

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Ecole Nationale polytechnique



Département du Génie Electrique
Laboratoire de commande des processus

MEMOIRE DE MAGISTER

En vue d'obtention du diplôme de magister en

Automatique

Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique

Présenté par :

Farid MERRAHI

Ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

**Alimentation et Commande d'une Machine
Asynchrone à Double Alimentation (Application
à l'énergie éolienne)**

Soutenu publiquement le **30/06/2007** devant le jury composé de :

Président :	Mr. Cherif LARBES	Maître de conférences à l'ENP
Directeur de mémoire :	Mr. El madjid BERKOUK	Professeur à l'ENP
Co-directeur de mémoire :	Mr. Boualem HEMICI	Chargé de cours à l'ENP
Examineurs :	Mr. Lazhari NEZLI	Maître de conférences à l'ENP
	Mr. Farid BOUCHAFA	Docteur à l'USTHB
	Mr. Omar STIHI	Chargé de cours à l'ENP

ENP d'Alger 2007

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes chers *parents*,
- Toutes mes *sœurs* et leurs *époux*,
- Toute ma *famille*,
- Ma future femme *Taous* et sa *famille*,
- Tous mes chers *amis*,
- Et tous *les collègues* de travail.

«
L'homme ne vaut pas
forcément la valeur que lui donne la
société... »

F.MERRAHI

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué sous la direction de monsieur **EL.M. BERKOUK**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et monsieur **B. HEMICI**, chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger. Qu'il me soit permis de leur exprimer mes vifs sentiments de gratitude, pour le soutien ainsi que l'intérêt qu'ils ont accordé à ce travail.

Je tiens à exprimer mes profonds remerciements à monsieur **Ch. LARBES**, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens également à remercier monsieur **L. NEZLI**, Maître de conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, ainsi que monsieur **F. BOUCHAFA**, Docteur à l'USTHB de BabEzzouar et monsieur **O. STIHI**, chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique.

Notations

Notations

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation

P_{vent} : Puissance du vent

ρ : Masse volumique du vent

V_{vent} : Vitesse du vent

C_p : Coefficient de puissance

β : Angle de calage

P_t : Puissance de la turbine

S_t : Surface balayée par la turbine

λ : Facteur d'avance

Ω_t : Vitesse de la turbine

Ω_r : Vitesse du rotor de la génératrice

K_g : Multiplicateur mécanique

C_m : Coefficient du couple

C_{vis} : Couple des frottements visqueux

C_g : Couple issu du multiplicateur

T_t : Couple de la turbine

R_t : Rayon de la turbine

V_n : Vitesse nominale

V_{estime} : Vitesse estimée du vent

V_{max} : Vitesse maximale du vent

J_t : Inertie totale

g : Glissement

N_s : Nombre de spire statorique

N_r : Nombre de spire rotorique

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

ω_m : Pulsation mécanique

θ_s : Angle électrique statorique

θ_r : Angle électrique rotorique

θ_m : Angle mécanique de l'arbre du rotor de la MADA

p : Nombre de paire de pole

P_e : Puissance d'entrée

S_s : Puissance apparente statorique

S_r : Puissance apparente rotorique

E_s : Tension statorique

E_r : Tension rotorique

E_{eff} : Tension efficace

I_e : Courant d'entrée

P : Opérateur de Laplace

V_s, V_r : Tension simple respectivement statorique et rotorique

U_a, U_b, U_c : Tension composée respectivement des phase a, b et c

V_{ds}, V_{qs} : Tensions statoriques exprimées dans le repère de Park respectivement sur les axes d et q

V_{dr}, V_{qr} : Tensions rotoriques exprimées dans le repère de Park respectivement sur les axes d et q

i_{ds}, i_{qs} : Courants statoriques exprimés dans le repère de Park respectivement sur les axes d et q

i_{dr}, i_{qr} : Courants rotoriques exprimés dans le repère de Park respectivement sur les axes d et q

R_s : Résistance de chaque enroulement du stator

R_r : Résistance de chaque enroulement du rotor

L_s : Inductance propre de chaque enroulement du stator

L_r : Inductance propre de chaque enroulement du rotor

M_s : Inductance mutuelle entre les enroulements du statoriques

M_r : Inductance mutuelle entre les enroulements du rotoriques

M_{max} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

C_{aer} : Couple aérodynamique

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Inertie de la machine

Φ_s, Φ_r : Respectivement flux statorique et rotorique

$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}$: Respectivement flux statorique et flux rotorique sur les axes d et q

P_s : Puissance active statorique

Q_s : Puissance réactive statorique

C, C_1, C_2, C_3, C_4 : Capacités des différents filtres intermédiaires

$U_c, U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$: Tensions aux bornes des capacités des différents filtres intermédiaires

$i_c, i_{c1}, i_{c2}, i_{c3}, i_{c4}$: Courants traversant les capacités des différents filtres intermédiaires

U_{red} ou V_{dc} : Tension redressée

$I_{red}, I_{red0}, I_{red1}, I_{red2}, I_{red3}, I_{red4}$: Courants redressés

$i_d, i_{d0}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$: Courants ondulés ou courant de charge

R_p : Résistance du pont de clamping

T_i, D_i : Respectivement transistors et diodes

S_a, S_b, S_c : Etat des commutateurs de puissance

F_{ks} : Fonction de connexion

F_{ksg} : Fonction génératrice

Sommaire

Sommaire

Notations	
Introduction générale.....	01
I. Généralités sur les éoliennes et les différentes structures d'alimentation et de commande de la MADA	
I.1 Généralités sur les éoliennes	03
I. 1.1 Introduction.....	03
I. 1.2 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne.....	03
I. 1.3 La puissance éolienne dans le monde.....	05
I.1.4 Constitution d'une éolienne.....	05
I.1.5 Fonctionnement d'une centrale éolienne.....	07
I.1.6 Autres caractéristiques.....	10
I.1.7 Maximisation du rendement énergétique.....	10
I.1.8 Type de machines électriques.....	11
I.2 Les différentes structures d'alimentation et de commande de la MADA.....	13
I.2.1 Introduction.....	13
I.2.2- Structure du rotor des machines asynchrones à double alimentation (à rotor bobiné).....	14
I.2.3- Application des machines asynchrones à double alimentation.....	15
I.2.4- Fonctionnement à vitesse variable.....	16
I.3 Conclusion.....	22
II. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation	
II.1 Introduction.....	24
II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	24
II.3 Hypothèses simplificatrices.....	24
II.4 Modèle de la MADA.....	25
II.4.1 Equations électriques de la MADA.....	25
II.4.2 Equations mécaniques de la MADA.....	26
II.4.3 Transformation de Park.....	27
II.4.4 Application de la transformation de Park à la MADA.....	27
II.5 Choix du référentiel.....	29
II.5.1 Référentiel lié au stator.....	29
II.5.2 Référentiel lié au rotor.....	29
II.5.3 Référentiel lié au champ tournant.....	30
II.6 Résultats de simulation.....	30
II.7 Conclusion.....	32
III. Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	
III.1 Introduction.....	33
III.2 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation.....	33

III.2.1 Principe général.....	33
III.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	33
III.3.1 Relation entre les puissances statoriques et courants rotoriques.....	36
III.3.2 Relation entre tensions rotoriques et courants rotoriques.....	37
III.3.3 Objectif du contrôle.....	38
III.3.4 Type de régulateurs utilisés.....	38
III.4 Introduction de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	38
III.4.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux.....	38
III.5 Analyse des résultats.....	40
III.6 Conclusion.....	41
IV. Cascade basée sur une machine asynchrone à double alimentation	
IV.1 Introduction.....	43
IV.2 Description du montage.....	43
IV.3 Principe de fonctionnement d'un redresseur MLI et avantage de la MLI.....	44
IV.4 Schéma de connexion du convertisseur au réseau électrique.....	45
IV.5 Contrôle du convertisseur côté réseau.....	46
IV.5.1 Régulation de la tension du bus continu.....	46
IV.5.2 Modélisation du bus continu.....	46
IV.5.3 Contrôle des courants côté réseau.....	47
IV.6 Résultats de simulation.....	48
IV.7 Conclusion.....	51
V. Application des convertisseurs multiniveaux à la cascade basée sur la MADA	
V.1 Introduction.....	52
V.2 Intérêt des convertisseurs multi niveaux.....	52
V.3 Onduleur à cinq niveaux.....	52
V.3.1 Différentes structures d'onduleurs à cinq niveaux.....	52
V.4 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.....	53
V.4.1 Structure de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.....	53
V.4.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	54
V.4.3 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	54
V.4.4 Cellule de commutation multi – tripôle.....	55
V.5 Modélisation en vue de la commande.....	56
V.5.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	56
V.5.2 Fonction de connexion.....	56
V.5.3 Fonction génératrice.....	56
V.5.4 Commande complémentaire.....	57
V.5.5 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	57

V.6 Relation de conversion composée.....	62
V.7 Modèle de commande.....	63
V.8 Stratégie de commande d'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.....	66
V.8.1 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	66
V.8.2 Application de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	68
V.9 Redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	69
V.9.1 Introduction.....	69
V.9.2 Modélisation du redresseur à trois niveaux.....	69
V.9.3 Fonctionnement d'un bras de redresseur à trois niveaux.....	70
V.9.4 Cellule de commutation multi – tripôles.....	72
V.9.5 Modèle de connaissance de redresseur triphasé à trois niveaux.....	72
V.9.6 Modèle de commande de redresseur triphasé à trois niveaux.....	76
V.9.7 Stratégie de commande de redresseur triphasé à trois niveaux.....	77
V.9.8 Application et résultats de simulation.....	79
V.10 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	80
V.10.1 Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux.....	80
V.10.2 Stratégie de commande du redresseur de courant à deux niveaux.....	81
V.10.3 Modélisation du filtre intermédiaire.....	81
V.10.4 Résultats de simulation.....	82
V.11 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	84
V.11.1 Modélisation du filtre intermédiaire.....	84
V.11.2 Résultats de simulation.....	84
V.12 Cascade : Quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	86
V.12.1 Modélisation du filtre.....	87
V.12.2 Résultats de simulation.....	88
V.13 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	90
V.13.1 Modélisation du filtre intermédiaire	90
V.13.2 Résultats de simulation.....	91
V.14 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	93
V.14.1 Modélisation du filtre intermédiaire.....	93
V.14.2 Résultats de simulation.....	94
V.15 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	96
V.15.1 Stratégie de commande du redresseur de courant à cinq niveaux.....	96

V.15.2 Modélisation du filtre.....	97
V.15.3 Résultats de simulation.....	97
V.16 Pont de Clamping.....	99
V.16.1 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	99
V.16.2 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	101
V.16.3 Cascade : Quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	102
V.16.4 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux – Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	103
V.16.5 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux – Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	104
V.16.6 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA.....	106
V.17 Conclusion	

VI. Asservissement d'une chaîne éolienne

VI.1 Introduction.....	108
VI.2 Modélisation de la turbine éolienne.....	108
VI.2.1 Modélisation de la turbine	108
VI.2.2 Modèle du multiplicateur.....	109
VI.2.3 L'arbre de transmission.....	109
VI.3 Stratégie de commande de la turbine.....	110
VI.4 Maximisation de la puissance extraite.....	111
VI.4.1 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse.....	111
VI.4.2 Profil du vent.....	112
VI.4.3 Le coefficient de puissance.....	112
VI.5 Structure globale du système à asservir.....	113
VI.6 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux - Pont de Clamping -Onduleur triphasé à cinq niveaux - MADA – Turbine.....	113
VI.6.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	113
VI.6.2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Redresseur de courant à deux niveaux - Pont de Clamping -Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA –Turbine....	116
VI.6.3 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Quatre redresseurs de courant à deux niveaux - Pont de Clamping -Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA –Turbine	117
VI.7 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux - Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA – Turbine.....	119
VI.7.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à trois niveaux.....	119

VI.7.2 Application de l’algorithme d’asservissement à la cascade : Redresseur de courant à trois niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA –Turbine	121
VI.8 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - Pont de Clamping – Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA – Turbine.....	122
VI.8.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux.....	122
VI.8.2 Application de l’algorithme d’asservissement à la cascade : Redresseur de courant à cinq niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA –Turbine....	123
VI.9 Conclusion.....	125
Conclusion générale.....	126
Annexe 1	
Annexe 2	
Annexe 3	
Bibliographie	

Liste des figures

Fig.I.1	Evolution de la puissance éolienne installée dans le monde.....	05
Fig.I.2	Constitution d'une éolienne.....	06
Fig.I.3	Constitution de la nacelle.....	07
Fig.I.4	Variation du C_p en fonction du rapport de vitesse.....	09
Fig.I.5	Puissance escomptée en fonction de la vitesse de la génératrice pour différentes vitesses du vent.....	09
Fig.I.6	Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable.....	11
Fig.I.7	Evolution de la configuration électrique.....	13
Fig.I.8	Structure du stator et des contacts rotorique de la MADA.....	14
Fig. 1.9	Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	15
Fig.I.10	Machine asynchrone à double bobinage statoriques.....	17
Fig.I.11	Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor.....	17
Fig.I.12	Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices.....	18
Fig.I.13	MADA avec un contrôle du glissement par dissipation de la puissance rotorique.....	19
Fig.I.14	MADA alimentée par un pont à diodes et un pont à thyristors.....	20
Fig.I.15	MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI.....	20
Fig.I.16	MADA avec un contrôle bidirectionnel de la puissance rotorique récupérée.....	21
Fig.I.17	MADA alimentée par deux onduleurs à MLI.....	22
Fig.I.18	Structure à convertisseurs au stator et au rotor.....	22
Fig.II.1	Représentation schématique de la MADA.....	25
Fig.II.2	La tension triphasée appliquée au stator et celle appliquée au rotor de la MADA.....	31
Fig.II.3	Les courants statoriques avec un zoom et le couple électromagnétique.....	31
Fig.II.4	Les courants rotoriques avec un zoom et le flux statorique selon l'axe q.....	31
Fig.II.5	Le flux statorique selon l'axe d et les tensions V_{ds} et V_{qs}	31
Fig.III.1	Principe général de la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques...33	
Fig.III.2	Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	38
Fig.III.3	La puissance active avec un zoom et la tension statorique.....	40
Fig.III.4	La puissance réactive avec un zoom et la tension rotorique.....	40
Fig.III.5	Le courant statorique avec un zoom.....	41
Fig.III.6	Le courant rotorique et le couple électromagnétique.....	41
Fig.IV.1	Principe de la cascade basée sur une machine asynchrone à double alimentation.....	43
Fig.IV.2	Schéma de la liaison au réseau électrique via un convertisseur.....	45

Fig.IV.3 Système de commande du convertisseur côté réseau.....	46
Fig.IV.4 Schéma de principe de contrôle des courants côté réseau.....	47
Fig.IV.5 Schéma globale du contrôle de la liaison au réseau.....	49
Fig.IV.6 La tension continue avec un zoom et le spectre harmonique du courant.....	50
Fig.IV.7 La puissance active avec un zoom et la puissance réactive.....	50
Fig.IV.8 Les courants statoriques avec leur zoom et la tension du côté réseau.....	50
Fig.IV.9 Les courants générés par le convertisseurs côté réseau avec un zoom et le courant.....	50
Fig.IV.10 Le courant ondulé par le convertisseur du côté rotor.....	51
Fig.V.1 Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	53
Fig.V.2 Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor – diode.....	54
Fig.V.3 Un bras d'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	54
Fig.V.4 Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur : $E_0, E_1, E_2, E_3,$ E_4, E_5, E_6	55
Fig.V.5 Cellule de commutation de type tripôle.....	55
Fig.V.6 Les huit cellules tri pôles contenues dans la cellule multi tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	56
Fig.V.7 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	62
Fig.V.8 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	63
Fig.V.9 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	68
Fig.V.10 La tension triphasée, le spectre harmonique et le courant à la sortie de l'onduleur ($m = 12, r = 0,8$).....	68
Fig.V.11 Les courants ondulés i_{d1} et i_{d2}	69
Fig.V.12 Les courants ondulés i_{d3} et i_{d4}	69
Fig.V.13 Redresseur de courant triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	70
Fig.V.14 Un bras de redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	71
Fig.V.15 Les différentes configurations d'un bras de redresseur à trois niveaux.....	71
Fig.V.16 Les trois cellules tripôles contenues dans une cellule de commutation multi – tripôle.....	72
Fig.V.17 Modèle de connaissance de redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	76
Fig.V.18 Modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	77
Fig.V.19 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant.....	78
Fig.V.20 Les tensions U_{c1} et U_{c2} , le courant de réseau et la tension d'entrée pour un redresseur à trois niveaux, avec ($\Delta i = 0,05 A$).....	79
Fig.V.21 Les courants redressés I_{red1}, I_{red2} et I_{red0} obtenus par un redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive.....	80

Fig.V.22 Structure de la cascade : Redresseur de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA.....	80
Fig.V.23 Structure du redresseur de courant à deux niveaux.....	80
Fig.V.24 Principe de contrôle par hystérésis.....	81
Fig.V.25 Structure du filtre intermédiaire.....	81
Fig.V.26 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	82
Fig.V.27 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	82
Fig.V.28 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	83
Fig.V.29 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	83
Fig.V.30 La tension V_a , le courant I_a et la tension du réseau.....	83
Fig.V.31 Les courants i_{res} et I_{red}	83
Fig.V.32 Structure de la cascade : Deux redresseurs de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA.....	84
Fig.V.33 Filtre intermédiaire.....	84
Fig.V.34 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	85
Fig.V.35 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	85
Fig.V.36 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	85
Fig.V.37 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	86
Fig.V.38 La tension V_a , le courant I_a et le courant redressé I_{red1}	86
Fig.V.39 Les courants i_{res1}, i_{res2} et I_{red2}	86
Fig.V.40 Structure de la cascade : Quatre redresseurs de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA.....	87
Fig.V.41 Filtre intermédiaire.....	87
Fig.V.42 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	88
Fig.V.43 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	88
Fig.V.44 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	89
Fig.V.45 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	89
Fig.V.46 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}	89
Fig.V.47 Les courants i_{res1}, i_{res2} et i_{res3}	89
Fig.V.48 Les courants i_{res4}, I_{red1} et I_{red2}	90
Fig.V.49 Les courants I_{red3} et I_{red4}	90
Fig.V.50 Structure de la cascade : Redresseur de courant à trois niveaux - Onduleur de tension	

à cinq niveaux – MADA.....	90
Fig.V.51 Filtre intermédiaire.....	91
Fig.V.52 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	91
Fig.V.53 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	91
Fig.V.54 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	92
Fig.V.55 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	92
Fig.V.56 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}	92
Fig.V.57 Les courants i_{res1} et I_{red0}	92
Fig.V.58 Les courants I_{red1} et I_{red2}	93
Fig.V.59 Structure de la cascade : Deux redresseurs de courant à trois niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA.....	93
Fig.V.60 Filtre intermédiaire.....	93
Fig.V.61 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	94
Fig.V.62 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	94
Fig.V.63 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	94
Fig.V.64 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	95
Fig.V.65 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res1}	95
Fig.V.66 Les courants i_{res1}, i_{res2} et la tension V_{res2}	95
Fig.V.67 Les courants redressés par le premier redresseur I_{red1}, I_{red2} et I_{red0}	95
Fig.V.68 Les courants redressés par le deuxième redresseur I_{red1}, I_{red2} et I_{red0}	96
Fig.V.69 Structure de la cascade Redresseur de courant à cinq niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA.....	97
Fig.V.70 Filtre intermédiaire.....	97
Fig.V.71 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}	98
Fig.V.72 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}	98
Fig.V.73 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}	98
Fig.V.74 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}	98
Fig.V.75 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}	99
Fig.V.76 Les courants i_{res1} et I_{red1}	99
Fig.V.77 Les courants redressés I_{red2}, I_{red3} et I_{red4}	99
Fig.V.78 Structure du Pont de Clamping.....	100
Fig.V.79 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ...	100

Fig.V.80 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	101
Fig.V.81 Structure du Pont de Clamping.....	101
Fig.V.82 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ..	102
Fig.V.83 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	102
Fig.V.84 Structure du Pont de Clamping.....	102
Fig.V.85 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ..	103
Fig.V.86 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	103
Fig.V.87 Structure du Pont de Clamping.....	104
Fig.V.88 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ..	104
Fig.V.89 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	104
Fig.V.90 Structure du Pont de Clamping.....	105
Fig.V.91 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ..	105
Fig.V.92 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	105
Fig.V.93 Structure du Pont de Clamping.....	106
Fig.V.94 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$) ..	106
Fig.V.95 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)	107
Fig.VI.1 Schéma d'une turbine éolienne.....	108
Fig.VI.2 Le schéma bloc du modèle de la turbine.....	110
Fig.VI.3 Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne.....	110
Fig.VI.4 Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de la vitesse.....	112
Fig.VI.5 Profil du vent et la vitesse du rotor.....	112
Fig.VI.6 Le coefficient de puissance avec un zoom.....	112
Fig.VI.7 Schéma structurel du système éolien global.....	113
Fig.VI.8 La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	114
Fig.VI.9 Modèle de la tension du redresseur triphasé à deux niveaux.....	115
Fig.VI.10 Modélisation d'une phase du réseau.....	115
Fig.VI.11 Schéma bloc du principe de la régulation en cascade du redresseur de courant à M L I à deux niveaux.....	115
Fig.VI.12 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red}	116
Fig.VI.13 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red}	116
Fig.VI.14 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur.....	116
Fig.VI.15 Les différences entre les tensions :	

$(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ 117

Fig.VI.16 La puissance active et réactive statorique, et les tensions redressés

$(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4})$ 117

Fig.VI.17 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red1} 118

Fig.VI.18 Les courants redressés $I_{red2}, I_{red3},$ et I_{red4} 118

Fig.VI.19 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur.....118

Fig.VI.20 Les différences entre les tensions :

$(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ 118

Fig.VI.21 Modèle de commande réduit du redresseur triphasé à trois niveaux.....119

Fig.VI.22 Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à trois niveaux.....120

Fig.VI.23 Boucle de réglage de la tension moyenne U_c 120

Fig.VI.24 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red} 121

Fig.VI.25 Les courants statoriques avec un zoom et le courant du réseau i_{res} 121

Fig.VI.26 Les courants redressés I_{red1}, I_{red2} et la tension à la sortie de l'onduleur.....122

Fig.VI.27 Les différences entre les tensions :

$(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ 122

Fig.VI.28 Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à cinq niveaux.....123

Fig.VI.29 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red} 123

Fig.VI.30 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red1} 124

Fig.VI.31 Les courants redressés $I_{red2}, I_{red3},$ et I_{red4} 124

Fig.VI.32 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur.....124

Fig.VI.33 Les différences entre les tensions :

$(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ 124

Liste des tableaux

Tab.V.1 Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.....	55
Tab.V.2 Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.....	71

Introduction générale

Introduction générale

De nos jours, la demande en énergie électrique ne cesse d'augmenter. Les différentes centrales traditionnelles de production d'électricité (nucléaire, hydraulique, thermique) utilisent des sources fossiles et naturelles telles que : l'uranium, les hydrocarbures et l'eau. Les centrales thermiques sont responsables de rejets des gaz atmosphériques. L'énergie nucléaire présente un avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution, mais le risque d'accident nucléaire demeure. Le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures [16]. Les centrales hydroélectriques nécessitent parfois la construction de retenues d'eau qui modifient considérablement l'équilibre de toute une région et l'absence de cours d'eau limite l'installation de ce type de centrale. Tous ces inconvénients ont poussé les chercheurs en génie électrique de réduire leur exploitation donc pallier à leurs problèmes, en faisant appel aux énergies dites "renouvelables" (éolienne et solaire). Ces dernières s'inscrivent parfaitement dans l'effort global de réduction des émissions de CO_2 . L'énergie éolienne apparaît clairement en bonne place, non pas en remplacement des sources conventionnelles, mais comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie nucléaire. Plusieurs pays sont déjà résolument tournés vers l'énergie éolienne, c'est le cas de L'Allemagne, L'Espagne et le Danemark, ...etc. [48]. La multiplication des éoliennes dans le monde a conduit les recherches de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et à optimiser la qualité d'énergie produite. Les premières machines électriques qui furent utilisées dans le domaine éolien étaient des machines asynchrones. En effet, ces machines présentent plusieurs avantages tels que leur moindre coût, la robustesse et un entretien réduit [39].

Le présent mémoire décrit une étude sur l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation, pilotée à travers les grandeurs rotoriques, intégrée dans un système éolien. L'objectif visé dans ce travail consiste à l'étude de l'apport que pourra apporter l'application d'une machine asynchrone à double alimentation associée à des convertisseurs multi niveaux (deux, trois et cinq niveaux) dans une chaîne de production éolienne, ainsi que les éventuels inconvénients qui pourraient surgir.

Ce mémoire est constitué d'une introduction générale, six chapitres, une conclusion générale et une bibliographie. Le premier chapitre est consacré à des généralités sur les éoliennes, suivies par un état de l'art sur la conversion électromécanique à travers les différents types de génératrices utilisées et les convertisseurs qui leur sont associés. Dans la deuxième chapitre, on présente la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Sa mise en équation permettra de simuler son modèle, en l'alimentant par deux sources triphasées sinusoïdales parfaites ; l'une au

niveau du stator et l'autre au niveau du rotor qui est entraînée à une vitesse fixe. Le troisième chapitre consiste en application de la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques à la machine asynchrone à double alimentation. Le stator de la MADA est alimenté par une source triphasée et le rotor est connecté à un onduleur triphasé à MLI à deux niveaux, commandé par la stratégie triangulo - sinusoïdale. L'alimentation continue de l'onduleur est supposée constante. Le quatrième chapitre est un complément du chapitre précédent, où on se met dans le cas le plus pratique où l'alimentation de l'onduleur connectée au niveau du rotor est fourni par un convertisseur triphasé à MLI fonctionnant en redresseur. On aura donc, une cascade basée sur deux convertisseurs à deux niveaux. Pour pallier aux inconvénients liés aux convertisseurs classiques à deux niveaux, la cinquième partie traite une autre structure de convertisseurs dite «multi niveaux» tels que : l'onduleur à cinq niveaux, redresseurs à trois et à cinq niveaux. Nous soulèverons le problème d'instabilité des tensions au niveau des filtres intermédiaires entre les convertisseurs constituant chaque cascade. Par la suite, nous proposons une solution à ce problème en insérant en parallèle, avec chacune des capacités des filtres, un circuit dit «Pont de Clamping». Nous aborderons dans le sixième chapitre, la modélisation de la turbine éolienne et l'élaboration d'une commande adéquate pour le captage du maximum de puissance possible. Un asservissement du modèle global d'une chaîne de conversion éolienne sera fait, ainsi qu'une comparaison des résultats obtenus par l'utilisation des convertisseurs multi niveaux.

Nous terminerons ce présent travail par une conclusion générale et quelques perspectives de recherche envisagées.

Chapitre I :

Généralités sur les

éoliennes et les différentes

structures d'alimentation et

de commande de la MADA

Chapitre I : Généralités sur les éoliennes et les différentes structures d'alimentation et de commande de la MADA

I.1 Généralités sur les éoliennes

I. 1.1 Introduction

Ces dernières années, l'intérêt d'utilisation d'énergies renouvelables ne cesse d'augmenter, car l'être humain est de plus en plus concerné par les problèmes environnementaux. Parmi ces énergies, on trouve l'énergie éolienne. Le développement de la technologie des aérogénérateurs a permis à celle-ci de devenir une alternative aux sources traditionnelles. L'énergie éolienne est véhiculée par le vent, celle-ci est due indirectement à l'énergie solaire qui, en créant des différences de température entre les régions chaudes et les régions froides, provoque des vents. Un aérogénérateur (couramment appelé "éolienne") est une machine qui utilise l'énergie éolienne (l'énergie cinétique du vent) pour produire de l'énergie électrique. Le vent est une ressource propre et inépuisable qui peut produire d'électricité pratiquement sans l'émission des gaz polluants [43].

Dans ce chapitre, on présente les éoliennes de manière générale ainsi que le choix de la MADA en fonctionnement génératrice.

I. 1.2 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée aux avantages de l'utilisation de ce type d'énergie. Cette source d'énergie a également des inconvénients qu'il faut étudier, afin que ceux-ci ne deviennent pas un frein à son développement.

a- Avantages

- L'énergie éolienne est avant tout une énergie qui respecte l'environnement [21], [9] :
 - La concentration du CO₂ est augmenté de 25% depuis l'ère préindustrielle et on augure qu'elle doublera pour 2050. Ceci a déjà provoqué une augmentation de la température de 0,3 à 0,6°C depuis 1900 et les scientifiques prévoient que la température moyenne augmentera de 1 à 3,5°C d'ici l'an 2100, ce qui constituerait le taux de réchauffement le plus grand des 10000 dernières années. Toutes les conséquences de ce réchauffement ne sont pas prévisibles, mais ils ont par exemple annoncé qu'il provoquera une augmentation de niveau de la mer de 15 à 95 cm d'ici l'an 2100.
- L'exploitation d'énergie éolienne ne produit pas d'émission de CO₂ :
 - L'énergie éolienne est une énergie renouvelable, c'est à dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier ;

- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie de risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs ;

- Les éoliennes en fonctionnement peuvent facilement être arrêtées, contrairement aux procédés continus de la plus part des centrales thermiques et des centrales nucléaires ;

- Les parcs éoliens se démontent très facilement et ne laissent pas de trace.

- L'énergie éolienne a d'autre part des atouts économiques certains :

- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi, les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut en plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales ;

- C'est l'énergie la moins chère des énergies renouvelables ;

- Cette source d'énergie est également très intéressante pour les pays en voie de développement. Elle répond au besoin urgent en énergie dans ces pays pour se développer. L'installation d'un parc ou d'une turbine éolienne est relativement simple. Le coût d'investissement est faible par rapport à celui des centrales à énergies plus traditionnelles. Enfin, ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà [21], [4] ;

- La période de haute productivité se situe en hiver (vent plus forts), ce qui correspond à la période de l'année où la demande est plus forte.

b- Inconvénients

Même s'ils ne sont pas nombreux, l'éolienne a quelques désavantages [21] :

- L'impact visuel, ça reste néanmoins un thème subjectif ;

- Le bruit : il a nettement diminué, notamment le bruit mécanique qui a pratiquement disparu grâce aux progrès réalisés au niveau du multiplicateur. Le bruit aérodynamique quant à lui est lié à la vitesse de rotation du rotor, et celle-ci doit donc être limitée ;

- L'impact sur les oiseaux : certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs. D'autres études disent que les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas attraper par les aéro turbines ;

- La qualité de la puissance électrique : La source d'énergie éolienne étant stochastique, la puissance électrique produite par les aérogénérateurs n'est pas constante. La qualité de la puissance produite n'est donc pas toujours très bonne. Ce pourcentage n'est plus négligeable. Ainsi, l'influence de la qualité de la puissance produite par les aérogénérateurs notamment dans les régions à fort potentiel de vent est augmentée ;

- Le coût de l'énergie éolienne par rapport aux sources d'énergie classiques : bien qu'en terme de coût, l'éolien puisse sur les meilleurs sites, c'est à dire là où il y a le plus de vent, concurrencer la plupart des sources d'énergie classique, son coût reste encore plus élevé que celui des sources classiques sur les sites moins ventés ;

- Lorsque la production dépasse la consommation, le stockage est encore onéreux, mais en cas de raccordement de l'éolienne au réseau électrique, le stockage n'est pas nécessaire.

I. 1.3 La puissance éolienne dans le monde

Comme il est montré sur la figure (I.1), la production de l'énergie éolienne connaît depuis quelques années le taux de croissance le plus important de l'industrie de la production d'électricité [23]. Avec une croissance de 30% en 2003, la capacité de production d'énergie éolienne dans le monde a atteint 39,4 GW durant la même année. L'électricité éolienne est utilisée principalement en Europe (74% de la puissance mondiale installée en 2003), dont plus de 98% dans les pays de l'union européenne. L'énergie éolienne est la source d'énergie qui croît le plus vite dans le monde [9]. Cette progression est énorme par rapport à d'autres types d'énergie plus traditionnelle, telle que l'énergie nucléaire avec une croissance de 1% ou le charbon qui n'a pas du tout augmenté dans les années 90. Les perspectives sont toutes spectaculaires. L'EWEA, l'association européenne pour l'énergie du vent estime que 12% de l'électricité mondiale sera d'origine éolienne en 2020 et plus de 20% pour 2040 [48].

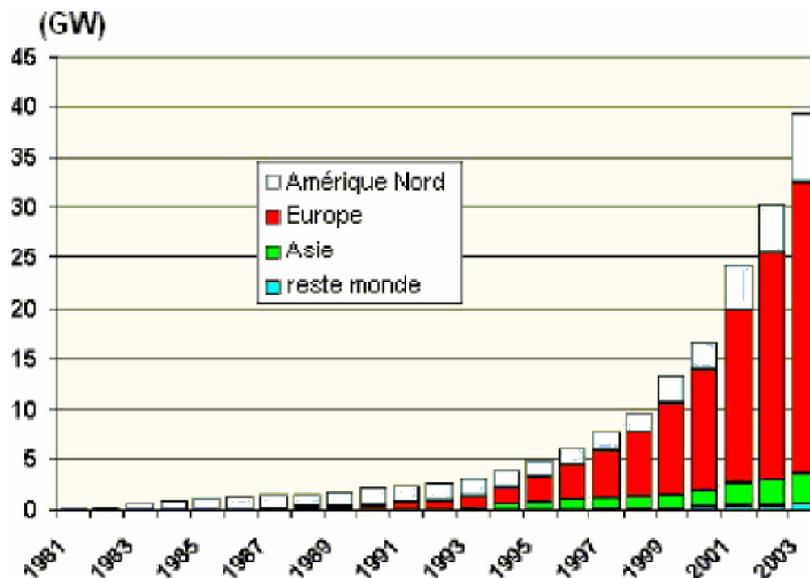


Fig.I.1 Evolution de la puissance éolienne installée dans le monde

I.1.4 Constitution d'une éolienne

Une centrale éolienne classique est composée essentiellement des parties suivantes [41] :

- **Le mat**, qui supporte la nacelle et le rotor de la turbine. Il est important que le mat soit haut du fait de l'augmentation de la vitesse du vent en hauteur. A titre d'exemple le mat d'une éolienne de 500KW à une hauteur de 40 à 60m, il peut être plein ou tubulaire. Ce dernier est plus coûteux mais il a l'avantage de permettre un accès aisé à la nacelle pour la maintenance ;

- **Les pales**, qui permettent de capter la puissance du vent et la transférer au rotor. Les premières éoliennes étaient munies de deux pales. Cette solution, même si elle permet des vitesses de rotation plus élevées, présente quelques inconvénients qui sont principalement les vibrations, les

bruits et une fatigue accrue du rotor. Actuellement, la majorité des installations sont dotées de système tripale ;

- **La fondation**, une fondation solide assurant la résistance de l'ensemble par grand vent et/ou dans des conditions de givrage.

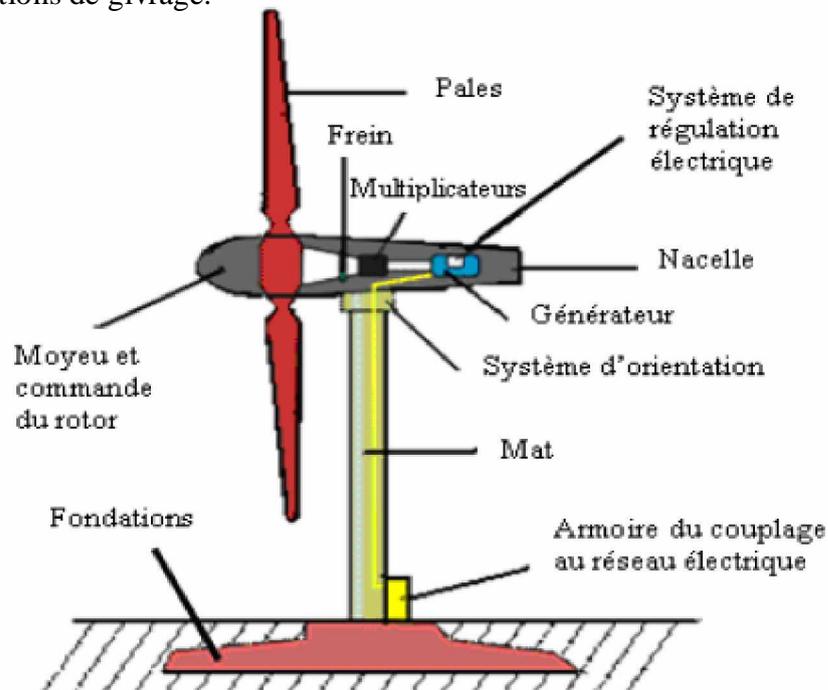


Fig.I.2 Constitution d'une éolienne

- **La nacelle**, qui regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres, multiplicateur, roulement, le frein à disque qui permet d'arrêter le système en cas de surcharge, le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone et les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales (frein aérodynamique) et de la nacelle (nécessaire pour garder la surface balayée par l'aérogénérateur perpendiculaire à la direction du vent). A cela vient s'ajouter le système électronique de gestion de l'éolienne comme le montre la figure (I.3).

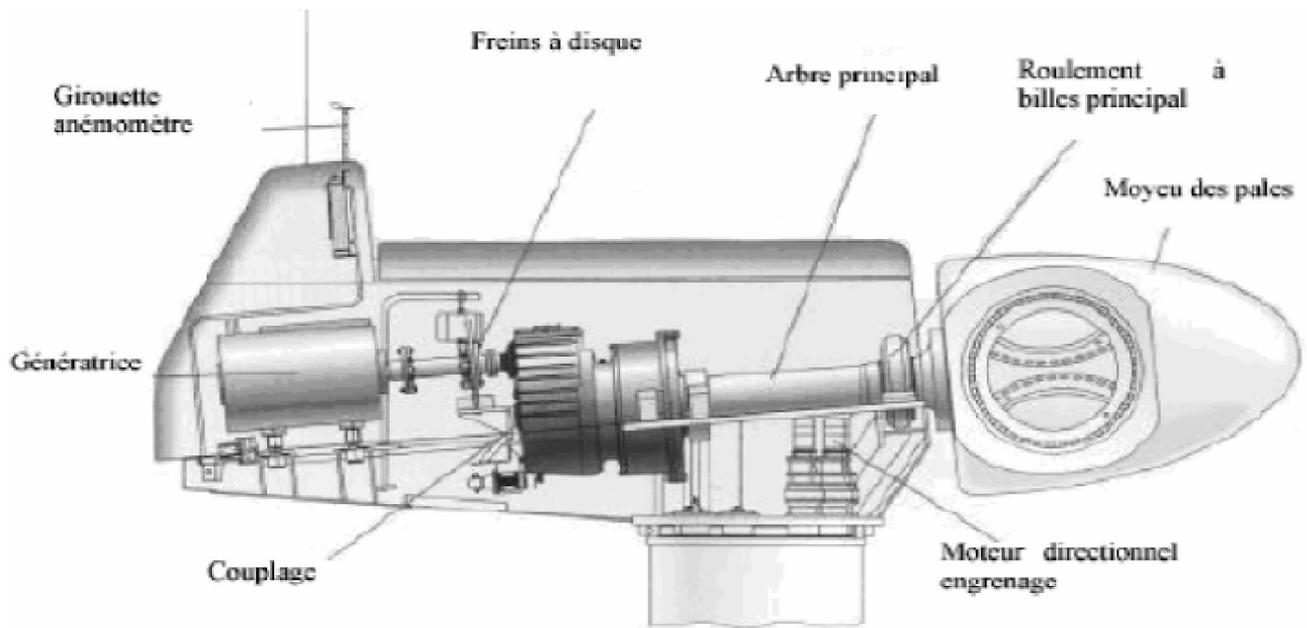


Fig.I.3 Constitution de la nacelle

I.1.5 Fonctionnement d'une centrale éolienne

a- Principe

A la hauteur de la nacelle souffle un vent de vitesse V_{vent} . Tant que cette vitesse est en dessous de la vitesse seuil, les pales sont en drapeau (la surface de ces dernières est perpendiculaire à la direction du vent) et le système est à l'arrêt.

A la vitesse seuil détectée par l'anémomètre, un signal est donné par le système de commande pour la mise en fonctionnement, le mécanisme d'orientation fait tourner la nacelle face au vent, les pales sont ensuite placées avec l'angle de calage éolien et commence à tourner. Une puissance P_{vent} est alors captée est transmise à l'arbre avec un coefficient de performance. Au rendement du multiplicateur près, cette même puissance est retransmise à l'arbre de la génératrice à une vitesse plus élevée. Cette puissance mécanique va enfin être transformée en puissance électrique débitée par la machine. On distingue alors deux cas, soit l'éolienne reliée au réseau de distribution (directement ou à travers des convertisseurs statiques), soit elle alimente en autonome une charge isolée travers ou sans les convertisseurs statiques [43].

La puissance cinétique du vent travers un disque éolien de rayon R (en.m), est donnée par la relation suivante :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_{vent}^3 \quad (I.1)$$

Avec :

- R : correspond pratiquement à la longueur de la pale ;

- ρ : masse volumique de l'air (celle-ci est de 1,25kg/m en atmosphère normale) ;
- V_{vent} : est la vitesse du vent.

Cette puissance ne peut être totalement captée, cela voudrait dire que la vitesse du vent est nulle en aval des pales, on exprime alors la puissance captée par une éolienne [1].

$$P_{cap} = C_p(\lambda)P_{vent} \quad (I.2)$$

- C_p : est le coefficient de performance ou coefficient de puissance.

b-Le coefficient de puissance

Le C_p représente le rapport de la puissance récupérée sur la puissance récupérable. Ce coefficient qui ne peut dépasser la valeur limite, appelée limite de **Betz** qui est 16/27 soit 0,5926 [28], [34] c'est cette valeur qui fixe la puissance maximale extractible pour une vitesse de vent donnée. Sa relation s'exprime comme suit :

$$C_p = \frac{P_t}{\frac{1}{2}\rho S_t V^3} \quad (I.3)$$

Avec :

- P_t : puissance de la turbine éolienne ;
- $S_t = \pi R_t^2$, surface balayée par la turbine éolienne.

Le C_p est en fonction du rapport λ entre la vitesse linéaire des extrémités des pales sur la vitesse du vent, il est donné par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_{vent}} \quad (I.4)$$

Où Ω_t (en rad/s) est la vitesse du rotor à faible vitesse, sachant que la vitesse Ω_r du rotor de la génératrice est liée à celle du rotor lent par :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_r}{K_g} \quad (I.5)$$

Où K_g représente le rapport de la vitesse du multiplicateur. On peut donc exprimer le rapport λ en fonction de la vitesse de la machine par :

$$\lambda = \frac{\Omega_r R}{K_g V_{vent}} \quad (I.6)$$

Ce rapport λ s'appelle rapport de vitesse en bout de pales (tip-speed ratio) ou rapport d'avance. La puissance mécanique transmise au rotor égale à la puissance captée, et s'écrit :

$$P_{tr} = P_{cap} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho \pi R^2 V_{vent}^3 \quad (I.7)$$

L'allure de la variation du C_p en fonction du rapport de vitesse est illustrée sur la figure (I.4) [16].

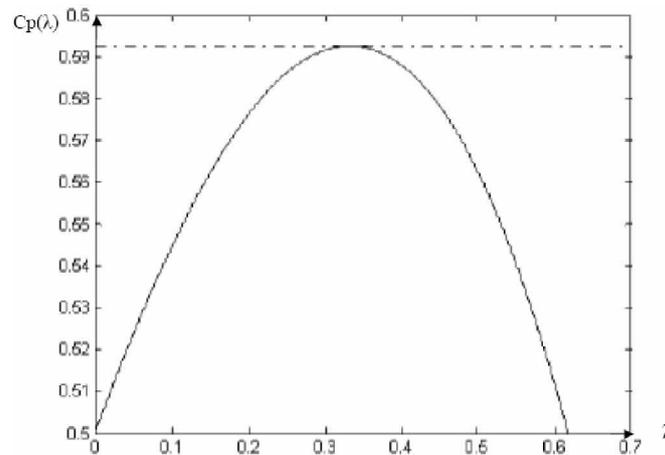


Fig.I.4 Variation du C_p en fonction du rapport de vitesse

A partir de cette caractérisation $C_p(\lambda)$, il est possible de déterminer une famille de courbe qui décrit la puissance mécanique disponible sur le rotor de la génératrice en fonction de la vitesse de rotation des pales pour différentes vitesses du vent. Sur la figure (I.5), on peut remarquer que pour chaque vitesse de vent, il existe une vitesse de la génératrice qui permet de capter une puissance maximale.

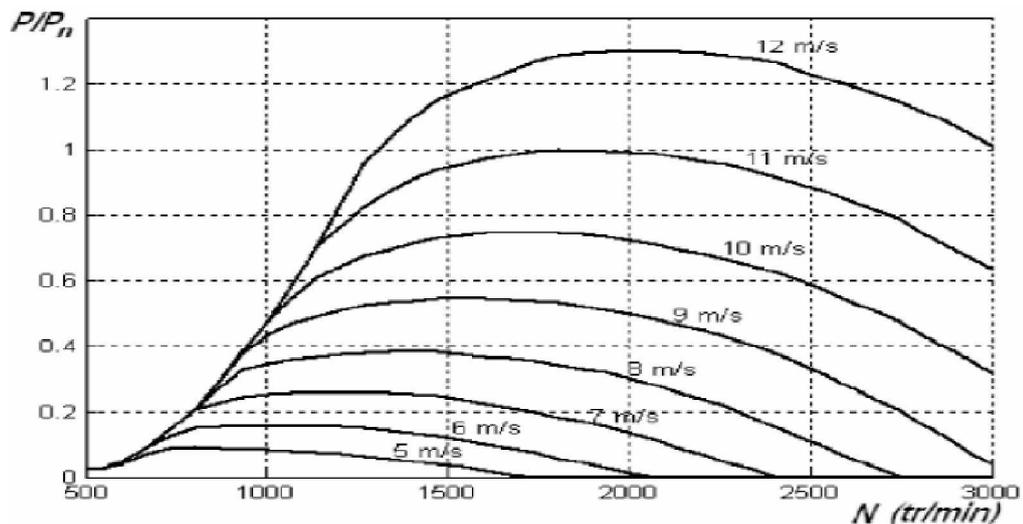


Fig.I.5 Puissance escomptée en fonction de la vitesse de la génératrice pour différentes vitesses du vent

c-Le coefficient du couple

Le coefficient de couple C_m est assez proche du coefficient de puissance. Il est très utile afin d'estimer la valeur des couples au différents points de fonctionnement. Sa valeur est déterminée par la relation suivante [27], [8], [34] :

$$C_m = \frac{T_t}{\frac{1}{2} \rho S_t R_t V^2} \quad (I.8)$$

Avec :

- T_t : couple de la turbine éolienne ;
- R_t : rayon de la turbine éolienne.

I.1.6 Autres caractéristiques

a- Système isolé ou connecté

Les aérogénérateurs sont soit connectés au réseau, soit isolés. Ces derniers servent surtout à alimenter des zones d'habitation ou des systèmes de télécommunication isolés. Ces aérogénérateurs sont plus petits et ne représentent que 0.8% de la puissance électrique générée à partir du vent dans le monde [21]. Ainsi, la plus grande partie des aérogénérateurs sont connectés à des réseaux électriques, et c'est surtout la technologie de ces machines qui a progressé ces dernières années.

b- Nombre de pales

Les aérogénérateurs ont plus ou moins de pales. Plus le nombre de pales est grand plus le couple au démarrage sera grand et plus la vitesse de rotation sera petite. Les aérogénérateurs modernes ont 1, 2 ou 3 pales. Les machines unies et bipales ont l'avantage de peser moins, mais elles produisent plus de fluctuation mécanique, elles ont un rendement énergétique moindre, elles font plus de bruit dans la mesure où elles vont plus vite et elles provoquent un impact visuel plus important. Ceci explique pourquoi 80% des fabricants fabriquent des aérogénérateurs tripales [34].

c- Axe horizontal ou vertical

Les aérogénérateurs sont à axe horizontal ou vertical. Aujourd'hui, pratiquement les seules éoliennes commerciales sont à axe horizontales. Les éoliennes à axe vertical ont été prometteuses dans les années 80 et au début des années 90, mais leurs faibles rendements aérodynamiques ainsi que les fluctuations élevées de la puissance électrique générée les ont écartées du marché.

