

5/99

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. en Génie Electrique & Informatique

MEMOIRE

En vue de l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Automatique
&
D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

THEME

COMMANDES LINEAIRE ET NON LINEAIRE
DES TENSIONS D'ENTREE D'UN ONDULEUR
TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

Proposé et dirigé par :

M. E.M. BERKOUK
M. M. TADJINE

Etudié par :

M. M.B. BECHERIF (Automatique)
M^{me}. A. HENNI (Electrotechnique)

PROMOTION 1999

ENP. 10 Avenue Pasteur, BP 182 El-Harrach ALGER - ALGERIE - Fax : 213 2 52 29 73

5/99



Avant- Propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande à l'Ecole Nationale Polytechnique, dirigés par le Docteur d'Etat Monsieur E.M. Berkouk ainsi que le Docteur d'Etat Monsieur M. Tadjine.

Que Monsieur E.M. Berkouk trouve ici l'expression de notre profonde gratitude pour tous ses précieux conseils, ses encouragements et le suivi de notre travail. Nous lui sommes reconnaissants pour tous ses efforts.

Nous adressons nos sincères remerciements à Monsieur M. Tadjine, en qualité de co-promoteur, pour toutes ses critiques constructives et ses conseils.

Nous tenons à remercier également Messieurs les membres de Jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait pour accepter de siéger à notre soutenance.

A tous les enseignants qui ont contribué à notre formation, nous présentons notre profonde gratitude.

Nos reconnaissances les plus dévoués à M^{elle} K. Boulaâm et M^{elle} R. Guedouani pour leur disponibilité et leurs nombreux conseils.

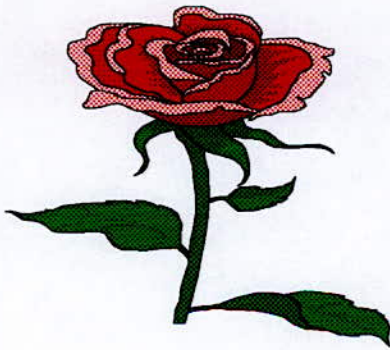
Nous tenons également à présenter nos remerciements les plus profonds à M^{me} S. Aïssaoui pour ses encouragements et son aide précieuse et inestimable.

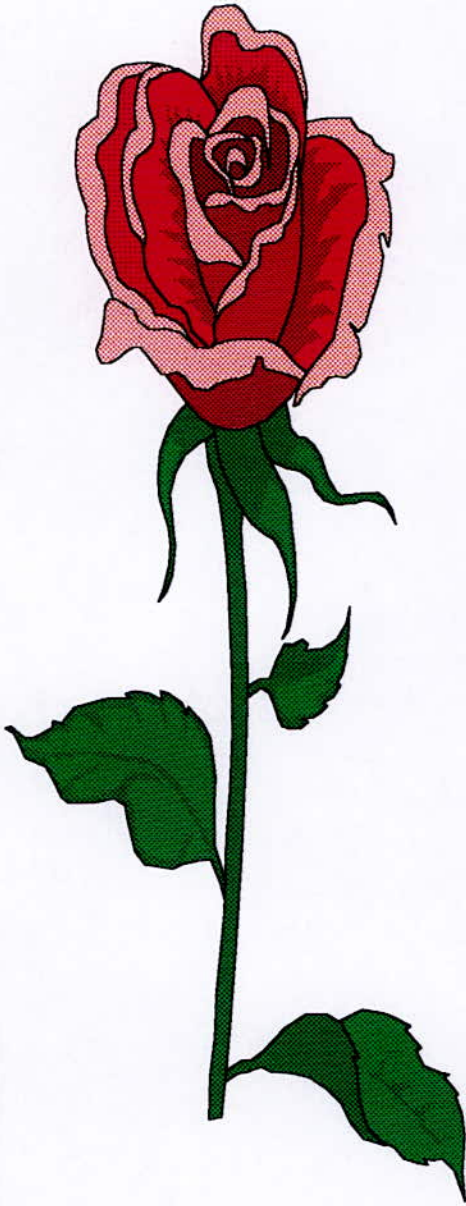
Merci à toute l'équipe de la bibliothèque et périodiques en particulier Krimo, Djemal, Salah et Toufik.

*A toi très chère mère, qui ne cesse de m'encourager et me soutenir,
A toi père avec mes profonds respects,
A ma très chère sœur qui croit en moi,
A Hani, et ses précieuses aides,
A mes frères,
A mes deux grands-parents, qui reposent en paix j'espère,
A la famille Becherif qui m'a vivement soutenue,
A tous mes amis qui étaient présents pour moi et m'ont soutenu,
Et surtout à Mohamed qui était à la hauteur à toute épreuve, à qui
Je souhaite une longue carrière,
Par ce travail, je tiens à présenter ma profonde gratitude à tous les
gens qui comptent pour moi.*

Merci à vous tous.

Assia.





*Je dédie ce
modeste travail à mes
chers parents qui ont
tant sacrifier pour voir
leurs espérances et
souhaits se concrétiser.*

*Je remercie
également tous mes
amis qui m'ont soutenus,*

*Je remercie très
chaleureusement la
famille Henni pour leurs
aide et soutien.*

*A tous ceux qui ont
contribués de près ou de
loin à l'accomplissement
de ce travail.*

*Je remercie
particulièrement Assia
pour sa gentillesse et
son aide.*

*Merci à tous
Mohamed.*

Sommaire



Introduction générale

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Introduction.....	1
I.1. Description.....	2
I.2. Hypothèses simplificatrices	2
I.3. Equations aux tensions	2
I.4. Transformation de Park.....	3
I.5. Choix du référentiel (d, q)	4
I.5.1. Cas du référentiel lié au stator.....	4
I.5.2. Cas d'un référentiel lié au rotor.....	5
I.5.3. Cas d'un référentiel lié au champ tournant.....	5
I.6. Calcul du couple électromagnétique	5
I.7. Equation mécanique	6
I.8. Mise sous forme d'équation d'états	7
I.9. Simulations et interprétations.....	8
Conclusion.....	9

Chapitre II : Association de l'onduleur triphasé à trois niveaux – MAS triphasée

Introduction.....	10
II.1. Modèle de fonctionnement et de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	10
II.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux	10
II.1.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux	12
II.1.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux	12
II.1.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs.....	14
II.1.3.2. Fonctions de connexion des demi-bras.....	14
II.1.3.3. Fonctions génératrices de connexion des demi-bras.....	15
II.1.3.4. Fonctions de conversion.....	15
II.1.4. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux	18
II.2. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux	21
II.2.1. Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse	21
II.2.1.1. Principe de la commande.....	21
II.2.1.2. Simulation et interprétation.....	22
II.2.2. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses	23
II.2.2.1. Principe de la commande.....	23
II.2.2.2. Simulation et interprétation.....	24
II.2.3. Commande par hystérésis de courant	24
II.2.3.1. Principe de la commande.....	24
II.2.3.2. Simulation et interprétation.....	24
Conclusion.....	27

Chapitre III : Cascade Redresseur(s) de courant triphasé à MLI à deux niveaux - Onduleur de tension à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.

Introduction.....	28
III.1. Modèle de fonctionnement et de commande du redresseur de courant à deux niveaux.....	29

III.1.1. Structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	29
III.1.2. Modèle de commande du redresseur à deux niveaux.....	30
III.2. Stratégies de commande du redresseur triphasé à deux niveaux.....	34
III.2.1. Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse.....	34
III.2.2. Commande par hystérésis de courant.....	34
III.3. Modélisation du filtre capacitif intermédiaire du changeur de fréquence.....	36
III.3.1. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant un seul redresseur de courant.....	36
III.3.2. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant deux redresseurs de courant.....	37
III.4. Cascade d'un seul redresseur de courant triphasé à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à trois niveaux- MAS.....	38
III.5. Cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – onduleur de tension triphasé trois niveaux- MAS.....	41
Conclusion.....	43

Chapitre IV : Asservissement des tensions d'entrées de l'onduleur triphasé trois niveaux.

Introduction.....	44
IV.1. Modélisation du redresseur à MLI à deux niveaux en vue de sa commande.....	45
IV.1.1. Modélisation de la boucle de courant (interne).....	46
IV.1.2. Modélisation de la boucle de tension (externe).....	48
IV.2. Réglage linéaire - Dimensionnement des régulateurs type PI de courant et de tension.....	49
IV.2.1. Boucle de courant.....	49
IV.2.2. La boucle de tension.....	50
IV.2.3. Simulations et interprétations de l'asservissement par.....	51
IV.2.3.1. Régulateur linéaire type PI ~ Commande par hystérésis de courant.....	51
IV.2.3.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	51
IV.2.3.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	52
IV.2.3.2. Régulateur linéaire type PI ~ Régulateur linéaire type PI.....	54
IV.2.3.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	54
IV.2.3.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	56
IV.3. Réglage non linéaire par mode de glissement.....	58
IV.3.1. Introduction.....	58
IV.3.2. Propriétés du mode de glissement.....	58
IV.3.3. Méthodologie du mode glissant.....	59
IV.3.4. Mode glissant pour les systèmes à une seule entrée.....	59
IV.3.5. Conclusion.....	59
IV.3.6. Notion de commande équivalente: [UTKIN 78].....	60
IV.3.7. Conditions nécessaire et suffisante d'existence du mode glissant.....	61
IV.3.8. Système multi input.....	61
IV.3.9. Dimensionnement des régulateurs de courant et de tension.....	63
IV.3.9.1. Boucle de tension.....	63
IV.3.9.1.a). Cas d'une cascade d'un seul redresseur de courant à MLI.....	63
IV.3.9.1.b). Cas d'une cascade de deux redresseurs de courant à MLI.....	63
IV.3.9.2. Boucle de courant.....	64
IV.3.9.2.a). Cas d'une cascade d'un seul redresseur de courant à MLI.....	64
IV.3.9.2.b). Cas d'une cascade de deux redresseurs de courant.....	64

à MLI.....	65
IV.3.10. Simulations et interprétations.....	66
IV.3.10.1. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Commande par hystérésis de courant.....	67
IV.3.10.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	67
IV.3.10.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	68
IV.3.10.2. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur linéaire type PI.....	69
IV.3.10.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	69
IV.3.10.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	70
IV.3.10.3. Régulateur linéaire type PI \sim Régulateur non linéaire type GLISSANT.....	70
IV.3.10.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	70
IV.3.10.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	71
IV.3.10.4. Régulateur non linéaire type GLISSANT appliqué au processus global.....	72
IV.3.10.4.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	72
IV.3.10.4.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	73
IV.4. Réglage non linéaire par la théorie de Lyapunov - Dimensionnement des régulateurs de courant et de tension.....	74
IV.4.1. Introduction.....	74
IV.4.2. Point d'équilibre.....	74
IV.4.3. Notion de stabilité.....	74
IV.4.4. Stabilité et stabilité asymptotique au sens de Lyapunov.....	75
IV.4.5. Première Méthode indirecte (ou de Linéarisation) de Lyapunov.....	75
IV.4.6. Deuxième Méthode de Lyapunov (méthode directe).....	76
IV.4.7. Fonction de Lyapunov.....	76
IV.4.8. Les fonctions de Lyapunov standards : (Cas des systèmes linéaires positifs).....	77
IV.4.8. a)- Fonction de Lyapunov de type intégrale.....	77
IV.4.8. b)- Fonction de Lyapunov quadratique.....	77
IV.4.9. Construction de la fonction de Lyapunov.....	77
IV.4.10. Dimensionnement des régulateurs de courant et de tension.....	78
IV.4.10.1. Boucle de tension.....	78
IV.4.10.1.a). Cas d'un seul redresseur de courant à MLI.....	78
IV.4.10.1.b). Cas de deux redresseurs de courant à MLI.....	78
IV.4.10.2. Boucle de courant.....	79
IV.4.10.2.a). Cas d'un seul redresseur de courant à MLI.....	79
IV.4.10.2.b). Cas de deux redresseurs de courant à MLI.....	80
IV.4.11. Simulations et interprétations - Application des différentes méthodes de régulation.....	81
IV.4.11.1. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \sim Commande par hystérésis de courant.....	82
IV.4.11.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	82
IV.4.11.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	83
IV.4.11.2. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \sim Régulateur linéaire type PI.....	83
IV.4.11.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	83
IV.4.11.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	84
IV.4.11.3. Régulateur linéaire type PI \sim Régulateur non linéaire type LYAPUNOV.....	84
IV.4.11.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	84

IV.4.11.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	85
IV.4.11.4. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV ~ Régulateur non linéaire type GLISSANT.....	85
IV.4.11.4.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	85
IV.4.11.4.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	86
IV.4.11.5. Régulateur non linéaire type GLISSANT ~ Régulateur non linéaire type LYAPUNOV.....	86
IV.4.11.5.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	86
IV.4.11.5.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	87
IV.4.11.6. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global.....	87
IV.4.11.6.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI.....	87
IV.4.11.6.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI.....	88
IV.5. Amélioration de la régulation par l'électronique de puissance.....	89
IV.5.1. Positionnement du problème.....	90
IV.5.2. L'algorithme de commande des interrupteurs T_1 et T_2 du pont de clamping.....	90
IV.5.3. Dimensionnement de la résistance R	90
IV.5.4. Simulations et interprétations.....	90
IV.5.4.1. Régulateur linéaire type PI ~ Commande par hystérésis de courant.....	90
IV.5.4.2. Régulateur linéaire type PI ~ Régulateur linéaire type PI.....	91
IV.5.4.3. Régulateur non linéaire type GLISSANT ~ Commande par hystérésis de courant.....	92
IV.5.4.4. Régulateur non linéaire type GLISSANT ~ Régulateur linéaire type PI.....	92
IV.5.4.5. Régulateur linéaire type PI ~ Régulateur non linéaire type GLISSANT.....	92
IV.5.4.6. Régulateur non linéaire type GLISSANT ~ Régulateur non linéaire type GLISSANT.....	92
IV.5.4.7. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV ~ Commande par hystérésis de courant.....	93
IV.5.4.8. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV ~ Régulateur linéaire type PI.....	93
IV.5.4.9. Régulateur linéaire type PI ~ Régulateur non linéaire type LYAPUNOV.....	93
IV.5.4.10. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV ~ Régulateur non linéaire type GLISSANT.....	93
IV.5.4.11. Régulateur non linéaire type GLISSANT ~ Régulateur non linéaire type LYAPUNOV.....	94
IV.5.4.12. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global.....	94
IV.6. Test de robustesse des régulateurs utilisés.....	94
IV.6.1. Régulateur linéaire type PI ~ Régulateur linéaire type PI.....	95
IV.6.1.1. Variation de la résistance du réseau.....	95
IV.6.1.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	95
IV.6.1.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	95
IV.6.1.2. Variation de l'inductance du réseau.....	95
IV.6.1.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	95
IV.6.1.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	95
IV.6.1.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasée à trois niveaux.....	96
IV.6.1.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	96
IV.6.1.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	96
IV.6.2. Régulateur non linéaire type GLISSANT appliqué au processus global.....	96

IV.6.2.1. Variation de la résistance du réseau.....	96
IV.6.2.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	96
IV.6.2.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	96
IV.6.2.2. Variation de l'inductance du réseau.....	97
IV.6.2.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	97
IV.6.2.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	97
IV.6.2.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasée à trois niveaux.....	97
IV.6.2.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	97
IV.6.2.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	97
IV.6.3. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global.....	98
IV.6.3.1. Variation de la résistance du réseau.....	98
IV.6.3.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	98
IV.6.3.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	98
IV.6.3.2. Variation de l'inductance du réseau.....	98
IV.6.3.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	98
IV.6.3.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	98
IV.6.3.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasée à trois niveaux.....	99
IV.6.3.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI.....	99
IV.6.3.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI.....	99
Conclusion.....	100
Conclusion générale.....	103
AnnexeI.....	107
AnnexeII.....	108
Bibliographie.....	109

Notations

a, A	Indices respectifs du stator et du rotor ;
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases statoriques ;
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
d, q	Axes correspondants au référentiel de <i>Park</i> ;
V	Tension simple de phase ;
I	Courant de phase ;
R _s , R _r	Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;
L _s , L _r	Inductances propres statoriques et rotoriques par phase ;
L _m	Inductance mutuelle cyclique ;
M _s	Inductance mutuelle entre phase du stator ;
M _r	Inductance mutuelle entre phase du rotor ;
M _{sr}	Inductance maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux des phases statoriques ;
Φ_A, Φ_B, Φ_C	Flux des phases rotoriques ;
T _s , T _r	Constantes de temps statorique et rotorique ;
σ	Coefficient de dispersion ;
p	Nombre de paire de pôles ;
C _{em}	Couple électromagnétique ;
J	Moment d'inertie ;
K	Coefficient de frottements visqueux ;
ω_s	Pulsation électrique des tensions statoriques ;
ω_r	Vitesse électrique des tensions rotoriques ;
i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}	Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux ;
U _{red}	Tension de sortie du redresseur de courant ;
U _p	Porteuse ;
M	Indice de modulation ;
r	Taux de modulation ;
T _e	Constante de temps du réseau ;
T _i	Période d'échantillonnage de la boucle de courant ;



- T_v Période d'échantillonnage de la boucle de tension ;
- k_{pi} Gain proportionnel du régulateur PI de la boucle de courant ;
- k_{ii} Constante d'intégration du régulateur PI de la boucle de courant ;
- k_{pv} Gain proportionnel du régulateur PI de la boucle de tension ;
- k_{ik} Constante d'intégration du régulateur PI de la boucle de tension .

Introduction Générale

Des années durant la machine à courant continu fût la seule source électromécanique utilisée en raison de la simplicité de sa commande de part le découplage de ces grandeurs couple - flux.

L'inconvénient de cette machine est son collecteur mécanique et ses balais qui limitent son utilisation en vitesse, en puissance et nécessite une maintenance fréquente. De plus, cette machine ne peut pas travailler dans des milieux hostiles.

Avec le développement des processus industriels, la machine à courant continu ne pouvait plus répondre aux performances élevées demandées.

Dés lors, l'époque des machines à courant alternatif est née, ceci grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et de composants tels que les GTO et IGBT ainsi que le progrès de la micro - informatique (DSP, micro contrôleurs puissants et rapide) qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs statiques comme variateurs de vitesse à ces machines à courant alternatif. Cet ensemble s'est imposé dans le monde industriel devant la machine à courant continu contrairement aux machines à courant alternatif qui, par l'absence de collecteur mécanique sont moins encombrantes, plus fiables, plus robuste, présentent une gamme de vitesse plus élevée et un coût de construction plus intéressant.

Toute fois certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés de vitesse fonctionnant à des tensions et/ou puissances très élevées. Cependant, les machines asynchrones alimentées par des onduleurs à deux niveaux sont limités en tensions (1,4 kV) et en puissance (1MVA).

Pour remédier à ce problème, une nouvelle génération d'onduleur est née, ce sont les onduleurs multiniveaux qui peuvent parfaitement remplacer la mise en série des onduleurs à de niveaux afin d'éviter l'encombrement.

Notre travail, a pour objectif d'asservir les tensions d'entrée d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux, introduit dans une cascade à redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux - l'onduleur triphasé à trois niveaux - machine asynchrone triphasée.

Différentes techniques de commande sont utilisées, ainsi qu'une nouvelle structure de cascade est proposée.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le *chapitre I* concerne l'établissement du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue de son alimentation par un convertisseur statique.

Le *chapitre II* est consacré à l'établissement du modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Une fois ce modèle établi, nous nous sommes intéressés aux stratégies de commande de cet onduleur. Les stratégies étudiées sont :

- La Commande Triangulo-sinusoïdale à une porteuse ;
- La Commande Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ;
- La Commande par hystérésis de courant.

Le *chapitre III*, est organisé en trois parties principales :

• La 1^{ère} partie est consacrée à l'établissement du modèle de commande du redresseur de courant triphasé à deux niveaux. Nous nous sommes par la suite intéressés aux stratégies de commande de ce convertisseur. Les deux stratégies étudiées sont :

- La Commande Triangulo-sinusoïdale à une porteuse ;
- La Commande par hystérésis de courant.

• La 2^{ème} partie est consacrée à la modélisation du filtre intermédiaire entre les convertisseurs statiques pour les deux types de cascades.

• La 3^{ème} partie est consacrée à la simulation des deux types de cascades et au positionnement du problème de flottement du potentiel du point milieu M du filtre capacitif.

Le *chapitre IV* traite l'asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} afin d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur, donc les performances de la conduite de la machine asynchrone.

Ce chapitre est constitué de six parties :

Dans la 1^{ère} partie, nous avons modélisé le système Réseau - Redresseur - Filtre en une boucle de tension(externe) et deux boucles de courants(internes).

Le but est d'avoir des tensions d'entrée de l'onduleur constantes et égales pour annuler le potentiel du point milieu M, tout en ayant du côté réseau des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire.

- La 2^{ème} partie est consacrée à la commande linéaire utilisant des régulateurs standards de type PI.

Les régulateurs ont été dimensionnés en considérant un modèle équivalent en échantillonné pour les boucles de courants et de tensions respectivement.

- La 3^{ème} partie : On donne dans cette partie un rappel du réglage par mode de glissement ainsi que la synthèse de la loi de commande par mode de glissement appliquée aux deux cascades suscitées.
- La 4^{ème} partie : On introduit dans cette partie les notions de base de la théorie de Lyapunov ainsi que la synthèse de la loi de commande par la théorie de Lyapunov appliquées aux deux cascades étudiées.

Une comparaison des résultats obtenus pour les deux types de cascades étudiées est faite afin de déterminer la cascade qui donne les meilleures performances.

Dans la 5^{ème} partie on propose une nouvelle structure de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI en introduisant *un pont de Clamping* en amont du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux pour contourner certains problèmes.

- La 6^{ème} partie : Des tests de robustesse par rapport aux variations paramétriques du système sont effectués pour valider les différentes techniques proposées et montrer leur degré d'efficacité en présence de perturbations.

Notre système étant constitué de plusieurs boucles de régulation, externe et internes, nous testerons les performances que donnent toutes les combinaisons possibles des différentes commandes synthétisées sur les deux cascades en vue de trouver la meilleure combinaison de régulateur.

Les résultats obtenus de ce travail sont très prometteurs et donnent des ouvertures importantes quant à l'utilisation des onduleurs à trois niveaux dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension telle que la traction électrique.



Chapitre I

Introduction :

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble [Barazane93].

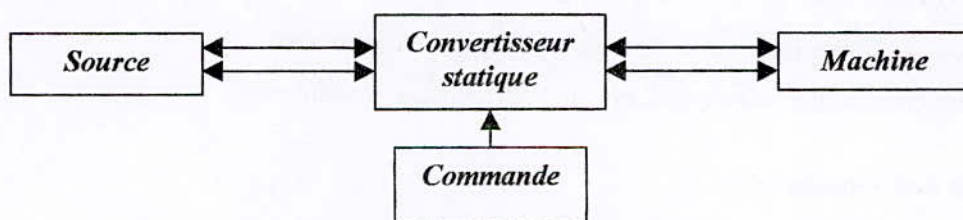


Fig. I.1 : Ensemble actionneur.

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent ;
- Une large plage de variation de la vitesse ;
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles [Barazane93].

I.1. Description :

La machine asynchrone représentée par le schéma de la figure (I.2) se compose :

- D'un circuit porté par le stator et comportant trois phases identiques décalées dans l'espace faisant entre elles un angle de $2\pi/3$. Ce circuit est relié à une source alternative d'alimentation triphasée.
- D'un circuit porté par le rotor, comportant trois phases identiques en court-circuit décalées également de $2\pi/3$.

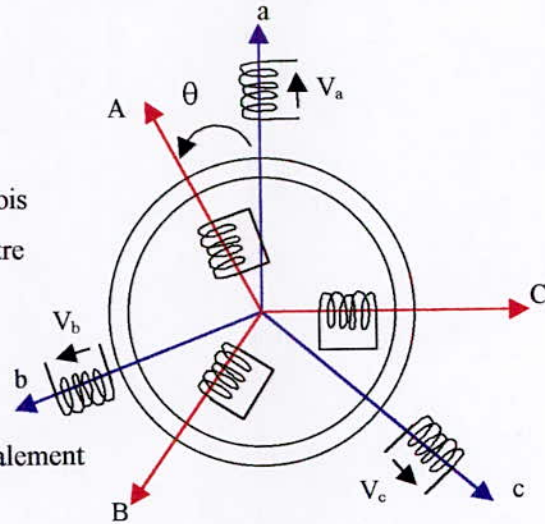


Fig.1.2. Enroulements de la MAS

I.2. Hypothèses simplificatrices :

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, qui est employée dans les étapes de conception et de la mise en œuvre des stratégies de commande, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La machine est symétrique et à entrefer constant ;
 - Les circuits magnétiques ne sont pas saturés et sont parfaitement feuilletés ;
 - Seuls les enroulements sont parcourus par des courants, dont la densité est supposée uniforme dans la section des conducteurs (l'effet pelliculaire est négligeable) ;
 - Les résistances ne varient pas avec la température ;
 - La répartition des forces magnétomotrices dans l'espace est sinusoïdale.
- On ne tiendra compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale.

I.3. Equations aux tensions :

Dans ces conditions, les tensions statoriques et rotoriques, représentées dans la figure (I.2) sont données par :

$$\text{- Au stator : } \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{- Au rotor : } \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Les relations entre les flux et les courants sont les suivantes :

- Au stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_s & L_s & M_s & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \\ M_s & M_s & L_s & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

- Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & L_r & M_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_r & L_r & M_r \\ M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sr} \cos \theta & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

I.4. Transformation de Park :

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple [Chatelain83].

La matrice de transformation est définie par :

$$A(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques. (Voir schéma de la figure (I.3)).

On a alors :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$[G_{dq}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [G_{abc}] \quad (1.6)$$

- Pour les grandeurs rotoriques :

$$[G_{dq}]_r = [A(\theta_s - \theta)] \cdot [G_{ABC}] \quad (1.7)$$

Avec G : grandeur physique (V, I, Φ).

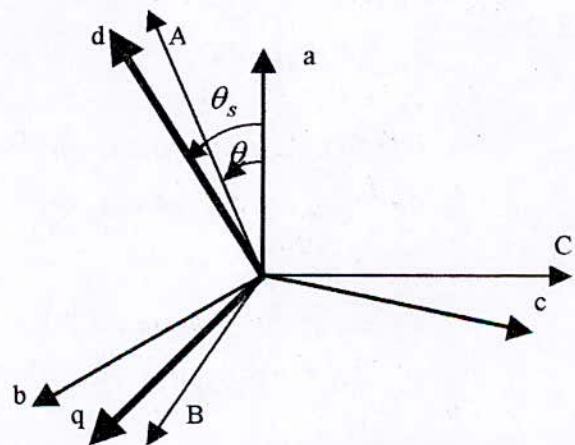


Fig. I.3 : Schéma des référentiels

En appliquant la transformation de Park aux équations (I.1) à (I.7), on obtient les équations suivantes :

- Equations des tensions :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} + d\Phi_{ds} / dt - \omega_e \cdot \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s \cdot I_{qs} + d\Phi_{qs} / dt + \omega_e \cdot \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r \cdot I_{dr} + d\Phi_{dr} / dt - (\omega_e - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r \cdot I_{qr} + d\Phi_{qr} / dt + (\omega_e - \omega_m) \cdot \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.8}$$

Avec

$$\begin{aligned}
 \omega_e &= d\theta_e / dt \\
 \omega_m &= d\theta / dt
 \end{aligned} \tag{I.9}$$

- Equations des flux :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs}
 \end{aligned} \tag{I.10}$$

I.5. Choix du référentiel (d, q) : [Barret82]

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I.5.1. Cas du référentiel lié au stator :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = 0$. Il est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non aux variations de la fréquence d'alimentation.

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} + d\Phi_{ds} / dt \\
 V_{qs} &= R_s \cdot I_{qs} + d\Phi_{qs} / dt \\
 0 &= R_r \cdot I_{dr} + d\Phi_{dr} / dt + \omega_m \cdot \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r \cdot I_{qr} + d\Phi_{qr} / dt - \omega_m \cdot \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.11}$$

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= \sqrt{3/2} \cdot V_m \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \delta) \\
 V_{qs} &= \sqrt{3/2} \cdot V_m \cdot \sin(\omega_s \cdot t + \delta)
 \end{aligned} \tag{I.12}$$

I.5.2. Cas du référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_m$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante.

Dans ce repère les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + d\Phi_{ds} / dt - \omega_m \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + d\Phi_{qs} / dt + \omega_m \Phi_{dr} \\ 0 &= R_r I_{dr} + d\Phi_{dr} / dt \\ 0 &= R_r I_{qr} + d\Phi_{qr} / dt \end{aligned} \quad (I.13)$$

$$\begin{aligned} V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos((\omega_s - \omega_m)t + \delta) \\ V_{qs} &= -\sqrt{3/2} V_m \sin((\omega_s - \omega_m)t + \delta) \end{aligned} \quad (I.14)$$

I.5.3. Cas d'un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas, les grandeurs statoriques et rotoriques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande de la machine asynchrone. D'où on travaillera dans ce repère par la suite.

Les équations de la machine s'écrivent dans ce cas de la forme suivante :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + d\Phi_{ds} / dt - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + d\Phi_{qs} / dt + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + d\Phi_{dr} / dt - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + d\Phi_{qr} / dt + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.15)$$

$$\begin{aligned} V_{ds} &= \sqrt{3/2} V_m \cos \delta \\ V_{qs} &= -\sqrt{3/2} V_m \sin \delta \end{aligned} \quad (I.16)$$

pour $\delta = 0$, les composantes continues V_{ds} et V_{qs} sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= \sqrt{3} V_{eff} \\ V_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (I.17)$$

I.6. Calcul du couple électromagnétique :

Il existe plusieurs méthodes pour calculer le couple électromagnétique.

Dans ce paragraphe, nous nous placerons dans le cas général où les tensions statoriques aussi bien que rotoriques ne sont pas nulles. En utilisant le principe de conservation de l'énergie et en écrivant les bilans énergétiques au stator et au rotor, on obtient :

- Au stator :

$$dW_{fs} = dW_{js} + dW_{ems} + dW_{tr} = P_e(t).dt \quad (I.18)$$

Avec

$$P_e(t) = V_a \cdot I_a + V_b \cdot I_b + V_c \cdot I_c = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs}$$

D'où

$$(V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) dt = R_s [I_{ds}^2 + I_{qs}^2] dt + [L_s I_{ds} dI_{ds} + L_s I_{qs} dI_{qs} + L_m I_{ds} dI_{dr} + L_m I_{qs} dI_{qr}] + \omega_s L_m [I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}] dt$$

Avec

- dW_{fs} : Energie fournie au stator.
- dW_{js} : Pertes Joule au stator.
- dW_{ems} : Energie emmagasinée au stator.
- dW_{tr} : Puissance transmise au rotor.
- $P_e(t)$: Puissance instantanée fournie au stator.

- Au rotor :

$$dW_{tr} = dW_{jr} + dW_{emr} + dW_{mv} \quad (I.19)$$

$$= R_r [I_{dr}^2 + I_{qr}^2] dt + [L_r I_{dr} dI_{dr} + L_r I_{qr} dI_{qr} + L_m I_{dr} dI_{ds} + L_m I_{qr} dI_{qs}] + (\omega_s - \omega_m) L_m [I_{qr} I_{ds} - I_{dr} I_{qs}] dt$$

$$dW_{mv} = \omega_m \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) \cdot dt \quad (I.20)$$

Avec

- W_{jr} : Pertes Joule au rotor.
- W_{emr} : Energie emmagasinée au rotor.
- W_{mv} : Energie de mouvement.

Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = \frac{p}{\omega_m} \cdot \frac{dW_{mv}}{dt} \quad (I.21)$$

p : nombre de paires de pôles.

Donc

$$C_{em} = p \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds})$$

$$C_{em} = p \cdot L_m \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) / L_r \quad (I.22)$$

I.7. Equation mécanique :

En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique sera donnée par :

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.23)$$

Où :

J : Moment d'inertie des parties tournantes.

C_r : Couple résistant.

C_f : Couple de frottement.

Le couple de frottement est donné par :

$$C_f = \frac{K}{p} \cdot \omega_m \quad (1.24)$$

Avec K : coefficient de frottement.

Ainsi l'équation mécanique peut être formulée par :

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) - C_r - (K/p) \cdot \omega_m \quad (1.25)$$

I.8. Mise sous forme d'équation d'états :

Différentes possibilités sont offertes pour le choix des variables d'états électriques, nous choisirons le vecteur d'état suivant :

$$[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_m]^T$$

Pour cela, exprimons I_{dr} , I_{qr} , Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction des variables d'états choisies,

On a :

$$\begin{aligned} I_{dr} &= \frac{I}{L_r} \cdot \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot I_{ds} \\ I_{qr} &= \frac{I}{L_r} \cdot \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \cdot I_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot \sigma \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot \sigma \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{qr} \end{aligned} \quad (1.26)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad (1.27)$$

En exprimant Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction de Φ_{dr} et Φ_{qr} dans le système (1.15), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s \cdot I_{ds} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot [L_s \cdot \sigma \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{qr}] \\ V_{qs} &= R_s \cdot I_{qs} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \cdot [L_s \cdot \sigma \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr}] \end{aligned} \quad (1.28)$$

D'après (I.15), on a :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -R_r \cdot I_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -R_r \cdot I_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I.29})$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'états est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot I_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} - \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot I_{ds} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \omega_m \Phi_{dr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega_m) \cdot \Phi_{dr} \\ \frac{d \omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) - \frac{p}{J} \cdot C_r - \frac{K}{J} \cdot \omega_m \\ C_{em} = p \cdot L_m \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) / L_r \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

I.9. Interprétations des résultats de simulation :

La figure I.4. montre l'évolution des différentes grandeurs principales du moteur asynchrone : le courant d'une phase statorique, le flux rotorique, la vitesse électrique du moteur ainsi que le couple électromagnétique.

