement efficace et réussi des éolienne [18] [49].

La connexion au réseau est généralement effectuée via un filtre d'harmoniques (L_i, r_i) pour réduire la distorsion du courant sur le réseau, et un transformateur élévateur (non représenté pour simplifier la figure) afin d'augmenter la tension de sortie de l'onduleur jusqu'au niveau de transmission.

Le contrôle de la tension du bus continu, le contrôle de la puissance réactive du réseau et la synchronisation du réseau sont effectués par le CCR [50] [51]. Pour les éoliennes à haute puissance, le CCG et le CCR doivent fonctionner avec une fréquence de commutation faible pour minimiser les pertes de commutation. Pour les convertisseurs de puissance à plusieurs niveaux, la tension du point neutre de la liaison continue est contrôlée à la fois par CCM et CCR pour garantir une faible tension des interrupteurs semi-conducteurs.

Ce chapitre contient une analyse détaillée du fonctionnement des onduleurs liés au réseau. L'analyse présentée ici est valable pour les convertisseurs à deux niveaux et multiniveaux.

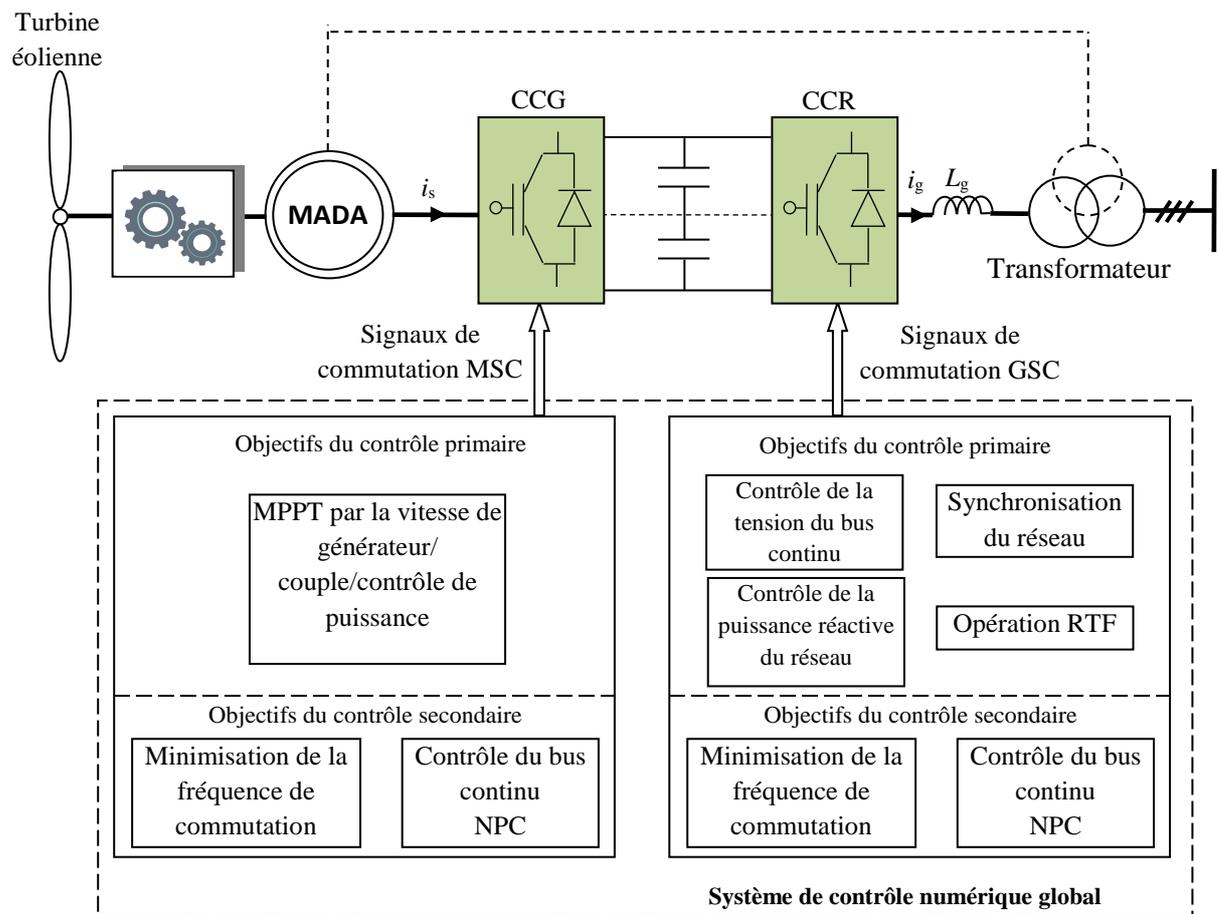


Figure 4. 1: Schéma fonctionnel d'une éolienne avec configuration de conversion de puissance et objectifs de contrôle [7].

4.2 STRUCTURE DE CONVERTISSEUR CCR DANS LES EOLIENNES

Cette section traite la configuration de convertisseur de puissance pour un système de conversion éolien à vitesse variable. Les convertisseurs de source de tension (VSC) à 2 niveaux connectés en back to back (2 L-BTB) sont principalement utilisés dans les éoliennes à basse tension BT. Pour un fonctionnement fort puissance, de nombreuses configurations de convertisseur de puissance peuvent être utilisées, y compris les convertisseurs matriciels, MT BTB 2L-VSC, convertisseur BT (3L-VSC NPC), convertisseur BT (BTB 3L-5LHB). Étant donné la grande variété de configurations de convertisseurs de puissance, les objectifs de commande électrique correspondants sont également différents. Les méthodes de régulation de la puissance aérodynamique sont omises ici pour simplifier l'analyse.

La configuration BTB 2L-VSC est illustrée à la figure (4.2). Le redresseur de source de tension 2L côté génératrice (2L-VSR) et le 2L-VSI côté réseau sont reliés par l'étage de liaison courant continu CC (condensateur). La liaison CC assure un découplage complet entre le générateur et le réseau, facilitant ainsi le contrôle découplé, en particulier dans des conditions de réseau anormales telles que des défauts de réseau. La connexion au réseau est généralement réalisée par un filtre harmonique inductif L_i (ou par un filtre inductif-capacitif-inductif, LCL) pour réduire la distorsion du courant du réseau, un transformateur élévateur est utilisé pour augmenter la tension de sortie 2L-VSI à un niveau de tension au point de collecte PCC de la chaîne éolienne.

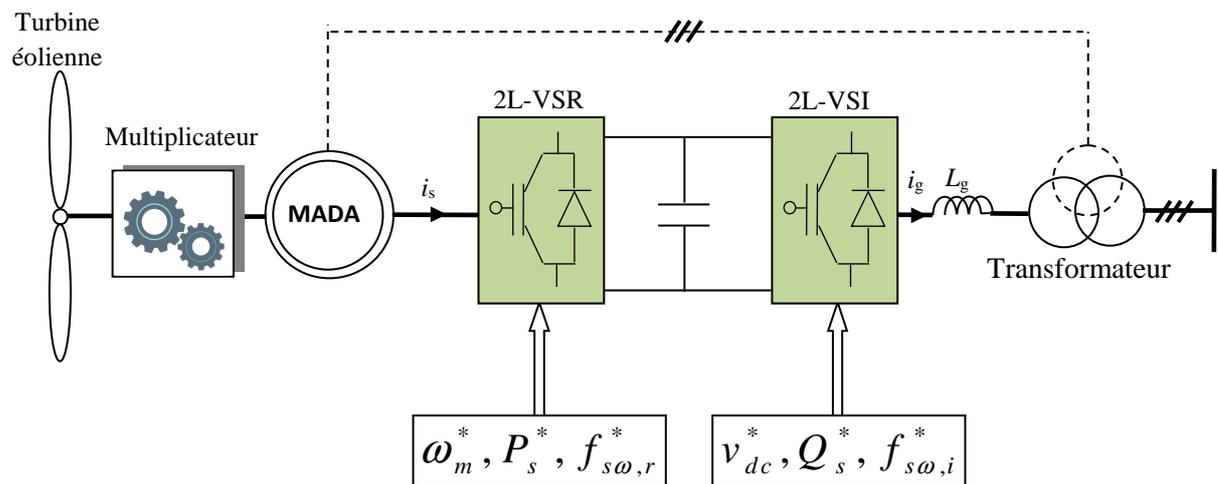


Figure 4. 2: Objectifs de configuration et de contrôle des éoliennes avec BTB 2L-VSC.

Le convertisseur CCG 2L-VSR est utilisé pour extraire l'énergie du vent, tandis que le convertisseur CCR 2L-VSI est utilisé pour rendre la puissance générée compatible avec le réseau électrique. Sur la base de la vitesse du vent mesurée, l'algorithme MPPT fournit la vitesse ou puissance de référence (w_m^* ou P_s^*) au système de contrôle CCG. La référence de tension du bus continue (V_{dc}^*) et la référence de puissance réactive du réseau (Q_g^*) sont fournies au système de contrôle CCR 2L-VSI. Pour atteindre ces objectifs, les courants du génératrice et du réseau (i_s et i_g) sont régulés respectivement par les systèmes de commande numérique CCG et CCR. Les fréquences de commutation des convertisseurs sont minimisées pour améliorer l'efficacité de conversion de puissance.

Pour les éoliennes à haute puissance, la capacité de gestion de puissance peut être augmentée de deux manières: (1) en utilisant plusieurs BTB 2L-VSC en parallèle et (2) en utilisant des convertisseurs de puissance MT. Cette dernière approche s'est avérée être une solution économique et efficace. Les convertisseurs BTB NPC avec liaison CC divisée sont couramment utilisés figure (4.3). Comparés aux VSC 2L, les convertisseurs NPC pour les éoliennes hautes puissances offrent de nombreux avantages tels que les opérations MT avec des tensions nominales de l'appareil réduites, des fréquences de commutation équivalentes accrues, des valeurs faibles pour le filtre côté réseau, des formes d'onde respectueuses du réseau et la conformité au code du réseau [52] [53]. Comparé au BTB 2L VSC, le redresseur et l'onduleur NPC exécutent une fonction de contrôle supplémentaire pour réguler la tension de point neutre du circuit intermédiaire.

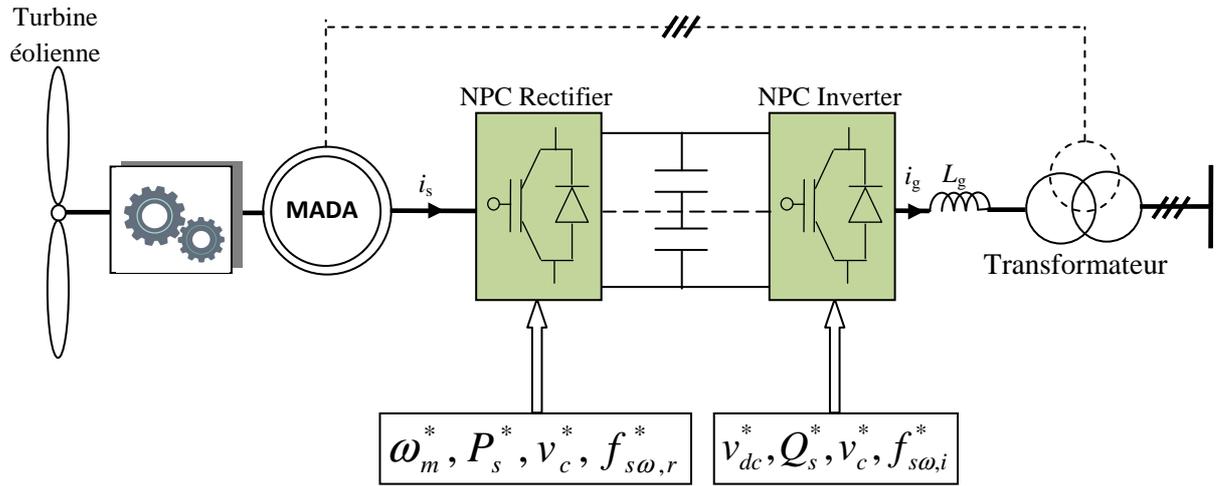


Figure 4. 3: Objectifs de configuration et de contrôle des éoliennes avec 3L BTB NPC.

4.3 CONCEPTION ET CONTRÔLE DE CCR

Dans cette section, la conception et le contrôle de CCR sont discutés en ce qui concerne la conception de composants passifs (condensateurs de liaison CC et filtre harmonique côté réseau), la détermination de l'amplitude de la tension de référence de bus continu et l'orientation de la tension du réseau (synchronisation du réseau).

4.3.1 Conception des composants passifs

Le CCR a besoin de composants passifs sur les côtés DC et AC pour effectuer des fonctions de stockage et de filtrage. Un condensateur est utilisé comme composant passif DC, et sa valeur est calculée selon l'expression suivante [52]:

$$C_{dc} = \frac{T_r \Delta P_{dc}}{2V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (4.1)$$

où C_{dc} est la capacité du condensateur de liaison CC, T_r est le retard de commande introduit en raison du filtrage de la tension du bus continu et du contrôle du courant alternatif, ΔP_{dc} est la variation maximale admissible de la puissance CC, V_{dc} est la tension nominale du bus CC, et ΔV_{dc} est l'ondulation de tension du bus CC admissible. Les variables T_r , ΔP_{dc} , V_{dc} et ΔV_{dc} , ainsi que la réponse dynamique, la taille et le coût, sont utilisées comme compromis pour concevoir la valeur du condensateur de liaison CC.

Les composants passifs AC ne stockent qu'une fraction ($\approx 5\%$) de l'énergie totale du système stockée. Le filtre harmonique côté AC peut être réalisé par un filtre inductif (L) ou inductif-capacitif-inductif (LCL). Comparé au filtre L, le filtre LCL offre une excellente qualité de courant de réseau; cependant, ce filtre implique le problème critique de la résonance du filtre lors du changement d'étape dans les conditions de fonctionnement [53].

Dans ce chapitre, nous traitons principalement la conception et le contrôle CCR basés sur le filtre L. Dans les éolienne commerciaux basés sur 2L-VSC, la valeur L du filtre

harmonique (combinée avec l'inductance de fuite du transformateur élévateur, le cas échéant) est choisie pour être dans la plage de 0,1 à 0,25 pu [49] [54]; cette valeur diminue avec les convertisseurs multiniveaux lorsque la forme d'onde de sortie VSI contient plusieurs niveaux de tension.

4.3.2 Détermination de la tension de référence du bus continu

Le VSI connecté au réseau fonctionne avec un indice de modulation m_a compris entre zéro et un. Pour garantir le bon fonctionnement du VSI, la tension du bus CC V_{dc} doit être supérieure à la tension crête ligne à ligne du réseau V_{gL-L} . La tension de référence du bus CC V_{dc}^* est sélectionnée en fonction de l'indice de modulation et de la tension de phase efficace du réseau V_g , comme illustré ci-dessous [8]:

$$V_{dc}^* = \frac{\sqrt{2}V_{gL-L}}{m_a} = \frac{\sqrt{6}V_g}{m_a}, \quad 0 < m_a \leq 1 \quad (4.2)$$

La tension de phase efficace V_g du réseau est égale à la valeur efficace de la composante de fréquence fondamentale de la tension de phase du VSI. La sélection des V_{dc}^* appropriés doit tenir compte des variations de tension et des transitoires du réseau pendant les conditions de fonctionnement dynamiques. Une valeur d'indice de modulation de 0,8 est raisonnable pour permettre une marge de réglage de 20% pendant les transitoires. Par conséquent, la V_{dc}^* est définie en termes de tension de phase du réseau comme suit:

$$V_{dc}^* = \frac{\sqrt{6}V_g}{m_a} = \frac{\sqrt{6}V_g}{0.8} = 3.062 V_g \quad (4.3)$$

Le schéma de contrôle du VSI doit garantir que la V_{dc} est maintenue à sa valeur de référence dans toutes les conditions de fonctionnement. Le contrôle de la tension du bus CC est généralement réalisé par un contrôleur PI dans la boucle de contrôle externe.

4.3.3 Définition du facteur de puissance du réseau

Le flux de puissance dans CCR est bidirectionnel: (1) du côté DC au côté AC, également appelé fonctionnement onduleur; (2) du côté AC au côté DC, également appelé opération de redressement. Pendant le fonctionnement normal, la puissance circule du côté DC au côté AC (c.-à-d. Le fonctionnement de l'onduleur). Cependant, lors du démarrage du système, le fonctionnement du redresseur est utilisé pour pré-charger les condensateurs de bus continu et tirer le courant de magnétisation de la MADA. Les puissances actives et réactives délivrées (ou absorbées) au réseau sont définies par les éléments suivants:

$$\begin{cases} P_g = 3V_g I_g \cos \varphi_g \\ Q_g = 3V_g I_g \sin \varphi_g \end{cases} \quad (4.4)$$

Où φ_g est l'angle de facteur de puissance, c'est-à-dire l'angle entre la tension du réseau et les vecteurs de courant.

Le fonctionnement à quatre quadrants de CCR est illustré sur la figure (4.4), où les quadrants I et IV correspondent au fonctionnement onduleur où la liaison CC agit comme une source et les quadrants II et III correspondent au fonctionnement du redresseur où la liaison CC agit comme une charge. Les formes d'onde de tension de réseau phase a V_{ag} et I_{ag} de courant sont également illustrées à la figure (4.4). Un résumé des valeurs de facteur de puissance, de puissance active et de puissance réactive est donné comme suit pour les quatre quadrants:

- **Quadrant I:** l'angle φ_g est $0^\circ \leq \varphi_g < 90^\circ$, $\cos \varphi_g$ est positif et $\sin \varphi_g$ est positif. Par conséquent, P_g est positif et Q_g est positif \Rightarrow «onduleur avec retard de phase».
- **Quadrant IV:** l'angle φ_g est $270^\circ \leq \varphi_g < 360^\circ$, $\cos \varphi_g$ est positif et $\sin \varphi_g$ est négatif. Par conséquent, P_g est positif et Q_g est négatif \Rightarrow «onduleur avec phase en avance».
- **Quadrant II:** l'angle φ_g est $90^\circ \leq \varphi_g < 180^\circ$, $\cos \varphi_g$ est négatif et $\sin \varphi_g$ est positif. Par conséquent, P_g est négatif et Q_g est positif \Rightarrow «redresseur avec retard de phase».
- **Quadrant III:** l'angle φ_g est $180^\circ \leq \varphi_g < 270^\circ$, $\cos \varphi_g$ est négatif et $\sin \varphi_g$ est négatif. Par conséquent, P_g est négatif et Q_g est négatif \Rightarrow «redresseur avec phase en avance».

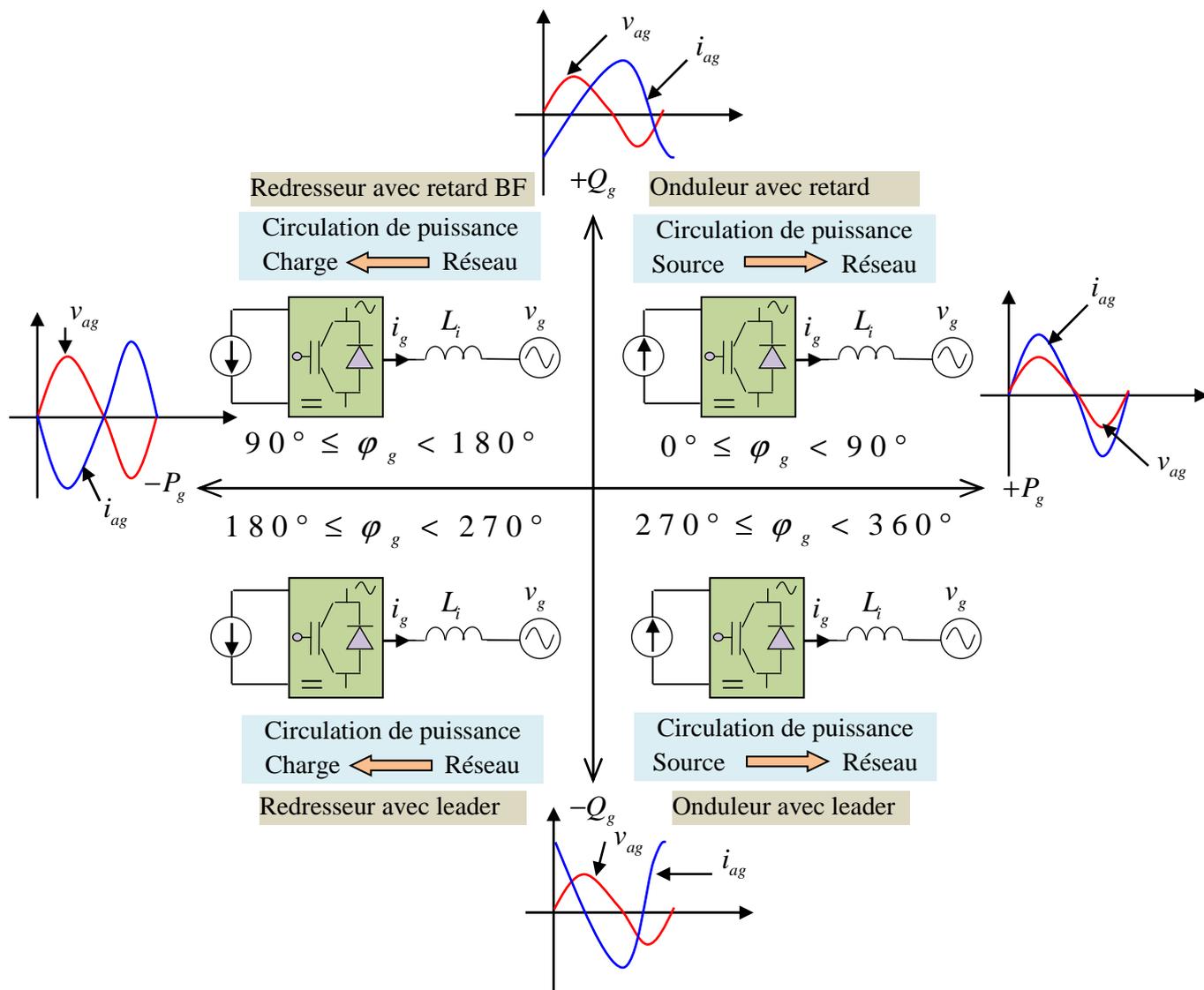


Figure 4. 4 : Définition du flux de puissance entre le réseau et la liaison DC.