I.1.7 Maximisation du rendement énergétique

Dans un système de production d'énergie par éolienne à vitesse variable, on cherchera systématiquement le régime optimal en exploitant les maxima du réseau de courbes de la figure (I.5). La puissance maximale qui peut être produite (captée) par une éolienne est sa puissance nominale. La vitesse du vent pour laquelle la puissance nominale de l'éolienne est atteinte est appelée vitesse nominale du vent V_n . Au-dessus de celle-ci, il y a une vitesse du vent maximale, appelée vitesse maximale de fonctionnement V_{max} à laquelle l'éolienne est conçue pour s'arrêter afin de protéger ses parties mécaniques des effets néfastes des grandes vitesses du vent. La vitesse du vent la plus basse à laquelle une éolienne fonctionne est connue comme la vitesse de seuil V_{seuil} . Au-dessus de V_n , la

production de la puissance reste constante quelque soit la vitesse du vent. Entre V_{seuil} et V_n , la production de la puissance varie avec la vitesse du vent. La figure (I.6) illustre tout cela.

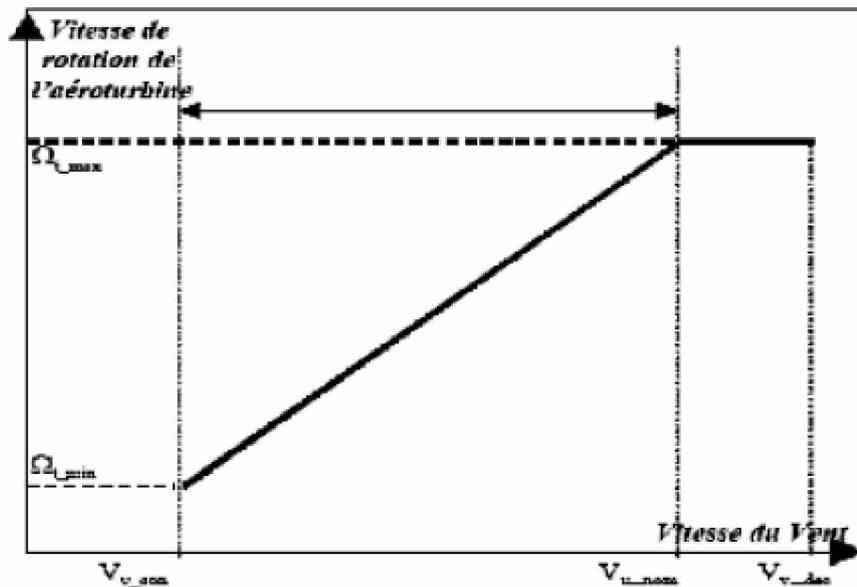


Fig.I.6 Loi de commande optimale d'une éolienne à vitesse variable

- Pour $V_{vent} < 4\text{m/s}$, la turbine ne fonctionne pas ;
- Pour $4\text{m/s} \leq V_{vent} < 14\text{m/s}$, la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent ;
- Pour $14\text{m/s} \leq V_{vent} < 25\text{m/s}$, la puissance fournie est limitée à la puissance nominale;
- Pour $V_{vent} > 25\text{m/s}$ environ (90 km/h), arrêt de l'éolienne.

a- Le mode de régulation

Pour le mode de régulation, on parle souvent de régulation par variation d'angle de calage "Pitch régulation" ou de régulation par décrochage aérodynamique "Stall-régulation". Le premier est réalisé en orientant les pales, faisant ainsi varier la surface apparente au vent donc faisant varier l'effort, exercé par ce dernier, sur les pales [14]. Ce système permet aussi de freiner la turbine si nécessaire. Le second utilise le phénomène de décrochage aérodynamique : plus la vitesse du vent est élevée, plus l'effort exercé par le vent sur les pales diminue [27], [13], les éoliennes utilisant ce type de régulation possède en général un mécanisme de freinage en bout des pales qui, en cas de survitesse, actionne des masselottes par effet centrifuge pour orienter une partie de l'extrémité de la pale, freinant ainsi le rotor de manière aérodynamique [21].

I.1.8 Type de machines électriques

La configuration électrique d'un aérogénérateur a une influence sur son fonctionnement, le fait qu'une éolienne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend par exemple de cette configuration. Les avantages principaux des deux types de fonctionnement sont les suivants [21] :

- **Fonctionnement à vitesse fixe :**
 - Système électrique plus simple ;

- Plus grande fiabilité ;
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne ;
- Pas besoin de système électrique de commande ;
- Moins cher.

• **Fonctionnement à vitesse variable :**

- Augmentation du rendement énergétique ;
- Réduction des oscillations du couple ;
- Réduction des efforts subis par le convertisseur de puissance ;
- Génération d'une puissance électrique d'une meilleure qualité.

Il y a encore quelques années, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Elles contenaient pour la plupart un générateur asynchrone à cage d'écureuil [45].

C'est en grande partie les progrès technologiques réalisés sur les composants d'électronique de puissance et la réduction des prix correspondant qui ont rendu leur utilisation dans les nouveaux aérogénérateurs possibles. L'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique.

Comme il est illustré sur la figure (I.7), ceci entraîne une amélioration du rendement énergétique du système, la vitesse variable permet également d'améliorer la qualité de la puissance électrique produite, en introduisant de la souplesse dans la réaction du système face aux fluctuations brusques de la vitesse du vent. Ainsi, l'intérêt de la vitesse variable est de pouvoir garder le maximum de coefficient de puissance quel que soit la vitesse du vent et aussi optimiser le fonctionnement de la turbine [34]. L'inconvénient principal de ce genre de système est le surcoût introduit par l'incorporation des convertisseurs de puissance. Ce coût dépendant de la taille de ces convertisseurs, il devient relativement important pour les éoliennes de grande taille. De plus, les performances des transistors IGBT diminuent à partir d'une certaine puissance.

Avec l'utilisation des machines asynchrones à rotor bobiné, la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 25% de la puissance totale passe par les convertisseurs de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux [33]. L'inconvénient de ce système est la présence de balais en rotor, ce qui demande un travail de maintenance plus important.

Aujourd'hui, 80% des nouveaux aérogénérateurs contiennent des machines asynchrones doublement alimentées (à rotor bobiné). C'est le type de machine choisi pour l'étude menée dans ce mémoire.

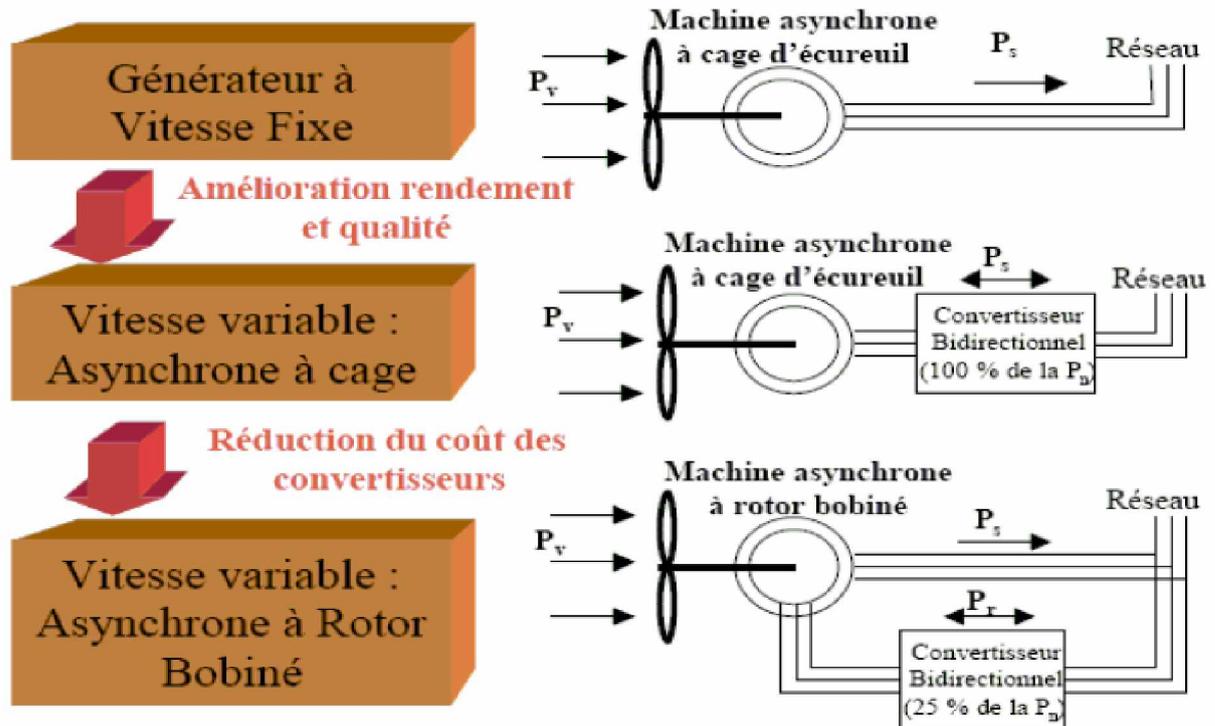


Fig.I.7 Evolution de la configuration électrique

a- L'accouplement mécanique

La vitesse de la turbine est beaucoup inférieure à la vitesse de la génératrice. Par conséquent, dans un système conventionnel de conversion de l'énergie éolienne, la transmission mécanique se fait par l'intermédiaire d'un multiplicateur de vitesse dont le rôle principal est d'adapter la vitesse de rotation de la turbine à celle de la génératrice. Des problèmes de vibrations, de bruits et de coûts de maintenance sont liés à la présence de ces multiplicateurs.

Les éoliennes à attaque directe sont constituées d'une génératrice directement connectée à l'axe de la turbine. Il y a deux raisons principales pour l'usage des générateurs à attaque directe dans une chaîne de conversion de l'énergie éolienne. Le coût de l'énergie électrique produite et le bruit du multiplicateur de vitesse sont tous les deux réduits. Les raisons pour lesquelles les générateurs à attaque directe peuvent diminuer le coût d'énergie électrique produite sont les suivantes [2] :

- Ils peuvent diminuer le coût des éléments de transmission ;
- Ils peuvent diminuer les pertes de la conversion d'énergie ;
- Ils peuvent améliorer la disponibilité du convertisseur d'énergie éolienne.

I.2 Les différentes structures d'alimentation et de commande de la MADA

I.2.1- Introduction

Malgré la présence des contacts glissants, la majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor [22], [12]. L'insertion d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau,

mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour la quelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance.

I.2.2- Structure du rotor des machines asynchrones à double alimentation (à rotor bobiné)

La figure (I.8), montre la structure du rotor et des contacts rotoriques de la MADA.

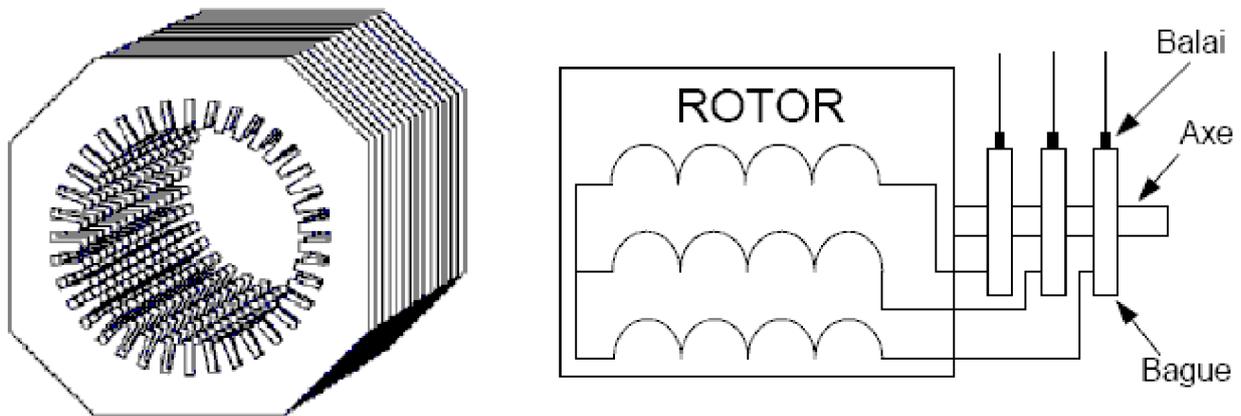


Fig.I.8 Structure du rotor et des contacts rotorique de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques, constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. Le rotor de cette machine est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent se frotter des balais lorsque la machine tourne.

Le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné en fonctionnement moteur à été de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Au lieu de dissiper l'énergie disponible au niveau du rotor, on insère un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau qui nous permettra de renvoyer cette énergie sur le réseau, on trouve que le rendement de la machine est amélioré. C'est le principe de la cascade hypo synchrone qui fera l'objet dans ce qui suit l'étude de la MADA en génératrice [43], [32].

La structure de la machine asynchrone à double alimentation permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif, pour cela elle est aussi appelée machine généralisée. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme "machine synchrone à excitation alternative".

La figure (I.9) est une représentation schématique d'une machine asynchrone.

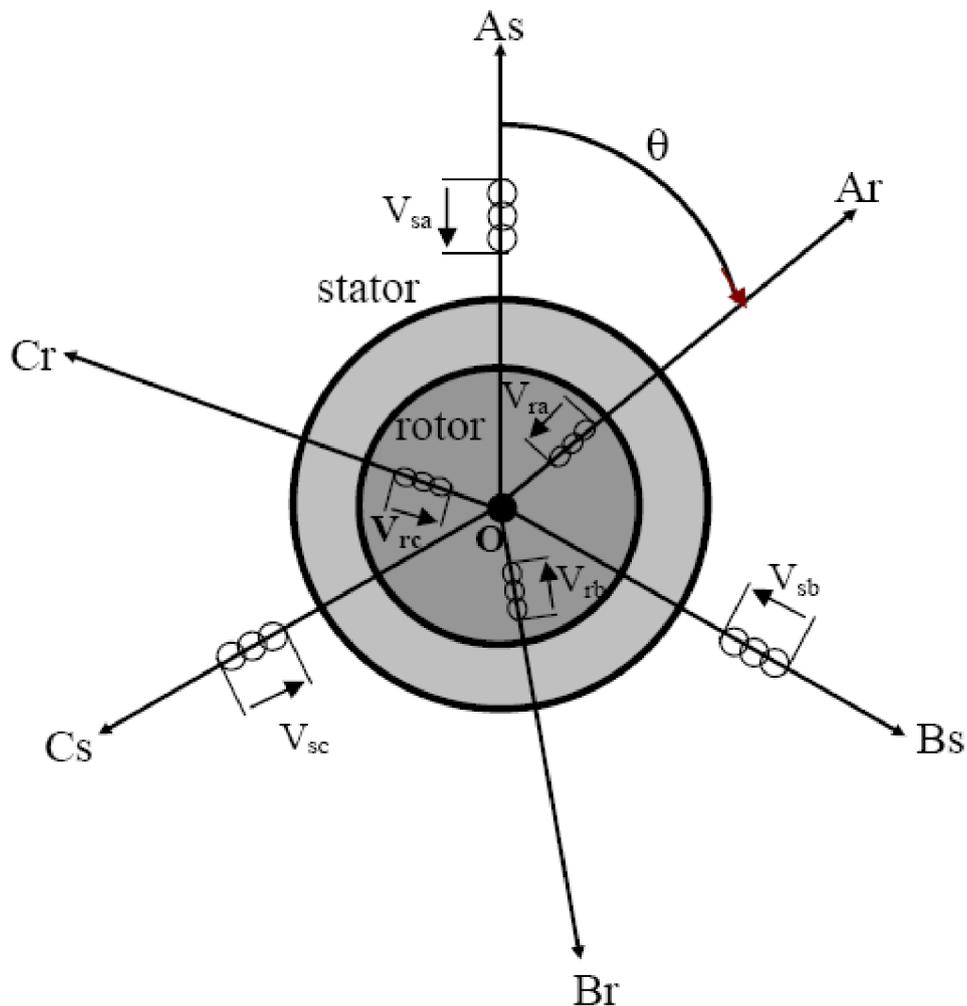


Fig. 1.9 Représentation schématique d'une machine asynchrone

Dans une machine asynchrone, le flux Φ est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques Φ_s et du flux rotorique Φ_r créée par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés. En effet, dans une machine asynchrone doublement alimentée où le circuit rotorique est alimenté en alternatif, l'amplitude et la phase du vecteur Φ_r sont totalement contrôlables par l'alimentation du circuit. Ainsi, la dynamique du flux dépend uniquement de la constante du temps électrique du système.

I.2.3- Application des machines asynchrones à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation a été conçue pour fonctionner en moteur sur une grande plage de variation de vitesse comme première application. L'utilisation d'une MADA permet de varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques, ce dispositif sera donc économique quand on place les convertisseurs entre le rotor et le réseau en réduisant leurs tailles d'environ 70% [16].

Pour le fonctionnement de la MADA en génératrice, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines

asynchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [16], [43] :

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable ;
- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable ;
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation du carburant.

I.2.4- Fonctionnement à vitesse variable

a) Fonctionnement Moteur

Lorsque la machine fonctionne en moteur, la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme la puissance du glissement peut être récupérée, c'est la cascade hypo synchrone. En cascade hyper synchrone, une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor et est convertie en puissance mécanique [6].

b) Fonctionnement génératrice

La puissance fournie à la machine par le dispositif qui l'entraîne est une puissance mécanique. En mode hypo synchrone, une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. En mode hyper synchrone, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance est transmise par l'intermédiaire du rotor.

Pour l'application dans un système éolien, le mode de fonctionnement en génératrice est intéressant. En effet, si la plage de variation de vitesse ne dépasse pas (\pm) 30% en de ça ou au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine est capable de débiter une puissance allant de 0,7 à 1,3 fois la puissance nominale. Le convertisseur est alors dimensionné pour faire transiter uniquement la puissance du glissement. Il est alors moins volumineux, moins coûteux, nécessite un système de refroidissement moins lourd et génère moins d'harmoniques. Plusieurs technologies de machines asynchrones à double alimentations ainsi que plusieurs dispositifs d'alimentation sont envisageables et sont présentés [16], [43].

A- Machines à doubles stators

Cette machine est munie de deux bobinages statoriques distincts comme elle est montrée sur la figure (I.10).

La génératrice est directement connectée au réseau à travers un bobinage statorique qui constitue le support principal de transmission de l'énergie générée. On peut contrôler la vitesse de la génératrice autour d'un point de fonctionnement en agissant sur les tensions appliquées au second bobinage statorique qui sera appelé enroulement d'excitation. Cet enroulement possède un autre nombre de paire de pôles que celui du premier bobinage.

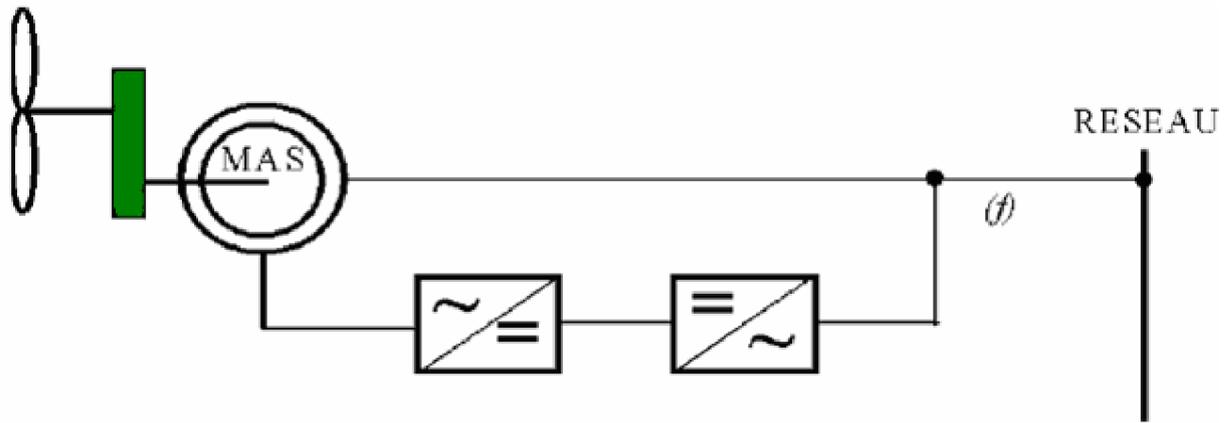


Fig.I.10 Machine asynchrone à double bobinage statoriques

Il est connecté à des convertisseurs d'électronique de puissance qui sont dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la turbine, le coût s'en trouve réduit. Il a été vérifié que cette structure génère des puissances fluctuantes sur le réseau [43].

B- Double alimentation par le stator et le rotor

La figure (I.11) montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobiné pilotée par le rotor.

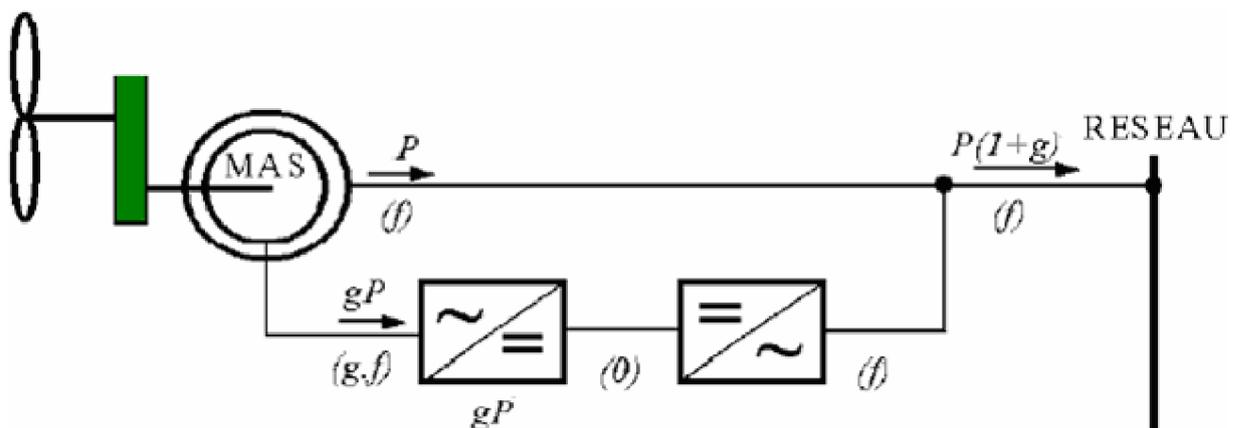


Fig.I.11 Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor

En négligeant toutes les pertes, on peut expliquer son principe de fonctionnement. En prenant en compte cette hypothèse, la puissance P est fournie au stator et traverse l'entrefer : une partie de cette puissance fournie, $(1-g)P$, est retrouvée sous forme de puissance mécanique ; le reste, gP sort par les balais sous forme de grandeur alternatives de fréquence gf . Ces grandeurs, de fréquence variable, sont transformées en énergie ayant la même fréquence que celle du réseau électrique, auquel elle est renvoyée, par l'intermédiaire du deuxième convertisseur, donc le réseau reçoit $(1+g)P$. Les bobinages du rotor sont accessibles grâce à un système de balais et de collecteurs comme il est illustré sur la figure (I.12). Une fois la machine est connectée au réseau, un flux magnétique tournant à vitesse fixe apparaît au stator qui dépend du courant statorique.

Quand la machine tourne, le flux magnétique générer par le stator crée des f.e.m dans le bobinage du rotor. Le rapport entre les f.e.m créés au rotor et au stator est donné par [43] :

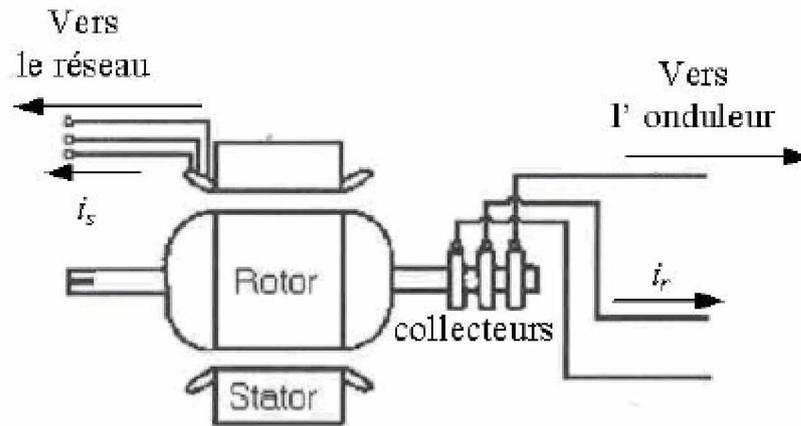


Fig.I.12 Machine asynchrone à rotor bobiné avec des bagues collectrices

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \frac{\omega_s - \omega_{méc}}{\omega_s} \quad (I.9)$$

- N_r et N_s sont respectivement le nombre de spire des bobinages rotorique et statoriques ;
- ω_s et $\omega_{méc}$ sont respectivement les pulsations de synchronisme et mécanique de la machine.

Le glissement est défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_{méc}}{\omega_s} \quad (I.10)$$

On définit les courants au stator et au rotor comme dans le cas d'un transformateur parfait :

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{N_s}{N_r} \quad (I.11)$$

Donc, on aura le rapport des puissances :

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{i_r}{i_s} \frac{E_r}{E_s} = g \quad (I.12)$$

Cette équation montre que pour une puissance constante transmise au stator, plus on transmet de la puissance par le rotor et, plus on augmente le glissement. La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la génératrice en agissant simplement sur la puissance transmise au rotor via le glissement g comme le montre l'équation (I.10).

C- Contrôle du glissement par dissipation de la puissance rotorique

On peut varier le glissement par extraction d'une fraction de puissance au circuit rotorique et dissipation dans une résistance en utilisant un redresseur alimentant un hacheur. La résistance R est située au circuit rotorique, donc sa taille est réduite, cette configuration permet uniquement des faibles variations de vitesse. Comme exemple, le fabricant des turbines éoliennes "VESTAS" utilise cette topologie, sans bagues collectrices.

Le tout est assemblé sur le rotor et tournent avec lui. L'inconvénient de ce principe est que la puissance dissipée dans la résistance diminue le rendement du système de conversion [43], [6].

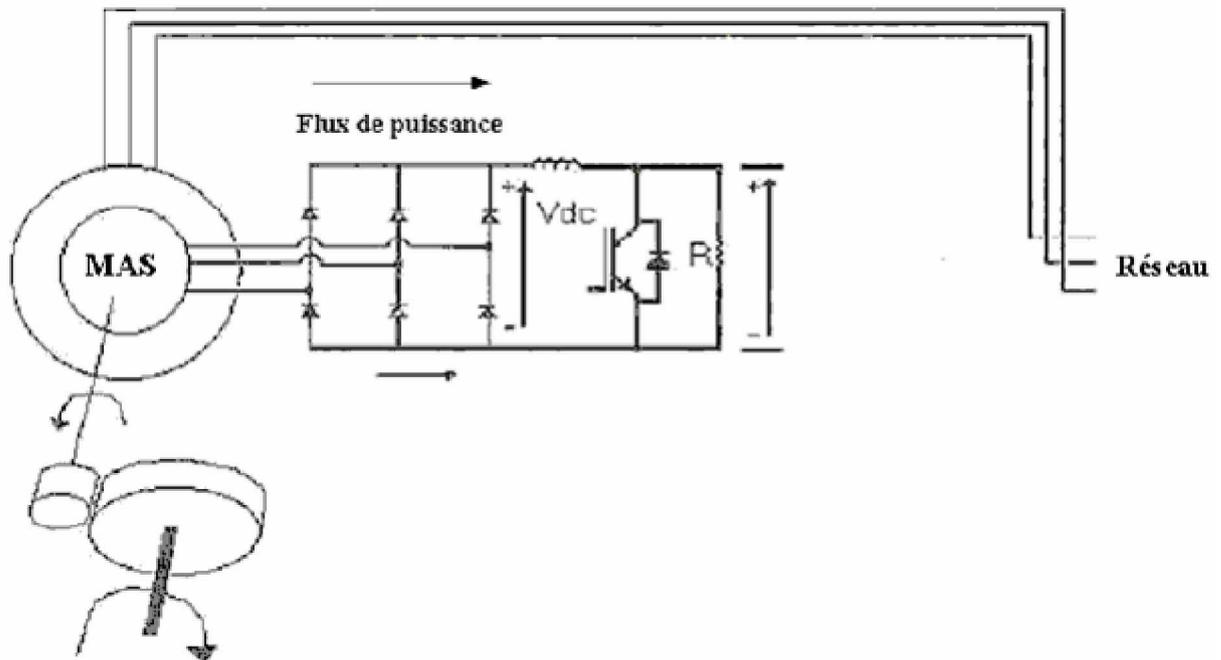


Fig.I.13 MADA avec un contrôle du glissement par dissipation de la puissance rotorique

D- Transfert de la puissance rotorique sur le réseau

On peut récupérer la puissance disponible au rotor au lieu de la dissiper par effet joule, en la renvoyant sur le réseau électrique. Ceci améliore le rendement du système. Pour la récupération, on utilise un système statique de conversion d'énergie constituée de convertisseurs de puissance ainsi qu'un transformateur. Le convertisseur est dimensionné pour transiter seulement la puissance rotorique, (environ 25% de la puissance nominale) pour obtenir un glissement maximal et donc la puissance statorique nominale. C'est un compromis qui mène à une meilleure capture de l'énergie éolienne et à une faible fluctuation de la puissance du côté réseau.

E- Pont à diodes et pont à thyristors (Montage de Kramer)

Consiste à utiliser un pont à diodes et un pont à thyristors, elle était la première structure utilisée pour l'alimentation électrique qui est appelée "Montage de Kramer". Par un pont à diodes, on redresse les tensions entre bagues. L'onduleur à thyristors non autonome applique à ce redresseur une tension qui varie par action sur l'angle d'amorçage [43], comme il est montré sur la figure (I.14).

Ce dispositif permet de faire varier la plage de conduction des diodes, de rendre variable la puissance extraite du circuit rotorique et donc le glissement de la génératrice asynchrone.

Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau.

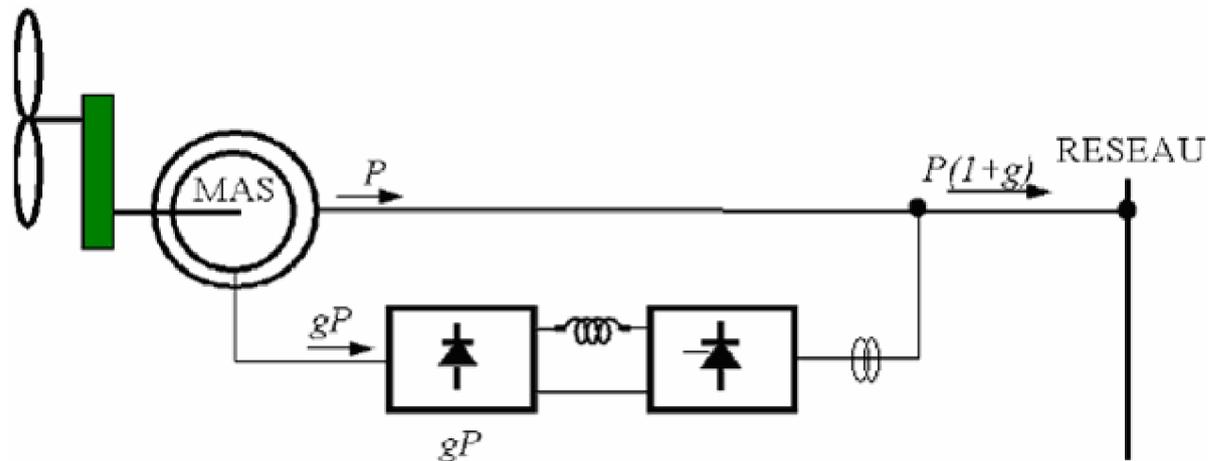


Fig.I.14 MADA alimentée par un pont à diodes et un pont à thyristors

L'inconvénient de cette structure est que L'asservissement de la vitesse de la machine n'est pas possible. En plus, l'onduleur triphasé utilisé injecte des courants harmoniques qui sont préjudiciables pour la durée de vie des appareillages électriques raccordés sur le réseau.

F- Pont à diodes et pont à transistors

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la figure (I.15).

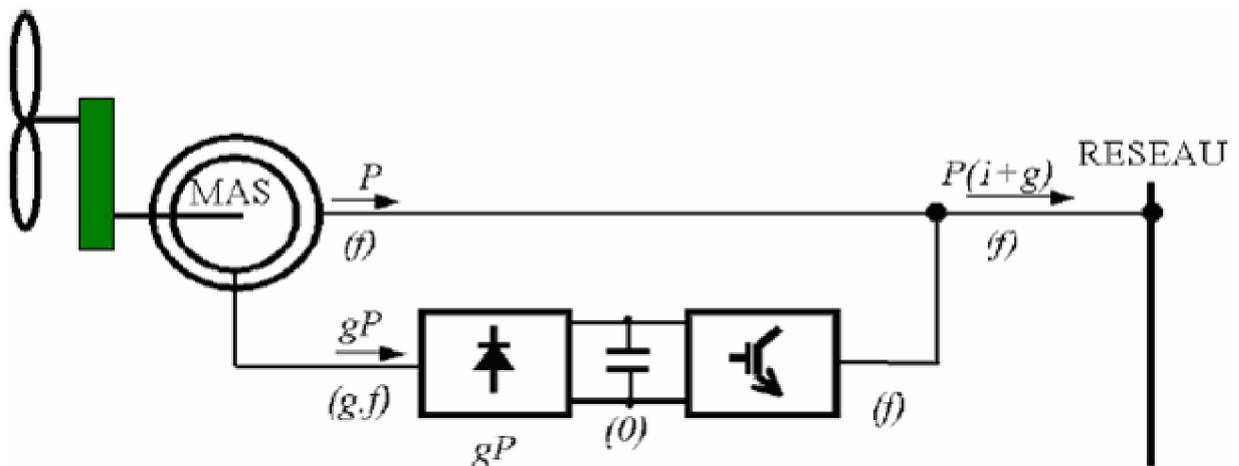


Fig.I.15 MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI

Avantages

- Ce type d'onduleur fonctionne à fréquence élevée, et n'injecte pas de courants harmoniques;
- Cette structure permet aussi de contrôler le flux de la puissance réactive.

Inconvénients

- La structure ne permet pas d'asservir la vitesse de la génératrice ;

– Elle permet de magnétiser la machine asynchrone par le biais du bus continu qui alourdit le dispositif en terme de coût et de complexité de mise en oeuvre. Les enroulements statoriques du moteur sont alors soumis à des $\frac{dv}{dt}$ importants qui peuvent réduire leur durée de vie.

G- Cycloconvertisseur (Topologie statique Sherbius)

Le montage de la figure (1.16) est aussi connu sous la dénomination " topologie statique Sherbius " où le principe est basé sur l'utilisation des machines tournantes au lieu des convertisseurs de puissance. Dans cette configuration, le principe de Sherbius est reproduit à l'aide d'un cycloconvertisseur.

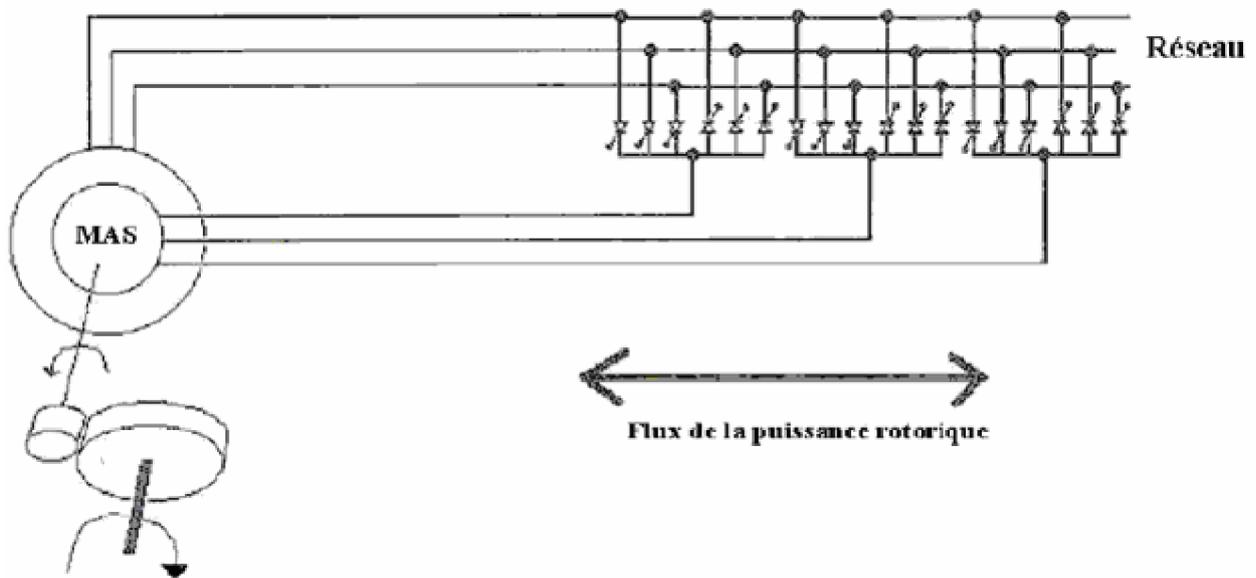


Fig.I.16 MADA avec un contrôle bidirectionnel de la puissance rotorique récupérée

Cette configuration a les mêmes caractéristiques que la précédente, sauf que l'énergie de glissement peut être transférée dans les deux sens. Le montage de la figure (I.16) est conçu pour des valeurs de fréquence rotorique très inférieures à celles du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. Ainsi, ceci permet l'utilisation des thyristors qui sont intéressants du point de vue coût. Comme le flux de puissance est bidirectionnel, il est possible de faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur.

H- Convertisseurs MLI

La structure de la figure (I.17), utilise deux ponts triphasés d'IGBT commandables en MLI. Ce choix permet un contrôle du flux et de la vitesse de rotation de la génératrice asynchrone du côté de la machine et un contrôle des puissances active et réactive transitées du côté réseau.

Le fonctionnement en MLI de l'onduleur du côté réseau permet un prélèvement des courants de meilleure qualité, et la puissance rotorique est bidirectionnelle.

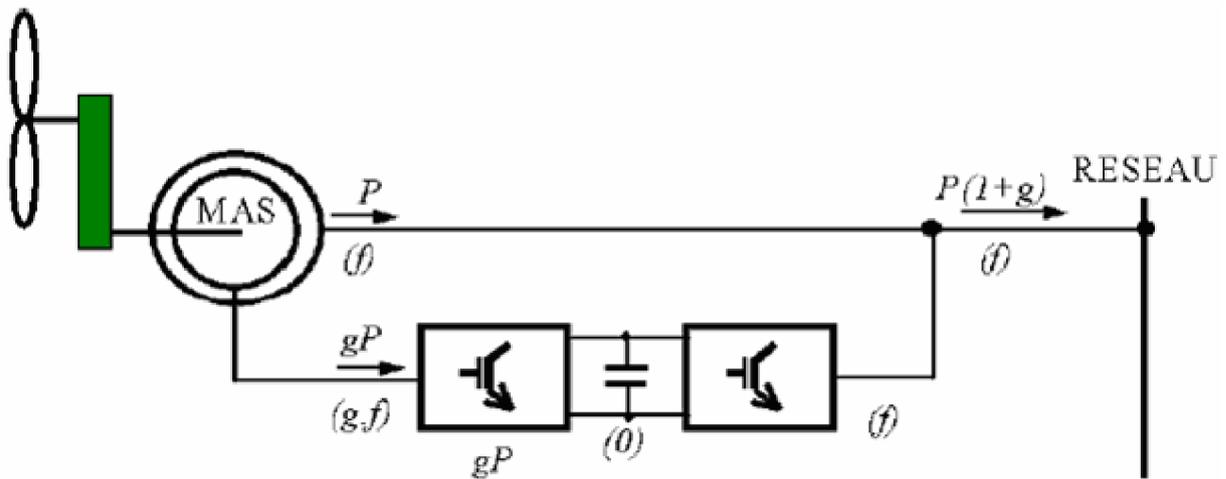


Fig.I.17 MADA alimentée par deux onduleurs à MLI

I- Structure à trois convertisseurs MLI

La structure est montrée sur la figure (I.18).

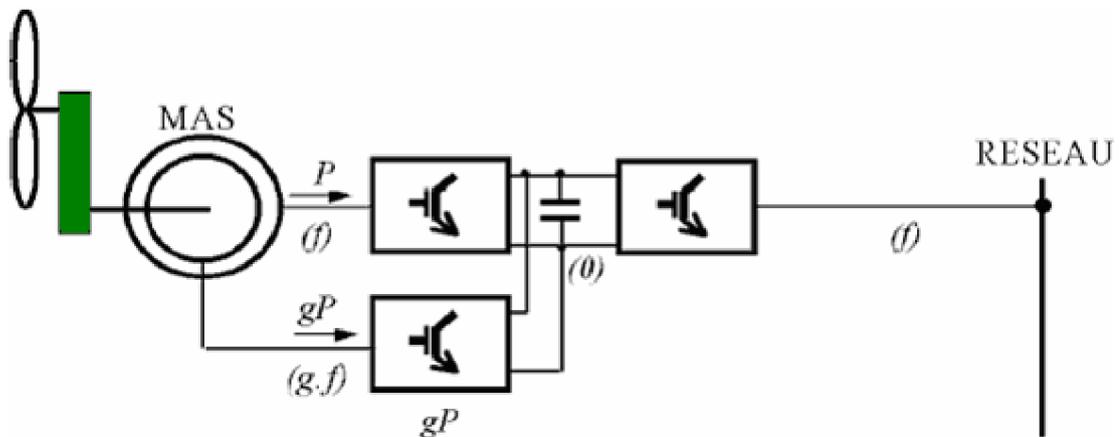


Fig.I.18 Structure à convertisseurs au stator et au rotor

Elle est intéressante car elle permet de contrôler le flux statorique.

Parmi les avantages de cette structure d'alimentation est que les convertisseurs disposés aux bornes du circuit rotorique et statorique permettent le contrôle de leur flux. Ainsi, ce type de convertisseurs permet d'éliminer un certain nombre d'harmonique.

L'inconvénient majeur est l'utilisation de trois onduleurs dont un connecté au réseau de très forte puissance, ils sont donc assez coûteux [43].

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques généralités sur l'énergie éolienne. Puis, un bref aperçu sur les différents éléments associés. On a présenté la structure d'une machine asynchrone à double alimentation ainsi que ses différentes structures d'alimentation. Notre choix dans le cadre de ce travail, s'est porté sur celle qui permet l'alimentation par deux convertisseurs MLI qui offre un contrôle de quatre grandeurs, à savoir le flux et la vitesse de la génératrice, et les flux des puissances transitées au réseau. On trouve donc que cette configuration est intéressante à l'exploitation dans un

ystème éolien, elle nous permet une variation à 100% de la vitesse en utilisant des pales orientables, elle est aussi intéressante du point de vue coût en réduisant la taille des convertisseurs.

Chapitre II :

Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1 Introduction

La modélisation d'une machine asynchrone était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. La simplicité de conception et d'entretien de cette machine à la faveur des industries, s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Les méthodes matricielles sont développées et sont devenues les bases pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande. Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la modélisation et à la simulation de la machine asynchrone à double alimentation.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine à courant alternatif dont la vitesse varie en fonction de la charge. Elle se compose comme une machine asynchrone d'un primaire dit stator qui est fixe, et d'un secondaire qui est le rotor de forme cylindrique qui est mobile. Le stator a trois (03) enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tension. Il en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine, où sa vitesse est $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, où ω_s désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé, et p est le nombre de paire de pôles du champ magnétique qui apparaît au niveau du stator. Le rotor qui est exécuté comme le stator, supporte un bobinage triphasé avec un même nombre de pôle, couplé en étoile. Le rotor tourne à la vitesse $\Omega_r = \frac{d\theta}{dt}$ par rapport au stator, avec θ est l'angle entre le repère statorique et le repère rotorique. La représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation est montrée sur la figure (II.1).

II.3 Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdales d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, et que les inductances

mutuelles entre deux enroulements varient sinusoidalement en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques;

– Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau négligé.

De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

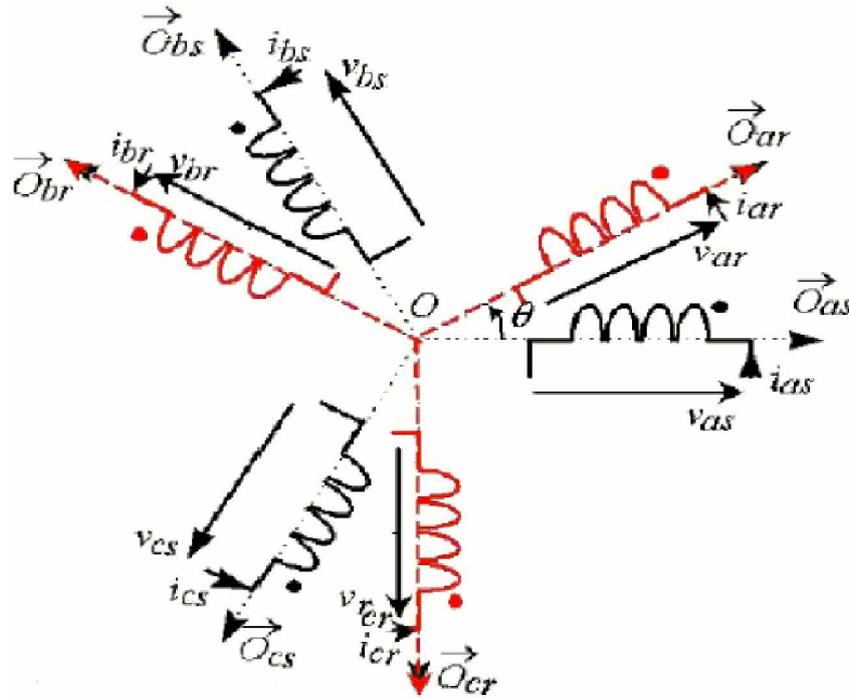


Fig.II.1 Représentation schématique de la MADA

II.4 Modèle de la MADA

II.4.1 Equations électriques de la MADA

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [43], [15] :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]; \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r]. \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les flux sont donnés par:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

En appliquant la transformée de Laplace, et en remplaçant (II.2) dans (II.1), on obtient:

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + P([L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]); \\ [v_r] = [R_r][i_r] + P([L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s]). \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec:

$$\begin{aligned} [v_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \\ [v_r] &= \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] &= M \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Où:

- $[v_s]$, $[v_r]$: vecteurs de tensions statorique et rotorique;
- $[i_s]$, $[i_r]$: vecteurs de courants statorique et rotorique;
- $[\Phi_s]$, $[\Phi_r]$: vecteurs de flux statorique et rotorique;
- $[R_s]$, $[R_r]$: vecteurs de résistances statorique et rotorique;
- $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$: vecteurs d'inductances statorique et rotorique;
- $[M_{sr}]$: matrice des inductances mutuelles, $[M_{sr}]^t = [M_{rs}]$;
- R_s , R_r : résistances statorique et rotorique par phase;
- L_s , L_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique;
- M_s , M_r : inductances mutuelles entre deux phases respectivement statorique et rotorique;
- M : maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (les axes des deux phases coïncident);
- P : opérateur de Laplace ;
- θ : Ecart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant.

II.4.2 Equations mécaniques de la MADA

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{1}{2} p [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (\text{II.4})$$

Avec :

- $[i]$: Matrice de courant total ;
- $[L]$: Matrice inductance totale ;
- p : est le nombre de paire de pôle.

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} ; [L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

Compte tenu que tous les termes des sous matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ sont à coefficients constants, on aura :

$$C_e = p [I_s]^T \left(\frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right) [i_r] \quad (\text{II.5})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II.6})$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

II.4.3 Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution [39].

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q).