La vitesse du moteur s'établit après 0.3s à sa valeur nominale (voir annexe1). Le couple électromagnétique s'établit après un régime transitoire de démarrage notable. Le courant de la phase 1 du stator qui pendant le régime transitoire atteint jusqu'à 5 fois la valeur du courant nominal (voir annexe), puis s'établit sous une forme sinusoïdale.

La figure I.5. montre le comportement du moteur asynchrone lorsqu'il est soumis à un couple résistant égal au couple nominal à partir de l'instant t=0.5s.

On constate que la vitesse diminue, le couple devient égal au couple résistant imposé et le courant au stator augmente pour subvenir au besoin de la charge.

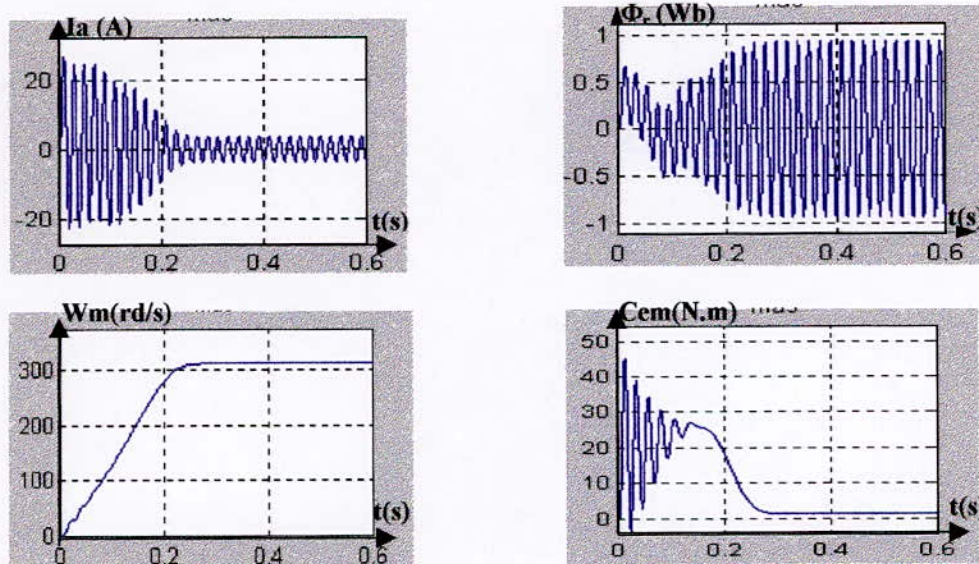


Fig.1.4 : Simulation du démarrage de la MAS triphasée à vide alimentée en tension.

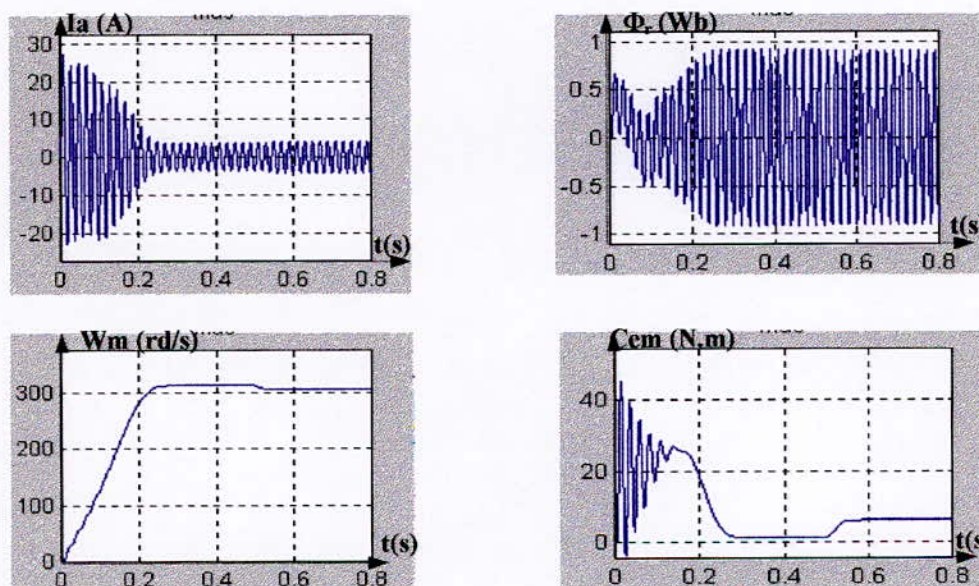


Fig.1.5 : Simulation du démarrage de la MAS triphasée à vide alimentée en tension avec une réponse à une perturbation du couple résistant de 10 N.m à partir de l'instant $t=0.5s$.

Conclusion :

La machine asynchrone triphasée est définie par un système multivariable non linéaire. Pour décrire son comportement on a fait appel à la transformation de Park.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à son alimentation par un onduleur de tension triphasé à trois niveaux.

Chapitre II

Introduction :

Au cours du chapitre précédent, nous avons élaboré le modèle en tension de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par un convertisseur statique.

Notre étude s'est portée sur l'onduleur de tension à trois niveaux, qui peut être considéré comme une mise en série de deux onduleurs de tension à deux niveaux [Berkouk95]. De ce fait, sa modélisation est une extrapolation de la représentation de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est à dire une structure à point milieu [Boulaâm98].

Des modèles de connaissance et de commande seront attribués à cette structure d'onduleur multiniveaux, dans la première partie de ce chapitre.

Cet onduleur est d'autant plus performant, lorsqu'il lui est appliqué des stratégies de commande à modulation en largeur d'impulsion (MLI), ceci fera l'objet de notre étude dans la deuxième partie de ce chapitre.

II.1. Modèle de fonctionnement et de commande de l'onduleur à trois niveaux :

II.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

L'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC se compose de douze interrupteurs bidirectionnels en courant et de six interrupteurs unidirectionnels en courant reliés au point milieu des deux sources permettant ainsi l'accès aux potentiels $-E/2$, 0 et $+E/2$ [Guedouani98]. Cette structure comporte trois bras identiques, dont un bras est représenté à la figure II.1, quant à la structure multi-niveaux totale, elle est représentée à la figure II.2.

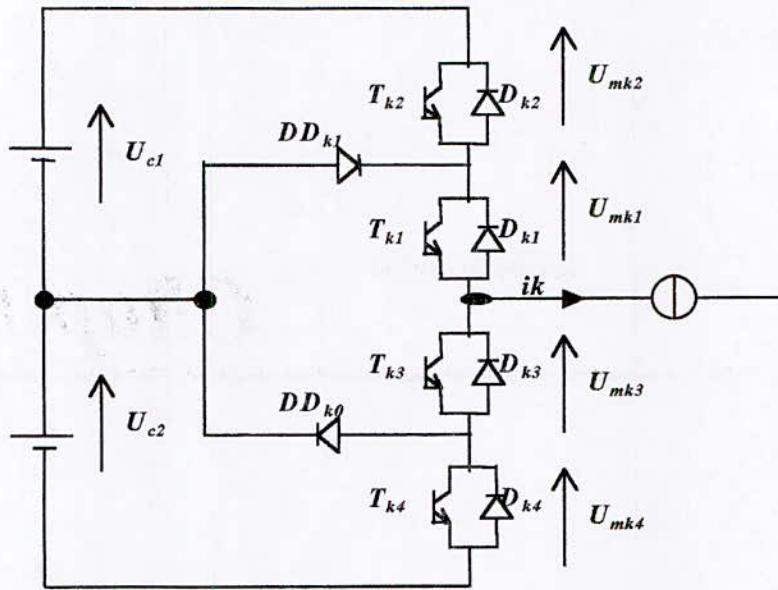


Fig.II.1. Un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

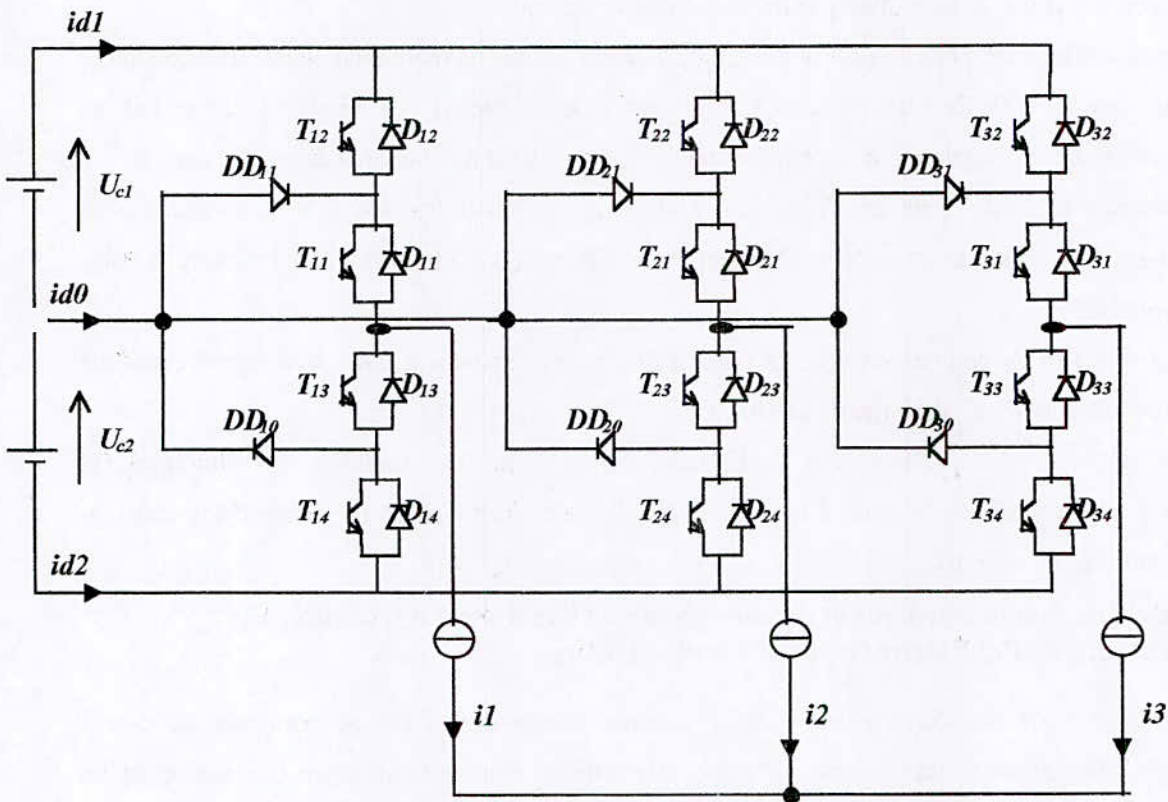


Fig.II.2. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

II.1.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{C1} , 0 et $-U_{C2}$.

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue tel que $U_{C1}+U_{C2} = E$, permettant de générer des créneaux d'amplitudes : $-E/2$, 0 et $E/2$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

Le bras d'un onduleur présente cinq configurations possibles, comme le montre la figure II.3.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau II.1. (V_k potentiel au nœud k par rapport à l'origine des potentiels M).

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_k=0$
E_1	$V_k=U_{C1}$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_{C2}$
E_4	$V_k=0$

Tableau.II.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.1.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux :

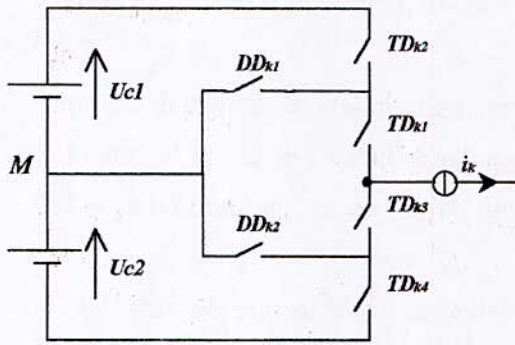
Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Berkouk95].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

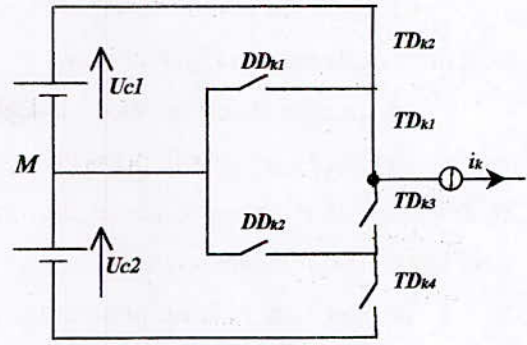
Pour un onduleur en mode commandable, on définit la commande complémentaire suivante (voir figure (II.1)) :

$$\begin{cases} B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\ B_{K2} = \bar{B}_{K3} \end{cases} \quad (II.1)$$

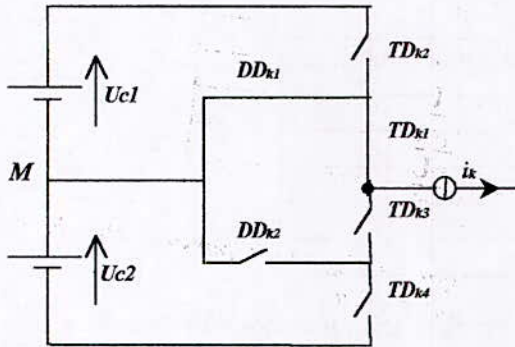
Avec B_{ks} la commande du transistor T_{ks} du bras k .



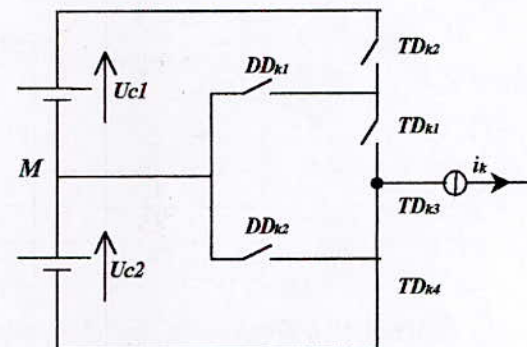
La configuration E_0



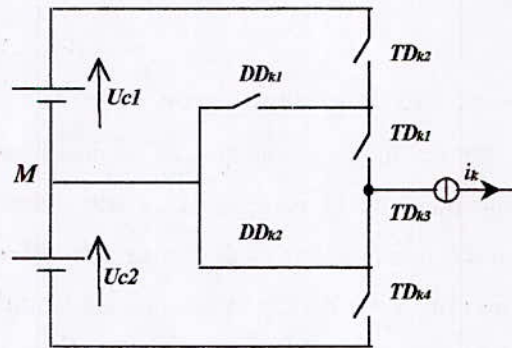
La configuration E_1



La configuration E_2



La configuration E_3



La configuration E_4

Fig.II.3. Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.1.3.1. Fonctions de connexion des interrupteurs:

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ks} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ks}=1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks}=0 & \text{si non} \end{cases} \quad (II.2)$$

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

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

En mode commandable, le réseau de Petri de l'onduleur est donné à la figure (II.5) ci-dessous :

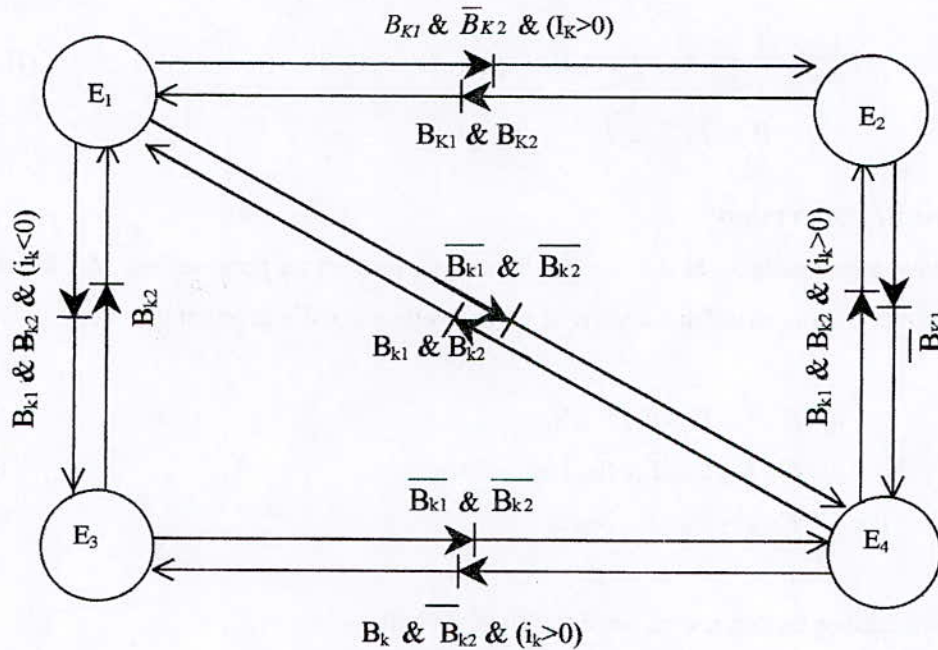


Fig.II.5. Modèle d'un bras d'onduleur à trois niveaux en mode commandable.

E_k ($k=1,2,3,4$): représentent les états du réseau de Petri (configurations).

Le passage entre ces différentes configurations ne se fera que si les conditions représentées (réceptivités) sont vérifiées.

II.1.3.2. Fonctions de connexion des demi-bras :

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^b .

Où $k =$ le numéro du bras.

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de } T_{K3} \text{ et } T_{K4}. \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de } T_{K1} \text{ et } T_{K2}. \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

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

Ce système d'équation montre que la fonction de connexion des demi-bras F_{km}^b vaut 1 si les deux interrupteurs sont fermés, 0 dans les autres cas.

II.1.3.3. Fonctions génératrices de connexion des demi-bras :

On définit la fonction génératrice de connexion du demi-bras F_{kmg}^b comme étant la valeur moyenne de la fonction discontinue F_{km}^b sur une période de commutation T :

$$F_{kmg}^b = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} F_{km}^b(\tau) d\tau, \quad k \in \mathbb{N} \quad (\text{II.5})$$

Avec
$$0 \leq F_{kmg}^b \leq 1$$

II.1.3.4. Fonctions de conversion :

Les potentiels aux nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

D'où le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (\text{II.10})$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} sont exprimés en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Cette relation montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{d0} est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (\text{II.13})$$

Des relations (II.2) et (II.12), on déduit que i_{d0} s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{II.14})$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (\text{II.15})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est $[U_{C1} \ U_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ et ses entrées internes sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T$ ou $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T$.

On définit la matrice de conversion simple qui nous permet de déduire le vecteur des

grandeurs internes en fonction du vecteur d'état :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & -\frac{F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} & -\frac{F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

De même, on définit la matrice de conversion composée comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Avec

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Après avoir défini les matrices de conversion simple et composée respectivement $[N(t)]$ et $[M(t)]$, on peut présenter le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux, en mode totalement commandable comme suit :

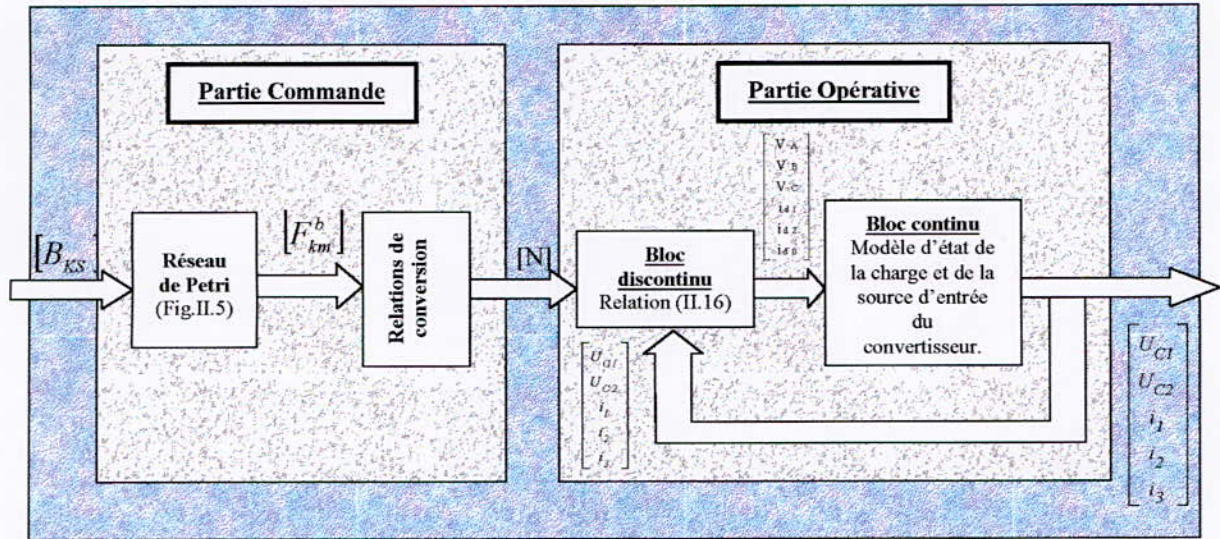


Fig.II.6. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

On distingue :

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

II.1.4. Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux :

Pour passer du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux au modèle de commande, on utilise les notions de fonctions génératrices de connexion définies précédemment. On définit les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(1+k)T} N(\tau) . d\tau \quad (\text{II.20})$$

et

$$M_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(1+k)T} M(\tau) . d\tau \quad (\text{II.21})$$

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux par un bloc continu. Le modèle ainsi obtenu est un modèle au sens des valeurs moyennes de l'onduleur.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversion, on aboutit au système

suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Avec

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{1lg}^b - F_{2lg}^b - F_{3lg}^b}{2} & \frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{2} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{1lg}^b + 2F_{2lg}^b - F_{3lg}^b & -F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{-F_{1lg}^b - F_{2lg}^b + 2F_{3lg}^b} & \frac{2}{-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{1lg}^b & F_{2lg}^b & F_{3lg}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{1lg}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{2lg}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{3lg}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

De même pour la matrice génératrice de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{II.24}$$

Avec

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F_{1lg}^b - F_{2lg}^b) & -(F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{2lg}^b - F_{3lg}^b) & -(F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{3lg}^b - F_{1lg}^b) & -(F_{30g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{1lg}^b & F_{2lg}^b & F_{3lg}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{1lg}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{2lg}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{3lg}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

D’où le modèle de commande global de l’onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, où toutes les grandeurs sont continues :

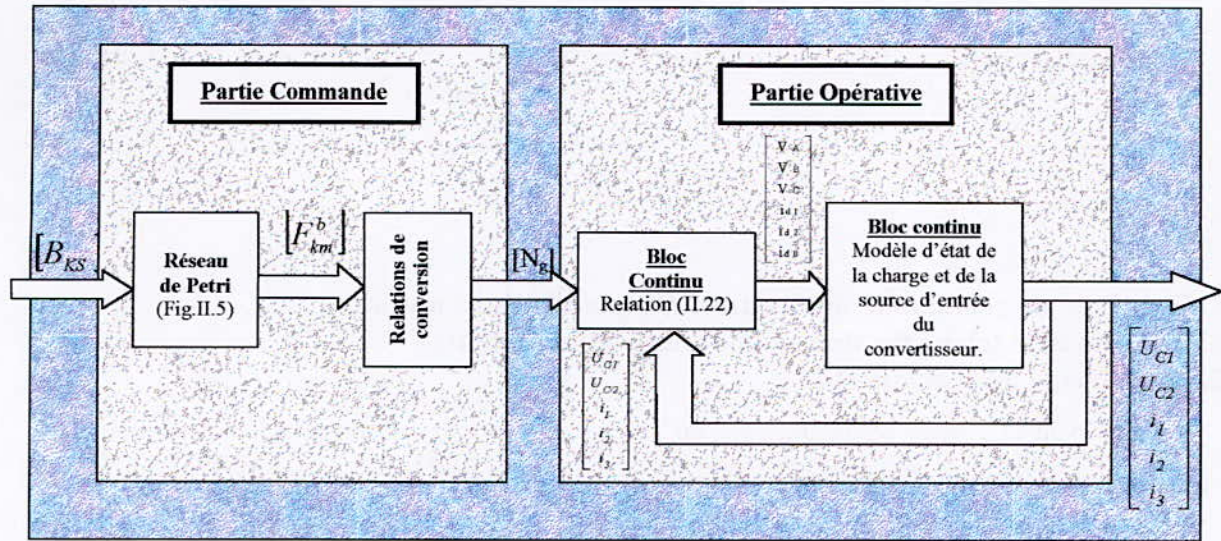


Fig.II.7. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Comme le neutre de la charge est isolé alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (II.26)$$

D'où
$$i_{d0} = - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (II.27)$$

Le système (II.22) peut être réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [N_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Avec

$$[N_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b}{2} & -\frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{2} & 0 & 0 \\ -F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b & -F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

De même le système (II.24) peut être réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [M_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Avec

$$[M_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & -(F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -(F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

II.2. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

II.2.1. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse :

II.2.1.1. Principe de la commande :

Le principe de cette commande est de comparer une tension sinusoïdale à une porteuse triangulaire ou en dents de scie.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence. ($m = f_p/f$).
- Le taux de modulation r : c'est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse. ($r = V_m/U_{pm}$).

La modulation est dite synchrone si m est entier, asynchrone dans le cas contraire.

L'intérêt de la commande triangulo-sinusoïdale est qu'elle :

- Repousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

La stratégie à une porteuse est la plus connue pour commander les onduleurs. Plusieurs auteurs ont appliqué cette stratégie de commande pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk95], [Boulaâm98], [Guedouani98]. Ils ont analysé la tension de sortie de l'onduleur, ainsi que son spectre d'harmoniques pour différentes valeurs de l'indice de modulation m .

Ils ont déduit que pour les onduleurs à trois niveaux :

- La porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la triangulaire unipolaire.
- La présence des harmoniques paires pour les valeurs impaires de m .
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m.f$). La famille la plus importante du point de vue amplitude est celle de rang $(m.f)$ [Boulaâm98].

Pour l'onduleur à trois niveaux, les tensions de référence du système triphasé sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{1ref} = V_m \cdot \sin(\omega t - \phi) \\ V_{2ref} = V_m \cdot \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3) \\ V_{3ref} = V_m \cdot \sin(\omega t - \phi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

L'algorithme de cette stratégie de commande est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} |V_{kref}| \leq U_p \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{kref}| > U_p) \wedge (V_{kref} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|V_{kref}| > U_p) \wedge (V_{kref} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (II.33)$$

Avec

$$\begin{cases} B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\ B_{K2} = \bar{B}_{K3} \end{cases}$$

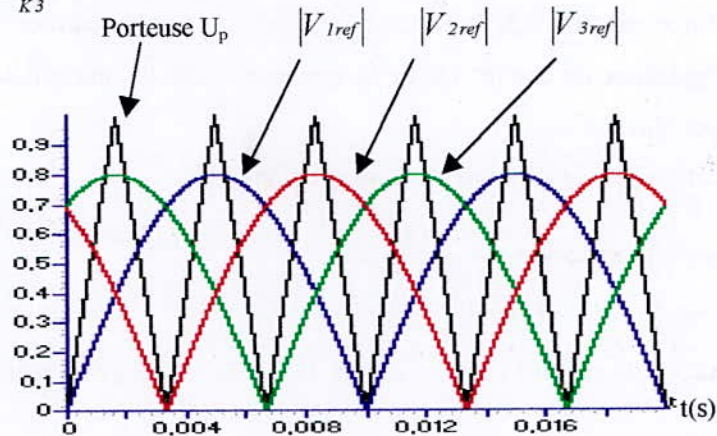


Fig.II.8. Signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.2.1.2. Simulation et interprétations :

La figure II.9. montre la vitesse du moteur, le courant de la phase 1 du stator, le flux rotorique, le couple électromagnétique ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur pour r= 0.8 et m=12. On remarque que la tension a une allure alternative qui contient des harmoniques, ce qui explique les oscillations du couple électromagnétique du moteur. ainsi que le retard de l'établissement de la machine de 0.3s.

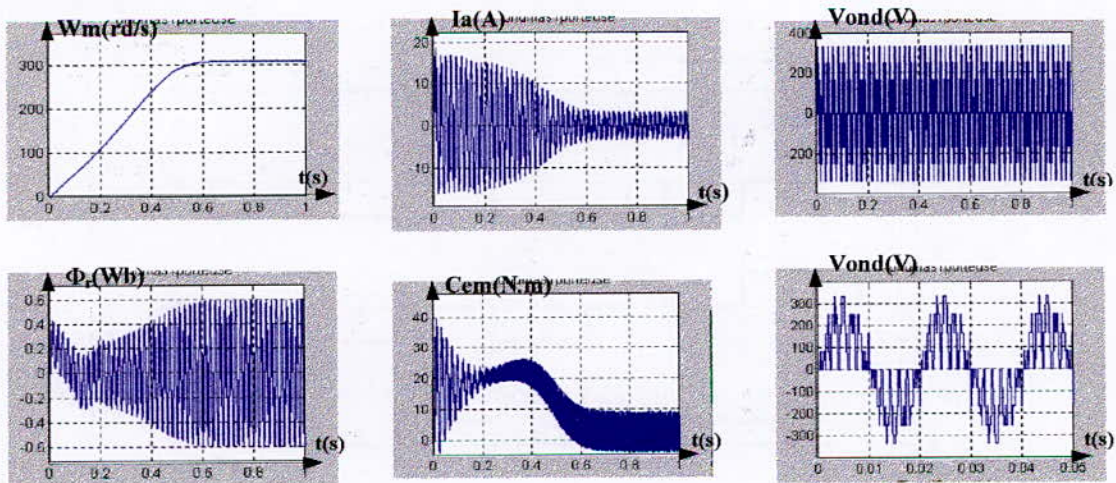


Fig.II.9. Comportement du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la stratégie MLI à une porteuse. r=0.8, m=12

II.2.2. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses :

II.2.2.1. principe de la commande :

Les tensions de référence sont identiques à celles de la stratégie à une porteuse données par le système d'équations (II.31). Cette stratégie est caractérisée par les paramètres r et m définis pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse. Les deux porteuses sont identiques et déphasées d'une demi période de hachage $1/2f_p$ (f_p : fréquence de la porteuse) l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques de la tension de sortie [Berkouk95]. La porteuse choisie est celle en dents de scie bipolaire, elle permet une réduction du taux d'harmoniques qui seront centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1: Détermination des signaux intermédiaires V_{K1} et V_{K0} .

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = \frac{-E}{2} \end{cases} \quad (II.33)$$

Etape 2: Détermination du signal V_{K2} et des ordres de commande B_{KS} des interrupteurs :

$$V_{K2} = V_{K0} + V_{K1} \quad \text{où} \quad \begin{cases} V_{K2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ V_{K2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ V_{K2} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \end{cases} \quad (II.34)$$

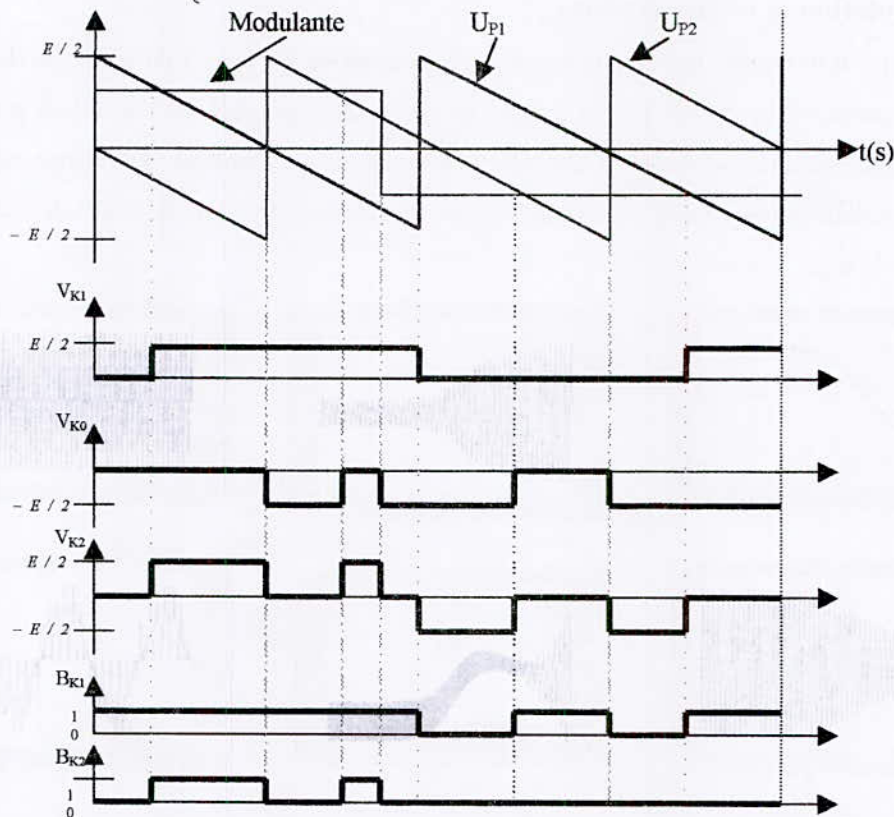


Fig.II.9. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

N.B. : Cette stratégie exploite la propriété qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

II.2.2.2. Simulation et Interprétations :

La figure II.10 montre la vitesse du moteur, le courant de la phase 1 du stator, le flux rotorique, le couple électromagnétique ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur pour $r=0.8$ et $m=12$. On remarque que la tension a une allure alternative qui contient des harmoniques, ceci engendre les oscillations du couple électromagnétique du moteur et un retard de 0.1s pour l'établissement de la machine asynchrone.