4.3.4 Orientation de la tension du réseau

Dans les deux chapitres précédents, diverses techniques de contrôle numérique sont utilisées pour contrôler le courant de charge du VSI triphasé avec charge RL, y compris le contrôle de l'hystérésis, le contrôle linéaire avec régulateur PI avec modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou modulation vectorielle spatiale (SVM), contrôle de logique floue et contrôle basé sur l'intelligence artificielle. Ces techniques de contrôle de courant avec une légère modification peuvent être appliquées pour le contrôle CCR.

Les courants de réseau ou la puissance active et réactive peuvent être contrôlés de manière découplée en utilisant une orientation de tension de réseau ou une orientation de flux de réseau. En résumé, quatre techniques de contrôle numérique peuvent être utilisées pour contrôler les CCR [55] [56]:

- le VOC, qui est similaire au contrôle à flux orienté des entraînements électriques, effectue un contrôle découplé du courant de réseau.

- La commande directe de puissance à tension orientée (DPC), qui est similaire à la commande de couple direct des entraînements électriques, effectue une commande découplée de puissance active et réactive du réseau.
- Le contrôle à flux virtuel orienté, qui est similaire au VOC, effectue un contrôle découplé du courant de réseau.
- Le contrôle direct de puissance à flux virtuel orienté, qui est similaire au DPC, effectue un contrôle découplé de puissance active et réactive du réseau.

Parmi les quatre techniques de contrôle numérique, les VOC et les DPC sont largement adoptés par l'industrie des éoliennes.

4.4 MODÉLISATION ET CONTROLE DU CONVERTISSEUR CCR

Comme mentionné dans la section 4.2, les onduleurs 2L-VSI et NPC sont principalement utilisés comme CCR dans l'industrie des éoliennes. L'objectif principal de la CCR comprend la régulation de la puissance active et réactive du réseau directement ou par le biais du contrôle des courants du réseau. Dans cette section, la modélisation des courants et des puissances de réseau dans le plan dq est développée.

4.4.1 Modélisation des courants et des puissances du réseau dans le référentiel dq

Les équations dans le repère tournant d - q sont obtenues à l'aide de la transformation de Park l'annexe (A.1):

Toutes les variables dq sont de nature DC. v_{di} et v_{qi} sont les tensions aux bornes de l'onduleur 2L-VSI ou NPC dans le plan dq, respectivement. v_{dg} et v_{qg} sont les tensions de réseau, i_{dg} et i_{qg} sont les courants de réseau. ω_g est la fréquence angulaire du réseau (rad / s). Les termes $-\omega_g L_i i_{qg}$ et $\omega_g L_i i_{dg}$ représentent le couplage entre l'axe d et q provoqués par la transformation des variables de plan abc au plan dq. Les schémas de contrôle compensent généralement ces termes de couplage [57].

$$\begin{cases} v_{di} = r_i i_{dg} - \omega_g L_i i_{qg} + L_i \frac{d}{dt} i_{dg} + v_{dg} \\ v_{qi} = r_i i_{qg} + \omega_g L_i i_{dg} + L_i \frac{d}{dt} i_{qg} + v_{qg} \end{cases} \quad (4.5)$$

Le modèle dynamique de réseau dans le plan dq- est obtenu à partir de (4.5) comme suit:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_i}{L_i} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{r_i}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dg} \\ v_{qg} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La tension des condensateurs de bus continu est exprimée en termes de courant des condensateurs comme suit [58] [59]:

$$\frac{d}{dt}V_{dc} = \frac{1}{C}i_c \quad (4.7)$$

Où i_c est le courant dans le condensateur C, qui peut aussi écrire

$$\begin{aligned} i_c &= i_{dc} - i_{ch} \\ C \frac{d}{dt}V_{dc} &= S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Après la transformation des coordonnées en plan dq, l'équation (4.8) est exprimé comme suit

$$C \frac{d}{dt}V_{dc} = S_d i_{dg} + S_q i_{qg} - i_{ch} \quad (4.9)$$

Les puissances active et réactive du réseau sont formulées comme suit

$$\begin{cases} P_g = 1.5(v_{dg}i_{dg} + v_{qg}i_{qg}) \\ Q_g = 1.5(v_{qg}i_{dg} - v_{dg}i_{qg}) \end{cases} \quad (4.10)$$

4.4.2 Contrôle du convertisseur CCR par la méthode VOC

Dans ce cas, le convertisseur CCR régule la tension du bus continu V_{dc} à sa valeur de référence V_{dc}^* et génère une puissance réactive Q_g conformément sa valeur de référence Q_g^* qui est imposée par l'opérateur du réseau. La figure (4.5) illustre le schéma de principe de contrôle VOC.

Un contrôleur PI est utilisé pour générer le courant de référence de l'axe d i_{dg}^* de telle sorte que la tension mesurée du bus continu V_{dc} soit maintenue à sa valeur de référence V_{dc}^* .

En négligeant les pertes dans CCR, la puissance active P_g côté AC sera égale à la puissance DC:

$$P_g = 1.5 v_{dg} i_{dg} = V_{dc} i_{dc} \quad (4.11)$$

La référence de puissance réactive Q_g^* est fournie par l'exploitant du réseau, qui peut être mise à zéro pour un facteur de puissance unitaire. À partir de (4.10), le courant de réseau de référence d'axe q i_{qg}^* est calculé à partir de Q_g^* comme suit:

$$i_{qg}^* = \frac{Q_g^*}{-1.5 v_{dg}} \quad (4.12)$$

La boucle de contrôle interne est composée de deux contrôleurs PI, des termes de découplage, une transformation dq / $\alpha\beta$ et une modulation vectorielle spatiale. Les courants i_{dg} et i_{qg} sont comparés aux courants de référence i_{dg}^* et i_{qg}^* , respectivement. Les erreurs sont traitées par deux

contrôleurs PI. Les termes $-\omega_g L_i i_{qg}$ et $\omega_g L_i i_{dg}$ sont ajoutés aux sorties des contrôleurs PI afin de compenser le couplage entre les courants des axes dq. [60].

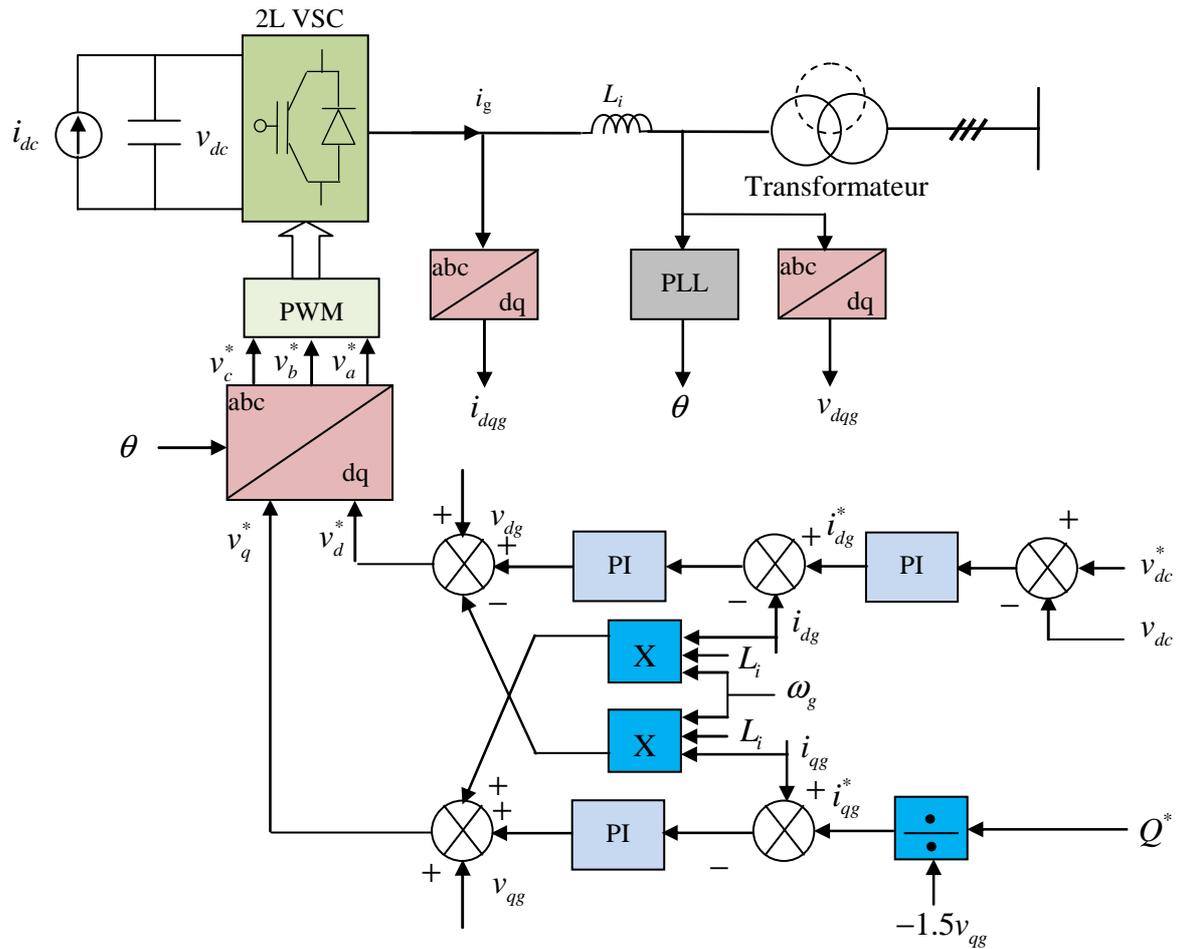


Figure 4. 5: Schéma fonctionnel de la commande à tension orientée (VOC).

4.4.3 Principe du DPC basé sur la puissance instantanée

Le Contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs des puissances active et réactive instantanées Δp et Δq . La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du vecteur de tension du réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des interrupteurs, la référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu. La figure (4.6) montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique) [61] [62] [63].

La puissance active instantanée p et la puissance réactive q peuvent être calculées comme suit

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ag} & v_{bg} & v_{cg} \\ \frac{(v_{bg} - v_{cg})}{\sqrt{3}} & \frac{(v_{cg} - v_{ag})}{\sqrt{3}} & \frac{(v_{bg} - v_{ag})}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

En omettant de nombreux processus de déduction, en coordonnées d – q, p et q peuvent être dérivés de (4.13) comme

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dg} & v_{qg} \\ v_{qg} & v_{dg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

En supposant que les tensions de la source d'alimentation triphasée sont sinusoïdales et équilibrées comme

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_g \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Ensuite, on peut obtenir que $v_{dg} = \sqrt{3}V_g$ et $v_{qg} = 0$. Ainsi, (4.14) peut être réécrit comme

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_g & 0 \\ 0 & -\sqrt{3}V_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

En négligeant r_i et les éléments de couplage entre l'axe d et q, l'équation (4.6) peut être simplifié et réécrit come

$$L_i \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dg} \\ i_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}V_g - v_{di} \\ -v_{qi} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

En combinant (4.16) et (4.17), alors (4.18) peut être dérivé comme [57]

$$\begin{cases} L_i \frac{dp}{dt} = \sqrt{3}V_g (\sqrt{3}V_g - v_{di}) \\ L_i \frac{dq}{dt} = \sqrt{3}V_g v_{qi} \end{cases} \quad (4.18)$$

L'équation (4.18) donne les relations entre la puissance active (p) et la puissance réactive (q) avec des vecteurs de tension (v_{di} , v_{qi}). On peut constater distinctement que la puissance active et réactive instantanée peut être régulée en imposant différents vecteurs de tension au convertisseur.

4.4.4 Schéma de principe du DPC pour convertisseur à trois niveaux

Selon les discussions ci-dessus, le schéma de blocs de base du DPC est représenté sur la figure (4.6). La tension de la source d'alimentation (v_{ag} , v_{bg}) et les courants (i_{ag} , i_{bg}) sont mesurés pour calculer p et q. La puissance active commandée, p_g^* , (fournie par le contrôleur

PI de tension continue externe) et la puissance réactive, q_g^* , (pour la commande du facteur de puissance unitaire, $q_g^* = 0$) sont comparées avec p et q , respectivement. Ensuite, les erreurs sont traitées dans deux contrôleurs à hystérésis pour produire les signaux de sortie de S_p et S_q , qui sont numérisés à 1 (signifie que la puissance doit être augmentée) ou à 0 (signifie que la puissance doit être diminuée). Ainsi, un ou deux vecteurs appropriés seront sélectionnés dans la table de commutation en fonction de la phase de la tension d'alimentation (θ_g) [64].

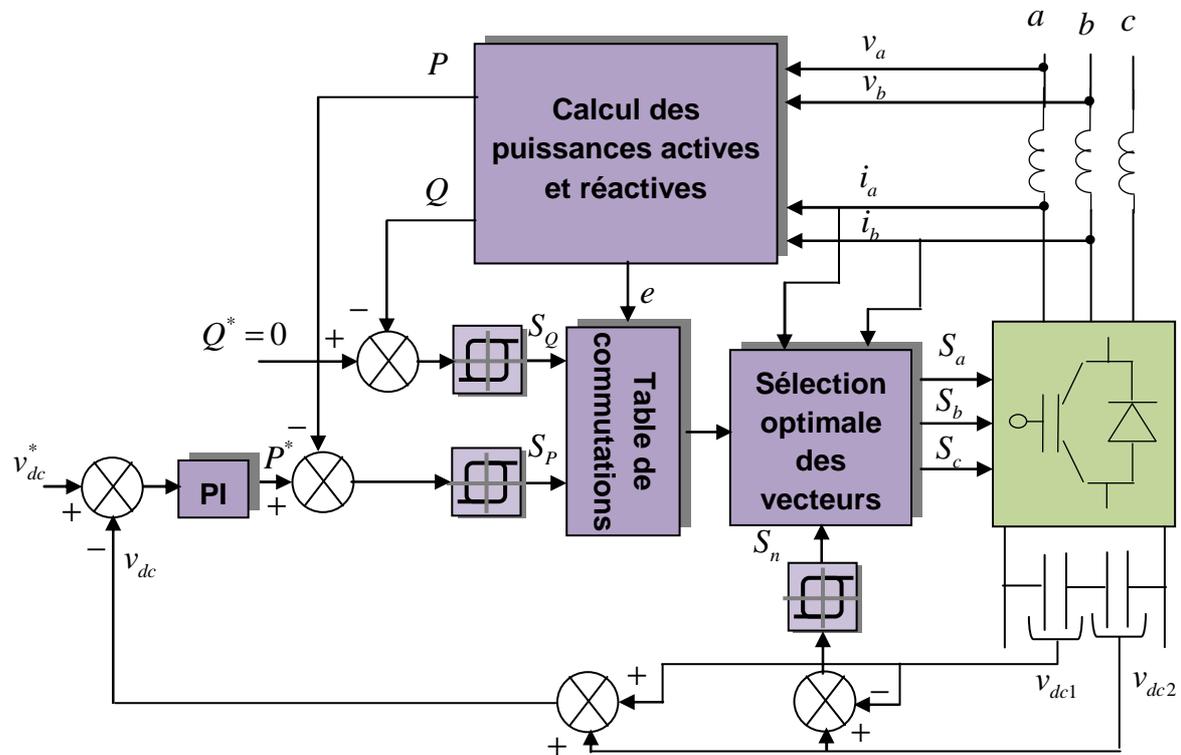


Figure 4. 6 : Schéma bloc de la commande DPC avec 3L-VSC

Ensuite, les vecteurs sélectionnés seront transmis au bloc de sélection de vecteur optimal, qui optimisera le vecteur final sous deux aspects si plus d'un vecteur est sélectionné. Tout d'abord, il sélectionnera un vecteur optimal capable d'équilibrer la tension du point neutre. Deuxièmement, le vecteur qui conduira à des actions de commutation minimales pour les 12 commutateurs sera choisi en fonction du vecteur courant imposé au convertisseur. Enfin, un vecteur optimal peut être déterminé pour piloter le VSC à trois niveaux.

4.5 ALGORITHMES DPC

La figure (4.6) indique que les blocs de la table de commutation et la sélection optimale des vecteurs sont les points clés de la stratégie de contrôle. Comme mentionné dans la section (4.4.4), l'établissement d'une table de commutation optimale est l'une des difficultés en raison du nombre élevé de vecteurs [65] [66].

4.5.1 Mise en place de tables de commutation

Le diagramme vectoriel de tension d'un convertisseur VSC à trois niveaux est illustré à la figure (4.7). Il existe 27 vecteurs de V_1 à V_{27} au total, qui peuvent être classés en quatre types [67]:

- Grands vecteurs: V1, V3, V5, V7, V9 et V11,
- Vecteurs moyens: V2, V4, V6, V8, V10 et V12,
- Petits vecteurs: V13, V14,... et V24,
- Zéro vecteurs: V25, V26 et V27.

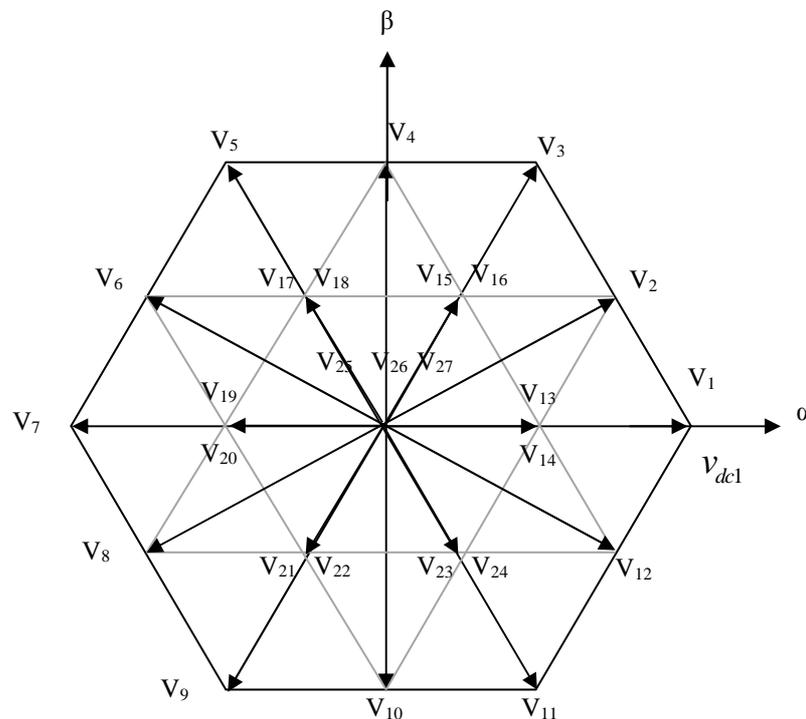


Figure 4. 7: Définition des vecteurs de tension et des secteurs pour un convertisseur à trois niveaux

Les amplitudes des quatre types de vecteurs sont respectivement $2/\sqrt{3}V_{dc}$, $1/2V_{dc}$, $1/6V_{dc}$ et 0. Selon les positions des vecteurs grands et moyens, tout l'espace peut être divisé en 12 secteurs (θ_n) comme indiqué sur la figure (4.7). Ici, θ_n est la valeur de phase quantifiée de la tension d'alimentation (θ_g) qui peut être exprimée numériquement comme

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (4. 19)$$

Pour construire une table de commutation, le premier problème est de savoir comment sélectionner un vecteur approprié pour répondre aux exigences de puissance active et réactive dans différents secteurs. En fait, la tension du bus continue V_{dc} est supérieure ou égale à $\sqrt{6}V_g$. Par conséquent, les amplitudes des vecteurs grands et moyens sont supérieures ou égales à $\sqrt{3}V_{dc}$. Pendant ce temps, dans les applications générales, la tension du bus continue ne sera pas conçue si haut que l'amplitude du petit vecteur est supérieure à $\sqrt{3}V_{dc}$ [68]. Ces conclusions ainsi que (4.18) nous donnent un moyen compréhensible de sélectionner les vecteurs appropriés. Par exemple, si une diminution de la puissance active est nécessaire, les vecteurs

grand ou moyen les plus proches peuvent être sélectionnés pour garantir que le côté droit de p est négatif, car les projections des vecteurs grand et moyen sur l'axe d sont plus grandes que l'amplitude du vecteur de tension de la source d'alimentation. Au contraire, des vecteurs petits ou nuls peuvent être sélectionnés pour garantir que le côté droit de p est positif, si l'augmentation de la puissance active est nécessaire. De même, le choix d'un vecteur dont la projection sur l'axe q est positive ou négative peut augmenter ou diminuer la puissance réactive selon (4.18).