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[x_{dqo}] = [P(\theta)] [x_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

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

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T \quad (\text{II.8})$$

II.4.4 Application de la transformation de Park à la MADA

En appliquant la transformée de Park pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park θ par θ_s pour les équations du stator et θ par θ_r pour celles du rotor, on obtient :

Pour le stator :

$$[i_{dqo}]_s = [P(\theta_s)][i_s] ; [i_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{dqo}]_s \quad (\text{II.9})$$

$$[v_{dqo}]_s = [P(\theta_s)][v_s] ; [v_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[v_{dqo}]_s \quad (\text{II.10})$$

$$[\Phi_{dqo}]_s = [P(\theta_s)][\Phi_s] ; [\Phi_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{dqo}]_s \quad (\text{II.11})$$

Pour le rotor :

$$[i_{dqo}]_r = [P(\theta_r)][i_r] ; [i_r] = [P(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \quad (\text{II.12})$$

$$[v_{dqo}]_r = [P(\theta_r)][v_r] ; [v_r] = [P(\theta_r)]^{-1}[v_{dqo}]_r \quad (\text{II.13})$$

$$[\Phi_{dqo}]_r = [P(\theta_r)][\Phi_r] ; [\Phi_r] = [P(\theta_r)]^{-1}[\Phi_{dqo}]_r \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$[i_{dqo}]_s = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{os}]^T ; [i_{dqo}]_r = [i_{dr} \quad i_{qr} \quad i_{or}]^T$$

$$[v_{dqo}]_s = [v_{ds} \quad v_{qs} \quad v_{os}]^T ; [v_{dqo}]_r = [v_{dr} \quad v_{qr} \quad v_{or}]^T$$

$$[\Phi_{dqo}]_s = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad \Phi_{os}]^T ; [\Phi_{dqo}]_r = [\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad \Phi_{or}]^T$$

a- Equation des tensions

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \quad (\text{II.15})$$

En introduisant les équations (II.9), (II.10), et (II.11), on obtient :

$$[P(\theta_s)]^{-1}[v_{dqo}]_s = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{dqo}]_s) \quad (\text{II.16})$$

D'où:

$$[v_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + [P(\theta_s)][P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([\Phi_{dqo}]_s) + [P(\theta_s)] \left[\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) \right] [\Phi_{dqo}]_s \quad (\text{II.17})$$

Avec:

$$[P(\theta_s)] \left[\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) \right] = \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

On écrit:

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s][i_{ds}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds}) - \omega_s \Phi_{qs}; \\ [v_{qs}] = [R_s][i_{qs}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qs}) + \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Par analogie, on obtient pour les grandeurs rotoriques les tensions suivantes:

$$\begin{cases} [v_{dr}] = [R_r][i_{dr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr}; \\ [v_{qr}] = [R_r][i_{qr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr}. \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les deux systèmes d'équation (II.19) et (II.20) s'écrivent sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -L_s \omega_s & PM & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + PL_s & \omega_s M & PM \\ PM & -\omega_r M & R_r + PL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_r & PM & \omega_r L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

b- Equation du couple électromagnétique

Après qu'on a effectué le changement de variable, l'expression du couple électromagnétique peut s'exprimer sous différentes formes, on trouve celle-ci [43] :

$$C_e = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.21})$$

II.5 Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels, le choix d'un référentiel se fait selon le problème étudié :

II.5.1 Référentiel lié au stator

Il se traduit par les relations suivantes : $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$; $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & 0 & PM & 0 \\ 0 & R_s + PL_s & 0 & PM \\ PM & -\omega M & R_r + PL_r & -\omega L_r \\ \omega L_r & PM & \omega L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation.

II.5.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on aura : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$; $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$

Avec :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \Rightarrow \omega_s = \omega$$

Le système d'équation devient :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -L_s\omega & PM & -\omega M \\ \omega L_s & R_s + PL_s & \omega M & PM \\ PM & 0 & R_r + PL_r & 0 \\ 0 & PM & 0 & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce référentiel est intéressant pour les problèmes des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

II.5.3 Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les relations suivantes : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$; $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g\omega_s = \omega_r$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_s & -L_s\omega_s & PM & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + PL_s & \omega_s M & PM \\ PM & -\omega_r M & R_r + PL_r & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_r & PM & \omega_r L_r & R_r + PL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Ce type de référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs à fréquence variable. Son modèle permet d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent d'où la facilité de régulation.

II.6 Résultats de simulation

A l'aide du logiciel MATLAB, la simulation de la MADA a été faite. Son modèle est basé sur les équations obtenues avec la transformation de Park (plan (d, q)) liée au champ tournant. Les résultats montrés sur les figures ci-dessous sont ceux obtenus pour le modèle d'une machine asynchrone à double alimentation, de puissance 1,5MW, alimentée directement par deux sources de tension triphasées parfaites, l'une au niveau du stator avec une fréquence du réseau qui est 50Hz et d'amplitude de 690V, et l'autre au niveau du rotor avec une amplitude de 20V et une fréquence égale à la fréquence rotorique.

Le rotor de la machine est entraîné à une vitesse fixe proche de la vitesse de synchronisme égale à 1350 tr/min. Les résultats obtenus montrent que :

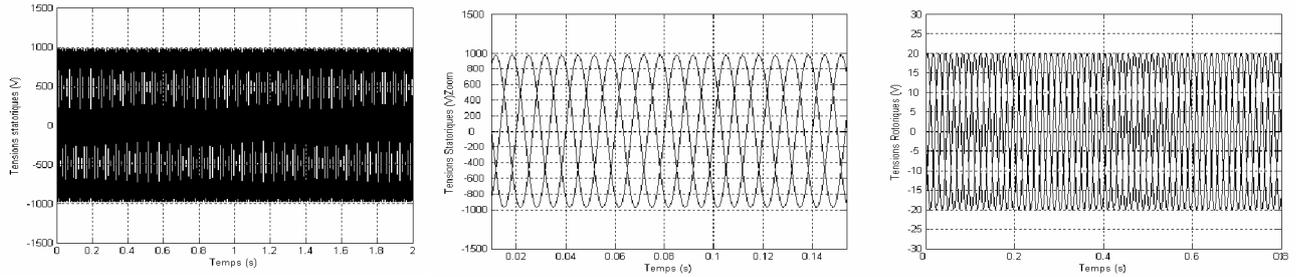


Fig.II.2 La tension triphasée appliquée au stator et celle appliquée au rotor de la MADA

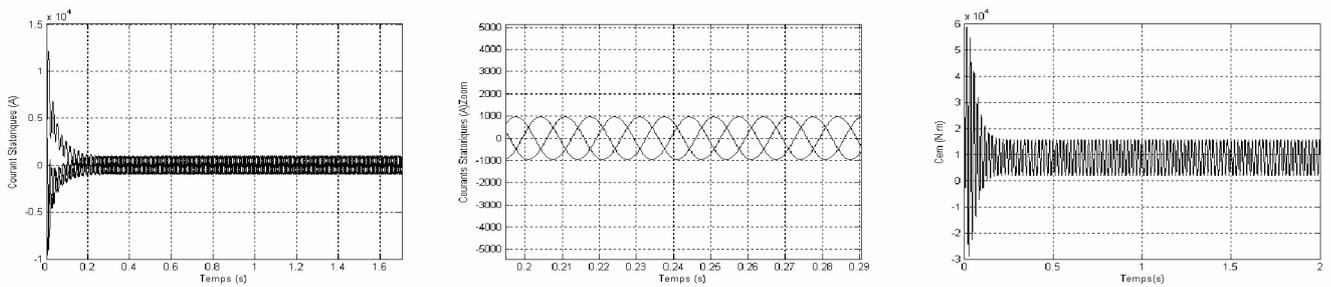


Fig.II.3 Les courants statoriques avec un zoom et le couple électromagnétique

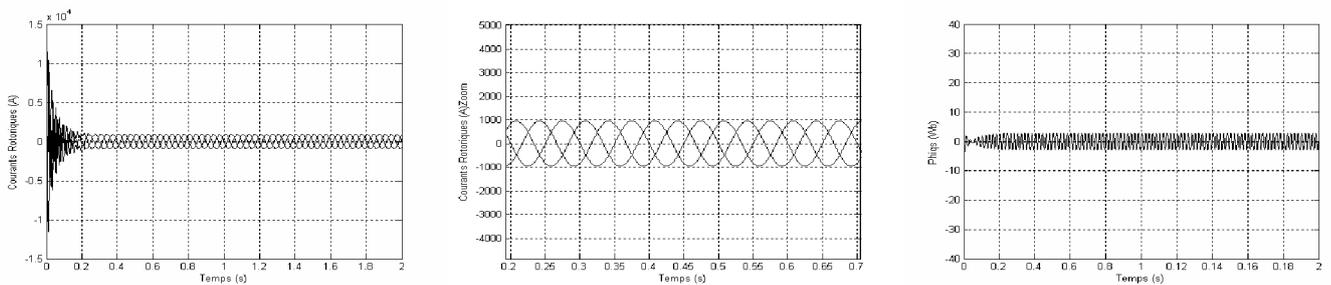


Fig.II.4 Les courants rotoriques avec un zoom et le flux statorique selon l'axe q

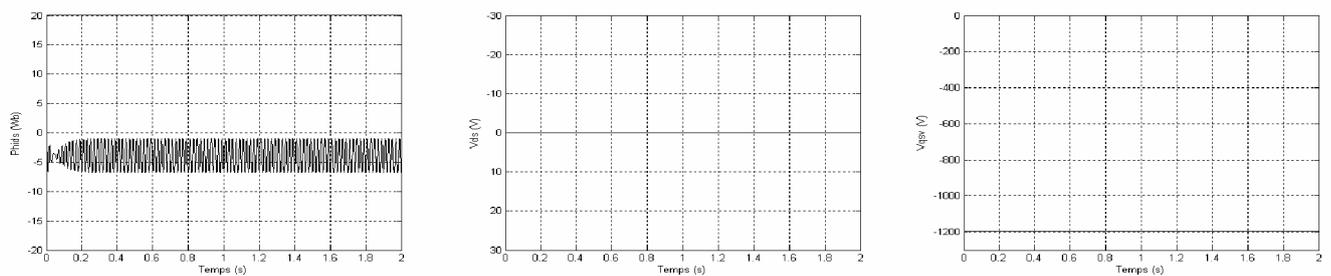


Fig.II.5 Le flux statorique selon l'axe d et les tensions V_{ds} et V_{qs}

Pendant le régime dynamique, le couple électromagnétique est pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré côté mécanique, oscille autour d'une valeur qui correspond à la valeur du couple résistant de la machine.

On constate ainsi l'importance des courants statoriques et rotoriques pendant le démarrage, après un temps égal à environs 0,15s, ils se stabilisent et prennent leurs formes sinusoïdales, avec

une fréquence de 50Hz pour les courants statoriques. Les tensions statoriques ont une amplitude de $(690 * \sqrt{2})$. Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont ainsi présentées.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, fonctionnement génératrice. En basant sur quelques hypothèses simplificatrices, un modèle mathématique à été établi, dont la complexité a été réduite. Nous avons constaté que le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est un système à équations différentielles dont les Coefficients sont des fonctions périodiques du temps, la transformation de Park nous à permis de simplifier ce modèle. Ainsi, les résultats de simulation ont été présentés.

Chapitre III :

Commande Vectorielle de

la Machine Asynchrone à

Double Alimentation

Chapitre III : Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

III.1 Introduction

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électriques. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. Ou bien, elle nous permet d'assimiler le comportement d'une machine asynchrone à celui de la machine à courant continu, où le couple électromagnétique est proportionnel au courant d'induit.

III.2 Commande Vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

III.2.1 Principe général

Le principe général de la commande vectorielle en puissances active et réactive est illustré sur la figure (III.1).

Dans le cadre de ce mémoire, nous développons la commande vectorielle en puissance active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du repère (d - q) suivant le flux statorique. Pour établir cette commande, on considère l'hypothèse simplificatrice que les enroulements statoriques et rotoriques de la machine sont supposés triphasés équilibrés, donc, toutes les composantes homopolaires sont nulles.

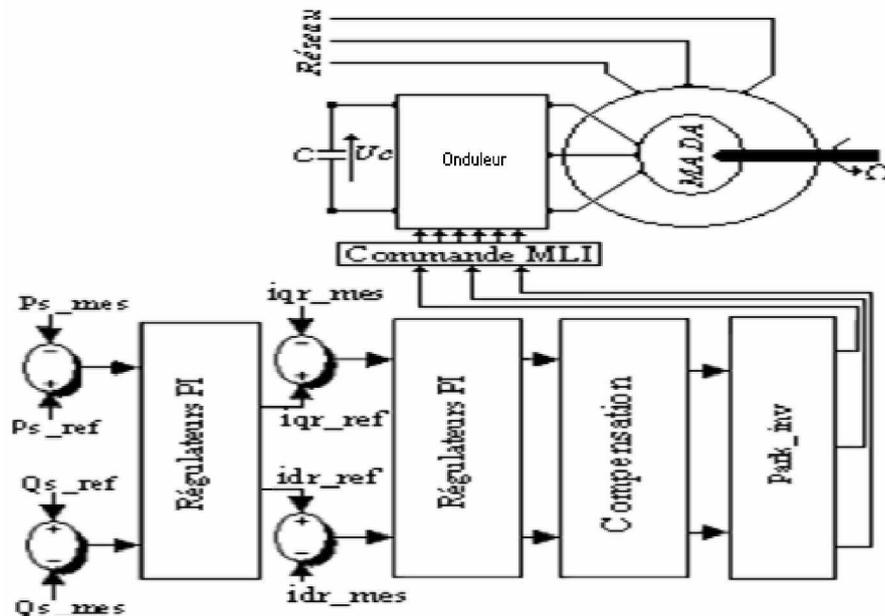


Fig.III.1 Principe général de la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques

III.3 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

On rappelle d'abord le système d'équations différentielles de la machine [43] :

$$\begin{cases} [v_{ds}] = [R_s][i_{ds}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds}) - \omega_s \Phi_{qs}; \\ [v_{qs}] = [R_s][i_{qs}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qs}) + \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} [v_{dr}] = [R_r][i_{dr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr}; \\ [v_{qr}] = [R_r][i_{qr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr}. \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En orientant un des flux, le modèle obtenu de la MADA se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également. Un contrôle vectoriel de cette machine à été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe q soit constamment nul [40], [7] : $\Phi_{qs} = 0$, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= \Phi_s, \quad \Phi_{qs} = 0 \\ \begin{cases} [v_{ds}] = [R_s][i_{ds}] + \frac{d}{dt} \Phi_{qs}; \\ [v_{qs}] = [R_s][i_{qs}] + \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{cases} [v_{dr}] = [R_r][i_{dr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr}) - \omega_r \Phi_{qr}; \\ [v_{qr}] = [R_r][i_{qr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qr}) + \omega_r \Phi_{dr}. \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

A partir des équations des composantes directes et quadratures du flux statorique on obtient :

$$\begin{cases} i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr}; \\ i_{ds} = \frac{\Phi_{ds} - M i_{dr}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant dans les expressions des composantes directes et quadratures des équations des flux rotoriques, on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \sigma i_{dr} + \frac{M}{L_s} \Phi_{ds}; \\ \Phi_{qr} = L_r \sigma i_{qr}. \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

σ : est le coefficient de dispersion entre les enroulements d et q. Il est égal à :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{III.7})$$

En intégrant les équations des composantes directes et quadratures des courants statoriques dans les équations des composantes directes et quadratures des tensions statoriques, ainsi que celles du rotor, on aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = \frac{R_s}{L_s} \Phi_{ds} - \frac{R_s}{L_s} M i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds}; \\ v_{qs} = -\frac{R_s}{L_s} M i_{qr} + \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \sigma \frac{d}{dt} i_{dr} + \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - L_r \omega_r \sigma i_{qr}; \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \sigma \frac{d}{dt} i_{qr} + \frac{M}{L_s} \omega_r \Phi_{ds} + L_r \omega_r \sigma i_{dr}. \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

A partir des équations rotoriques on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{dr} = \frac{1}{L_r \sigma} (v_{dr} - R_r i_{dr} - e_d); \\ \frac{d}{dt} i_{qr} = \frac{1}{L_r \sigma} (v_{qr} - R_r i_{qr} - e_q - e_\Phi). \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -L_r \omega_r \sigma i_{qr} + \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \Phi_{ds}; \\ e_\Phi = \frac{M}{L_s} \omega_r \Phi_{ds}; \\ e_q = L_r \omega_r \sigma i_{dr}. \end{cases}$$

L'expression du couple devient alors :

$$C_e = -p \left(\frac{M}{L_s} \right) \Phi_{ds} i_{qr} \quad (\text{III.11})$$

On a donc Φ_{ds} qui est maintenu constant. Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q [16].

On aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{dr}) - \omega_r \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{qr}) + \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Dans le repère triphasé a, b, c, la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$v_{ns} = R_s i_{ns} + \frac{d}{dt}(\Phi_{ns}) \quad (\text{III.14})$$

Si l'on néglige la résistance R_s , cette relation devient [31] :

$$v_{ns} \approx \frac{d}{dt}(\Phi_{ns}) \quad (\text{III.15})$$

Cette relation montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de $(\frac{\pi}{2})$ sur ce même vecteur.

Toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant, on peut écrire :

$$v_{ds} = 0, v_{qs} = v_s$$

En utilisant les simplifications ci-dessus, nous pouvons simplifier les équations des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0; \\ v_{qs} = v_s = \omega_s \Phi_{ds}. \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = 0 = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Nous pouvons écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \left(\frac{\Phi_s}{L_s}\right) - \left(\frac{M}{L_s}\right)i_{dr} \\ i_{qs} = -\left(\frac{M}{L_s}\right)i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

III.3.1 Relation entre les puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère diphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Avec $v_{ds} = 0$, et en remplaçant i_{ds} et i_{qs} par leurs expressions données auparavant, on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -\left[\frac{v_s M}{L_s}\right]i_{qr} \\ Q_s = \left[\frac{v_s^2}{\omega_s L_s}\right] - \left[\frac{v_s M}{L_s}\right]i_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Si l'on considère l'inductance magnétisante M constante et compte tenu du repère choisi et des approximations faites, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant

rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $\left(\frac{v_s^2}{\omega_s L_s}\right)$ près imposée par le réseau [16].

III.3.2 Relation entre tensions rotoriques et courants rotoriques

D'abord, pour les flux on a :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions, on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{dr} + \frac{M v_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{qr} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

On introduit les expressions des flux rotoriques d'axe d et q dans les expressions des tensions rotoriques diphasées. Nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] \frac{d}{dt} i_{dr} - g \omega_s \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] \frac{d}{dt} i_{qr} - g \omega_s \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{dr} + g \omega_s \frac{M v_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courant rotoriques déphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} - g \omega_s \left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right] i_{dr} + g \omega_s \frac{M v_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Avec:

- v_{dr} et v_{qr} sont les composantes déphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;
- $\left[L_r - \frac{M^2}{L_s} \right]$ est le terme de couplage entre les deux axes ;
- $g \omega_s \left[\frac{M v_s}{\omega_s L_s} \right]$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Les équations précédentes montrent que nous pouvons mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau [16].

III.3.3 Objectif du contrôle

Pour l'application de la commande vectorielle dans un dispositif éolien, les régulateurs seront calculés de façon à obtenir les performances les plus élevées possibles. Ainsi, au cours de la synthèse de ces régulateurs, nous ferons en sorte d'obtenir une dynamique électrique du système aussi rapide que l'autorise la fréquence de la MLI du convertisseur rotorique, ceci dans l'optique de l'insertion du dispositif dans un système utilisant la MADA en génératrice. Les lois de commande élaborées doivent autoriser cette dynamique sans engendrer des dépassements qui peuvent nuire à la durée de vie de la machine et des convertisseurs [37], [16].

III.3.4 Type de régulateurs utilisés

Le régulateur Proportionnel – Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industrielle. Les régulateurs de chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées. Le dimensionnement du régulateur PI est présenté dans l'annexe 1. Dans notre cas, la variable Y à contrôler est remplacée par i_{dr}, i_{qr}, P_s et Q_s .

III.4 Introduction de l'onduleur de tension à deux niveaux

On connecte le rotor de la MADA à un onduleur de tension à deux niveaux qui est alimenté par une tension continue considérée constante, égale à 800V.

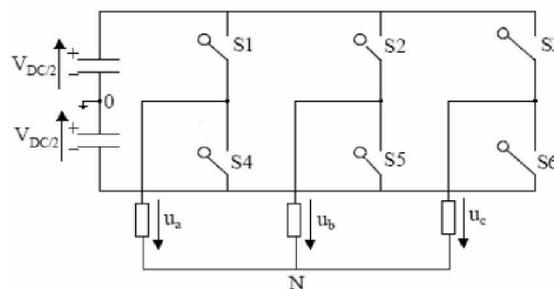


Fig.III.2 Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux

III.4.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux

La tension générée par les convertisseurs est donnée par [21] :

$$U = \frac{2}{3} (U_a(t) + U_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_c(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = U_{\alpha fs} + jU_{\beta fs} \quad (\text{III.25})$$

Supposant que le système est équilibré, on a :

$$U_{\alpha fs} = U_a(t) \quad (\text{III.26})$$

$$U_{\beta fs} = \frac{1}{\sqrt{3}} (U_b(t) - U_c(t)) \quad (\text{III.27})$$

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables S_a, S_b, S_c en fonction de l'état des commutations dans les trois branches.

-Branche 1 :

$S_a = 0$ Si S1 est en position off et S4 est à on ;

$S_a = 1$ Si S1 est en position on et S4 est à off.

-Branche 2 :

$S_b = 0$ Si S2 est en position off et S5 est à on ;

$S_b = 1$ Si S2 est en position on et S5 est à off.

-Branche 3 :

$S_c = 0$ Si S3 est en position off et S6 est à on ;

$S_c = 1$ Si S3 est en position on et S6 est à off.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{DC} (S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{DC} (S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{DC} (S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Or si on considère que les tensions sont équilibrées :

$$U_a + U_b + U_c = 0 \quad (\text{III.29})$$

On peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} U_a = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ U_b = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ U_c = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

$$\begin{cases} U_a = \frac{V_{DC}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ U_b = \frac{V_{DC}}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ U_c = \frac{V_{DC}}{3} (2S_c - S_b - S_a) \end{cases} \quad (III.31)$$

Donc l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.32)$$

III.5 Analyse des résultats

Ce paragraphe va permettre d'analyser les résultats obtenus par simulation, utilisé avec le modèle de la machine asynchrone à double alimentation présenté au chapitre (II). Les figures ci dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique appliquée à une machine asynchrone doublement alimentée, entraînée à une vitesse fixe et pilotée par un onduleur à deux niveaux inséré au rotor de la machine.

- Machine entraînée à une vitesse fixe ;
- A t=0s : échelon négatif pour la puissance active (P_{Sref} passe de 0 à -1,5MW);
- A t=0,5s : Connexion du stator à une source triphasée parfaite ;
- A t=1s : échelon positif pour la puissance active (P_{Sref} passe de -1,5MW à +1,5MW);
- La puissance réactive (Q_{Sref}) est maintenue nulle.

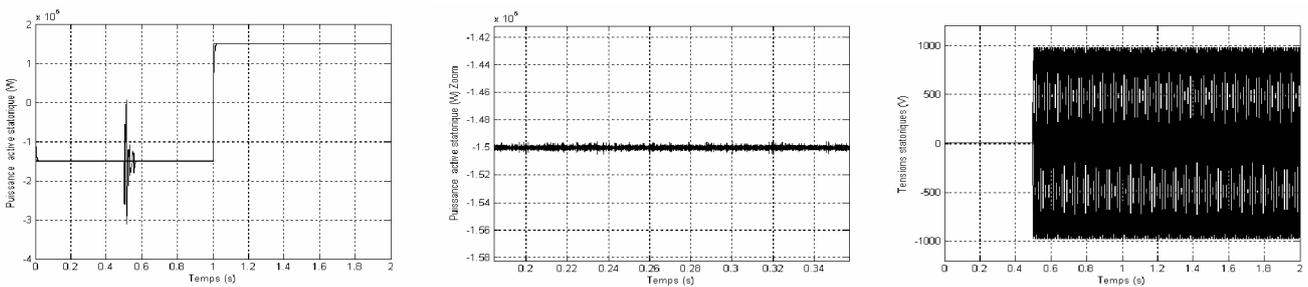


Fig.III.3 La puissance active avec un zoom et la tension statorique

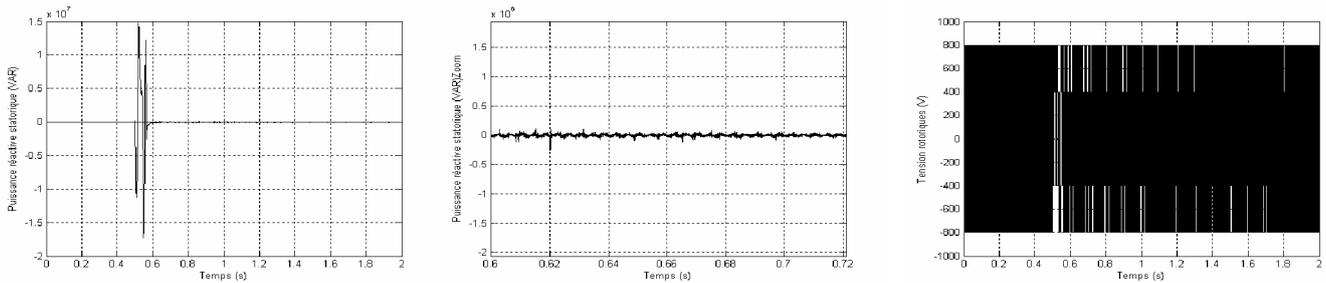


Fig.III.4 La puissance réactive avec un zoom et la tension rotorique

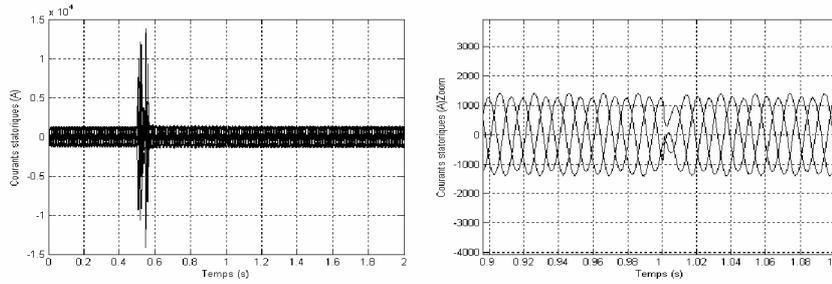


Fig.III.5 Le courant statorique avec un zoom

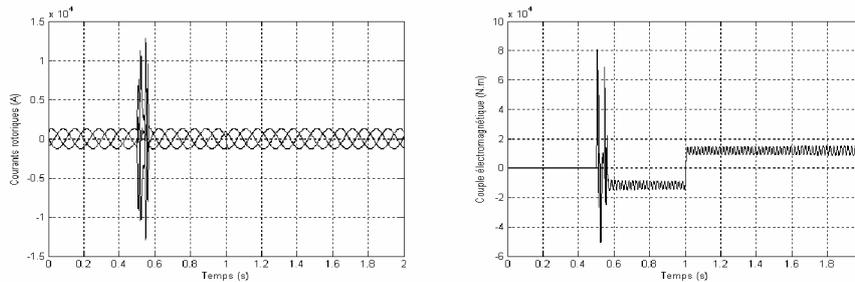


Fig.III.6 Le courant rotorique et le couple électromagnétique

On constate un bon suivi de consigne pour les puissances active et réactive statorique. A $t=0s$, un échelon négatif de $(-1,5MW)$ est appliqué, et à $t=1s$, on fait un changement de signe pour la même consigne, la puissance active statorique réelle suit toujours sa référence et obéit au changement de signe. L'échelon de consigne pour la puissance réactive statorique est maintenu nul, la puissance réactive réelle produite par la MADA oscille autour de cette consigne (0VAR).

On remarque que les courants statoriques et rotoriques de la MADA sont sinusoïdales mais de fréquences différentes (50Hz pour les courants statoriques et 5Hz pour les courants rotoriques). A $t=0,5s$, les consignes sont atteintes, on connecte le stator de la génératrice à une source de tension triphasée parfaite d'amplitude $(690 * \sqrt{2} \text{ V})$ qu'on suppose comme un réseau électrique dans le cas réel. On remarque la réaction des différentes grandeurs de la génératrice par l'apparition des oscillations au moment de la connexion qui sont dues aux couplages entre les axes. Après un temps bref, les grandeurs se stabilisent ce qui confirme les performances de la commande appliquée. Le couple électromagnétique est nul avant la connexion du stator au réseau et prend sa valeur après le régime transitoire et justifie donc la relation (III.11) donnée auparavant.

III.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier et d'appliquer la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation utilisée en génératrice. Pour réaliser cette commande, deux boucles de régulation ont été présentées (une boucle régule les puissances active et réactive et une autre boucle pour la régulation des courants par des régulateurs de type PI). Un choix sur l'orientation du flux a été pris en orientant le flux statorique selon l'axe d,

par conséquent la puissance active sera dépendante uniquement du courant i_{qr} . Les résultats obtenus par simulation s'avèrent satisfaisants, vu la stabilité des différentes grandeurs qui constituent la machine asynchrone à double alimentation.

Chapitre IV:

La Cascade basée sur une

Machine Asynchrone à

Double Alimentation

Chapitre IV : La Cascade basée sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation

IV.1 Introduction

Avant la naissance de l'électronique de puissance, les convertisseurs de tension ou de fréquence étaient quasiment inexistantes. La variation de la vitesse de la machine asynchrone se faisait alors par action sur le glissement, au moyen d'un rhéostat ou d'une association de machines (système de kramer ou de scherbius) [25].

De nos jours, pour la récupération de la puissance disponible au rotor, on utilise un système statique de conversion d'énergie constitué de convertisseur de puissance ainsi qu'un transformateur. Ce convertisseur qui sera donc dimensionné pour transiter seulement la puissance rotorique [43].

La variation de la caractéristique de la machine asynchrone par l'utilisation d'un rhéostat de glissement s'accompagne de pertes joule considérables qui affectent le rendement. Pour pallier à cet inconvénient, on fait appel à une cascade de convertisseurs qui permet d'améliorer le rendement du système et offre en même temps une plage de variation importante de la vitesse.

Dans ce chapitre, notre étude sera basée sur la structure de "scherbius" avec convertisseurs à MLI choisie auparavant parmi les différentes structures d'Alimentation de la MADA (chapitre I).

IV.2 Description du montage

La récupération de la puissance rotorique s'effectue d'une manière statique grâce au montage de la figure (IV.1)

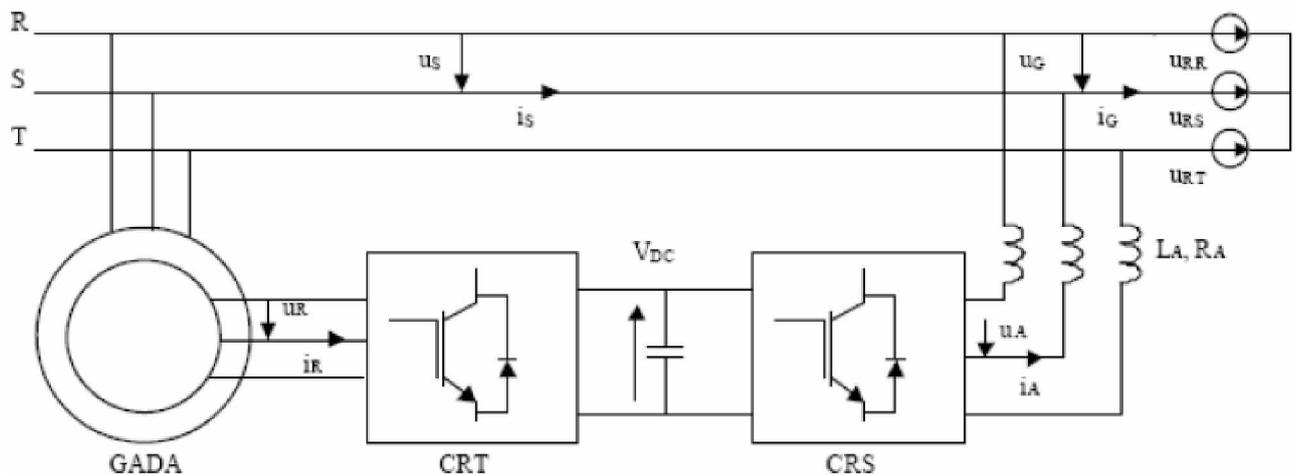


Fig.IV.1 Principe de la cascade basée sur une machine asynchrone à double alimentation

La cascade présentée, comporte deux convertisseurs à MLI, chaque convertisseur a six interrupteurs (transistors IGBT) qui peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture. L'utilisation de ce type de convertisseurs permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsion dont la modularité permet de limiter les perturbations.

Plusieurs études récentes [16], [43], [21], montrent la viabilité de ce dispositif dans un système éolien fonctionnant à vitesse variable. La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise le fonctionnement en hypo synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Le convertisseur est alors dimensionner pour un tiers de la puissance nominale de la machine si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme [16].

De plus, le fonctionnement hyper synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau [38]. On trouve ainsi la puissance totale produite alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

IV.3 Principe de fonctionnement d'un redresseur MLI et avantage de la MLI

La structure de la cascade est celle représentée sur la figure (IV.1). Les deux convertisseurs interposés entre le rotor de la MADA et le réseau sont de type MLI à deux niveaux, bidirectionnels en puissance. Le modèle du convertisseur connecté au rotor était déjà présenté dans le troisième chapitre où les signaux de commande sont déterminés en appliquant la commande vectorielle à la MADA. Le convertisseur côté réseau aura le même modèle que l'autre, sauf que les signaux de commande seront déterminés en faisant un asservissement de la tension du bus continu.

Dans notre cas, le convertisseur connecté au rotor fonctionnera en redresseur, et celui connecté au réseau fonctionnera en onduleur. Ce qui nous permet de récupérer la puissance électrique disponible au niveau du bobinage rotorique à travers les contacts glissants et de la réinjecter dans le réseau.

Le redresseur à MLI a le même principe de fonctionnement qu'un hacheur élévateur. La tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée, pour cela il faut régler cette tension de sortie suite à la nécessité de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence.

Ce type de convertisseur peut opérer en redresseur ou en onduleur. Quand le courant I_{ch} est positif (Opération redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus d'énergie à partir du réseau, le bloc de commande prend l'énergie d'alimentation en produisant des signaux appropriés à l'amorçage des transistors. De cette façon l'écoulement de courant du côté alternatif vers le côté continu, ainsi, la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand I_{ch} devient négatif (Opération Onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande la décharge du condensateur et renvoyé l'énergie vers le réseau [44].

L'avantage de la commande MLI ne s'arrête pas au contrôle de la puissance active, mais la puissance réactive également, permettant à ce type de convertisseur de corriger le facteur de

puissance du réseau. Ainsi, la commande MLI nous permet d'avoir une bonne qualité de signal (formes sinusoïdales), ramenant le contenu harmonique vers des fréquences élevées et par la suite la facilité de filtrage.

IV.4 Schéma de connexion du convertisseur au réseau électrique

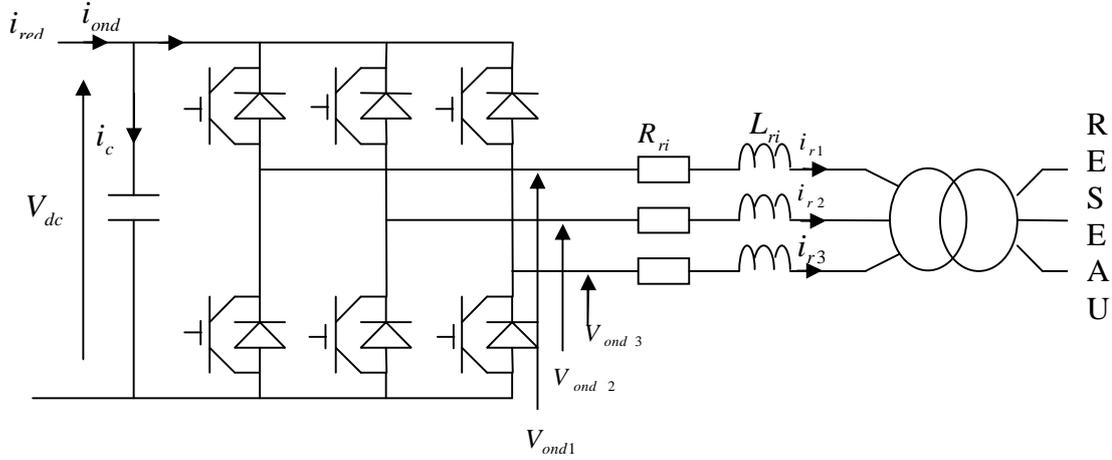


Fig.IV.2 Schéma de la liaison au réseau électrique via un convertisseur

Avec :

- V_{dc} : tension du bus continu ;
- i_c : courant traversant le condensateur ;
- i_{red} : courant de sortie du redresseur ;
- i_{ond} : courant ondulé ;
- R_{ri}, L_{ri} : résistance et inductance du filtre ;
- v_{ond} : avec $i = \{1,2,3\}$ sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur ;
- i_{r1}, i_{r2}, i_{r3} : sont les courants circulant dans le filtre et fourni au réseau.

Afin de générer un courant au réseau, il faut que la tension du bus continu (V_{dc}) soit supérieure à la valeur crête des tensions composée du côté du filtre, qui est ($\sqrt{6} * V_{reff}$) ; avec V_{eff} est la valeur efficace de la tension apparaissant du côté filtre. En appliquant la transformation de Park, ainsi la transformée de Laplace, on aura le modèle du filtre où on fait apparaître deux fonctions de transfert identiques [43] :

$$F(s) = \frac{i_{dr}(s)}{V_{ondd}(s)} = \frac{i_{qr}(s)}{V_{ondq}(s)} = \frac{1}{R_r + L_r \cdot s} \quad (IV.1)$$

Dans notre étude, le transformateur est modélisé par la fonction de transfert suivante :

$$F(s) = \frac{i_r}{i_{res}} = \frac{V_{res}}{V_{ond}} = m \quad (IV.2)$$

Avec :

- V_{ond} : tension au primaire du transformateur ;
- V_{res} : tension au secondaire du transformateur ;

- i_r : courant au primaire du transformateur ;
- i_{res} : courant au secondaire du transformateur.

IV.5 Contrôle du convertisseur côté réseau

Le convertisseur est situé entre le transformateur et le bus continu, la figure (IV.3) représente l'ensemble du modèle continu équivalent et de la commande de la liaison [43].

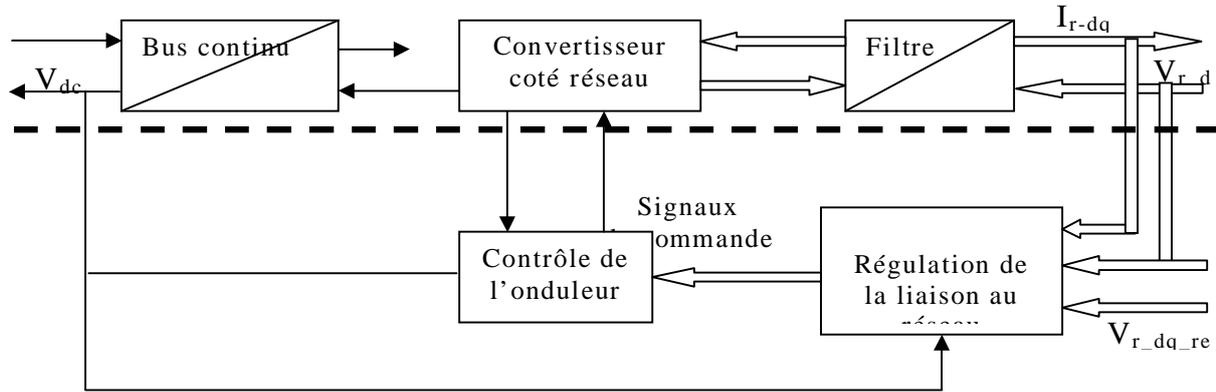


Fig.IV.3 Système de commande du convertisseur côté réseau.

L'objectif de ce convertisseur est de maintenir la tension du bus continu constante quelle que soit le sens de la puissance.

Le principe de fonctionnement de ce convertisseur consiste à mesurer la tension de bus continu et la comparée à une valeur de référence désirée. Après une correction par un régulateur PI (Proportionnel Intégral), on obtient la puissance active de référence qui va nous fixer par la suite la valeur efficace du courant de référence. La puissance réactive, on la maintient nulle ($Q_{r-ref} = 0$).

IV.5.1 Régulation de la tension du bus continu

Le réglage de la tension du bus continu est réalisé par une boucle externe. La transition de puissance permet d'imposer le courant capacitif au bus continu. Donc, la boucle de régulation externe permet de maintenir une tension constante au niveau du bus continu et de générer la référence du courant à injecter dans le condensateur (i_{cref}).

IV.5.2 Modélisation du bus continu

On obtient la tension du bus continu à partir de l'intégration du courant capacitif [34].

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (IV.3)$$

Le courant du condensateur est :

$$i_c = i_{red} - i_{ond} \quad (IV.4)$$

Avec :

- i_{red} : courant redressé ;

$-i_{ond} = i_{ch}$: courant de charge.

La tension de bus continu est modéliser par :

$$V_{dc} = \int \frac{dV_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \quad (IV.5)$$

Où :

$V_{dc}(t_0)$: est la valeur de la tension continue à l'instant initial.

IV.5.3 Contrôle des courants côté réseau

La figure (IV.4) montre le dispositif de commande des courants, dans le repère réel (a, b, c).

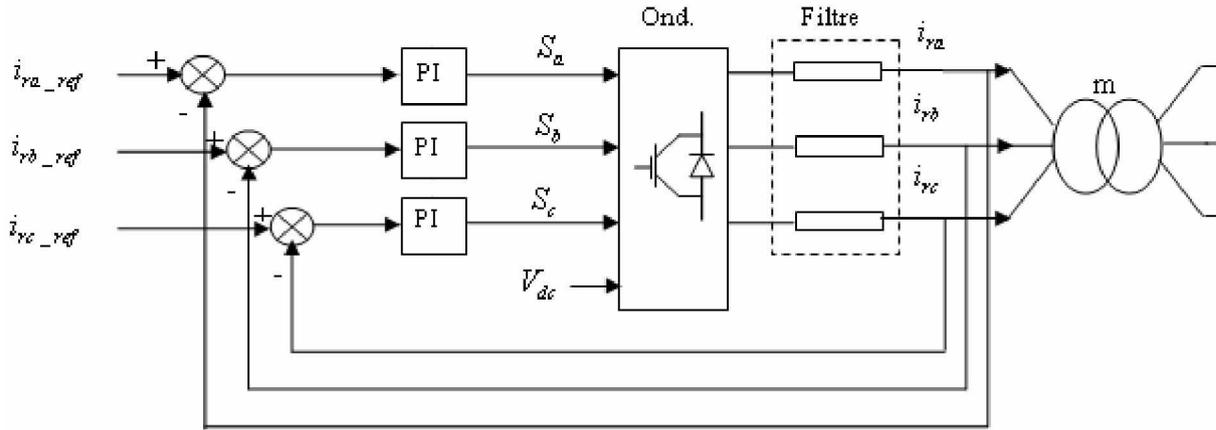


Fig.IV.4 Schéma de principe de contrôle des courants côté réseau

Ce dispositif de commande permet d'imposer égaux les courants transités à leurs références.

Les puissances active et réactive transités sont données comme suit [43] :

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} i_{dr} + V_{qr} i_{qr} \\ Q_r = V_{qr} i_{dr} - V_{dr} i_{qr} \end{cases} \quad (IV.6)$$

A partir de ces relations, une possibilité de réguler les courants du côté réseau est envisagée on imposant des références pour la puissance active P_{r-ref} et réactive Q_{r-ref} .

A partir du système d'équation précédent, on aura :

$$\begin{cases} V_{qr-mes} \cdot P_{r-ref} = V_{dr-mes} \cdot V_{qr-mes} \cdot i_{dr-ref} + V_{qr-mes}^2 \cdot i_{qr-ref} \\ V_{dr-mes} \cdot Q_{r-ref} = V_{qr-mes} \cdot V_{dr-mes} \cdot i_{dr-ref} - V_{dr-mes}^2 \cdot i_{qr-ref} \end{cases} \quad (IV.7)$$

$$\begin{cases} V_{dr-mes} \cdot P_{r-ref} = V_{dr-mes}^2 \cdot i_{dr-ref} + V_{dr-mes} \cdot V_{qr-mes} \cdot i_{qr-ref} \\ V_{qr-mes} \cdot Q_{r-ref} = V_{qr-mes}^2 \cdot i_{dr-ref} - V_{qr-mes} \cdot V_{dr-mes} \cdot i_{qr-ref} \end{cases} \quad (IV.8)$$

Ces deux systèmes d'équations nous permettent d'avoir les courants de référence à imposer qui sont donnés par le système (IV.9).

$$\begin{cases} i_{dr-ref} = \frac{P_{r-ref} \cdot V_{dr-mes} + Q_{r-ref} \cdot V_{qr-mes}}{V_{dr-mes}^2 + V_{qr-mes}^2} \\ i_{qr-ref} = \frac{P_{r-ref} \cdot V_{qr-mes} + Q_{r-ref} \cdot V_{dr-mes}}{V_{dr-mes}^2 + V_{qr-mes}^2} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Donc, le but du système de commande est d'obtenir au primaire du transformateur des courants identiques à ceux du réseau.

La représentation sous forme d'un schéma bloc du dispositif de commande est donnée sur la figure (IV.5).

IV.6 Résultats de simulation

Une fois que la modélisation de la liaison au réseau et le filtre intermédiaire ont été présentés, la commande vectorielle élaborée et appliquée dans le troisième chapitre, nous a permis de déterminer les signaux de commande du convertisseur du côté rotor, nous pouvons évaluer le comportement de la cascade basée sur une machine asynchrone à double alimentation et deux convertisseurs classiques à deux niveaux.

La puissance de la MADA est de 1,5MW, entraînée à une vitesse fixe. En réalisant aussi des échelons de puissance active et réactive dans les conditions suivantes :

-A $t=0,05s$, on applique un échelon de 800V pour la tension du bus continu. Au même instant, un échelon pour la puissance active est effectué (-1,5MW).

-L'échelon de la puissance réactive est maintenu nul.