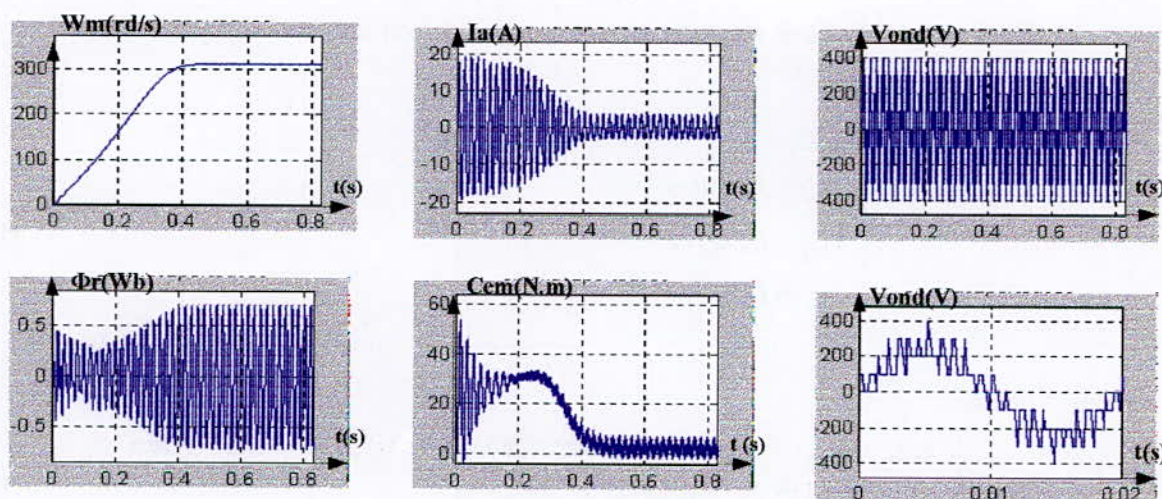


Fig.II.10. Comportement du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la stratégie à MLI à deux porteuses pour $r=0.8$, $m=12$.

II.2.3. Commande par hystérésis de courant :

II.2.3.1. Principe de la commande :

Le principe de cette commande est de comparer le courant de référence I_{kref} au courant réel I_k , et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les enroulements de la machine (commande en courant de la machine) avec deux degrés de liberté :

- l'amplitude.
- la fréquence.

L'ondulation du courant est imposée par l'hystérèse Δi . Cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance.

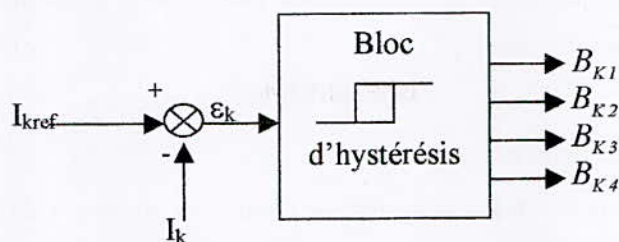


Fig.II.11. Principe de la stratégie de commande à hystérésis de courant de l'onduleur à trois niveaux.

Pour l'onduleur à trois niveaux, on a trois états possibles pour chaque demi-bras donc on utilise un régulateur à hystérésis à trois positions [Berkouk95], [Bühler87].

Un des algorithmes de commande par hystérésis de courant est donné par le système d'équations suivant :

Les courants de référence :

$$\begin{cases} I_{1ref} = I_m \cdot \sin(\omega t - \phi) \\ I_{2ref} = I_m \cdot \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3) \\ I_{3ref} = I_m \cdot \sin(\omega t - \phi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Pour la phase k :

$$\begin{cases} [(\mathcal{E}_k \geq \Delta i) \wedge (\mathcal{E}_k \leq 2\Delta i)] \vee [(\mathcal{E}_k \leq -\Delta i) \wedge (\mathcal{E}_k \geq -2\Delta i)] \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k > 2\Delta i) \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k < -2\Delta i) \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Avec

$$\begin{cases} \mathcal{E}_k = I_k - I_{kref} \\ B_{K3} = B_{K2} \\ B_{K4} = B_{K1} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

II.2.3.2. Simulation et Interprétations :

La figure II.11 montre le comportement du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$, et un courant de référence de démarrage $I_{a-ref} = 18A$, ainsi que l'allure d'une phase de la tension de sortie de l'onduleur où l'on observe les commutations des interrupteurs commandés par cette stratégie.

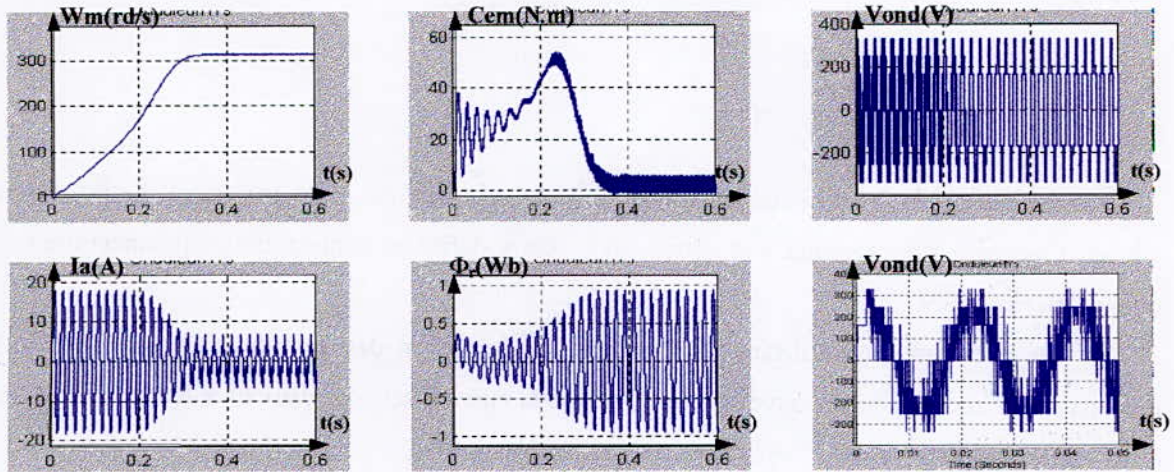


Fig.II.11. Résultats de simulation du comportement du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis de courant pour $\Delta i = 0.1A$

La figure II.12. montre le courant statorique réel au démarrage du moteur, ainsi que le courant de référence imposé, pour deux valeurs différentes de l'hystérèse Δi .

On constate que cette dernière joue un grand rôle dans le suivi du courant de référence par le courant réel du moteur asynchrone.

Plus Δi est faible et mieux le courant réel suit sa référence, mais plus la fréquence de commutation augmente, donc les pertes par commutations des interrupteurs deviennent importantes jusque là négligées. Ceci limite la valeur minimale de l'hystérèse.

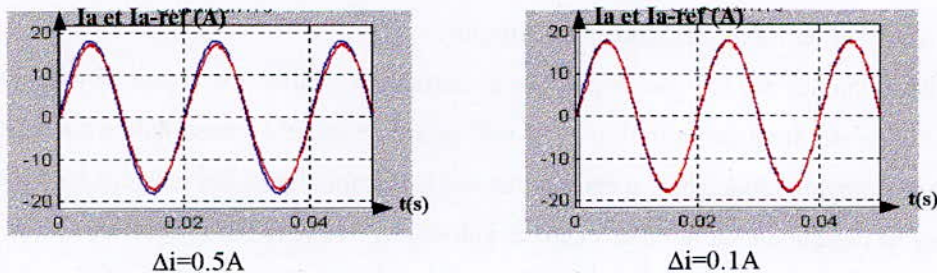


Fig.II.12. Courant réel et de référence au stator du moteur asynchrone alimenté par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis de courant pour $\Delta i = 0.5A$ et $\Delta i = 0.1A$.

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a établi le modèle de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. On a défini sa commande complémentaire qui est unique [Berkouk95].

On a remarqué en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à trois niveaux que le modèle de ce convertisseur n'est que la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux alimentés respectivement par leurs tensions d'entrée U_{C1} et $-U_{C2}$.

On a appliqué à ce modèle d'onduleur différentes stratégies à MLI :

- Triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ;
- Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ;
- Commande à hystérésis de courant.

Ces stratégies sont une extension de celles appliquées aux onduleurs à deux niveaux.

On a utilisé cet onduleur (commandé par ces différentes stratégies à MLI) pour alimenter la machine asynchrone triphasée présentée dans le premier chapitre.

Ces différentes stratégies ont été développées par plusieurs auteurs [Berkouk95], [Guedouani98], [Boulaâm98]. Ils ont analysé la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux, ainsi que son spectre d'harmoniques. Ils ont déduit que :

- Les harmoniques des tensions triphasées de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ pour la triangulo-sinusoïdale à une porteuse.
- Pour la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses les harmoniques des tensions triphasées de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2.m.f$.

Ces harmoniques de fréquences élevées peuvent facilement être filtrées par la machine asynchrone.

- Pour la commande à hystérésis de courant, la fréquence de commutations des interrupteurs n'est pas gouvernable en fonction de l'hystérèse choisie. Cependant le fait de ne pas pouvoir maîtriser cette fréquence est un inconvénient.

Dans ce chapitre, on a supposé que les tensions d'entrée de l'onduleur U_{C1} et U_{C2} à trois niveaux sont fournies par des batteries à tensions constantes. Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à la génération réelle de ces tensions, où l'onduleur à trois niveaux sera commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses qui est la plus avantageuse.

Chapitre III

Introduction :

Dans le précédent chapitre, on a supposé que les tensions d'entrée de l'onduleur étaient constantes, où l'onduleur peut être alimenté par des batteries par exemple, mais ceci n'est possible que pour des utilisations en faibles tensions et faibles puissances : Pour cela, on propose la génération des tensions U_{C1} et U_{C2} à partir d'un réseau alternatif à 50Hz en utilisant un convertisseur alternatif-continu.

On propose d'utiliser un redresseur de courant triphasé à MLI à facteur de puissance unitaire pour éviter les inconvénients que présente le redresseur à commutation naturelle [Guedouani98].

On étudiera deux types d'alimentation :

- Cascade d'un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.
- Cascade de deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.

Des modèles de connaissance et de commande seront attribués au redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux, dans la première partie de ce chapitre.

Dans la deuxième partie, on présentera les stratégies de commande à modulation en largeur d'impulsions (MLI), qui seront appliquées à ce convertisseur statique.

Dans la troisième partie, on présentera la modélisation du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux pour les deux cascades nommées ci-dessus.

Enfin dans la quatrième partie, on présentera les performances des deux cascades.

III.1. Modèle de connaissance et de commande du redresseur de courant triphasé à deux niveaux :

III.1.1. Structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux :

Le modèle du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux est celui de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux en fonctionnement inverse où la convention générateur sera pour la source de courant triphasé alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue.

La fig. III.1. représente la structure d'un tel redresseur :

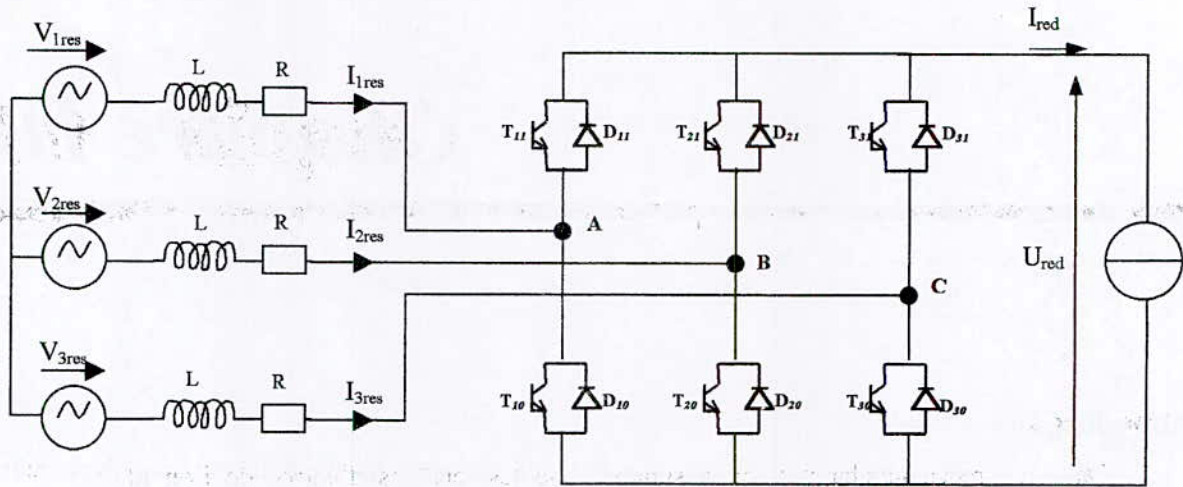


Fig. III.1. Structure du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux.

Le réseau est modélisé par une source de tension en série avec une inductance, se comportant ainsi comme une source de courant. Vu que l'inductance du réseau est faible et mal connue, elle est généralement insuffisante pour atténuer l'ondulation du courant. Il est donc nécessaire d'ajouter une inductance et une résistance plus importantes en série. Cela permet de négliger celles du réseau mal connues et de réduire l'effet de leurs variations.

Sous l'hypothèse du redresseur en mode commandable, on définit les fonctions de connexion de chaque interrupteur comme suit :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 & \text{si non} \end{cases} \quad k=1,2,3, s=0,1.$$

Avec

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad \text{(commande complémentaire)} \quad \text{III.1}$$

III.1.2. Modèle de commande du redresseur à deux niveaux :

Les potentiels aux nœuds A, B et C du redresseur à deux niveaux par rapport au point M sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot U_{red} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot U_{red} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot U_{red} \end{cases} \quad (III.2)$$

Les différentes tensions composées de ce redresseur s'expriment au moyen des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_{red} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_{red} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_{red} \end{cases} \quad (III.3)$$

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

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = (U_{AB} - U_{CA}) / 3 \\ V_B = V_{BN} = (U_{BC} - U_{AB}) / 3 \\ V_C = V_{CN} = (U_{CA} - U_{BC}) / 3 \end{cases} \quad (III.4)$$

Des équations (III.3) et (III.4), les tensions simples du redresseur s'expriment au moyen des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \cdot U_{red} \quad (III.5)$$

Le courant redressé I_{red} s'exprime en fonction des courants triphasés, comme suit :

$$I_{red} = F_{11} \cdot I_{1res} + F_{21} \cdot I_{2res} + F_{31} \cdot I_{3res} \quad (III.6)$$

Pour ce redresseur de courant, le vecteur d'état est $[U_{red} I_{1res} I_{2res} I_{3res}]^T$. Ses entrées internes sont $[V_A V_B V_C I_{red}]^T$ ou $[U_{AB} U_{BC} U_{CA} I_{red}]^T$.

Le vecteur $[V_A V_B V_C I_{red}]^T$ est lié au vecteur d'état $[U_{red} I_{1res} I_{2res} I_{3res}]^T$ par les relations de conversions simples suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{red} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \\ I_{3res} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2.F_{11} - F_{21} - F_{31}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} + 2.F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11} - F_{21} + 2.F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

La matrice $[N(t)]$ est appelée matrice de conversion simple.

Ou encore le vecteur $[U_{AB} U_{BC} U_{CA} I_{red}]^T$ est lié au vecteur d'état par les relations de

conversions composées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{red} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \\ I_{3res} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [M(t)] = \begin{bmatrix} F_{11} - F_{21} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} - F_{31} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31} - F_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

La matrice $[M(t)]$ est appelée matrice de conversion composée.

La figure (III.2) montre le modèle de connaissance globale de ce convertisseur en mode commandable associé à sa source alternative et à sa charge continue.

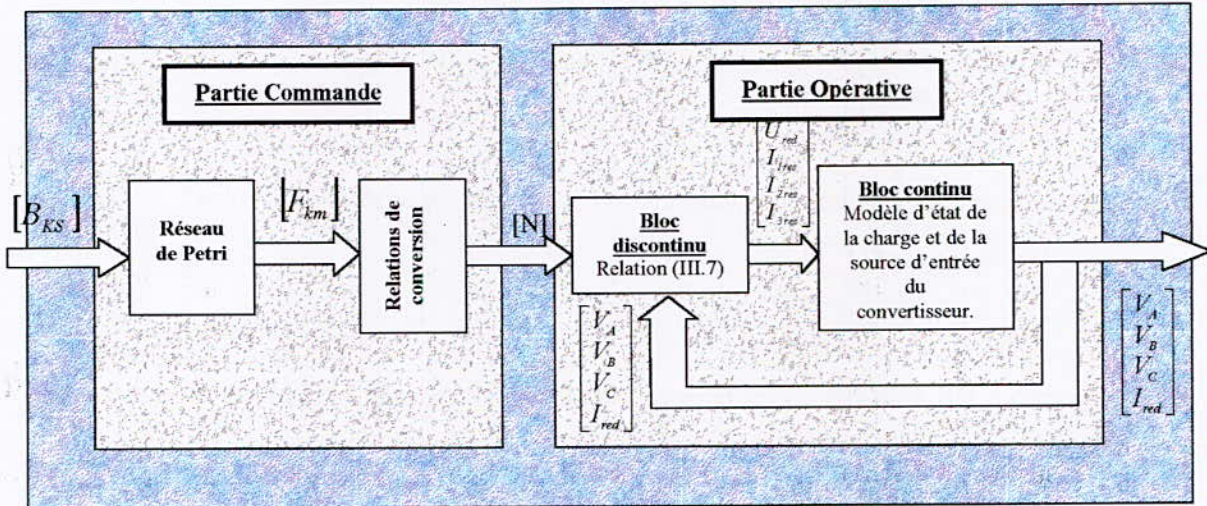


Fig.(III.2) : Modèle de connaissance du redresseur triphasé à deux niveaux.

Toujours dans l'hypothèse du convertisseur en mode commandable, donc conduction continue du convertisseur, on introduit les fonctions génératrices de connexion et de conversion afin d'élaborer un modèle de commande du redresseur de courant.

Les fonctions génératrices de connexions sont données par :

$$\begin{cases} F_{11g} = 1 - F_{10g} \\ F_{21g} = 1 - F_{20g} \\ F_{31g} = 1 - F_{30g} \end{cases} \quad (III.9)$$

De même, on associe respectivement les matrices génératrices de conversion simple $[N_g(t)]$ et composée $[M_g(t)]$ aux matrices de conversion simple $[N(t)]$ et composée $[M(t)]$.

Ces matrices génératrices de conversion simple $[N_g(t)]$ et composée $[M_g(t)]$ sont liées aux fonctions génératrices de connexion par les relations respectives suivantes :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2.F_{11g} - F_{21g} - F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ -F_{11g} + 2.F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11g} - F_{21g} + 2.F_{31g}}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{11g} - F_{21g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{21g} - F_{31g} & 0 & 0 & 0 \\ F_{31g} - F_{11g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Les relations de conversions simples et composées du redresseur triphasé peuvent être ainsi exprimées selon les équations (III.10) et (III.11) où les courants et les tensions sont les valeurs moyennes sur une période de commutation T_C .

Ainsi le vecteur $[V_A \ V_B \ V_C \ I_{red}]^T$ est lié au vecteur d'état $[U_{red} \ I_{1res} \ I_{2res} \ I_{3res}]^T$ par la matrice génératrice de conversion simple comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ I_{red} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \\ I_{3res} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ou encore le vecteur $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ I_{red}]^T$ est lié au vecteur d'état par la matrice génératrice de conversion composée comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ I_{red} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \\ I_{3res} \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

En utilisant les fonctions génératrices, le bloc discontinu est représenté par un bloc continu qui est son modèle moyen.

La fig. (III.3) montre le modèle moyen de commande du redresseur de courant triphasé où toutes les grandeurs sont continues.

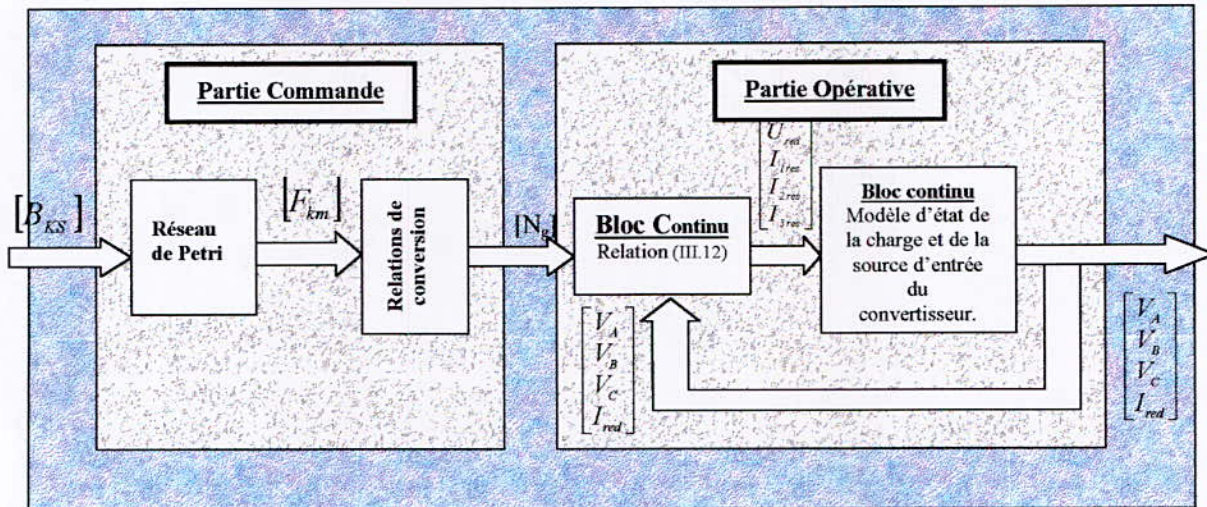


Fig.(III.3) : Modèle de commande du redresseur triphasé à deux niveaux.

Comme le réseau est supposé triphasé équilibré :

$$\begin{cases} I_{1res} + I_{2res} + I_{3res} = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

Dans ce cas, le système (III.12) est réduit en utilisant seulement les grandeurs V_A, V_B, I_{1res} et I_{2res} à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ I_{red} \end{bmatrix} = [N_{rg}(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [N_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{1lg} - F_{2lg} - F_{3lg}}{3} & 0 & 0 \\ -F_{1lg} + 2F_{2lg} - F_{3lg} & 0 & 0 \\ 0 & F_{1lg} - F_{3lg} & F_{2lg} - F_{3lg} \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

De même, la relation (III.13) est réduite en utilisant seulement les grandeurs $U_{AB}, U_{BC}, I_{red}, I_{1res}$ et I_{2res} à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ I_{red} \end{bmatrix} = [M_{rg}(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{red} \\ I_{1res} \\ I_{2res} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [M_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} F_{1lg} - F_{2lg} & 0 & 0 \\ F_{2lg} - F_{3lg} & 0 & 0 \\ 0 & F_{1lg} - F_{3lg} & F_{2lg} - F_{3lg} \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

II.2. Stratégies de commande du redresseur triphasé à deux niveaux :

II.2.1. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse :

Cette stratégie est très connue pour les redresseurs triphasés à deux niveaux, où elle a prouvé ces performances quant à la qualité de la tension obtenue à l'entrée du redresseur. Comme pour le cas de l'onduleur à deux niveaux, son principe est de comparer un système de tensions triphasées à une porteuse triangulaire ou en dents de scie.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation m , qui est le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f de la tension de référence. ($m = f_p/f$).
- Le taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse. ($r = V_m/U_{pm}$).

Pour notre cas, nous avons choisi une porteuse triangulaire bipolaire pour obtenir à l'entrée du redresseur des tensions alternatives symétriques par rapport au quart et à la demi période, ainsi que des harmoniques de fréquence multiple de $m.f$ [Guedouani98], [Berkouk95].

Pour le redresseur triphasé à deux niveaux, les tensions de référence du système triphasé sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{1ref} = V_m \sin(\omega t - \phi) \\ V_{2ref} = V_m \sin(\omega t - \phi - 2\pi/3) \\ V_{3ref} = V_m \sin(\omega t - \phi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (III.17)$$

L'algorithme de commande de cette stratégie, est donné ci-dessous :

$$\begin{cases} U_p > V_{kref} \Rightarrow F_{kl} = 0 \\ U_p \leq V_{kref} \Rightarrow F_{kl} = 1 \end{cases} \quad (III.18)$$

Avec $F_{k0} = 1 - F_{kl}$, $k=1,2,3$.

Ce type de stratégies de commande est utilisé dans le prochain chapitre, où le régulateur à hystérésis est remplacé par d'autres régulateurs : PI, mode de glissement, etc...

II.2.2. Commande par hystérésis de courant :

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique, avec deux degrés de liberté : l'amplitude et la fréquence.

Pour le redresseur triphasé à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions [Berkouk95], [Buhler87].

Comme pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les performances de ce type de commande en courant dépendent de la valeur de l'hystérèse Δi prise.

L'algorithme de commande de cette stratégie, est donné ci-dessous :

$$\begin{cases} \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow F_{kl} = 0 \\ \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow F_{kl} = 1 \end{cases} \quad (III.19)$$

Avec $\varepsilon_k = I_k - I_{kref}$
 $F_{k0} = 1 - F_{kl}, k=1,2,3.$

La valeur efficace du courant réseau imposée doit être calculée de manière à avoir la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur, c'est à dire :

$$V_{1res} \cdot I_{1res} + V_{2res} \cdot I_{2res} + V_{3res} \cdot I_{3res} = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.20)$$

Donc

$$3 \cdot V_e \cdot I_e \cdot \cos\phi + 3 \cdot R \cdot I_e^2 = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.21)$$

Pour un facteur de puissance unitaire et en négligeant les pertes Joule, on a :

$$3 \cdot V_e \cdot I_e = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.22)$$

Où V_e et I_e sont respectivement les valeurs efficaces des tensions et des courants du réseau.

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale de la tension redressée U_{red} doit être impérativement supérieure à la valeur efficace de la tension du réseau V_e . Ceci est justifié par la représentation de Fresnel [Boulaâm98].

En négligeant la résistance, on a :

$$V_{ared}^2 = V_{1res}^2 + (L\omega I_{1res})^2$$

V_{ared} est la tension d'entrée d'une Phase du redresseur.

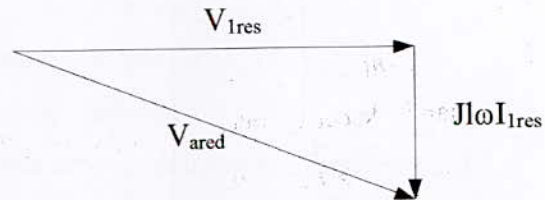


Fig.III.4. Représentation de Fresnel du circuit réseau

Les figures III.5. (a) et III.5.(b), montrent l'application de la stratégie à hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$ sur un redresseur de courant triphasé à deux niveaux alimentant une batterie.

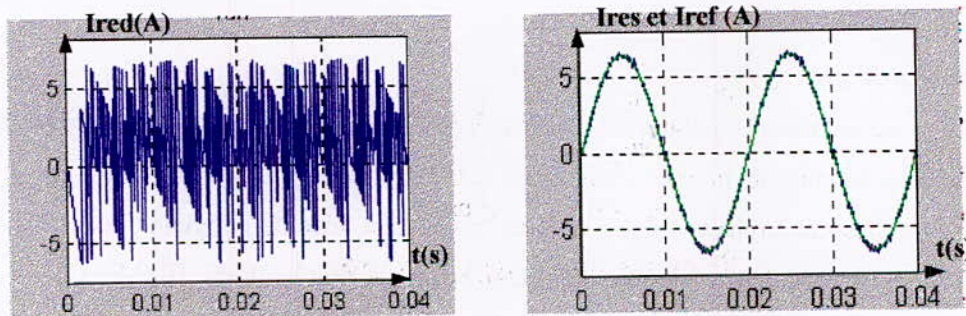


Fig.III.5.(a). Le courant redressé et le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence ($\Delta i=0.1A$)

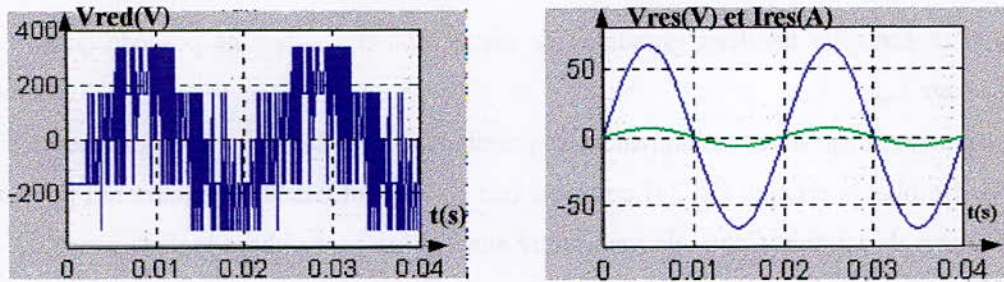


Fig.III.5.(b). La tension d'entrée du redresseur, la tension du réseau de la phase 1 et son courant correspondant ($\Delta i=0.1A$)

On constate bien que le courant du réseau suit sa référence et que la tension et le courant du réseau sont en phase.

Les paramètres utilisés pour cette simulation sont :

$$R=0.25\Omega, L=0.1mH, U_{red-ref}=500V, V_r=48V.$$

III.3. Modélisation du filtre capacitif intermédiaire du changeur de fréquence :

III.3.1. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant un seul redresseur de courant :

La fig. (III.6) montre l'environnement du filtre capacitif à point milieu, où le redresseur de courant est équivalent à une source de courant continu .

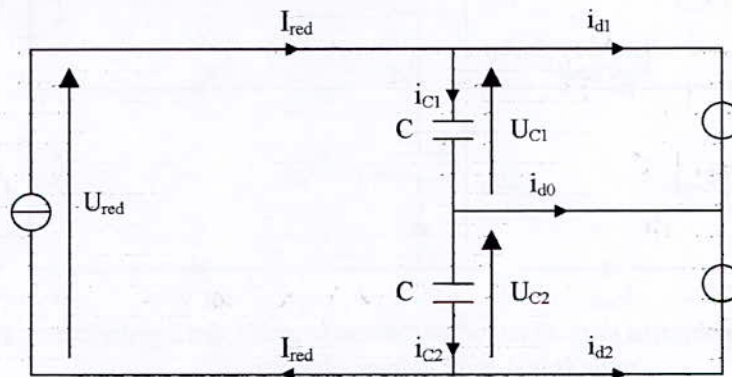


Fig. III.6 : Filtre intermédiaire dans le cas d'un seul redresseur de courant.

Le modèle du filtre dans ce cas est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{red} + i_{d2} \end{cases} \quad (III.23)$$

Avec $i_{d0} = i_{C1} - i_{C2}$, $C_1 = C_2 = C$.

D'où $i_{d0} = C \cdot \frac{d}{dt}(U_{C1} - U_{C2})$ (III.24)

Du système d'équations (III.23), on peut considérer les courants i_{d1} et i_{d2} comme des perturbations, et le courant I_{red} comme grandeur de commande.

Ainsi pour contrôler les deux grandeurs de sorties U_{C1} et U_{C2} , on ne possède qu'une seule grandeur de réglage I_{red} .

On peut déduire qu'il est pratiquement impossible d'avoir $U_{C1}=U_{C2}$ avec une seule source d'alimentation. De plus la relation (III.24) confirme que i_{d0} ne peut pas être toujours nul pour le cas d'un seul redresseur de courant. Cette relation montre aussi qu'on peut réduire la différence ($U_{C1}-U_{C2}$) en augmentant les capacités C_1 et C_2 .

Donc, pour ce type de cascade, le courant i_{d0} est la source du déséquilibre entre les deux tensions d'entrée U_{C1} et U_{C2} de l'onduleur à trois niveaux. Pour que le potentiel du point milieu soit stable, il faut que la valeur moyenne de i_{d0} soit nulle [Berkouk95].

III.3.2. Filtre intermédiaire pour une cascade ayant deux redresseurs de courant :

La fig. (III.7) montre l'environnement du filtre capacitif à point milieu, où les deux redresseurs de courant sont représentés par des sources de courant continu.

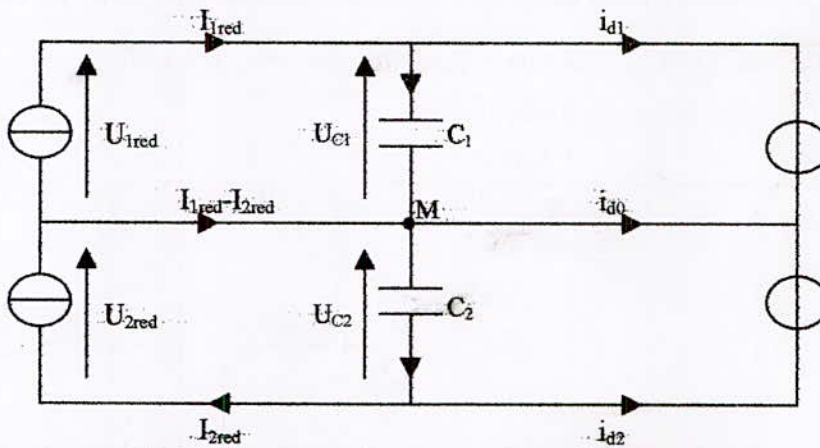


Fig. III.7: Filtre intermédiaire dans le cas d'une cascade ayant deux redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux.

Le modèle du filtre dans ce cas est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_{C1}}{dt} = I_{1red} - i_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{dU_{C2}}{dt} = I_{2red} + i_{d2} \end{cases} \tag{III.25}$$

Avec
$$i_{d0} = C_1 \cdot \frac{dU_{C1}}{dt} - C_2 \cdot \frac{dU_{C2}}{dt} + I_{1red} - I_{2red} \tag{III.26}$$

Du système d'équations (III.25), on remarque que les deux systèmes sont indépendants.

Donc chacune des tensions U_{C1} et U_{C2} peut être contrôlée indépendamment l'une de l'autre par le redresseur de courant correspondant.