Il convient de noter que, quel que soit le secteur dans lequel se trouve le vecteur tension, il existe plusieurs vecteurs pouvant répondre aux exigences. Pendant ce temps, à la différence des convertisseurs conventionnels à deux niveaux, il y a certains problèmes qui doivent être résolus. Par exemple, le saut de tension ΔV dans les tensions de phase et de ligne à ligne provoqué par les actions de commutation entre deux vecteurs successifs ne doit pas dépasser $V_{dc} / 2$. Sinon, un ΔV excessif endommagerait les commutateurs. En supposant que le vecteur de tension de la source d'alimentation se trouve dans la zone ombrée, comme illustré sur la figure (4.7), et qu'une augmentation de la puissance réactive est souhaitée. Ensuite, à partir de (4.18), on peut voir que de nombreux vecteurs sont compétents, tels que $V_1, V_2, \dots, V_6, V_{13}, V_{14}, \dots, V_{18}$ [69]. Cependant, si le vecteur courant imposé au redresseur est V_{12} , alors, outre V_1, V_{13} et V_{14} , aucun des autres vecteurs ne peut être appliqué. Par exemple, le vecteur V_2 entraînera une ΔV excessive dans la tension entre phases v_{bc} (passant directement de $-V_{dc} / 2$ à $V_{dc} / 2$), et le vecteur V_{15} entraînera une ΔV excessive dans la tension de phase v_b (pas directement à partir du niveau négatif 'n' au niveau positif 'p'). Heureusement, si l'action de commutation est effectuée entre deux vecteurs adjacents, le ΔV excessif serait généralement éliminé. Les vecteurs adjacents incluent les vecteurs dans les sommets d'un petit triangle sur la figure (4.7), par exemple, V_1, V_{12}, V_{13} et V_{14} sont les quatre vecteurs adjacents dans les sommets du triangle ombré. Pendant ce temps, si le vecteur de tension de la source d'alimentation se trouve dans la zone ombrée, les effets de V_1, V_{12} et V_{13} / V_{14} sur la puissance active et réactive sont différents les uns des autres. Cette caractéristique nous fournit un principe fondamental, c'est-à-dire que les vecteurs dans les sommets du triangle dans lequel se trouve le vecteur de tension d'alimentation sont préférés pour construire la table de commutation. Sur la base de cette directive, la table de commutation de base peut être établie comme le tableau 1. où, k est un entier de 1 à 5, et les signaux numérisés S_p et S_q sont définis comme

S_p	S_q	θ_1	θ_{2k}	θ_{2k+1}	θ_{12}
1	0	V_{23}/V_{24}	V_{2k+11}/V_{2k+12}	V_{2k+11}/V_{2k+12}	V_{23}/V_{24}
1	1	V_{13}/V_{14}	V_{2k+13}/V_{2k+14}	V_{2k+13}/V_{2k+14}	V_{13}/V_{14}
0	0	V_{12}	V_{2k-1}	V_{2k}	V_{11}
0	1	V_1	V_{2k}	V_{2k+1}	V_{12}

Tableau 4. 1: Tableau de commutation du DPC pour un convertisseur à trois niveaux

$$\begin{aligned}
S_p &= 1 & \text{si } p_g < p_g^* - H_p \\
S_p &= 0 & \text{si } p_g > p_g^* + H_p \\
S_q &= 1 & \text{si } q_g < q_g^* - H_q \\
S_q &= 0 & \text{si } q_g > q_g^* + H_q
\end{aligned}
\tag{4.20}$$

Où H_p et H_q sont la bande d'hystérésis des contrôleurs hystérésis pour la puissance active et réactive, respectivement. Il ressort du tableau 1 que lorsque S_p est 1, de petits vecteurs doivent être sélectionnés. Pour les convertisseurs à trois niveaux, les petits vecteurs viennent par paires (vecteurs redondants), par exemple, V13, V14 et V24, V25 et ainsi de suite. Les deux vecteurs ont également les mêmes effets sur la tension composée (ligne à ligne) et la puissance instantanée [70].

4.5.2 Contrôle du potentiel du point neutre

La commande d'équilibrage du potentiel du point neutre est l'une des tâches les plus importantes du convertisseur NPC à trois niveaux. Le déséquilibre du potentiel du point neutre est fondamentalement provoqué par le courant non nul du point neutre (i_0). Pour le VSC à trois niveaux, comme mentionné ci-dessus, il existe quatre types de vecteurs. Celanovic et Boroyevich [70] donnent les relations entre chaque vecteur et le courant du point neutre. Les vecteurs zéro et grands n'affectent pas le potentiel du point neutre car ils ne peuvent pas provoquer de courant de point neutre. Les vecteurs du milieu connectent l'un des courants de phase au point neutre, tandis que les petits vecteurs connectent deux des courants de phase au point neutre et ils viennent par paires. Les deux petits vecteurs produisent les mêmes tensions de ligne à ligne mais leurs influences sur le potentiel de point neutre sont opposées. Ainsi, si les petits vecteurs par paires sont sélectionnés conformément au tableau 1, et que les deux vecteurs peuvent effectuer une action de commutation en douceur avec le vecteur actuel, alors, comme le montre la figure (4.6), le bloc de sélection de vecteur optimal peut identifier lequel sera finalement employé. Le bloc a quatre entrées comme suit: (i) la sortie de la table de commutation, qui peut être un vecteur grand ou moyen ou une paire de petits vecteurs; (ii) deux courants de phase de la source d'alimentation qui sont utilisés pour juger de la polarité du courant de point neutre; (iii) S_n , l'erreur numérisée entre V_{dc1} et V_{dc2} , dont les trois valeurs sont

- 1: $V_{dc1} - V_{dc2} > H_n$, signifie que le potentiel de point neutre doit être augmenté.
- 0: $|V_{dc1} - V_{dc2}| < H_n$, signifie que le potentiel de point neutre est généralement à l'état d'équilibrage.
- -1: $V_{dc1} - V_{dc2} < -H_n$, signifie que le potentiel de point neutre doit être diminué.

Où, H_n est la bande d'hystérésis de l'erreur entre V_{dc1} et V_{dc2} . Si les petits vecteurs redondants sont délivrés au bloc et que S_n n'est pas égal à 0, alors l'un des vecteurs redondants peut être choisi pour équilibrer la déviation du point neutre en fonction des polarités de S_n et des courants de point neutre. Si la valeur de S_n est 0, le vecteur conduisant à des actions de commutation minimales pour les 12 commutateurs sera choisi. Par exemple, si le vecteur actuel est V1, et V13 / V14 doivent être sélectionnés, alors, V13 est préférable car la commutation entre V1 (pnn) et V13 (onn) provoquera moins d'actions de commutation que celle entre V1 et V14 (poo).

4.6 RESULTATS DE SIMULATION

Une série de simulations a été menée afin d'obtenir une évaluation complète des schémas proposés.

4.6.1 Résultat de simulation de la méthode DPC

L'ensemble du système de convertisseur utilisant le contrôle direct de puissance (DPC) proposé est développé et simulé dans l'environnement discret Matlab / Simulink pour étudier ses performances en régime permanent et en régime transitoire.

Les principaux paramètres utilisés dans la simulation sont donnés dans l'annexe 3

Les figures 4.8 (a), (b) et (c) représentent respectivement les formes d'onde des puissances active et réactive ; les courants de ligne du réseau I_{abcg} et la tension de bus continu.

La référence de puissance réactive d'entrée Q_{gref} est mise à zéro pour faire fonctionner le convertisseur en mode facteur de puissance unitaire.

Le contrôle DPC utilisant la nouvelle table de commutation et la méthode d'estimation proposée est capable de produire des courants de ligne presque sinusoïdaux avec un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

La figure 4.8 (a) et (d) montre les réponses transitoires pour une variation de courant de charge sous le fonctionnement à facteur de puissance unitaire. La variation de courant de charge est effectuée par un step de courant DC en parallèle avec le condensateur de bus continu pour provoquer une perturbation soudaine de la puissance de charge. Les amplitudes du courant de ligne et de la puissance active d'entrée estimée P_g changent simultanément pour s'adapter à la variation de la demande de puissance de charge P_{gref} . La réponse se produit très rapidement sans aucun effet indésirable. On peut observer que la puissance réactive estimée Q_g est presque insensible à un changement de la puissance active estimée P_g . La puissance réactive de référence Q_{gref} et la puissance réactive estimée Q_g sont maintenues constantes à 0 var. De plus, forcée par le régulateur PI, la tension de sortie V_{dc} revient à la valeur de référence après avoir connu un petit creux comme le montre la figure 4.8 (d).

L'estimation correcte des puissances active et réactive garantira que les courants de ligne sont en phase avec leurs tensions de phase de réseau respectives. Un aperçu des performances du courant de ligne pendant le fonctionnement en régime permanent et en facteur de puissance unitaire peut être observé dans les formes d'onde de tension et de courant illustrées à la figure 4.9

De plus, le contrôle DPC proposé est capable d'assurer l'équilibrage des tensions des condensateurs constituant le bus continu avec une erreur (point milieu) presque nulle comme le montre la figure 4.10

Le spectre harmonique THD du courant de ligne illustré à la figure 4.11 est de 2.17%, ce qui est beaucoup plus acceptable. Comparativement aux normes standards.

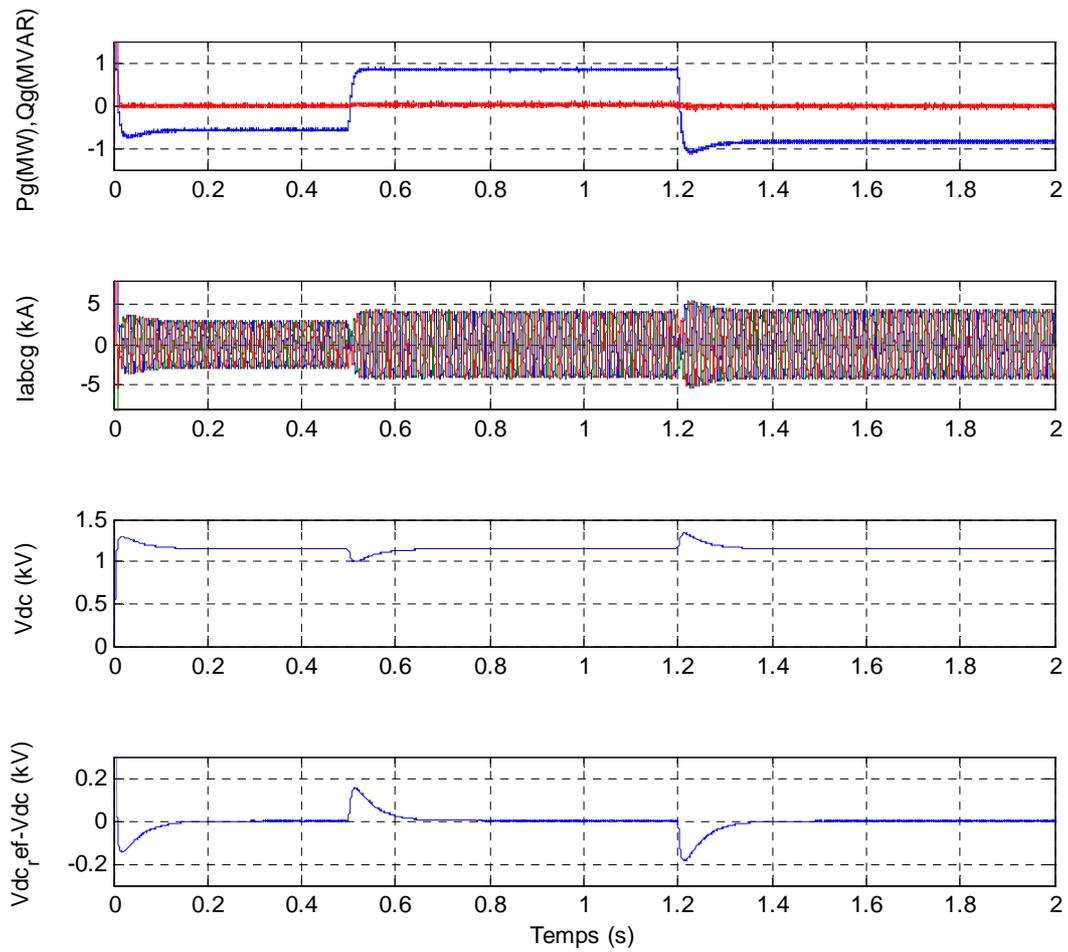


Figure 4. 8: formes d'ondes de simulation : a) Puissance active et réactive, b) courant de ligne c) Tension du bus continu V_{dc} et d) erreur entre V_{dcref} et V_{dc}

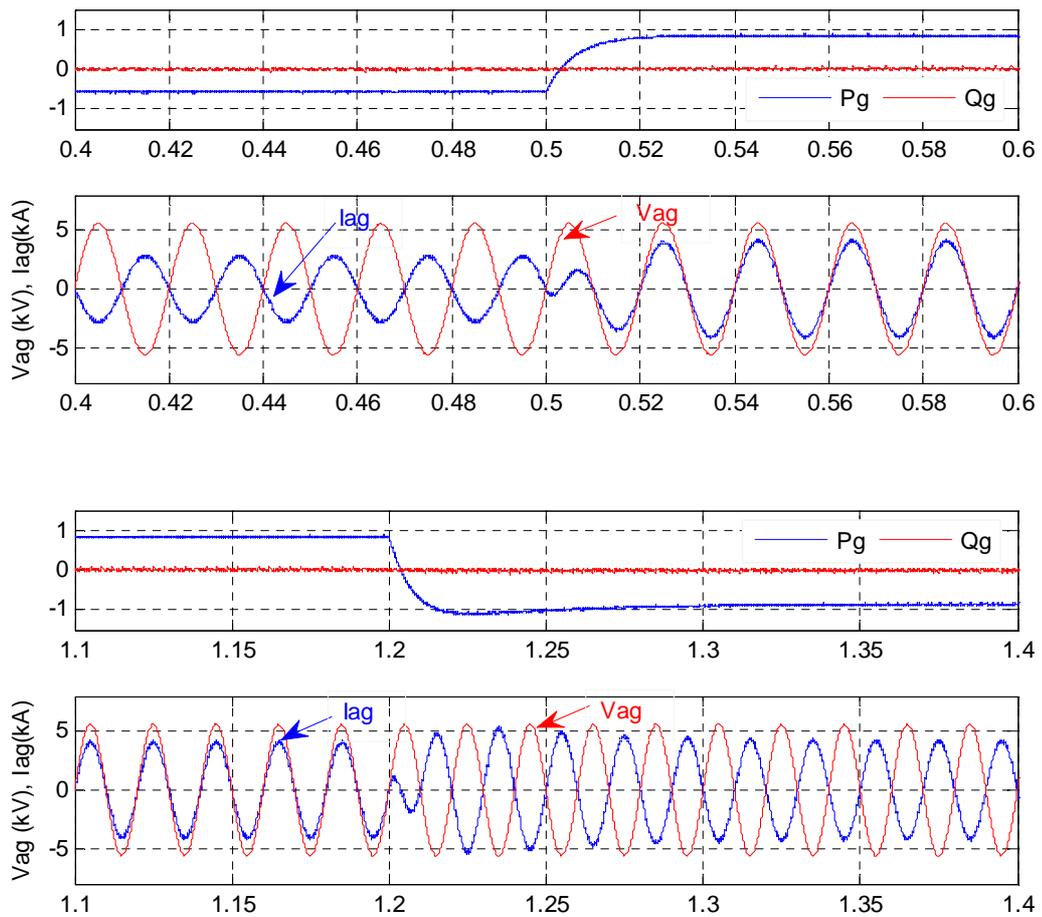


Figure 4. 9: a) Zoom des puissance active et réactive

b) déphasage entre tension V_{ag} et courant I_{ag}

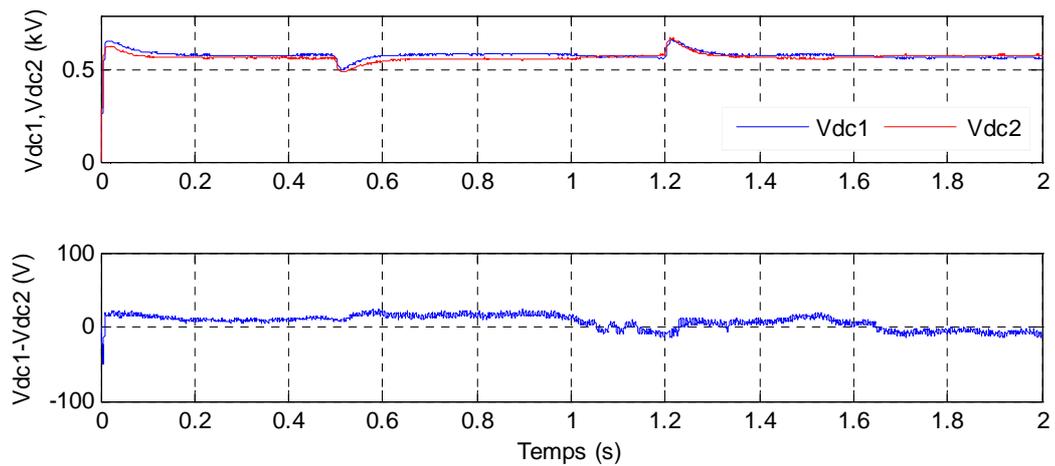


Figure 4. 10: Equilibrage des tensions des condensateurs

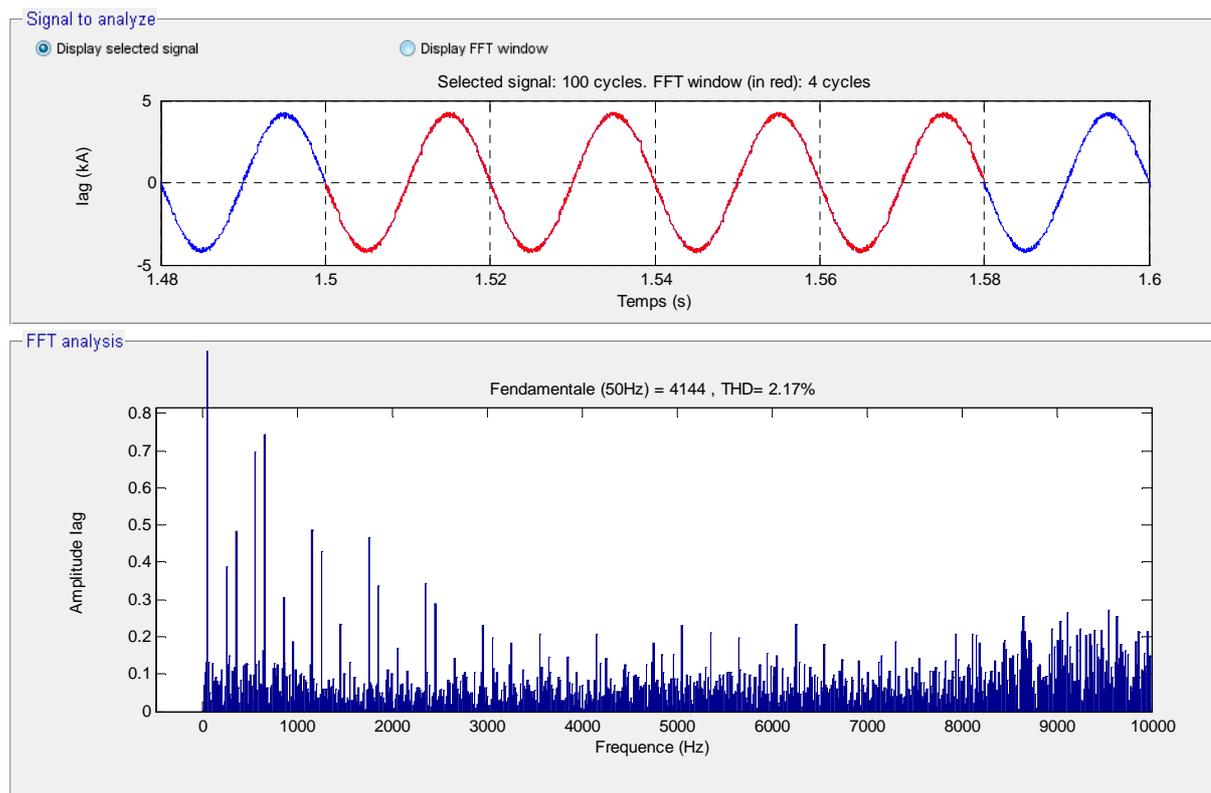


Figure 4. 11: Spectre d'harmonique du courant de réseau

4.6.2 Résultat de simulation de la méthode VOC

La simulation de VOC conventionnelle introduite dans la section (4.4.2) est également effectuée pour évaluer et comparer les performances à la méthode DPC

La figure 4.12 montre les formes d'onde de la tension de bus continu, les courants direct I_{dg} et en quadrature I_{qg} ainsi les puissances active et réactive.

Nous avons effectué la simulation avec les mêmes conditions que le contrôle DPC. . La variation de courant de charge est effectuée par un step de courant DC en parallèle avec le condensateur de bus continu pour provoquer une perturbation de courant de charge. Le courant I_{dg} qui est l'image de la puissance active P_g change simultanément pour s'adapter à la variation de la demande de courant de charge. La réponse se produit très rapidement sans aucun effet indésirable. On peut observer que la puissance réactive Q_g (courant I_{qg} image de Q_g) avoir connu un petit creux lorsque la variation est appliquée mais revient à la valeur de référence à 0.

De plus, le réglage de la tension de sortie V_{dc} est assuré par régulateur PI qui va maintenir V_{dc} à sa valeur de référence comme le montre la figure 4.12 (d).

le fonctionnement en facteur de puissance unitaire peut être clairement observé sur la figure 4.13 (a) et (b)

Le VOC génère une distorsion harmonique totale (THD) actuelle de 3.58%, ce qui est supérieur au THD obtenu à partir du DPC utilisant la nouvelle table de commutation.