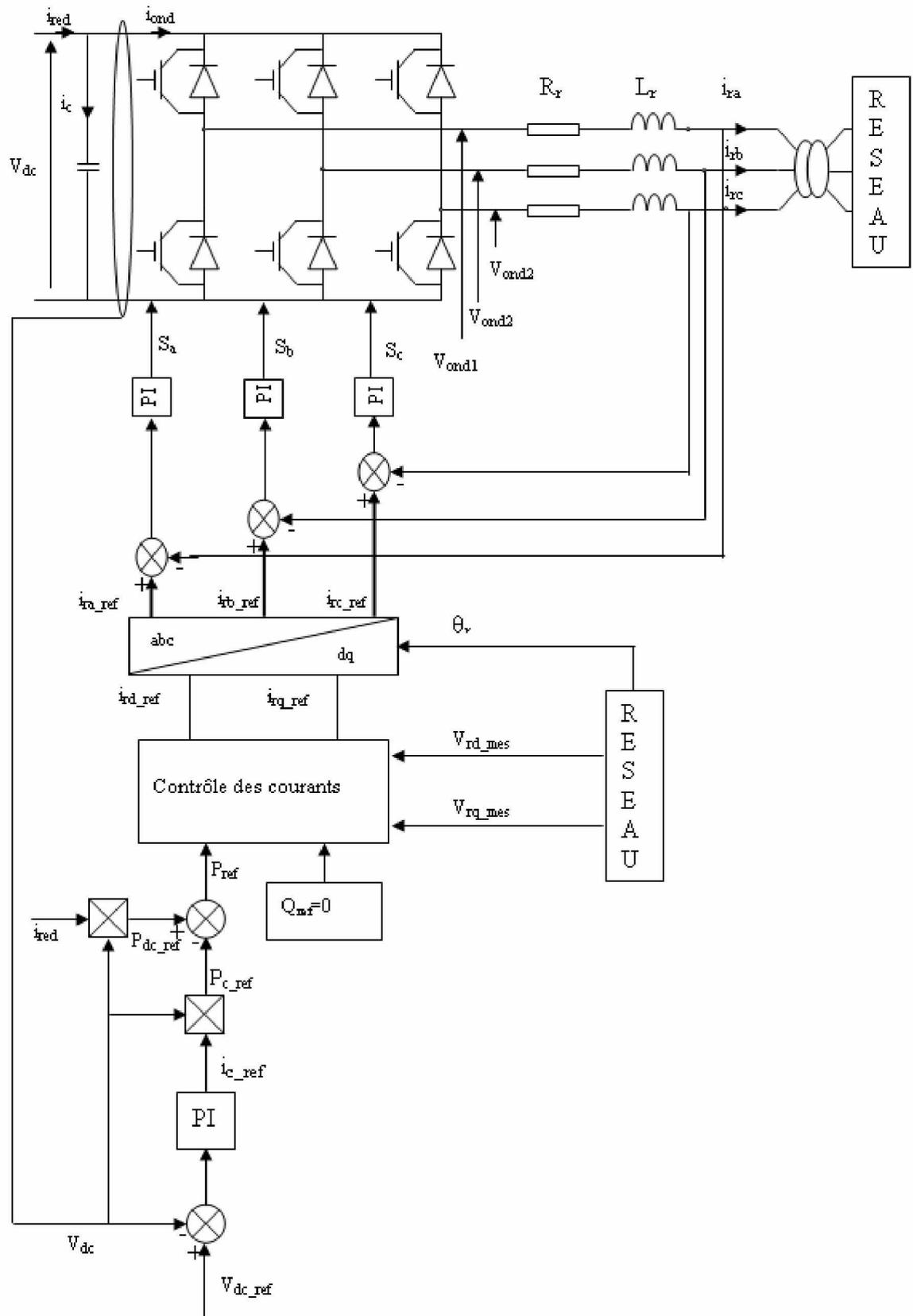


Fig.IV.5 Schéma globale du contrôle de la liaison au réseau

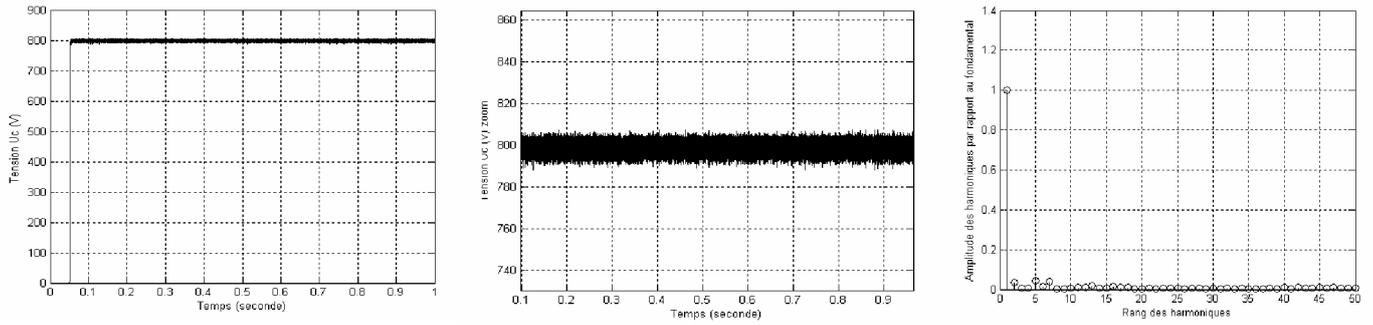


Fig.IV.6 La tension continue avec un zoom et le spectre harmonique du courant

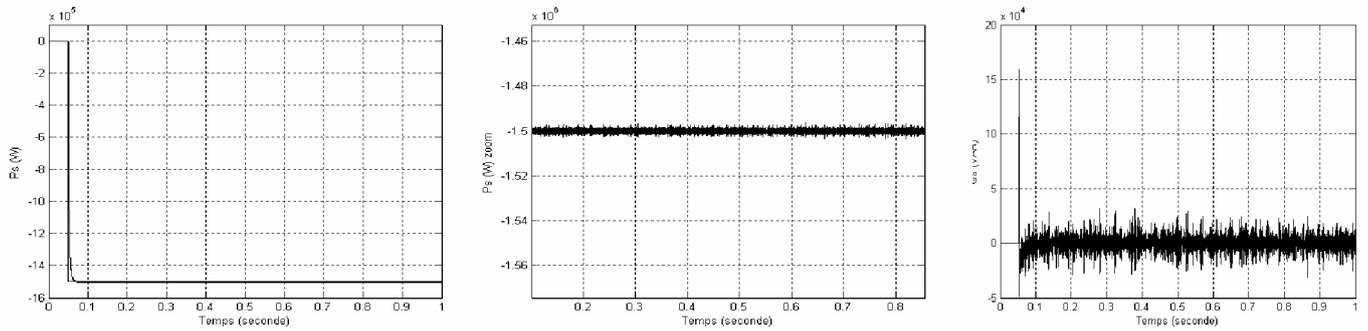


Fig.IV.7 La puissance active avec un zoom et la puissance réactive

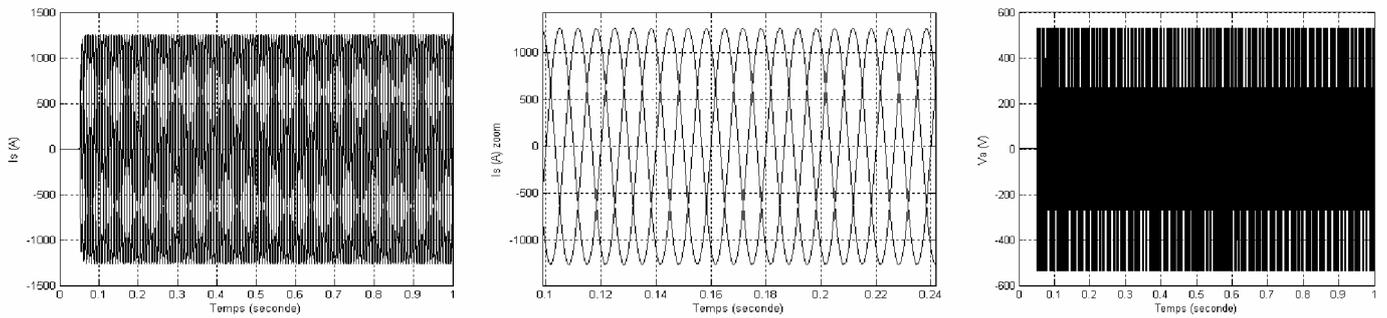


Fig.IV.8 Les courants statoriques avec leur zoom et la tension du côté réseau

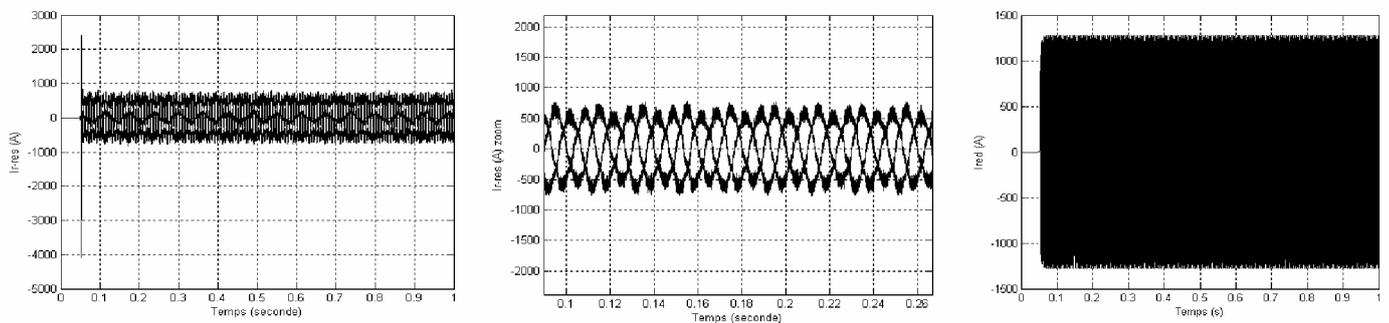


Fig.IV.9 Les courants générés par le convertisseurs côté réseau avec un zoom et le courant modulé

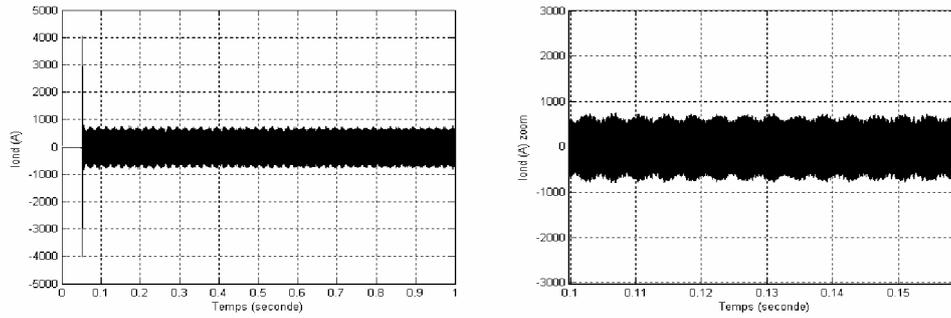


Fig.IV.10 Le courant ondulé par le convertisseur du côté rotor

Les figures ci dessus représentent les résultats obtenus de cascade basée sur deux convertisseurs à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo – sinusoïdale, et une Machine Asynchrone à Double Alimentation. La tension du bus continu suit bien sa référence qui est 800V. Les courants délivrés par le convertisseur côté réseau ont une forme quasi-sinusoïdale. Le spectre harmonique de i_s présente des harmoniques pairs et impairs d’amplitude pratiquement négligeables devant celle du fondamental. Les courants statoriques et les courants du côté rotor sont stables et similaires à ceux trouvés avec une alimentation continue parfaite. Un bon suivi de consigne pour les puissances active et réactive statoriques est constaté. La tension à la sortie du convertisseur côté réseau est à deux niveaux où son amplitude dépend de la valeur de la tension du bus continu.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l’étude d’une cascade basée sur deux convertisseurs MLI à deux niveaux (redresseur à deux niveaux et onduleur à deux niveaux) commandés par la stratégie triangulo - sinusoïdale associés à une machine asynchrone à double alimentation. La modélisation et l’application du redresseur à MLI nous a permis la régulation de la tension du bus continu qui est utilisée pour alimenter l’onduleur connecté au rotor de la MADA. Le système conçu avec cette cascade est le plus utilisé en pratique pour les petites puissances, mais pour les fortes puissances on le trouve pas intéressant à cause de leur limitation en fréquence, ainsi qu’en puissance.

Chapitre V:
Application des
convertisseurs multi niveaux
à la cascade basée sur la
MADA

Chapitre V : Application des convertisseurs multi niveaux à la cascade basée sur la MADA

V.1 Introduction

L'un des plus grands problèmes dans l'aspect de la qualité de puissance est le contenu harmonique dans les systèmes électriques. Les harmoniques de tension et celles du courant peuvent être générées soit du côté source ou du côté charge, les harmoniques générées par la charge sont causées par l'opération non linéaire des éléments constituant le système, incluant les convertisseurs de puissance ... etc[46]. Aussi, les harmoniques sont générées principalement par la source avec des formes d'onde de tension non sinusoïdale, ce qui implique des pertes de puissance.

En 1981, les premiers convertisseurs (onduleurs) ont été introduits par A.Nabae et H.Akagi [24] où l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par le convertisseur dans la charge.

Dans la suite de ce chapitre, on essaye d'appliquer les convertisseurs multi niveaux à des cascades basées sur la machine asynchrone à double alimentation.

V.2 Intérêt des convertisseurs multi niveaux

Les convertisseurs multi niveaux présentent quelques avantages [35] :

D'une part, les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé.

D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en MLI, le recours à ce type de convertisseur, associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques

En utilisant les convertisseurs multi niveaux, la fréquence de pulsation de chacun des interrupteurs est plus basse que la fréquence apparente de la tension appliquée à la charge.

L'attrait des convertisseurs multi niveaux est toutefois limité par quelques inconvénients : La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie [24].

V.3 Onduleur à cinq niveaux

V.3.1 Différentes structures d'onduleurs à cinq niveaux

Actuellement, l'industrie exige des équipements de puissance de plus en plus élevée, de l'ordre du mégawatt. L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-

conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis le développement de nouvelles structures de convertisseurs d'une grande performance par rapport aux structures classiques. Ils sont mieux adaptés aux applications de grande puissance par ce qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs. La première structure d'onduleurs multi niveaux à apparaître est le NPC (Neutral Point Clamping) à trois niveaux proposée par Nabae [50]. L'extension de cette topologie aux niveaux supérieurs, a permis l'apparition de différentes structures multi niveaux, on trouve :

- Des onduleurs multi niveaux à structure NPC [36], [5] ; qui seront étudiés dans la suite de ce travail ;
- Des onduleurs multi niveaux à cellules imbriquées [29] ;
- Des onduleurs multi niveaux à Diodes flottantes [29], [19] ;
- Des onduleurs multi niveaux unis en série (en cascade ou en H) [51], [17].

V.4 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

V.4.1 Structure de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

La figure (V.1) représente la structure d'un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping).

On représente chaque paire transistors (T_{ks}) – diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) comme il est montré sur la figure (V.2), dans le but de réduire le nombre de places du réseau de pétri correspondant [42].

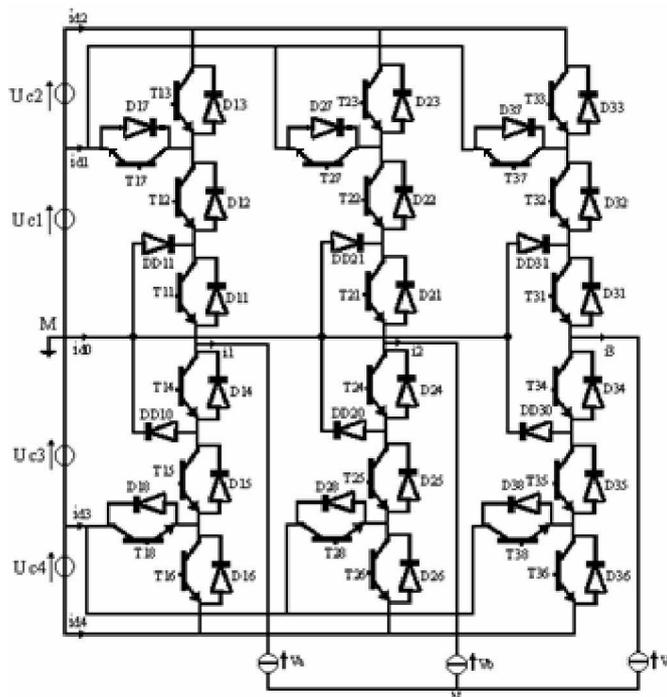


Fig.V.1 Onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC

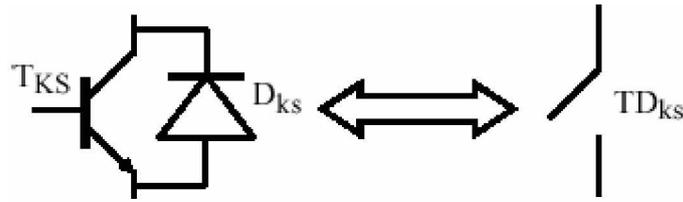


Fig.V.2 Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor - diode

V.4.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

Pour simplifier la modélisation, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans a priori sur la commande et on en déduira le modèle de la structure globale.

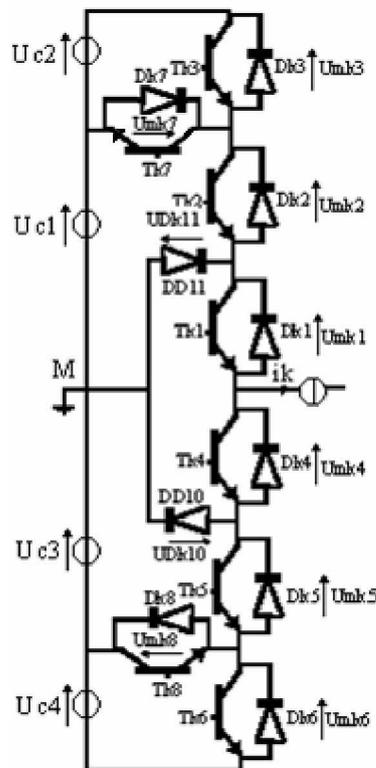


Fig.V.3 Un bras d'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

V.4.3 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

Sept configurations possibles pour un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Le tableau (V.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du noeud k du bras k).

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras dépendent :

- D'une commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel T_{ks}) ;

– Et d'autre part, d'une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

Configuration	grandeurs électriques
E_0	$i_k = 0$
E_1	$V_{km} = u_{c1} + u_{c2} = 2u_c$
E_2	$V_{km} = u_{c1} = u_c$
E_3	$V_{km} = 0$
E_4	$V_{km} = -u_{c3} = -u_c$
E_5	$V_{km} = -u_{c3} - u_{c4} = -2u_c$
E_6	$V_{km} = 0$

Tab.V.1 Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k

La figure (V.4) montre les différentes configurations.

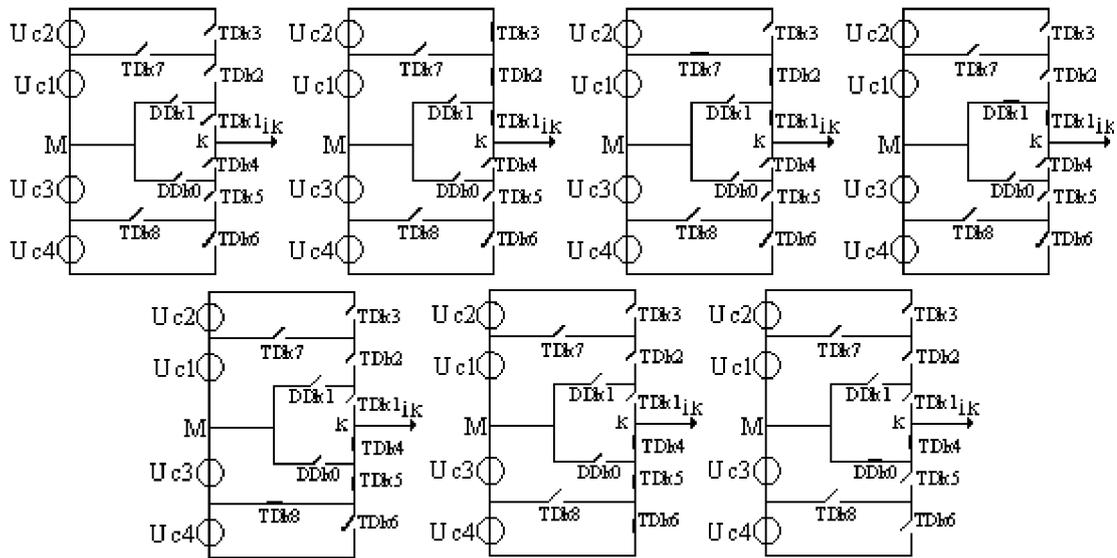


Fig.V.4 Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur : $E_0, E_1, E_2, E_3, E_4, E_5, E_6$

V.4.4 Cellule de commutation multi - tripôle

Elle est constituée de deux (02) interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources. La figure (V.5) illustre son schéma.

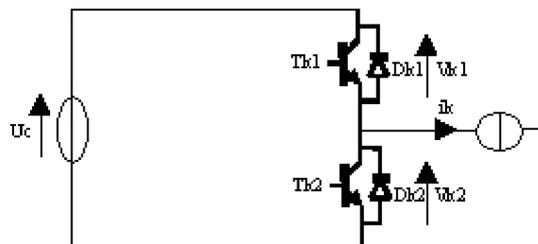


Fig.V.5 Cellule de commutation de type tripôle

Chaque bras k d'onduleur à cinq niveaux constitue une cellule de commutation multi tripôle [36], les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tri pôles.

V.5 Modélisation en vue de la commande

On considère que l'alimentation en tension de l'onduleur est parfaite. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par l'alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$) [42].

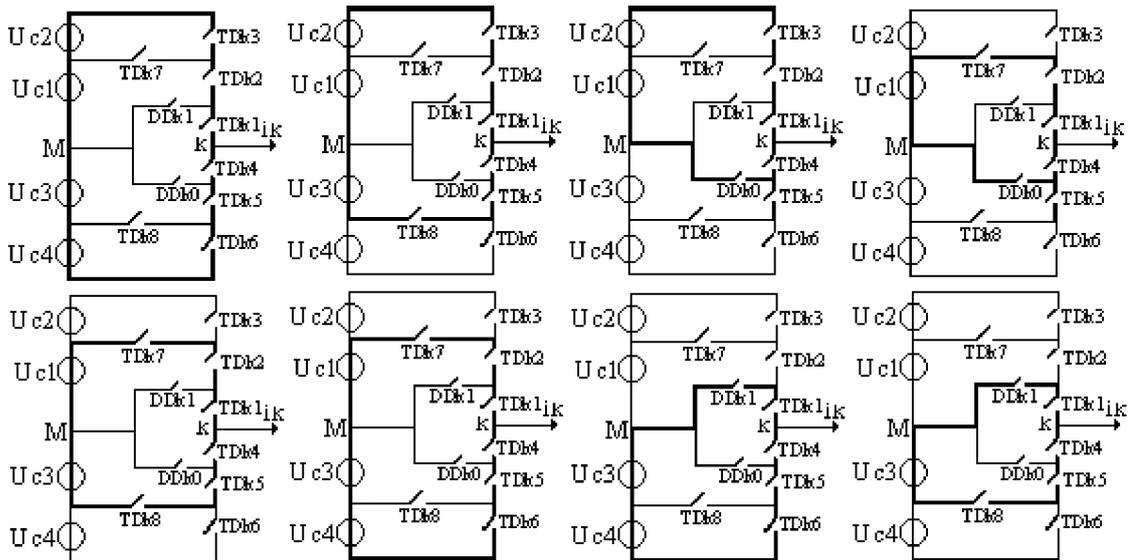


Fig.V.6 Les huit cellules tri pôles contenues dans la cellule multi tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

V.5.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus de la commande interne, nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée.

V.5.2 Fonction de connexion

Chaque interrupteur TD_{ks} introduit une fonction de connexion F_{ks} qui décrit son état ouvert ou fermé, tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

V.5.3 Fonction génératrice

La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{ks} sur une période de commutation T_c qui est

supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est donnée par l'expression suivante [36] :

$$F_{ksg} = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ksg}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \text{ \& } n \in \mathbf{N} \text{ et } T_c \rightarrow 0 \quad (\text{V.1})$$

V.5.4 Commande complémentaire

On adapte une commande complémentaire pour éviter les courts-circuits des sources de tension par conducteur de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandé. Plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, la commande optimale est définie comme suit [42] :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{V.2})$$

Avec B_{ks} , commande de base du transistor T_{ks} d'un bras k. Ainsi, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{V.3})$$

En plus, on définit une fonction de connexion du demi - bras, qu'on notera F_{km}^b avec :

k : numéro du bras;

$m = 1$ pour le demi-bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas.

Pour un bras k, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{V.4})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut ($TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}$) et F_{k0}^b au demi-bras du bas ($TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6}$).

V.5.5 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

On considère l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasé couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (\text{V.5})$$

Les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{c1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{c3} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{c1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U_{c3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{c1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{c3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras d'un onduleur triphasé à cinq niveaux sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36} \end{cases} \quad (\text{V.7})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} (1 - F_{13}) \\ F_{10}^b = F_{14} \cdot F_{15} (1 - F_{16}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} (1 - F_{23}) \\ F_{20}^b = F_{24} \cdot F_{25} (1 - F_{26}) \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} (1 - F_{33}) \\ F_{30}^b = F_{34} \cdot F_{35} (1 - F_{36}) \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

En introduisant ces fonctions dans le système des potentiels des noeuds, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{c1} + F_{11}^b(U_{c1} + U_{c2}) - F_{18}U_{c3} - F_{10}^b(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{c1} + F_{21}^b(U_{c1} + U_{c2}) - F_{28}U_{c3} - F_{20}^b(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{c1} + F_{31}^b(U_{c1} + U_{c2}) - F_{38}U_{c3} - F_{30}^b(U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad (\text{V.9})$$

Le système (V.9) peut s'écrire sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} \quad (\text{V.10})$$

Dans le cas où ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = U_c$), le système (V.10) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{V.11})$$

Les équations des mailles d'un systèmes composé de : source- onduleur-charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{V.12})$$

La relation (V.5) permet d'écrire :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{V.13})$$

On aura donc pour les tensions simples, le système (V.14).

En introduisant les relations du système (V.14) dans le système (V.11), on aura le système (V.15).

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{V.14})$$

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{V.15})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{V.16})$$

On aura aussi :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad (\text{V.17})$$

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, les courants d'entrée de l'onduleur peuvent être exprimés en fonction des courants de la charge $i_1, i_2, et i_3$ comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{V.18})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (V.18) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{V.19})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{V.20})$$

D'où le courant i_{d0} :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{V.21})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux le vecteur d'état est :
 $[U_{c1} \ U_{c2} \ U_{c1}' \ U_{c2}' \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$, et ses entrées internes sont
 $: [V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}]^T$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}]^T$

A- Relations de conversion

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.22})$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.23})$$

On appellera $[N(t)]$ donnée par (V.22) matrice de conversion simple.

- **Matrice de conversion simple**

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} & n_{13} & n_{14} & 0 & 0 & 0 \\ n_{21} & n_{22} & n_{23} & n_{24} & 0 & 0 & 0 \\ n_{31} & n_{32} & n_{33} & n_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & n_{85} & n_{86} & n_{87} \end{bmatrix} \quad (\text{V.24})$$

Avec :

$$n_{11} = \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)]$$

$$n_{12} = \frac{1}{3} (2F_{11}^B - F_{21}^B - F_{31}^B)$$

$$n_{13} = \frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)]$$

$$n_{14} = \frac{1}{3} (2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b)$$

$$n_{21} = \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) + 2(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)]$$

$$n_{22} = \frac{1}{3} (-F_{11}^B + 2F_{21}^B - F_{31}^B)$$

$$n_{23} = \frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) + 2(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)]$$

$$n_{24} = \frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b)$$

$$n_{31} = \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) + 2(F_{37} + F_{31}^b)]$$

$$n_{32} = \frac{1}{3} (-F_{11}^B - F_{21}^B + 2F_{31}^B)$$

$$n_{33} = \frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) + 2(F_{38} + F_{30}^b)]$$

$$n_{34} = \frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b)$$

$$n_{85} = 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)$$

$$n_{86} = 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)$$

$$n_{87} = 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)$$

• **Matrice de conversion composée**

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} & m_{14} & 0 & 0 & 0 \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} & m_{24} & 0 & 0 & 0 \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & m_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{85} & m_{86} & m_{87} \end{bmatrix} \quad (\text{V.25})$$

Avec :

$$m_{11} = (F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b)$$

$$m_{12} = (F_{11}^b - F_{21}^b)$$

$$m_{13} = -(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b)$$

$$m_{14} = -(F_{10}^b - F_{20}^b)$$

$$m_{21} = (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)$$

$$m_{22} = (F_{21}^b - F_{31}^b)$$

$$m_{23} = -(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)$$

$$m_{24} = -(F_{20}^b - F_{30}^b)$$

$$m_{31} = (F_{37} + F_{31}^b) - (F_{17} + F_{11}^b)$$

$$m_{32} = (F_{31}^b - F_{11}^b)$$

$$m_{33} = -(F_{38} + F_{30}^b) - (F_{18} + F_{10}^b)$$

$$m_{34} = -(F_{30}^b - F_{10}^b)$$

$$m_{85} = 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)$$

$$m_{86} = 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)$$

$$m_{87} = 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)$$

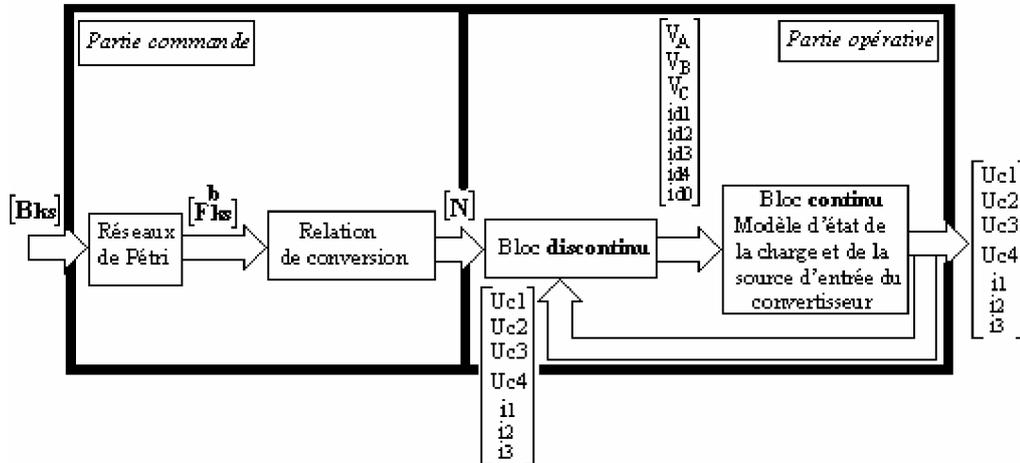


Fig.V.7 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

V.6 Relation de conversion composée

Cette relation est définie par (V.23) avec : $[M(t)]$ donnée par (V.25) est appelée matrice de conversion composée. La figure (V.7) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée, on distingue :

- La partie commande qui est représentée par le réseau de Pétri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (V.23).

- La partie opérative qui est constituée :
 - D'un bloc discontinu délivrant les entrée internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
 - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

V.7 Modèle de commande

Précédemment, on a présenté le modèle de connaissance globale. Il est bien adapté à la simulation, donc à la validation de la stratégie de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un calculateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice. Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers, qui définissent la période de commutation de l'onduleur, nous noterons cette période par T_e . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance [42].

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle T_e , les relations (V.22) et (V.23) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (V.26) et (V.27) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ sont respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.26})$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.27})$$

La figure (V.8) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

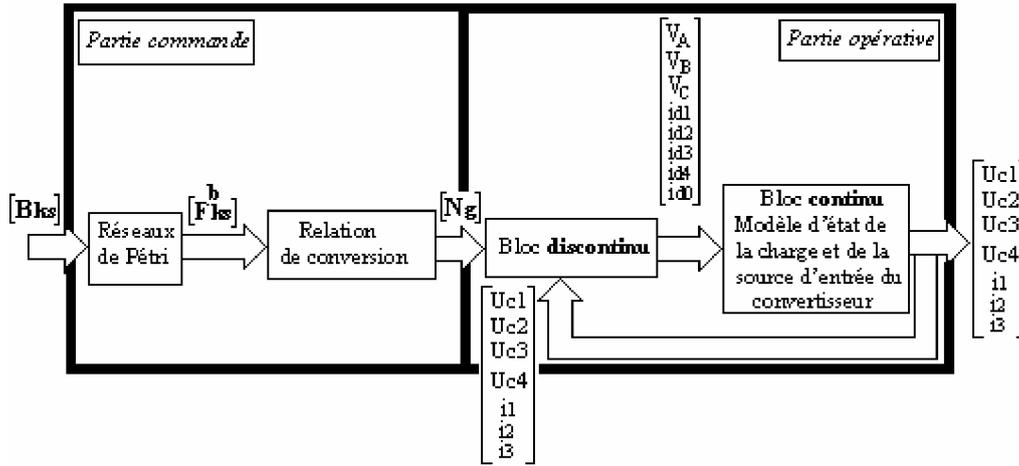


Fig.V.8 Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

- **Matrice génératrice de conversion simple**

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} n_{11g} & n_{12g} & n_{13g} & n_{14g} & 0 & 0 & 0 \\ n_{21g} & n_{22g} & n_{23g} & n_{24g} & 0 & 0 & 0 \\ n_{31g} & n_{32g} & n_{33g} & n_{34g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & n_{85g} & n_{86g} & n_{87g} \end{bmatrix} \quad (\text{V.28})$$

Avec :

$$n_{11g} = \frac{1}{3} [2(F_{17g} + F_{11g}^b) - (F_{27g} + F_{21g}^b) - (F_{37g} + F_{31g}^b)]$$

$$n_{12g} = \frac{1}{3} (2F_{11g}^B - F_{21g}^B - F_{31g}^B)$$

$$n_{13g} = \frac{1}{3} [2(F_{18g} + F_{10g}^b) - (F_{28g} + F_{20g}^b) - (F_{38g} + F_{30g}^b)]$$

$$n_{14g} = \frac{1}{3} (2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b)$$

$$n_{21g} = \frac{1}{3} [-(F_{17g} + F_{11g}^b) + 2(F_{27g} + F_{21g}^b) - (F_{37g} + F_{31g}^b)]$$

$$n_{22g} = \frac{1}{3} (-F_{11g}^B + 2F_{21g}^B - F_{31g}^B)$$

$$n_{23g} = \frac{1}{3} [-(F_{18g} + F_{10g}^b) + 2(F_{28g} + F_{20g}^b) - (F_{38g} + F_{30g}^b)]$$

$$n_{24g} = \frac{1}{3} (-F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b)$$

$$n_{31g} = \frac{1}{3} [-(F_{17g} + F_{11g}^b) - (F_{27g} + F_{21g}^b) + 2(F_{37g} + F_{31g}^b)]$$

$$n_{32g} = \frac{1}{3} (-F_{11g}^B - F_{21g}^B + 2F_{31g}^B)$$

$$n_{33g} = \frac{1}{3} [-(F_{18g} + F_{10g}^b) - (F_{28g} + F_{20g}^b) + 2(F_{38g} + F_{30g}^b)]$$

$$n_{34g} = \frac{1}{3} (-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b)$$

$$n_{85g} = 1 - (F_{17g} + F_{18g} + F_{11g}^b + F_{10g}^b)$$

$$n_{86g} = 1 - (F_{27g} + F_{28g} + F_{21g}^b + F_{20g}^b)$$

$$n_{87g} = 1 - (F_{37g} + F_{38g} + F_{31g}^b + F_{30g}^b)$$

• **Matrice génératrice de conversion composée**

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} m_{11g} & m_{12g} & m_{13g} & m_{14g} & 0 & 0 & 0 \\ m_{21g} & m_{22g} & m_{23g} & m_{24g} & 0 & 0 & 0 \\ m_{31g} & m_{32g} & m_{33g} & m_{34g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{85g} & m_{86g} & m_{87g} \end{bmatrix} \quad (V.29)$$

Avec :

$$m_{11g} = (F_{17g} + F_{11g}^b) - (F_{27g} + F_{21g}^b)$$

$$m_{12g} = (F_{11g}^b - F_{21g}^b)$$

$$m_{13g} = -(F_{18g} + F_{10g}^b) - (F_{28g} + F_{20g}^b)$$

$$m_{14g} = -(F_{10g}^b - F_{20g}^b)$$

$$m_{21g} = (F_{27g} + F_{21g}^b) - (F_{37g} + F_{31g}^b)$$

$$m_{22g} = (F_{21g}^b - F_{31g}^b)$$

$$m_{23g} = -(F_{28g} + F_{20g}^b) - (F_{38g} + F_{30g}^b)$$

$$m_{24g} = -(F_{20g}^b - F_{30g}^b)$$

$$m_{31g} = (F_{37g} + F_{31g}^b) - (F_{17g} + F_{11g}^b)$$

$$m_{32g} = (F_{31g}^b - F_{11g}^b)$$

$$m_{33g} = -(F_{38g} + F_{30g}^b) - (F_{18g} + F_{10g}^b)$$

$$m_{34g} = -(F_{30g}^b - F_{10g}^b)$$

$$m_{85g} = 1 - (F_{17g} + F_{18g} + F_{11g}^b + F_{10g}^b)$$

$$m_{86g} = 1 - (F_{27g} + F_{28g} + F_{21g}^b + F_{20g}^b)$$

$$m_{87g} = 1 - (F_{37g} + F_{38g} + F_{31g}^b + F_{30g}^b)$$

V.8 Stratégie de commande d'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

Plusieurs stratégies de commande sont applicables pour l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC :

- Commande par hystérésis en courant ;
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ;
- Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois ;
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

Pour notre application, on opte pour cette dernière qui présente un taux d'harmonique réduit.

V.8.1 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire. Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisant la modulation :

- Indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence

$$f \text{ de la référence } m = \frac{f_p}{f};$$

- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de tension r : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête U_{pm} de la porteuse: $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$.

Dans ce paragraphe, on présentera l'algorithme de commande par la stratégie triangulo - sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie.

• Algorithme

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, et afin d'améliorer le taux d'harmonique, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) déphasées d'un quart de période ($\frac{T_p}{4}$) l'une par rapport à l'autre (avec T_p : période de la porteuse).

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} (\frac{2t}{T_p} - 1); & 0 \leq t < T_p \end{cases}$$

$$U_{p2}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases}$$

$$U_{p3}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} \right); 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 2 \right); \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases}$$

$$U_{p4}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases}$$

Les tensions de référence pour la commande de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension équilibré sont :

$$\begin{cases} V_{ref1}(t) = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2}(t) = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3}(t) = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

- 1^{ère} étape

Détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases}$$

- 2^{ème} étape

Détermination du signal V_{km} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4}$$

$$\begin{cases} V_{km} = 2E \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1 \\ V_{km} = E \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0 \\ V_{km} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \\ V_{km} = -E \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1 \\ V_{km} = -2E \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \end{cases}$$

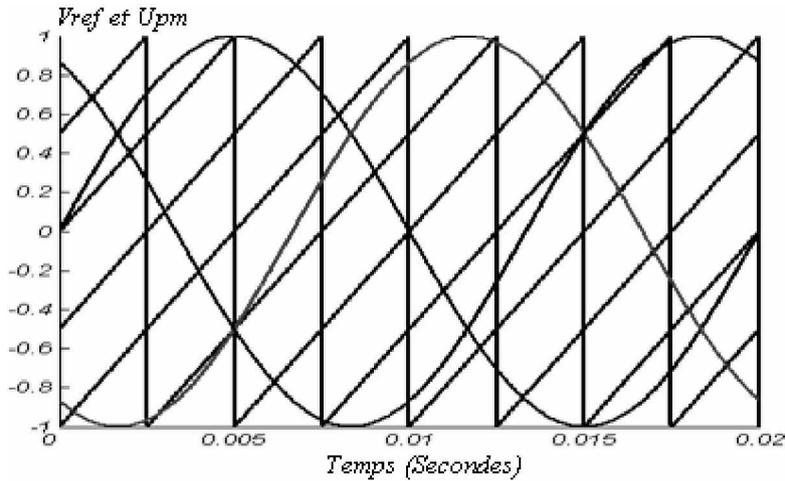


Fig.V.9 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

V.8.2 Application de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

Les figures (V.10), (V.11), et (V.12) représentent les résultats obtenus pour un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Les tensions continues alimentant l'onduleur sont : $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4} = 200V$.

L'onduleur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec $m=12$ et $r=0,8$. On constate que le courant à la sortie de l'onduleur à une forme sinusoidale. La première harmonique est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation nous a permis de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilité le filtrage. Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental : quand r augmente, le taux d'harmonique diminue. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} avec une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

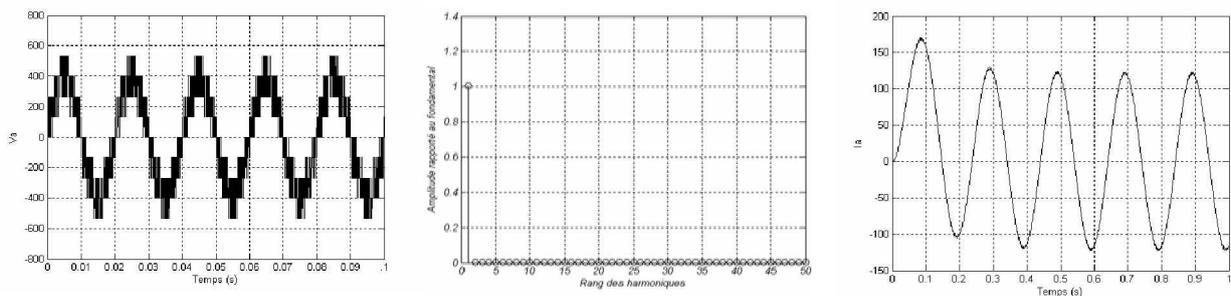


Fig.V.10 La tension triphasée, le spectre harmonique et le courant à la sortie de l'onduleur

$$(m = 12, r = 0,8)$$

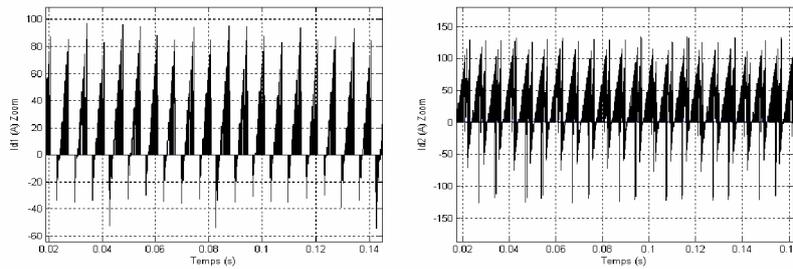


Fig.V.11 Les courants ondulés i_{d1} et i_{d2}

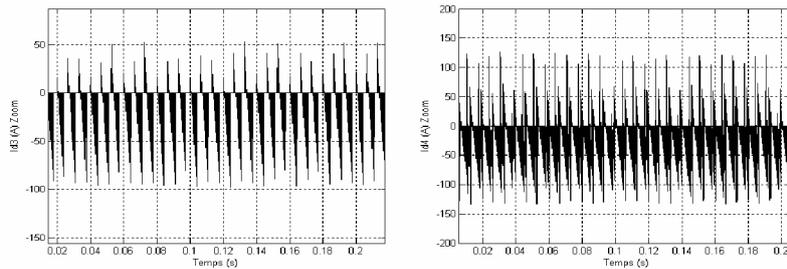


Fig.V.12 Les courants ondulés i_{d3} et i_{d4}

V.9 Redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC

V.9.1 Introduction

Dans la partie précédente, on a supposé une alimentation parfaite constante pour l'onduleur à cinq niveaux, ce qui n'est pas le cas dans la pratique où les tensions d'alimentation des onduleurs sont générées par un redresseur.

Plusieurs types de redresseurs ont été proposés par différents auteurs [36], [42], pour assurer l'alimentation réelle de l'onduleur. Parmi ces redresseurs, on distingue :

- Les redresseurs de tension monophasés ou triphasés ;
- Les redresseurs de courant à MLI monophasé ou triphasé multi niveaux (trois niveaux, cinq niveaux,...).

Dans ce mémoire, nous utiliserons au début un redresseur à trois (03) niveaux puis à cinq (05) niveaux. Dans la suite de ce chapitre, nous étudions la cascade : redresseur triphasé à trois niveaux onduleur triphasé à cinq niveaux puis, la cascade redresseur triphasé à cinq niveaux onduleurs triphasé à cinq niveaux, ces cascades constituent une alimentation réelle de la MADA. Pour se faire, nous présenterons d'abord le redresseur à trois niveaux à structure NPC et puis le redresseur à cinq niveaux à structure NPC. Ensuite, le modèle du filtre intermédiaire des cascades sera élaboré. A la fin, nous analyserons les performances de la commande vectorielle en puissance de la MADA dans les deux cas d'alimentation (pour les deux cascades).

V.9.2 Modélisation du redresseur à trois niveaux

La figure (V.13) montre la structure d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux à structure NPC qui est réversible par sa conception. Ceci lui permet de fonctionner aussi en onduleur à trois niveaux. Le rôle de ce redresseur est de générer une tension de sortie continue aux bornes des capacités à partir d'une source alternative triphasée.

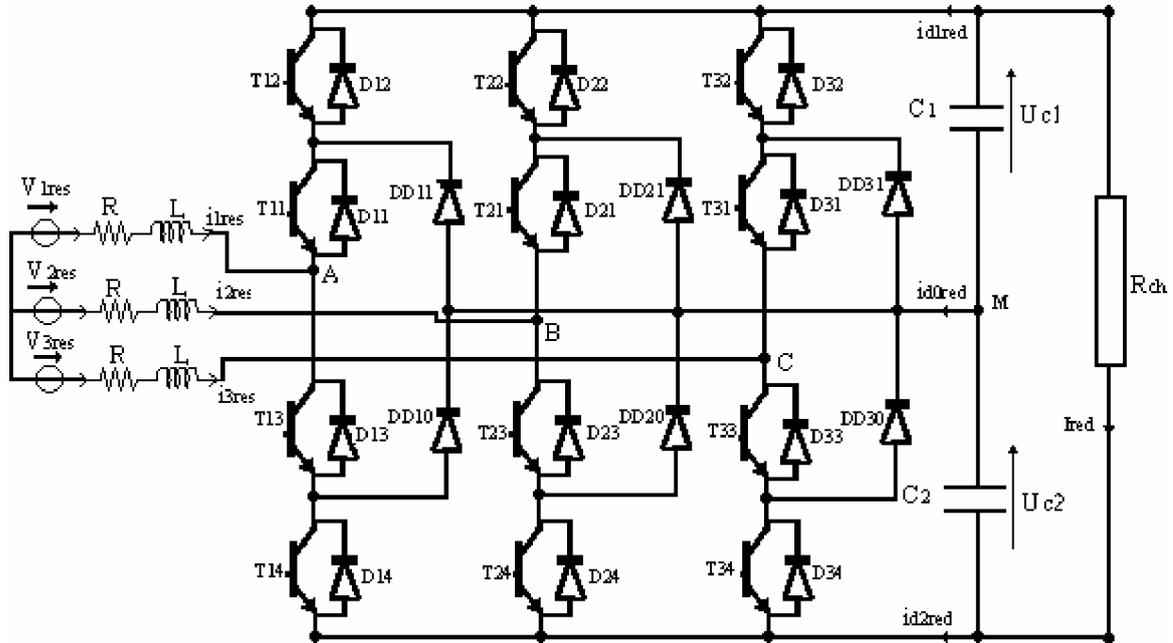


Fig.V.13 Redresseur de courant triphasé à trois niveaux à structure NPC

Cette structure utilise une tension alternative à l'entrée et deux capacités à la sortie. Le redresseur est de type MLI qui a pour but d'assurer la charge des deux capacités est d'avoir un courant à l'entrée sinusoïdale, et en phase avec la tension d'alimentation qui aura aussi une forme plus proche de la sinusoïde.

V.9.3 Fonctionnement d'un bras de redresseur à trois niveaux

La figure (V.14) représente la structure d'un bras de redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Le bras concerné est désigné par la lettre k . Les courants i_{d0} , i_{d1} et i_{d2} fixent le sens de transfert d'énergie de l'élément conducteur (transistor - Diode). Lorsque la source de tension est génératrice et la source de courant est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors. Lorsque la source de courant est génératrice et la source de tension est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les diodes.

La modélisation d'un redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC, est celle d'un onduleur triphasé à structure NPC tenant compte des conventions de fonctionnement en redresseur. En représentant chaque paire transistor - Diode par un interrupteur bidirectionnel (TD_{ki}), cinq configurations sont possibles, comme il est montré sur la figure (V.15).

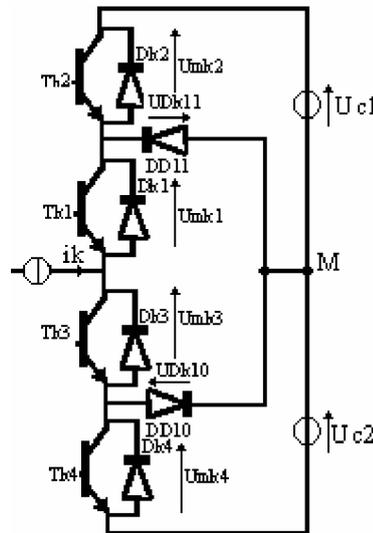


Fig.V.14 Un bras de redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC

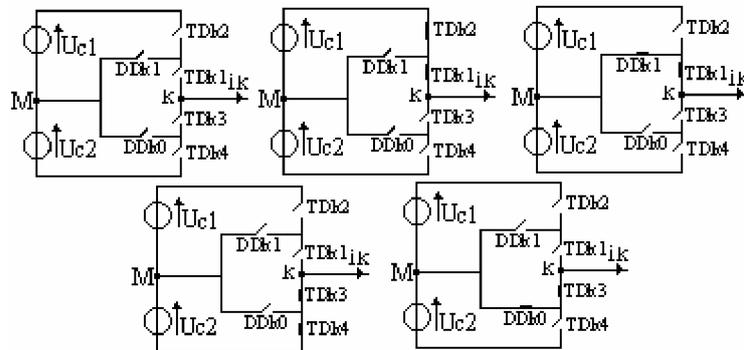


Fig.V.15 Les différentes configurations d'un bras de redresseur à trois niveaux

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau ci-dessous (Avec M origine des potentiels et V_{AM} le potentiel du noeud (a) du bras 1) :

Configuration	Tension V_{AM}
E_0	V_{AM} dépend de la charge ($i_k = 0$)
E_1	$V_{AM} = U_c$
E_2	$V_{AM} = 0$
E_3	$V_{AM} = -U_c$
E_4	$V_{AM} = 0$

Tableau.V.2 Grandeurs électriques caractérisant chacune des configurations.