Ainsi, on déduit que la cascade à deux redresseurs permet de mieux maintenir $U_{C1} \approx U_{C2}$ sans avoir à augmenter les capacités et par suite stabiliser le potentiel du point milieu M.

III.4. Cascade d'un seul redresseur de courant triphasé à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à trois niveaux - MAS triphasée :

La figure(III.8) montre la structure de cette cascade. L'onduleur à trois niveaux est commandé par la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses avec $r=0.8$, $m=12$. Le redresseur de courant est alimenté par un réseau 48V/50Hz et commandé par hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i=0.1$ A.

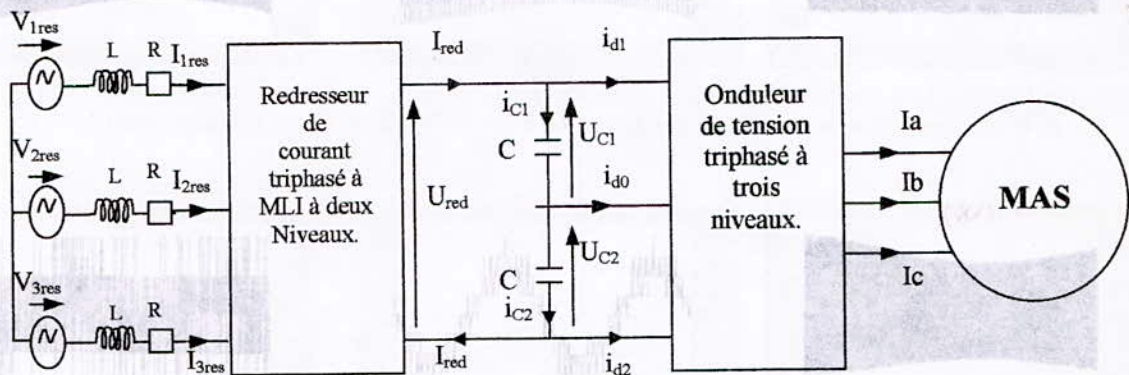


Fig.III.8. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.

La figure III.9.(a) représente la tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$.

On remarque que les tensions U_{red} , U_{C1} et U_{C2} ne sont pas constantes et la différence $U_{C1}-U_{C2}$ n'est pas nulle.

La figure III.9.(b) représente Le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur, la tension de sortie V_{ond} de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux ainsi que la tension d'entrée V_{red} de la phase 1 du redresseur à MLI.

On voit bien la répercussion du déséquilibre des tensions U_{C1} et U_{C2} sur les tensions de la sortie de l'onduleur à trois niveaux.

La figure III.9.(c) représente la puissance d'entrée du réseau, la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur V_{ond} et la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur V_{red} sur une période.

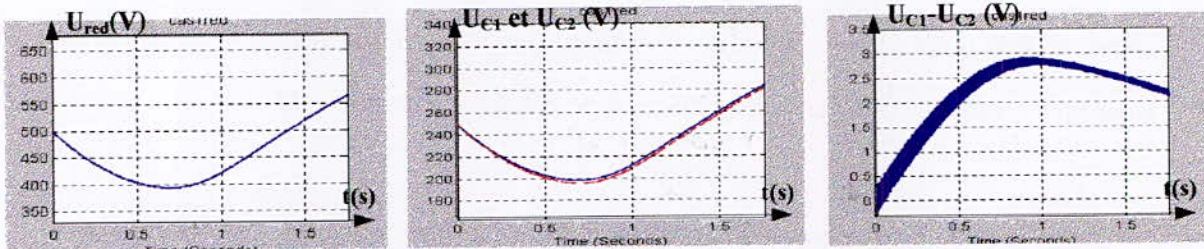


Fig.III.9.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

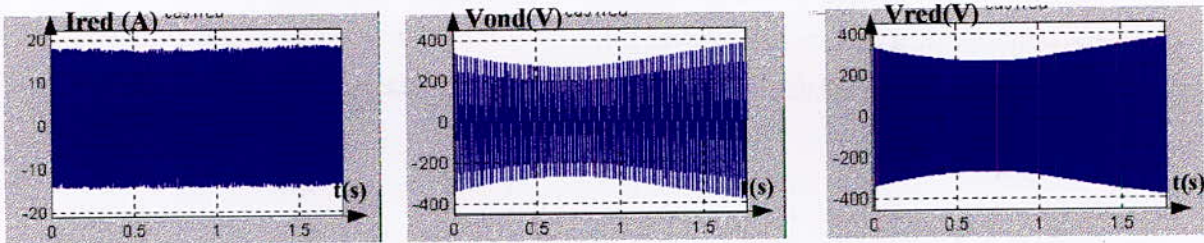


Fig.III.9.(b). Le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur, la tension de sortie V_{ond} de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux ainsi que la tension d'entrée V_{red} de la phase 1 du redresseur à MLI.

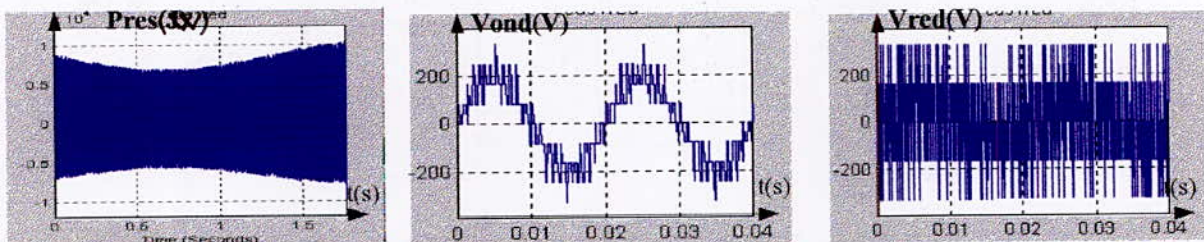


Fig.III.9.(c). La puissance d'entrée du réseau, la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur V_{ond} et la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur V_{red} sur une période.

La figure III.9.(d) représente les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux.

La figure III.9.(e) présente le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse électrique de la machine asynchrone triphasée.

On constate que le problème de déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux qui alimente la machine asynchrone, s'est répercuté sur les performances de la conduite de la machine asynchrone en causant un retard d'environ 0.5 s et des oscillations au niveau du couple électromagnétique.

La figure III.9.(f) montre : Le courant statorique de la phase 1 de la machine asynchrone triphasée, le courant réseau et le courant de référence pour $\Delta i=0.1A$ Ainsi que la tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant.

On remarque que :

- Le courant au réseau I_{res} suit son courant de référence I_{ref} imposé par la commande à hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur 0.1A. La valeur efficace du courant de référence a été déduite à partir de l'équation (III.22).

- Le courant du réseau présente de petites oscillations autour du courant de référence, ceci est dû aux commutations des interrupteurs commandés par l'hystérésis de courant.
- La tension de la phase 1 du réseau triphasé et son courant correspondant sont pratiquement en phase. Ainsi, on obtient un facteur de puissance unitaire.

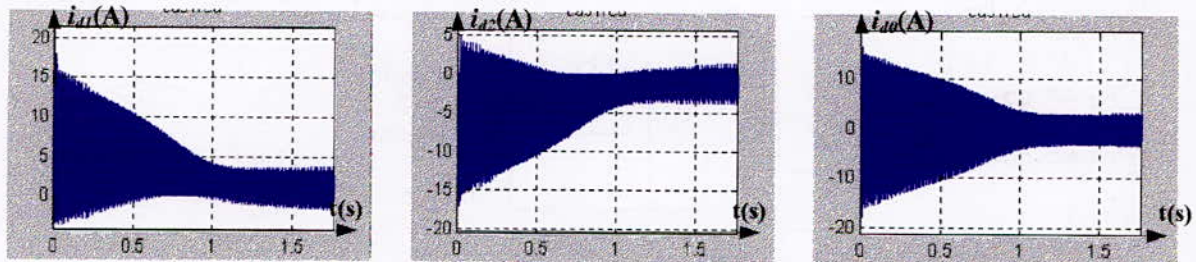


Fig.III.9.(d). Les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux.

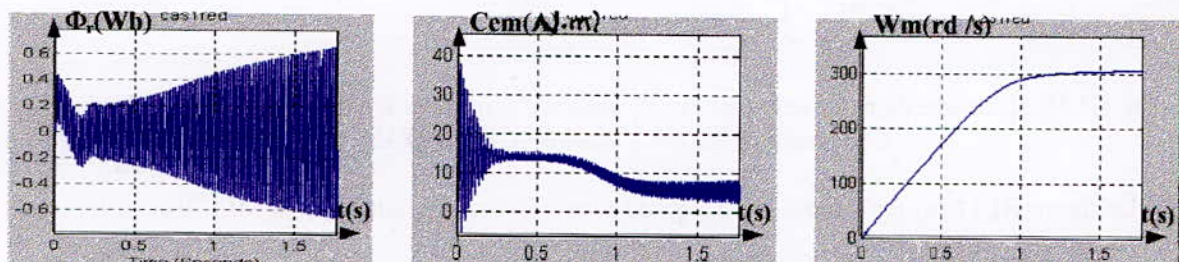


Fig.III.9.(e). Le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse électrique de la MAS.

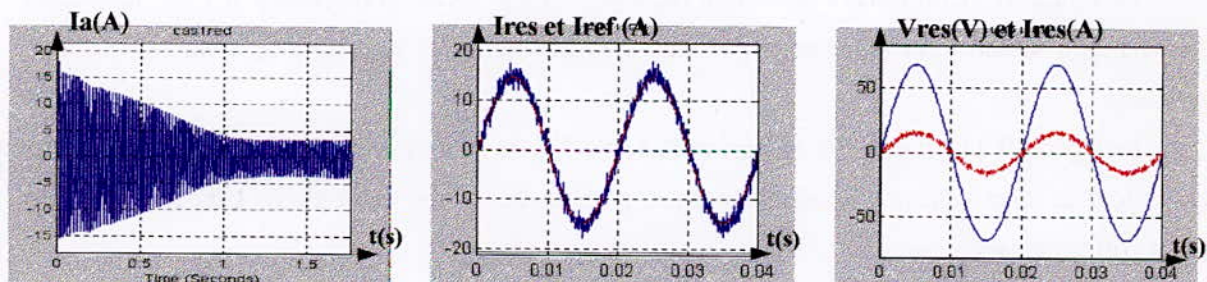


Fig.III.9.(f). Le courant statorique de la phase 1 de la MAS, le courant réseau et le courant de référence pour $\Delta i=0.1$ A ainsi que la tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant.

III.5. Cascade de deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux – onduleur de tension à trois niveaux - MAS triphasée :

La figure(III.10) montre la structure de cette cascade. L'onduleur à trois niveaux est commandé par la triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec $r=0.8$, $m=12$. Les redresseurs de courant n°1 et n°2 sont alimentés chacun par un réseau 48V/50Hz et sont tous les deux commandés par hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i=0.1$ A.

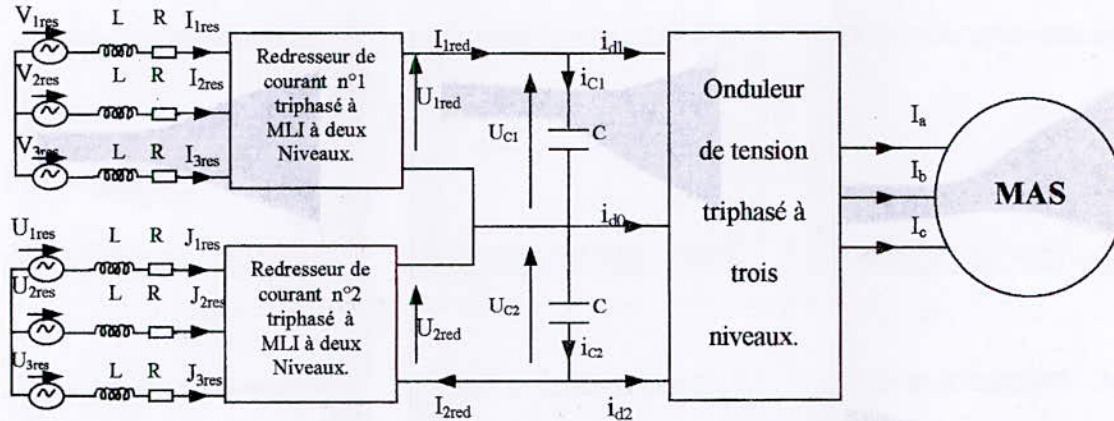


Fig.III.10. Cascade de deux redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – Onduleur triphasé à trois niveaux – MAS.

La figure III.11.(a) représente la tension de sortie de chaque redresseur à MLI, leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

La figure III.11.(b) montre les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux.

La figure III.11.(c) illustre le courant redressé I_{1red} à la sortie du redresseur n°1 et le courant redressé I_{2red} à la sortie du redresseur n°2, ainsi que la somme de la puissance d'entrée des deux redresseurs.

La figure III.11.(d) présente la tension de sortie V_{ond} de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux pendant tout le fonctionnement ainsi que sur une période, la tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant.

La figure III.11.(e) représente le flux rotorique, le couple électromagnétique et le courant statorique de la phase 1 de la MAS.

On remarque que les tensions U_{C1} et U_{C2} ne sont pas constantes et la différence $U_{C1}-U_{C2}$ n'est pas nulle. Cette instabilité des tensions U_{C1} et U_{C2} se répercute sur les tensions de la sortie de l'onduleur à trois niveaux.

Les deux redresseurs de courant sont commandés par l'hystérésis de courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i=0.1$ A. La valeur efficace du courant de référence a été déduite à partir de l'équation (III.22).

La tension de la phase 1 du réseau triphasé et son courant correspondant sont pratiquement en phase. Ainsi, on obtient un facteur de puissance unitaire.

On constate que le problème de déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux qui alimente la MAS a influé sur les performances de conduite de cette dernière en causant un retard d'environ 0.5 s, ainsi que des oscillations au niveau du couple électromagnétique.

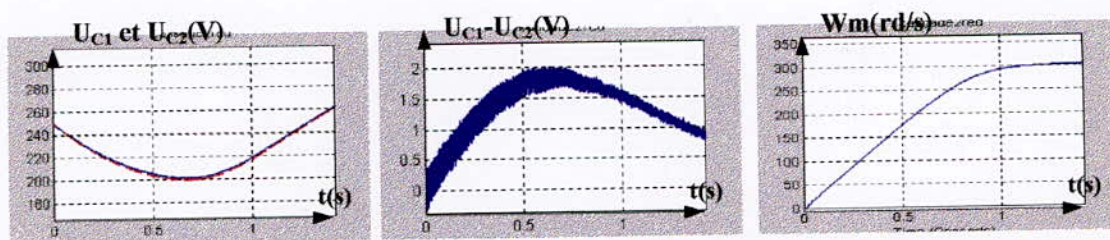


Fig.III.11.(a). Les tensions de sortie de chaque redresseur à MLI, leur différence $U_{C1}-U_{C2}$ ainsi que la vitesse de la machine asynchrone triphasée

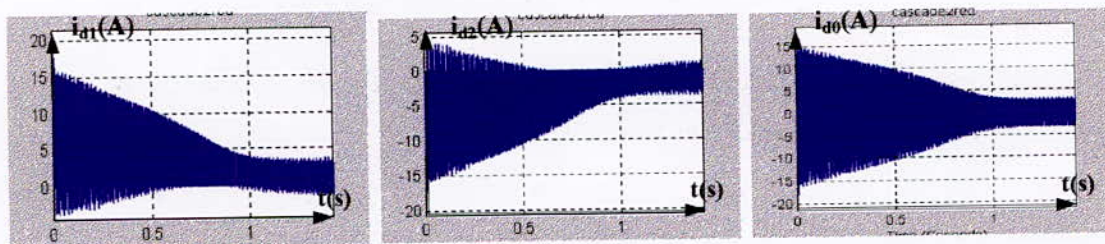


Fig.III.11.(b). Les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} l'onduleur à trois niveaux.

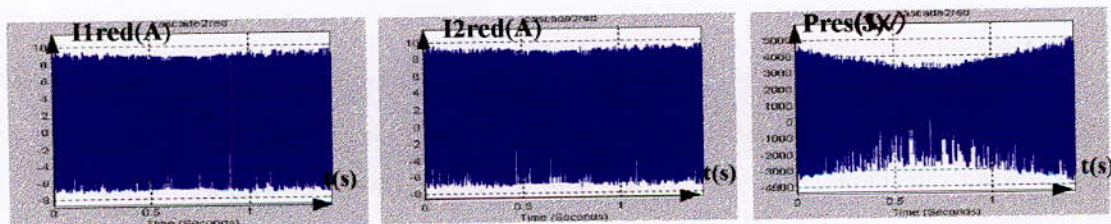


Fig.III.11.(c). Les courants à la sortie de chaque redresseur n°1 et n°2 respectivement ainsi que la puissance délivrée par le réseau.

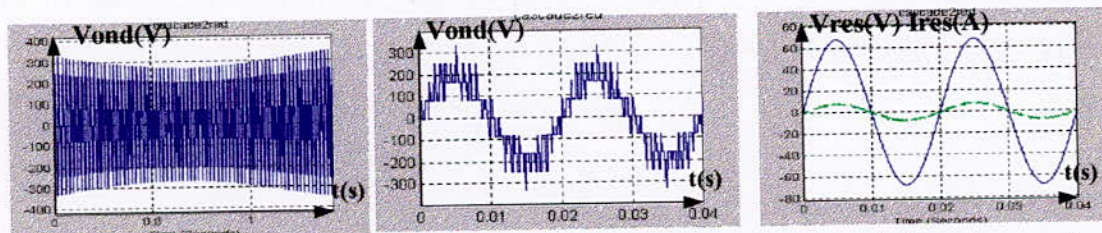


Fig.III.11.(d). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux ainsi que le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante.

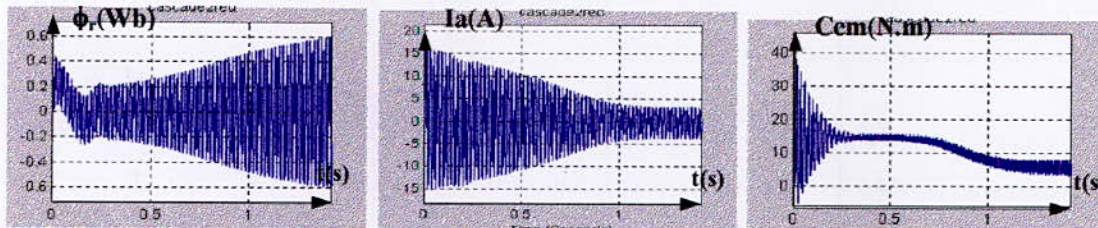


Fig.III.11.(c). Le flux rotorique, le courant statorique de la phase 1 et le couple électromagnétique de la MAS.

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié deux types de cascades :

- Cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.
- Cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.

L'utilisation des redresseurs de courant commandés par hystérésis de courant permet d'avoir un courant réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance pratiquement unitaire.

On a noté que pour les deux cascades étudiées que les tensions U_{red} , U_{C1} et U_{C2} ne sont pas constantes et la différence $U_{C1}-U_{C2}$ n'est pas nulle. Ce déséquilibre peut conduire à des tensions en sortie de l'onduleur à valeurs moyennes non nulles. D'où la nécessité d'asservir ces deux tensions U_{C1} et U_{C2} .

Dans le chapitre suivant, on proposera quelques solutions au problème de fluctuation du potentiel du point milieu à l'aide de méthodes automatiques modernes.

Chapitre IV

Introduction :

Dans ce chapitre, on étudiera différents algorithmes d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux. Comme on l'a vu au précédent chapitre, le déséquilibre des tensions U_{C1} et U_{C2} d'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux causant le problème de fluctuation du potentiel du point milieu. Ce problème est plus visible pour le cas d'une cascade constituée d'un seul redresseur de courant à deux niveaux que celle constituée de deux redresseurs.

Dans ce chapitre, on se propose de remédier à ce problème par l'asservissement des deux tensions U_{C1} et U_{C2} , donc rendre la valeur moyenne du courant précédemment citée nulle. Ceci nous amènera à la régulation du redresseur de courant triphasé à MLI où la régulation sera de type cascade.

A partir du modèle de commande du redresseur précédemment présenté, on développera les différents algorithmes de commande de la boucle de tension et celle de courant.

Les algorithmes de commande développés sont :

- Les régulateurs classiques type " PI " .
- La commande non linéaire à structure variable " mode de glissement " .
- La commande non linéaire par " la théorie de Lyapunov " .

IV.1. Modélisation du redresseur à MLI à deux niveaux en vue de sa commande :

La commande du redresseur à MLI peut se décrire sous la forme d'un asservissement en cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases. Une boucle externe régule la tension redressée de sortie du redresseur.

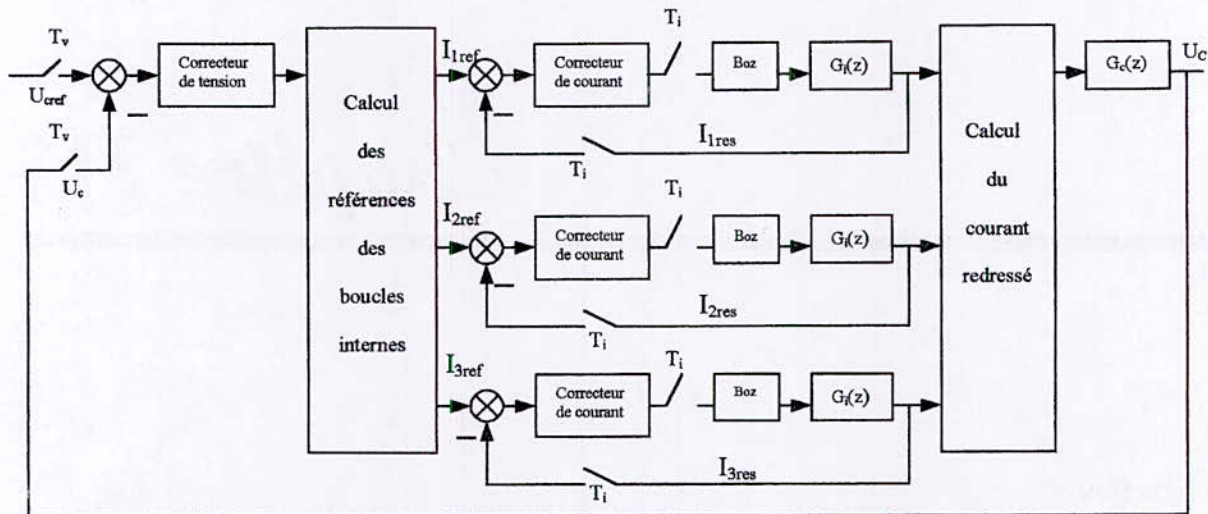


Fig.IV.1. Schéma bloc du principe de la régulation cascade d'un redresseur de courant à MLI.

La figureIV.1 présente le schéma bloc illustrant le principe de la régulation cascade. L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs échantillonnées de $U_{c,ref}$, tension continue de référence, et de U_c tension redressée. La sortie du correcteur de tension fournit la valeur efficace des courants de référence I_{1ref} , I_{2ref} et I_{3ref} . Les sorties des correcteurs de courant fournissent les tensions triphasées de référence qui par la stratégie de commande à MLI donneront les commandes des différents semi-conducteurs du(des) redresseur(s). Les fonctions de transfert en boucle ouverte des boucles internes $G_i(z)$, et de la boucle externe $G_c(z)$ seront définies dans la suite de ce chapitre.

On propose d'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en utilisant différents correcteurs de tension et de courant avec différentes combinaisons pour effectuer une comparaison probante.

Le choix de ces différentes combinaisons a été comme suit :

BOUCLE DE TENSION	BOUCLE DE COURANT
Régulateur linéaire type PI	Commande par hystérésis de courant.
Régulateur linéaire type PI	Régulateur linéaire type PI
Régulateur linéaire type PI	Régulateur non linéaire type GLISSANT
Régulateur linéaire type PI	Régulateur non linéaire type LYAPUNOV
Régulateur non linéaire type GLISSANT	Commande par hystérésis de courant
Régulateur non linéaire type GLISSANT	Régulateur linéaire type PI
Régulateur non linéaire type GLISSANT	Régulateur non linéaire type GLISSANT
Régulateur non linéaire type GLISSANT	Régulateur non linéaire type LYAPUNOV
Régulateur non linéaire type LYAPUNOV	Commande par hystérésis de courant
Régulateur non linéaire type LYAPUNOV	Régulateur linéaire type PI.
Régulateur non linéaire type LYAPUNOV	Régulateur non linéaire type GLISSANT
Régulateur non linéaire type LYAPUNOV	Régulateur non linéaire type LYAPUNOV

IV.1.1. Modélisation de la boucle de courant (interne) :

L'objectif des boucles internes est d'asservir les courants du réseau afin de minimiser leur contenu harmonique est d'échanger avec le réseau une certaine puissance active [Rioual93] .

Le modèle de la boucle de courant est celui d'une phase du réseau représenté à la figure IV.2 :

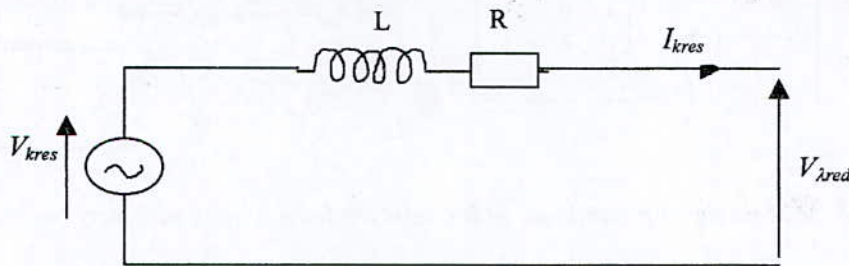


Fig.IV.2. Modélisation d'une phase du réseau.

V_{kres} est la tension de la phase k ($k=1,2,3$) du réseau triphasé. $V_{\lambda red}$ ($\lambda=a,b,c$) la tension liée au bras k du redresseur qui est en série avec l'impédance du réseau constituée par la résistance R et l'inductance L .

La fonction de transfert en boucle ouverte peut être ainsi modélisée par un premier ordre, ayant comme variable d'entrée la tension aux bornes de l'impédance ($V_{kres} - V_{\lambda red}$), et pour variable de sortie le courant de phase I_{kres} . La fonction de transfert en boucle ouverte de la régulation de courant s'écrit donc :

$$G_i(s) = \frac{I_{kres}}{V_{kres} - V_{\lambda red}} = \frac{1/R}{1 + T_e \cdot s} \quad \text{avec } T_e = L/R \quad (\text{IV.1})$$

Le passage en discret se fait par la transformée en Z en considérant une période d'échantillonnage T_i . La fonction de transfert échantillonnée du système en boucle ouverte $G_i(z)$ s'exprime :

$$G_i(z) = \frac{k}{\omega_0} \cdot \frac{(1 - e^{-\omega_0 T_i})}{(z - e^{-\omega_0 T_i})} \tag{IV.2}$$

Avec $k=1/L$ et $\omega_0=R/L=1/\tau$

Dans notre cas, $R=0.25 \Omega$, $L=10 \text{ mH}$ et en choisissant $T_i=5 \cdot 10^{-4} \text{ s}$, on trouve :

$$G_i(z) = \frac{0.0497}{z - 0.9876} \tag{IV.3}$$

Etant donné les composantes homopolaires des courants et tensions d'entrées du (des) redresseur(s) triphasé à deux niveaux sont nulles, on asservira alors uniquement les courants des phases une et deux du réseau. Le modèle de commande réduit d'un redresseur triphasé est donné à la figure IV.3.

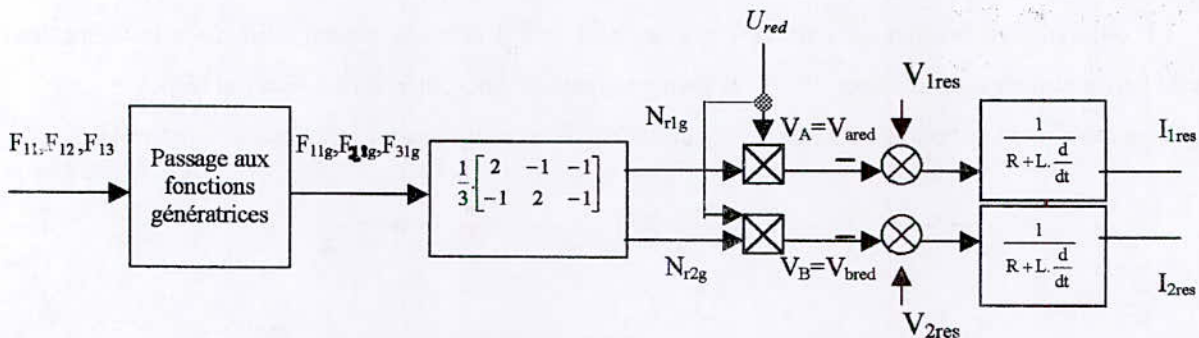


Fig IV.3. Modèle de commande du redresseur triphasé à deux niveaux.

Les interrupteurs sont modélisés de façon simplifiée sous forme d'un échantillonneur suivi d'un bloqueur [Rioual93]. Ainsi quelque soit le type du régulateur la boucle de courant pour une phase k ($k=1,2,3$) sera représentée comme suit :

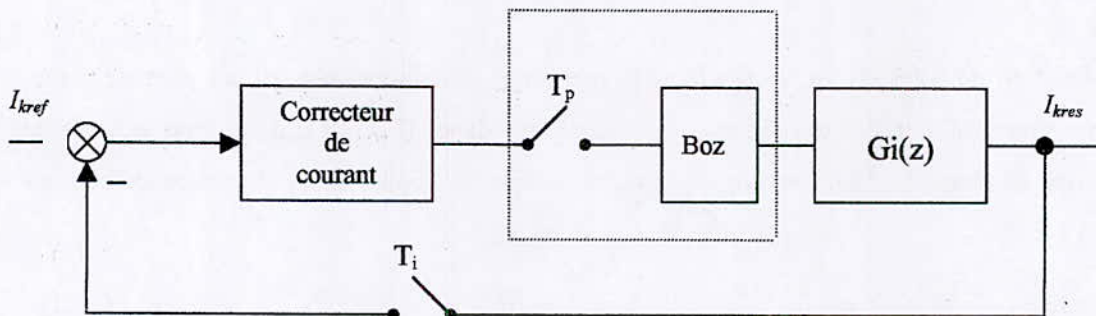


Fig.IV.4. Boucle interne d'une phase k ($k=1,2,3$) du réseau.

IV.I.2. Modélisation de la boucle de tension (externe) :

La boucle de tension impose la valeur efficace I_e 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.

$$\begin{cases} P_e = V_{ared} \cdot I_{1res} + V_{bred} \cdot I_{2res} + V_{cred} \cdot I_{3res} = \sum_{k=1}^3 (V_{kres} \cdot I_{kres} - R \cdot I_{kres}^2 - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{kres}^2}{dt}) \\ P_s = U_{red} \cdot I_{red} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Où U_{red} est la tension aux bornes de la capacité équivalente

Avec, P_e la puissance d'entrée du redresseur de courant triphasé et P_s sa puissance à sa sortie continue.

En négligeant la puissance dissipée par effet joule dans les résistances R du réseau, on aboutit à :

$$\sum_{k=1}^3 V_{kres} \cdot I_{kres} - \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{dI_{kres}^2}{dt} = U_{red} \cdot I_{red} \quad (IV.5)$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions V_{kres} correspondantes, on peut écrire alors :

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{kres} = V_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \\ I_{kres} = I_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (k=1,2,3) \quad (IV.6)$$

Ainsi, en triphasé la puissance fluctuante est nulle. D'où aucune contrainte n'est imposée à la période d'échantillonnage T_v de la boucle de tension.

La boucle externe maintient la tension de sortie du redresseur U_{red} à une tension de référence $U_{red-ref}$. La fonction de transfert en boucle ouverte sera celle du filtre intermédiaire entre le(s) redresseur(s) de courant à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension à trois niveaux, ayant comme variable d'entrée le courant i_c aux bornes de la capacité équivalente et pour variable de sortie la tension U_{red} à asservir. La fonction de transfert échantillonnée en boucle ouverte de l'asservissement de tension en tenant compte du bloqueur d'ordre zéro s'écrit donc :

$$G_c(z) = \frac{T_v}{C} \cdot \frac{1}{z-1} \quad (IV.7)$$

En choisissant une période d'échantillonnage $T_v = 2 \cdot 10^{-2}$ s et pour une capacité $C = 20$ mF, la fonction de transfert échantillonnée s'écrira comme suit :

$$G_c(z) = \frac{1}{z-1} \quad (IV.8)$$

Pour une régulation cascade, la dynamique de la boucle interne doit être plus rapide que la dynamique de la boucle externe. Ceci permet de considérer les deux boucles indépendantes et

d'assimiler à un bloc de gain unitaire la boucle interne régulée [Rioual93], d'où le schéma bloc de la boucle de tension :

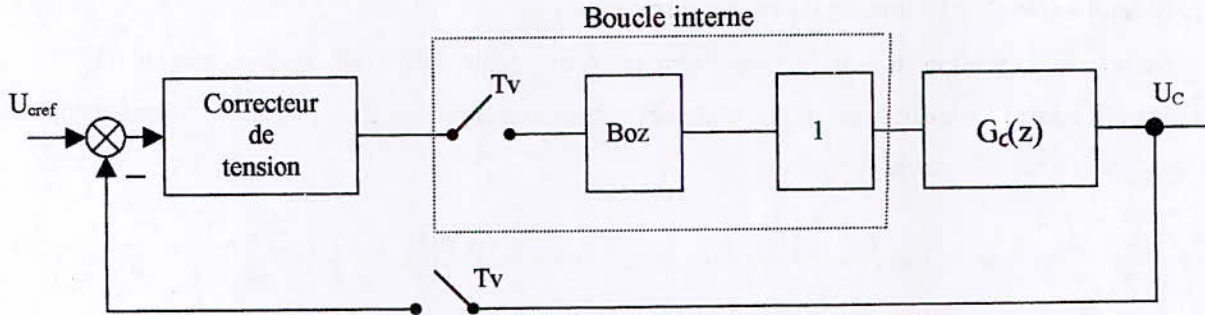


Fig.IV.5. Schéma bloc de la boucle de tension.