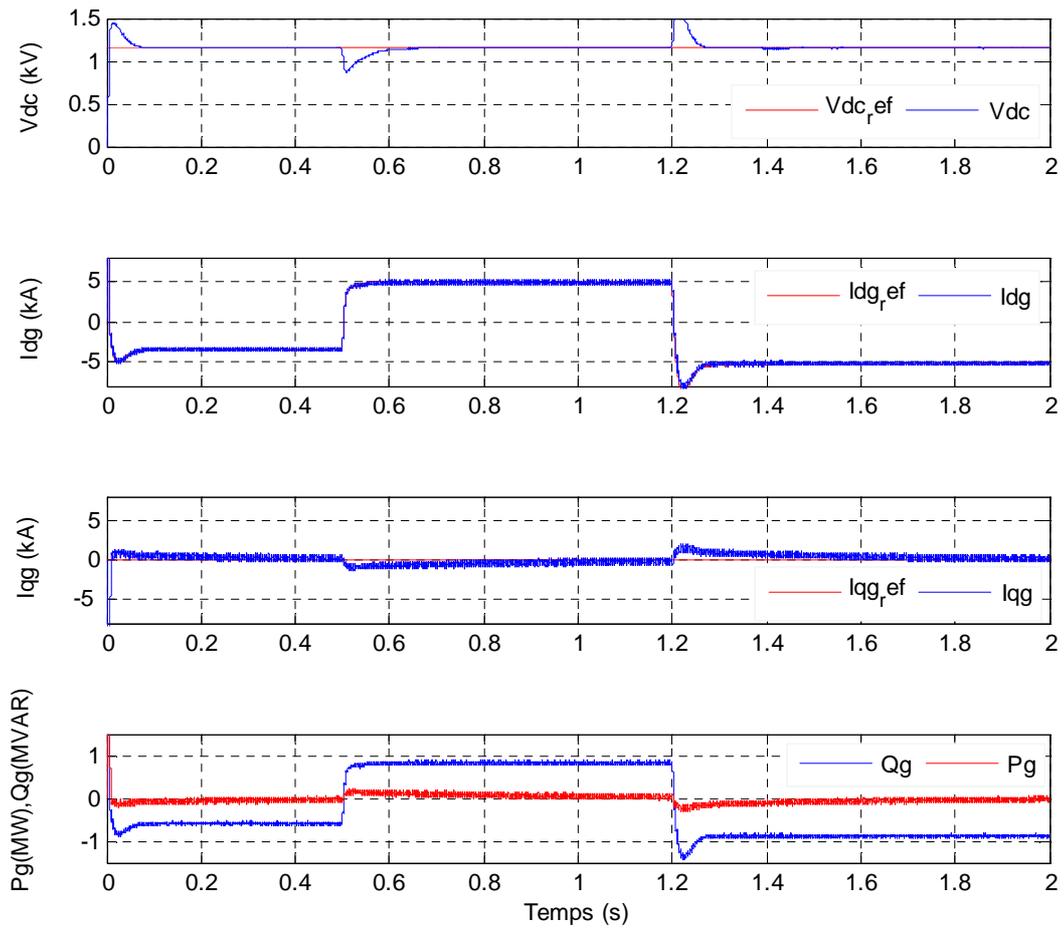


Figure 4. 12: formes d'ondes de simulation : a) Tension du bus continu V_{dc} , b) courant I_{dg}
c) Courant I_{qg} et d) Puissance active et réactive

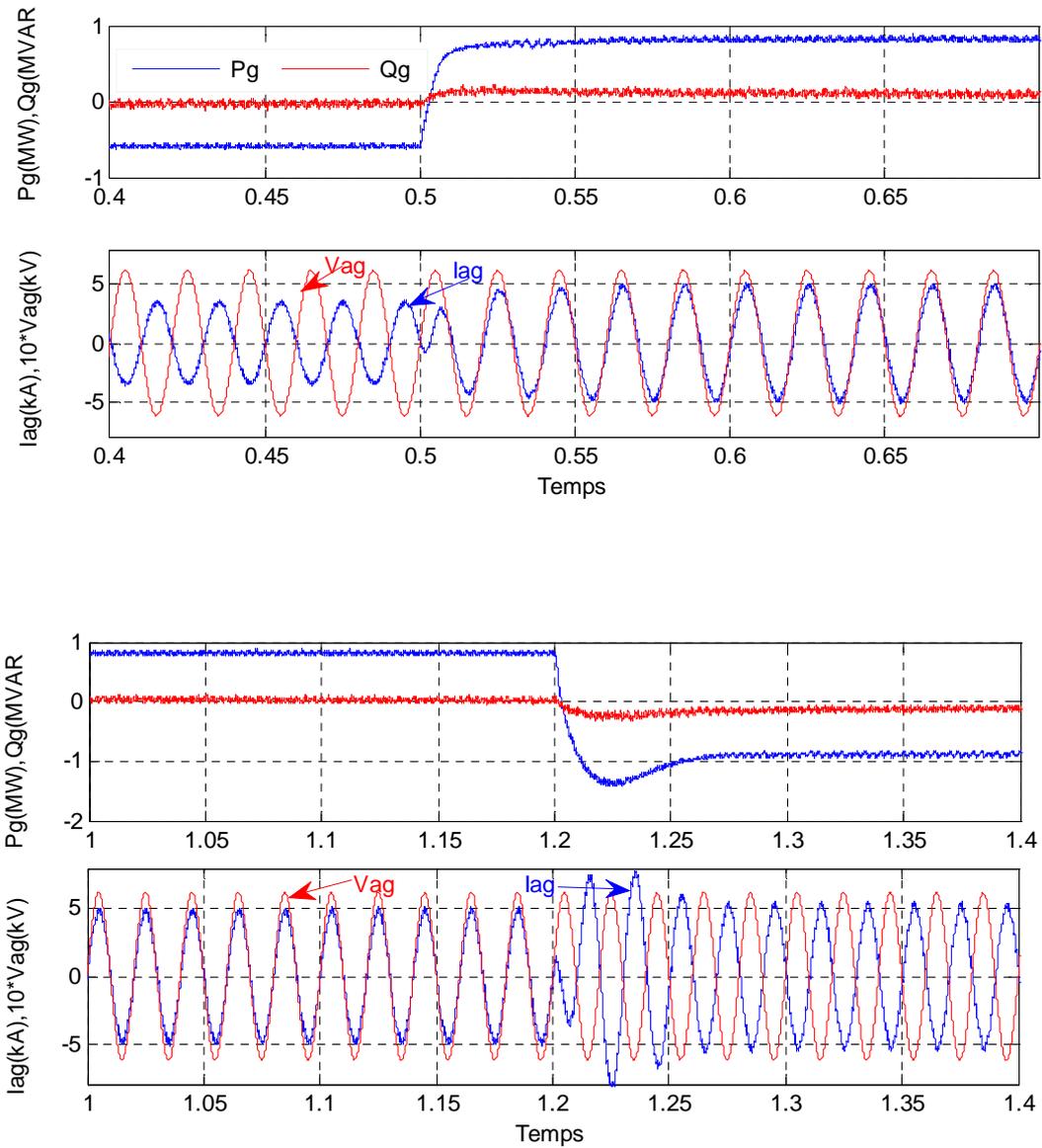


Figure 4. 13: a) Zoom des puissance active et réactive

b) déphasage entre tension V_{ag} et courant I_{ag}

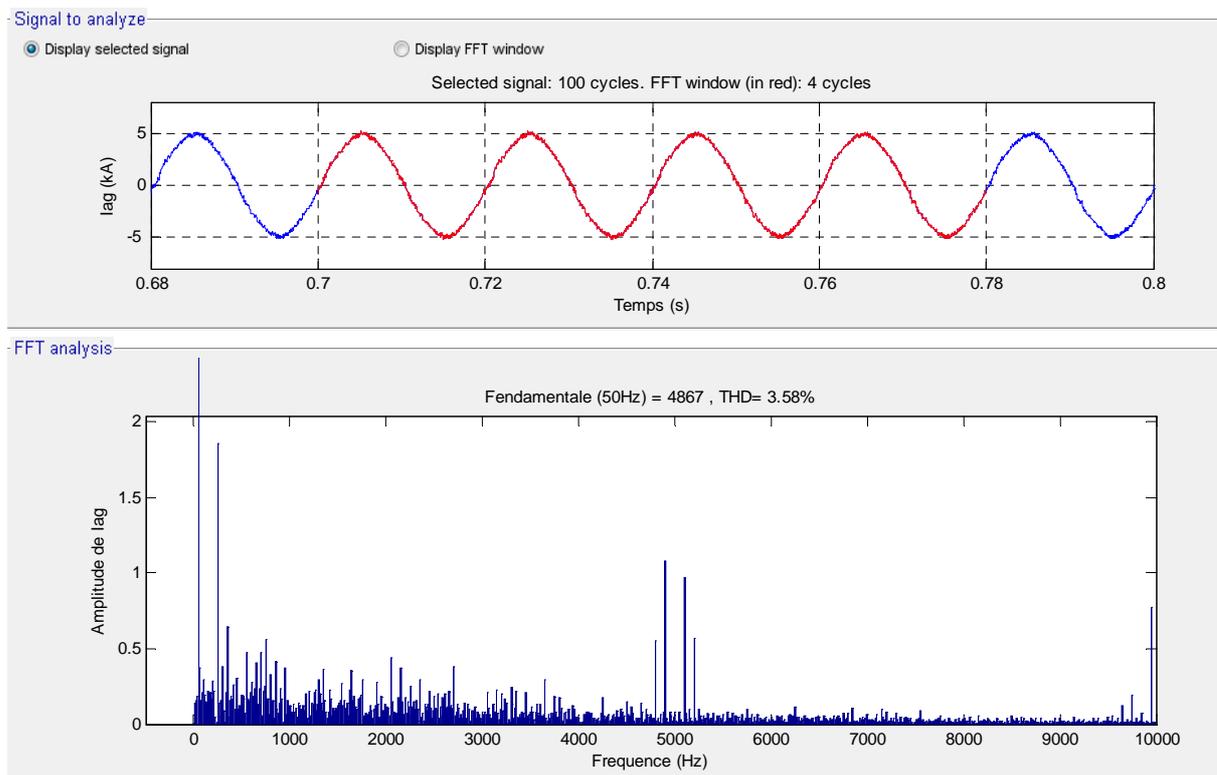


Figure 4. 14: Spectre d'harmonique du courant de réseau

4.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, des stratégies de contrôle pour le convertisseur côté réseau CCR sont présentées. La conception et le contrôle des convertisseurs CCR sont discutés en ce qui concerne la conception du condensateur de liaison DC et du filtre harmonique du réseau, la définition de la tension de bus continu de référence, la notation du réseau à facteur de puissance unitaire et l'orientation de la tension du réseau. La détection de l'angle de tension du réseau dans des conditions de tension de réseau idéales et déformées est discutée. La modélisation du CCR dans le plan dq est présentée. Les modèles de courants de réseau, de puissance active et réactive de réseau, de tensions de sortie du convertisseur 2L-VSI et 3L-NPC et de tension sont analysés en détail. La conception du contrôle VOC pour 2L-VSI et du DPC pour convertisseur NPC est analysée en détail en ce qui concerne les étapes de conception, l'algorithme de contrôle, les objectifs de contrôle tels que la régulation de la tension du bus continu et l'équilibrage des tensions des condensateurs

Grâce à une analyse détaillée des résultats obtenues, on peut conclure que les deux stratégies VOC et DPC sont révélées être des outils simples et puissants pour contrôler les convertisseurs côté réseau avec d'excellents indices de performance.

Chapitre 5

5 INTEGRATION D'UNE FERME EOLIENNE AU RESEAU ELECTRIQUE

5.1 INTRODUCTION

Aujourd'hui, le ferme éolienne offshore devient plus intéressante par rapport à celle onshore, parce que ce dernier présente les inconvénients de l'absence d'espace, problème de bruit et l'impact visuel. Un autre avantage pour le parc éolien offshore est la disponibilité de vent à des vitesses élevées conduisant à plus de puissance générée [71].

L'utilisation de câbles AC pour le transport d'énergie sur une longue distance n'est pas la bonne solution pour de nombreuses raisons cités précédemment. La liaison à courant continu en haute tension HVDC en particulier la technologie HVDC-VSC pourrait être un système de transmission attrayant, au lieu d'utiliser une transmission de câble haute tension AC.

L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu général sur la technologie d'un parc éolien offshore à une liaison HVDC dans le but d'expliquer en quoi consiste l'architecture éolienne offshore et de présenter sa structure de contrôle. La première section de ce chapitre traitera des généralités sur les réseaux HVDC, puis nous allons évoquer les différentes technologies des convertisseurs HVDC et leurs composants. Dans une deuxième étape, la stratégie de contrôle sera discutée. Enfin, pour valider la technique de contrôle proposée et d'analyser le comportement du système, des simulations seront effectuées.

5.2 TECHNOLOGIE DES PARCS EOLIENS OFFSHORE

Un parc éolien offshore est constitué de trois parties comme illustré sur la figure 5.1. La première est le système de production constitué d'un certain nombre d'éoliennes répartie sur une large surface en mer permettant la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. La deuxième partie est le réseau interne MT dans lequel les éoliennes sont raccordées à une ou plusieurs sous-stations électriques offshore de type AC ou DC par des câbles MT. Enfin, la troisième partie est le réseau de transport HT. Au niveau des sous-stations électriques offshore, la tension est élevée à un niveau HT pour transporter en AC ou en DC « *HVAC* ou *HVDC* » toute l'énergie produite dans le parc éolien vers la sous station électrique onshore, que nous appellerons le point de livraison [71].

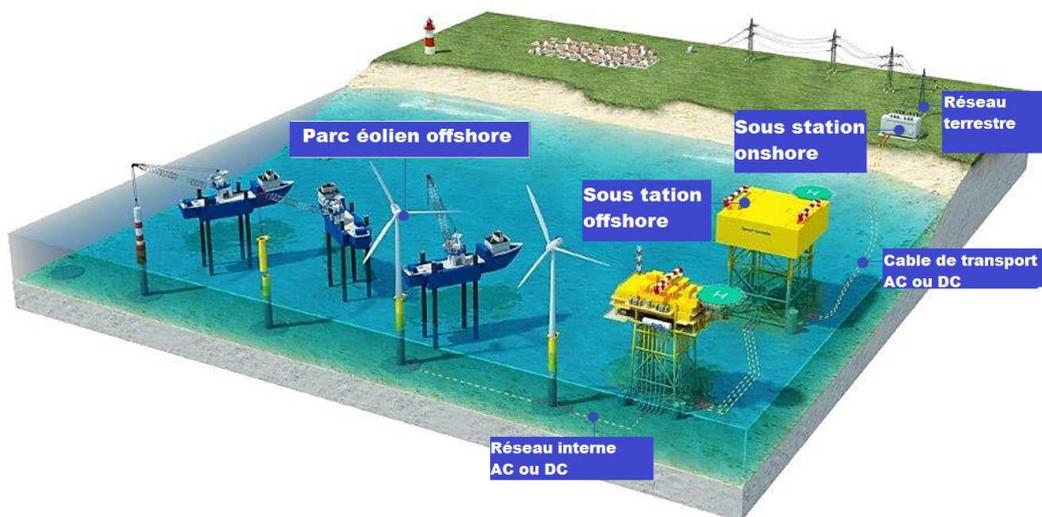


Figure 5. 1 : Différentes parties d'un parc éolien offshore [72]

Par la suite, nous nous intéresserons aux technologies des éoliennes offshore, les différentes architectures de raccordement électrique des réseaux interne MT et de transport HT en AC et DC des parcs éolien offshore.

5.3 TOPOLOGIES DU RACCORDEMENT

Les paramètres importants dans un parc éolien offshore sont : le choix du site, le type et du nombre d'éoliennes, ainsi que leurs positionnements. En outre, le point de raccordement commun (Point Common Coupling PCC) des éoliennes au réseau interne MT porte un important effet sur le parc éolien offshore, en termes de fiabilité, de maximisation d'énergie, minimisation du coût d'investissement et de maintenance [71] [73]. Il existe plusieurs topologies de raccordement possibles présentées dans la littérature. Par la suite, nous décrirons quelques configurations du réseau interne en AC et en DC.

5.3.1 Topologies en AC

Différentes configurations du réseau interne en AC ont été proposées dans les références [73] [74]. Les quatre architectures les plus connues sont présentées sur la figure (5.2).

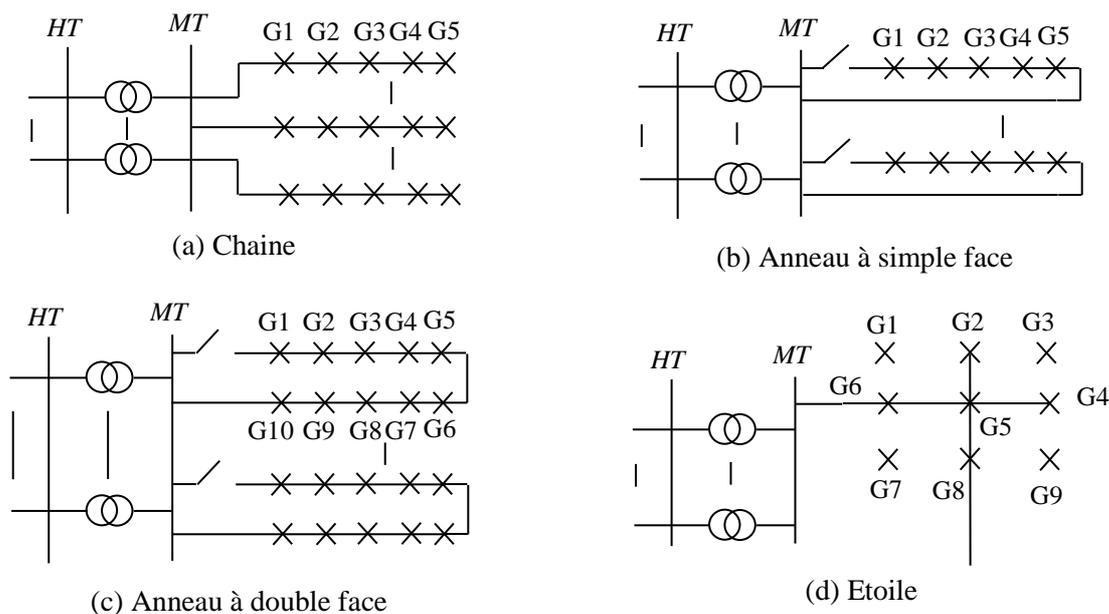


Figure 5. 2: Différentes topologies du réseau interne en AC

5.3.1.1 Raccordement en chaîne

Le raccordement le plus simple du réseau interne AC est en chaîne (radial layout). Comme illustrée sur la figure (5.2.a), certain nombre d'éoliennes sont reliées à un seul câble l'une après l'autre formant ainsi une chaîne. Tenant en compte que le nombre maximum des éoliennes dans une chaîne est bien déterminé par les puissances générées et les câbles de raccordement. Cette configuration possède un avantage de la simplicité de contrôle, ainsi que

le système de protection. En outre, elle est peu coûteuse et le niveau de fiabilité est faible vu qu'une défaillance d'un câble ou d'une protection causerait la perte de toute la production des éoliennes en amont du défaut pendant la réparation [72] [71].

5.3.1.2 Raccordement en boucle

La figure (5.2.b) présente le raccordement en anneau à simple face (Single-sided ring design). Dans ce type de raccordement, un câble supplémentaire est utilisé pour réaliser un bouclage sur le raccordement en chaîne et relier la dernière éolienne au jeu de barres MT du poste offshore. Ce qui permet de transporter le flux d'énergie total de la chaîne dans le cas d'un défaut dans le premier câble.

Cependant, ces câbles augmentent le coût de raccordement. Une autre possibilité de raccordement en anneau à double face (double-sided ring design) est présentée sur la figure (5.2.c). Dans ce cas, la dernière éolienne d'une chaîne est raccordée à la dernière éolienne de la chaîne suivante. Les deux câbles près de la sous station doivent être dimensionnés pour la puissance totale produite par toutes les éoliennes dans les deux chaînes en cas de panne sur l'un des deux câbles. En outre, les autres câbles du même groupe doivent être également dimensionnés pour cette puissance dans le cas où les sections sont unifiées pour une raison de simplicité de construction [75].

5.3.1.3 Raccordement en étoile

La figure (5.2.d) présente le raccordement en étoile. Ce type a été cité comme étant un bon compromis entre le niveau de fiabilité et le dimensionnement des câbles. A l'acceptation de la liaison principale utilisée pour le raccordement du cluster au jeu de barres MT de la sous station, tous les autres câbles sont dimensionnés pour transporter la puissance d'une seule éolienne. La régulation de la tension est plus aisée dans cette configuration. L'inconvénient majeur réside dans le système de protection volumineux à installer dans la plateforme de l'éolienne centrale [71].

La référence [73] présente une étude comparative entre les quatre configurations en termes de coût du kilowattheure installé et des pertes de puissance. Les auteurs ont conclu que la différence de tension n'influe pas sur la conception du réseau interne (la variation est inférieure à 0.3 %). De plus, les topologies (b) (c) et (d) sont meilleurs à celle de (a) en termes de pertes de puissance. Mais, elles sont pénalisées par le prix du kWh installé malgré qu'elles confèrent une fiabilité élevée.

5.3.2 Topologies en DC

Actuellement, les réseaux de raccordements internes MT sont conçus en AC, mais certains auteurs [73] [76] [77] [78] [79] proposent un raccordement interne en DC pour les futurs parcs éoliens offshore. La figure (5.3) présente quelques topologies en DC.