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveaux limite la tension imposée à chaque interrupteur à U_c lorsqu'il est bloqué, alors que dans le cas de la structure classique, cette tension vaut la tension continue complète ($2 * U_c$). C'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance dans le cas des convertisseurs à trois et cinq niveaux. La structure à deux niveaux est obtenue en éliminant les diodes médianes. Ainsi, en fonctionnement en deux niveaux, on obtient jamais les configurations E2 et E4 [36].

V.9.4 Cellule de commutation multi - tripôles

Chaque bras de redresseur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi tripôles [36], les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner trois cellules tripôles représentées sur la figure (V.16).

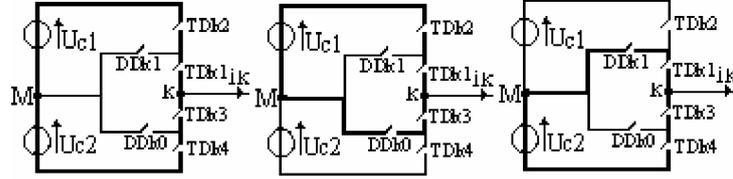


Fig.V.16 Les trois cellules tripôles contenues dans une cellule de commutation multi - tripôle

V.9.5 Modèle de connaissance de redresseur triphasé à trois niveaux

A- Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue du convertisseur [36], [42]. Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet au redresseur d'avoir deux tensions continues à sa sortie et une onde de tension d'entrée de trois niveaux, doit fonctionner en mode commandable.

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras. L'interrupteur TD_{k1} du bras k , par exemple, peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois autre interrupteurs du même bras : TD_{k2} , TD_{k3} , ou TD_{k4} [42]. Ainsi, on écrit :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k3} = \bar{B}_{k4} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k4} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{V.30})$$

B_{ki} étant la commande de base du transistor T_{ki} .

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable du convertisseur, on doit choisir la commande complémentaire qui permet d'obtenir les trois niveaux de tension désirés.

Il a été démontré [30], [42] que le cas définissant la commande permettant d'utiliser au mieux le convertisseur à trois niveaux est le dernier donné dans le système précédent (5.30), donc :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{V.31})$$

Ce cas permet d'avoir une seule situation inconnue pour la tension V_k . Le tableau (V.3), représente la table d'excitation correspondante.

T_{Dk1}	T_{Dk2}	T_{Dk3}	T_{Dk4}	V_k
0	0	1	1	$-U_c$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_c

Tableau.V.3 Table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée.

B- Fonction de connexion

B.1 Fonction de connexion F_{ki} d'un interrupteur

Elle définit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{ki} du bras k . Elle vaut 1 lorsque l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k , on aura :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (V.32)$$

B.2 Fonction de connexion d'un demi - bras F_{ki}^b

Elle est associée au demi - bras m avec $m = 1$ pour le demi - bras du haut et $m = 0$ pour le demi - bras du bas. Elle est définie comme suit [42] :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k4} F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} F_{k4} \end{cases} \quad (V.33)$$

B.3 Fonction de conversion

Les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, seront les mêmes pour un fonctionnement en redresseur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M et sont donnés comme suit [30] :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} U_{c2} \end{cases} \quad (V.34)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi - bras, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} \end{cases} \quad (V.35)$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (V.36)$$

En utilisant la relation (V.35), on aura :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{V.37})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{V.38})$$

Les tensions simples sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{V.39})$$

Les courants de sortie i_{red1} et i_{red2} du redresseur triphasé à trois niveaux s'écrivent en fonction des courants du réseau en utilisant les fonctions de connexion des demi - bras comme suit :

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{red2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{V.40})$$

Le courant i_{red0} est lié aux courants du réseau par la relation suivante :

$$i_{red0} = F_{11} F_{13} i_1 + F_{21} F_{23} i_2 + F_{31} F_{33} i_3 \quad (\text{V.41})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi - bras, i_{red0} s'écrit sous la forme suivante :

$$i_{red0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (\text{V.42})$$

- **Matrice de conversion simple**

On a :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{red1} \\ i_{red2} \\ i_{red0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.43})$$

Avec $[N(t)]$ définie, en utilisant la fonction de connexion des demi-bras comme suit :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b & -F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b} & \frac{3}{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (V.44)$$

- **Matrice de conversion simple**

On parle de la matrice de conversion composée, lorsqu'on utilise les tensions composées, on écrit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (V.45)$$

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & (F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & (F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & (F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (V.46)$$

Après avoir défini les matrices de conversion $[N(t)]$ et $[M(t)]$, on peut présenter le modèle de connaissance global du redresseur triphasé à trois niveaux associé à sa source et sa charge.

Dans ce modèle, on distingue :

- La partie commande qui génère la matrice de conversion représentée par les équations qui définissent le fonctionnement de redresseur triphasé en mode commandable.
- La partie opérative qui est constituée de :
 - Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et la matrice de conversion.
 - Un bloc continu représentant le modèle de la charge de redresseur et de la source de tension d'entrée.

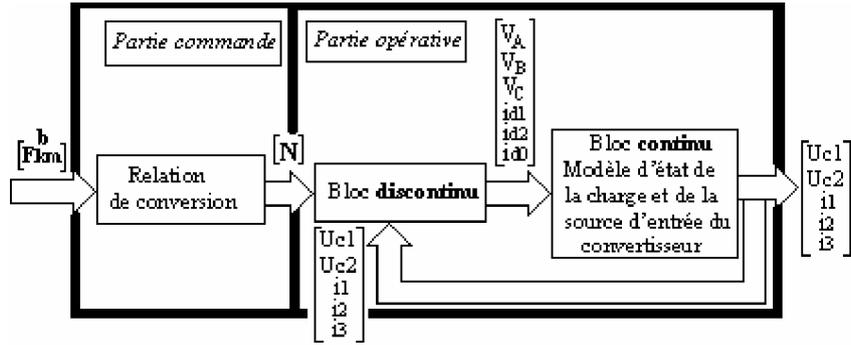


Fig.V.17 Modèle de connaissance de redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC

V.9.6 Modèle de commande de redresseur triphasé à trois niveaux

Le modèle de connaissance de redresseur représenté à la figure (V.17) est bien adapté à la simulation et donc à la validation des stratégies de commande. Afin de pouvoir effectuer la synthèse de l'algorithme de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [36]. Pour cela, on a besoin d'introduire la notion de fonction génératrice.

La fonction génératrice X_g d'une fonction X est sa valeur moyenne sur une période T_e . Ainsi, on définit la fonction génératrice de connexion F_{kmg}^b comme la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{km}^b de connexion sur une période de commutation T_e supposée infiniment petite [42].

On écrit :

$$F_{kmg}^b(t) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(1+k)T_e} F_{km}^b(\tau) d\tau \quad (\text{V.47})$$

k : entier naturel et $0 \leq F_{kmg}^b \leq 1$.

On peut aussi définir les matrices génératrices de conversion simple et composée :

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(1+k)T_e} [N_g(t)] d\tau \quad (\text{V.48})$$

$$[M_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(1+k)T_e} [M_g(t)] d\tau \quad (\text{V.49})$$

En utilisant ces fonctions génératrices, les relations de conversion deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{red1} \\ i_{red2} \\ i_{red0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{V.50})$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & \frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b & -F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{3} & \frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (V.51)$$

Pour la fonction génératrice de conversion composée, on aura :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (V.52)$$

Avec :

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & (F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31g}^b - F_{11g}^b) & (F_{30g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (V.53)$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de remplacer le bloc discontinu de la partie opérative par un bloc continu. Ainsi, on peut définir un modèle de commande du redresseur aux sens des valeurs moyennes.

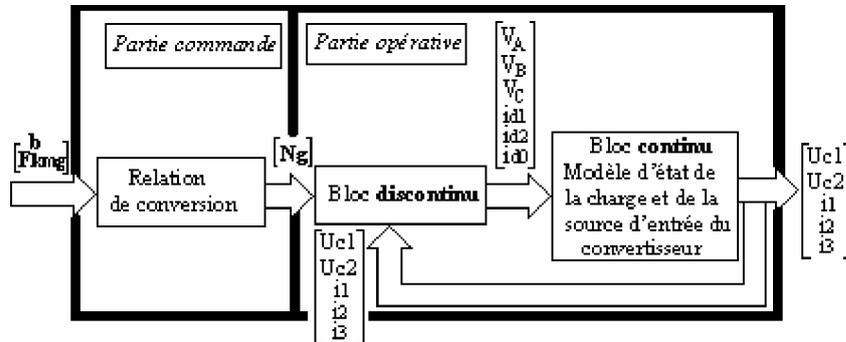


Fig.V.18 Modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux à structure NPC

V.9.7 Stratégie de commande de redresseur triphasé à trois niveaux

Après avoir modéliser le redresseur, on doit s'intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de ce redresseur sont élaborés pour avoir les trois niveaux de tension désirés.

Vu les progrès effectués dans les semi-conducteurs qui sont commandables à l'amorçage et au blocage, et afin d'avoir une tension la plus sinusoïdale possible, on utilise généralement la commande à MLI. Chaque alternance de la tension d'entrée est formée de plusieurs créneaux de largeurs différentes [18].

1- Commande par hystérésis en courant

Dans certaines applications la commande en courant est préférée. On peut la réaliser au moyen de régulateurs linéaires classiques ou à hystérésis [20].

1. a Principe de commande

Le Principe de la stratégie d'hystérésis en courant est de comparer le courant réel à un courant de référence. Ce dernier est imposé avec deux degrés de liberté : l'amplitude et la fréquence. L'ondulation du courant réel est imposée par un paramètre représentant la largeur de la bande d'hystérésis. La commande des interrupteurs est déduite à partir de l'écart entre ces deux courants.

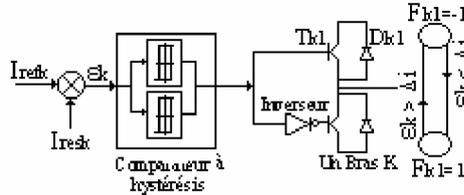


Fig.V.19 Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant

Les courants de référence qu'on veut fixer dans les lignes du réseau sont définis par le système ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{1res} = \sqrt{2} I_{eff} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{2res} = \sqrt{2} I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{3res} = \sqrt{2} I_{eff} \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (V.54)$$

La valeur efficace I_{eff} des courants de référence, qu'on doit imposer, doit être issu à partir de la loi de conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur (réseau - charge).

1. b Algorithme de commande

Pour un bras k , l'algorithme de commande par la stratégie d'hystérésis pour un redresseur à trois niveaux se résume comme suit :

$$\begin{cases} (\varepsilon_K \geq \Delta i) \& (\varepsilon_K \leq 2 \Delta i) \text{ or } (\varepsilon_K \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_K \geq -2 \Delta i) \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (1,0) \\ (\varepsilon_K > 2 \Delta i) \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (0,0) \\ (\varepsilon_K \leq -2 \Delta i) \Rightarrow (B_{K1}, B_{K2}) = (1,1) \end{cases}$$

Avec :

$$\varepsilon_K = i_{refk} - i_k \text{ et } (B_{K1}, B_{K2}) = (\bar{B}_{K4}, \bar{B}_{K3})$$

Dans le cas d'une charge résistive, et le redresseur étant supposé sans pertes, on aura [42] :

$$V_{1res}i_{1res} + V_{2res}i_{2res} + V_{3res}i_{3res} = (U_{c1} + U_{c2})I_{red} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} \quad (V.55)$$

$$\Leftrightarrow 3V_e I_e \cos\varphi + 3RI_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} \quad (V.56)$$

Avec :

- V_e : valeur efficace des tensions du réseau ;
- I_e : valeur efficace des courants du réseau.

Pour un fonctionnement à facteur de puissance $\cos\varphi$ unitaire et en négligeant les pertes joules dans le réseau, on aura :

$$I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{3V_e R_{ch}} \quad (V.57)$$

1. c Commandabilité du redresseur

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale U_c que doit prendre chacune des deux tensions U_{c1}, U_{c2} doit être supérieure à la valeur maximale V_{\max} de la tension du réseau. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire [42].

V.9.8 Application et résultats de simulation

Les résultats obtenus sont illustrés ci dessous, pour un redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis ($\Delta i = 0,05 A$).

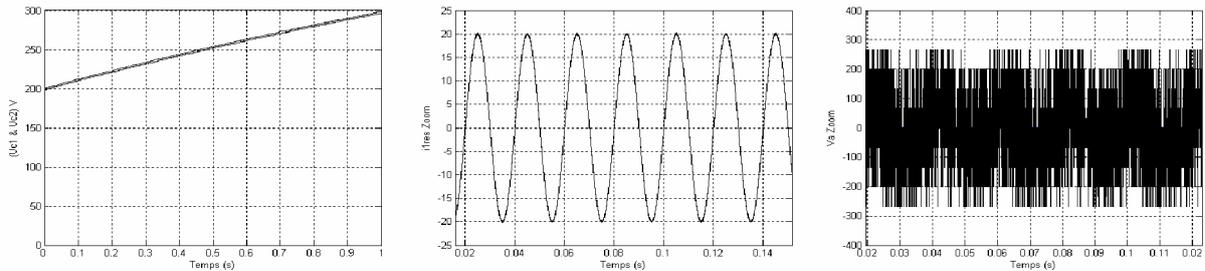


Fig.V.20 Les tensions U_{c1} et U_{c2} , le courant de réseau et la tension d'entrée pour un redresseur à trois niveaux, avec ($\Delta i = 0,05 A$)

On constate que les tensions U_{c1} et U_{c2} sont très proches, elles atteignent leur valeur qui assure l'équilibre des puissances en un temps d'autant plus court que la capacité est de faible valeur. Le courant I_{red1} a une valeur moyenne positive. Le courant I_{red2} présente une allure opposée à celle de I_{red1} . Ceci est nécessaire pour que le courant I_{red0} ait une valeur moyenne nulle, comme il est illustré sur la figure (V.21). Le courant d'entrée d'une phase du redresseur a une forme sinusoïdale et suit sa référence d'amplitude 20A.

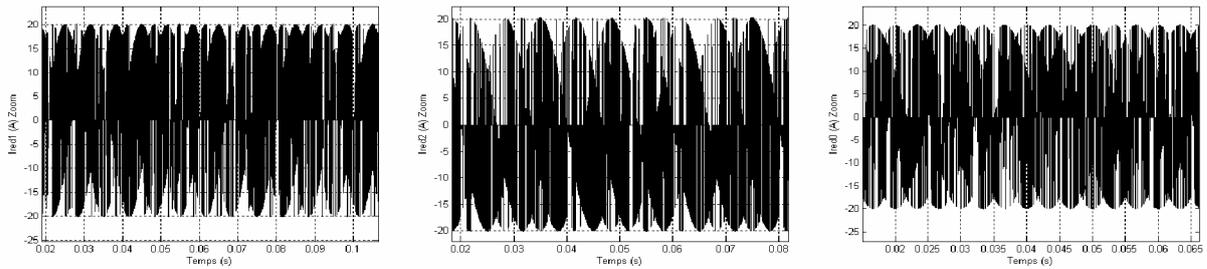


Fig.V.21 Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} et I_{red0} obtenus par un redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive

V.10 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

Dans cette partie, on présentera une cascade ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. L'entrée de cette cascade est un redresseur de courant à MLI à deux niveaux. La figure (V.22) montre la structure de cette cascade.

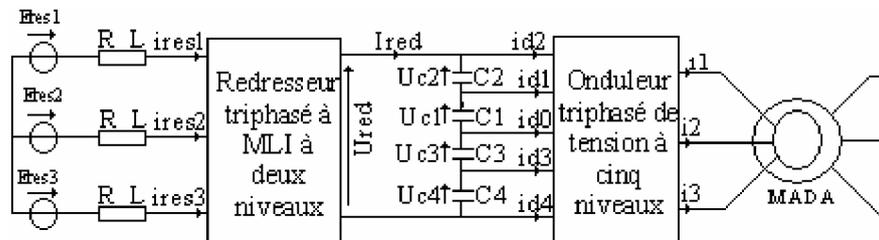


Fig.V.22 Structure de la cascade : Redresseur de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.10.1 Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux

La structure du redresseur est celle de la figure (V.23).

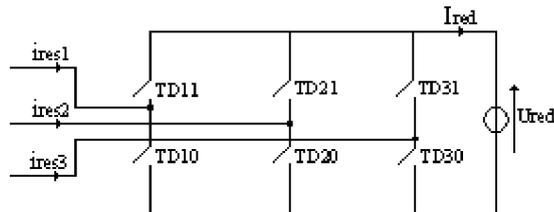


Fig.V.23 Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{11} = \overline{B}_{10} \\ B_{21} = \overline{B}_{20} \\ B_{31} = \overline{B}_{30} \end{cases} \quad (V.58)$$

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_{red}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (V.59)$$

Avec F_{ki} : fonction de connexion de l'interrupteur TD_{ki} . Le courant de sortie du redresseur en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, est donné par :

$$I_{red} = F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3} \quad (V.60)$$

V.10.2 Stratégie de commande du redresseur de courant à deux niveaux

Pour avoir un courant le plus sinusoïdale possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné ci-dessous [42], [47], [10].



Fig.V.24 Principe de contrôle par hystérésis

$$\begin{cases} Si \epsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{ki} = 0 \\ Si \epsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{ki} = 1 \\ \epsilon_{ki} = i_{resk} - i_{refk} \end{cases} \quad (V.61)$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

$$\begin{cases} i_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{ref3} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (V.62)$$

V.10.3 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre est donnée sur la figure (V.25)

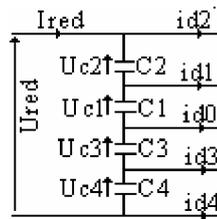


Fig.V.25 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.63)$$

V.10.4 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

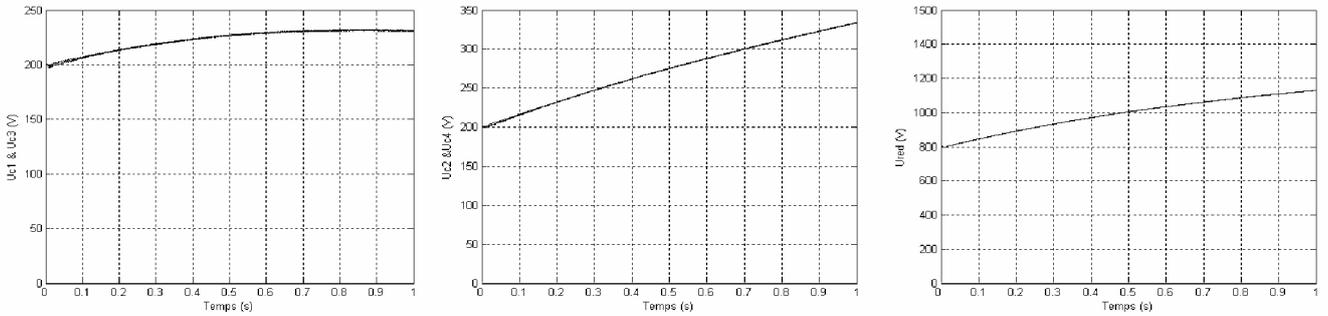


Fig.V.26 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

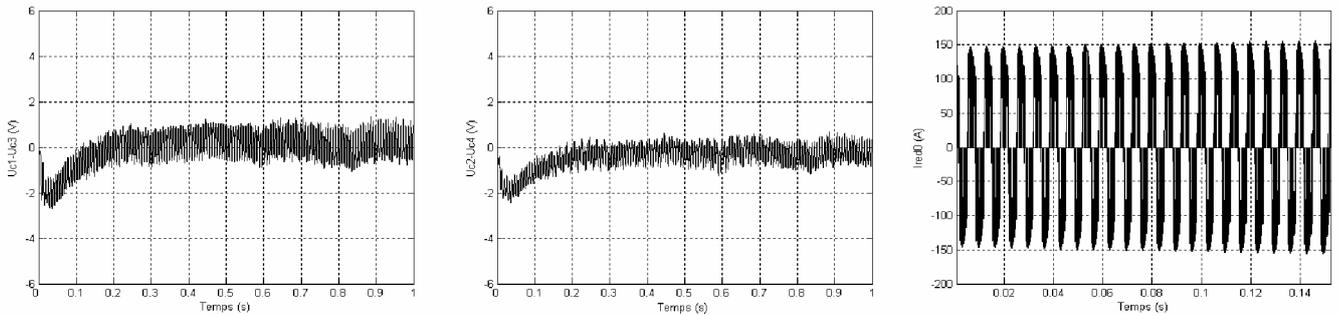


Fig.V.27 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

Nous remarquons que le courant du réseau prend une forme sinusoïdale et suit bien sa référence. La fréquence des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} . On constate aussi l'instabilité de la tension redressée U_{red} du redresseur de courant à deux niveaux, ainsi que les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}) alimentant l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

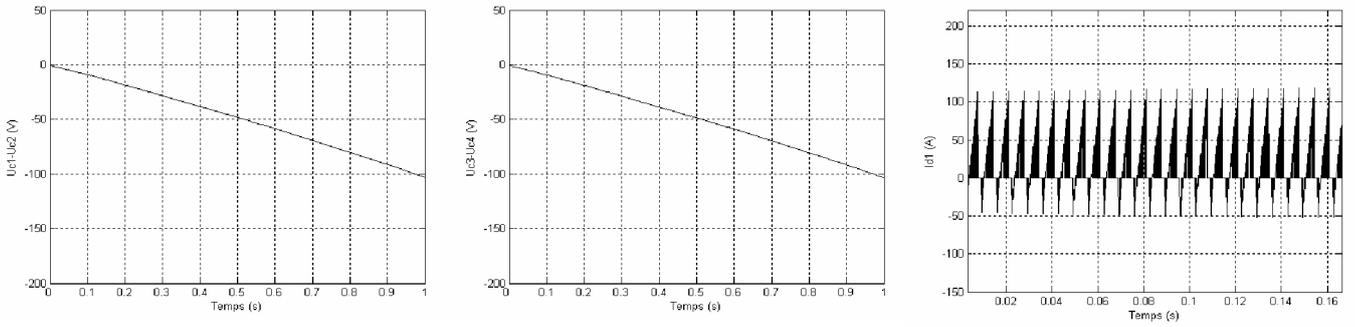


Fig.V.28 Les différences $(U_{c1} - U_{c2})$, $(U_{c3} - U_{c4})$ et le courant i_{d1}

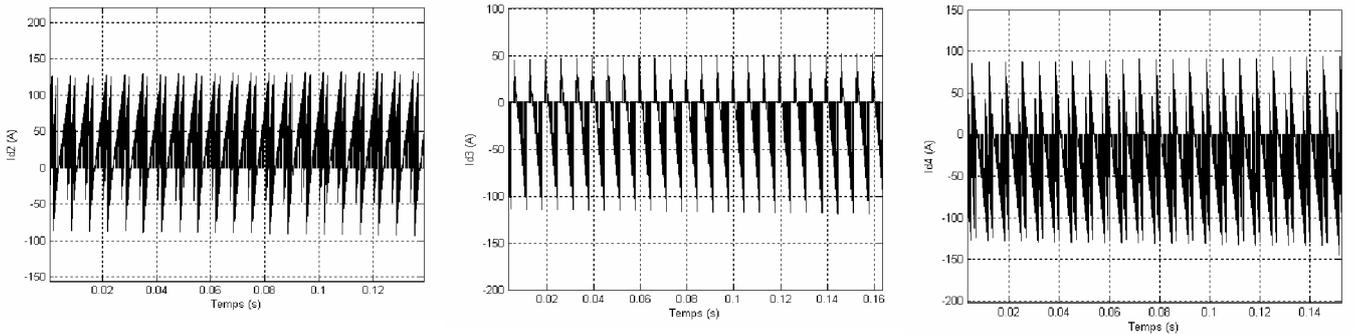


Fig.V.29 Les courants i_{d2} , i_{d3} et i_{d4}

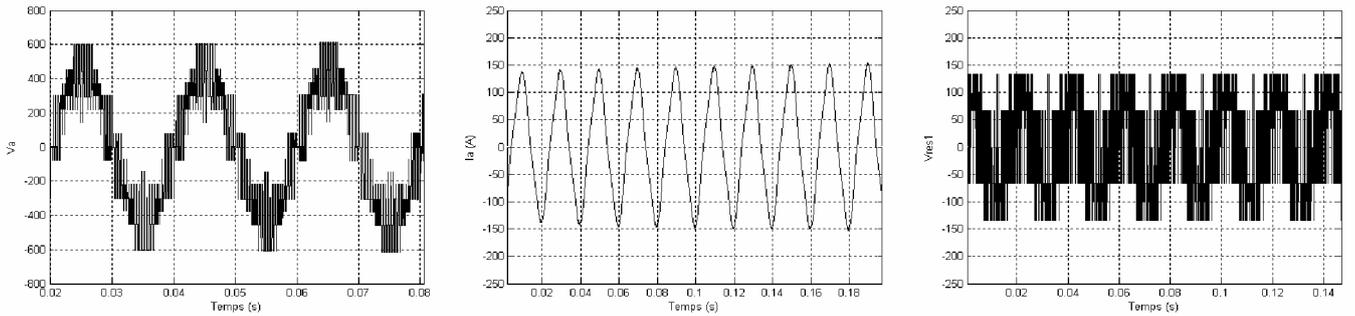


Fig.V.30 La tension V_a , le courant I_a et la tension du réseau

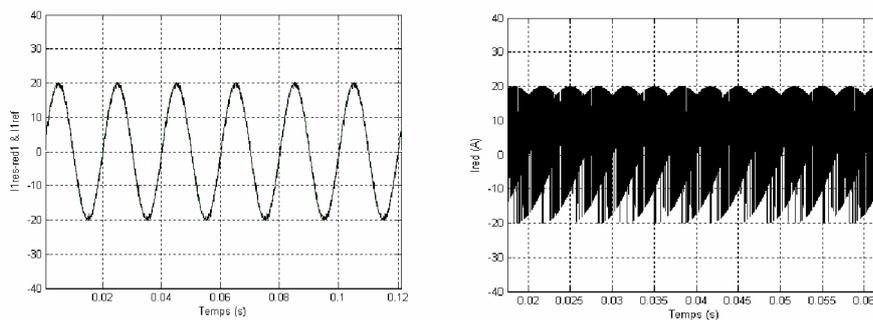


Fig.V.31 Les courants i_{res} et I_{ref}

Les différences $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ sont pratiquement nulles et les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$ restent croissantes. Cela peut être justifié par le principe de la conservation de la puissance [42] : si la puissance demandée par la charge est inférieure à celle fournie par le réseau,

la différence sera stockée dans les condensateurs sous forme de tension $W_c = \frac{1}{2}CU_c^2$. La tension de sortie de l'onduleur et celle du réseau a été présentée.

V.11 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

Une autre structure d'une cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux pour générer les tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux peut être envisagée, comme elle est montrée sur la figure (V.32).

N.B : Les redresseurs utilisés dans cette cascade sont identiques à celui donné précédemment.

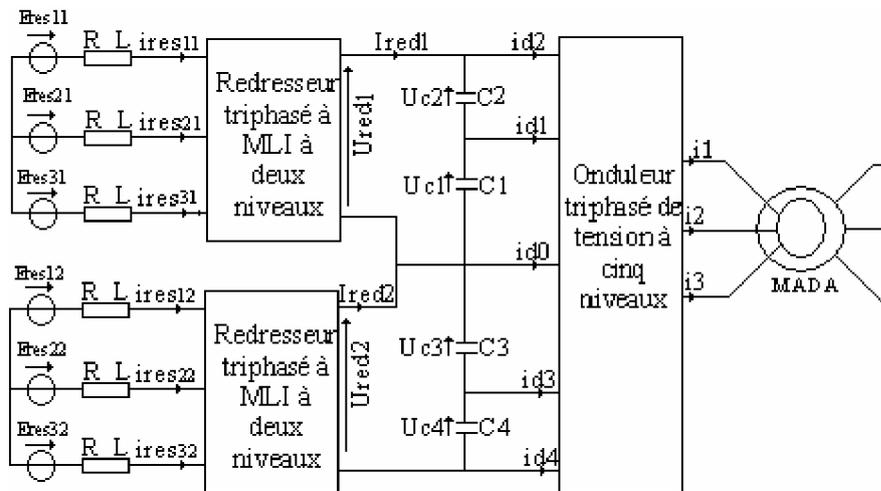


Fig.V.32 Structure de la cascade : Deux redresseurs de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.11.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Le filtre intermédiaire correspondant est montré sur la figure (V.33).

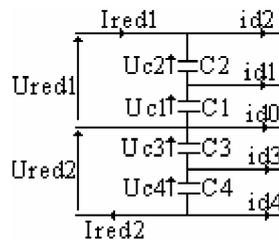


Fig.V.33 Filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système (V.64).

V.11.2 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant.

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.64)$$

La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

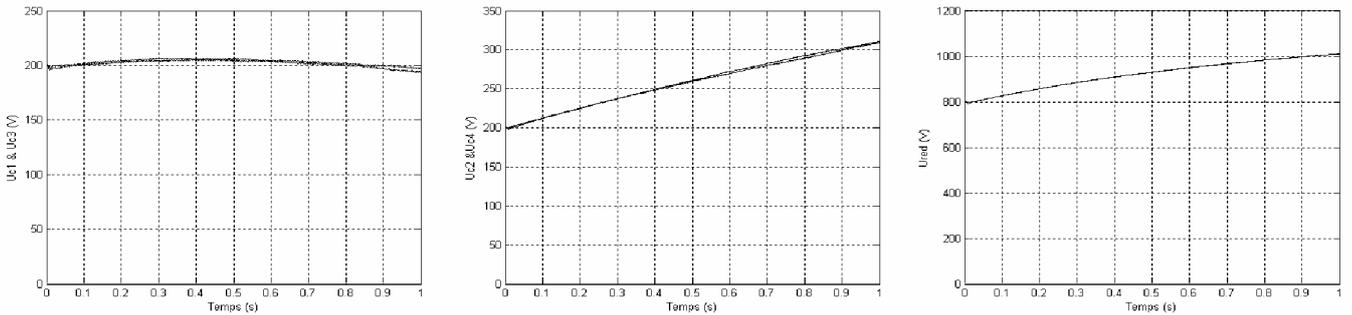


Fig.V.34 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

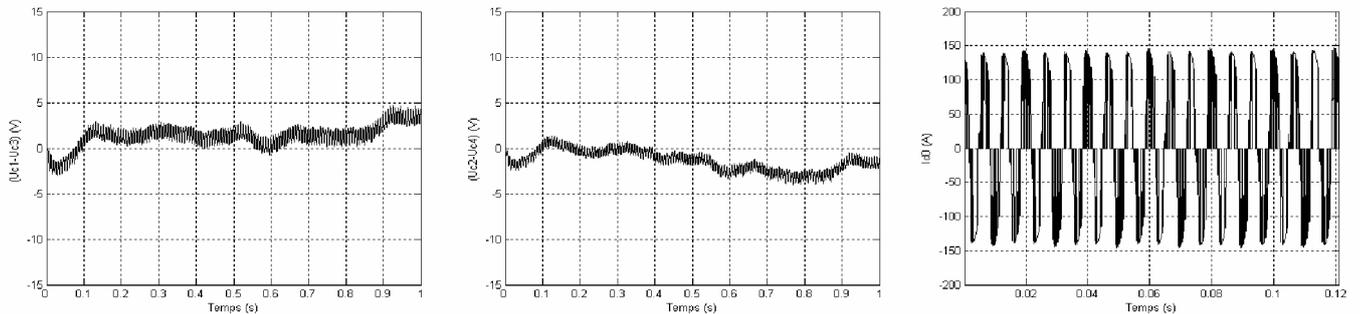


Fig.V.35 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

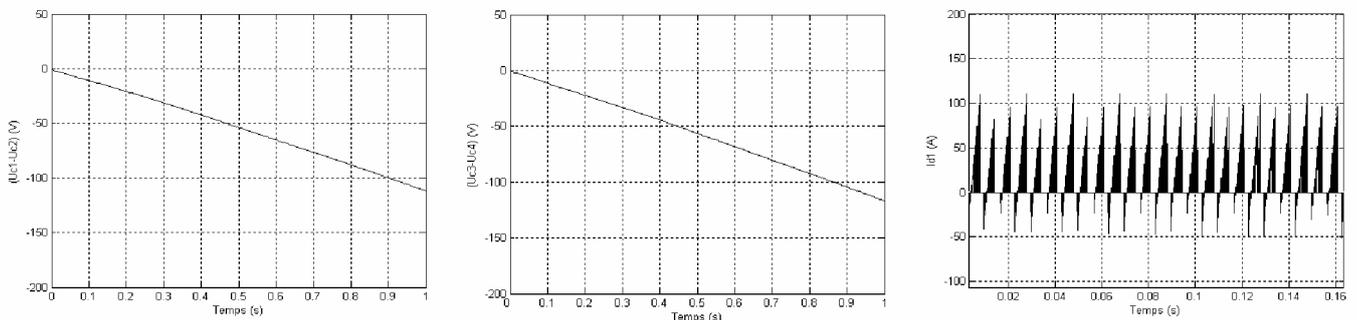


Fig.V.36 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}

Les résultats présentés montrent que les courants du réseau ont une forme sinusoïdale et suivent bien leurs références. La fréquence des courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

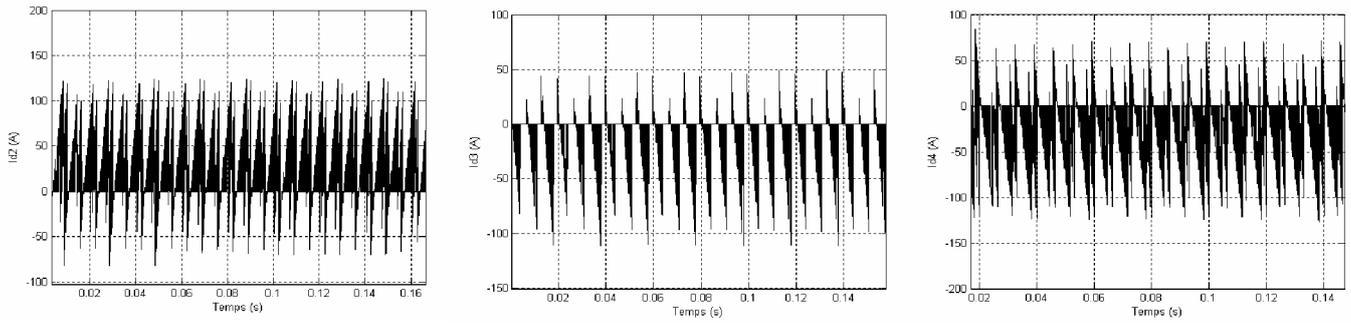


Fig.V.37 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}

La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} . On remarque aussi l'instabilité des tensions redressées U_{red1} et U_{red2} des deux redresseurs à deux niveaux, ainsi que les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}).

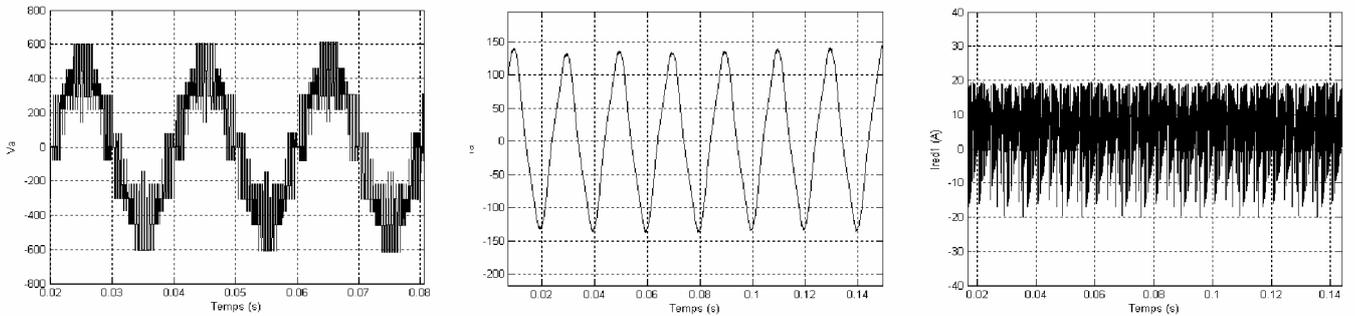


Fig.V.38 La tension V_a , le courant I_a et le courant redressé I_{red1}

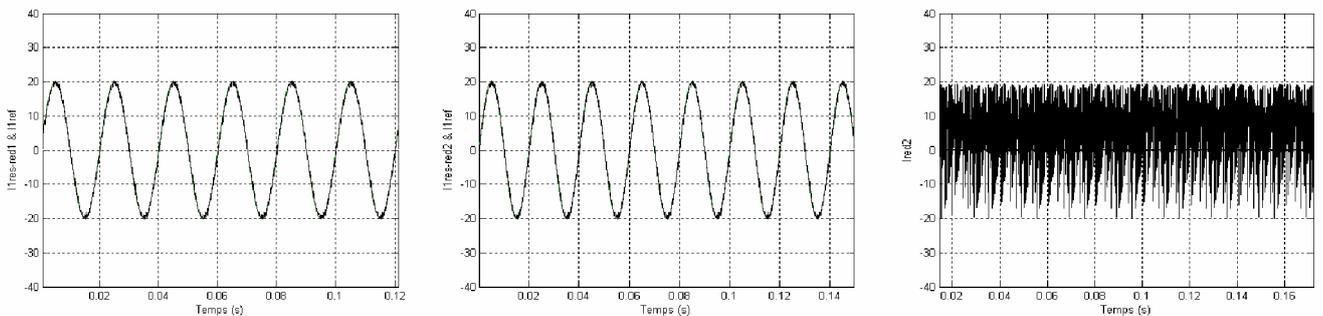


Fig.V.39 Les courants i_{res1}, i_{res2} et I_{red2}

Les différences $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ sont négligeables et les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$ restent croissantes. Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont des valeurs moyennes positives. Pratiquement, on ne constate donc aucune différence entre cette cascade et celle utilisant un seul redresseur de courant à deux niveaux.

V.12 Cascade : Quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

La structure de cette cascade est illustrée sur la figure (V.40).

N.B : Les quatre redresseurs utilisés dans cette cascade sont identiques à celui donné précédemment.

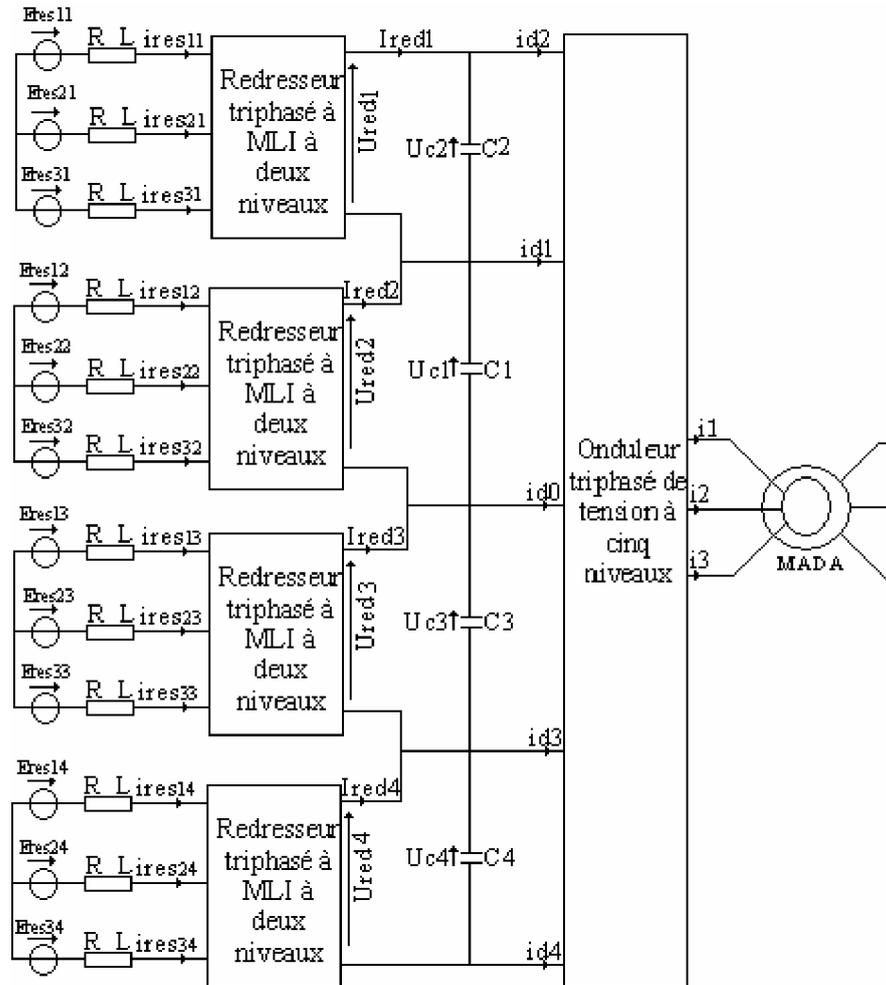


Fig.V.40 Structure de la cascade : Quatre redresseurs de courant à deux niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.12.1 Modélisation du filtre

La structure du filtre intermédiaire correspondant est montrée sur la figure (V.41).

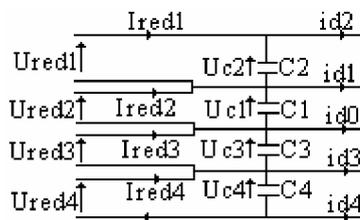


Fig.V.41 Filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système (V.65).

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.65)$$

V.12.2 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant.

La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

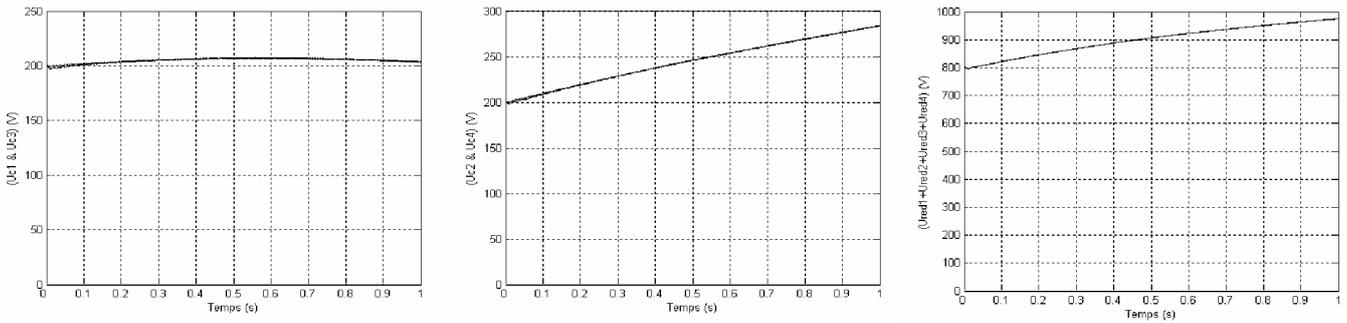


Fig.V.42 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

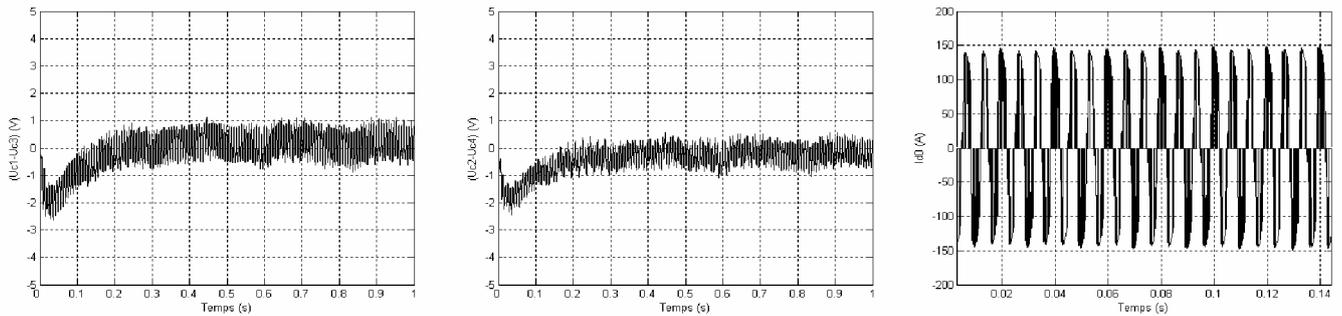


Fig.V.43 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

On remarque un bon suivi de référence pour les courants de réseau (formes sinusoïdales et une fréquence de 50Hz). Les courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) ont une fréquence égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} . La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle. L'instabilité des tensions redressées (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}) des quatre redresseurs à deux niveaux est remarquée, ainsi que les

tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}). Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$) sont légèrement différentes des cascades précédentes et les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}) demeurent croissantes. Les courants redressés ($I_{red1}, I_{red2}, I_{red3}$ et I_{red4}) ont des valeurs moyennes positives.