La structure de commande représentée à la figure IV.6. illustre l'algorithme d'asservissement complet :

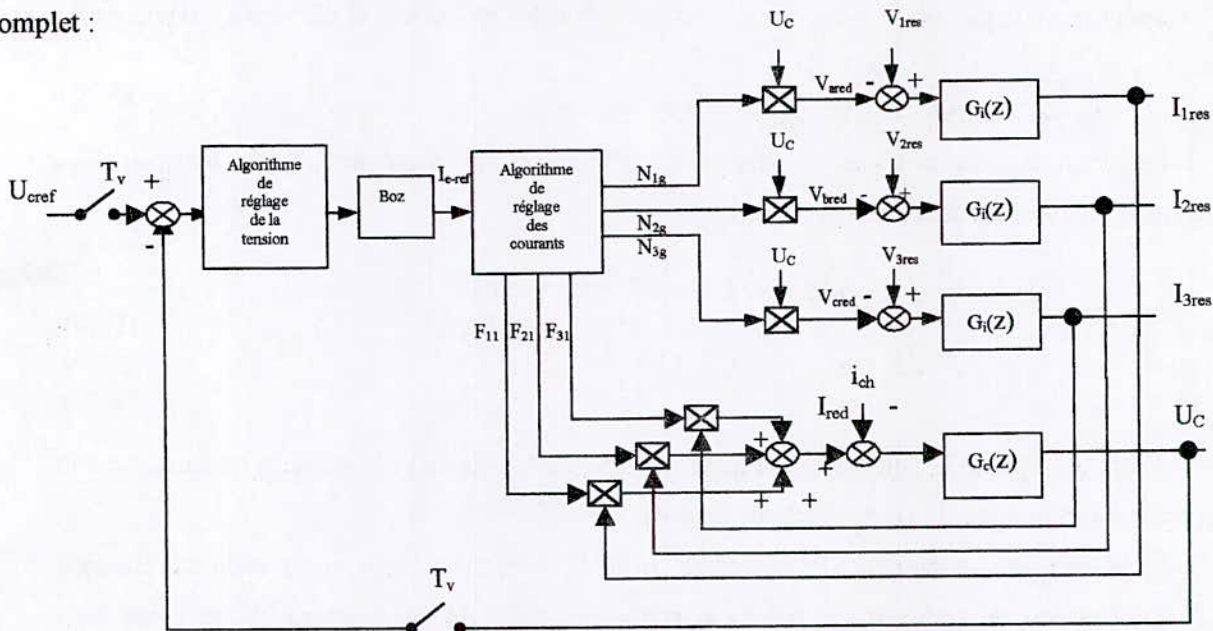


Fig.IV.6 Structure générale de la commande du redresseur.

IV.2. Réglage linéaire - Dimensionnement des régulateurs type PI de courant et de tension :

IV .2.1. Boucle de courant :

La fonction de transfert échantillonnée du régulateur PI est la suivante :

$$G_{pi}(z) = k_{pi} + \frac{k_{ii} \cdot z}{z - 1} \tag{IV.9}$$

Soit
$$G_{pi}(z) = \frac{z \cdot (k_{pi} + k_{ii}) - k_{pi}}{z - 1} \tag{IV.10}$$

Pour calculer les paramètres du régulateur, on choisit un modèle équivalent réduit de la boucle de courant :

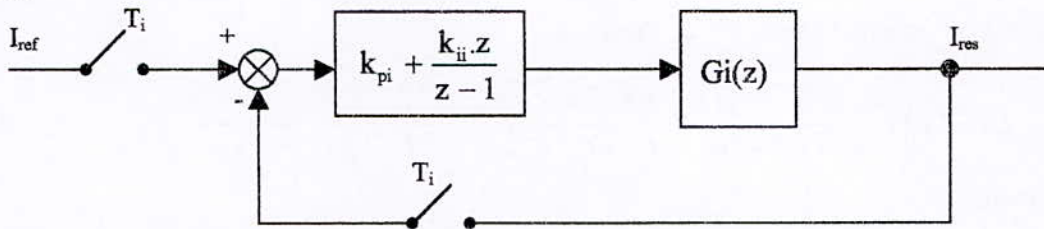


Fig.IV.7.Modèle équivalent de la boucle de courant.

On calcule les paramètres k_{pi} et k_{ii} des régulateurs de courant de façon à avoir en boucle fermée $\omega_n \cdot T_i = 1$ et $\xi_i = 1$

$$FTBF_i(z) = \frac{0.0497 \cdot [(k_{pi} + k_{ii}) \cdot z^{-1} - k_{pi} \cdot z^{-2}]}{1 + [0.0497 \cdot (k_{pi} + k_{ii}) - 1.9876] \cdot z^{-1} + (0.9876 - 0.0497 \cdot k_{pi}) \cdot z^{-2}} \quad (IV.11)$$

La fonction de transfert échantillonnée pour un système du second ordre est de la forme [Landau93]:

$$FTBF_i(z) = \frac{b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2}} \quad (IV.12)$$

avec :

$$\begin{cases} b_1 = 1 - e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_i} \cdot [\cos(\omega \cdot T_i) + \frac{\xi \cdot \omega_0}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot T_i)] \\ b_2 = e^{-2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot T_i} + e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_i} \cdot [\frac{\xi \cdot \omega_0}{\omega} \cdot \sin(\omega \cdot T_i) - \cos(\omega \cdot T_i)] \\ a_1 = -2 \cdot e^{-\xi \cdot \omega_0 \cdot T_i} \cdot \cos(\omega \cdot T_i) \\ a_2 = e^{-2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot T_i} \\ \omega = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$\omega = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \quad (IV.14)$$

Dans notre cas $\omega_0 = \omega_{ni}$

Application :

En prenant la période d'échantillonnage $T_i = 5 \cdot 10^{-4} s$.

Par identification, on trouve les paramètres du PI :

$k_{pi} = 17.1516$ et $k_{ii} = 8.0416$

IV .2.2. Boucle de tension.

Après compensation du courant de charge i_{ch} et linéarisation, on aboutit au modèle équivalent suivant [Berkouk95]:

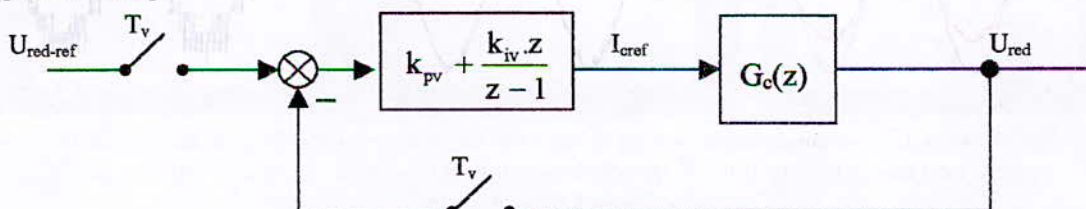


Fig.IV.8. Modèle équivalent de la boucle de tension.

On calcule les paramètres k_{pv} et k_{iv} du régulateur PI de tension afin d'avoir un système équivalent en boucle fermée du second ordre avec une pulsation propre ω_{nv} telle que $\omega_{nv} \cdot T_v = 0.7$ et un amortissement ξ_v unitaire.

$$FTBF_v(z) = \frac{[(k_{pv} + k_{iv}) \cdot z^{-1} - k_{pv} \cdot z^{-2}] \cdot T_v / C}{1 + (-2 + (k_{pv} + k_{iv}) \cdot T_v / C) \cdot z^{-1} + (1 - k_{pv} \cdot T_v / C) \cdot z^{-2}} \tag{IV.15}$$

Application :

En choisissant $T_v = 10^{-2} \cdot s$, avec $C = 20 \text{ mF}$

Par identification : $k_{pv} = 1.7293$ et $k_{iv} = 0.7992$

IV.2.3. Simulations et interprétations de l'asservissement par :

IV.2.3.1. Régulateur linéaire type PI \rightarrow Commande par hystérésis de courant :

IV.2.3.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

Les figures IV.9.(a)~(e) montrent les performances de la cascade où la tension de sortie du redresseur à MLI est asservie en utilisant l'algorithme proposé ci dessus. On remarque que la tension U_{red} suit sa référence, ainsi que la différence $U_{C1} - U_{C2}$ a diminué mais n'est pas nulle. De ce fait la vitesse de la machine asynchrone s'établit plus rapidement que dans le cas de la boucle ouverte. L'ondulation du couple électromagnétique a diminué en comparaison avec la commande du redresseur en boucle ouverte(Fig.III.8.(e)). On constate aussi qu'avec cet asservissement, on a obtenu des courants du côté réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes. Ainsi, on a obtenu un facteur de puissance unitaire. On observe aussi un certain dépassement de la tension de sortie du redresseur asservi U_{red} lors du changement de consigne.

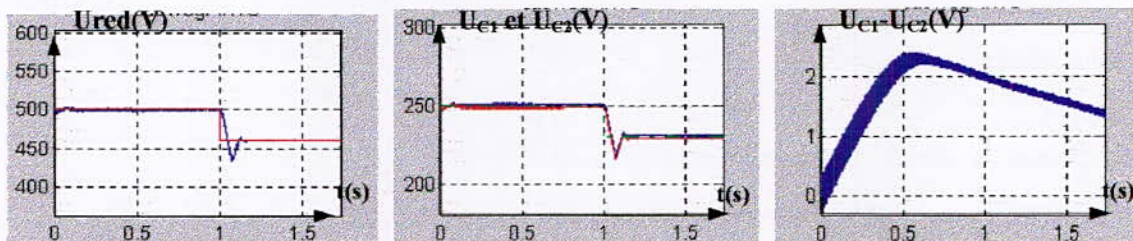


Fig.IV.9.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1} - U_{C2}$

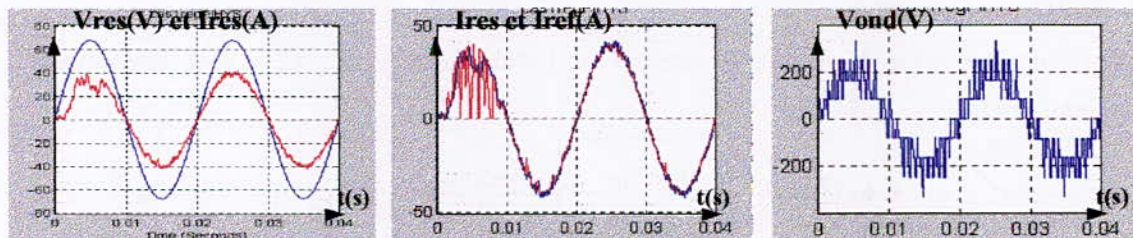


Fig. IV.9.(b). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

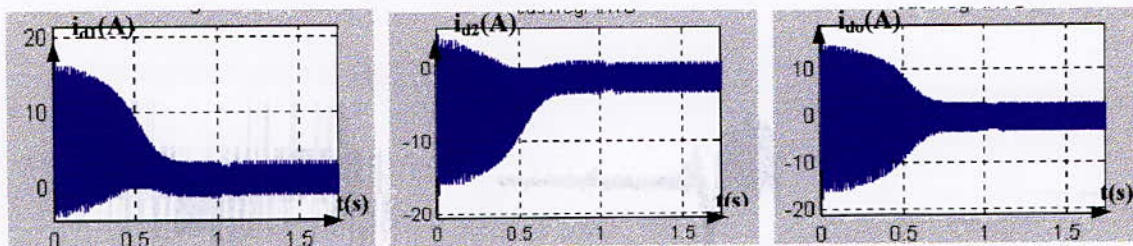


Fig. IV.9.(c). Les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux.

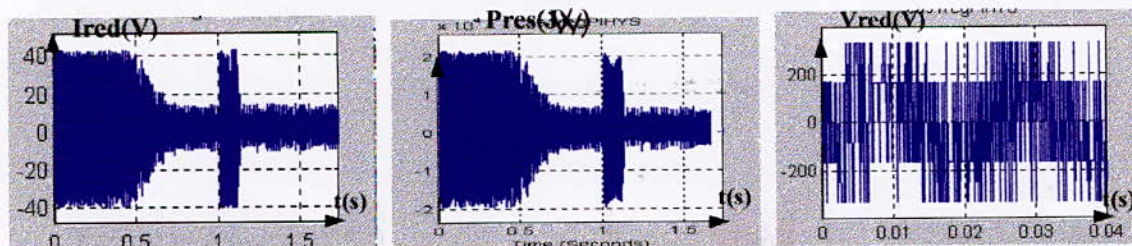


Fig. IV.9.(d). Le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur, la puissance d'entrée du réseau, V_{ond} et la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} .

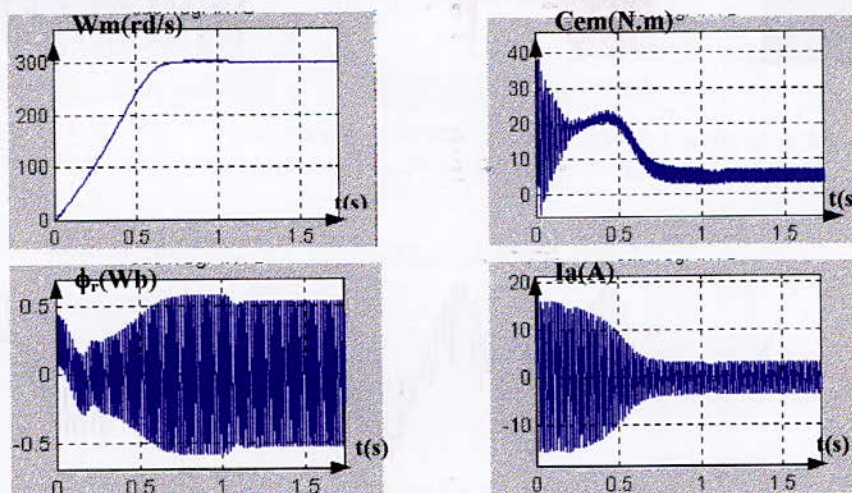


Fig. IV.9.(e). La vitesse électrique, le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

IV.2.3.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

Les figures IV.10.((a)~(f)) montrent les performances de la cascade où la tension de sortie de chaque redresseur à MLI est asservie en utilisant l'algorithme proposé ci dessus. On remarque que la commande rejette les perturbations d'où l'asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} , ainsi que l'annulation de la différence $U_{C1}-U_{C2}$ en régime établi. De ce fait, la vitesse de la machine asynchrone s'établit plus rapidement que dans le cas de la boucle ouverte. L'ondulation du couple électromagnétique a diminué en comparaison avec la commande du redresseur en boucle ouverte (Fig.III.11.(e)). On constate aussi qu'avec cet asservissement, on a obtenu des courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes. D'où un facteur de puissance unitaire.

On observe aussi, comme pour la cascade avec un seul redresseur, un certain dépassement de la tension de sortie du redresseur asservi U_{red} lors du changement de consigne

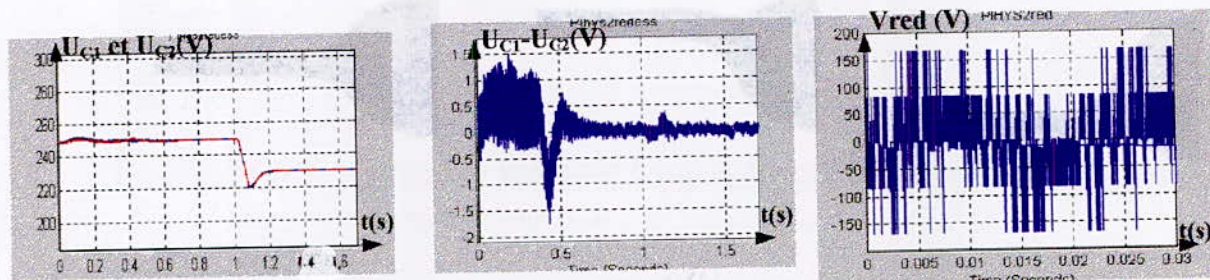


Fig.IV.10.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur, leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la tension d'entrée d'une phase du réseau triphasé.

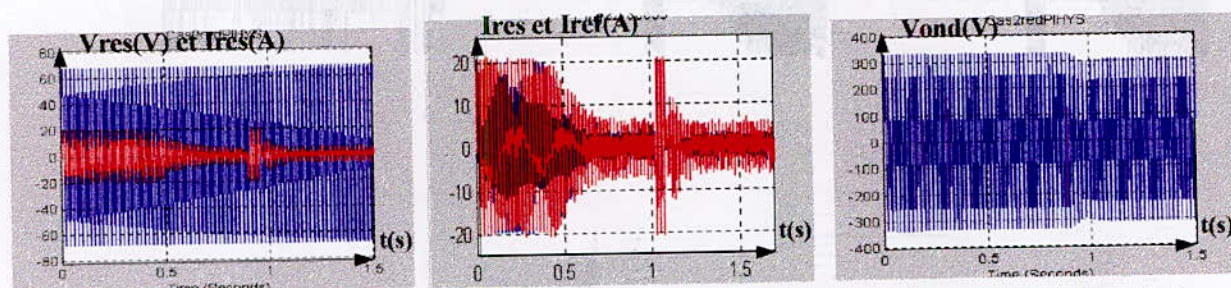


Fig.IV. 10.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

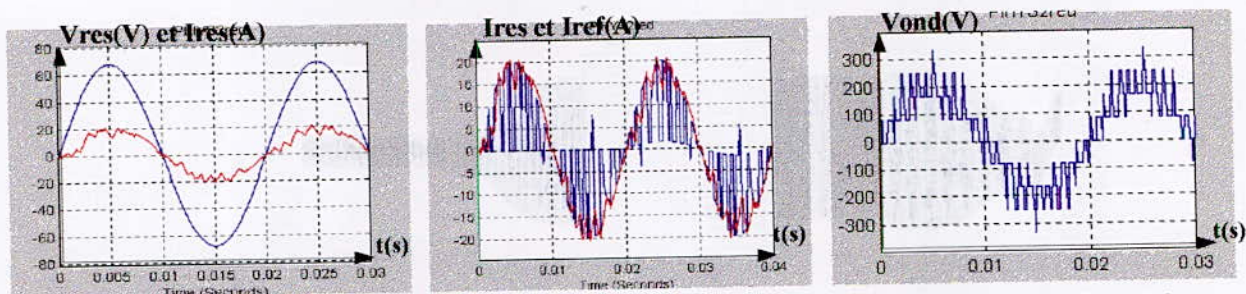


Fig.IV.10.(c). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

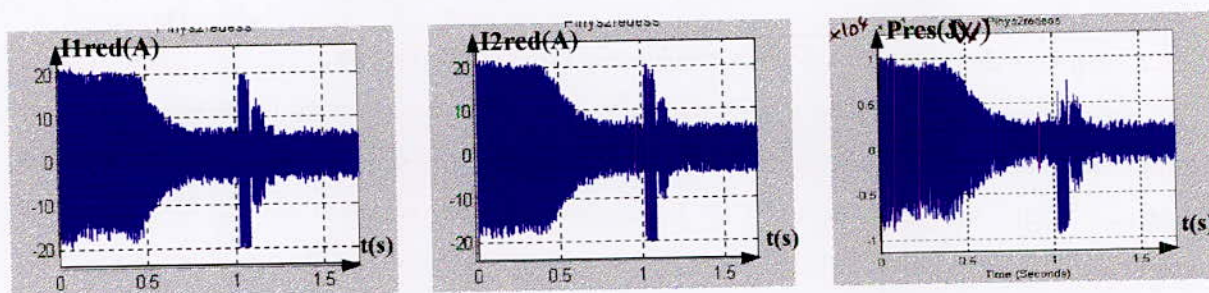


Fig.IV.10.(d). Les courants redressés à la sortie du redresseur n°1 et n°2 respectivement, ainsi que la puissance d'entrée du réseau.

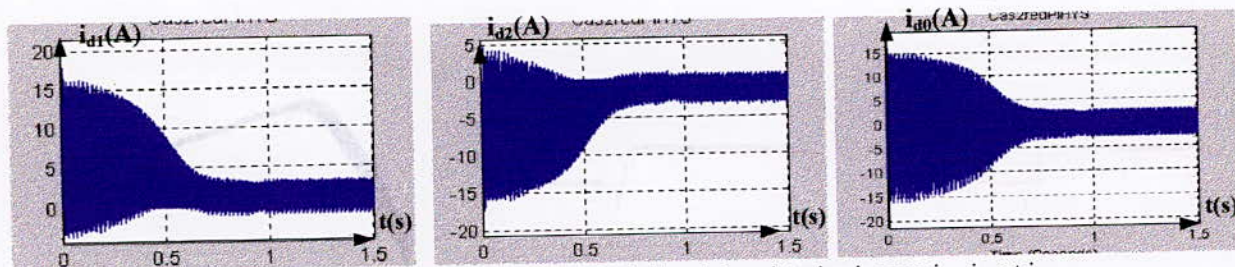
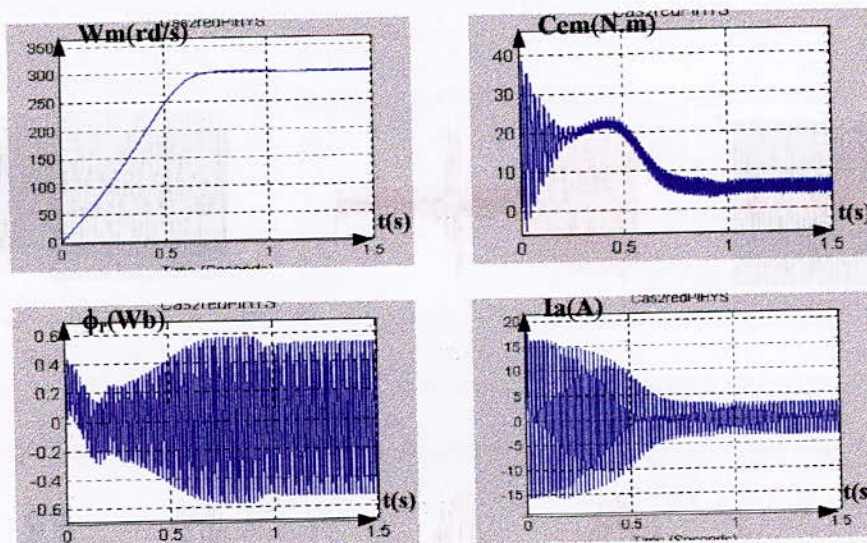
Fig.IV.10.(e). Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} .

Fig. IV.10.(f). La vitesse électrique, le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

IV.2.3.2. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur linéaire type PI :

IV.2.3.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

Les figures IV.11.(a)-(f) montrent les performances de la cascade où la tension de sortie du redresseur à MLI est asservie en utilisant l'algorithme proposé dans ce chapitre. On remarque que la commande de la tension U_{red} rejette les perturbations, par contre la différence $U_{C1}-U_{C2}$ a diminué mais ne s'est pas annulée. De ce fait, les performances de la conduite de la machine sont améliorées à savoir le temps d'établissement de la vitesse de la machine asynchrone et les ondulations du couple électromagnétique en comparaison avec la commande du redresseur en boucle ouverte (Fig.III.8.(e)).

On obtient aussi des courants du côté réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes. Ainsi, on obtient un facteur de puissance pratiquement unitaire et un taux d'harmoniques supérieur à celui obtenu par l'hystérésis de courant.

On observe aussi un certain dépassement de la tension de sortie du redresseur asservi U_{red} lors du changement de consigne, ainsi qu'un certain temps de réponse.

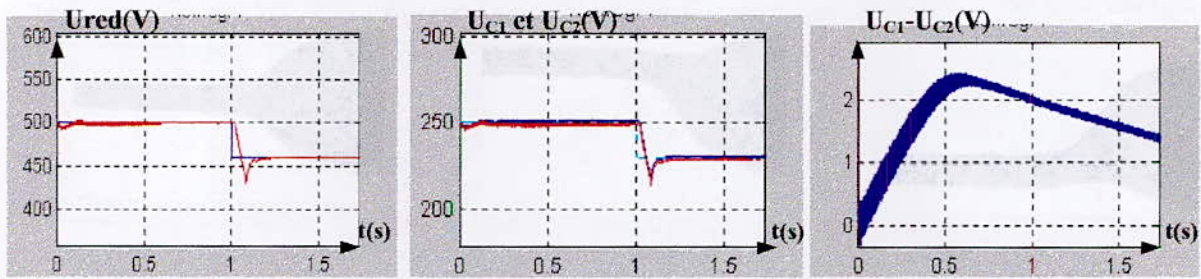


Fig.IV.11.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

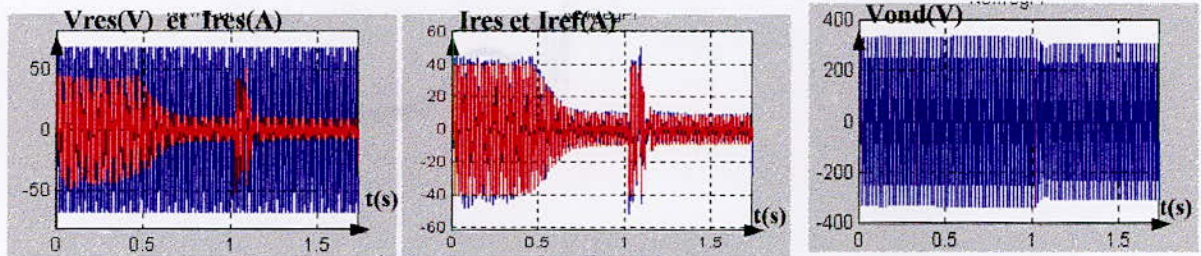


Fig. IV. 11.(b). le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

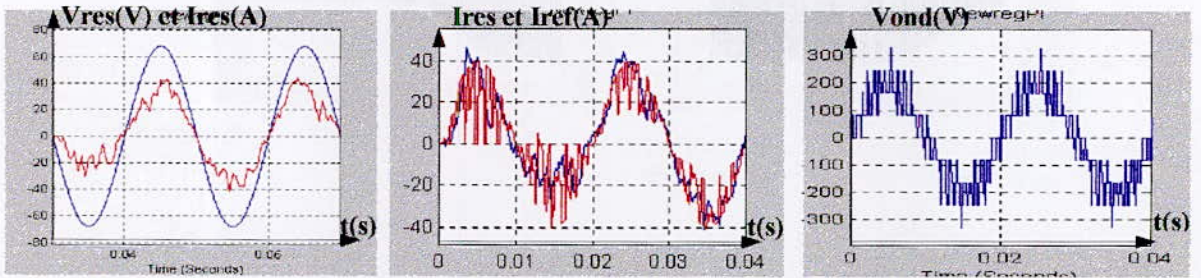


Fig. IV. 11.(c). le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

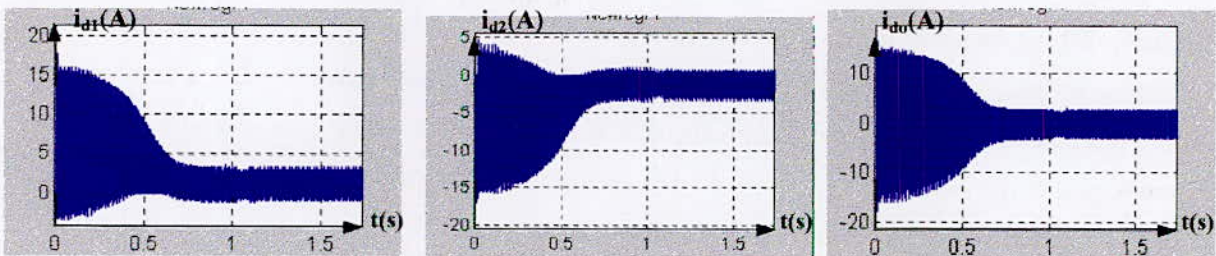


Fig. IV. 11.(d). Les courants i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux.

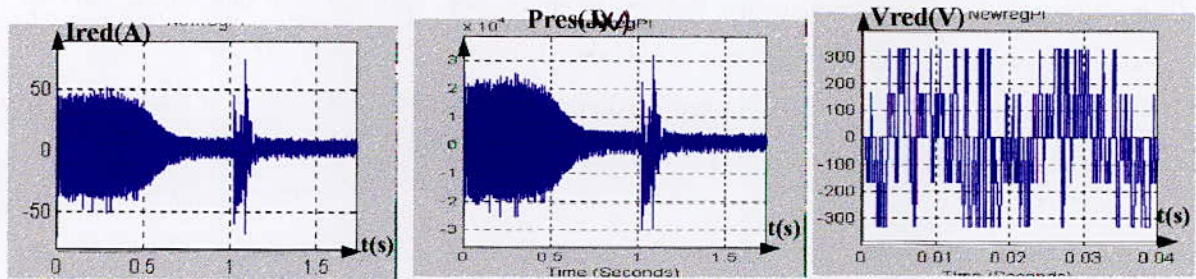


Fig. IV. 11.(e). Le courant redressé I_{red} à la sortie du redresseur, la puissance d'entrée du réseau et la tension V_{red}

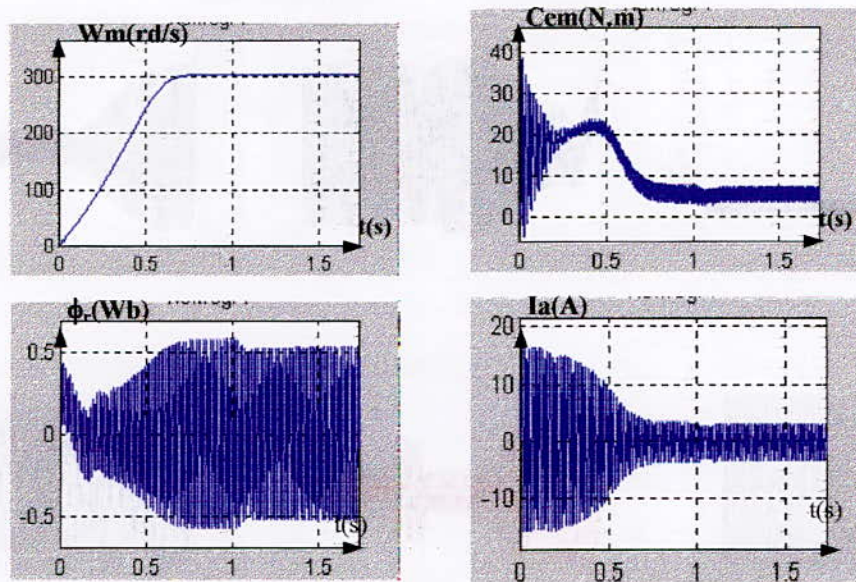


Fig. IV. 11.(f). La vitesse électrique, le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS

IV.2.3.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

Les figures IV.12.(a)-(f) montrent les performances de la cascade où la tension de sortie de chaque redresseur à MLI est commandée en utilisant l'algorithme proposé dans le paragraphe IV.I. Les tensions U_{C1} et U_{C2} sont asservies et rejettent les perturbations. Ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$ qui s'annule en régime établi. De ce fait, l'ondulation du couple électromagnétique a diminué en comparaison avec la commande du redresseur en boucle ouverte (Fig.III.11.(e)) et la vitesse de la machine asynchrone s'établit plus rapidement que dans le cas de la boucle ouverte. On constate aussi qu'avec cet asservissement, on obtient des courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, donc on a un facteur de puissance unitaire.

On observe aussi un certain dépassement des tensions asservies lors du changement de consigne.