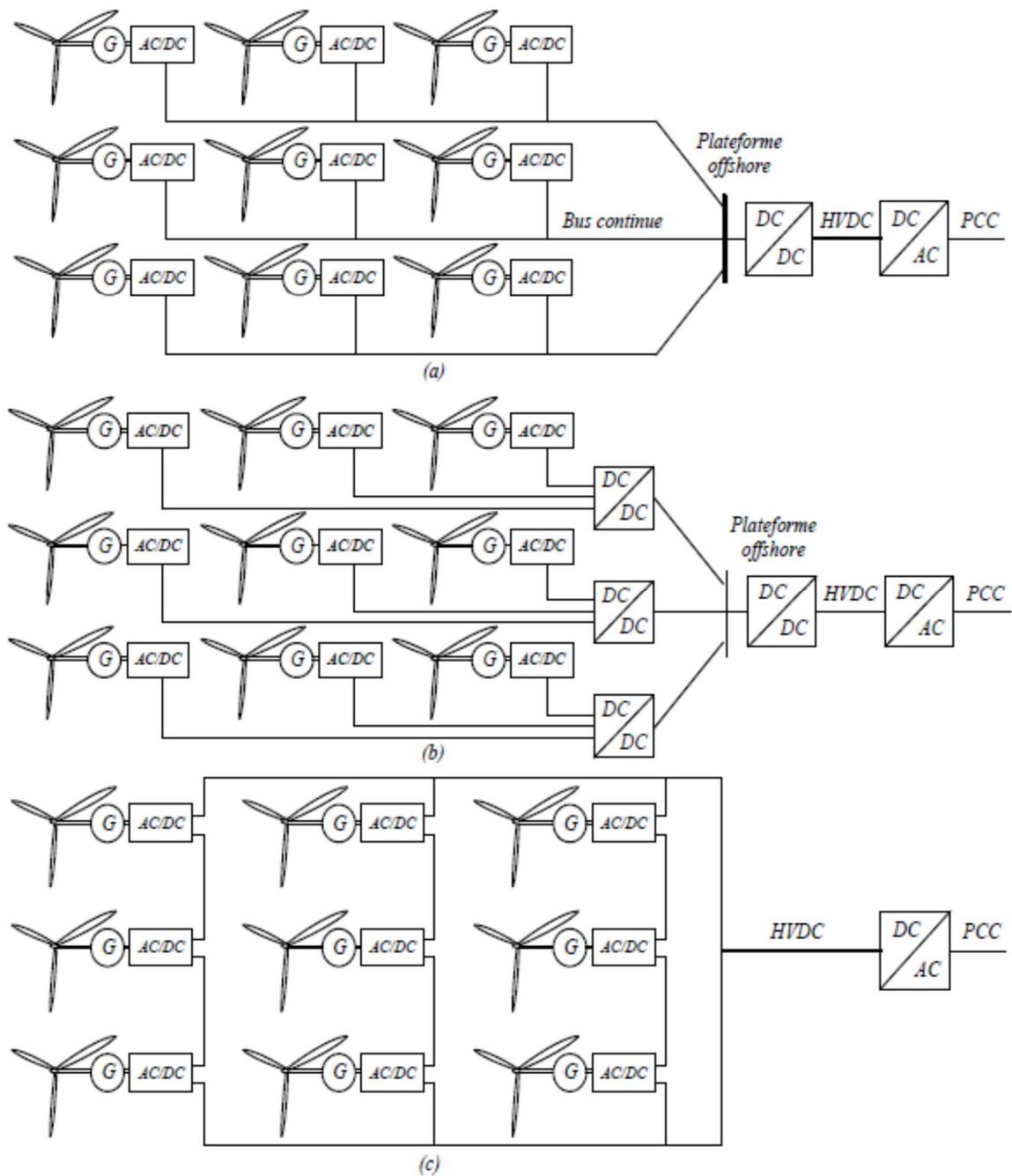


Figure 5. 3: Les configurations du réseau interne en DC : (a) convertisseur DC/DC commun, (b) convertisseur DC/DC commun à des groupes d'éoliennes, (c) raccordement DC en série [71]

La configuration présentée dans la figure (5.3.a) est analogue à celle en AC. La tension de sortie du générateur éolienne AC est faible de l'ordre 690 V, un convertisseur DC/DC est nécessaire pour l'élévation de la tension de sortie DC, au lieu d'un transformateur dans le cas d'un réseau interne en AC. Une autre alternative en DC est présentée sur la figure (5.3.b). Par rapport à l'architecture précédente, celle-ci comporte d'autres convertisseurs DC/DC pour chaque groupe d'éoliennes et offre ainsi un degré de liberté supplémentaire pour le contrôle [71].

Dans figure (5.3.c), la tension de transport en HVDC est obtenue par sommation des tensions de sorties des éoliennes raccordées en série. L'avantage est que le convertisseur

DC/DC et le poste de transformation en offshore ne sont pas nécessaires dans cette configuration. De plus, le transformateur d'éolienne est de taille réduite. L'inconvénient est que le convertisseur AC/DC dans l'éolienne doit pouvoir fonctionner en haute tension, car en cas de panne (perte d'une éolienne) les autres éoliennes dans la même chaîne doivent augmenter leurs tensions de sorties afin de maintenir le même niveau de tension du bus DC [72].

5.4 TRANSPORT DE L'ÉNERGIE DE LA CENTRALE OFFSHORE AU RESEAU A TERRE

Un autre élément important pour une ferme offshore est la liaison haute tension qui relie la ferme au réseau à terre. Deux types de liaisons sont possibles pour réaliser cette connexion : une liaison en alternatif (HVAC) ou en continu (HVDC). La figure 5.4 présente les deux topologies pour une ferme éolienne offshore [80].

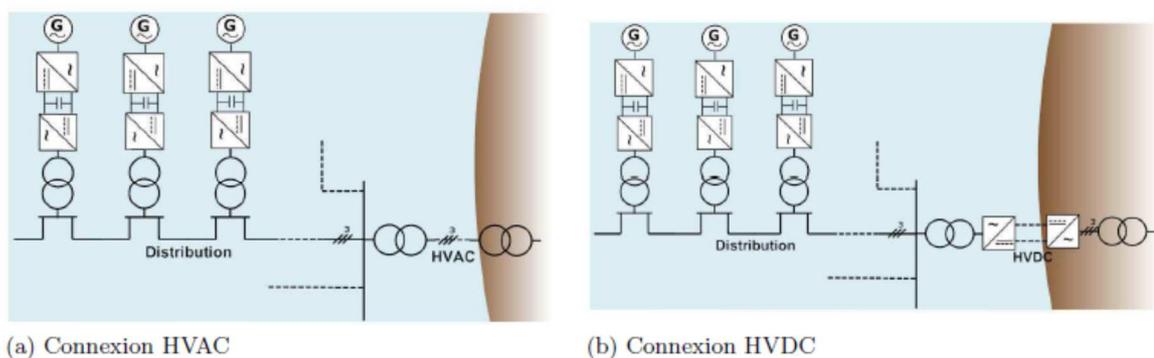


Figure 5. 4 : Liaisons HVAC et HVDC pour une ferme éolienne offshore [80]

5.4.1 Liaisons HVAC

La plupart des parcs éoliens offshore sont connectés en HVAC au réseau. La fiabilité de ce type de système, les protections existantes et éprouvées en AC et l'industrialisation des liaisons HVAC sont les principales raisons de son utilisation. Le schéma de la figure (5.4.a) représente une liaison classique HVAC pour une ferme éolienne offshore. La tension est augmentée du niveau de distribution au niveau de transport pour la liaison HVAC grâce à un transformateur placé en offshore. La liaison HVAC est alors réalisée par des câbles souterrains jusqu'au point de connexion au réseau où la tension est ajustée à celle du réseau. Cependant certains parcs éoliens commencent à utiliser des réseaux continus, et ces structures sont aussi utilisées pour transiter de la puissance sur des distances très élevées.

5.4.2 Liaisons HVDC

La première ligne longue distance utilisant du courant continu fut installée en Italie en 1889. La ligne transmettait 630 kW à 14 kV sur 120 km et son fonctionnement reposait sur l'utilisation de générateurs continus. Le transport d'énergie électrique par courant continu haute tension a été possible lors de l'introduction sur le marché de composants d'électroniques de puissances comme les thyristors et IGBTs. La figure (5.4.b) représente l'utilisation d'une ligne HVDC pour une ferme éolienne offshore. Une ligne HVDC est souvent insérée dans un réseau AC, entre la production et le réseau. Depuis le réseau de distribution AC, la tension est augmentée par un transformateur côté offshore puis la

puissance électrique est convertie en DC dans une station de conversion (le redresseur) et transmise à une autre station de conversion (l'onduleur) par des lignes ou des câbles électriques hautes tensions DC. Deux principales technologies de convertisseurs existent pour une liaison HVDC : un convertisseur à thyristor (Line-Commutated Converter, LCC-HVDC ou Current Source Converter, CSC-HVDC) ou un convertisseur à interrupteurs entièrement commandables type IGBT (Voltage Source Converter, VSC-HVDC) [81]. Ces différents convertisseurs modifient la structure globale des lignes HVDC et chaque topologie HVDC est détaillée dans les sections suivantes.

5.5 TECHNOLOGIES DES CONVERTISSEURS HVDC

En général, les convertisseurs utilisés dans les systèmes de transmission HVDC peuvent être classés en tant que convertisseurs à base de thyristors (LCC ou CSC) ou des convertisseurs de tension (VSC) à base de transistors bipolaires (IGBT) [82] [83].

5.5.1 HVDC à base de LCC

Ces systèmes utilisent des convertisseurs de puissance à base de thyristors. Ils sont choisis parce qu'ils sont capables d'atteindre plusieurs milliers de MW, dont chaque thyristor peut supporter des dizaines de kilovolts et de véhiculer plusieurs kilo-ampères. Le composant principal utilisé pour la conversion HVDC classique est le pont de *Graetz* triphasé à six impulsions [84]. Deux convertisseurs à six impulsions peuvent être connectés en série pour former un pont à douze impulsions. Les principales limitations de ce système proviennent du fait que les thyristors nécessitent une source de tension alternative. En effet, les convertisseurs à thyristors n'ont pas de capacité de blocage et le courant alternatif passant par un thyristor doit naturellement traverser un zéro avant qu'un autre thyristor ne prenne en charge la conduction [85]. En outre, le convertisseur LCC-HVDC produit des harmoniques du côté AC et ceux-ci doivent être empêchés d'être injectés dans les réseaux AC ce qui nécessite l'utilisation de filtres AC de taille importante [86]. L'absence de possibilité de choisir l'instant de blocage implique que les convertisseurs de ce type sont toujours consommateurs de puissance réactive dans tous les modes de fonctionnement. Cette puissance réactive est fournie par les dispositifs de compensation de puissance réactive, par exemple, banc de condensateurs et en partie par les filtres AC [87].

5.5.2 HVDC à base de VSC

Avec la venue des nouvelles technologies des interrupteurs de types IGBT, plusieurs possibilités sont offertes pour la transmission efficace dans les systèmes HVDC. Ce progrès donne beaucoup d'avantages et de possibilités pour l'industrie de l'énergie en utilisant des convertisseurs de tension [86]. Ceci donne naissance au système VSC-HVDC, qui est capable de surmonter les inconvénients de la solution LCC-HVDC [71].

Le VSC fonctionne avec une fréquence de commutation élevée en utilisant la modulation de largeur d'impulsion (PWM). La fréquence de commutation élevée augmente de manière significative la fréquence des harmoniques générés, ce qui entraîne des filtres de plus petites tailles [87]. D'un autre côté, le VSC est considéré comme une source de tension contrôlable. Il peut contrôler le flux des puissances active et réactive dans n'importe quelle direction, permettant ainsi le contrôle indépendant de ces puissances dans chaque station avec

la possibilité d'un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire. Un autre avantage est la facilité de mise en œuvre pour des systèmes à plusieurs terminaux, parce que la polarité du côté DC est la même du côté redresseur que du côté onduleur [87].

Les systèmes HVDC à base de convertisseurs de tension sont considérés comme une plateforme préférée pour l'interconnexion de grands parcs éoliens offshore avec des réseaux AC en raison de leurs caractéristiques supérieures [88].

5.6 DESCRIPTION GENERALE DU SYSTEME A ETUDIER

La Figure 5.5 montre le système étudié composé de trois parties clairement définies: le parc éolien offshore, une liaison à courant continu et un réseau terrestre AC. d'un réseau principal AC onshore, de deux stations offshore et onshore à trois niveaux clampé par point neutre (3L-NPC VSC-HVDC) reliées entre elles par deux câbles DC.

L'énergie produite par la ferme éolienne est transportée au réseau principal AC terrestre (onshore) via les deux convertisseurs 3L-NPC VSC-HVDC (offshore et onshore) qui sont reliées entre elles par deux câbles DC de 100 km chacun. Les paramètres des câbles utilisés dans cette étude sont donnés dans l'annexe 3.

La ferme éolienne est composée de quatre éoliennes à vitesses variables connectées en étoile où chaque turbine est connectée au bus AC à travers son propre convertisseur. La tension du bus DC offshore est convertie en tension alternative en utilisant seulement un convertisseur DC-AC et un transformateur. Les composants de la station 1 sont les mêmes que la station 2 (3LNPC VSC-HVDC). Elle comprend un transformateur, un filtre passe-haut (filtre AC) pour absorber les harmoniques bien définies, une résistance (R_1) et une inductance (L_1) de la ligne, un convertisseur à trois niveaux NPC, et deux condensateurs DC. Les paramètres du système utilisé dans cette étude sont donnés en annexe A.3.

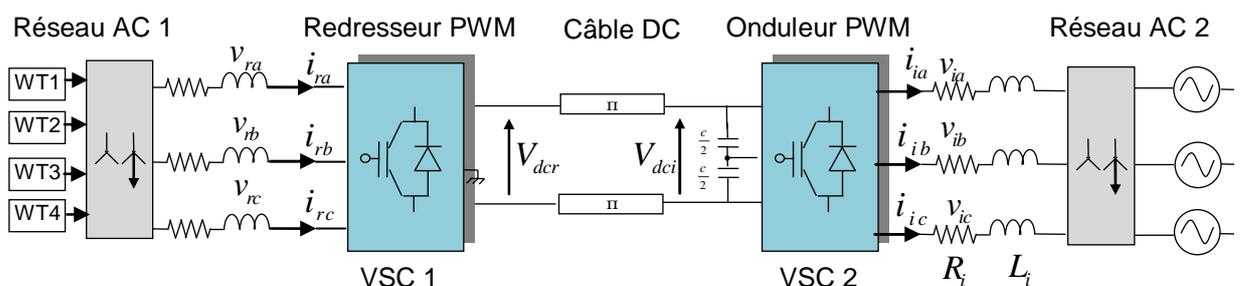


Figure 5. 5: Schéma du système étudié

5.7 COMMANDE DU SYSTEME VSC-HVDC

Dans le cas des systèmes de transmission HVDC à base de VSC, le transfert de puissance est contrôlé de manière à assurer l'équilibre des puissances, c'est-à-dire que la puissance injectée dans le réseau doit être la même que la puissance générée. Si la transmission de puissance est considérée entre deux réseaux AC, le flux de puissance peut être bidirectionnel. Mais, si le système VSC-HVDC est utilisé pour fournir de l'énergie à partir d'une centrale éolienne offshore, le flux de puissance active est unidirectionnel (le côté offshore fournit de l'énergie active au côté onshore et non l'inverse).

Dans notre cas, le système de contrôle du VSC-HVDC est réalisé en utilisant une boucle de régulation interne rapide contrôlant les courants. Le contrôle des courants à travers le filtre de couplage L_k ($k=r, i$) est réalisé en appliquant des tensions appropriées au convertisseur de puissance. A partir des équations du modèle mathématique, il est clair qu'il existe un couplage entre les composantes dq du courant. Le contrôle des courants i_{kd} et i_{kq} , par la méthode découplée ou les composantes dq est commandée indépendamment.

Cette approche est basée sur des régulateurs cascades, les contrôleurs externes comprennent le contrôleur de la tension continue, le contrôleur de la tension alternative, le contrôleur de la puissance active, le contrôleur de la puissance réactive et le contrôleur de la fréquence. Ainsi, la référence du courant actif peut être obtenue à partir du contrôleur de la tension continue, du contrôleur de la puissance active ou du contrôleur de la fréquence. D'autre part, la référence du courant réactif peut être dérivée du régulateur de la puissance réactive ou du régulateur de la tension alternative [89]. Les contrôleurs internes s'occupent de la régulation des courants direct et en quadrature.

5.7.1 Contrôle du convertisseur côté offshore

La figure (5.6) montre la configuration globale de la commande du convertisseur côté offshore pour un système de transmission VSC-HVDC. Cette technique de commande utilise deux régulateurs PI pour contrôler les courants directs et en quadratures. Les sorties de ces régulateurs sont introduits, après une transformation de coordonnées, dans un bloc de modulation.

5.7.1.1 Synthèse des régulateurs internes des courants

La boucle de contrôle interne contrôle chaque courant à la valeur de référence reçue du contrôleur externe. Dans le but de contrôler les courants i_{rdq} indépendamment l'un de l'autre, un terme de découplage, tel que représenté sur la figure (5.7), est introduit [90].

Deux contrôleurs PI contrôlent les courants à leurs valeurs de référence et calculent les tensions internes u_{rdq} données par :

$$\begin{aligned} u_{rdref} &= v_{rd} - v_{trdref} + \omega_r L_r i_{rq} = (L_r s + R_r) i_{rd} \\ u_{rqref} &= v_{rq} - v_{trqref} + \omega_r L_r i_{rd} = (L_r s + R_r) i_{rq} \end{aligned} \quad (5.1)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{(k_{pr}s + k_{ir}) / L_r}{s^2 + \frac{(k_{pr} + R_r)}{L_r} s + \frac{k_{ir}}{L_r}} \quad (5.2)$$

Par analogie avec la fonction de transfert d'un système désiré de deuxième ordre on trouve :

$$\begin{aligned} k_{pr} &= 2L_r \xi_r \omega_{nr} - R_r \\ k_{ir} &= L_r \omega_r^2 \end{aligned} \quad (5.3)$$

Où

ξ_r : Coefficient d'amortissement;

ω_{nr} : Pulsation propre des oscillations non amorties du système.

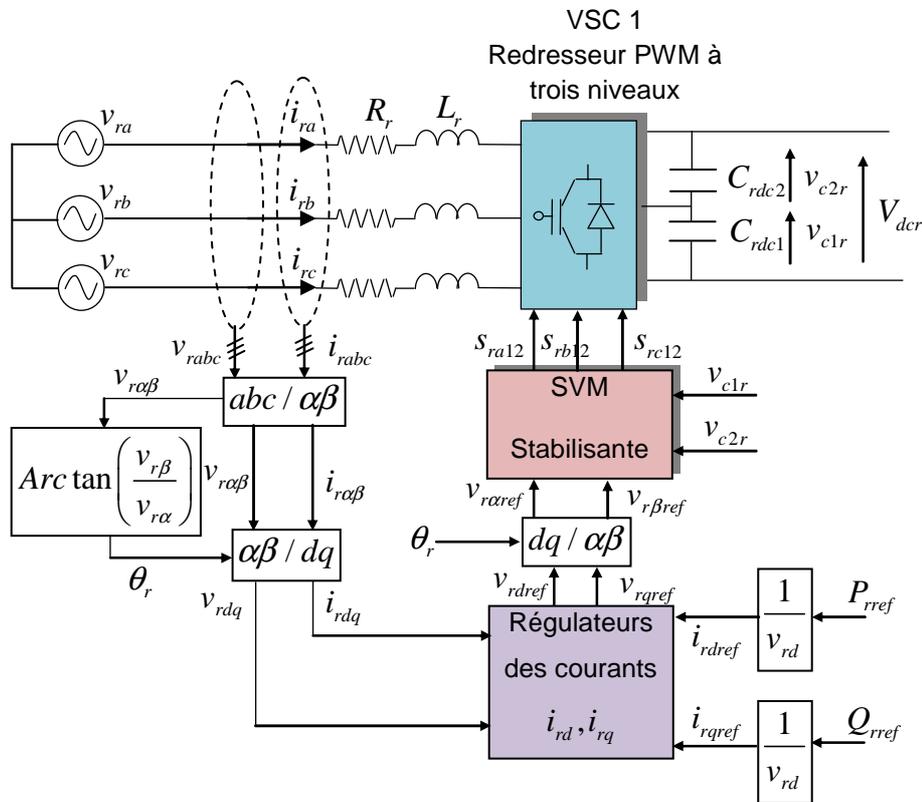


Figure 5. 6: Principe de la commande du redresseur d'un système VSC-HVDC [71]

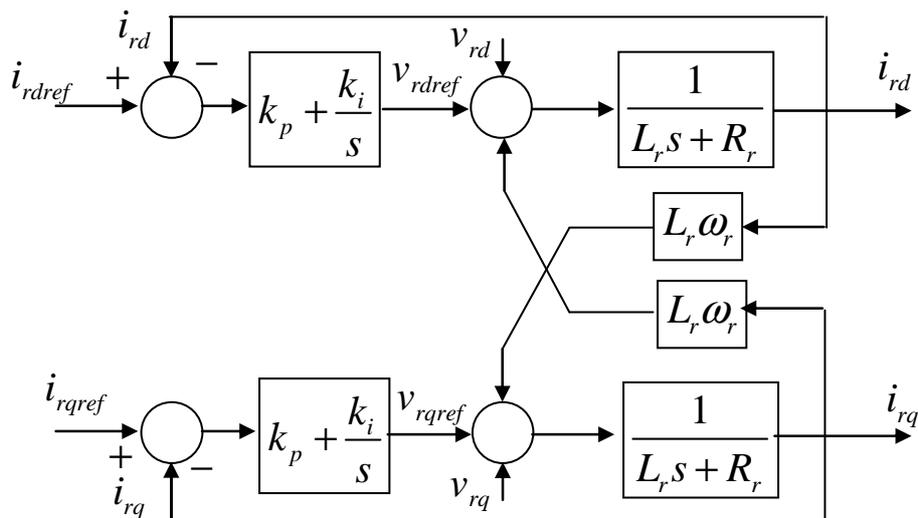


Figure 5. 7 : Régulateurs des courants direct et en quadrature du redresseur

Si les deux composantes u_{rdref} et u_{rqref} sont les sorties des deux régulateurs PI, les commandes v_{rdref} , v_{rqref} sont déterminées par l'équation (5.4) suivante :

$$\begin{aligned} v_{trdref} &= v_{rd} - u_{rdref} - \omega_r L_r i_{rq} \\ v_{trqref} &= v_{rq} - u_{rqref} + \omega_r L_r i_{rd} \end{aligned} \quad (5.4)$$

5.7.1.2 Contrôle des puissances active et réactive

Le contrôle des puissances active et réactive peut être réalisé par inversion du modèle. Les références des courants actif et réactif sont obtenues en utilisant les équations des puissances active et réactive instantanées est donnés par :

$$\begin{aligned} i_{rdref} &= \frac{P_{rref}}{v_{rd}} \\ i_{rqref} &= \frac{Q_{rref}}{v_{rd}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Ou

P_{rref} : est la référence de la puissance active.