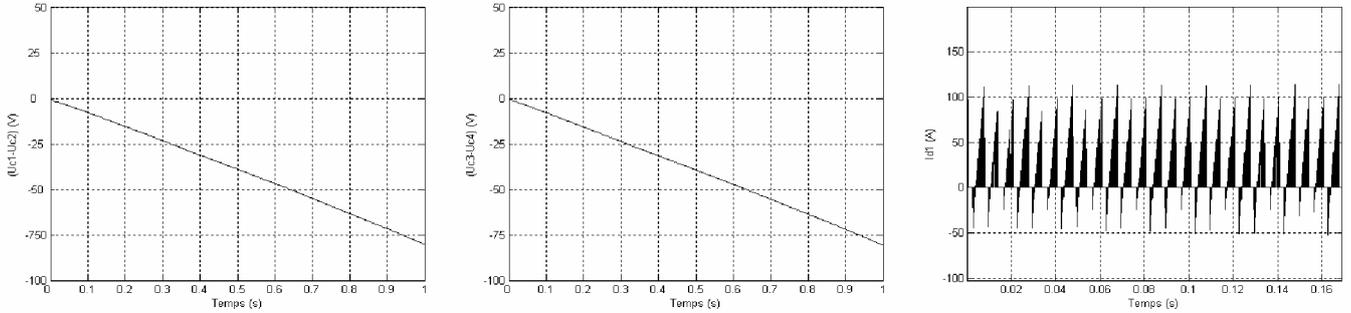


Fig.V.44 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}

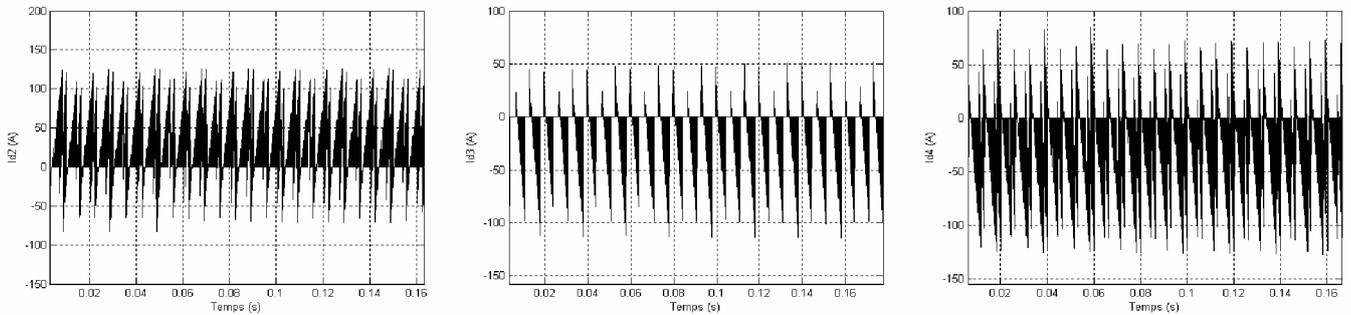


Fig.V.45 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}

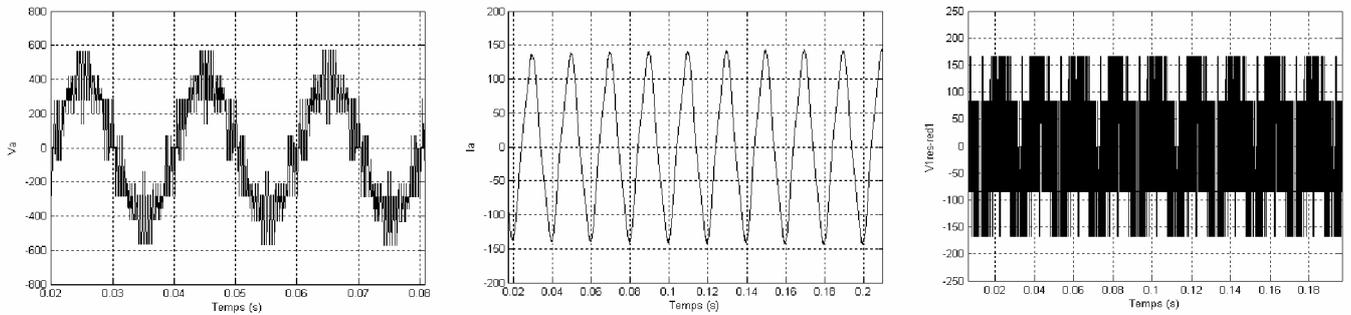


Fig.V.46 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}

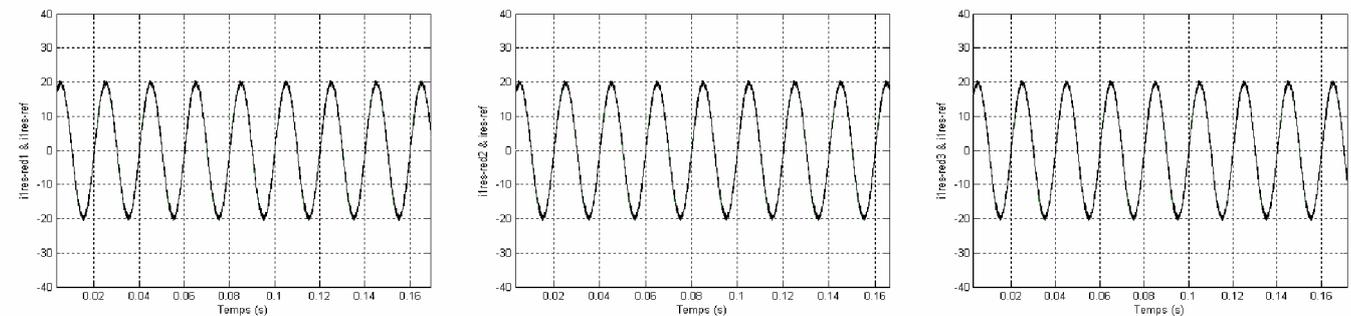


Fig.V.47 Les courants i_{res1}, i_{res2} et i_{res3}

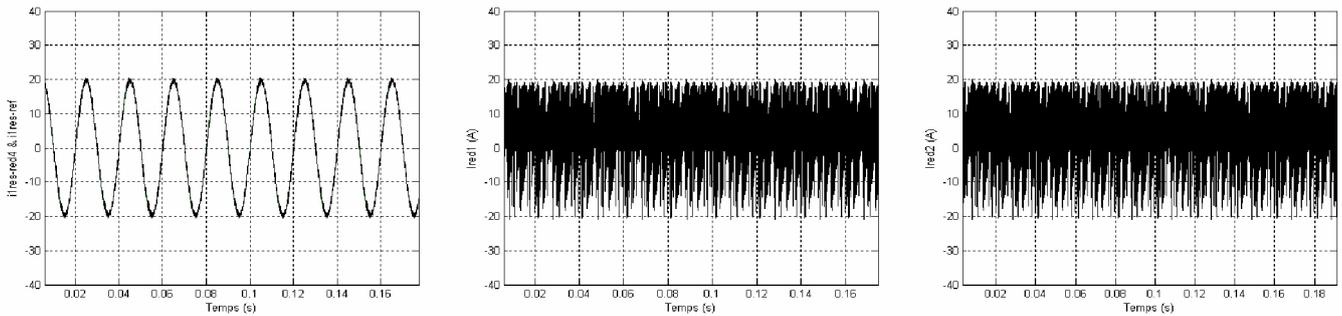


Fig.V.48 Les courants i_{res4}, I_{red1} et I_{red2}

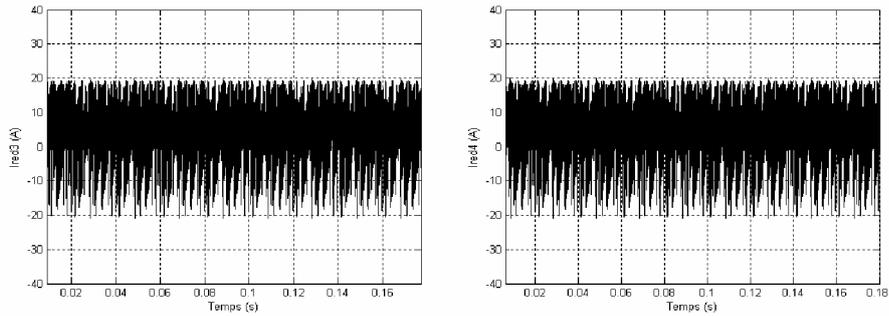


Fig.V.49 Les courants I_{red3} et I_{red4}

V.13 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

La structure de cette cascade est illustrée sur la figure (V.50).

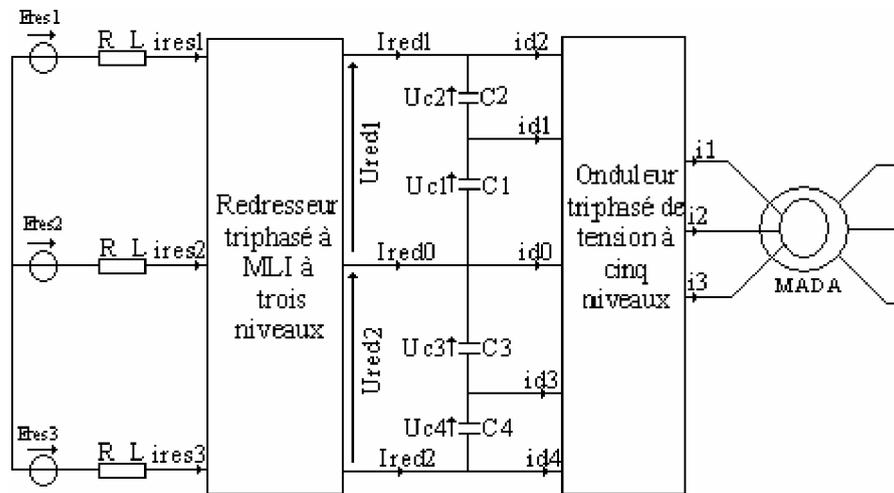


Fig.V.50 Structure de la cascade : Redresseur de courant à trois niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.13.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre correspondant est illustrée sur la figure (V.51).

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système (V.66).

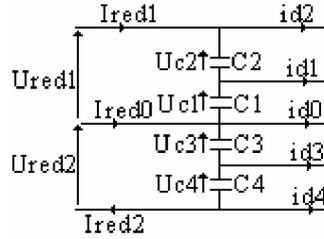


Fig.V.51 Filtre intermédiaire

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.66)$$

V.13.2 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à trois niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

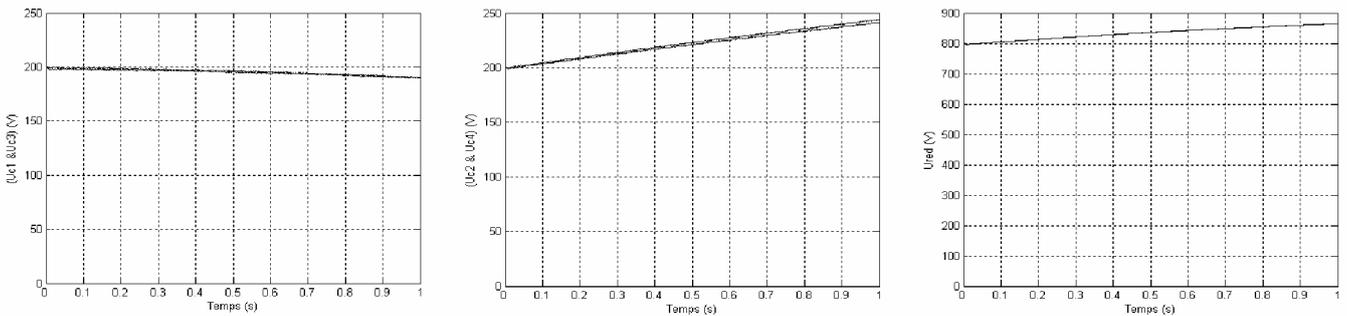


Fig.V.52 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

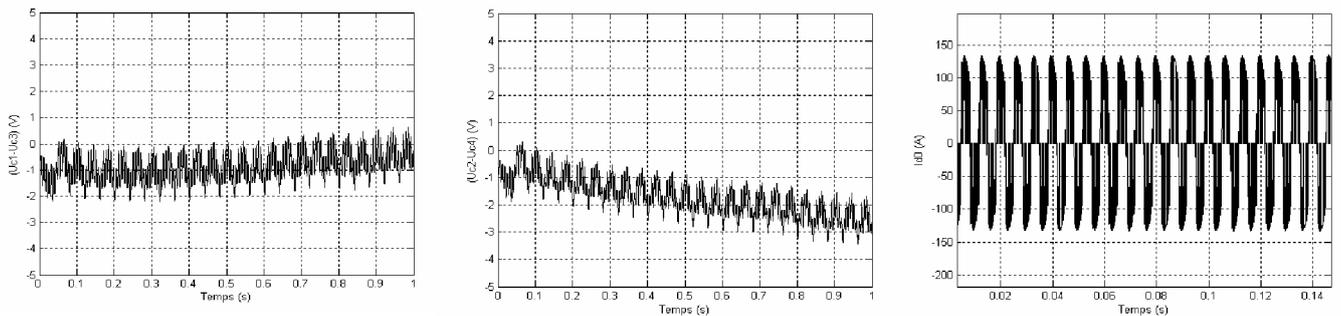


Fig.V.53 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

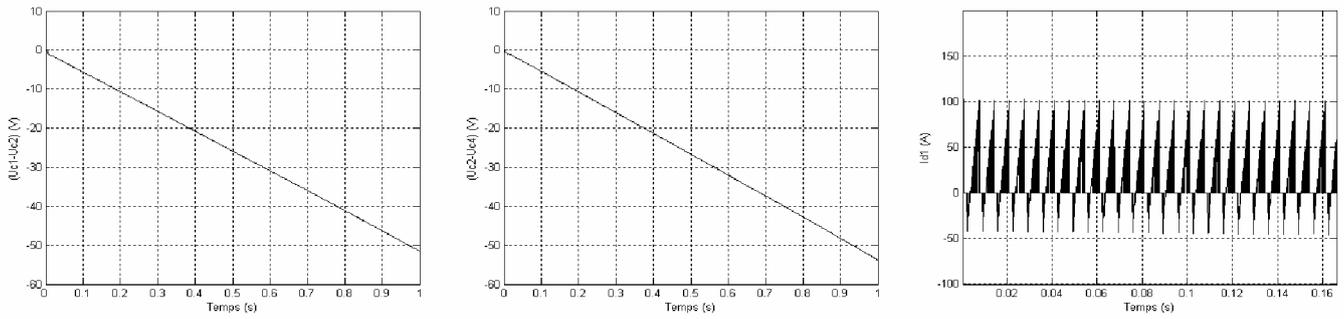


Fig.V.54 Les différences $(U_{c1} - U_{c2})$, $(U_{c3} - U_{c4})$ et le courant i_{d1}

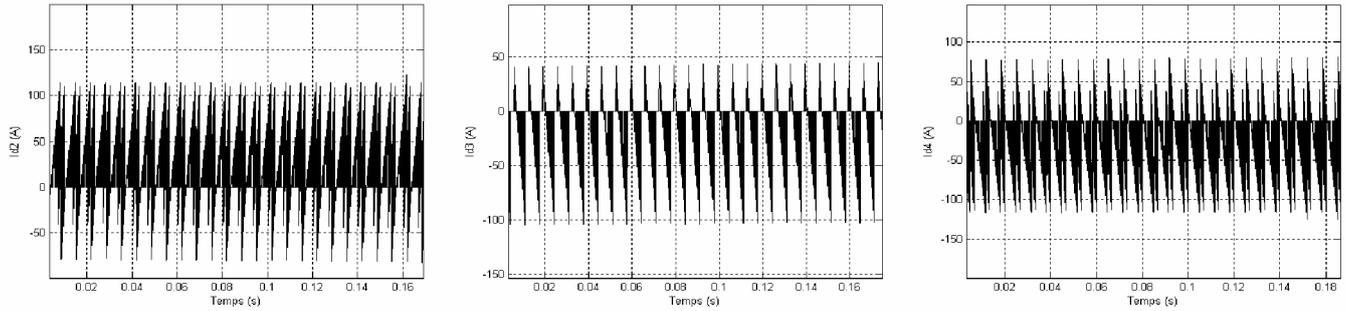


Fig.V.55 Les courants i_{d2} , i_{d3} et i_{d4}

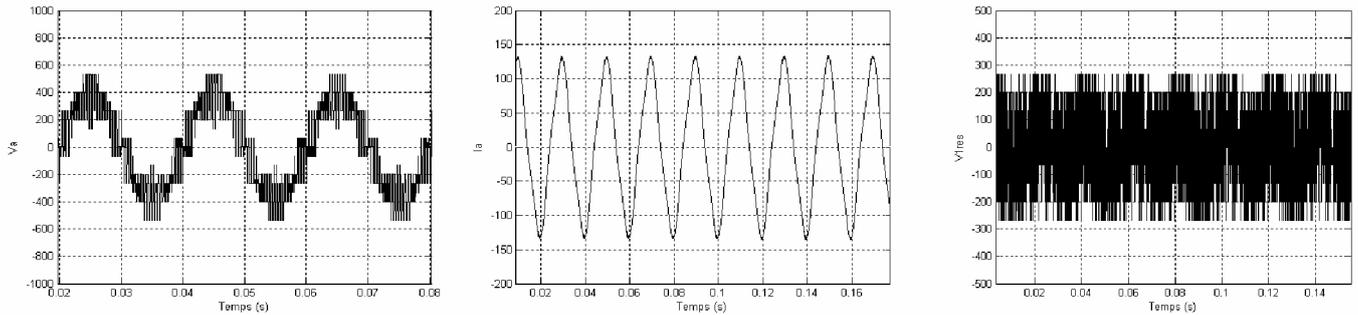


Fig.V.56 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}

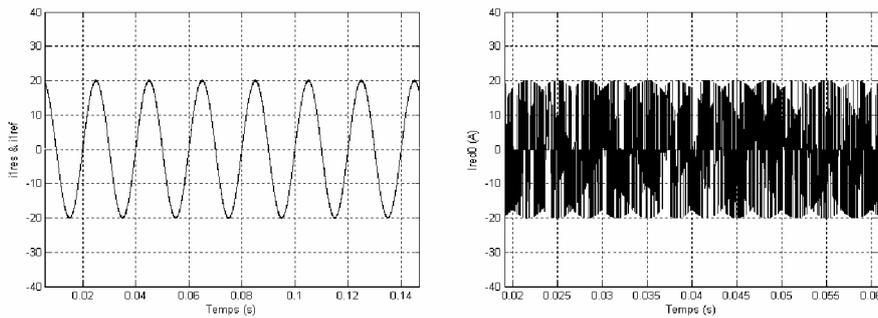


Fig.V.57 Les courants i_{res1} et I_{red0}

On constate que le courant de réseau suit bien sa référence. La fréquence des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} .

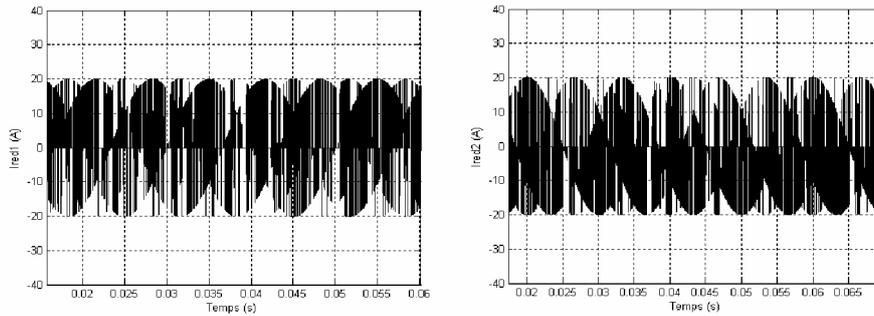


Fig.V.58 Les courants I_{red1} et I_{red2}

Le courant I_{red2} a une valeur moyenne négative, et s’oppose au courant I_{red1} qui a une valeur moyenne positive. Nous remarquons aussi l’instabilité des tensions d’entrée de l’onduleur triphasé de tension à cinq niveaux (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}). Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$) sont minimales et les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}) demeurent croissantes. Cette cascade est plus intéressante que celles utilisant les redresseurs à deux niveaux.

V.14 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

La structure de cette cascade est montrée sur la figure (V.59).

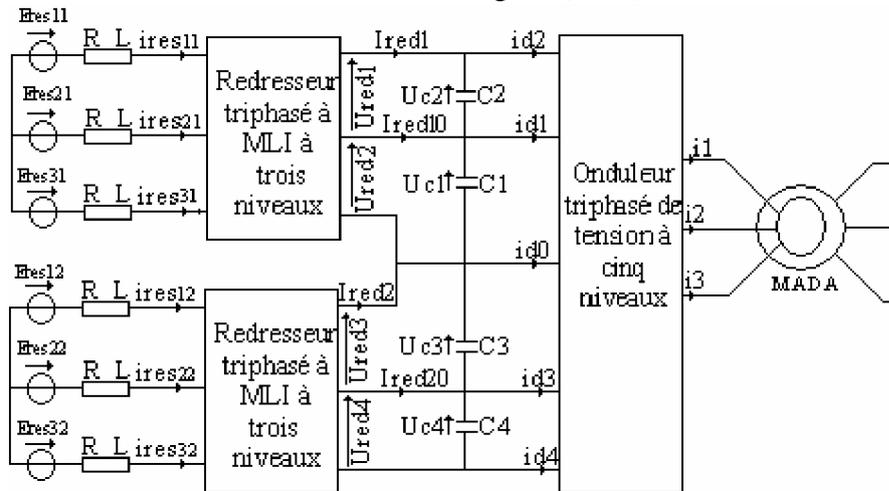


Fig.V.59 Structure de la cascade : Deux redresseurs de courant à trois niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.14.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre correspondant est montrée sur la figure (V.60).

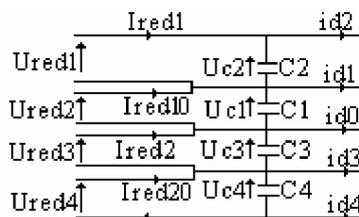


Fig.V.60 Filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - I_{red1} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.67)$$

V.14.2 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m=12$, et $r=0,8$. Les deux redresseurs à trois niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

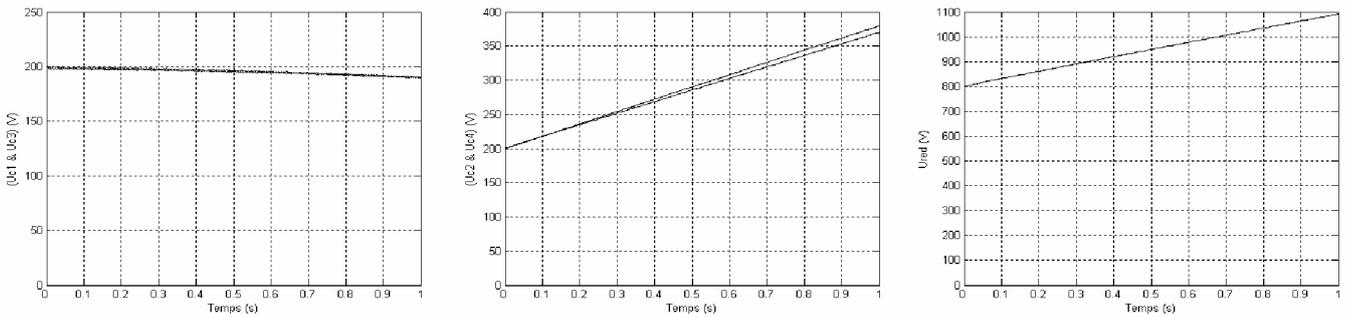


Fig.V.61 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

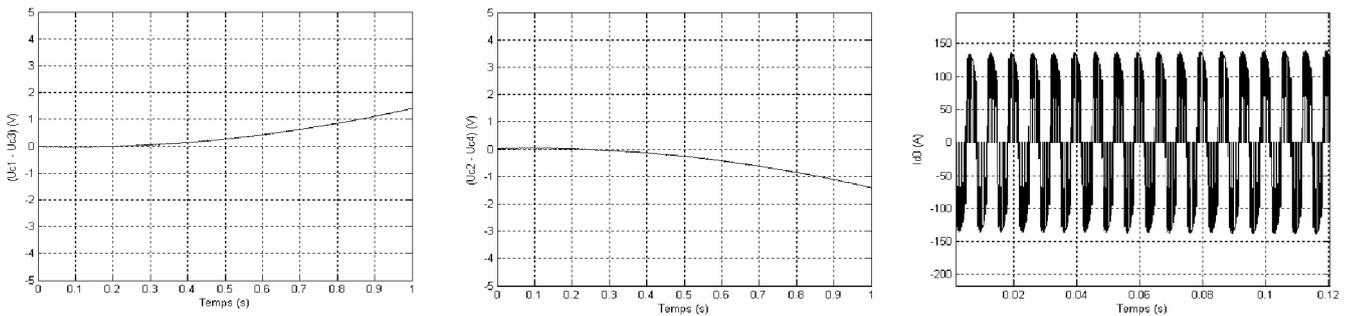


Fig.V.62 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

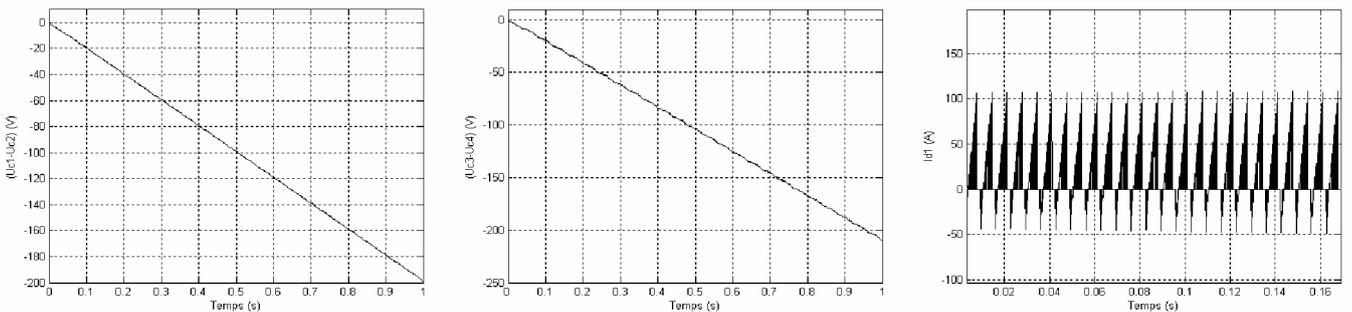


Fig.V.63 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}

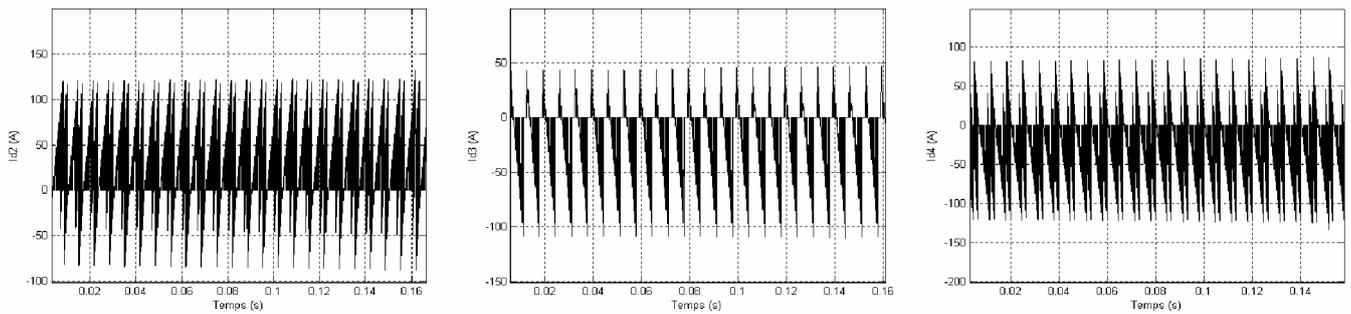


Fig.V.64 Les courants i_{d2}, i_{d3} et i_{d4}

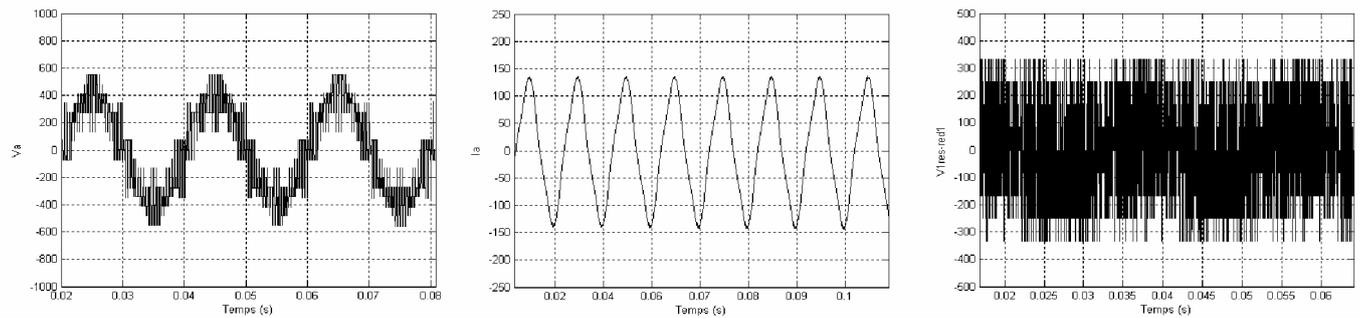


Fig.V.65 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res1}

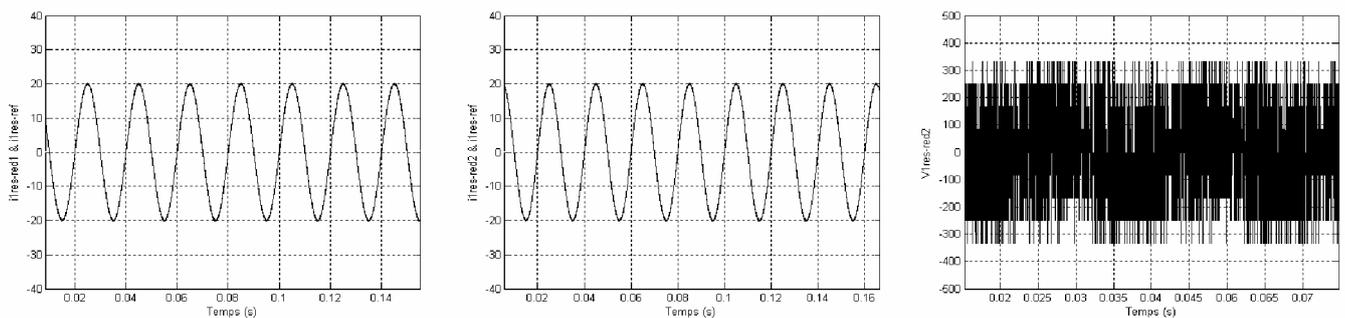


Fig.V.66 Les courants i_{res1}, i_{res2} et la tension V_{res2}

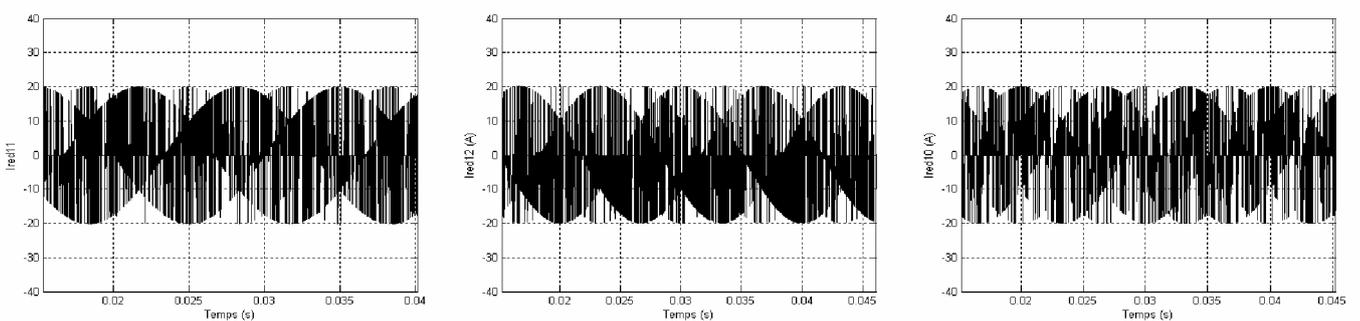


Fig.V.67 Les courants redressés par le premier redresseur I_{red1}, I_{red2} et I_{red0}

Les figures présentées montrent que les courants de réseau suivent bien leurs références. La fréquence des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle. Les courants i_{d3} et i_{d4} sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} .

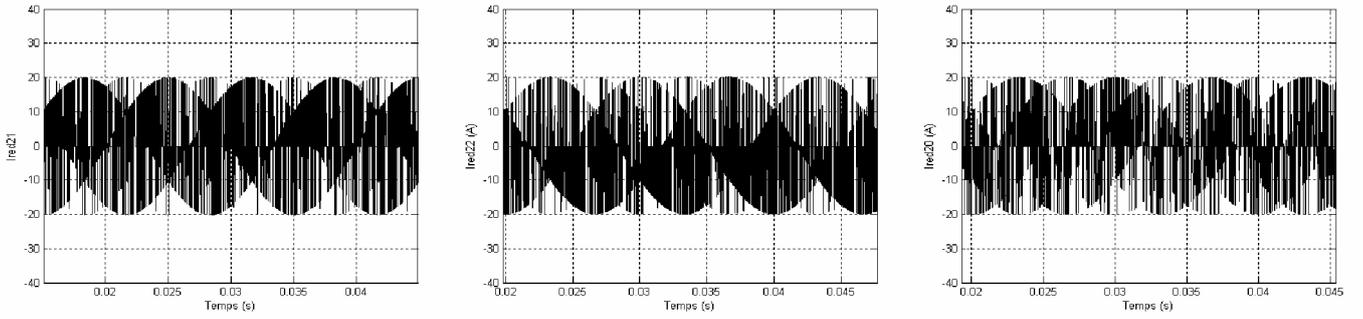


Fig.V.68 Les courants redressés par le deuxième redresseur I_{red1} , I_{red2} et I_{red0}

Le courant I_{red2} a une valeur moyenne négative, et s'oppose au courant I_{red1} qui a une valeur moyenne positive pour les deux redresseurs triphasés à trois niveaux. Nous remarquons aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}). Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$) sont négligeables et les tensions (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) demeurent croissantes. On trouve que cette cascade est plus intéressante que celles présentées précédemment.

V.15 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

V.15.1 Stratégie de commande du redresseur de courant à cinq niveaux

La commande utilisée pour le redresseur triphasé à cinq niveaux est celle de l'hystérésis en courant. Son principe consiste à limiter les variations du courant dans une bande encadrant les références des courants. Une comparaison permanente se fait entre les courants réels et les références imposées [47].

Les courants de références imposés sont donnés par le système suivant (V.68)

$$\begin{cases} i_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{ref3} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (V.68)$$

Si on désigne par ε_k l'écart entre le courant réel i_k et le courant de référence i_{refk} : $\varepsilon_k = i_{resk} - i_{refk}$ ($k=1, 2, 3$). Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs du bras k sont donnés par l'algorithme Suivant [42] :

$$\begin{cases} \varepsilon_k > 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\ \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\ -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\ \varepsilon_k < -2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\ \text{Si non la commande reste inchangée} \end{cases} \quad (V.69)$$

La structure de la cascade est donnée par la figure (V.69).

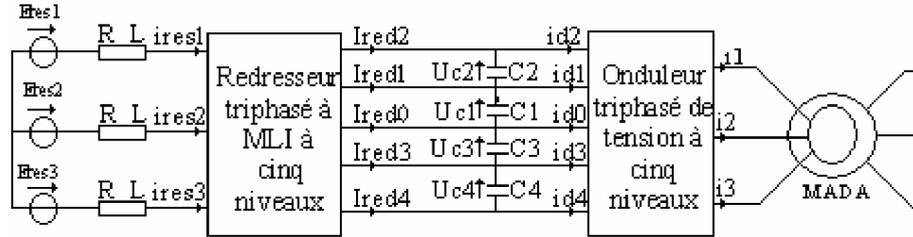


Fig.V.69 Structure de la cascade Redresseur de courant à cinq niveaux - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA

V.15.2 Modélisation du filtre

La figure (V.70) illustre le filtre intermédiaire.

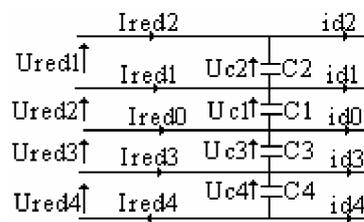


Fig.V.70 Filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red3} - I_{red4} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red4} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.70)$$

V.15.3 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$).

On constate que le courant de réseau suit bien sa référence. La fréquence des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux ($i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}$ et i_{d0}) égale à trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. La valeur moyenne du courant i_{d0} est pratiquement nulle.

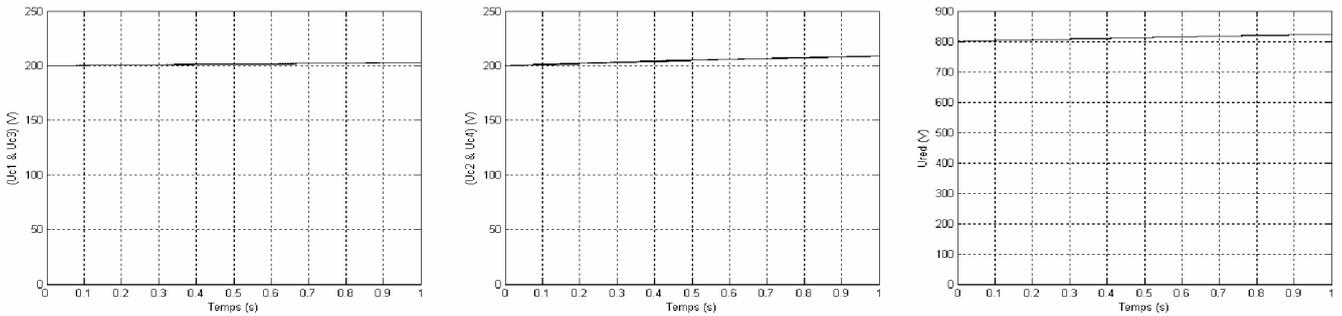


Fig.V.71 Les tensions (U_{c1} et U_{c3}), (U_{c2} et U_{c4}) et U_{red}

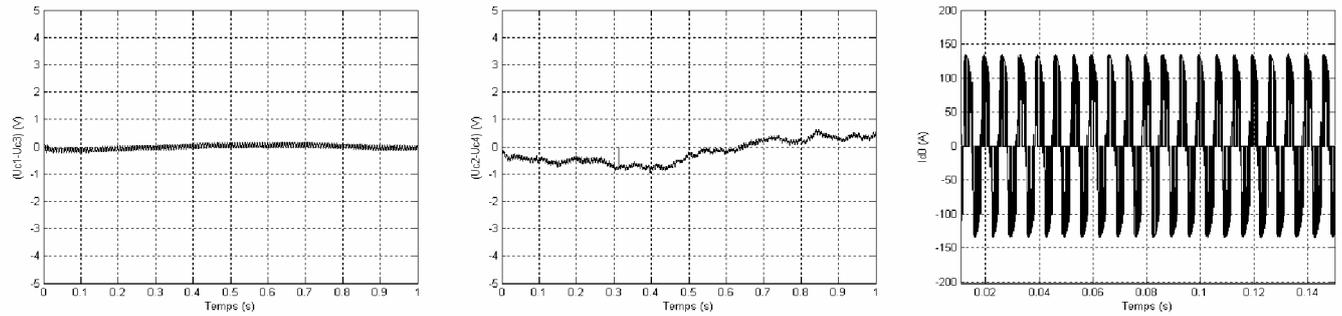


Fig.V.72 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$), ($U_{c2} - U_{c4}$) et le courant i_{d0}

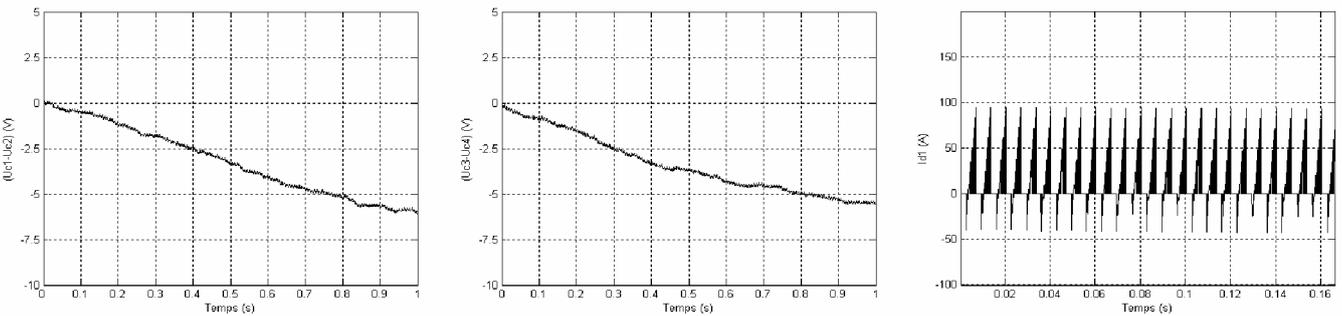


Fig.V.73 Les différences ($U_{c1} - U_{c2}$), ($U_{c3} - U_{c4}$) et le courant i_{d1}

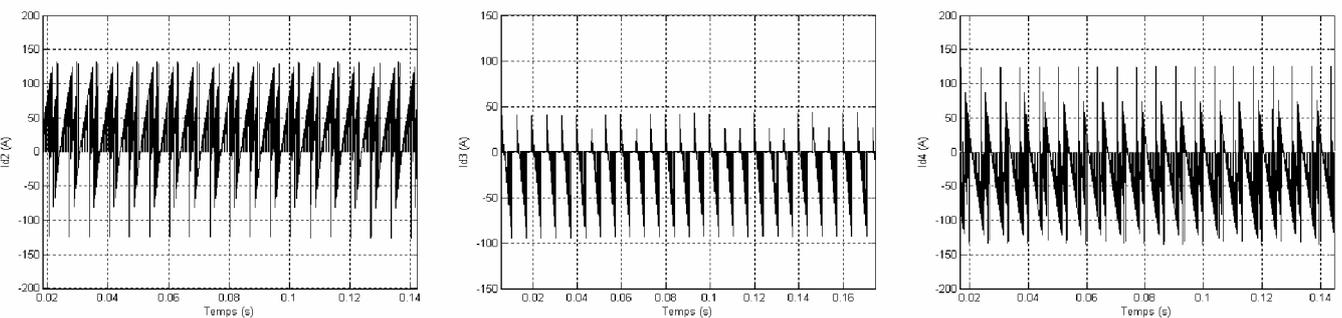


Fig.V.74 Les courants i_{d2} , i_{d3} et i_{d4}

Les courants i_{d3} et i_{d4} ont des valeurs moyennes négatives, et sont respectivement les opposés des courants i_{d1} et i_{d2} qui ont des valeurs moyennes positives. Nous remarquons aussi instabilité légère des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}).

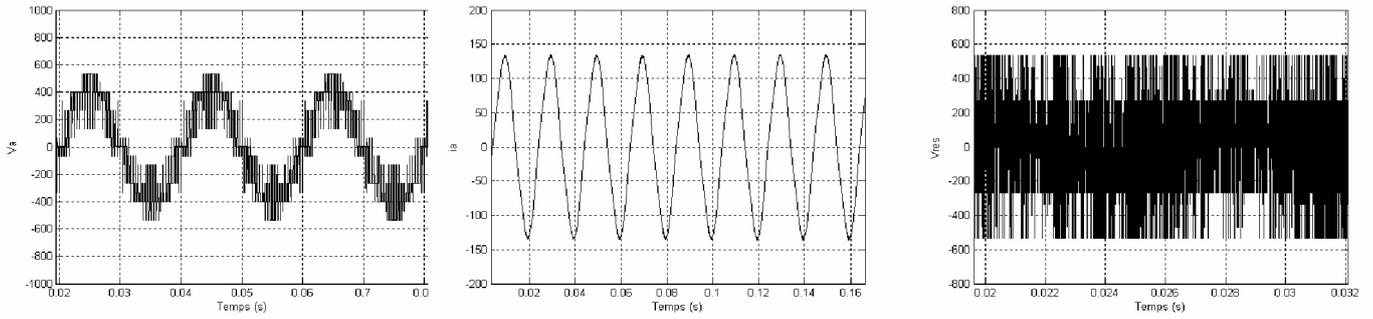


Fig.V.75 La tension V_a , le courant I_a et la tension V_{res}

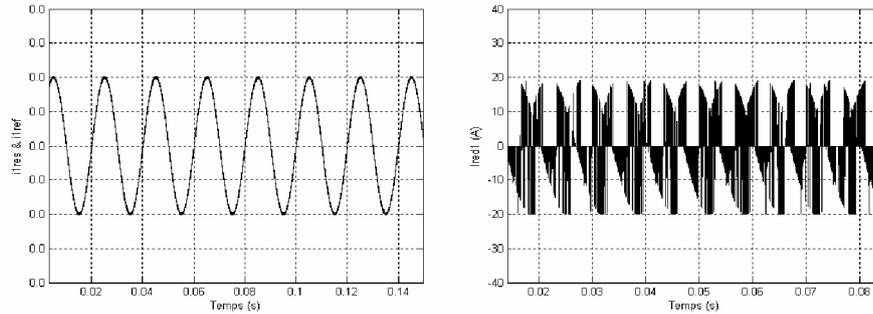


Fig.V.76 Les courants i_{res1} et I_{red1}

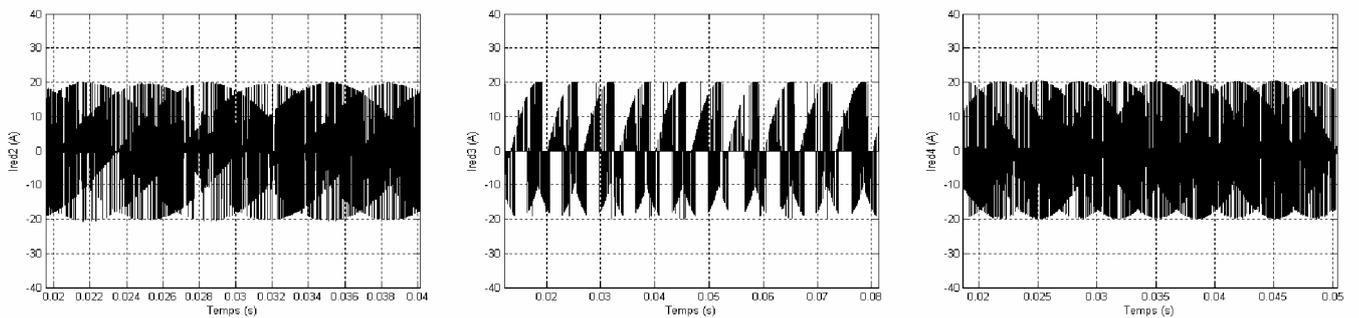


Fig.V.77 Les courants redressés I_{red2} , I_{red3} et I_{red4}

Les différences $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$ sont négligeables et les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$ demeurent croissantes. On trouve que les résultats de cette cascade sont meilleurs que tous les résultats trouvés par toutes les autres cascades étudiées précédemment.

V.16 Pont de Clamping

Dans les paragraphes précédents, on a remarquer le déséquilibre entre les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$, on propose d'étudier le **Pont de Clamping** afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC et de minimiser le déséquilibre.

V.16.1 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - I_{r3} - i_{d4} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.71)$$

$$\begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{cases} \quad (V.72)$$

L'algorithme de commande du pont est le suivant :

$$\begin{cases} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \& I_{r2} \neq 0 & (T_1 = 0 \& T_2 = 1) \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \& I_{r2} = 0 & (T_1 = 1 \& T_2 = 0) \end{cases} \quad \Delta U_{12} = U_{c1} - U_{c2}$$

$$\begin{cases} \Delta U_{34} > 0 \Rightarrow I_{r3} = 0 \& I_{r4} \neq 0 & (T_3 = 0 \& T_4 = 1) \\ \Delta U_{34} < 0 \Rightarrow I_{r3} \neq 0 \& I_{r4} = 0 & (T_3 = 1 \& T_4 = 0) \end{cases} \quad \Delta U_{34} = U_{c3} - U_{c4}$$

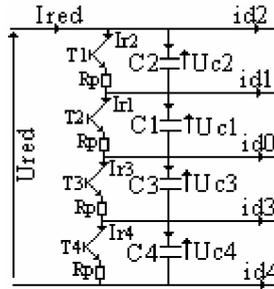


Fig.V.78 Structure du Pont de Clamping

B. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $(C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf)$ et $R_p = 25\Omega$.

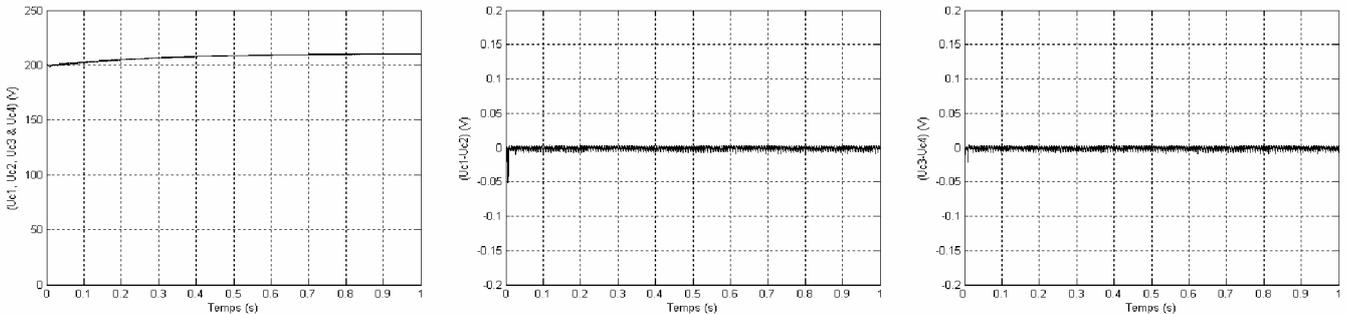


Fig.V.79 Les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$, les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$

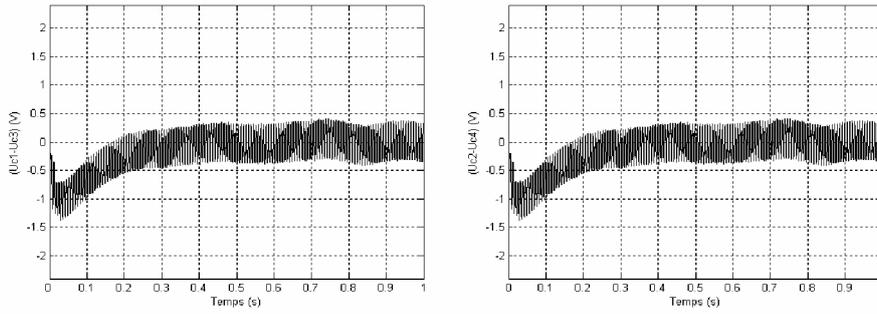


Fig.V.80 Les différences $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

V.16.2 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

Le pont de Clamping est défini comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - I_{r4} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (V.73)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{array} \right. \quad (V.74)$$

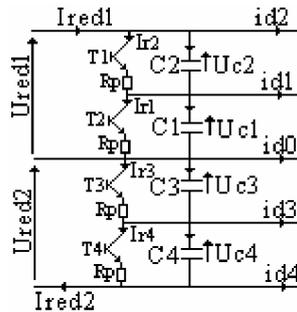


Fig.V.81 Structure du Pont de Clamping

N.B : L'algorithme de commande est le même que dans le cas d'un seul redresseur à cinq niveaux.

B. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $(C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf)$ et $R_p = 25\Omega$.

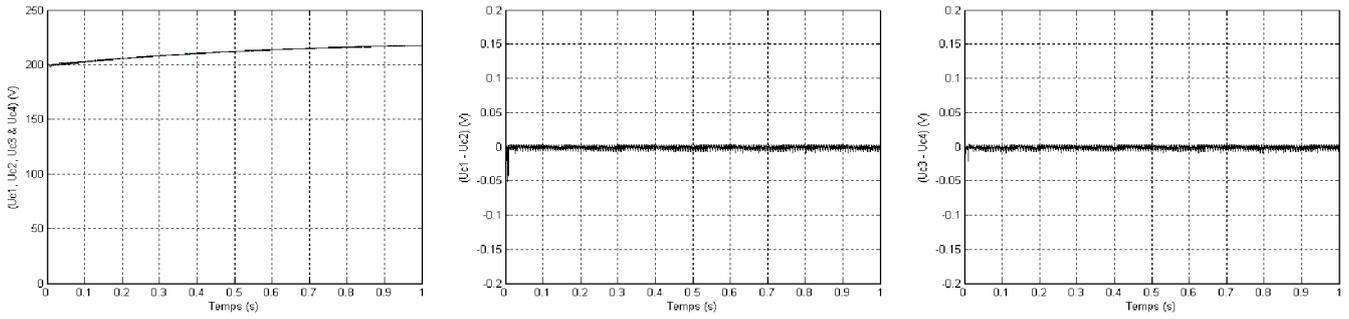


Fig.V.82 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$)

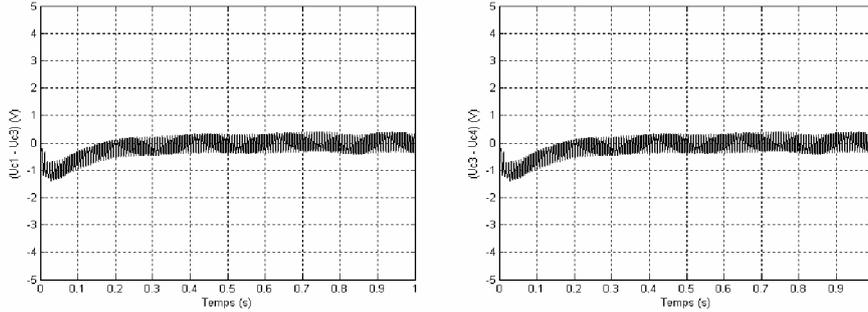


Fig.V.83 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

V.16.3 Cascade : Quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

Dans ce cas, le modèle du pont de Clamping est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases} \quad (V.75)$$

$$\begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{cases} \quad (V.76)$$

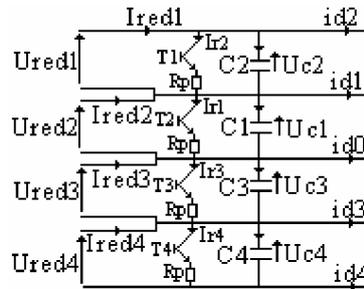


Fig.V.84 Structure du Pont de Clamping

N.B : L’algorithme de commande est le même que dans le cas d’un seul redresseur à cinq niveaux.

B. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $(C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf)$ et $R_p = 25\Omega$.

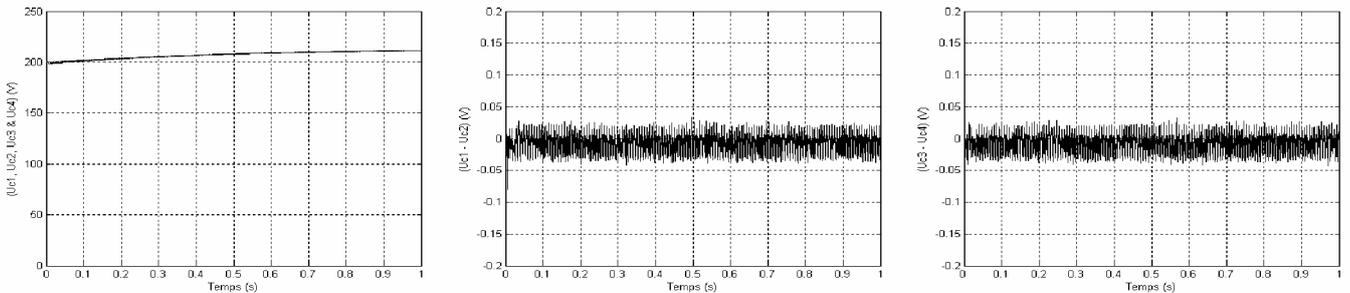


Fig.V.85 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$)

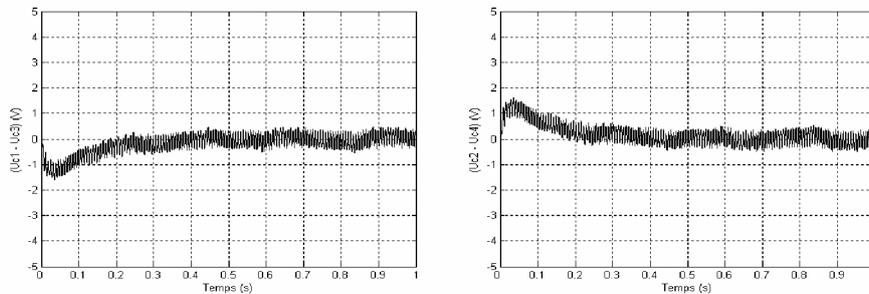


Fig.V.86 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

V.16.4 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

Dans ce cas, le modèle du pont de Clamping est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red2} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red2} - I_{r4} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (V.77)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{array} \right. \quad (V.78)$$

N.B : L'algorithme de commande du pont de Clamping est le même que dans le cas d'un seul redresseur à cinq niveaux.

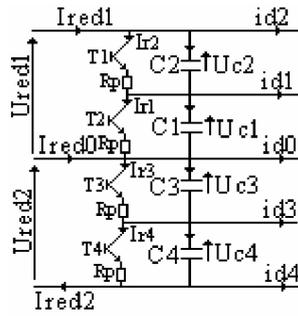


Fig.V.87 Structure du Pont de Clamping

B. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à trois niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$) et $R_p = 25\Omega$.

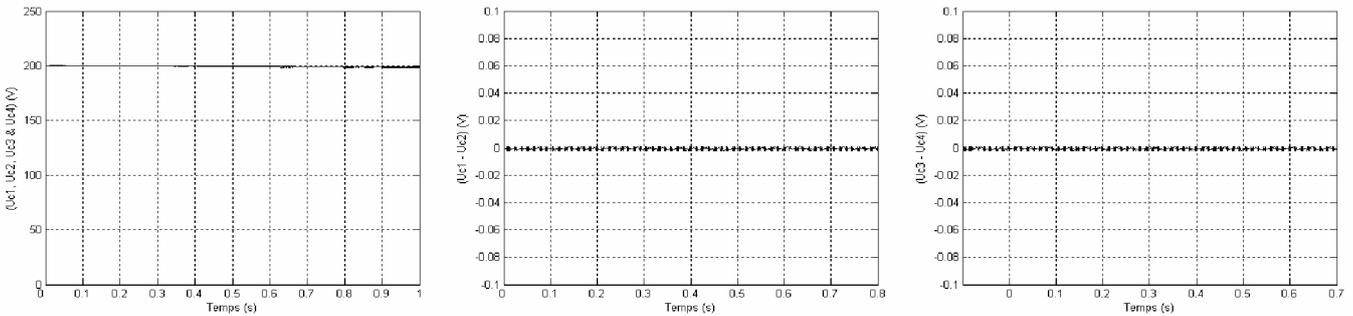


Fig.V.88 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$)

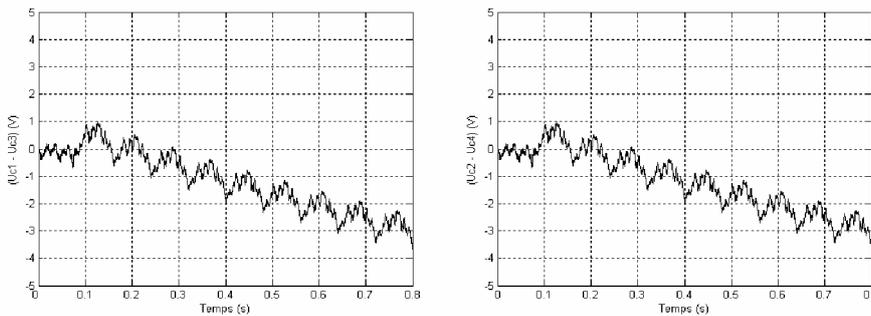


Fig.V.89 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

V.16.5 Cascade : Deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

Dans ce cas, le modèle du pont de Clamping est défini par le système (V.79)

N.B : L'algorithme de commande du pont de Clamping est le même que dans le cas d'un seul redresseur à cinq niveaux.

$$\left\{ \begin{aligned} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red2} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} &= I_{red2} - I_{r4} + i_{d4} \end{aligned} \right. \quad (V.79)$$

$$\left\{ \begin{aligned} I_{r1} &= \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} &= \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} &= \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} &= \frac{U_{c4}}{R_p} \end{aligned} \right. \quad (V.80)$$

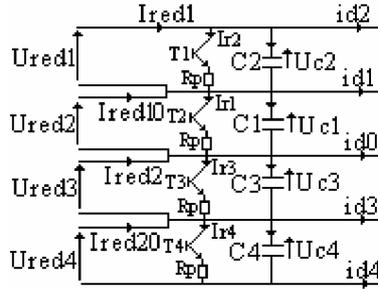


Fig.V.90 Structure du Pont de Clamping

B. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Les redresseurs à trois niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $(C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf)$ et $R_p = 25\Omega$.

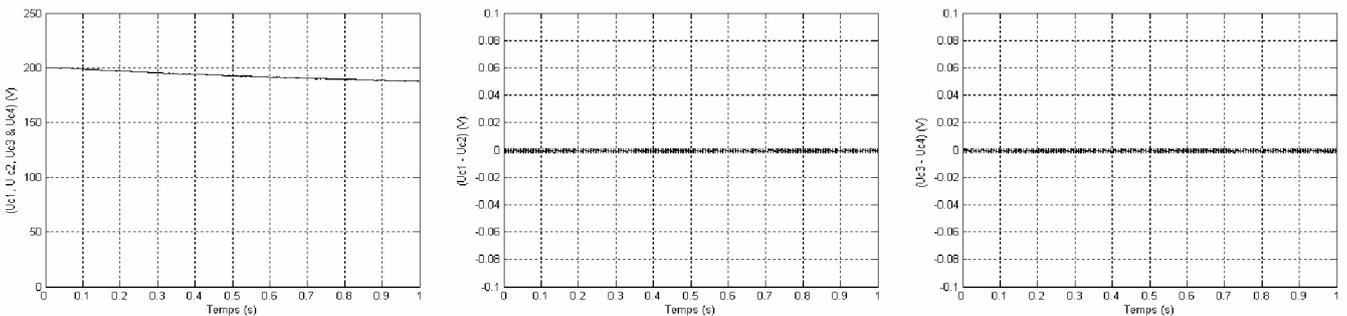


Fig.V.91 Les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}), les différences ($U_{c1} - U_{c2}$) et ($U_{c3} - U_{c4}$)

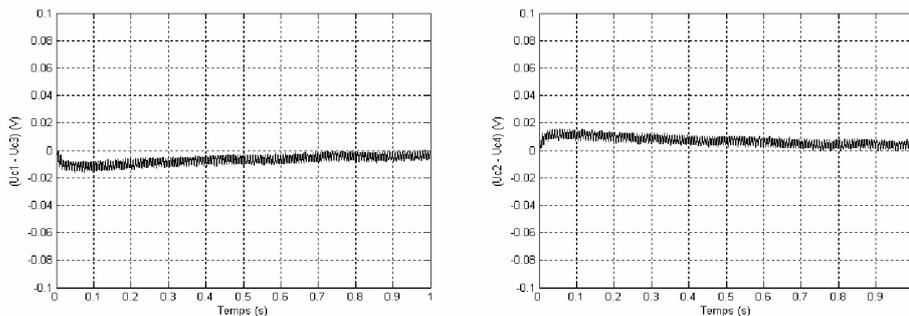


Fig.V.92 Les différences ($U_{c1} - U_{c3}$) et ($U_{c2} - U_{c4}$)

V.16.6 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA

A. Modélisation du Pont de Clamping

Dans ce cas, le modèle du pont de Clamping est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} + I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red2} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= -I_{red3} - I_{red4} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} &= -I_{red4} - I_{r4} + i_{d4} \end{aligned} \right. \quad (V.81)$$

$$\left\{ \begin{aligned} I_{r1} &= \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} &= \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} &= \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} &= \frac{U_{c4}}{R_p} \end{aligned} \right. \quad (V.82)$$

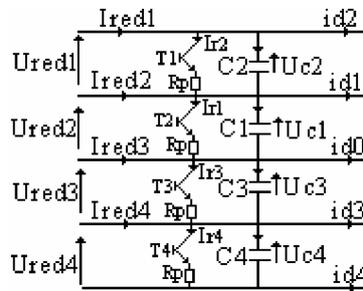


Fig.V.93 Structure du Pont de Clamping

N.B : L’algorithme de commande du pont de Clamping est le même que dans le cas d’un seul redresseur à cinq niveaux.

B. Résultats de simulation

L’onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie bipolaire avec $m = 12$, et $r = 0,8$. Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. La référence du courant de réseau est fixée à 20A avec une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $(C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf)$ et $R_p = 25\Omega$.

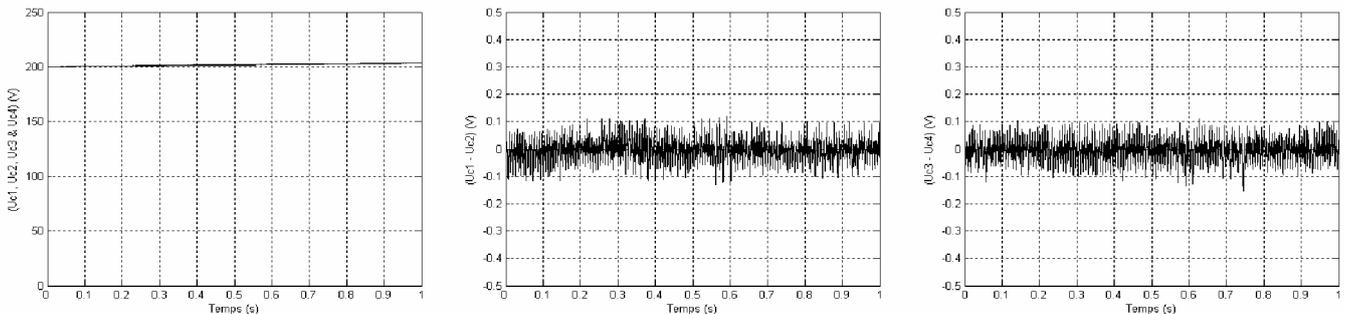


Fig.V.94 Les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$, les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$

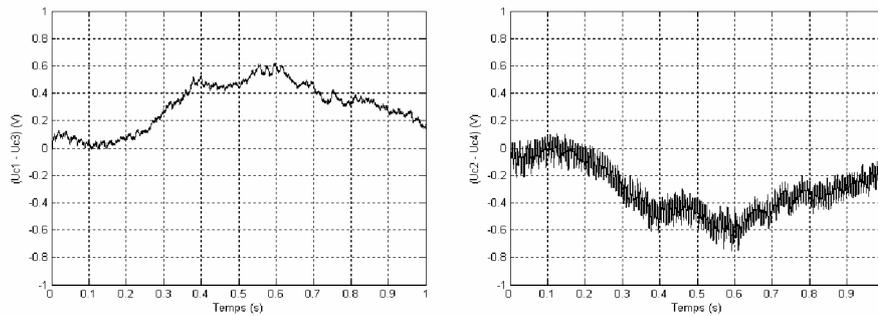


Fig.V.95 Les différences $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

V.17 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les différentes cascades basées sur des convertisseurs multi niveaux. Chacune de ces cascades est composée d'un onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC à la sortie, et à l'entrée des redresseurs de niveaux différents tel que deux, trois et cinq niveaux. L'utilisation de ces redresseurs commandés par hystérésis permet d'avoir un courant le plus sinusoïdal possible côté réseau et un facteur de puissance proche de l'unité. On a montré l'instabilité des tensions de sortie de l'onduleur de tension à cinq niveaux qui est due au déséquilibre entre les tensions $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}$ et $U_{c4})$ d'entrée de l'onduleur. On a remarqué que ce déséquilibre est moins important pour la cascade utilisant un redresseur de courant à cinq niveaux.

L'introduction d'un pont de Clamping dans les différentes cascades présentées, nous a permis de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux et de les rendre égales.

Chapitre VI:

Asservissement d'une chaîne éolienne

Chapitre VI : Asservissement d'une chaîne éolienne

VI.1 Introduction

La turbine éolienne permet la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique transmise à l'ordre de la génératrice. Les différents éléments constituant une éolienne sont conçus pour maximiser la conversion énergétique [11], [49]. L'objectif est d'avoir un bon compromis entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice. Pour satisfaire cela, l'éolienne doit comporter deux systèmes qui permettent de la contrôler mécaniquement et électriquement.

On s'intéresse dans ce chapitre à la modélisation de la turbine éolienne ainsi qu'à sa contrôle. Puis, à l'asservissement de toute la chaîne de conversion éolienne.

VI.2 Modélisation de la turbine éolienne

La turbine qui sera modélisé comporte trois pales de longueur R , fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse $\Omega_{turbine}$, qui entraînera une génératrice (MADA) à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

VI.2.1 Modélisation de la turbine

La figure (VI.1) montre le schéma d'une turbine éolienne.

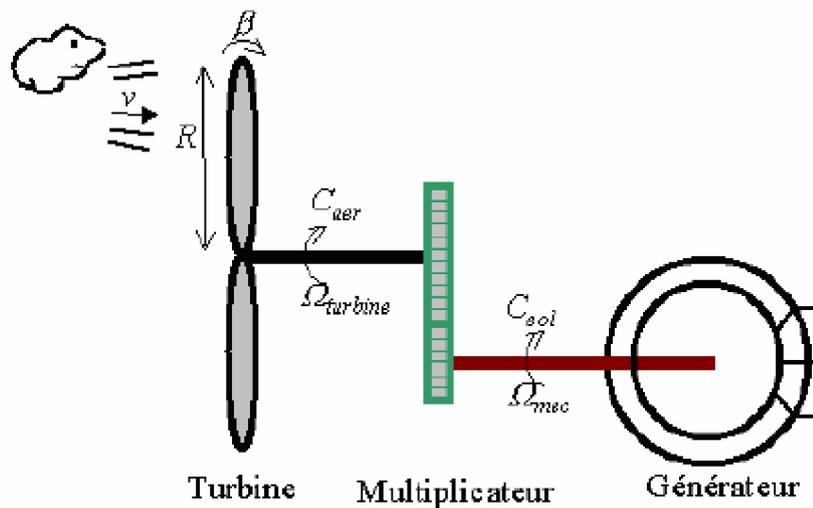


Fig.VI.1 Schéma d'une turbine éolienne

La puissance du vent est définie comme suit [34] :

$$P_v = \frac{\rho S v^3}{2} \quad (\text{VI.1})$$

La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine s'écrit alors [43], [16] :

$$P_{aer} = C_p P_v = C_p(\lambda, \beta) \frac{\rho S v^3}{2} \quad (VI.2)$$

Avec :

- C_p : est le coefficient de performance ou coefficient de puissance.

$$C_p(\lambda, \beta) = (0,44 - 0,0167\beta) \sin\left(\frac{\pi(\lambda - 3)}{15 - 0,3\beta}\right) - 0,00184(\lambda - 3)\beta \quad (VI.3)$$

- λ : est le ratio de vitesse défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V_{vent}} \quad (VI.4)$$

- β : est l'angle d'orientation des pales ;

- $\Omega_{turbine}$: vitesse de la turbine ;

- v : vitesse de la turbine.

Le couple aérodynamique est donné par :

$$C_{aer} = \frac{P_{aer}}{\Omega_{turbine}} = C_p \frac{\rho S v^3}{2} \frac{1}{\Omega_{turbine}} \quad (VI.5)$$

VI.2.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur est modéliser mathématiquement comme suit :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (VI.6)$$

Avec :

- C_g : couple issu du multiplicateur ;

- C_{aer} : couple aérodynamique ;

- G : gain du multiplicateur.

Pour la vitesse, on aura :

$$\Omega_{turbine} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (VI.7)$$

VI.2.3 L'arbre de transmission

La modélisation de la transmission mécanique se résume donc comme suit [34] :

$$J_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + f_{mec} = \sum \text{des couples} \quad (VI.8)$$

Avec :

- J_t : inertie totale comprenant l'inertie de la génératrice et celle de la turbine ;

- f : coefficient de frottement visqueux ;

La figure (VI.2) montre le schéma bloc du modèle de la turbine.

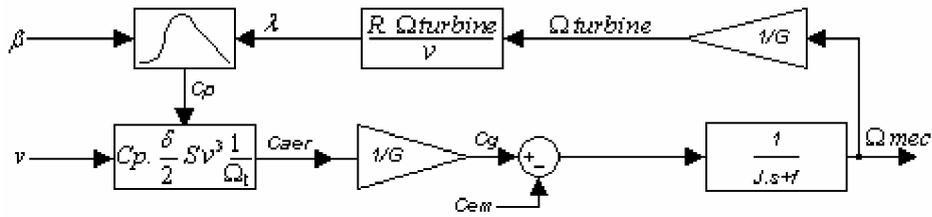


Fig.VI.2 Le schéma bloc du modèle de la turbine

VI.3 Stratégie de commande de la turbine

Comme il est illustré sur la figure (VI.3), on distingue quatre (04) zones principales de fonctionnement [43].

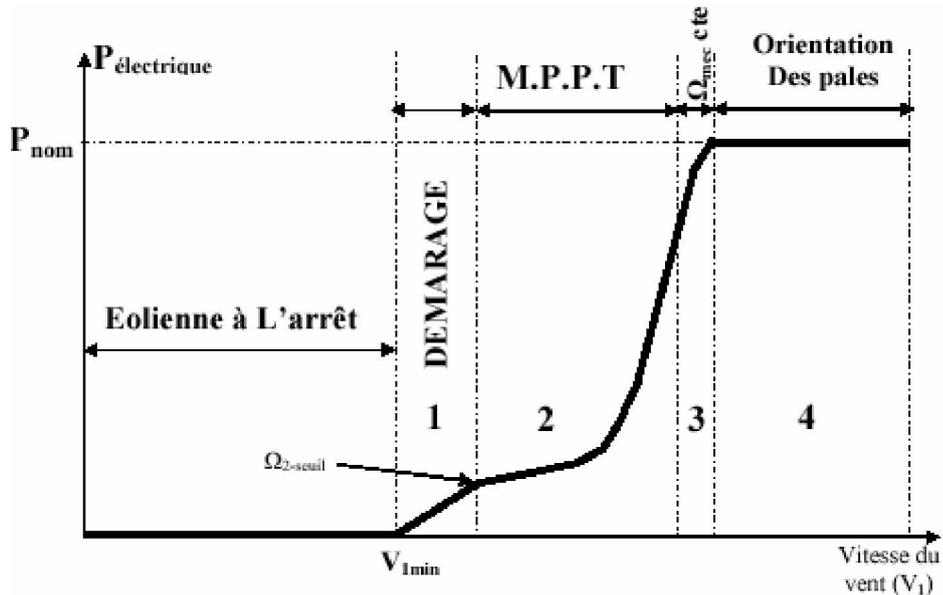


Fig.VI.3 Caractéristique puissance - vitesse d'une éolienne

-**Zone1** : A partir d'une certaine vitesse minimale nécessaire à l'entraînement de l'aérogénérateur l'éolienne commence à tourner ;

-**Zone2** : A partir d'une certaine vitesse seuil de la génératrice (correspondant à un glissement de 30%), un algorithme de commande permettant l'extraction du maximum de puissance du vent (MPPT) est appliqué. On maintient l'angle de calage à sa valeur minimale qui correspond au maximum du coefficient de puissance ;

-**Zone3** : Au-delà, l'éolienne fonctionne à vitesse constante. Dans cette zone la puissance atteint jusqu'à 90% de sa valeur nominale ;

-**Zone4** : arrivée à la puissance nominale, la vitesse doit être limitée, c'est la phase où intervient la limitation de vitesse par orientation des pales (angle de calage), c'est le «**Pitch Control**».

VI.4 Maximisation de la puissance extraite

En pratique, la vitesse de rotation est contrôlée par le couple électromagnétique, de manière à maximiser la puissance électrique générée, c'est le principe de MPPT. On distingue deux structures de commande [43] :

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

Il est difficile de mesurer précisément la vitesse du vent qui est de nature une grandeur très fluctuante. Une mesure erronée de la vitesse conduit donc à une dégradation de la puissance captée selon la technique MPPT. C'est pourquoi la plupart des turbines éoliennes sont contrôlées sans asservissement de la vitesse [14], [43].

VI.4.1 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse

Cette structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas on obtient :

$$J_t \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} = 0 = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (VI.9)$$

Si on néglige l'effet du couple des frottements visqueux, on obtient :

$$C_{em} = C_g \quad (VI.10)$$

A partir de la mesure de la vitesse mécanique et la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent, on obtient :

$$C_{aer} = C_p \frac{\rho S}{2} \frac{1}{\Omega_{turbine-estimée}} v_{estimée}^3 \quad (VI.11)$$

Avec :

$$v_{estimée} = \frac{\Omega_{turbine-estimée} R}{\lambda} \quad (VI.12)$$

On fixe le ratio de vitesse à la valeur $\lambda_{Cp \max}$, qui correspond au maximum du coefficient de puissance $C_{p \max}$ et, en regroupant les équations précédentes, on aura l'expression du couple de référence qui est proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice.

$$C_{em-ref} = \frac{C_p}{\lambda_{Cp \max}^3} \cdot \frac{\rho \pi R^5}{2G^3} \Omega_{mec}^2 \quad (VI.13)$$

La figure (VI.4) représente le schéma bloc de maximisation de la puissance extraite sans asservissement de la vitesse.

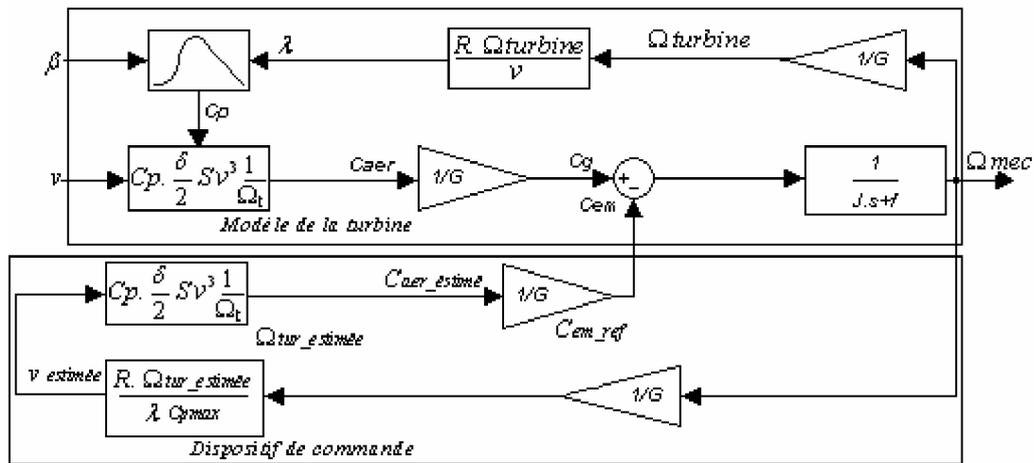


Fig.VI.4 Schéma bloc de la maximisation de la puissance extraite sans asservissement de la vitesse

VI.4.2 Profil du vent

La figure (VI.5) présente le profil du vent qui sera appliqué pour la turbine éolienne ainsi que l'allure de la vitesse du rotor. On suppose qu'à $t=0,03s$, la vitesse du vent atteint une valeur seuil 4m/s pour laquelle la MADA commence à produire de l'énergie. A partir de $t=0,075s$, la vitesse du vent aura une valeur moyenne de 12m/s.

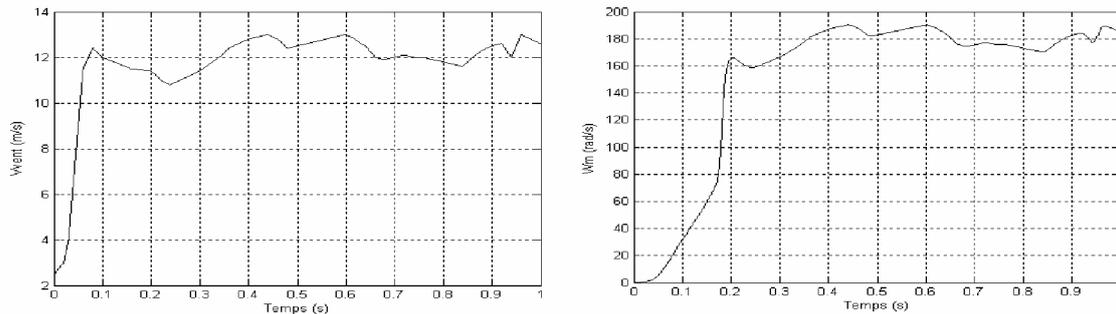


Fig.VI.5 Profil du vent et la vitesse du rotor

VI.4.3 Le coefficient de puissance

La figure (VI.6) montre le coefficient de puissance obtenu par le profil du vent présenté sur la figure (VI.5).

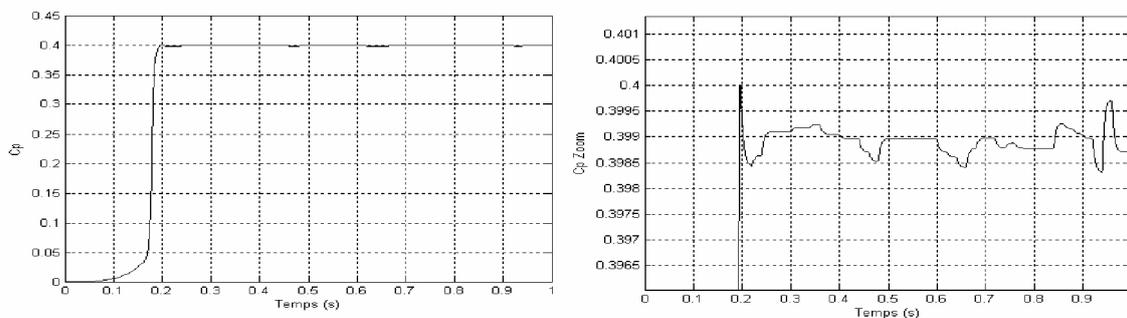


Fig.VI.6 Le coefficient de puissance avec un zoom

Ce coefficient de puissance est obtenu pour un angle de calage β fixe ($\beta = 2^\circ$), qui nous donne un $\lambda_{optimale}$.

On remarque que le C_p atteint une valeur moyenne de 0,4, il cherche à être gardé au maximum possible pour but de maximiser la production, et varie légèrement selon la variation de la vitesse du vent.

N.B : Le même profil du vent qui sera appliqué pour toutes les cascades.

VI.5 Structure globale du système à asservir

La structure globale à asservir est montrée sur la figure (VI.7)

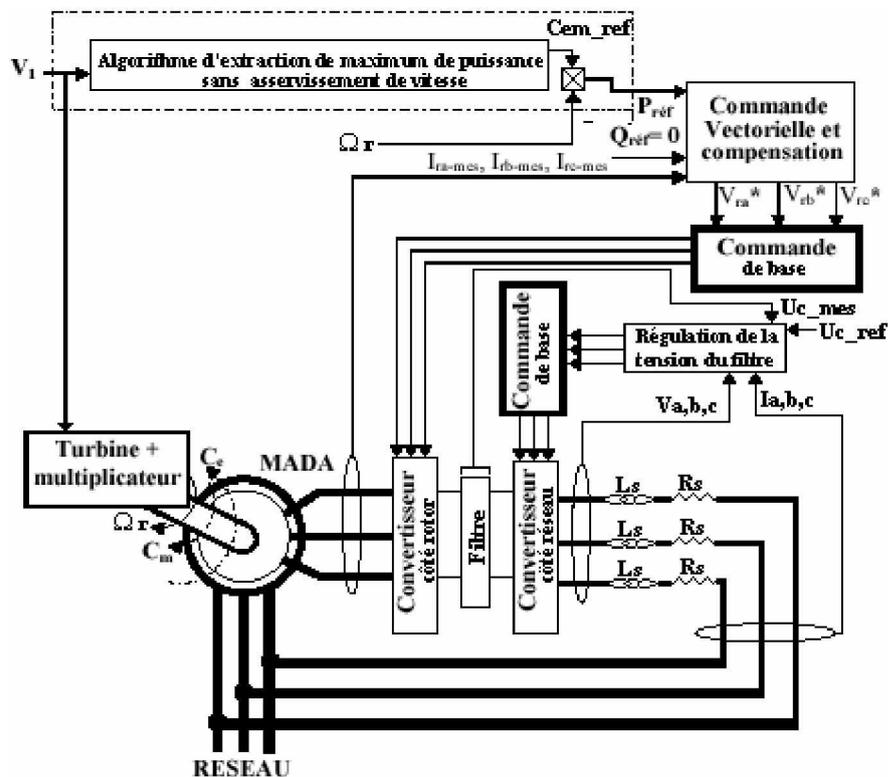


Fig.VI.7 Schéma structurel du système éolien global

VI.6 Cascade : Redresseur de courant triphasé à deux niveaux - Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux - MADA - Turbine

VI.6.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

A- Modèle de la boucle de tension

L'objectif du convertisseur du côté réseau est de maintenir la tension du filtre intermédiaire à une valeur de référence désirée qu'elle que soit le sens de la puissance. Le principe de fonctionnement de ce convertisseur été déjà présenté dans le 4^{ème} chapitre.

Avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes, la modélisation de la boucle de tension est basée sur le principe de conservation de la puissance instantanée. Cette boucle impose la valeur

efficace du courant de référence du réseau [42]. La figure (VI.8) montre la structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.

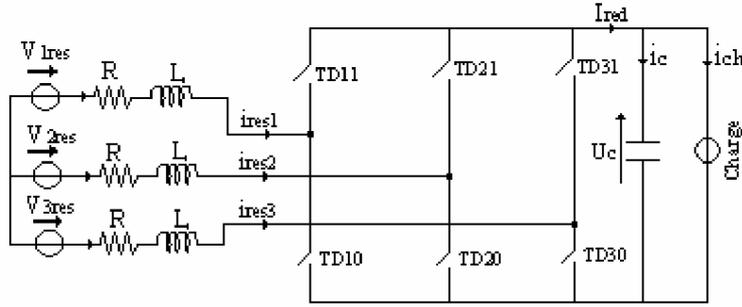


Fig.VI.8 La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

Puissance d'entrée

$$P_e = \sum_{i=1}^3 (E_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{1}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \quad (\text{VI.14})$$

Puissance de sortie

$$P_s = U_c I_{red} = U_c (i_c + i_{ch}) \quad (\text{VI.15})$$

En appliquant le principe de la conservation de la puissance et en négligeant les pertes par effets joule dans la résistance R , on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (E_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_c I_{red} \quad (\text{VI.16})$$

En supposant que les courants du réseau sinusoidaux et en phase avec leurs tensions V_{resk} correspondantes, on peut écrire alors :

$$3E_{eff} I_e = U_c I_{red} \quad (\text{VI.17})$$

Avec :

$$E_{resk} = \sqrt{2} E_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1))$$

$$i_{resk} = \sqrt{2} I_e \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1))$$

La relation (VI.17) nous donne :

$$I_{red} = \frac{3E_{eff}}{U_c} I_e \quad (\text{VI.18})$$

Pour le filtre, on a :

$$C \frac{dU_c}{dt} = i_c = I_{red} - i_{ch} \quad (\text{VI.19})$$

$$\Rightarrow CU_c s = I_{red} - i_{ch} \quad (\text{VI.20})$$

$$\Rightarrow U_c = \frac{1}{C s} i_c \tag{VI.21}$$

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux est présenté sur la figure (VI.9).

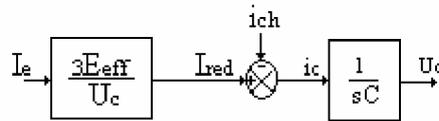


Fig.VI.9 Modèle de la tension du redresseur triphasé à deux niveaux

B- Modélisation de la boucle de courant (boucle interne)

L'asservissement des courants du réseau se faisait par des boucles internes, afin de minimiser le contenu harmonique dans les courants et avoir un facteur de puissance pratiquement unitaire. Le modèle d'une phase du réseau est représenté sur la figure (VI.10).

La tension V_{kres} est celle de la phase k ($k=1, 2, 3$) du réseau triphasé. $V_{\lambda c}$ ($\lambda = A, B, C$) est la tension liée au bras λ du redresseur qui est en série avec l'impédance du réseau constituée par la résistance R et l'inductance L .

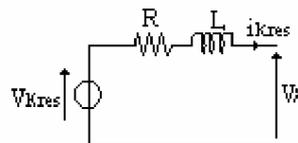


Fig.VI.10 Modélisation d'une phase du réseau

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation de courant s'écrit donc :

$$C_i(s) = \frac{i_{kres}}{V_{kres} - V_{\lambda c}} = \frac{1}{R + s L} \tag{VI.22}$$

Le schéma bloc du principe de la régulation en cascade d'un redresseur de courant est celui de la figure (VI.11).

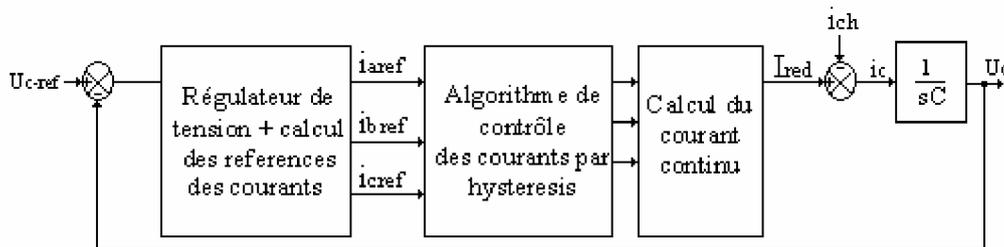


Fig.VI.11 Schéma bloc du principe de la régulation en cascade du redresseur de courant à MLI à deux niveaux

Le régulateur de tension utilisé est de type PI. Le dimensionnement de ce type de régulateur est présentée à l'annexe 1.

La régulation des courant de réseaux par hystérésis été déjà présentée dans le chapitre précédent.

VI.6.2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Redresseur de courant à deux niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA - Turbine

Pour commander le redresseur de cette cascade, on applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie trianglo - sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie avec $m = 12$. Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour la boucle de courant et par un régulateur PI pour la boucle de tension. La valeur efficace des courants de références du réseau est imposée par la boucle de tension, mais leur fréquence est celle du réseau électrique 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$ et $R_p = 25\Omega$.

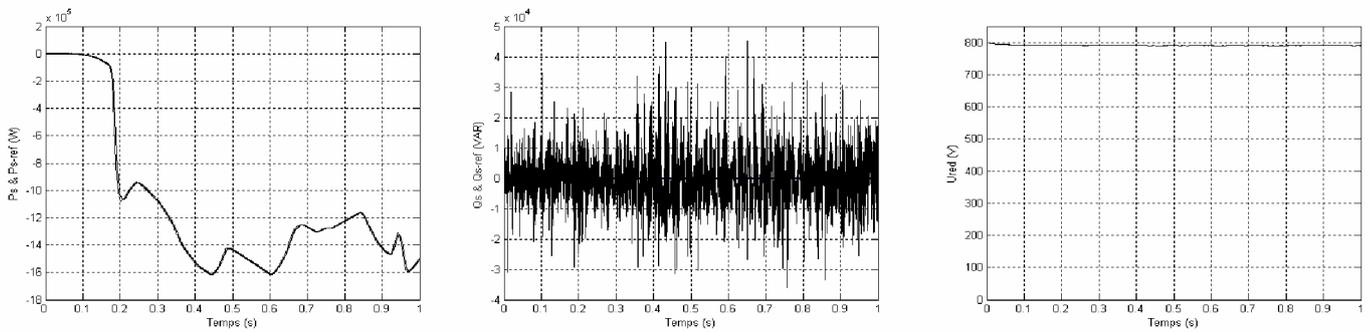


Fig.VI.12 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red}

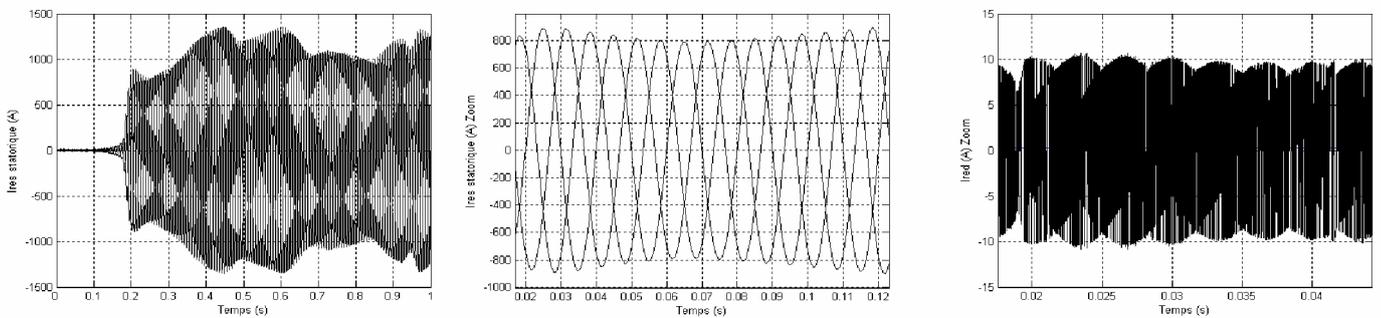


Fig.VI.13 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red}

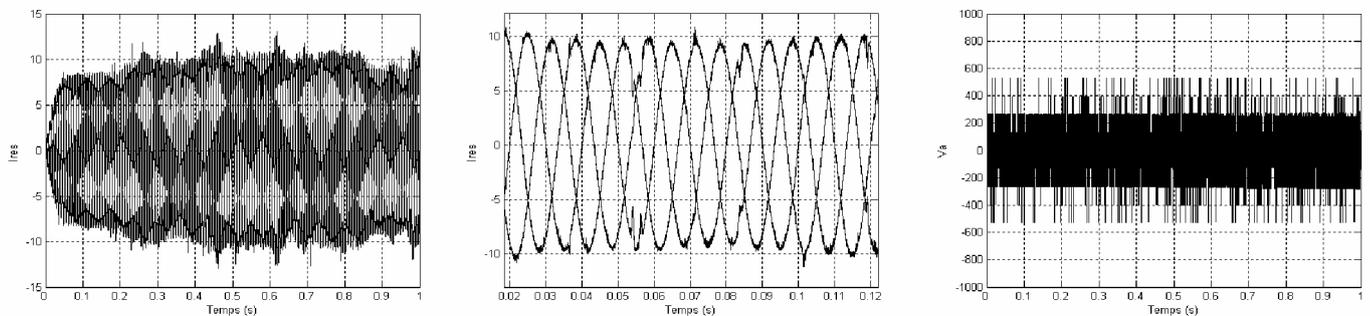


Fig.VI.14 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur

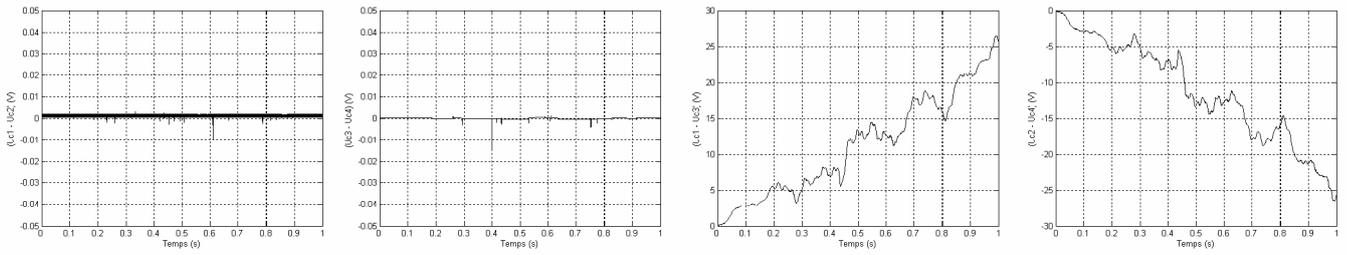


Fig.VI.15 Les différences entre les tensions : $(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

Les figures présentées montrent les performances de la cascade utilisant un redresseur à deux niveaux, un pont de Clamping et un onduleur à cinq niveaux connecté au rotor de la MADA qui est entraîné par une turbine éolienne. L'asservissement du redresseur consiste à deux boucles de régulation (une boucle interne et une autre externe). La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine. On constate un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. On remarque aussi la chronologie de fonctionnement de l'éolienne par les variations des différentes grandeurs présentées. La tension redressée est asservie à sa référence (800V), les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$ sont pratiquement nulles et $(U_{c2} - U_{c4})$ s'oppose à $(U_{c1} - U_{c3})$. Les courants d'entrée du redresseur suivent leurs références, ayant une amplitude faible par rapport à celle des courants générés par le stator.

VI.6.3 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Quatre redresseurs de courant à deux niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – MADA - Turbine

On applique le même algorithme d'asservissement élaboré précédemment pour chaque redresseur. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie trianglo - sinusoidale à quatre porteuses en dents de scie avec $m = 12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux ont le même modèle que celui utilisé avec la cascade précédente. La valeur efficace des courants de référence du réseau est imposée par la boucle de tension, mais leur fréquence est celle du réseau électrique 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$ et $R_p = 25\Omega$.