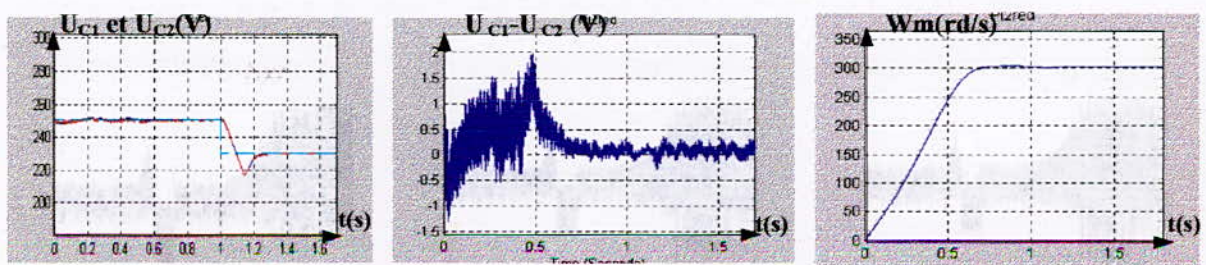


Fig.IV.12.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

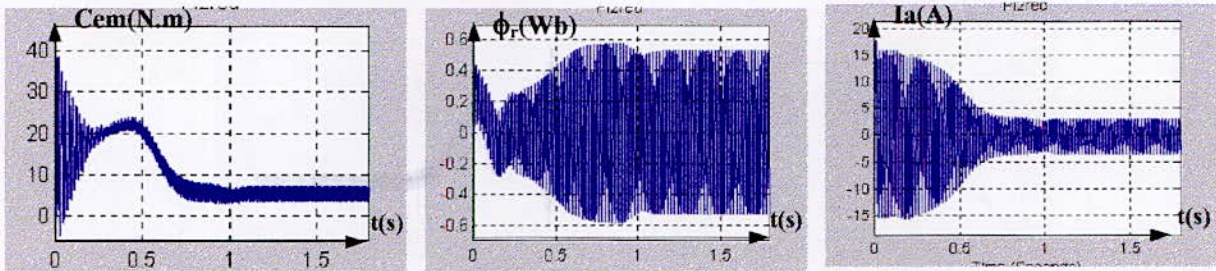


Fig. IV.12.(b). Le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

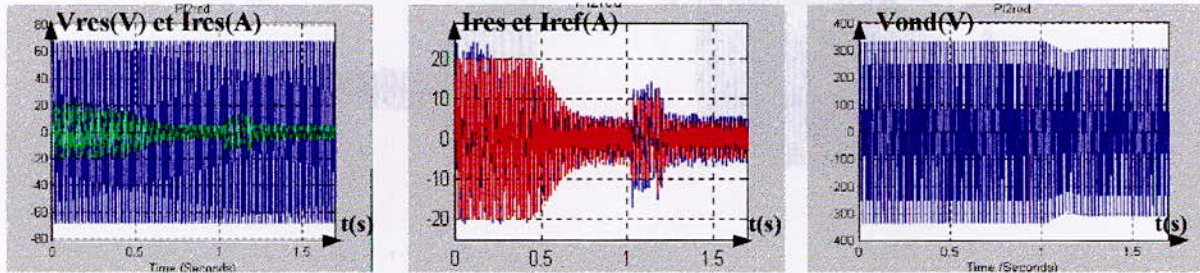


Fig.IV. 12.(c). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

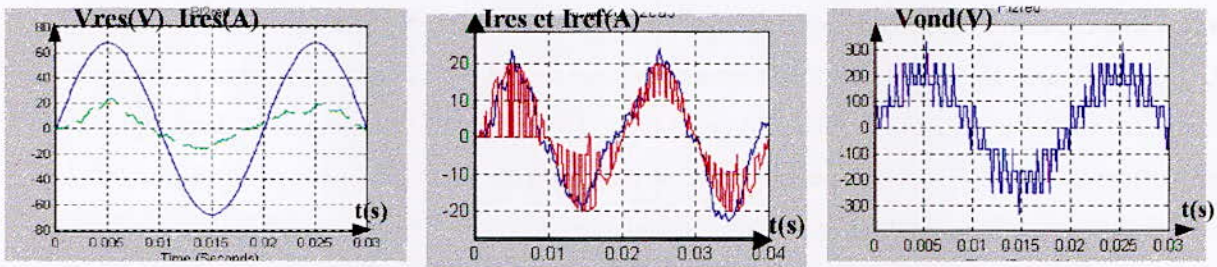


Fig.IV. 12.(d). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

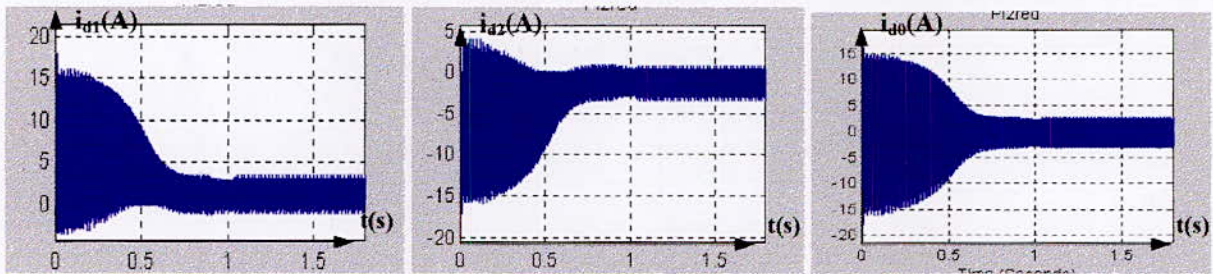


Fig.IV.12.(e). Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} .

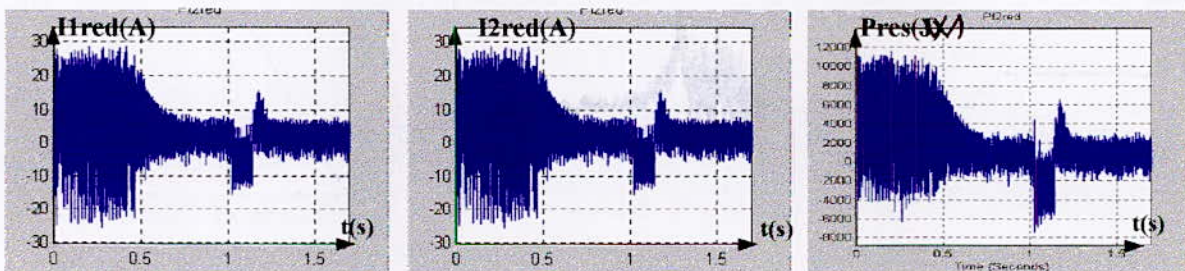


Fig.IV.12.(f). Les courants redressés à la sortie du redresseur n°1 et n°2 respectivement., ainsi que la puissance d'entrée du redresseur.

IV.3. Réglage non linéaire par mode de glissement:

IV.3.1. Introduction :

Le réglage par mode de glissement est une technique qui consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface désirée "surface de glissement" et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée au tour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre [Bühler87].

Il est caractérisé par la discontinuité de la commande au passage par la surface de commutation.

IV.3.2. Propriétés du mode de glissement :

- La trajectoire de l'état du système en mode glissant appartient à une surface de dimension inférieure à l'espace d'état.
- La dynamique du système est déterminée par les choix des coefficients de la surface de glissement.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes [Bühler87]:

1. Configuration avec changement de la structure par commutation d'interrupteur :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S > 0 \\ U_{min} & \text{si } S < 0 \end{cases}$$

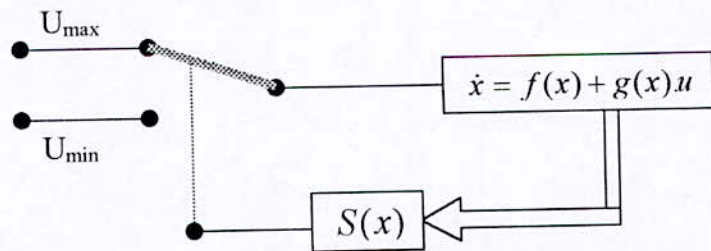


Fig.IV.13. Configuration de changement de structure par commutation d'interrupteur.

2. Configuration avec changement de la structure par commutation de retour d'état:

$$U = \begin{cases} -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases}$$

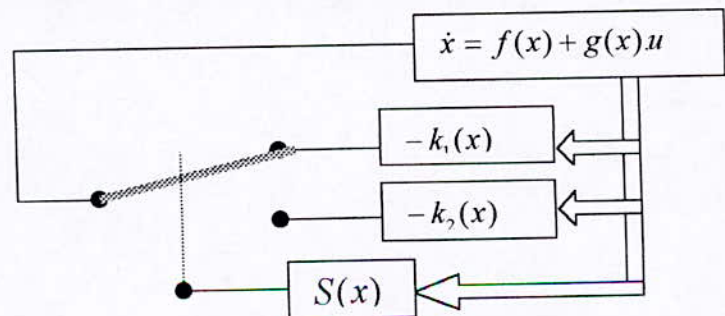


Fig.IV.14. Configuration par commutation de retour d'état

IV.3.3. Méthodologie du mode glissant :

Dans cette partie, on introduit le mode glissant qui est une approche particulière de la conception des systèmes à structures variables développé il y a 30 années de cela. La principale différence de cette technique par rapport aux contrôleurs classiques est la grande fréquence de commutation du système.

IV.3.4. Mode glissant pour les systèmes à une seule entrée :

Les différentes étapes pour synthétiser cette commande sont :

1. Choisir une surface (S) dans l'espace d'état, puis faire commuter la trajectoire d'état autour de cette surface. Idéalement la commande doit faire superposer la trajectoire d'état sur l'hypersurface (hypersurface dans le cas où l'on a plus de deux variables d'états).
2. Lorsque le système est attiré vers la surface la dynamique en boucle fermée est définie par les équations qui régissent l'évolution de l'hypersurface.

Pour cela les paramètres de l'équation définissant l'hypersurface sont déterminés selon la dynamique voulue.

Cette technique permet au système d'acquiescer une bonne robustesse, en d'autres termes avoir une dynamique en boucle fermée indépendante des fluctuations des paramètres du système.

IV.3.5. Conclusion :

La conception de la loi de commande peut être représentée en trois étapes :

- 1- définir une surface de glissement ($S=0$).
- 2- Choisir une loi de commande qui fait rapprocher la trajectoire le plus possible de la surface.
- 3- Déterminer la dynamique du système sur cette surface.

Le problème mathématique qui se pose toujours est la détermination de la surface de glissement ainsi que de la commande (relativement difficile pour le cas non linéaire), par contre le problème physique est de trouver des paramètres de telle sorte que la trajectoire atteigne la surface dans un temps optimal, et que la fréquence de commutation soit admissible par les composants utilisés.

IV.3.6. Notion de commande équivalente [UTKIN78]:

Le régime glissant est obtenu lorsque la commande U subit des commutations successives entre deux valeurs U_{max} et U_{min} et ceci jusqu'au point d'équilibre.

On obtient un régime glissant idéal (théorique) lorsque la fréquence de commutation tend vers l'infinie. A fréquence infinie, la trajectoire d'état évolue sur la surface de commutation (ou de glissement) $S(x)$.



Dans cette technique on essaye de donner une moyenne de la commande pour pouvoir définir la réponse du système sur la surface .

La commande équivalente est définie pour :

- $S = 0$ implique que le système est sur la surface de glissement.
- $dS/dt = 0$ implique que le système ne s'éloigne pas de celle-ci.

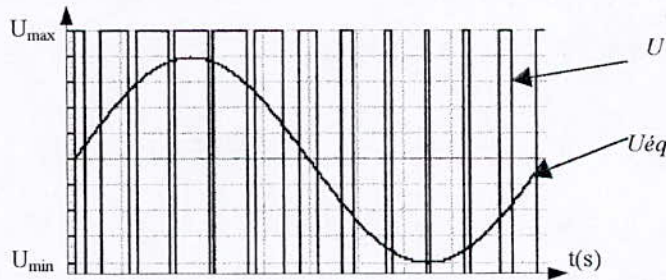


Fig.IV.15 . Grandeur de commande équivalente U_{eq} comme valeur moyenne de la commande réelle U [Bühler 87].

Soit le système non linéaire suivant :

$$dx/dt = f(x) + g(x).u \tag{IV.16}$$

la condition $dS/dt = 0$ devient :

$$dS/dt = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \langle dS, f(x) + g(x).u \rangle = \langle dS, f(x) \rangle + \langle dS, g(x) \rangle . u = 0 \tag{IV.17}$$

Où $\langle dS, f \rangle$ est le produit scalaire.

$$si \ \langle dS, g \rangle \neq 0 \ \text{alors} \quad U_{eq} = - \frac{\langle dS, f(x) \rangle}{\langle dS, g(x) \rangle} \tag{IV.18}$$

La dynamique du mode glissant idéal sur la surface de glissement est donnée par.

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x) \cdot U_{eq} = f(x) - g(x) \cdot \frac{\langle dS, f(x) \rangle}{\langle dS, g(x) \rangle} \tag{IV.19}$$

IV.3.7. Conditions nécessaire et suffisante d'existence du mode glissant :

Pour avoir le régime glissant il faut satisfaire la condition suivante :

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max}$$

U_{eq} est la commande équivalente qui permet la convergence de la trajectoire vers le point d'équilibre sur la surface de glissement ($S=0$).

La trajectoire d'évolution du système doit tendre vers $S=0$, donc le système doit être soumis à l'attraction de cette surface. Ceci se fera par la commande attractive qui est déterminée par la condition d'attractivité $\dot{S} < 0$.

NB: La robustesse du mode glissant dépend des choix de la surface de glissement et de la structure du système.

IV.3.8. Système multi input :

Dans ce cas, la conception de la loi de commande devient plus compliquée. L'approche la plus facile est de choisir à chaque entrée une surface, puis trouver une structure pour la loi de commande, sachant que le mode glissant existe pour l'intersection de ces différentes surfaces.

Dans le cas d'un système à retour d'état linéarisable (Feed-back linearisation), le système se simplifie, car on utilise le découplage des entrées du système. Mais dans le cas d'une certaine classe de système de la forme.

$$dx/dt = A \cdot x + B \cdot (u + \eta(u, x)) = A \cdot x + B \cdot (I + \Psi) u + \phi. \quad (IV.20)$$

Sachant que x : Variable d'état linéarisée selon la méthode du feed-back linéarisation.

$$\eta(u, x) = \Psi \cdot u + \phi \quad (IV.21)$$

Ψ, ϕ : perturbations.

Le système reste couplé à cause de la perturbation ; Dans le cas multi-entrées, si on a m surfaces S de glissement linéaires S_1, S_2, \dots, S_m . Pour chacune d'elles une entrée U_1, U_2, \dots, U_m .

On peut exprimer cela d'une manière compacte : $S = M \cdot x = 0$

$\dim(M) = m \cdot n$; n : l'ordre du système et m : nombre d'entrée.

$$ds/dt = M \cdot dx/dt = M \cdot [A \cdot x + B \cdot ((I + \psi) u + \phi)] \quad (IV.22)$$

Si $\det [M \cdot B \cdot (I + \Psi)] \neq 0$ alors :

$$U_{eq} = -[M \cdot B \cdot (I + \psi)]^{-1} [M \cdot A \cdot x + M \cdot B \cdot \phi] \quad (IV.23)$$

On constate que U_{eq} dépend de M qui dépend des entrées, dans ce cas on ne peut appliquer la méthode de découplage des entrées.

On constate que U_{eq} dépend de M qui dépend des entrées, dans ce cas on ne peut appliquer la méthode de découplage des entrées.

Inconvénient du réglage par mode de glissement :

L'inconvénient du réglage par mode de glissement se résume essentiellement en l'existence du phénomène de Chattering. Ce dernier est dû à l'imperfection de certains composants (capteurs, relais ...etc.). La figure IV.16 illustre le problème de Chattering.

Dans le cas idéal, la trajectoire évoluerait sur la surface de glissement ($S(x) = 0$), mais en réalité il y a une certaine durée qui s'écoule entre le temps où S change de signe et celui de la commutation de la commande.

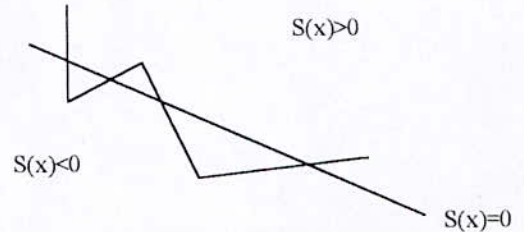


Fig.IV.16 Commutation de la trajectoire autour de la surface de glissement.

Le Chattering résulte des grandes pertes de chaleurs, de la lenteur de certains systèmes mécaniques (capteurs ...etc.) et de la lenteur de réponse des relais.

Ce problème peut exciter les dynamiques non modélisées dans les hautes fréquences qui dégradent les performances du système et peuvent éventuellement le rendre instable.

Une approche pour éliminer le problème de Chattering consiste en l'approximation de la fonction non linéaire Signe par une fonction non linéaire de saturation de tangente élevée (cette dernière évitera le changement brutale de -1 à 1 qu'imposerai la fonction Signe) Fig.IV.17.

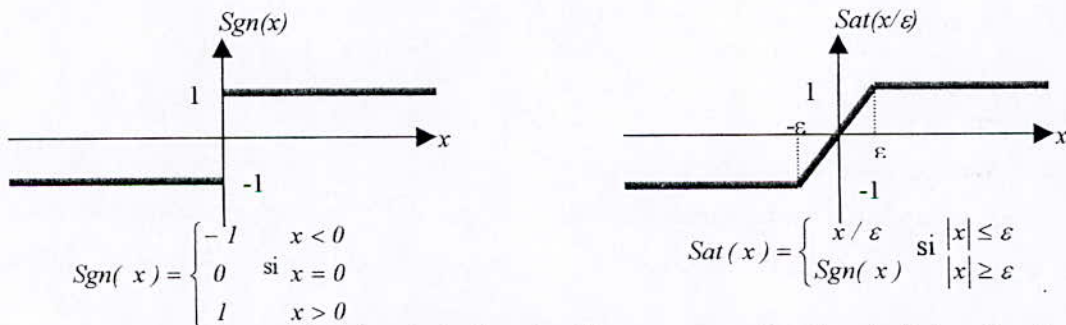


Fig.IV.17. Approximation de la fonction Signe par une fonction de Saturation à rampe élevée.

Une bonne approximation demande une valeur petite de ϵ (constante positive), mais une très petite valeur pourra exciter les dynamiques non modélisées dans les hautes fréquences, d'où il y a un compromis entre la précision et la robustesse.

IV.3.9. Dimensionnement des régulateurs de courant et de tension :

IV.3.9.1. Boucle de tension :

IV.3.9.1.a). Cas d'une cascade d'un seul redresseur de courant à MLI :

A partir des équations modélisant le filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux (Fig.III.6):

$$\dot{U}_{red} = (I_{red} - i_{ch}) / C \quad (IV.24)$$

$$\text{Ou } i_{ch} = (i_{d1} - i_{d2}) / 2 \quad (IV.25)$$

En utilisant le principe de conservation de l'énergie, on a:

$$I_{red} = \frac{3.V_e.I_e}{U_{red}}$$

(IV.26)

En remplaçant dans l'équation (IV.24) :

$$\dot{U}_{red} = \left(\frac{3.V_e.I_e}{U_{red}} - i_{ch} \right) / C \quad (IV.27)$$

La grandeur à réguler est la tension de sortie du redresseur. Pour cela on choisit la surface de glissement comme suit:

$$S = U_{red} - U_{redref} \quad (IV.28)$$

$$\text{Sa dérivée } \dot{S} = \dot{U}_{red}.$$

- Détermination de la commande :

La condition $S.\dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement :

$$\text{Pour ce faire, il suffit de choisir } \dot{S} = -k_1.\text{sign}(S) - k_2.S \quad (IV.29)$$

Avec k_1, k_2 constantes positives.

$$I_e = -\left[C.(k_1.\text{sign}(U_{red} - U_{redref}) + k_2.(U_{red} - U_{redref})) - i_{ch} \right] \frac{U_{red}}{3.V_e} = I_{eAttr} + I_{eeq} \quad (IV.30)$$

On constate que la commande est constituée d'une partie attractive dépendante de la surface et qui assure la convergence de la trajectoire vers cette dernière et s'annule quand celle ci est atteinte, et d'une partie équivalente s'activant sur la surface et qui permet la convergence vers le point d'équilibre sur cette surface.

IV.3.9.1.b). Cas d'une cascade de deux redresseurs de courant à MLI :

A partir des équations modélisant le filtre intermédiaire entre les deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux (Fig.III.7):

$$\begin{cases} \dot{U}_{C1} = (I_{red1} - i_{d1}) / C \\ \dot{U}_{C2} = (I_{red2} + i_{d2}) / C \end{cases} \quad (IV.31)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{C1} = (I_{red1} - i_{d1}) / C \\ \dot{U}_{C2} = (I_{red2} + i_{d2}) / C \end{cases} \quad (IV.31)$$

En utilisant le principe de conservation de l'énergie, on a :

$$\begin{cases} I_{1red} = \frac{3V_e \cdot I_{1e}}{U_{C1}} \\ I_{2red} = \frac{3V_e \cdot I_{2e}}{U_{C2}} \end{cases} \quad (IV.32)$$

En remplaçant dans l'équation (IV.31) :

$$\begin{cases} \dot{U}_{C1} = \left(\frac{3V_e \cdot I_{1e}}{U_{C1}} - i_{d1} \right) / C \\ \dot{U}_{C2} = \left(\frac{3V_e \cdot I_{2e}}{U_{C2}} + i_{d2} \right) / C \end{cases} \quad (IV.33)$$

Les deux grandeurs à commander sont les tensions de sortie du redresseur n°1 et du redresseur n°2 respectivement, pour cela on choisit les deux surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} S_1 = U_{C1} - U_{cref} \\ S_2 = U_{C2} - U_{cref} \end{cases} \quad (IV.34)$$

Leurs dérivées respectives sont :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{U}_{C1} \\ \dot{S}_2 = \dot{U}_{C2} \end{cases} \quad (IV.35)$$

• Détermination de la commande :

De la même façon que pour le cas d'un seul redresseur en considérant l'équation (IV.29), On obtient :

$$\text{Cas du redresseur n°1 : } I_{1e} = - \left[C \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{C1} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{C1} - U_{cref})) + i_{d1} \right] \frac{U_{C1}}{3V_e} \quad (IV.36)$$

$$\text{Cas du redresseur n°2 : } I_{2e} = - \left[C \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{C2} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{C2} - U_{cref})) - i_{d2} \right] \frac{U_{C2}}{3V_e} \quad (IV.37)$$

IV.3.9.2. Boucle de courant :

IV.3.9.2.a). Cas d'une cascade d'un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

En utilisant les équations qui modélisent le réseau :

$$\begin{cases} V_{1res} - V_{ared} = R \cdot I_{1res} + L \cdot \dot{I}_{1res} \\ V_{2res} - V_{bred} = R \cdot I_{2res} + L \cdot \dot{I}_{2res} \end{cases} \quad (IV.38)$$

Avec

$$\begin{cases} V_{ared} = N_{r1g} \cdot U_{red} \\ V_{bred} = N_{r2g} \cdot U_{red} \end{cases} \quad (IV.39)$$

N_{r1g} , N_{r2g} sont les fonctions de conversion réduites.

On veut réguler le courant du réseau dans chaque phase en supposant le système triphasé équilibré

Pour cela, on prend comme surfaces de glissement :

$$\begin{cases} S_1 = I_{1res} - I_{1ref} \\ S_2 = I_{2res} - I_{2ref} \end{cases} \quad (IV.40)$$

• Détermination de la commande:

Pour satisfaire la condition d'attractivité on pose

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -k_{11} \cdot \text{sign}(S_1) - k_{21} \cdot S_1 \\ \dot{S}_2 = -k_{12} \cdot \text{sign}(S_2) - k_{22} \cdot S_2 \end{cases} \quad (IV.41)$$

$$\text{Avec } \dot{S}_k = \dot{I}_{kres} - \sqrt{2} \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - \frac{2 \cdot (k-1) \cdot \pi}{3}) \quad k=1,2 \quad (IV.42)$$

On obtient :

$$\begin{cases} N_{r1g} = [V_{1res} - RI_{1res} + Lk_{11} \text{sign}(I_{1res} - I_{1ref}) + Lk_{21} (I_{1res} - I_{1ref}) - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t)] / U_{red} \\ N_{r2g} = [V_{2res} - RI_{2res} + Lk_{12} \text{sign}(I_{2res} - I_{2ref}) + Lk_{22} (I_{2res} - I_{2ref}) - \sqrt{2} L \omega I_e \cos(\omega t - 2\pi/3)] / U_{red} \end{cases} \quad (IV.43)$$

Avec k_{11} , k_{21} , k_{12} , k_{22} constantes positives.

Là encore, on remarque que la commande est constituée d'une commande attractive dépendante de la surface et d'une commande équivalente. Les fonctions de conversion réduites N_{r1} , N_{r2} sont obtenues avec la stratégie à MLI triangulo-sinusoidale à une seul porteuse.

IV.3.9.1.b). Cas d'une cascade de deux redresseurs de courant à MLI :

La détermination du régulateur glissant de la boucle de courant de chaque redresseur est identique à celle présentée pour le cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

Les commandes obtenues sont :

Pour le 1^{er} redresseur :

$$\begin{cases} N_{r1g1} = [V_{1res} - RI_{1res} + Lk_{11}^1 \text{sign}(I_{1res} - I_{1ref}) + Lk_{12}^1 (I_{1res} - I_{1ref}) - \sqrt{2} L \omega I_{1e} \cos(\omega t)] / U_{C1} \\ N_{r2g1} = [V_{2res} - RI_{2res} + Lk_{21}^1 \text{sign}(I_{2res} - I_{2ref}) + Lk_{22}^1 (I_{2res} - I_{2ref}) - \sqrt{2} L \omega I_{1e} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})] / U_{C1} \end{cases} \quad (IV.44)$$

Pour le 2^{er} redresseur :

$$\begin{cases} N_{r1g2} = [U_{1res} - RJ_{1res} + Lk_{11}^2 \text{sign}(J_{1res} - J_{1ref}) + Lk_{21}^2 (J_{1res} - J_{1ref}) - \sqrt{2} L \omega I_{2e} \cos(\omega t)] / U_{C2} \\ N_{r2g2} = [U_{2res} - RJ_{2res} + Lk_{12}^2 \text{sign}(J_{2res} - J_{2ref}) + Lk_{22}^2 (J_{2res} - J_{2ref}) - \sqrt{2} L \omega I_{2e} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3})] / U_{C2} \end{cases} \quad (IV.45)$$

Avec $k_{ij}^{1,2}$ constantes positives. ($i,j=1,2$).

IV.3.10. Simulations et interprétations :

Plusieurs algorithmes de commande vont être représentés dans ce qui suit à savoir les différentes combinaisons possibles des différentes stratégies.

Régulateur de tension - Régulateur de courant

Les figures IV.18. [(a)~(d)] (resp. les figures IV.19. [(a)~(d)]) représentent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la tension de sortie du redresseur (resp. de chaque redresseur) à MLI est asservie par la commande non linéaire par mode de glissement et les courants du réseau sont commandés par l'hystérésis de courant.

Les figures IV.20. [(a)~(d)] (resp. les figures IV.21. [(a)~(c)]) montrent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la tension de sortie du redresseur (resp. de chaque redresseur) à MLI est asservie par la commande non linéaire par mode glissant et les courants réseau sont contrôlés par la commande linéaire en utilisant des régulateurs standards de type PI.

Les figures IV.22. [(a)~(d)] (resp. les figures IV.23. [(a)~(d)]) présentent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la boucle de tension du redresseur (resp. de chaque redresseur) à MLI est asservie par la commande linéaire en utilisant des régulateurs standards de type PI et les boucles de courants sont asservis par la commande non linéaire par mode de glissement.

Les figures IV.24. [(a)~(d)] (resp. les figures IV.25. [(a)~(d)]) illustrent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la commande non linéaire par mode de glissement est appliquée au système global.

On que la commande de la tension U_{red} répond parfaitement aux perturbations, ainsi que la différence $U_{C1}-U_{C2}$ a diminué mais n'est pas nulle. Par contre pour le cas de la cascade à deux redresseurs la commande des tensions U_{C1} et U_{C2} répond parfaitement aux perturbations, et la différence $U_{C1}-U_{C2}$ oscille autour du zéro pour s'annuler en régime établi.

On remarque aussi que les régulateurs répondent bien au changement de consigne effectué pour la tension de référence U_{cref}

De ce fait :

- La vitesse de la machine asynchrone s'établit plus rapidement que dans le cas de la cascade à un seul redresseur (respectivement à deux redresseurs) en boucle ouverte.
- L'ondulation du couple électromagnétique a diminué en boucle fermée par rapport à celle en boucle ouverte.

IV.3.10.1. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Commande par hystérésis de courant :

IV.3.10.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

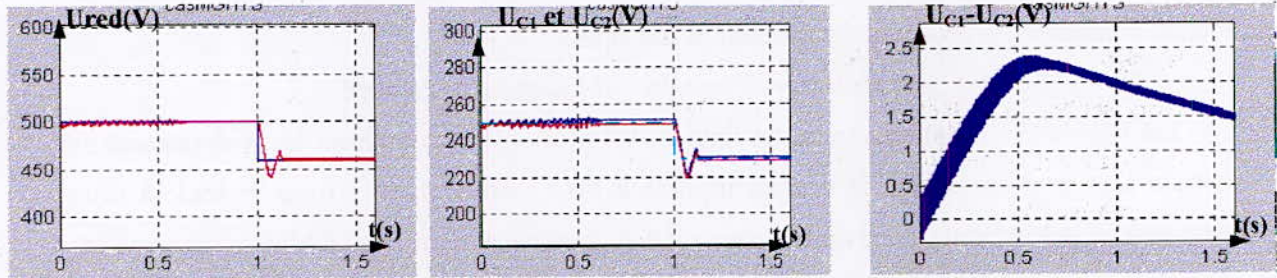


Fig.IV.18.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{c1} et U_{c2} ainsi que leur différence $U_{c1}-U_{c2}$

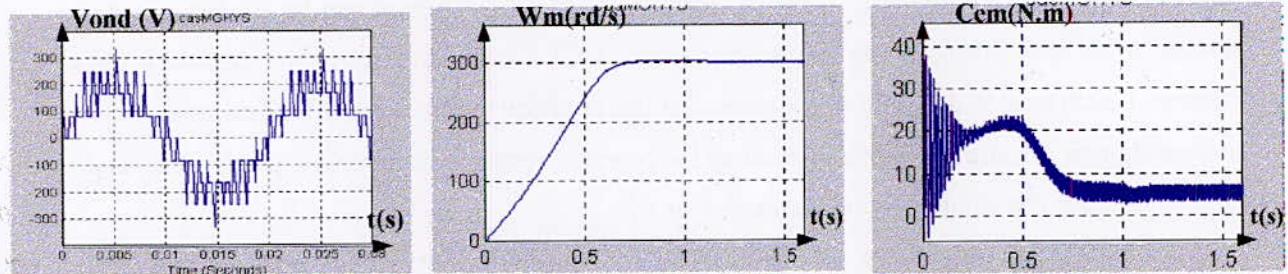


Fig. IV. 18.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

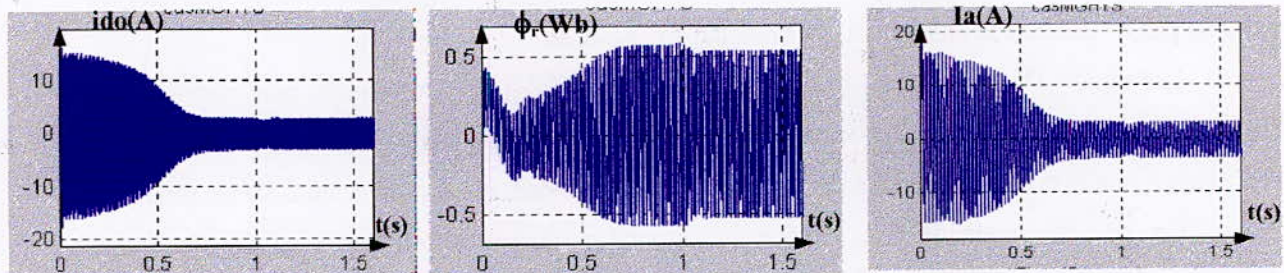


Fig. IV. 18.(c). Le courant i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

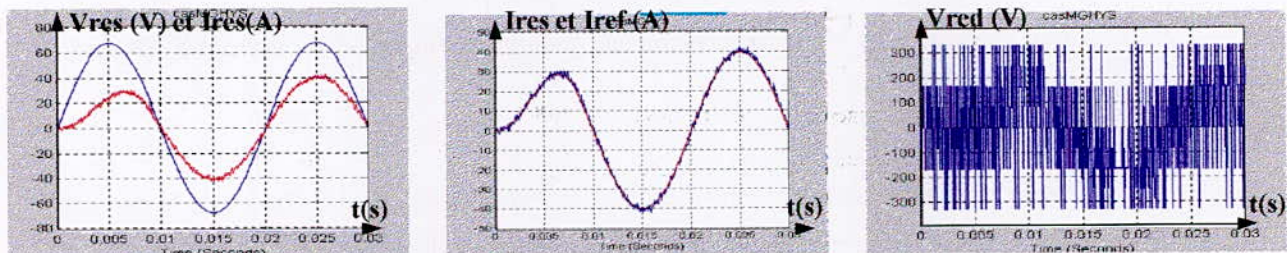


Fig. IV. 18.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur V_{red} .

$$k_1=8, k_2= 1.$$

IV.3.10.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

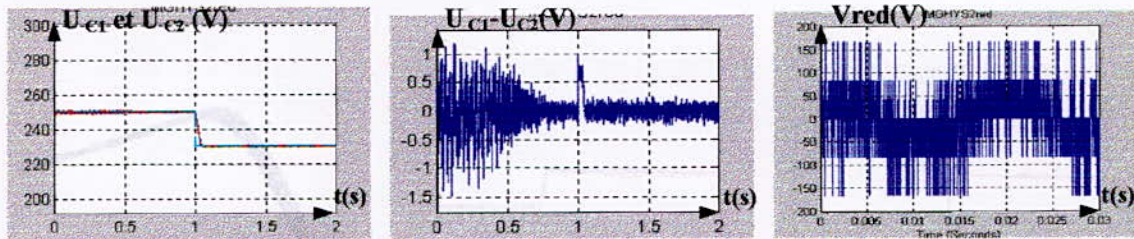


Fig.IV.19.(a). Les tensions de sortie de U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la tension d'entrée d'une phase du réseau triphasé.

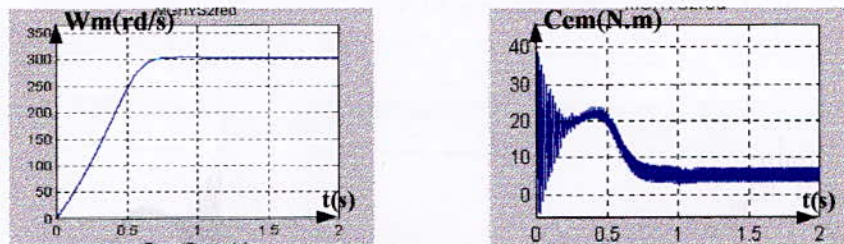


Fig. IV. 19.(b). La vitesse électrique et le couple électromagnétique de la MAS.