Q_{rref} : est la référence de la puissance réactive.

5.7.2 Contrôle du convertisseur côté onshore

La figure (5.8) montre la configuration globale de la commande du convertisseur côté onshore d'un système VSC-HVDC.

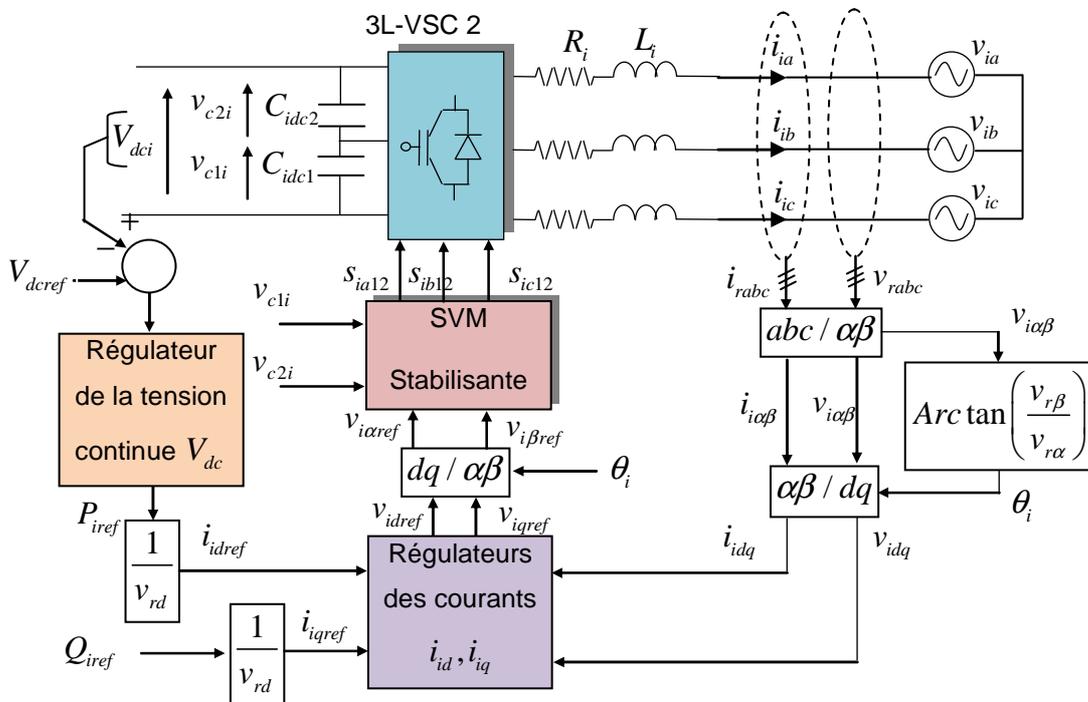


Figure 5. 8: Principe de la commande de convertisseur côté onshore d'un système VSC-HVDC [71]

5.7.2.1 Régulation de la tension continue

Le régulateur de la tension continue est nécessaire pour contrôler la tension du bus DC assurant l'équilibre des puissances entre les parties AC et DC de l'onduleur. Le contrôleur de la tension continue fournit la puissance qui doit être injectée dans le réseau. Cette dernière sera utilisée pour calculer la référence i_{idref} nécessaire pour la boucle de courant.

La puissance active du côté continu vérifie l'équation suivante :

$$P_{inv} = P_{idc} - P_{ceq} \quad (5.6)$$

Où P_{idc} c'est la puissance de bus continu et P_{ceq} représente la puissance du condensateur équivalent.

En utilisant la transformée de Laplace, on déduit la fonction de transfert suivante :

$$V_{dc}^2 = \frac{2}{C_{eq}} (P_{idc}(s) - P_{inv}(s)) \quad (5.7)$$

Le schéma de la figure (5.9) représente le schéma bloc de la régulation de la tension continue.

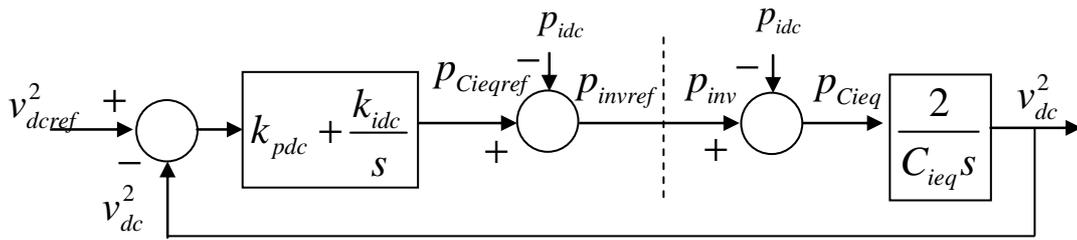


Figure 5. 9: Régulation de la tension continue avec un correcteur PI

La fonction de transfert du système en boucle fermée de la figure (5.9) est donnée par :

$$H_{dc}(s) = \frac{2(k_{pdc}s + k_{idc})/C_{eq}}{s^2 + \frac{2k_{pdc}}{C_{eq}}s + \frac{2k_{idc}}{C_{eq}}} \quad (5.8)$$

Par analogie avec la fonction de transfert d'un système désiré de deuxième ordre on trouve :

$$\begin{aligned} k_{pdc} &= C_{eq} \xi_{dc} \omega_{ndc} \\ k_{idc} &= C_{eq} \omega_{ndc}^2 \end{aligned} \quad (5.9)$$

Où ξ_{dc} : coefficient d'amortissement et ω_{ndc} la pulsation du système

5.7.2.2 Synthèse des régulateurs internes des courants

Pour les régulateurs des courants de l'onduleur, on utilise l'équation (5.4) et on pose :

$$\begin{aligned} u_{idref} &= v_{idref} - v_{id} - \omega_i L_i i_{iq} = (L_i s + R_i) i_{id} \\ u_{iqref} &= v_{iqref} - v_{iq} + \omega_i L_i i_{id} = (L_i s + R_i) i_{iq} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Le diagramme des régulateurs des courants est représenté dans le schéma de la figure (5.10).

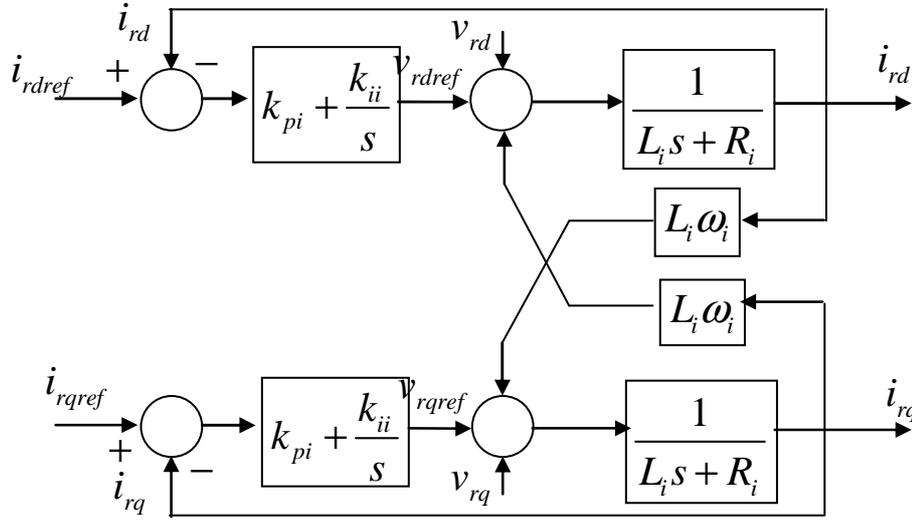


Figure 5. 10: Régulateurs des courants direct et en quadrature du côté onduleur

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{(k_{pi}s + k_{ii}) / L_i}{s^2 + \frac{(k_{pi} + R_i)}{L_i} s + \frac{k_{ii}}{L_i}} \quad (5.11)$$

Par identification de l'expression (5.11) avec celle de la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée désiré, on obtient :

$$\begin{aligned} k_{pr} &= 2L_i \xi_i \omega_{ni} - R_i \\ k_{ir} &= L_i \omega_{ni}^2 \end{aligned} \quad (5.12)$$

ξ_i : Coefficient d'amortissement;

ω_{ni} : Pulsation propre des oscillations non amorties du système.

Les commandes v_{idref} , v_{iqref} sont déterminées comme suit

$$\begin{aligned} v_{idref} &= v_{id} + u_{idref} + \omega_i L_i i_{iq} \\ v_{iqref} &= v_{iq} - u_{iqref} + \omega_i L_i i_{id} \end{aligned} \quad (5.13)$$

5.8 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie, l'étude du comportement d'un parc éolien offshore connecté au système de transmission HVDC à base de convertisseurs VSC à trois niveaux sera analysé. Les paramètres du système VSC-HVDC multiniveaux sont indiqués dans l'Annexe 3.

Le système est dans un mode de fonctionnement nominal opérant à 100 MW. La tension continue V_{dcref} est fixée à 135 kV. Les deux stations de conversion fonctionnent à facteur de puissance unitaire.

Les figures (5.11), (5.12), (5.13), (5.14), montrent le comportement dynamique des éoliennes WT1, WT2, WT3 et WT4. On peut remarquer que la variation de la vitesse du vent pour chaque éolienne développe un couple électromagnétique qui est proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice

A partir des figures (5.15) et (5.16), nous pouvons remarquer que les puissances active et réactive du côté redresseur ainsi que celles du côté onduleur suivent leurs valeurs de référence. Les régulateurs forcent ces puissances de suivre les changements des puissances de référence avec des temps de réponse très courts. A noter que les changements de la puissance active n'influent pas sur la puissance réactive; un découplage des puissances active et réactive est ainsi préservé.

Il est clair d'après les résultats de simulation présentés sur la figure (5.16) que la tension du bus continu suit sa valeur de référence avec de petites fluctuations dans les moments des variations des puissances. En effet, le courant de la ligne suit exactement les variations des consignes des puissances actives.

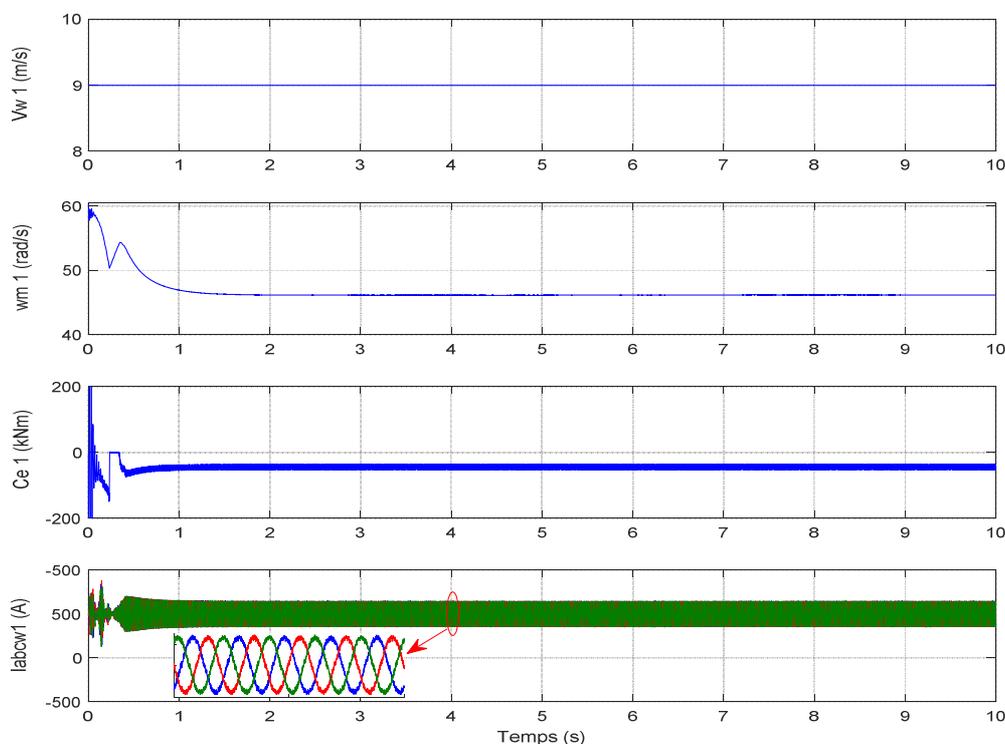


Figure 5. 11: Réponses de : a) la vitesse de vent, b) la vitesse mécanique c) du couple électromagnétique et d) des courants de génératrice

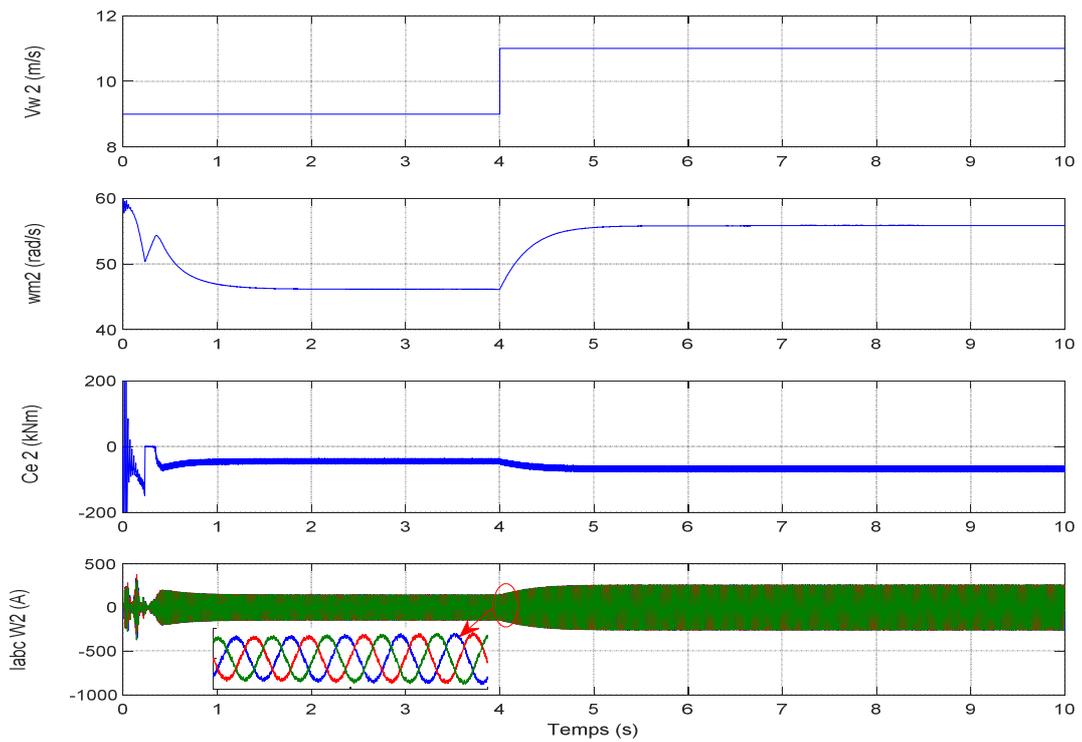


Figure 5. 12: Réponses de : a) la vitesse de vent, b) la vitesse mécanique

c) du couple électromagnétique et d) des courants de génératrice

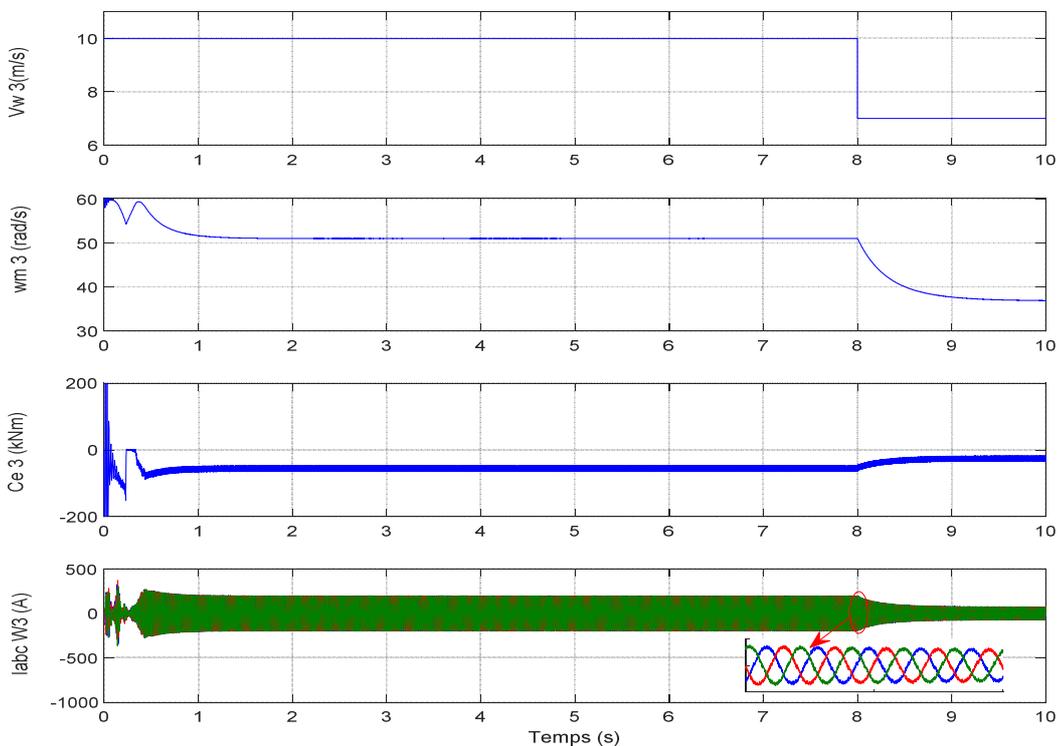


Figure 5. 13: Réponses de : a) la vitesse de vent, b) la vitesse mécanique

c) du couple électromagnétique et d) des courants de génératrice

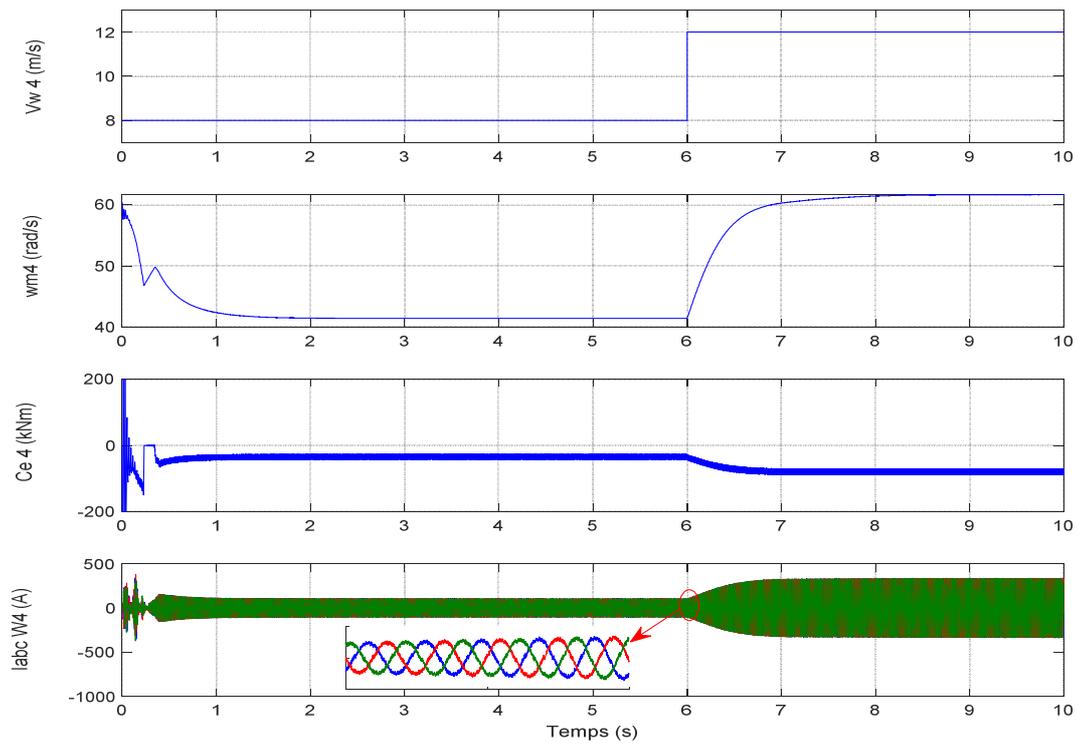


Figure 5. 14: Réponses de : a) la vitesse de vent, b) la vitesse mécanique

c) du couple électromagnétique et d) des courants de génératrice

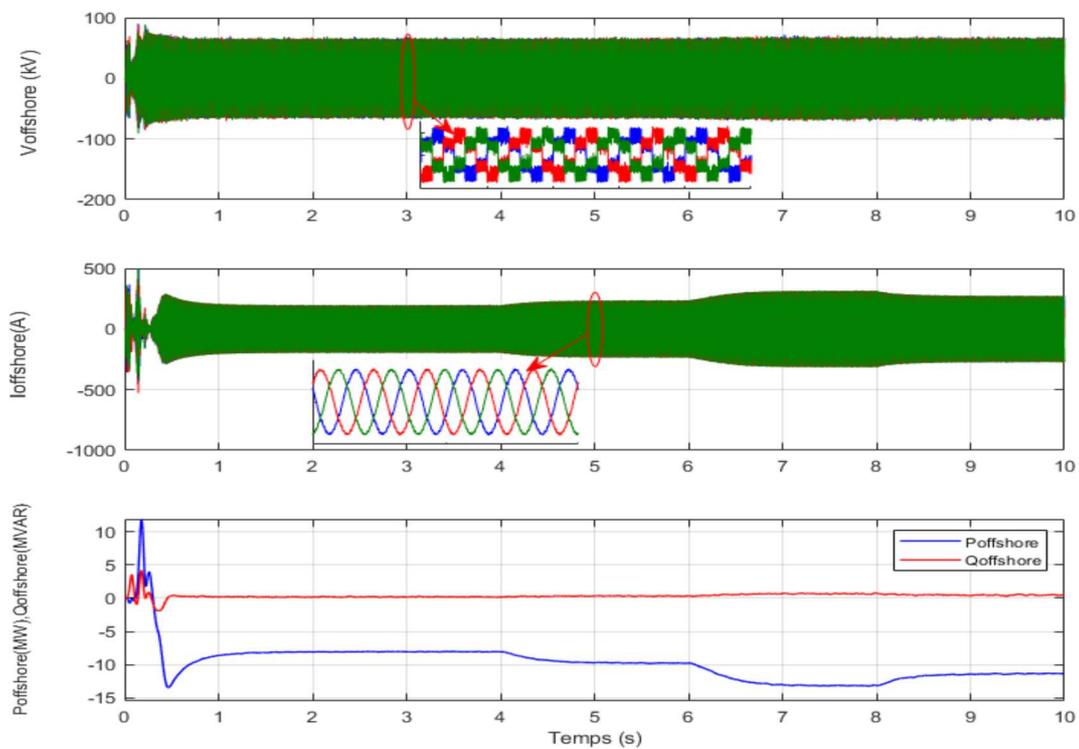


Figure 5. 15: Comportement dynamique du système VSC-HVDC offshore : (a) tension coté offshore (b) courant côté offshore, (c) puissances active et réactive du côté offshore.