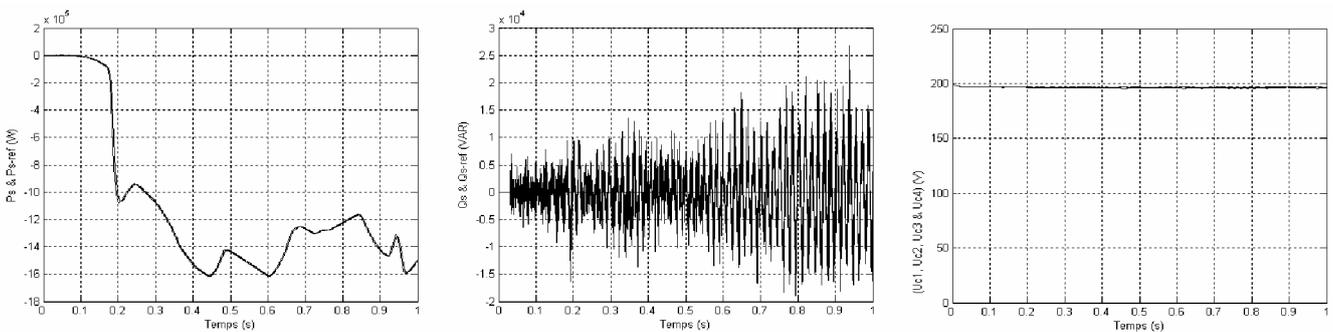


Fig.VI.16 La puissance active et réactive statorique, et les tensions redressés $(U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4})$

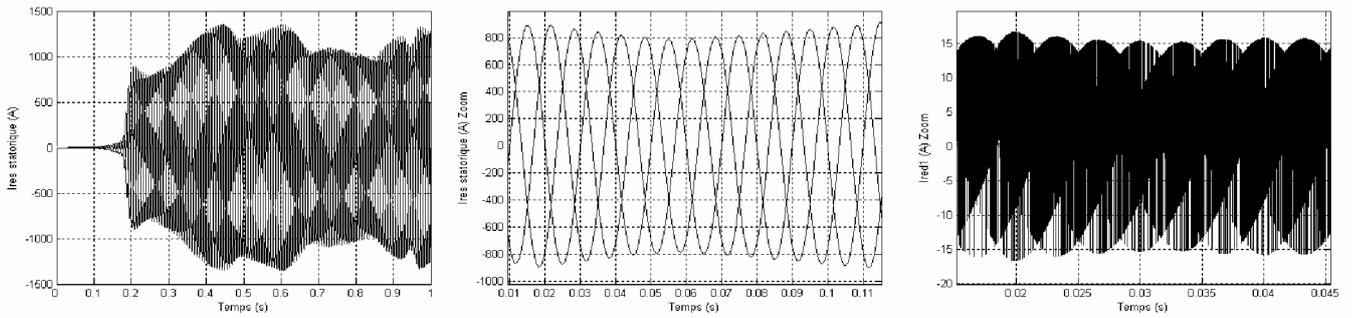


Fig.VI.17 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red1}

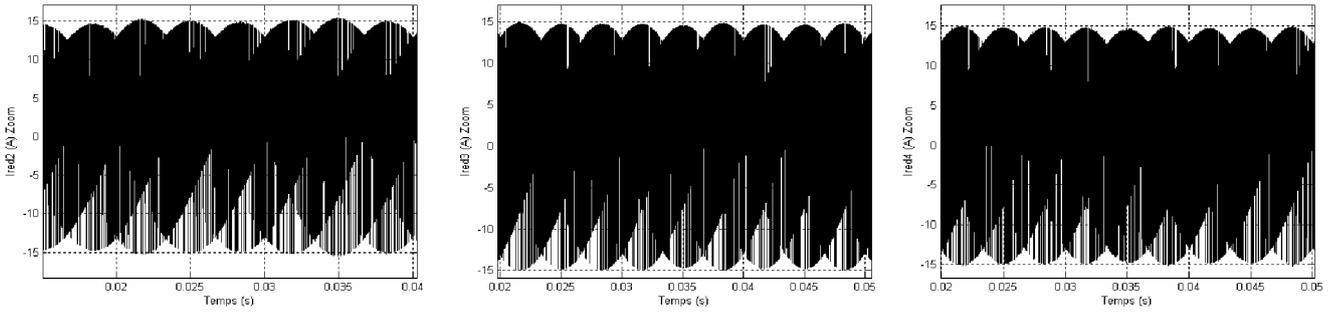


Fig.VI.18 Les courants redressés I_{red2} , I_{red3} , et I_{red4}

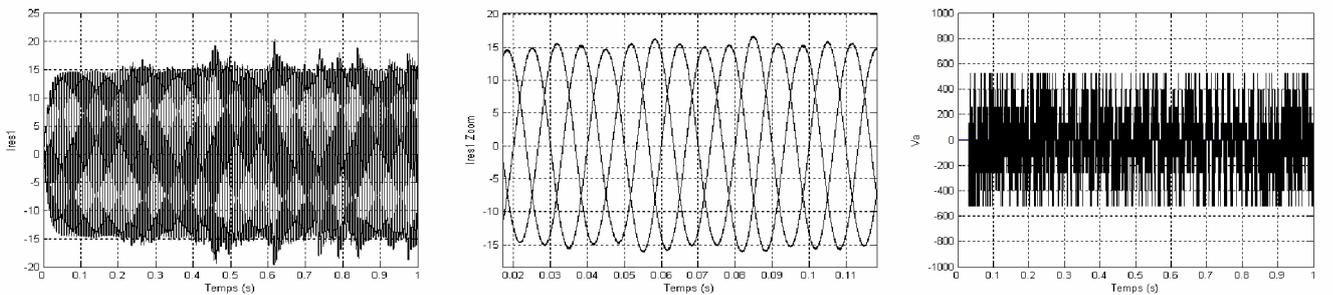


Fig.VI.19 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur

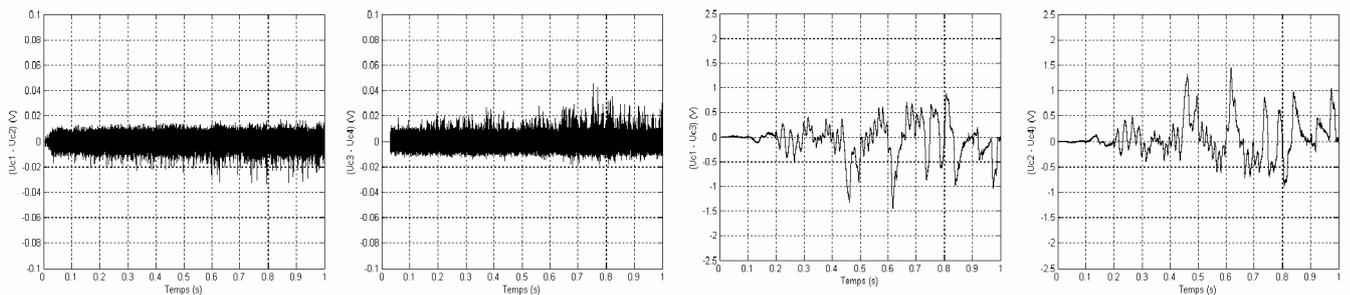


Fig.VI.20 Les différences entre les tensions : $(U_{c1} - U_{c2})$, $(U_{c3} - U_{c4})$, $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

Les performances de la cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux, un pont de Clamping et un onduleur à cinq niveaux connecté au rotor de la MADA qui est entraîné par une turbine éolienne, sont montrées par les figures ci dessus. La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine. On remarque un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. On remarque aussi la chronologie de

fonctionnement de l'éolienne par les variations des différentes grandeurs présentées. La tension redressée est asservie à sa référence (200V), les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$ sont pratiquement nulles, $(U_{c2} - U_{c4})$ s'oppose à $(U_{c1} - U_{c3})$ et oscillent autour du zéro. On trouve que les grandeurs de cette cascade sont plus stables que celles obtenues en utilisant un seul redresseur. Les courants d'entrée du redresseur suivent leurs références, ayant une amplitude faible par rapport à celle des courants générés par le stator.

VI.7 Cascade : Redresseur de courant triphasé à trois niveaux - Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA - Turbine

VI.7.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à trois niveaux

La commande du redresseur à MLI à trois niveaux peut se décrire sous la forme d'un asservissement en cascade. Des boucles internes règlent les courants de phase et une boucle externe règle la tension moyenne U_c des deux tensions U_{c1} et U_{c2} de sortie du redresseur à trois niveaux $(U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2})$. Le schéma de principe est le même que le redresseur de courant à deux niveaux présenté à la figure (VI.11). L'erreur de tension est issue de la différence de U_{cref} , tension continue moyenne de référence, et de la valeur moyenne U_c . La sortie du correcteur de tension fournit la valeur efficace des courants de référence du réseau. Les sorties des correcteurs des courants fournissent les tensions triphasées de référence qui, par la stratégie de commande à MLI, donneront les commandes des différents semi-conducteurs du redresseur à trois niveaux [42].

A- Modélisation de la boucle de courant

La fonction de transfert de régulation de courant en boucle ouverte est la même que celle donnée précédemment, tel que :

$$C_i(s) = \frac{1}{R + sL} \tag{VI.23}$$

Le modèle de commande réduit du redresseur triphasé à trois niveaux est donné à la figure (VI.21).

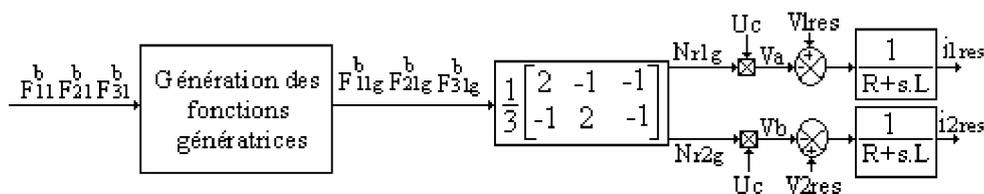


Fig.VI.21 Modèle de commande réduit du redresseur triphasé à trois niveaux

B- Modélisation de la boucle de tension

La boucle de tension impose la valeur efficace I_{eff} des courants de référence du réseau. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes :

$$\begin{cases} P_e = \sum_{i=1}^3 (V_{kres} i_{kres} - \frac{1}{2} \frac{di_{kres}^2}{dt}) \\ P_s = -U_{c1} i_{red1} + U_{c2} i_{red2} \end{cases} \quad (VI.24)$$

On supposera dans la suite : $U_{c1} = U_{c2} = U_c$ et $C_1 = C_2 = C$

Définissons les grandeurs i_c, i_{ch} et U_c comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2}, i_{ch} = \frac{i_{1ond} + i_{2ond}}{2}, U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \text{ et } I_{red} = i_c + i_{ch}$$

En remplaçant ces grandeurs dans le système (VI.23), on peut écrire :

$$P = \sum_{i=1}^3 V_{kres} i_{kres} = 2U_c (i_c + i_{ch}) + \sum_{i=1}^3 \frac{L}{2} \frac{di_{kres}^2}{dt} \quad (VI.25)$$

En supposant que les systèmes de tension et courant du réseau triphasé sinusoïdaux et équilibrés, la relation (VI.25) devient :

$$P = 3V_e I_e = 2U_c I_e \quad (VI.26)$$

Le modèle de la boucle de tension est illustré à la figure (VI.22).

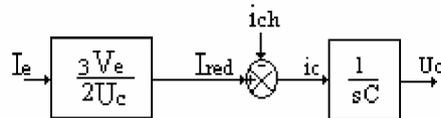


Fig.VI.22 Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à trois niveaux

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation de tension s'écrit donc :

$$G_c(s) = \frac{U_c}{i_c} = \frac{1}{sC} \quad (VI.27)$$

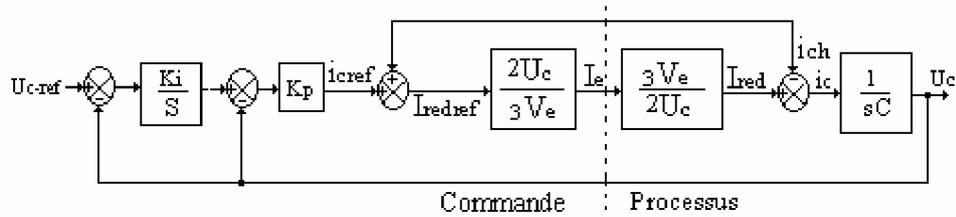


Fig.VI.23 Boucle de réglage de la tension moyenne U_c

On utilise des régulateurs à hystérésis définis dans le chapitre (V), pour la régulation du courant. La boucle d'asservissement de la tension U_c (qui est la moyenne des tensions U_{c1} et U_{c2}) est donnée à la figure (VI.23).

On utilise un régulateur de type IP qui permet d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée qui ne contient pas de zéro. Le dimensionnement et les paramètres du régulateur IP sont donnés en annexe 3.

VI.7.2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Redresseur de courant à trois niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA - Turbine

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment pour asservir la tension moyenne à la sortie du redresseur triphasé à trois niveaux. Un régulateur de type IP est utilisé pour la boucle de tension qui nous donne par la suite La valeur efficace du courant a régulé, et une régulation par hystérésis en courant pour la boucle de courant. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie trianglo - sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie avec $m = 12$. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$ et $R_p = 25\Omega$.

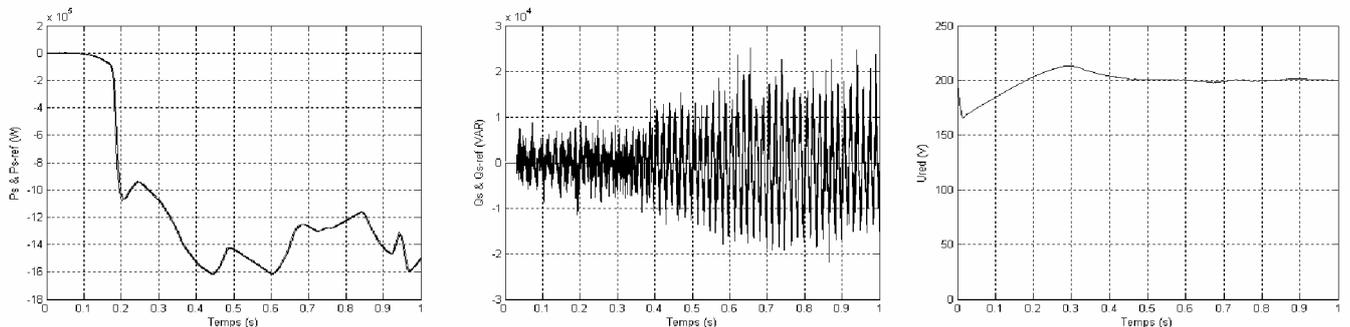


Fig.VI.24 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red}

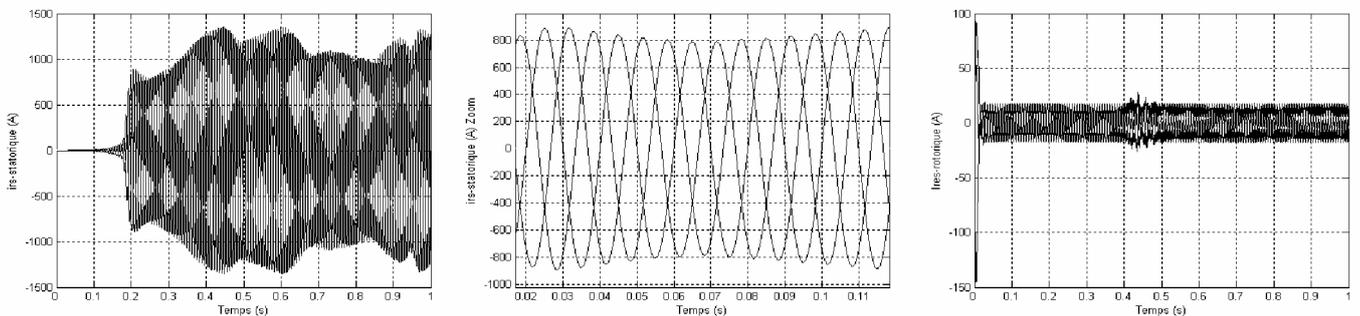


Fig.VI.25 Les courants statoriques avec un zoom et le courant du réseau i_{res}

On remarque que la tension redressée se stabilise à sa valeur de référence après un temps égale à 0,4s. La consigne de la puissance active statorique est déterminée à partir de la puissance de la turbine.

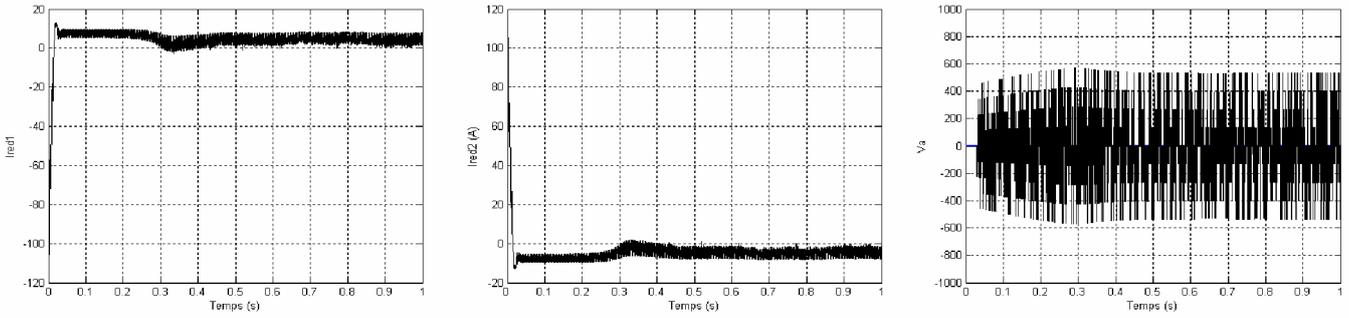


Fig.VI.26 Les courants redressés I_{red1}, I_{red2} et la tension à la sortie de l'onduleur

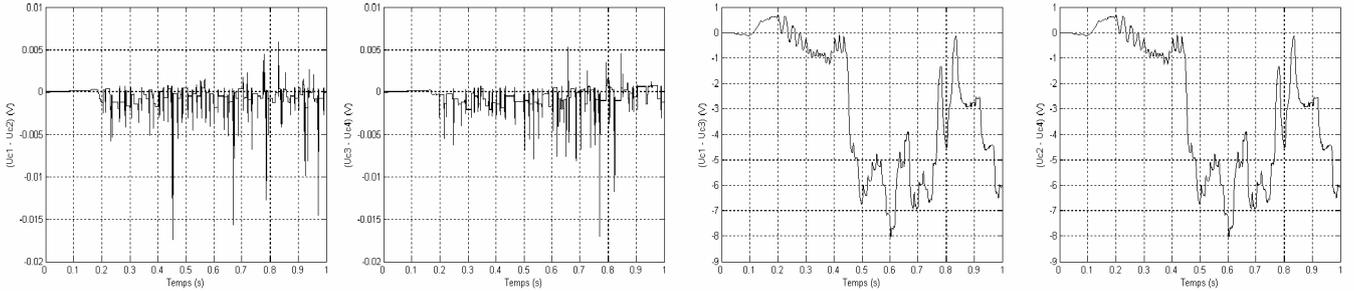


Fig.VI.27 Les différences entre les tensions : $(U_{c1} - U_{c2}), (U_{c3} - U_{c4}), (U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

On constate un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. Le courant I_{red2} a une valeur moyenne négative et s'oppose au courant I_{red1} qui présente une valeur moyenne positive. Les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$ sont pratiquement nulles et $(U_{c2} - U_{c4})$ s'oppose à $(U_{c1} - U_{c3})$. Ainsi, on remarque la chronologie de fonctionnement de l'éolienne.

VI.8 Cascade : Redresseur de courant triphasé à cinq niveaux - Pont de Clamping - Onduleur triphasé à cinq niveaux – MADA - Turbine

VI.8.1 Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux est la même que celle d'un onduleur de tension à cinq niveaux donnée par la figure (V.1).

A- Modèle de la boucle de tension

La boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau, comme il a été décrit pour le redresseur à deux niveaux. En utilisant le principe de la conservation de la puissance instantanée, on peut écrire [42] :

$$P_e = \sum_{i=1}^3 (E_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{1}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \tag{VI.28}$$

$$P_s = U_{red1}(i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2}(i_{c2} + i_{ch2}) + U_{red3}(i_{c3} + i_{ch3}) + U_{red4}(i_{c4} + i_{ch4}) \tag{VI.29}$$

Définissons les grandeurs i_c, i_{ch} et U_{red} comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4}, \quad i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4}$$

$$U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U_{red3} + U_{red4}}{4} \text{ et } i_{red} = i_c + i_{ch}$$

Si on néglige les pertes par effets joule dans les résistances du réseau, on peut écrire :

$$P_e = \sum_{i=1}^3 V_{kres} i_{kres} = 4U_{red} (i_c + i_{ch}) + \sum_{i=1}^3 \frac{L}{2} \frac{d i_{kres}^2}{dt} \tag{VI.30}$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire:

$$P = 3E_{eff} I_e = 4U_{red} (i_c + i_{ch}) \tag{VI.31}$$

A partir de la relation (VI.31), on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant à cinq niveaux, comme il est illustré sur la figure (VI.28).

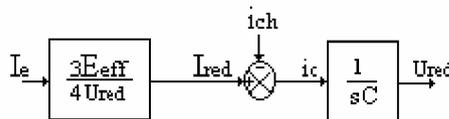


Fig.VI.28 Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à cinq niveaux

VI.8.2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade : Redresseur de courant à cinq niveaux - Pont de Clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux - MADA - Turbine

Pour commander le redresseur de la cascade, on applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment avec un régulateur PI. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie trianglo - sinusoïdale à quatre porteuses en dents de scie avec $m = 12$. Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour la boucle de courant et par un régulateur PI pour la boucle de tension. La valeur efficace des courants de références du réseau est imposée par la boucle de tension, mais leur fréquence est celle du réseau électrique 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales. Les paramètres du pont de Clamping sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 20mf$ et $R_p = 25\Omega$.

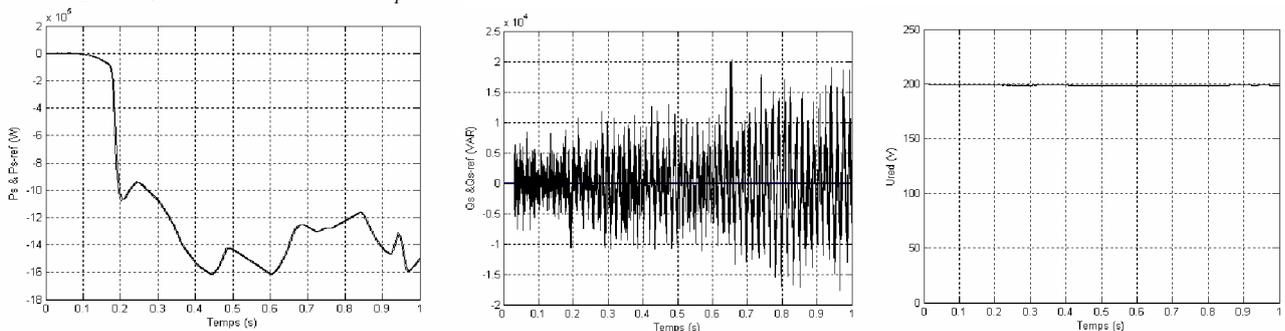


Fig.VI.29 La puissance active et réactive statorique, et la tension redressée U_{red}

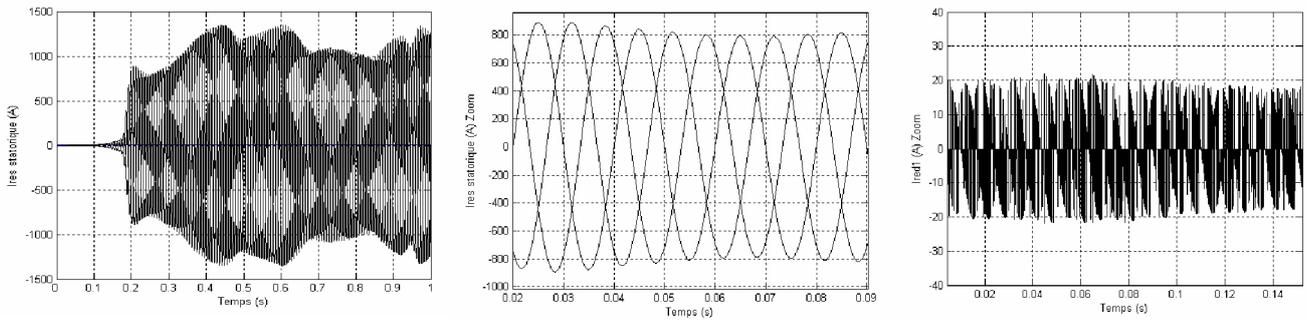


Fig.VI.30 Les courants statoriques avec un zoom et le courant redressé I_{red1}

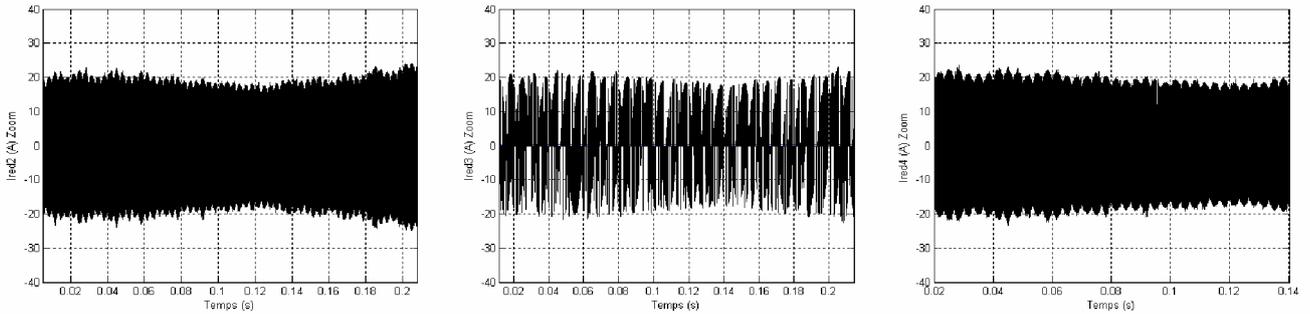


Fig.VI.31 Les courants redressés I_{red2} , I_{red3} , et I_{red4}

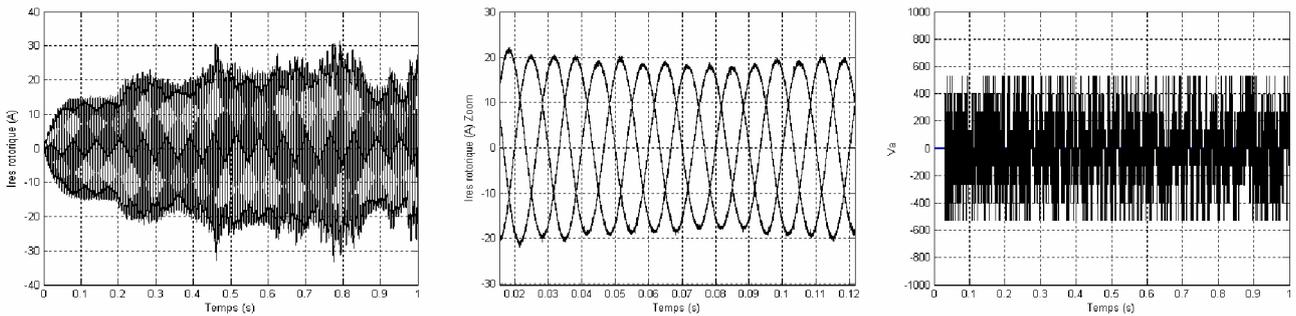


Fig.VI.32 Les courants d'entrée du redresseur avec un zoom et la tension à la sortie de l'onduleur

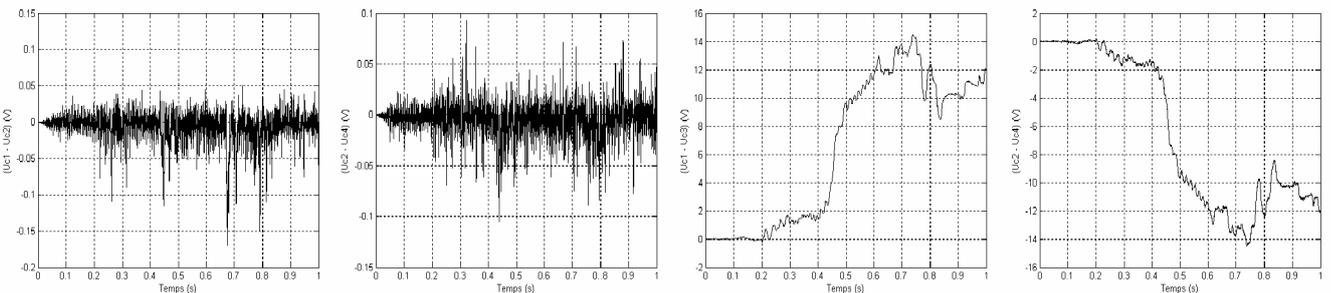


Fig.VI.33 Les différences entre les tensions : $(U_{c1} - U_{c2})$, $(U_{c3} - U_{c4})$, $(U_{c1} - U_{c3})$ et $(U_{c2} - U_{c4})$

Les performances de la cascade utilisant un redresseur à cinq niveaux, un pont de Clamping et un onduleur à cinq niveaux connecté au rotor de la MADA qui est entraîné par une turbine éolienne, sont illustrées sur les figures ci-dessus. La tension redressée suit sa référence (200V). On remarque un bon suivi de consigne pour la puissance active ainsi que la puissance réactive statorique qui est maintenue nulle par les puissances réelles débitées par la MADA. Les courants d'entrée du

redresseur suivent leurs références, ayant une amplitude faible par rapport à celle des courants générés par le stator. Nous remarquons la chronologie de fonctionnement de l'éolienne par les variations des différentes grandeurs présentées. Les différences $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$ sont pratiquement nulles, $(U_{c2} - U_{c4})$ s'oppose à $(U_{c1} - U_{c3})$. On trouve que les performances de cette cascade sont plus intéressantes du point de vue stabilité des grandeurs que celles obtenues par les cascades présentées précédemment.

VI.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation d'une turbine éolienne, par la suite nous l'avons associée à un système de conversion d'énergie constitué d'une machine asynchrone à double alimentation et de convertisseurs d'électronique de puissance (convertisseurs multi niveaux), et donc un modèle du système éolien global a été présenté. Nous avons conçu une commande (un algorithme) qui nous a permis de maximiser la puissance captée. L'asservissement des tensions des filtres intermédiaires a été présenté. L'analyse des résultats de simulation nous ont permis de comparer les performances de la chaîne éolienne basée sur les différents convertisseurs, et de montré l'efficacité de l'asservissement unique de la tension moyenne U_c au lieu de deux ou quatre asservissements séparés de $(U_{c1} - U_{c2})$ et $(U_{c3} - U_{c4})$ pour les redresseurs à cinq niveaux. Ainsi, on a montré la possibilité de réaliser une chaîne de conversion éolienne en exploitant les avantages des convertisseurs multi niveaux, absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude d'une machine asynchrone à double alimentation (Alimentation et commande), ainsi que l'apport qu'elle pourrait apporter son application dans une chaîne de production d'énergie éolienne. Pour ce faire, dans le premier chapitre, on a présenté l'état de l'art sur les différents types d'éoliennes existantes, les différentes génératrices utilisées et le choix de la machine asynchrone à double alimentation. De plus, les structures d'alimentation de la MADA associée à des convertisseurs d'électronique de puissance ont été présentées. La structure optée est celle qui comporte un système de convertisseurs indirects connectés au rotor de la génératrice (MADA) dont le stator est lié directement au réseau électrique.

Après le choix de la génératrice et sa structure d'alimentation, la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation a fait l'objet du deuxième chapitre. La mise en équation des différentes grandeurs caractérisant la machine étudiée, nous a permis d'établir un modèle mathématique équivalent dont la complexité a été réduite en se basant sur certaines hypothèses simplificatrices. Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab nous confirment la possibilité de double alimentation par la stabilité des différentes grandeurs de la machine étudiée.

La génératrice asynchrone est destinée pour la production d'énergie dans le domaine éolien. Il est donc très utile de raisonner en terme de puissance. Pour cela, la commande vectorielle élaborée dans le troisième chapitre est en puissance active et réactive statoriques. Dans cette partie, on a présenté l'étude théorique de la commande vectorielle, où on a exprimé les grandeurs statoriques de la machine asynchrone à double alimentation en fonction des grandeurs rotoriques ayant pour but le pilotage de la MADA par le rotor. Le bon suivi des consignes pour les deux puissances active et réactive statoriques par les puissances réelles débitées par le stator de la machine a montré l'efficacité de la commande appliquée à priori la stratégie de régulation en MLI par un onduleur à deux niveaux alimenté par une source continue supposée parfaite.

Dans le troisième chapitre, on a supposé que la tension du filtre capacitif de l'onduleur est constante. Or cela n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries. Pour cela, on a proposé dans le quatrième chapitre l'asservissement d'un redresseur de courant à deux niveaux comme dispositif pour générer la source de tension pour l'alimentation de l'onduleur à deux niveaux.

Dans le cinquième chapitre, on a étudié les différentes cascades ayant à leurs sorties un onduleur de tension à cinq niveaux. On a analysé les cascades suivantes :

- Cascades d'un ou deux ou quatre redresseurs de courants à deux niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux-MADA.

- Cascades d'un ou deux redresseurs de courants à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux-MADA.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux-MADA.

L'analyse des résultats obtenus par simulation a montré des fluctuations des points milieux des ponts capacitifs de chacune des cascades et l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux. La comparaison des performances présentées a prouvé l'efficacité d'utilisation d'un seul redresseur de courant à cinq niveaux, au lieu de quatre redresseurs de courant à deux niveaux ou de deux redresseurs à trois niveaux.

Afin d'améliorer les tensions (U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4}) d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux et de concevoir une chaîne de conversion éolienne complète, on a présenté dans la dernier chapitre la modélisation d'une turbine éolienne et l'asservissement des redresseurs de courant à deux, trois et cinq niveaux en utilisant des régulateurs classiques (PI, IP et hystérésis). Ces asservissements permettent pratiquement de stabiliser mieux les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux. Un algorithme de maximisation de la puissance captée du vent à été mis en oeuvre, où on a supposé que la vitesse du vent varie légèrement au régime permanent. Il consiste à une estimation de la vitesse du vent correspondante au facteur d'avance optimal et donc au coefficient de puissance maximal. La chronologie de fonctionnement de l'éolienne en fonction de la vitesse du vent été illustrée et la puissance est effectivement maximisée.

En guise de perspective de recherche, nous envisageons :

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que sept et neuf niveaux dans une chaîne de conversion éolienne ;
- L'établissement d'un modèle de la MADA prenant notamment en compte la saturation magnétique ;
- L'utilisation d'un algorithme de maximisation de la puissance captée par différentes techniques : logique flou, réseaux de neurones,...etc.
- L'intégration éventuelle d'un système de stockage inertiel ;
- Enfin, l'étude des perturbations de la production d'énergie éolienne vis-à-vis les déséquilibres du réseau électrique.

Annexes

Dimensionnement du régulateur PI

La figure (1.1) montre un système en boucle fermée corrigé par un régulateur PI.



Fig.1.1 Schéma bloc d'un système réguler par un PI

La forme du correcteur est la suivante :

$$C_s = k_p + \left(\frac{k_i}{s}\right)$$

Avec :

- k_p : est le gain proportionnel du régulateur ;
- k_i : est le gain intégral du régulateur.

Si on considère la fonction de transfert suivante pour un processus associé à ce correcteur :

$$F(s) = \frac{K}{1 + \tau s}$$

En boucle ouverte, on aura la fonction de transfert suivante :

$$F_{BO}(s) = K \frac{k_p + \left(\frac{k_i}{s}\right)}{1 + \tau s} = \frac{K(k_p s + k_i)}{s(1 + \tau s)} = K k_i \frac{1 + \frac{k_p s}{k_i}}{s(1 + \tau s)}$$

On prend

$$\tau = \frac{k_p}{k_i}$$

Alors

$$F_{BO}(s) = \frac{k_i K}{s}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$F_{BF}(s) = \frac{k_i K}{k_i K + s} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_i K} s}$$

Pour atteindre 95% de la consigne, le temps de repense t_r du système bouclé vaut : $t_r = 3 \frac{1}{k_i K}$

Or,

$$k_i = \frac{k_p}{\tau}$$

Alors

$$t_r = 3 \frac{\tau}{k_p K}$$

D'où

$$\begin{cases} k_p = 3 \frac{\tau}{t_r K} \\ k_i = \frac{3}{t_r K} \end{cases}$$

Paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée, et ceux de la turbine

Les paramètres de la MADA sont :

$$P_n = 1,5\text{MW} ;$$

$$p = 2 ;$$

$$f = 50\text{Hz} ;$$

$$\text{Résistance statorique} : R_s = 0,012\Omega ;$$

$$\text{Résistance rotorique} : R_r = 0,021\Omega ;$$

$$\text{La Mutuelle} : M = 0,0135\text{H} ;$$

$$\text{Inductance statorique} : L_s = 0,0137\text{H} ;$$

$$\text{Inductance rotorique} : L_r = 0,0136\text{H} ;$$

$$\text{La tension du réseau utilisé} : V = 690\text{V} \text{ avec une fréquence de } 50\text{Hz}.$$

Les paramètres de la turbine éolienne utilisée :

$$\text{Nombre de pale} = 3 ;$$

$$\text{Diamètre d'une pale} : R = 60\text{m};$$

$$\text{Gain du multiplicateur} : G = 90;$$

$$\text{Inertie } J = 50\text{kg} \cdot \text{m}^2 ;$$

$$\text{Coefficient de viscosité} : f = 7,1e^{-3} \quad f = 7,1e^{-3}.$$

Dimensionnement du régulateur IP

La figure (3.1) représente la boucle de régulation de la tension U_c après compensation et linéarisation, qui est utilisée dans le chapitre VI.

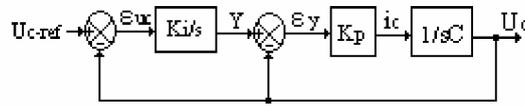


Fig.3.1 Boucle de régulation de la tension U_c

Cette figure permet d'écrire :

$$\frac{U_c}{\varepsilon_Y} = \frac{K_p}{sC} \Rightarrow \frac{U_c}{Y} = \frac{K_p}{K_p + sC}$$

$$\frac{U_c}{\varepsilon_Y} = \frac{K_i K_p}{s(K_p + sC)} \Rightarrow \frac{U_c}{\varepsilon_Y} = \frac{K_i K_p}{K_i K_p + sK_p + s^2 C}$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système de la figure (3.1) s'exprime alors comme suit :

$$F_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_i} s + \frac{1}{K_i K_p} s^2}$$

L'identification de cette fonction de transfert avec celle d'un système de second ordre, donne :

$$\begin{cases} \frac{2\zeta}{\omega_0} = \frac{1}{K_i} \\ \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{C}{K_i K_p} \end{cases}$$

En imposant la pulsation propre et l'amortissement ζ , on peut déterminer K_i et K_p comme suit :

$$\begin{cases} K_i = \frac{\omega_0}{2\zeta} \\ K_p = 2\zeta C \omega_0 \end{cases}$$

Avec $C = 20mf$, nous aurons :

$$\begin{cases} \omega_0 = 10^2 \\ \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_i = 70,71 \\ K_p = 2,83 \end{cases}$$

Références bibliographiques

-
- [1] S.Ezzeldin Abdin and Wilson Xu. Control Design and Dynamic Performance Analysis of a Wind Turbine-Induction Generator Unit, IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol.15, N°1, pp. 91-96, March, 2004.
- [2] A.Graues. Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbine. Technical report No.292.Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 1996.
- [3] A.Mirecki. Etude Comparative de chaînes de Conversion d'Énergie Dédiées à une Eolienne de Petite Puissance. Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [4] L.Hornfors A.Petersson, T.Thiringer and T.Petru. Modelling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine, IEEE Transactions On Energy Conversion. Vol.20, N°4, pp. 878-868, December, 2005.
- [5] A.Talha. Modélisation et Commande d'un Onduleur à Sept Niveaux à Structure NPC Application à la Conduite d'une Machine Synchrone `a Aimants Permanents, Thèse de Magister. USTHB, 1999.
- [6] B.Hemici. Commande de la vitesse d'un moteur asynchrone par les variables rotoriques, Thèse de magister en électrotechnique. ENP d'Alger, 1987.
- [7] R.A.Lakin B.Hopfensperger, D.J.Atkinson. Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder, IEE Proceedings on Electronic Power Applications. Vol.147, N°4, pp. 354-362, July, 2000.
- [8] F.A.Farret B.Palle et M.G.Simoes. Full Expandable Model of Parallel Self-Exited Induction Generation. EE Proc-ElectIr, Power Appl, Vol 152, No1 January, 2005.
- [9] C.Bourillon. Wind Energy-Clean Power for Generations. Renewable Energy, Vol.16. pp. 948-953, 1999.
- [10] A.Talha M.O.Mahmoudi D.Beriber, E.M.Berkouk. Study and control of two two-level PWM rectifiers-clamping bridge-two three-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine, IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp.3894–3899, Aachen Germany, 2004.
- [11] T.Kompa A.Samour D.Schulz, R.Hanitsch. Comparative Power Quality Investigations of Variable Speed Wind Energy Converters with Doubly-fed Induction and Synchronous Generator, PCIM Power Quality Conference Nuremberg. pp. 39-44, May 14-16, 2002.
- [12] Janaka Ekanayake and Nick Jenkins. Comparison of the Response of Doubly Fed and Fixed-Speed Induction Generator Wind Turbines to Changes in Network Frequency, IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol.19, N°4, pp. 800-802, December, 2004.
- [13] P.Migliore E.Muljadi et K.Pierce. Control Strategy for Variable-Speed, Stall-regulated Wind Turbines. American Conrols Conference, Philadelphia, PA, Juin 24-26, 1998.

-
- [14] E.Muljadi et C.P.Buterfield. Pitch-Controlled Variable-Speed Wind Turbine Generation. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.37, No1, Jan. /Feb., 2001.
- [15] R.Abdessamad et M.Kadjoudj. Modélisation des machines électriques. Presse de l'université de Batna, Algérie, 1987.
- [16] F.Poitiers. Etude et Commande de Génératrice Asynchrones pour l'utilisation de l'Energie Eolienne -Machine asynchrone à cage autonome -Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, 2003.
- [17] D.J.Adams F.Z.Peng, J.W.McKeever. Cascaded Multilevel Inverter for Utiling Applications, IEEE. 0-7803-3932-0, 2000.
- [18] F.Labrique G.Seguir. Les convertisseurs de l'électronique de puissance, T1 et T2. Ed.DUNOD, 1989.
- [19] A.Bendre G.Venkataramanan. Reciprocity-Transposition-Based Sinusoidal Plusewidth Modulation for Diode-Clamped, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.49, N°5, October, 2002.
- [20] H.Bühler. Electronique de réglage et de commande. Ed.DUNOD, 1987.
- [21] H.Camblong. Minimisation de l'Impact des Perturbations d'Origine Eolienne dans la Génération d'Electricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable, Thèse de Doctorat d'Etat en Automatique. Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2003
- [22] Ricardo J.Mantz Hernan de Battista and Carlos F.Chrstiansen. Dynamical Sliding Mode Power Control of Wind Driven Induction Generators, IEEE Transactions On Energy Conversion. Vol.15, N°.4, pp. 851-857, December, 2004.
- [23] <http://www.observ er.org>. Le baromètre des énergies renouvelables.
- [24] J-S.Mariéthoz. Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multi niveaux asymétriques : Topologies, Modulation, et Commande, Thèse de doctorat. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [25] J.Chatelin. Machines électriques, Tome2. Presse Polytechnique Romandes, 1983.
- [26] J.F.Deshyes. Cellule des performances des hélices aéromotrices. Science et Technique de l'ingénieur B1361.
- [27] J.Martin. Energies éoliennes. Techniques de l'ingénieur Vol.B1360, 1990.
- [28] Herve Heamart Joseph et Martin. Conception d'une éolienne (HAWT) par approche aérodynamique. INCI 3101-22, Octobre, 2001.
- [29] F.Z.Peng J.Rodriguez, J.S.Lai. Multilevel Inverters : A Survey of Topologies, Controls, and Applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol.49, N°.4, August, 2002.

-
- [30] K.Ghedamsi. Etude et réalisation de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, Thèse de magister. EMP Alger, 2001.
- [31] Pablo Ledesma and Julio Usaola. Effect of Neglecting Stator Transients in Doubly Fed Induction Generators Models, IEEE Transactions On Energy Conversion. Vol.19, N°4, pp.467-468, December, 2004
- [32] J.B.Ekanayake L.Holdsworth, X.G.Wu and N.Jenkins. Comparison of fixed speed and doublyfed induction wind turbines during power system disturbances, IEE Proc-Gen Transm distrib. Vol.150 N°3, pp. 803-809, May, 2003.
- [33] Jeff Krukowski Wilson Xu Lili Bu, Chun Li and Xian Liu. A New Energy Recovery Double-Winding Cage-Rotor Induction Machine, IEEE Transactions On Energy Conversion. Vol.18, N°2, pp. 315-320, June, 2003.
- [34] L.Leclercq. Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d'assurer des services systèmes, Thèse de doctorat. Ecole doctorale sciences pour l'ingénieur, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2004.
- [35] M.Aime. Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques, Application aux nouvelles structures multicellulaires, thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003
- [36] EL M.Berkouk. Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multi niveaux, Thèse de doctorat en électrotechnique. Conservatoire National des Arts et Métiers, 1995.
- [37] M.Gossa K.Jemli M.B.Mohamed, M.Jemli. Doubly fed induction generator (DFIG) in wind turbine, Modeling and power control, IEEE International Conference on Industrial Technology. pp.580-584, ICIT, 2004.
- [38] M.Machmoum. Contribution à l'étude de la commande numérique de l'ensemble Cycloconvertisseur triphasé-Machine Asynchrone `a Double Alimentation, Thèse de doctorat. Institut Nationale Polytechnique de Lorraine, 1989.
- [39] M.Pinard. Commande Electronique des Moteurs Electriques. DUNOD, Série EEA, 2004.
- [40] O.Motoyoshi M.Yamamoto. Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator, IEEE Transactions on Power Electronics. Vol.6, N°4, pp. 624-629, October, 1991.
- [41] H.Ben Ahmed O.Gergaud, B.Multon. Modélisation d'une chaîne de conversion éolienne, Electrotechnique du Futur 2001, pp.17-22. Nancy, november, 2001.

- [42] S.Boulkhrachef. Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique floue, Mémoire de magister en électrotechnique. Ecole Nationale Polytechnique d'alger, 2001.
- [43] S.EL-Aimani. Modélisation de Différentes Technologies d'Eoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension, Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique et Génie Electrique. Ecole Centrale de Lille (ECL), 2005.
- [44] S.Noui. Etude et réalisation d'un redresseur à MLI commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un onduleur à 3 niveaux, Mémoire de magister. Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2001.
- [45] A.Tilli S.Peresada and A.Tonielli. Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine, IEEE Transactions On Control Systems Technology. Vol.11, N°.6, pp. 25-33, November, 2003.
- [46] S.Sirisukprasert. Optimised Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Invrter, Master thesis. Institut Polytechnic Virginia, 1999.
- [47] T.Rekioua. Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents, Thèse de doctorat. INPL, 1991.
- [48] <http://www.ewea.org>. Wind Energy. European Wind Energy Association.
- [49] Okafor W.Hofman, F. Doubly-fed full controlled induction wind generator for optimal power utilisation, PEDS Conference proceedings. pp.1-7, IEEE, 01, 2001.
- [50] Y.Khadidja. Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multi niveaux-moteur à induction, Mémoire de magister en électrotechnique. Université de Batna, 2005.
- [51] E.A.Lewis Y.Shakwweh. Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drive applications, IEEE-PESC Conference Record. vol.2, pp.965–971, 1999.

ملخص :

الهدف من هذا العمل (المذكورة) هو التزويد والتحكم في الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف و الفائدة التي يجلب تطبيقها في ناعورة هوائية. بعد عرض الحالة الفنية على الناعورة الهوائية, مختلف بنيات التزويد ونوع المولدة المستعملة فوق إختيارنا على الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف. ولقد تمّ تمثيل الماكنة اللامتزامنة وتطبيق التحكم الشعاعي بالقدرة الفعّالة وقدرة رد الفعل للساكن. وبعد ذلك تمت دراسة التحكم في الماكنة اللامتزامنة باستخدام محولات ذات مستويات مختلفة. وفي الأخير قمنا بضبط كلّ سلسلة تحويل الناعورة الهوائية بتطبيق خوارزمية MPPT لرفع الحصيلة الطاقوية لسلسلة الناعورة الهوائية. النتائج المحصل عليها سمحت بتقييم تطبيق الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف في مجال الناعورة الهوائية.

كلمات مفتاحية : الماكنة اللامتزامنة ذات تزويد مضاعف, التحكم الشعاعي بالقدرة الفعّالة وقدرة رد الفعل, محولات ذات مستويات مختلفة, الطاقة الهوائية.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne, l'alimentation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation et l'apport qu'elle pourra porter son application dans une chaîne de conversion éolienne. Après avoir présenté un état de l'art sur les éoliennes, les différentes structures d'alimentation et le type de génératrice utilisée, nous avons opté pour la machine asynchrone à double alimentation pilotée à travers les variables rotoriques. La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation a été présentée, ainsi nous avons appliqué la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques. Ensuite nous sommes intéressés à des cascades basées sur une machine asynchrone à double alimentation et des convertisseurs multi – niveaux. Les résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de l'application de la machine asynchrone à double alimentation dans le domaine éolien.

Mots Clés : Machine asynchrone à double alimentation, Commande vectorielle en puissance active et réactive, Convertisseurs multi – niveaux, Energie éolienne.

Abstract:

The work presented in this memory concerns, the feeding and controls of an asynchronous machine with doubly supply and the contribution which it will be able to carry its application in a chain of wind conversion. After having presented a state of the art on the wind mills, the various structures of feeding and the type of generator used, we chose the asynchronous machine with double power supply controlled through the rotor variables. The modeling of the asynchronous machine with double power supply was presented, thus we applied the vector control in active and reactive stator power. Then we are interested in cascades based on an asynchronous machine with double power supply and multi levels converters. Lastly, we made a control of a whole chain of wind conversion by applying an MPPT algorithm to optimize the energetic efficiency of the wind chain. The results obtained with simulation allowed the performance evaluation of the application of the asynchronous machine double power supply in the wind field.

Key words: Asynchronous machine with double power supply, vector control in active and reactive power, multi levels converters, Wind energy.