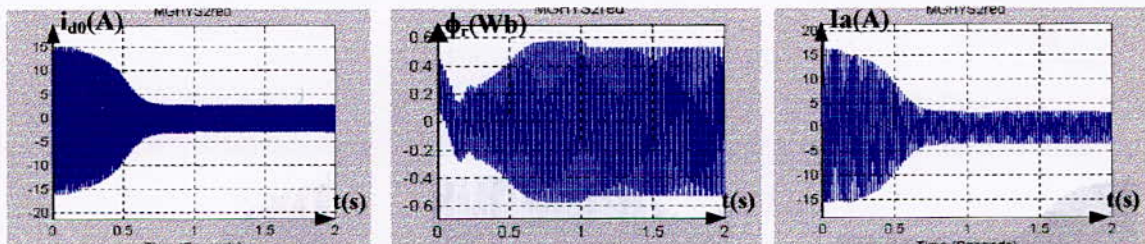


Fig. IV. 19.(c). Le courant d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d0} , le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

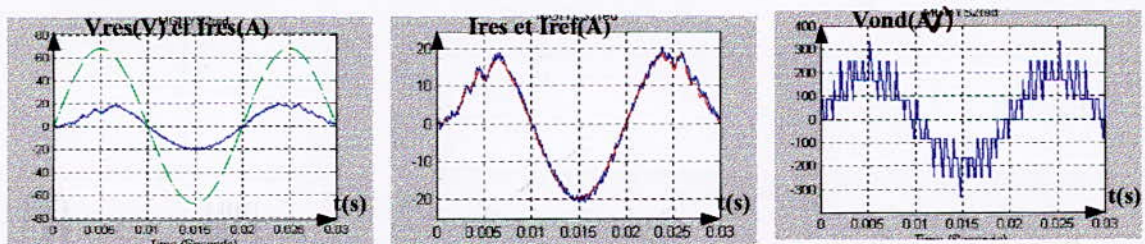


Fig.IV. 19.(d). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

$$k_1=1, k_2=5.$$

IV.3.10.2. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur linéaire type PI :

IV.3.10.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

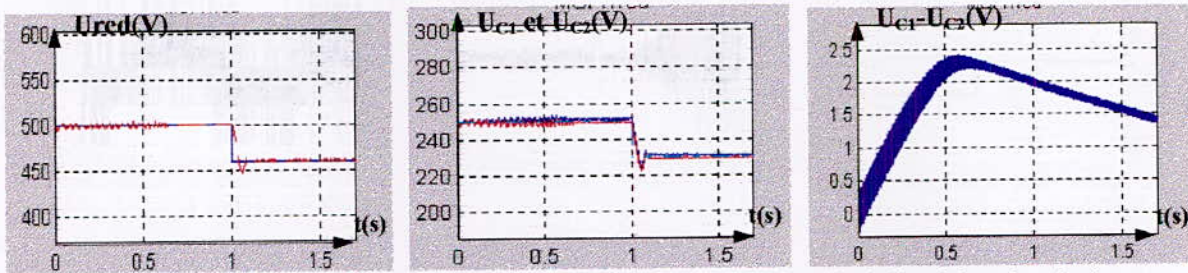


Fig.IV.20.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

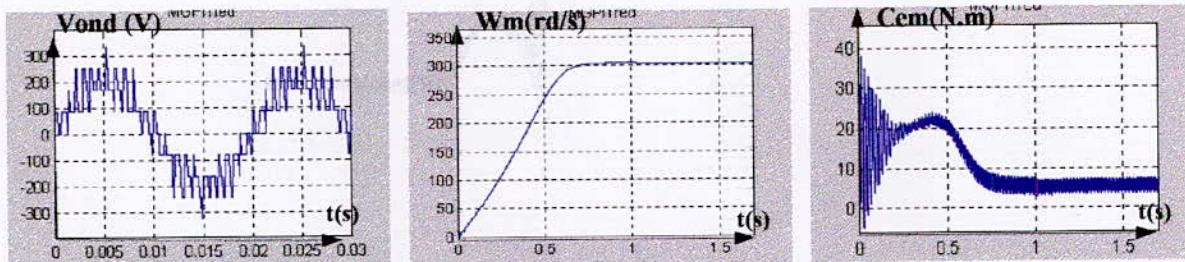


Fig. IV. 20.(b). La tension de sortie de la phase 1 l'onduleur à trois niveaux, la vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

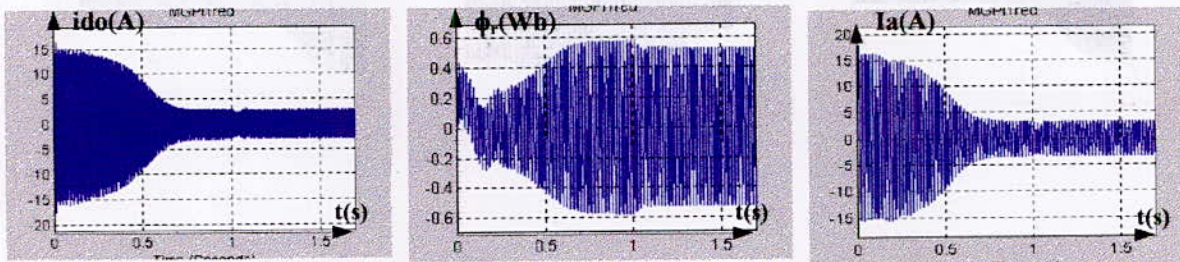


Fig. IV. 20.(c). Le courant I_{d0} de l'onduleur à trois niveaux, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

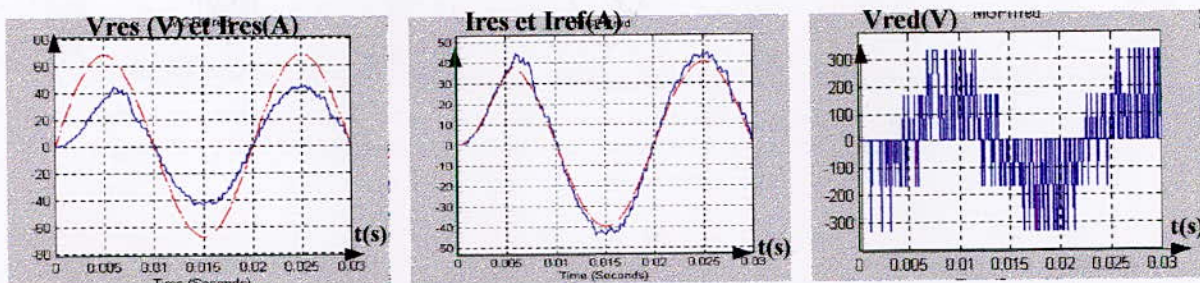


Fig. IV. 20.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} .

$$k_1=1, k_2=3 .$$

IV.3.10.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

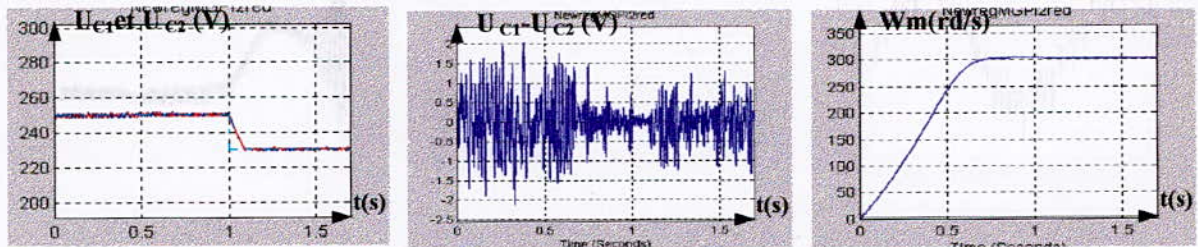


Fig.IV.21.(a). Les tensions de sortie de U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

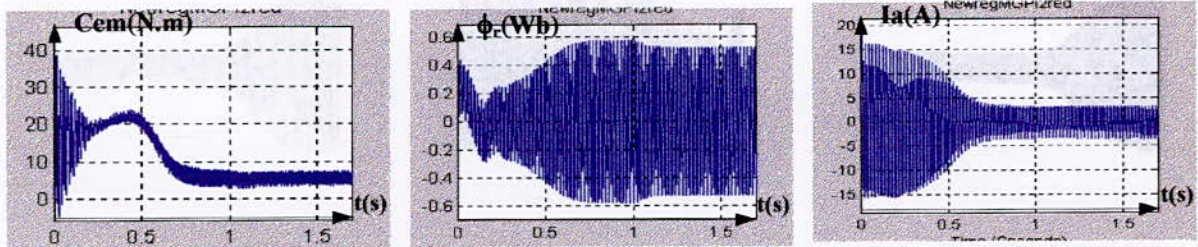


Fig. IV. 21.(b). Le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

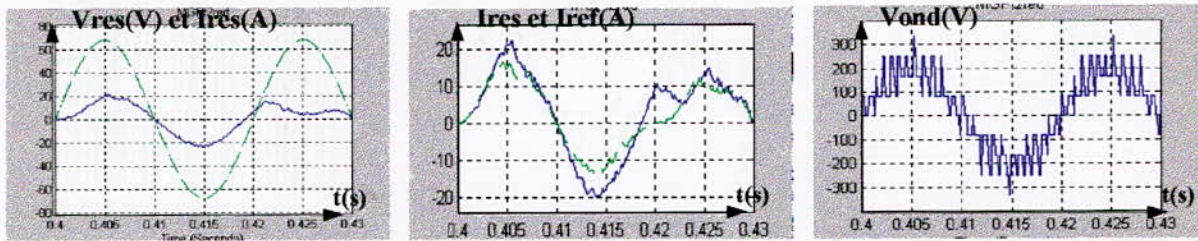


Fig.IV. 21.(c). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

IV.3.10.3. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur non linéaire type GLISSANT:

IV.3.10.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

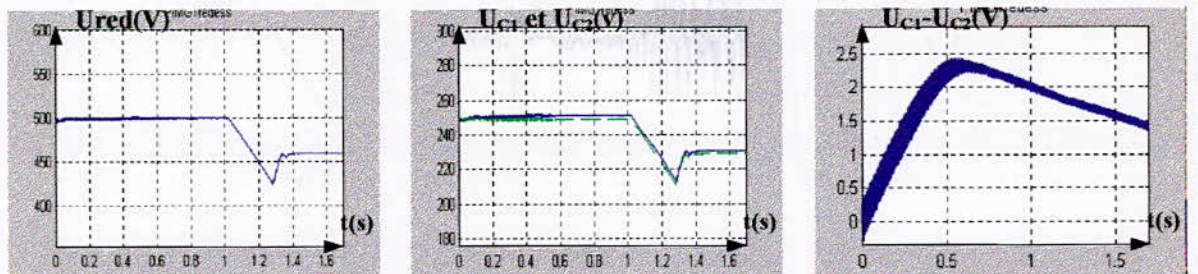


Fig.IV.22.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

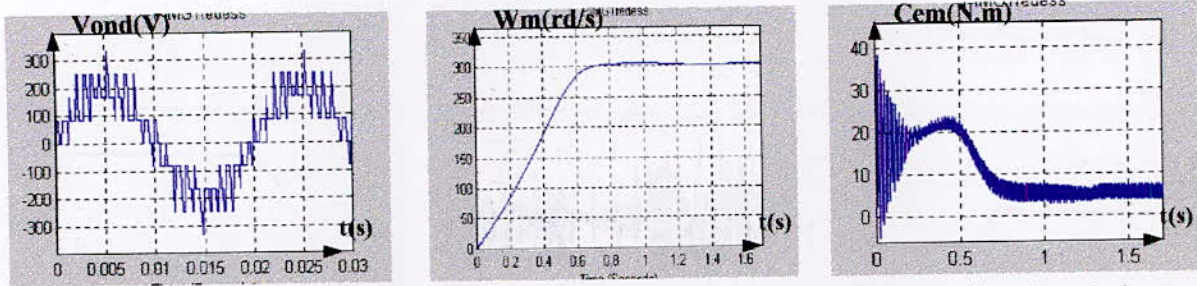


Fig. IV. 22.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

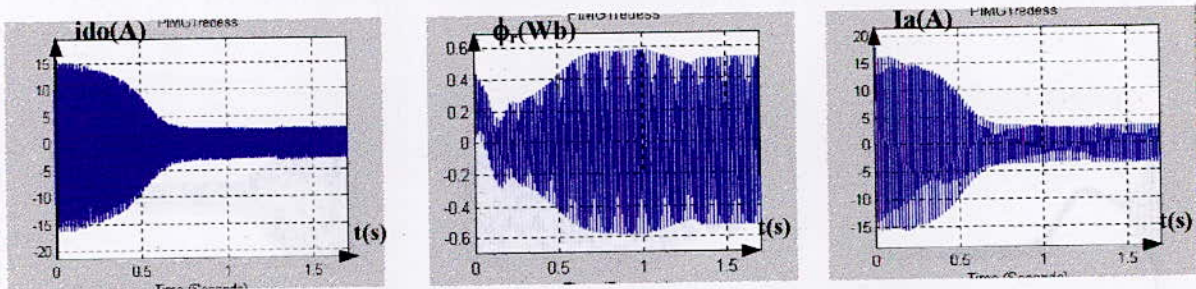


Fig. IV. 22.(c). Le courant i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

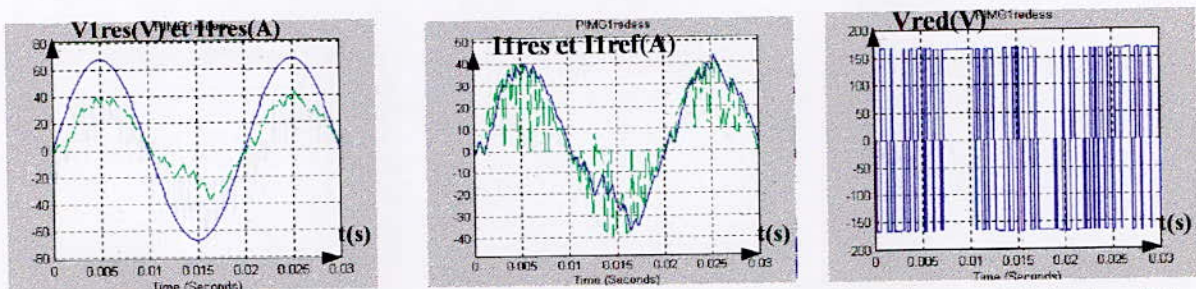


Fig. IV. 22.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} .

$$k_1=80, k_2=15.10^4.$$

IV.3.10.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

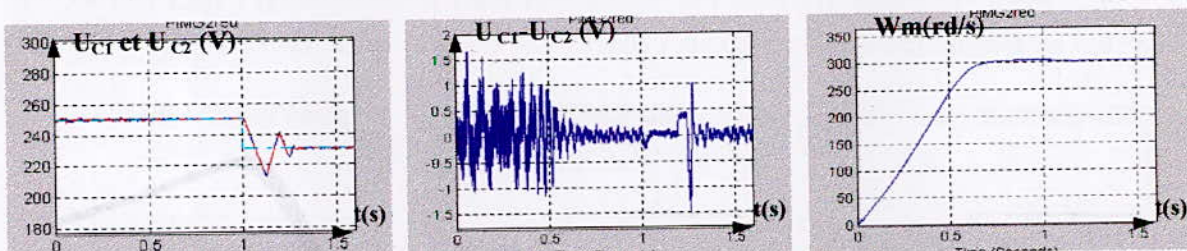


Fig. IV.23.(a). Les tensions de sortie de U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

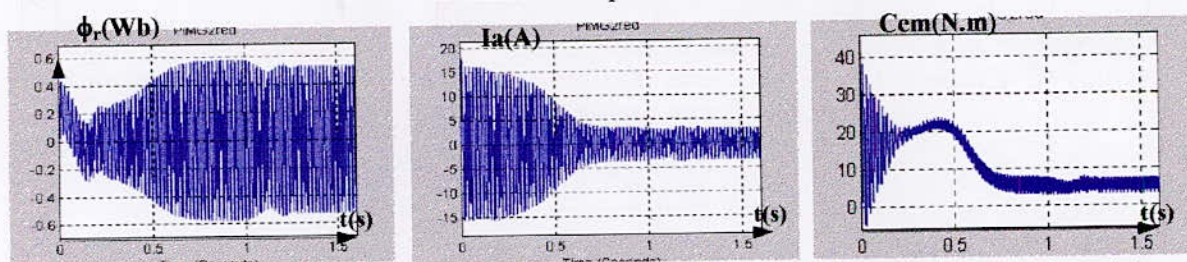


Fig. IV. 23.(b). Le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

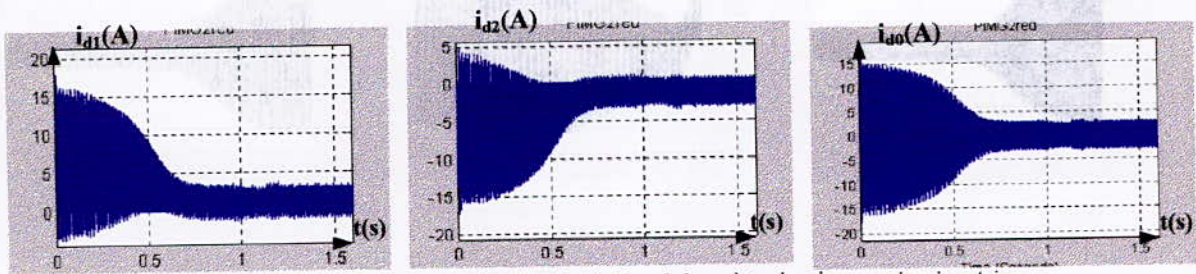


Fig.IV. 23.(c). Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} .

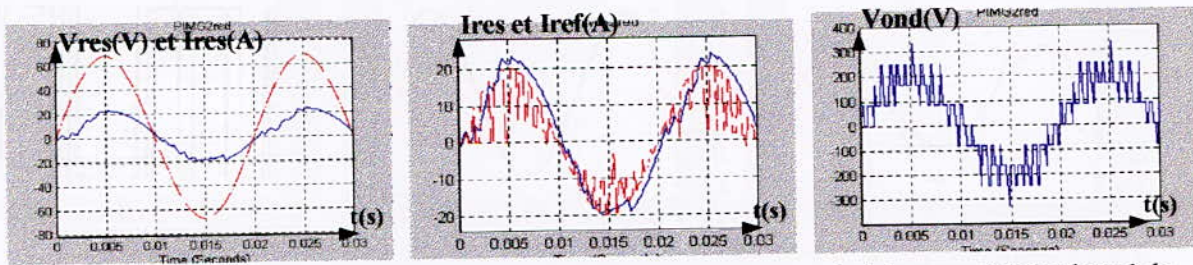


Fig.IV. 23.(d). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.
 $k_1=80, k_2=15 \cdot 10^3$.

IV.3.10.4. Régulateur non linéaire type GLISSANT appliqué au processus global :
IV.3.10.4.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

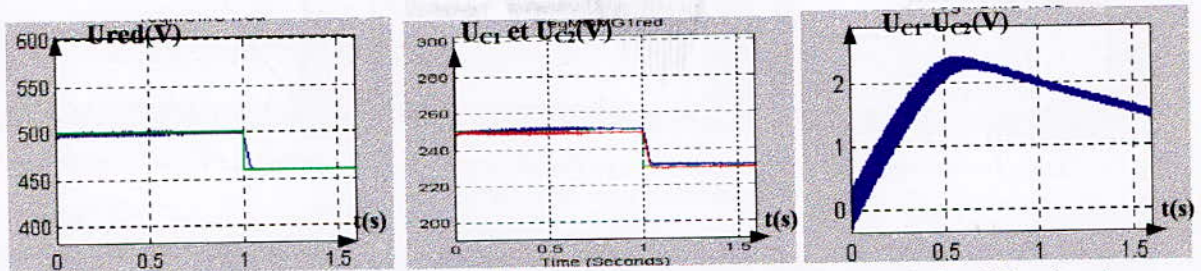


Fig.IV.24.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{c1} et U_{c2} ainsi que leur différence $U_{c1}-U_{c2}$

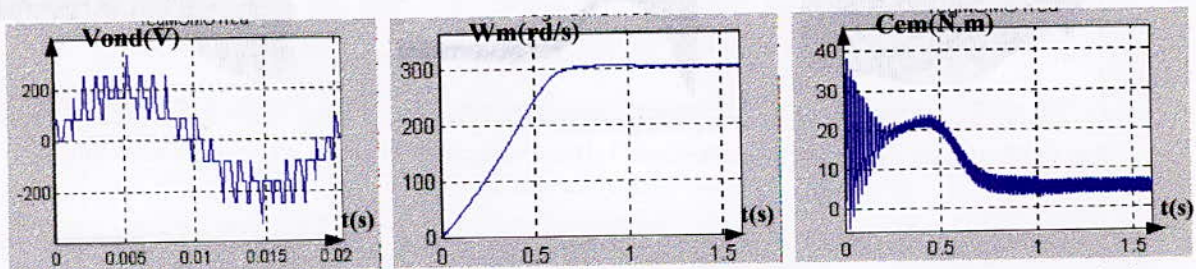


Fig. IV. 24.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

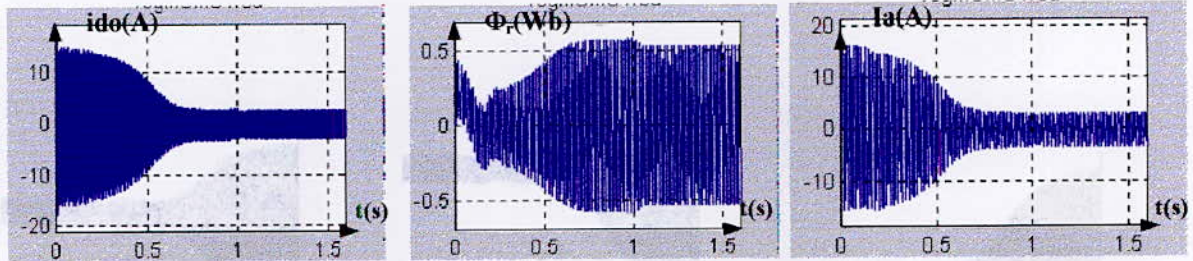


Fig. IV. 24.(c). Le courant i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS.

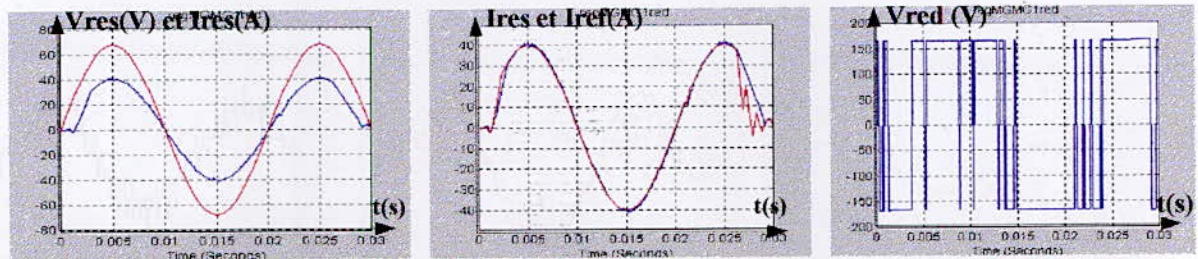


Fig. IV. 24.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur V_{red} .

$$k_1=1, k_2=5. \quad k_{11}=k_{12}=80, \quad k_{21}=k_{22}=5.10^4.$$

IV.3.10.4.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

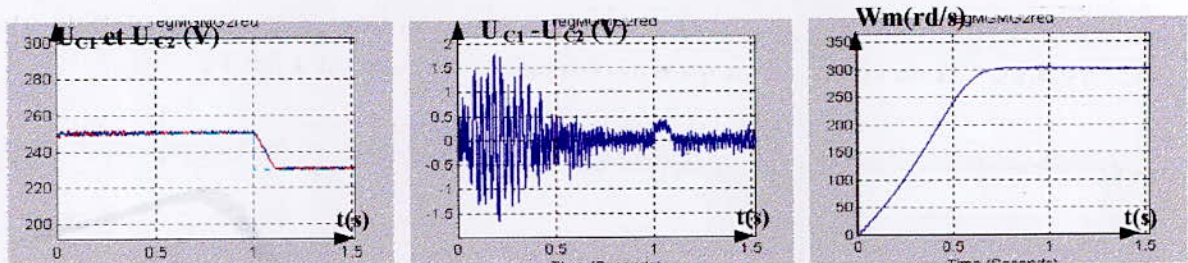


Fig.IV. 25.(a). Les tensions de sortie de U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de MAS triphasée.

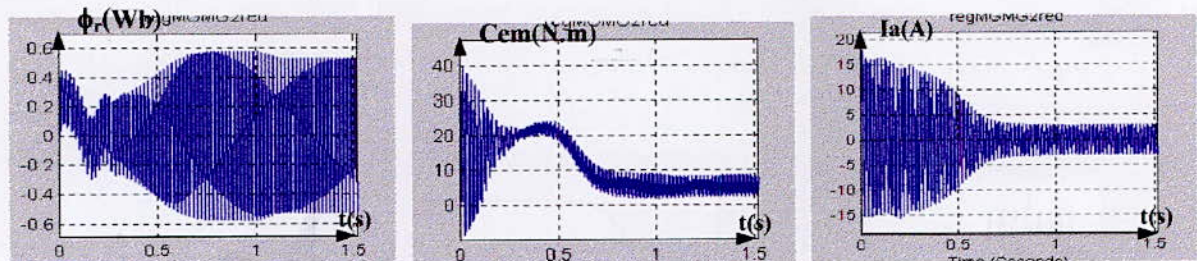


Fig. IV. 25.(b). Le couple électromagnétique, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de la MAS triphasée.

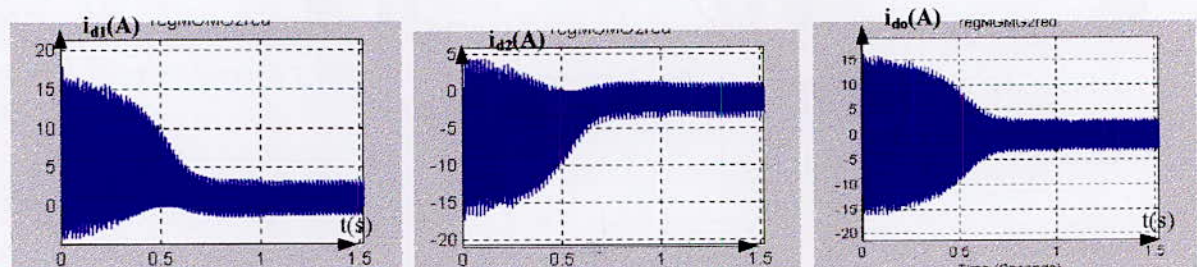


Fig.IV. 25.(c). Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} , i_{d2} et i_{d0} .

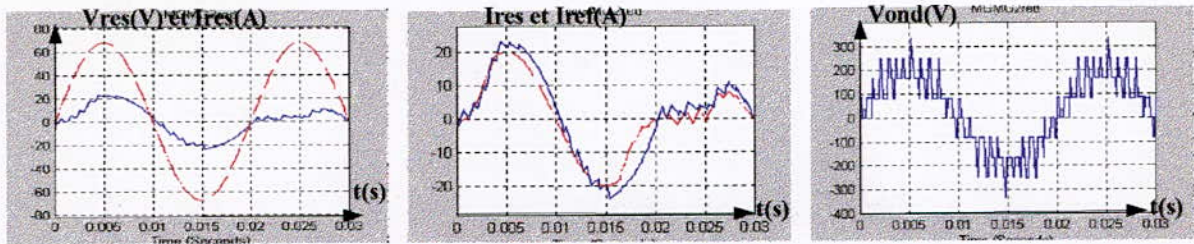


Fig.IV. 25.(d). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.
 $k_1=1, k_2=5. k_{11}=k_{12}=80, k_{21}=k_{22}=5.10^4$.

IV.4. Réglage non linéaire par la théorie de Lyapunov :

IV.4.1. Introduction :

Il est vrai que le souci des ingénieurs et des chercheurs a toujours été leur quête d'augmenter et d'améliorer les performances des différents systèmes du point de vue robustesse, capacité, coût et surtout stabilité. Ceci les poussa à se pencher de plus en plus vers de nouvelles méthodes d'analyse plus apte à décrire les systèmes réels dans toutes leurs plages de fonctionnement et non pas restreindre l'analyse des systèmes qui sont pratiquement tous non linéaire en l'étude dans un voisinage autour du point d'équilibre.

Dès lors l'analyse linéaire et la linéarisation des systèmes était des outils qui ne répondent plus à ces besoins. Un grand pas a été franchi en ce sens grâce à un brillant chercheur russe : Alexandr Mikhailovich LYAPUNOV notamment avec la publication de son livre " le problème général de la stabilité du mouvement" en 1892 qui apporta à la communauté scientifique un outil d'analyse non linéaire se basant sur la notion de la dissipation de l'énergie du système au cours du temps.

Nous essayerons dans ce chapitre de donner des définitions et des interprétations de la méthode de LYAPUNOV qui, initialement introduite comme outil d'analyse, se révèle très utile en automatique où une multitude de commandes se basent pour la détermination de la loi de commande sur la fonction de LYAPUNOV dont la dérivée possède certaines propriétés qui garantissent un saut de la trajectoire et sa convergence vers un point d'équilibre.

Commençons d'abord par donner quelques définitions de la stabilité :

IV.4.2. Point d'équilibre

Définition 1 :

Dans l'espace d'état $x \in \mathbb{R}^n$, soit

Avec : x : vecteur d'état, f : champ du vecteur d'état.

\bar{x} est un point d'équilibre $\Leftrightarrow f(\bar{x}, t) = 0, \forall t$. (IV.46)

IV.4.3. Notion de stabilité [Slotine91]:

Le point d'équilibre $\bar{x}=0$ est dit stable si pour

$\forall R > 0, \exists r > 0$ tel que si $\|x(0)\| < r$ alors $\|x(t)\| < R \quad \forall t \geq 0$ (IV.47)

sinon il est dit instable.

IV.4.4. Stabilité et stabilité asymptotique au sens de Lyapunov :

Un système est dit stable si, soumis à une perturbation, cette dernière le déplace légèrement de son point d'équilibre. Si en plus il revient au point d'équilibre on parlera de stabilité asymptotique.

Soit le système suivant $\dot{x} = f(x, t)$ avec $f(0, t) = 0$

Définition 3 : l'origine du système est stable au sens de Lyapunov si :

$$\forall t_0, \forall \varepsilon, \exists \eta \text{ tel que } \|x(t_0)\| < \eta \Rightarrow \|x(t)\| < \varepsilon \quad \forall t > t_0 \quad (\text{IV.48})$$

i.e. qu'une faible perturbation sur les conditions initiales implique une faible perturbation sur la trajectoire du système.

Si en plus de la condition (IV.48) on satisfait la condition suivante :

$$\exists R \text{ tel que } \|x(t_0)\| < R \Rightarrow \|x(t)\| \rightarrow 0 \text{ lorsque } t \rightarrow \infty \quad (\text{IV.49})$$

Alors l'origine du système est asymptotiquement stable.

Remarque: la notion de stabilité est une notion relative à certaines classes d'entrée (on ne peut pas dire que le système est stable quelle que soit la grandeur appliquée à son entrée).

IV.4.5. Première Méthode indirecte (ou de Linéarisation) de Lyapunov [Slotine91]:

On parlera dans cette méthode de la stabilité locale autour du point d'équilibre.

Soit le système $\dot{x} = f(x, u)$ avec $f(0, 0) = 0$

Le développement de Taylor autour du point d'équilibre donne :

$$\dot{x} = f(0, 0) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=0, u=0} x + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x=0, u=0} u + F(x, u) \quad (\text{IV.50})$$

avec $F(x, u)$ contient les termes d'ordre élevé en x et u et $\|F(x, u)\| \xrightarrow[x \rightarrow 0]{u \rightarrow 0} 0$

On a $f(0, 0) = 0$ et soit : $A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=0, u=0}$ matrice Jacobiennne de f de dimension $(n \times n)$

$B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x=0, u=0}$ Matrice Jacobiennne de f par rapport à u de dimension $(n \times m)$.

Avec n : ordre du système et m : nombre d'entrée.

La linéarisation de ce système donne :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{IV.51})$$

- Si $u = u(x)$ avec $u(0) = 0$ on obtient en linéarisant, un système libre en boucle fermée avec $x=0$ comme point d'équilibre .

$$u \cong \left. \frac{du}{dx} \right|_{x=0} . x = G.x \Rightarrow \dot{x} = f(x, u(x)) = (A + B.G).x \quad (\text{IV.52})$$

- Si $u=0 \Rightarrow \dot{x} = f(x) = A.x$. (IV.53)

D'où on a approximé le système originalement non linéaire autour du point d'équilibre.

Théorème (Lyapunov's linearization method) [Slotine91]:

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable \Rightarrow le système non linéaire original est localement asymptotiquement stable.
- Si le système linéarisé est stable \Rightarrow on ne peut rien dire sur la stabilité du système non linéaire original.
- Si le système linéarisé est instable \Rightarrow le système non linéaire original est instable.

IV.4.6. Deuxième Méthode de Lyapunov (méthode directe) :

Philosophie :

Si l'énergie totale d'un système décroît continuellement, alors le système doit éventuellement tendre vers un point d'équilibre.

L'idée est de construire une fonction qui soit l'image de l'énergie du système puis de vérifier certaines propriétés sur cette fonction dite fonction candidate de Lyapunov.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet d'analyser la stabilité d'un système non linéaire sans avoir à résoudre les équations différentielles qui le décrivent.