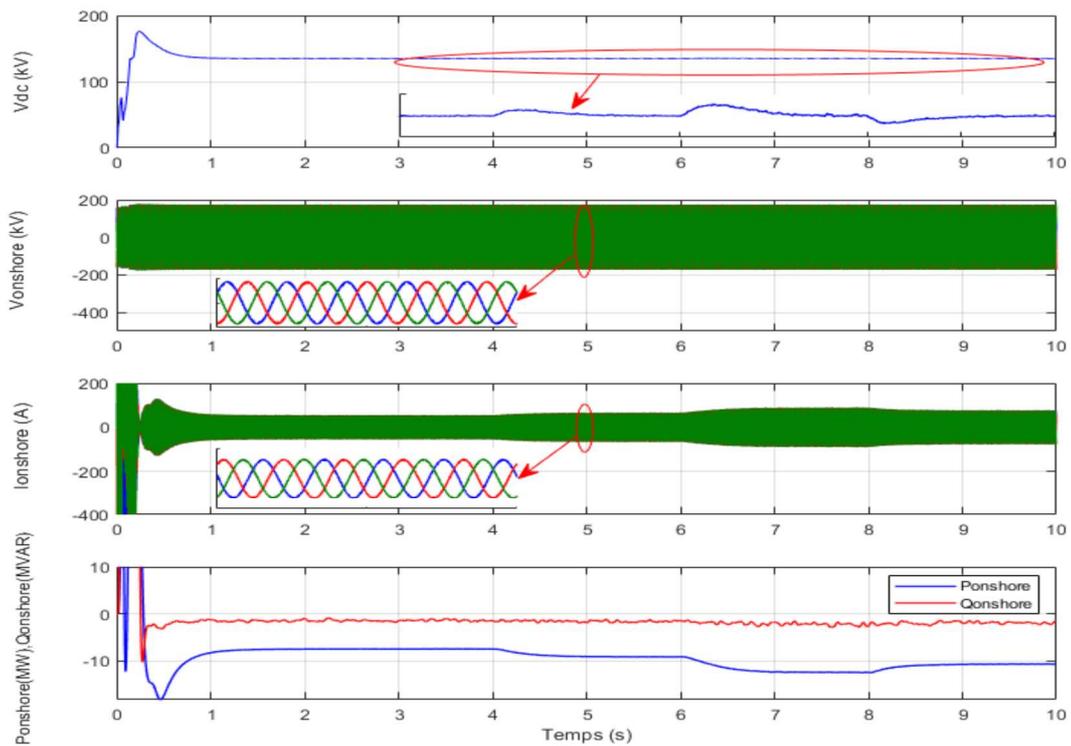


Figure 5. 16: Comportement dynamique du système VSC-HVDC onshore : (a) tensions continues, (b) tension coté onshore (c) courant côté onshore, (d) puissances active et réactive du côté onshore.

5.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, une intégration d'un parc éolien offshore au réseau électrique connecté au système de transmission HVDC à base de convertisseurs VSC à trois niveaux a été présentée. Le parc éolien offshore est conçu pour fournir de l'énergie électrique à un réseau principal en courant alternatif en utilisant une transmission HVDC par câble sous-marin.

La transmission de l'énergie est réalisée par l'utilisation d'un redresseur côté offshore pour convertir la tension alternative fournie par une centrale éolienne en courant continu, puis transmise via des câbles sous-marins. Cette puissance transmise est ensuite convertie par l'onduleur en courant alternatif pour alimenter le réseau.

Les commandes des deux stations ont été développées afin de contrôler les flux des puissances active et réactive, garantir la stabilité du bus continu et d'améliorer la qualité d'alimentation.

Les résultats de simulations obtenus par le contrôle appliqué à ce système, montrent clairement les performances satisfaisantes.

6 CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique et l'intégration d'une ferme éolienne offshore à travers un réseau de transport VSC HVDC. Afin d'atteindre ces objectifs, différentes techniques de commande sont proposées et comparées en terme de taux de distorsion harmonique THD

En premier lieu, les concepts fondamentaux de la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique ont été rappelés. Les technologies d'éoliennes ainsi que les différents composants constituant l'aérogénérateur ont été présentés. Ensuite, plusieurs topologies de convertisseur statiques prometteuses de prochaine génération sont présentées et discutées en ce qui concerne leurs avantages et inconvénients pour l'application en énergie éolienne. Enfin, un aperçu sur le développement des techniques de commande pour les convertisseurs statiques est discuté.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé des techniques de contrôle classiques après avoir précisé les avantages d'utiliser les convertisseurs multiniveaux dans les systèmes de conversion éoliens de forte puissance, nous avons étudié les stratégies de contrôle direct du couple (DTC) qui se caractérisent par une régulation par hystérésis du couple et du flux.

Comme toute stratégie de régulation basée sur un comparateur à hystérésis, le DTC offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à une stratégie linéaire du type commande vectorielle: dynamique de la réponse du couple accrue, grande robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine, simplicité de l'algorithme de commande, bonnes performances aux faibles vitesses sans capteur mécanique.

Nous avons étudié la DTC de la MADA alimentée dans une première étape par un convertisseur 2-niveaux, ensuite par un convertisseur multiniveaux (3 et 5 niveaux). Les résultats de simulation montrent les bonnes performances dynamiques et statiques des commandes proposées et cela d'autant que le nombre de niveaux de tension ou de secteur augmente.

Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation n'est pas maîtrisée par la commande et varie fortement en fonction du point de fonctionnement, ce qui peut entraîner des problèmes de bruit audible, de CEM. D'autre part, les amplitudes d'ondulation du couple et des courants de phase sont typiquement supérieures à celles pouvant être obtenues par MLI pour une fréquence de découpage identique.

La stratégie DTCFI (Contrôle Direct à Fréquence Imposée), qui a été conçue dans le but de permettre l'imposition de la fréquence de commutation moyenne du convertisseur. Cette technique a été appliquée au contrôle direct du couple de la MADA alimentée par un convertisseur multicellulaire.

Pour remédier aux inconvénients des stratégies de contrôle classique, la commande basée sur l'intelligence artificielle a été abordée dans le troisième chapitre. nous avons deux approches :

La première basée sur la logique floue dont on a utilisé un contrôleur flou avec 12 ensembles flous pour la position de vecteur flux, 13 ensembles flous pour la variation du couple et 3 ensembles flous pour la variation du flux (dans le cas d'un onduleur 5-niveaux) conduit à une table de 468 règles floues, d'où la difficulté d'implantation en temps réel car la DTC exige une période d'échantillonnage très petite de l'ordre de 10 à 50 μ s. Afin de réduire le temps de calcul, nous avons développé d'autres contrôleurs flous basés sur une répartition appropriée du domaine de variation de la position du flux. Ils permettent de ramener le nombre de règles floues à 30 (dans le cas d'un onduleur 2 -niveaux) et de 78 règles floues (dans le cas d'un onduleur 5-niveaux).

Dans la deuxième approche, nous avons proposé, une méthode d'apprentissage basée sur la méthode de renforcement et plus particulièrement l'algorithme «Q-Learning» qui permet de déterminer d'une manière automatique les tables de commutation à partir de la seule connaissance du nombre de vecteurs tension disponibles pour chaque type de convertisseur utilisé. L'objectif de notre étude n'est pas de comparer entre elles les méthodes présentées dans cette thèse mais d'offrir d'autres alternatives qui peuvent être intéressantes à explorer.

Le quatrième chapitre nous avons présenté une analyse détaillée du fonctionnement des convertisseurs connectés au réseau. Ainsi les deux techniques de commandes appliquées : la première est la commande vectorielle à tension orientée VOC qui a montré son efficacité de découplage des courants directs et en quadrature. Tandis que ; la deuxième approche est la commande directe de puissance DPC qui a été analysée en détail en ce qui concerne les étapes de conception, l'algorithme de contrôle, les objectifs de contrôle tels que la régulation de la tension du bus continu et l'équilibrage des tensions des condensateurs.

Grâce à une analyse détaillée de la simulation et les résultats obtenues, la stratégie VOC et DPC sont révélées être des outils simples et puissants pour contrôler les convertisseurs côté réseau avec d'excellents indices de performance.

Enfin dans le cinquième et dernier chapitre de cette thèse, nous traitons l'intégration d'un parc éolien offshore au réseau électrique connecté au système de transmission HVDC à base de convertisseurs VSC à trois niveaux. La transmission de l'énergie est réalisée par l'utilisation d'un redresseur côté offshore pour convertir la tension alternative fournie par une centrale éolienne en courant continu, puis transmise via des câbles sous-marins. Cette puissance transmise est ensuite convertie par l'onduleur en courant alternatif pour alimenter le réseau. Les commandes des deux stations ont été développées afin de contrôler les flux des puissances active et réactive, garantir la stabilité du bus continu et d'améliorer la qualité d'alimentation.

Les perspectives à donner à ce travail sont multiples au de l'aspect novateur de l'utilisation de la logique floue et l'apprentissage par renforcement dans le contrôle direct du couple. Au cours de nos travaux, nous avons été contraints de laisser inachevés certains sujets qu'il serait intéressant de poursuivre et qui complèteraient cette étude:

- Combiner l'algorithme DTCFI avec la méthodologie de la logique floue et l'algorithme d'apprentissage par renforcement proposé (Fuzzy-Q-Learning) et les valider expérimentalement.
- Utiliser une fonction de renforcement permettant d'imposer une fréquence de commutation moyenne fixe du convertisseur.
- Appliquer des techniques d'optimisation pour réduire la durée d'apprentissage par renforcement
- Etendre l'utilisation de commandes proposées dans cette thèse à d'autres applications industrielles

7 ANNEXE

7.1 ANNEXE 1

7.1.1 Transformations usuelles

a) Transformation entre les variables naturelles et stationnaires

La transformation des variables de plan abc en variables stationnaires $\alpha\beta$ est également appelée transformation abc / $\alpha\beta$ est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{T_{abc/\alpha\beta}} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1. 1})$$

La transformation inverse (c'est-à-dire $\alpha\beta$ / abc) des variables stationnaires $\alpha\beta$ en variables naturelle est obtenue comme suit:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta/abc}} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1. 2})$$

b) Transformation entre les variables naturelles et synchrones

La transformation des variables de plan abc en variables synchrones dq est donnée comme suit:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{T_{abc/dq}} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1. 3})$$

En revanche, la transformation de plan dq en plan abc est déterminée par l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}}_{T_{dq/abc}} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1. 4})$$

c) Transformation entre les variables stationnaires et synchrones

Pour convertir les variables stationnaires biphasées en variables tournantes (c'est-à-dire, transformation $\alpha\beta / dq$), est défini ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta/dq}} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.5})$$

La transformation inverse (c'est-à-dire la transformation $dq / \alpha\beta$) du référentiel synchrone en référentiel fixe est donnée par ce qui suit:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}}_{T_{dq/\alpha\beta}} \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.6})$$

Détail du control vectoriel

7.1.2 Contrôle direct à flux orienté

Le schéma de principe pour l'estimation de ψ_s et θ_{sl} avec le schéma DFOC est illustré à la figure (A.1). Le DFOC utilise le modèle de la MADA dans le plan $\alpha\beta$ pour estimer ψ_s et θ_{sl} . Les tensions statoriques triphasées et les courants sont transformés dans le plan $\alpha\beta$ à l'aide de la transformation $abc / \alpha\beta$ dans (A1.1).

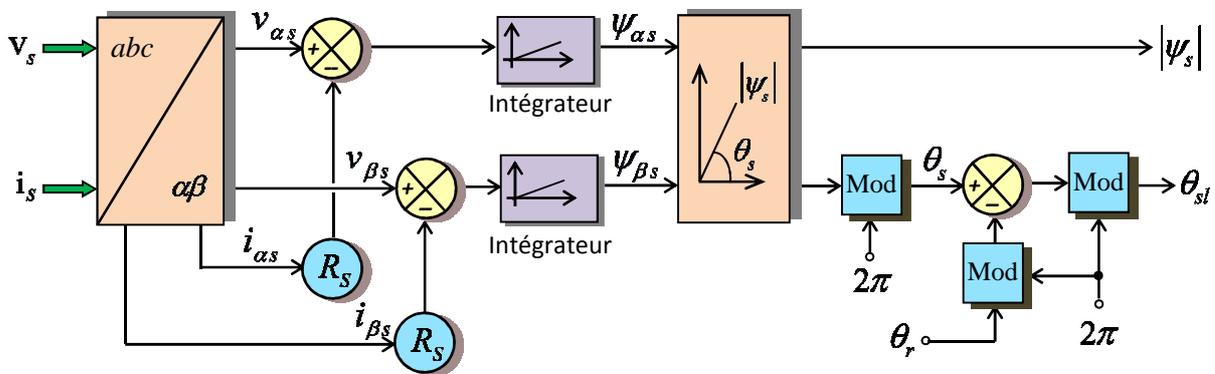


Figure A. 1: Estimation de ψ_s et θ_{sl} avec le schéma DFOC

Les composantes de flux statoriques dans le plan $\alpha\beta$ sont estimées comme suit:

$$\begin{aligned} \psi_{\alpha s} &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt \\ \psi_{\beta s} &= \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (\text{A1.7})$$

L'amplitude et l'angle du vecteur de flux statorique sont obtenus par:

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_{\alpha s})^2 + (\psi_{\beta s})^2}$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{\beta s}}{\psi_{\alpha s}}$$
(A1. 8)

L'angle de glissement est alors obtenu en soustrayant θ_r de θ_s , c'est-à-dire:

$$\theta_{sl} = \theta_s - \theta_r$$
(A1. 9)

L'angle de flux statorique θ_s , l'angle de position électrique du rotor θ_r et l'angle de glissement θ_{sl} sont transformés dans la plage "0 à 2π " à l'aide d'une fonction de module. La fonction module fait que l'angle de flux statorique θ_s passe de 0 à 2π lorsque le vecteur tension statorique V_s effectue un tour dans l'espace.

Les ψ_s et θ_{sl} estimés sont utilisés dans le bloc FOC pour le contrôle indépendant du couple et du flux.

7.1.3 Contrôle indirect à flux orienté

La figure (A.2) montre le schéma IFOC dans le cadre dq pour l'estimation de ψ_s et θ_{sl} à partir de la mesure de v_s et θ_r . Les tensions triphasées sont transformées en dq à l'aide de l'angle de flux statorique θ_s . L'angle de glissement θ_{sl} est obtenu en soustrayant θ_r à θ_s .

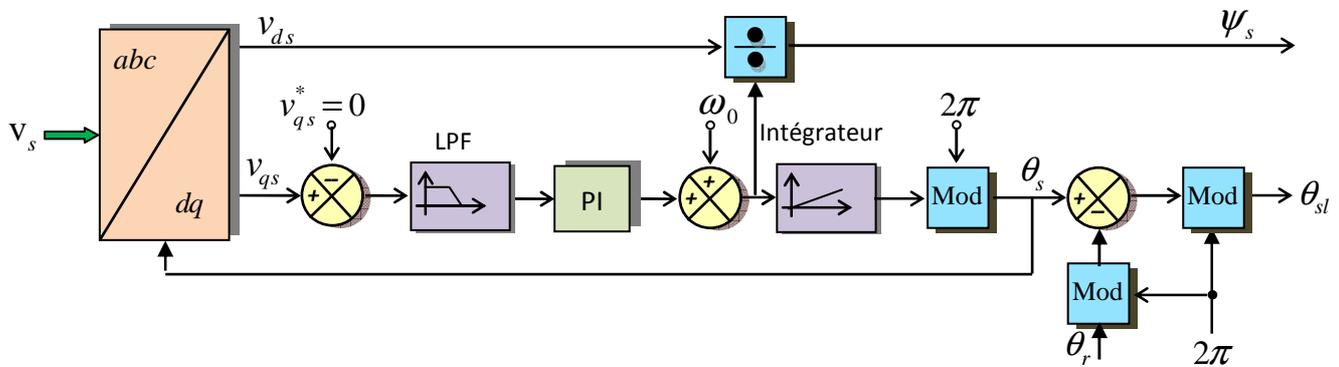


Figure A. 2: Estimation de ψ_s et θ_{sl} avec le schéma IFOC.

7.2 ANNEXE 2

7.2.1 Onduleur a cinq niveaux

Un convertisseur à 5-niveaux de tension permet de générer 125 états de commutations (5^3). Selon ces états, on aura 61 vecteurs tension différents en module.

La représentation de ces vecteurs, voir la figure. A.3, montre qu'ils sont classés en neuf groupes selon leurs modules, on distingue alors :

1. le groupe ZVV1, (V_0).
2. le groupe ZVV2, ($V_1, V_{11}, V_{21}, V_{31}, V_{41}, V_{51}$).
3. le groupe ZVV3, ($V_7, V_{17}, V_{27}, V_{37}, V_{47}, V_{57}$).
4. le groupe SVV2, ($V_2, V_{12}, V_{22}, V_{32}, V_{42}, V_{52}$).
5. le groupe SVV1, ($V_6, V_9, V_{16}, V_{19}, V_{26}, V_{29}, V_{36}, V_{39}, V_{46}, V_{49}, V_{56}, V_{59}$).
6. le groupe MVV2, ($V_3, V_{13}, V_{23}, V_{33}, V_{43}, V_{53}$).
7. le groupe MVV1, ($V_8, V_{18}, V_{28}, V_{38}, V_{48}, V_{58}$).
8. le groupe LVV2, ($V_5, V_{10}, V_{15}, V_{20}, V_{25}, V_{30}, V_{35}, V_{40}, V_{45}, V_{50}, V_{55}, V_{60}$).
9. le groupe LVV1, ($V_4, V_{14}, V_{24}, V_{34}, V_{44}, V_{54}$).

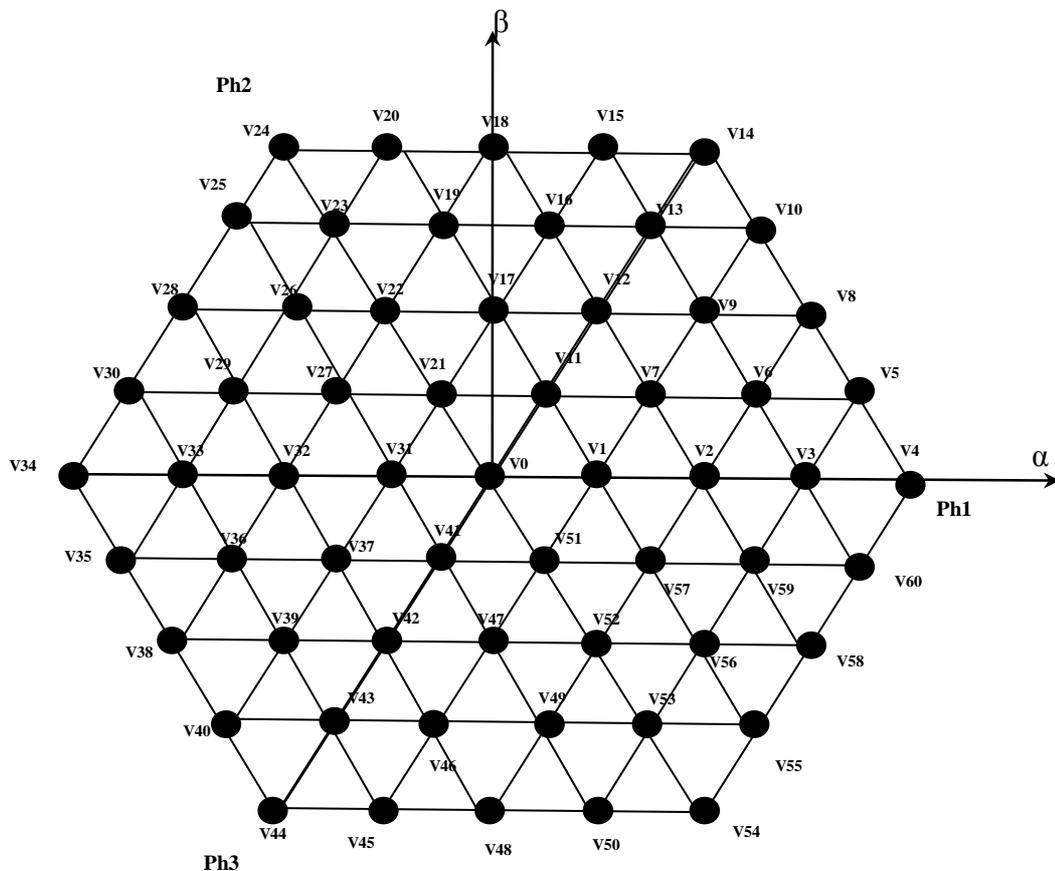


Figure A. 3: Topographie des 61 vecteurs générés par un convertisseur à cinq niveaux.

7.3 ANNEXE 3

7.3.1 Paramètres du système éolien

A. Paramètres de la turbine éolienne:

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Nombre des pales	3
Rayon du rotor R	35.25 m
Gain du multiplicateur de vitesse G	90
Moment d'inertie total J	1000 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux f_v	0.0024N.m.s ⁻¹
Vitesse du vent de démarrage v_d	4 m/s
Vitesse du vent d'arrêt v_m	25 m/s

Tableau A. 1: Paramètres de la turbine éolienne de 1.5MW.

B. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation:

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale	1.5MW
Courant nominal	1900 A
Tension nominale statorique	398/690 V
Fréquence nominale statorique	50 Hz
Tension nominale rotorique	225/389 V
Résistance statorique	0.012 Ω
Résistance rotorique	0.021 Ω
Inductance statorique	0.0137 H
Inductance rotorique	0.0136 H
Inductance mutuelle	0.0135 H
Tension du bus continu	1150 V
Inertie totale	1000 kg.m ²
Nombre de paires de pôles	2

Tableau A. 2: Paramètres de la MADA de 1.5MW.

C. Paramètres du système VSC-HVDC:

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale	100 MW
Valeur efficace de la tension de réseau	120kV
Fréquences des réseaux	50 Hz
Résistance du réacteur de phase	0.2 Ω
Inductance du réacteur de phase	6 mH
Tension continue de référence	135 kV
Résistance de ligne	0.05 Ω /Km
Inductance de ligne	0.9337 mH/km
Capacité de ligne	1e-9 F/km

Tableau A. 3: Paramètres du système VSC-HVDC

8 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] V. Yaramasu, B.Wu, M.Narimani, «High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, n° 15, p. 740–788, 2015.
- [2] Council, Global Wind Energy, «Global wind report: Annual market update,» <http://www.gwec.net>, accessed, 2020.
- [3] K.Ma, F. Blaabjerg , «Future on power electronics for wind turbine systems,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, n° 13, p. 139–152, 2013.
- [4] Y. Djeriri, Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle, SIDI-BEL-ABBES: UNIVERSITE DJILLALI LIABES, 2015.
- [5] A. Berkani, Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement, Alger: Thèse de magister Ecole militaire polytechnique, 2009.
- [6] Martins, C. de Almeida, Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone alimentée par un convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée, Institut National Polytechnique de Toulouse: Thèse de doctorat., 2000.
- [7] V. Yaramasu, B. Wu, model predictive control of wind energy conversion systems, IEEE Press, Wiley, 2017.
- [8] B.Wu, Y. Lang, N. Zargari, S. Kouro, Power Conversion and Control of Wind Energy Systems, Wiley-IEEE Press Series on Power Engineering, 2011.
- [9] Z. Chen, J. Guerrero, F. Blaabjerg, «A review of the state of the art of power electronics for wind turbines,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, n° 18, p. 1859–1875, 2009.
- [10] Butterfield, E. Muljadi and C., «Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, n° 11, p. 240–246, 2001.
- [11] Pena R, Clare JC, Asher GM, «Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation,» *Electr Power Appl*, vol. 143, n° 13, p. 231–241, 1996.
- [12] Krug D, Bernet S, Fazel SS, Jalili K, Malinowski M, «Comparison of 2.3-kV medium-voltage multilevel converters for industrial medium-voltage drives,» *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 54, n° 16, p. 2979–2992, 2007.
- [13] Carrasco JM, Franquelo LG, Bialasiewicz JT, Galvan E, Portillo R, Prats MM, Leon JI., «Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources,» *IEEE Trans Ind Electron*, vol. 53, p. 1002–1016, 2006.
- [14] Ma K, Blaabjerg F, «Multilevel converters for 10 MW wind turbines.,» *Proceedings of Epe Birmingham*, p. 1–10, 2011.
- [15] K. Ma, Power electronic for the next generation wind turbine system, Springer, 2015.
- [16] Frede Blaabjerg, Marco Liserre, Ke Ma, «Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 48, n° 12, pp. 708–718, 2012.
- [17] D. Xiang, L. Ran, P. J. Tavner, S. Yang, «Control of a doubly fed induction generator in a wind turbine during grid fault ride-through,» *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 21, n° 13, p. 652–662, 2006.
- [18] V. Yaramasu, Predictive control of multilevel converters for megawatt wind energy conversion systems, India: University, Hyderabad., 2014.
- [19] B. Bose, Power Electronics and Motor Drives, Recent Advances and Trends Academic Press, 2006.
- [20] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Control in Power Electronics: Selected Problems, USA: San Diego Academic Press., 2002.

- [21] A. Shukla, A. Ghosh, et A. Joshi, «Hysteresis modulation of multilevel inverters,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 26, n° 15, pp. 1396-1409, 2011.
- [22] Cortes, J. Rodriguez and P., Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives, IEEE Wiley press, 2012.
- [23] M. Saeedifard, R. Iravani, and J. Pou., «A space vector modulation approach for a back-to-back connected four-level converter,» *IEEE Power Electron*, p. 2043–2049, 2007.
- [24] M. Aneesh, A. Gopinath, and M. R. Baiju, «A simple space vector PWM generation scheme for any general n – level inverter,» *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 56, n° 15, p. 1649–1656, 2009.
- [25] G. Orfanoudakis, M. Yuratich, and S. Sharkh, «Hybrid modulation strategies for eliminating low-frequency neutral-point voltage oscillations in the neutral-point-clamped converter,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 28, n° 18, p. 3653–3658, 2012.
- [26] B. Vafakhah, J. Ewanchuk, and J. Salmon, «Multicarrier interleaved PWM strategies for a five-level NPC inverter using a three-phase coupled inductor,» *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 47, n° 16, p. 2549–2558, 2011.
- [27] Q. Zeng and L. Chang, «An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems,» *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 55, n° 13, p. 1235–1246, 2008.
- [28] Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. Guisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, «Power electronic systems for the grid integration of renewable energy sources,» *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 53, n° 14, p. 1002–1016, 2006.
- [29] M. Cirstea, Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems, San Diego, CA: Elsevier, 2002.
- [30] P. Vas, Artificial-Intelligence-based Electrical Machines and Drives: Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-neural, and Genetic-algorithm-based Techniques, Oxford, 1999.
- [31] C. Carrillo, A. Obando Montaño, J. Cidrás, et E. Díaz-Dorado, «Review of power curve modelling for wind turbines,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 21, p. 572–581, 2013.
- [32] Qiuwei Wu, Yuanzhang Sun, Modeling and Modern Control of Wind Power, IEEE Press Wiley, 2018.
- [33] R. Zaimeddine, Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux, Alger: Thèse de Doctorat, Ecole National Polytechnique, 2007.
- [34] A. Berkani, K. Negadi, T. Allaoui, A. Mezouar, M. Denai, «Imposed switching frequency direct torque control of induction machine using five level flying capacitors inverter,» *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 21, n° 12, pp. 241-248, 2019.
- [35] B.K. Bose, «Artificial neural network applications in power electronics,» *Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Society*, p. 1631–1638, 2001.
- [36] B. K. Bose, «Neural network applications in power electronics and motor drives – an introduction and perspective,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n° 11, p. 14–33, 2007.
- [37] L. BAGHLI, Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy, 1999.
- [38] M. Sugeno, An introductory of fuzzy control, Elsevier Sciences, Information sciences, 1985.
- [39] Tahar, L. Mohammed, Commande floue de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans un système éolien, Mémoire de Magister Université de SETIF, 2012.
- [40] C. Noureddine, Étude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel, Mémoire de Magister, Université de Batna., 2011.
- [41] A Berkani, K Negadi, T Allaoui, F Marignetti, «Fuzzy Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive Powered by Five Level Inverter with Reduction Rule Base,» *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 95, n° 17, pp. 66-71, 2019.
- [42] L. P. Kaelbling, M. L. Littman, A. W. Moore, «Reinforcement Learning: A Survey,» *Journal of Artificial Intelligence Research*, vol. 4, pp. 237-285, 1996.

- [43] A. Barto, S. Bradtke, S. Singh, «Learning to Act Using Real-Time Dynamic Programming,» *Artificial Intelligence Journal Special Issue on Computational Theories of Interaction and Agency*, vol. 72, n° 11, pp. 81-138, 1995.
- [44] L. Baird, «A Residual Algorithms: Reinforcement Learning with Function Approximation,» *Proceedings of the Twelfth International Conference on Machine Learning*, 1995.
- [45] A. Souissi, Apprentissage par Renforcement des Systèmes d'inférence Floue par des Méthodes par renforcement application à la navigation réactive d'un robot mobile, Alger: Thèse de Magistère, Ecole Militaire Polytechnique, 2005.
- [46] A. Nemra, apprentissage des systèmes d'inférence floue par la méthode de renforcement génétique : application à la navigation réactive d'un robot, Alger: Thèse de Magistère, Ecole Militaire Polytechnique, 2006.
- [47] R. S. Sutton, «Learning to Predict by the Methods of Temporal Differences,» *Machine Learning*, vol. 3, pp. 9-44, 1988.
- [48] A. Berkani, K. Negadi, T. Allaoui, Fabrizio, «Generalized switching table of the dtc of an induction motor determined by reinforcement learning,» *U.P.B. Sci. Bull., Series C*, vol. 81, n° 14, pp. 205-218, 2019.
- [49] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, Wiley-IEEE Press, 2011.
- [50] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodríguez, M. Perez, and J. Leon, «Recent advances and industrial applications of multilevel converters,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 18, p. 2553–2580, 2010.
- [51] A. Calle-Prado, S. Alepuz, J. Bordonau, J. Nicolas-Apruzzese, P. Cortes, and J. Rodriguez, «Model predictive current control of grid-connected neutral-point-clamped converters to meet low-voltage ride-through requirements,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 13, p. 1503–1514, 2015.
- [52] M. Liserre, F. Blaabjerg, and A. Dell'Aquila, «Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter,» *International Journal of Electronics*, vol. 91, n° 18, p. 445–460, 2004.
- [53] A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodríguez, «Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage source inverter,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 14, p. 1205–1217, 2011.
- [54] R. A. Mohamad, analysis, design and control of grid connected three phase pulse width modulated ac-dc converter, PHD thesis University of Newfoundland, 2013.
- [55] M. Malinowski, M. Kazmierkowski, and A. Trzynadlowski, «A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n° 16, p. 1390–1396, 2003.
- [56] Joerg Dannehl, Christian Wessels, Friedrich Wilhelm Fuchs, «Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters,» *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 56, n° 12, 2009.
- [57] Yingchao Zhang, Jiangtao Long, Yongchang Zhang, Ting Lu, Zhengming Zhao, «TABLE-BASED direct power control for three-level neutral point-clamped pulse-width modulated rectifier,» *IET Power Electron*, vol. 6, n° 18, p. 1555–1562, 2013.
- [58] V. Yaramasu, B. Wu, M. Rivera, and J. Rodriguez, «Predictive current control and DC-link capacitor voltages balancing for four-leg NPC inverters,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics Taipei, Taiwan*, pp. 1-6, 2013.
- [59] Mariusz Malinowski, Wojciech Kolomyjski, Marian P. Kazmierkowski, Sebastian Stynski, «Control of Variable-Speed Type Wind Turbines Using Direct Power Control Space Vector Modulated 3-Level PWM Converter,» *IEEE*, pp. 1516-1521, 2006.
- [60] F. Mulolani, Performance of Direct Power Controlled Grid-connected Voltage Source Converters, PHD Thesis, Newcastle University, 2017.
- [61] B. Abdelouahab, Techniques de commande predictive et floue pour les systemes d'electronique de puissance: application aux redresseurs a mli, Thèse de Doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF, 2010.

- [62] M. Messaoudi, Stratégie de modulation pour la réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI, Thèse de Doctorat, Université Lille, 2015.
- [63] Zhang Yingchao, Jin Liping, Zhang Yongchang, Lu Ting, Zhao Zhengming, «Virtual Flux Based Direct Power Control for Three-Level PWM Rectifier,» *17th International Conference on Electrical Machines and Systems Hangzhou, China*, Oct 2014.
- [64] B. Abdelmalek, Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique, Memoire de magister Université de Constantine, 2009.
- [65] Zhang, Y.Ch., Zhu, J.G., Zhao, Z.M., Xu, W., Dorrell,, «improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 27, n° %13, p. 1502–1513, 2012.
- [66] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert, «Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier,» *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56, n° %16, 2009.
- [67] H.du T. Moutan., «Natural balancing of three-level neutral-point clamped PWM inverter,» *IEEE Trans. Ind Electron*, vol. 49, n° %15, 2002.
- [68] Huseinbegovic, S., Drazenovic, B.P, «A sliding mode based direct power control of three-phase grid-connected multilevel inverter,» *Int. Conf. Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Brasov, Romania*, p. 790–797, May 2012.
- [69] Zhan, C.J., Han, Y., Xie, T., Zhao, Z.Y., Wong, M.C, «Mathematical model and dual-DSP control of tri-level PWM reversible rectifier,» *Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems, Hong-Kong China, July 1999*, pp. 174–179.
- [70] Celanovic, N., Boroyevich, D, «A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 15, n° %13, p. 242–249, 2000.
- [71] Reguig Berra Ahmed, Commandes non linéaires d'un système HVDC raccordé à une ferme éolienne offshore, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2019.
- [72] O. Dahman, Modélisation, optimisation et analyse de fiabilité de topologies électriques AC de parcs éoliens offshore, Thèse de Doctorat, Université Nantes Angers Le Mans, 2014.
- [73] G. Quinonez-Varela, G. W. Ault, O. Anaya-Lara, and J. R. McDonald, «Electrical collector system options for large offshore wind farms,» *IET Renewable Power Generation*, vol. 1, n° %12, pp. 107-114, 2007.
- [74] B. Franken, H. Breder, M. Dahlgren, and E. K. Nielsen, «Collection grid topologies for off-shore wind parks,» *IEEE-CIRED 2005-18th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution*, 2005.
- [75] H. J. Bahirat, B. A. Mork, et H. K. Hoidalén, Comparison of wind farm topologies for offshore applications, IEEE-Power and Energy Society General Meeting, San Diego, USA, 2012.
- [76] L. S., Wind farm configuration and energy efficiency studies-series DC versus AC layouts, PhD. Thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg, 2006.
- [77] M. L., Design and control of a DC collection grid for a wind farm, PhD. Thesis, Chalmers University of Technology, Sweden , 2009.
- [78] A. T., Wind power in power systems, Wiley, 2005.
- [79] C. Meyer, M. Hoing, A. Peterson, and R. W. De Doncker, «Control and design of DC grids for offshore wind farms,» *IEEE Trans. on Industry Applications* , vol. 43, n° %16, pp. 1475-1482, 2007.
- [80] M. Pascal, Optimisation de l'architecture et des flux énergétiques de centrales à énergies renouvelables offshore et onshore équipées de liaisons en continu, Paris: Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2012.
- [81] B. Raphael, Stability Studies of an Offshore Wind Farms Cluster Connected with VSC-HVDC Transmission to the NORDEL Grid, Master of Science at Norwegian, University of Science and Technology, 2009.

-
- [82] J. Khazaei, P. Idowu, A. Asrari, A. B. Shafaye, and L. Piyasinghe, «Review of HVDC control in weak AC grids,» *Electric Power Systems Research*, vol. 162, pp. 194-206, 2018.
- [83] E. Pierri, O. Binder, N. G. A. Hemdan and M. Kurrat., «Challenges and opportunities for a European HVDC grid,» *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 70, pp. 427-456, 2017.
- [84] R. Poole., Technical and economic analysis of connecting nuclear generation to the national electricity transmission system via HVDC technology, PhD Thesis, University of Hertfordshire, 2016.
- [85] P. Y., Coordination of damping control in transmission networks with HVDC links, PhD thesis, Imperial College, London, 2012.
- [86] B. M., Approches pour la réduction de l'impact de défaut dans le transport d'énergie du parc éolien offshore via VSC-HVDC, Thèse de Doctorat, Université du Québec, 2016.
- [87] A. M., Small-signal stability characterization of interaction phenomena between HVDC system and wind farms, PhD Thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2017.
- [88] D. Elliott, K. R. W. Bell, S. J. Finney, R. Adapa, C. Brozio, J. Yu, and K. Hussain, «Comparison of AC and HVDC options for the connection of offshore wind generation in Great Britain,» *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 31, n° 12, pp. 798-809, 2016.
- [89] B. M., Stratégies de contrôle direct de puissance associées à des commandes non linéaire d'un filtre actif parallèle multiniveaux, Mémoire de Magister, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, 2012.
- [90] A. E. B. Abu-Elanien, A. S. Abdel-Khalik, A. M. Massoud, and S. Ahmed, «A non-communication based protection algorithm for multi-terminal HVDC grids,» *Electric Power Systems Research*, vol. 144, pp. 41-51, 2017.
- [91] Ranganathan, R. Datta et V. T., «Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, n° 13, p. 414-421, 2002.
- [92] M. Kazmierkowski, M. Jasinski, and G. Wrona, «DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions,» *IEEE Trans. Ind. Informat*, vol. 7, n° 12, p. 204-211, 2011.

ملخص:

هذا العمل يعالج تقنيات التحكم الذكية للمحولات متعددة المستويات المطبقة في أنظمة الطاقة الهوائية من أجل تحسين الأداء وجودة الطاقة للاندماج في مزرعة الرياح. في البداية، تم تقديم حالة موجزة عن طاقة الرياح وطوبولوجيا الجبل القادم من المحولات الثابتة الواعدة ، وبالتالي تقديم نظرة عامة على تطوير تقنيات التحكم لهذه المحولات. ونتطرق أيضا الى مزايا ونقاط الضعف في الاستراتيجيات الرئيسية للتحكم المباشر في الماكينة الغير متزامنة مزدوجة التغذية التي تعمل بمحولات متعددة المستويات. يتم إيلاء اهتمام خاص لاستراتيجية تسمى DTCFI التي تسمح بالتحكم في متوسط تردد التحويل. في جزء آخر، تم تنفيذ نهج خوارزمية DTC مع محولات متعددة المستويات على أساس المنطق الضبابي عن طريق تقليل عدد القواعد الضبابية في كل مرة من خلال التوزيع المناسب لمتغير الوضع للتدفق. بالإضافة إلى ذلك، نقدم خوارزمية التعلم المعزز (Q-Learning) التي تسمح باختيار أفضل شعاع جهد لكل مجموعة منفصلة من بين مجموع الأشعة المتاحة لملء جدول التحويل لاستخدامه. وتركز العمل المتبقي على توصيل توربينات الرياح بالشبكة عبر محول CCR، وتم تطوير تقنيتي التحكم VOC و DPC. وأخيراً، تم اعتماد نقل الطاقة التي تنتجها مزرعة الرياح البحرية بواسطة وصلة HVDC. تم التحقق من كل النتائج المتحصل عليها و مقارنتها بالعمل البحثي.

الكلمات المفتاحية: طاقة الرياح ، محولات متعددة المستويات ، DTC ، DTCFI ، DPC ، VOC ، منطق غامض ، Q-Learning ، مزرعة بحرية ، HVDC.

Résumé :

Ce travail traite les techniques de commandes intelligentes des convertisseurs multiniveaux appliquées dans les systèmes de conversion éoliens afin d'améliorer les performances et la qualité d'énergie pour l'intégration au ferme éolienne. Au début, un bref état de l'art sur l'énergie éolienne et les topologies des convertisseurs statiques prometteuses de prochaine génération sont présentées ainsi un aperçu sur le développement des techniques de commandes pour ces convertisseurs. Les atouts et les points faibles des principales stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone double alimentation alimentée par des convertisseurs multiniveaux sont aussi présentés. Une attention particulière est portée sur la stratégie baptisée DTCFI qui permet la maîtrise de la fréquence de commutation moyenne. Dans une autre partie, une approche de l'algorithme DTC avec des convertisseurs multiniveaux a été effectuée sur la base de la logique floue en réduisant à chaque fois le nombre de règles floues par une répartition appropriée de la variable position du flux. En plus , nous proposons un algorithme d'apprentissage par renforcement (Q-Learning) qui permet l'élection du meilleur vecteur tension de chaque état parmi un ensemble discret des vecteurs tensions disponibles pour remplir une table de commutation à utiliser. La suite des travaux ont été portés sur la connexion des éoliennes au réseau via un convertisseur CCR, deux techniques de contrôle VOC et DPC ont été développées et validées. Enfin le transport de l'énergie produite par une ferme éolienne offshore à une liaison HVDC a été adopté. Les résultats obtenus en simulation ont été validée comparativement aux travaux de recherches.

Mots clés : Energie éolienne, convertisseurs multiniveaux, DTC, DTCFI, DPC, VOC, logique floue, Q-Learning, ferme offshore, HVDC.

Abstract :

This work deals with the intelligent control techniques of multilevel converters applied in wind conversion systems in order to improve performance and energy quality for integration into the wind farm. At the start, a brief state of the art on wind energy and the topologies of promising next generation static converters is presented as well as an overview on the development of control techniques for these converters. The strengths and weaknesses of the main strategies for direct control of the double-feed asynchronous machine powered by multi-level converters are also applied. Particular attention is paid to the strategy dubbed DTCFI which allows control of the average switching frequency. In another part, an approach of the DTC algorithm with multilevel converters was carried out on the basis of fuzzy logic and carried out each time the number of fuzzy rules by an appropriate distribution of the position variable of the flow. In addition, we offer a reinforcement learning algorithm (Q-Learning) which allows the selection of the best voltage vector of each state from a discrete set of voltage vectors available to fill a switching table to be used. The rest of the work was focused on the connection of wind turbines to the network via a CCR converter, two control techniques VOC and DPC were developed and validated. Finally, the transport of energy produced by an offshore wind farm to an HVDC link was adopted. The results obtained in simulation have been validated obtained in research work

Keywords: Wind energy, multi-level converters, DTC, DTCFI, DPC, VOC, fuzzy logic, Q-Learning, offshore farm, HVDC.