IV.4.7. Fonction de Lyapunov :

Définition : Pour un système non linéaire autonome $\dot{x} = f(x(t))$ avec un point d'équilibre \bar{x} . La fonction V dite fonction de Lyapunov ($V(x) \in \mathcal{R}$) définie sur une région Ω contenant \bar{x} doit satisfaire les conditions suivantes :

1. V et \dot{V} (dérivée partielle par rapport au temps) doivent être continues en tout point de Ω
2. $V(x)$ définie positive et $V(0) = 0$ I.e. que dans Ω , V a un seul minimum et c'est au point d'équilibre \bar{x} .
3. $\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0$, I.e. que dans Ω , et le long de n'importe quelle trajectoire de x (dans \mathcal{R}) V n'est jamais croissante.

Si ces conditions sont vérifiées, alors le système est asymptotiquement stable.

IV.4.8. Les fonctions de Lyapunov standards : (Cas des systèmes linéaires positifs)

Le système est dit positif si ses variables d'état x prennent des valeurs non négatives.

Théorème de Frobenius-Perron : [Luenberger]

Si un système est donné sous la forme précédente et si tous les éléments de A sont non négatifs, alors il existe une valeur propre de Frobenius λ_0 la plus grande en valeur absolue, et qui est simple et réelle, à cette dernière est associée un vecteur propre f_0 qui est positif.

On prend pour un tel système comme fonction de Lyapunov

$$V(x) = f_0^T \cdot x \quad (\text{IV.54})$$

IV.4.8. a)- Fonction de Lyapunov de type intégrale : [Luenberger]

$$\dot{x} = f(x(t)) \quad (\text{IV.55})$$

Cette méthode est applicable dans le cas des systèmes scalaires (f est scalaire). La fonction de Lyapunov est la suivante : $V(x) = -\int_0^x f(\sigma) \cdot d\sigma$ (IV.56)

Les conditions sur cette fonction sont:

- $f(x)$ continue
- $x \cdot f(x) < 0$ pour $x \neq 0$ (i.e. $x \cdot \dot{x} < 0$)
- $\int_0^{\infty} f(x) \cdot dx \rightarrow \infty$, $\int_{-\infty}^0 f(x) \cdot dx \rightarrow \infty$

IV.4.8. b)- Fonction de Lyapunov quadratique :

$$\dot{x} = f(x(t)).$$

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x \quad (\text{IV.57})$$

Avec P : matrice carrée symétrique définie positive de dimension $(n \times n)$.

D'où il suffit de vérifier la condition $\dot{V}(x) < 0$. (Car les autres conditions sont déjà vérifiées).

Et pour certains systèmes, on peut combiner ces différentes fonctions de Lyapunov.

IV.4.9. Construction de la fonction de Lyapunov :

Prenons le cas des fonctions de Lyapunov quadratique.

$V(x)$ définie positive $\Leftrightarrow P$ matrice carrée symétrique définie positive

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x$$

Application au système linéaire :

$$\dot{x} = A \cdot x \quad (\text{IV.58})$$

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x \Rightarrow \dot{V}(x) = \dot{x}^T \cdot P \cdot x + x^T \cdot P \cdot \dot{x} = x^T \cdot (A^T \cdot P + P \cdot A) \cdot x \quad (\text{IV.59})$$

$$\dot{V}(x) \text{ définie négative, soit } \dot{V}(x) = -x^T \cdot Q \cdot x \quad (\text{IV.60})$$

L'équation de Lyapunov qui caractérise un système linéaire est la suivante :

$$A^T P + P A = -Q \quad (\text{IV.61})$$

On choisit Q définie positive et on calcule P.

Si P ainsi obtenu est définie positive alors le système est asymptotiquement stable.

N.B : L'équation de Lyapunov est une condition suffisante pour la stabilité asymptotique et elle est nécessaire pour les systèmes linéaires .

IV.4.10. Dimensionnement des régulateurs de courant et de tension :

IV.4.10.1. Boucle de tension :

IV.4.10.1.a). Cas d'un seul redresseur de courant à MLI :

La grandeur à réguler est la tension de sortie du redresseur.

Soit la variable $Z = U_{red} - U_{redref}$. (IV.62)

Avec U_{redref} (constante) est la consigne.

Soit la fonction quadratique de Lyapunov suivante :

$$V(Z) = \frac{1}{2} Z^2 \Rightarrow \dot{V}(Z) = Z \cdot \dot{Z} = (U_{red} - U_{redref}) \cdot \dot{U}_{red} \quad (\text{IV.63})$$

A partir des équations (IV.24) et (IV.25), on a :

$$\dot{V}(Z) = (U_{red} - U_{redref}) \cdot \frac{1}{C} \cdot (I_{red} - i_{ch}) \quad (\text{IV.64})$$

On pose $I_{red} = i_{ch} - \alpha \cdot C \cdot (U_{red} - U_{redref})$ (IV.65)

avec α : constante positive.

On obtient : $\dot{V}(Z) = -\alpha \cdot Z^2 = -\alpha \cdot (U_{red} - U_{redref})^2 < 0$ (IV.66)

D'où la commande choisie vérifie les conditions nécessaires sur la fonction de Lyapunov. Donc le système est asymptotiquement stable.

En utilisant le principe de la conservation de puissance (l'équation(IV.26)), on tire la commande réelle :

$$I_e = \frac{U_{red}}{3 \cdot V_e} \cdot [i_{ch} - \alpha \cdot C \cdot (U_{red} - U_{redref})] \quad (\text{IV.67})$$

IV.4.10.1.b). Cas de deux redresseurs de courant à MLI :

Les deux grandeurs à commander sont les tensions de sortie du redresseur n°1 et du redresseur n°2 respectivement :

Soit $Z_1 = U_{c1} - U_{cref}$ (IV.68)

Avec U_{cref} (constante) est la consigne.

$$V(Z_1) = \frac{1}{2} Z_1^2 \Rightarrow \dot{V}(Z_1) = Z_1 \cdot \dot{Z}_1 \quad (\text{IV.69})$$

Des équations (IV.31) :

$$\dot{V}(Z_1) = (U_{C1} - U_{Cref}) \cdot \dot{U}_{C1} = \frac{1}{C} \cdot (I_{1red} - i_{d1}) \cdot (U_{C1} - U_{Cref}) \quad (IV.70)$$

Avec i_{d1} et i_{d2} : perturbations, I_{1red} et I_{2red} : grandeurs de commandes.

$$\text{on prend } I_{1red} = i_{d1} - \alpha_1 \cdot C \cdot (U_{C1} - U_{Cref}) \quad (IV.71)$$

$$\Rightarrow \dot{V}(Z_1) = -\alpha_1 \cdot Z_1^2 = -\alpha_1 \cdot (U_{C1} - U_{Cref})^2 < 0 \quad (IV.72)$$

D'où la commande choisie stabilise le système.

Avec un raisonnement identique pour l'asservissement de la tension U_{C2} et en prenant

$$Z_2 = U_{C2} - U_{Cref} \text{ et } V(Z_2) = \frac{1}{2} \cdot Z_2^2 \quad (IV.73)$$

$$\text{On tire la commande } I_{2red} = -i_{d2} - \alpha_2 \cdot C \cdot (U_{C2} - U_{Cref}) \quad (IV.74)$$

$$\Rightarrow \dot{V}(Z_2) = -\alpha_2 \cdot (U_{C2} - U_{Cref})^2 < 0 \quad (IV.75)$$

Avec α_1 et α_2 : constantes positives.

D'où, on tire les commandes à appliquer au système :

$$\begin{aligned} I_{1e} &= \frac{U_{C1}}{3 \cdot V_e} \cdot [i_{d1} - \alpha_1 \cdot C \cdot (U_{C1} - U_{Cref})] \\ I_{2e} &= \frac{U_{C2}}{3 \cdot V_e} \cdot [-i_{d2} - \alpha_2 \cdot C \cdot (U_{C2} - U_{Cref})] \end{aligned} \quad (IV.76)$$

IV.4.10.2. Boucle de courant :

IV.4.10.2.a). Cas d'un seul redresseur de courant à MLI :

Les équations du réseau s'écrivent :

$$V_{kres} - V_{\lambda red} = R \cdot I_{kres} + L \cdot \frac{dI_{kres}}{dt} \quad (IV.77)$$

$$\Rightarrow \frac{dI_{kres}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [(V_{kres} - V_{\lambda red}) - R \cdot I_{kres}] \quad (IV.78)$$

Avec $k=1,2,3$ $\lambda=a,b,c$.

Le but de l'asservissement de la boucle de courant est que I_{kres} suit sa référence I_{kref}

$$\text{Avec } I_{kref} = I_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (IV.79)$$

$$\text{Pour cela posons } Z_k = I_{kres} - I_{kref} \text{ et } V_k(Z_k) = \frac{1}{2} \cdot Z_k^2 \quad (IV.80)$$

$$\Rightarrow \dot{V}_k(Z_k) = Z_k \cdot \dot{Z}_k = (I_{kres} - I_{kref}) \cdot \left(\frac{dI_{kres}}{dt} - \frac{dI_{kref}}{dt} \right) \quad (IV.81)$$

$$\text{Avec } \frac{dI_{kref}}{dt} = I_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.82})$$

$$\Rightarrow \dot{V}_k(Z_k) = (I_{kres} - I_{kref}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot \{V_{kres} - V_{\lambda red}\} - R I_{kres} \right] - I_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.83})$$

Remplaçons $V_{\lambda red}$ par $V_{\lambda red} = N_{kg} \cdot U_{red}$ avec toujours $k=1,2,3$ et $\lambda = a,b,c$.

$$\Rightarrow \dot{V}_k(Z_k) = (I_{kres} - I_{kref}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot \{V_{kres} - N_{kg} \cdot U_{red}\} - R I_{kres} \right] - I_e \cdot \omega \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.84})$$

$$\text{on pose } N_{kg} = \frac{1}{U_{red}} \cdot \left[V_{kres} - R I_{kres} - I_e \cdot \omega \cdot L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) + \beta_k \cdot L (I_{kres} - I_{kref}) \right] \quad (\text{IV.85})$$

$$\Rightarrow \dot{V}_k(Z_k) = -\beta_k \cdot Z_k^2 = -\beta_k \cdot (I_{kres} - I_{kref})^2 < 0 \quad (\text{IV.86})$$

Avec β_k constantes positives.

IV.4.10.2.b). Cas de deux redresseurs de courant à MLI :

Les équations du réseau s'écrivent :

Pour le redresseur n°1 :

$$\frac{dI_{kres}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [(V_{kres} - V_{\lambda red}) - R \cdot I_{kres}] \quad (\text{IV.87})$$

$$\text{avec } V_{\lambda red} = N_{kg1} \cdot U_{C1} \quad (\text{IV.88})$$

$$\text{Les courants de référence sont : } I_{kref} = I_{1e} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.89})$$

et par le même raisonnement que précédemment on trouve :

$$N_{kg1} = \frac{1}{U_{C1}} \cdot \left[V_{kres} - R I_{kres} - I_{1e} \cdot \omega \cdot L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) + \beta_{k1} \cdot L (I_{kres} - I_{kref}) \right] \quad (\text{IV.90})$$

$$\text{On obtient : } \dot{V}_{k1}(Z_{k1}) = -\beta_{k1} \cdot Z_{k1}^2 = -\beta_{k1} \cdot (I_{kres} - I_{kref})^2 < 0 \quad (\text{IV.91})$$

Avec β_{k1} constantes positives.

Pour le redresseur n°2 :

$$\frac{dJ_{kres}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot [(U_{kres} - U_{\lambda red}) - R \cdot J_{kres}] \quad (\text{IV.92})$$

$$\text{avec } U_{\lambda red} = N_{kg2} \cdot U_{C2} \quad (\text{IV.93})$$

$$\text{Les courants de référence sont : } J_{kref} = I_{2e} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.94})$$

On obtient les commandes :

$$N_{kg2} = \frac{1}{U_{C2}} \cdot \left[U_{kres} - R J_{kres} - I_{2e} \cdot \omega \cdot L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) + \beta_{k2} \cdot L (J_{kres} - J_{kref}) \right] \quad (\text{IV.95})$$

$$D'où \quad \dot{V}_{k2}(Z_{k2}) = -\beta_{k2} \cdot Z_{k2}^2 = -\beta_{k2} \cdot (J_{kres} - J_{kref})^2 < 0 \quad (IV.96)$$

Avec β_{k2} constantes positives.

D'où les commandes synthétisées les conditions de la méthode de Lyapunov.

IV.4.11. Simulations et interprétations - Application des différentes méthodes de régulation :

Plusieurs algorithmes de commande vont être représentés dans ce qui suit. A savoir, les différentes possibilités de la combinaison

Régulateur de tension - Régulateur de courant

Les figures IV.26. [(a)~(c)] (resp. les figures IV.27. [(a)~(b)]) représentent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la tension de sortie du redresseur (resp. de chaque redresseur) à MLI est asservie par la commande non linéaire par la théorie de Lyapunov. Les courants du réseau sont commandés par l'hystérésis de courant.

Les figures IV.28. [(a)~(c)] (resp. les figures IV.29. [(a)~(b)]) présentent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la tension de sortie du redresseur (resp. de chaque redresseur) à MLI est asservie par la commande non linéaire par la théorie de Lyapunov. La commande linéaire en utilisant des régulateurs standards de type PI sont appliquées aux boucles internes (de courants).

Les figures IV.30. [(a)~(b)] (les figures IV.31. [(a)~(b)]) montrent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où des régulateurs standards de type PI sont appliqués a la boucle externe (de tension) de la cascade (resp. de chaque cascade). Les boucles internes (de courants) sont contrôlées par la commande non linéaire par la théorie de Lyapunov.

Les figures IV.32. [(a)~(b)] (resp. les figures IV.33. [(a)~(b)]) représentent les performances de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux (resp. cascade à deux redresseurs) où la boucle externe (de tension) de la cascade (resp. de chaque cascade) est asservie par la commande non linéaire la théorie de Lyapunov et les courants du réseau sont contrôlés par la commande non linéaire par mode de glissement.

Les résultats de simulation de l'application de la commande par mode de glissement a la boucle externe (de tension) et de la commande par la théorie de Lyapunov aux boucles internes (de courants), ceci pour les cascades étudiées (cascade à un seul redresseur figures IV.34. [(a)~(b)], cascade à deux redresseurs figures IV.35. [(a)~(b)]).

Les figures IV.36. [(a)~(b)] (resp. les figures IV.37. [(a)~(b)]) montrent les performances obtenues de l'application de la commande non linéaire par la théorie de Lyapunov au système global, ceci pour les deux cascades étudiées.

On remarque que la commande de la tension U_{red} rejette parfaitement les perturbations, ainsi que la différence $U_{C1}-U_{C2}$ a diminué mais n'est pas nulle. Par contre, pour le cas de la cascade à deux redresseurs, les tensions U_{C1} et U_{C2} sont asservies et leur différence $U_{C1}-U_{C2}$ oscille autour du zéro pour s'annuler en régime établi.

On remarque aussi que les régulateurs répondent bien au changement de consigne effectué pour la tension de référence U_{ref} .

De ce fait la vitesse de la machine asynchrone s'établit plus rapidement que dans le cas de la cascade à un seul redresseur (respectivement à deux redresseurs) en boucle ouverte. Ainsi, l'ondulation du couple électromagnétique a diminué en boucle fermée par rapport à celle en boucle ouverte. On note aussi l'obtention de courants réseau sinusoïdaux et qui suivent leurs références, de plus ils sont en phase avec leurs tensions correspondantes au réseau.

IV.4.11.1. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Commande par hystérésis de courant :

IV.4.11.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

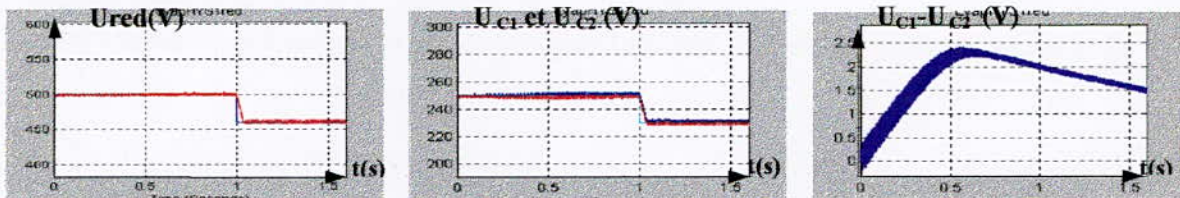


Fig. IV. 26.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

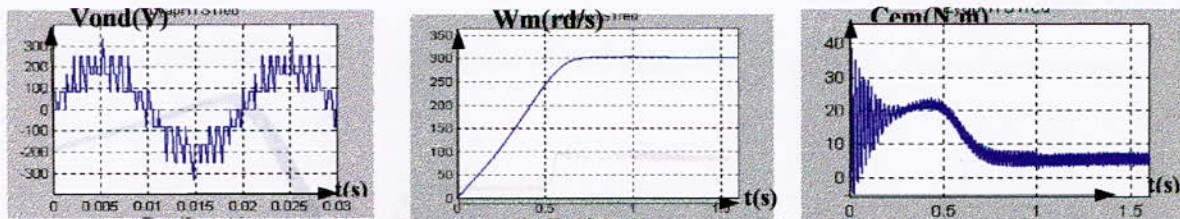


Fig. IV. 26.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

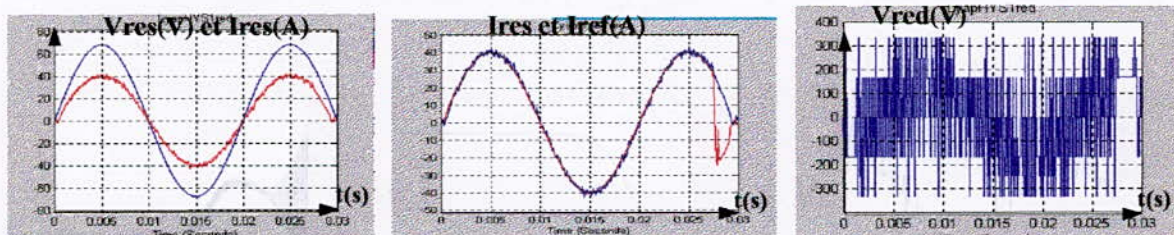


Fig. IV. 26.(c). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase 1 du redresseur V_{red} .

$$\alpha=1000.$$

IV.4.11.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

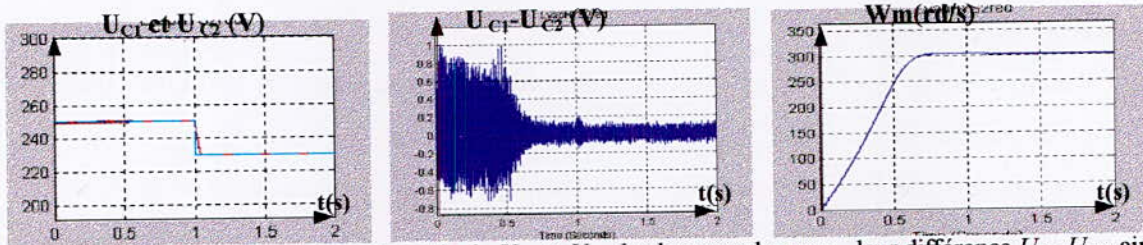


Fig.IV.27.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

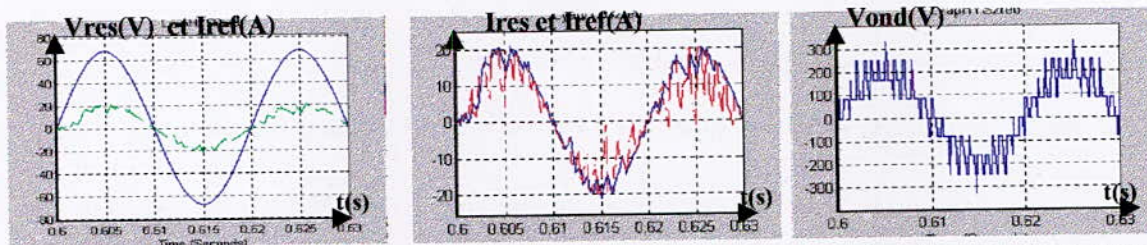


Fig.IV.27.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.
 $\alpha=500$.

IV.4.11.2. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Régulateur linéaire type PI :

IV.4.11.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

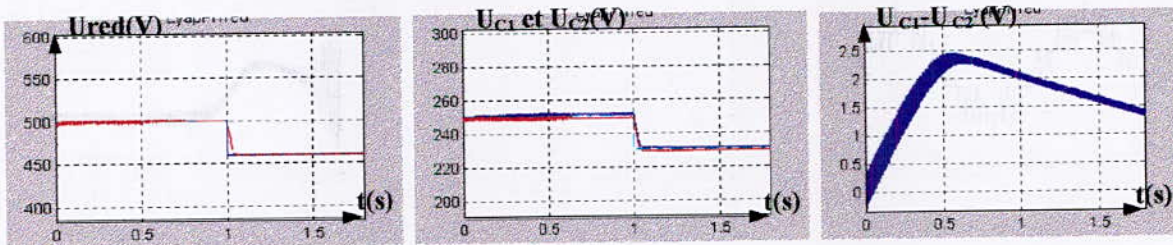


Fig.IV. 28.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

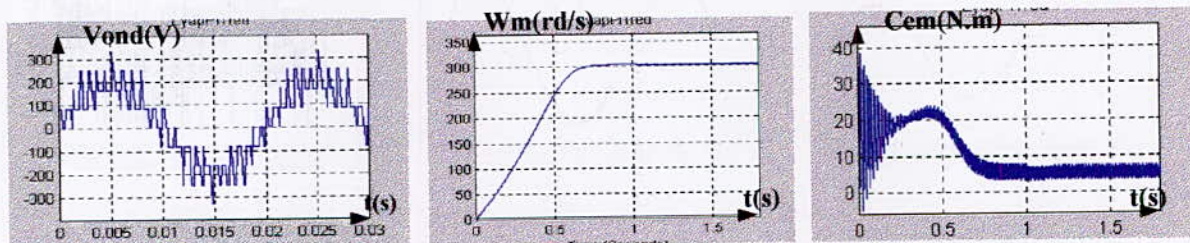


Fig. IV. 28.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

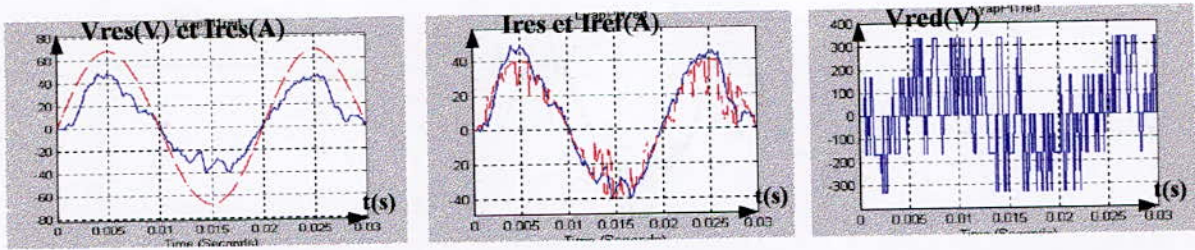


Fig. IV. 28.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} . $\alpha=80$.

IV.4.11.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

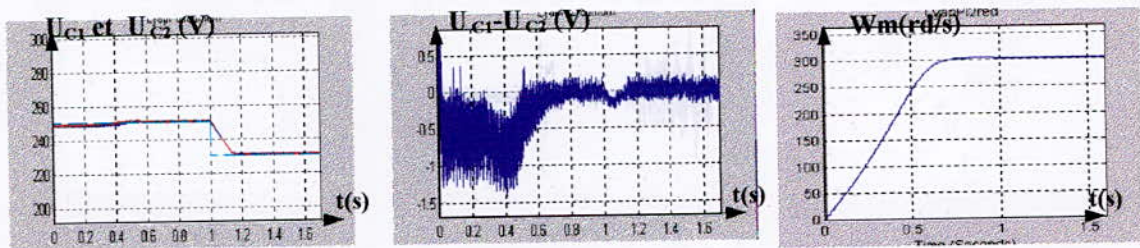


Fig.IV.29.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

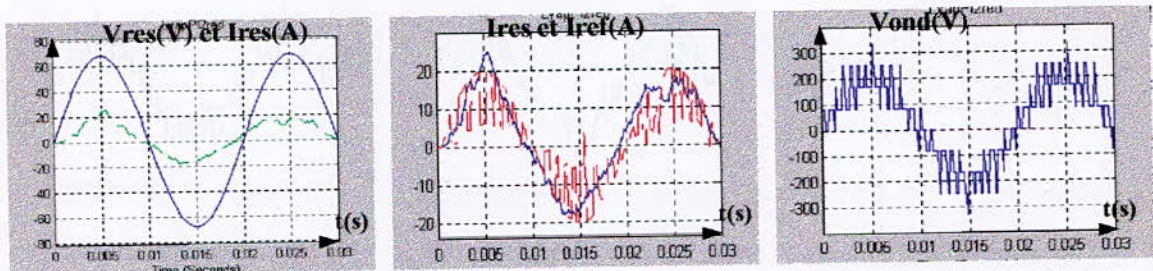


Fig.IV. 29.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux. $\alpha=50$.

IV.4.11.3. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur non linéaire type LYAPUNOV:

IV.4.11.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

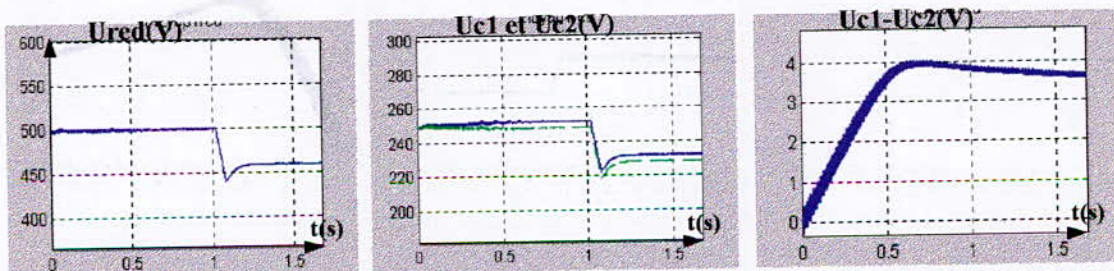


Fig.IV. 30.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$.

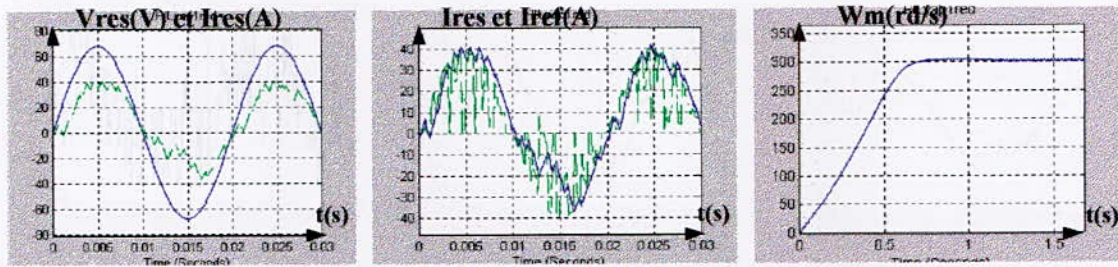


Fig. IV. 30.(b). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} .

$$\beta=500.$$

IV.4.11.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

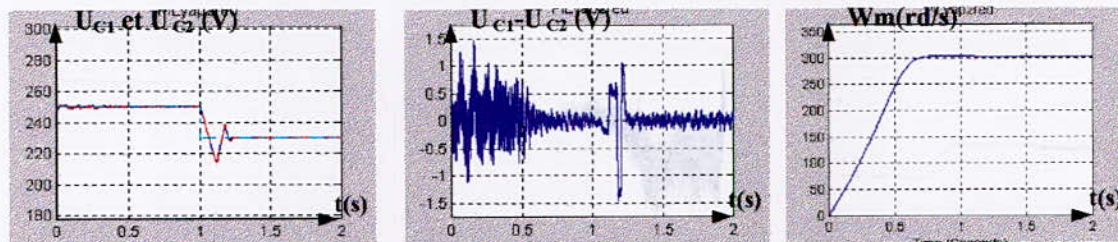


Fig.IV.31.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de MAS.

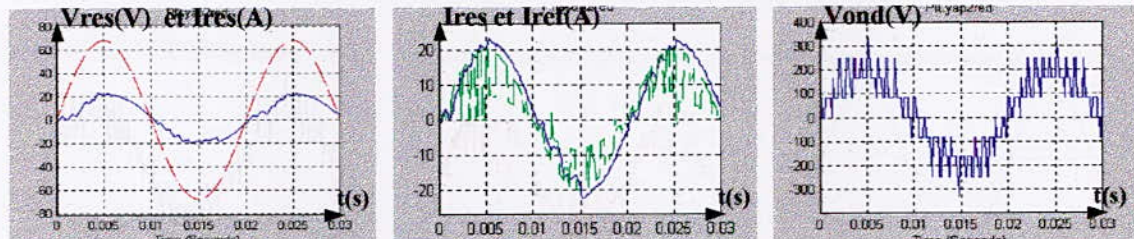


Fig.IV.31.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

$$\beta=180.$$

IV.4.11.4. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Régulateur non linéaire type GLISSANT:

IV.4.11.4.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

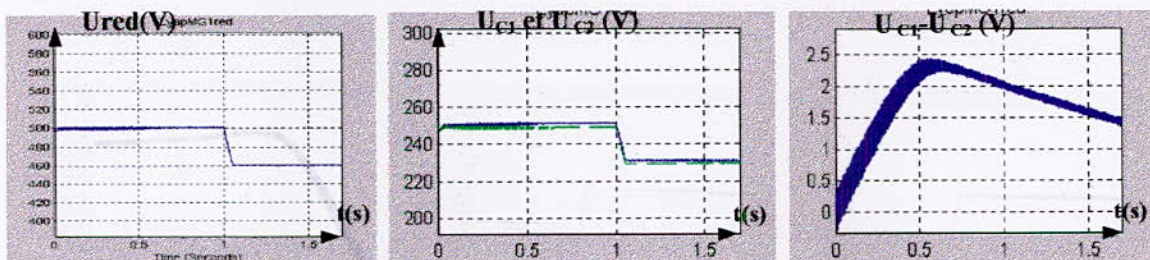


Fig.IV.32.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

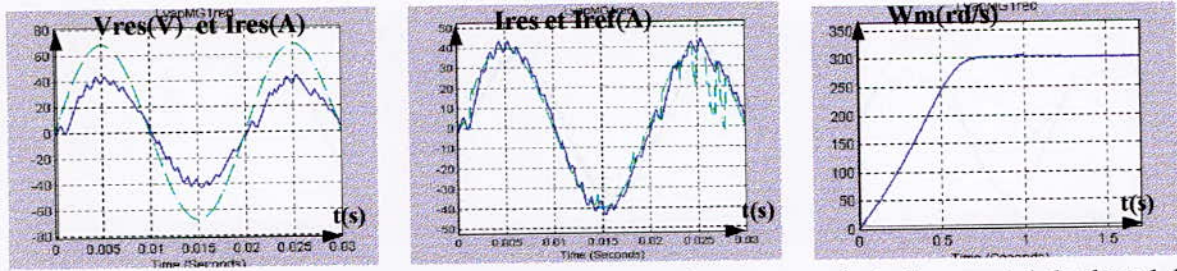


Fig. IV. 32.(b). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la vitesse électrique de la MAS.
 $\alpha=150, k_1=80, k_2=4.10^4$.

IV.4.11.4.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

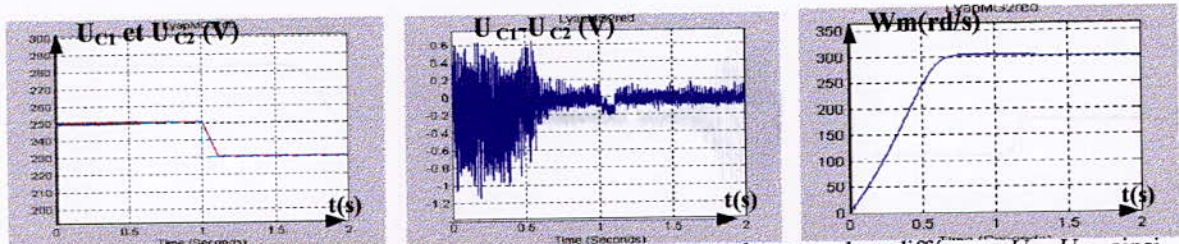


Fig.IV.33.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

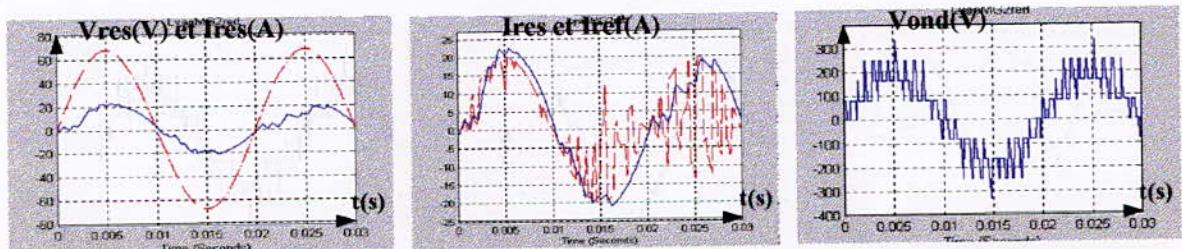


Fig.IV. 33.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence, ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.
 $\alpha=500, k_1=80, k_2=5.10^4$.

IV.4.11.5. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur non linéaire type LYAPUNOV:

IV.4.11.5.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

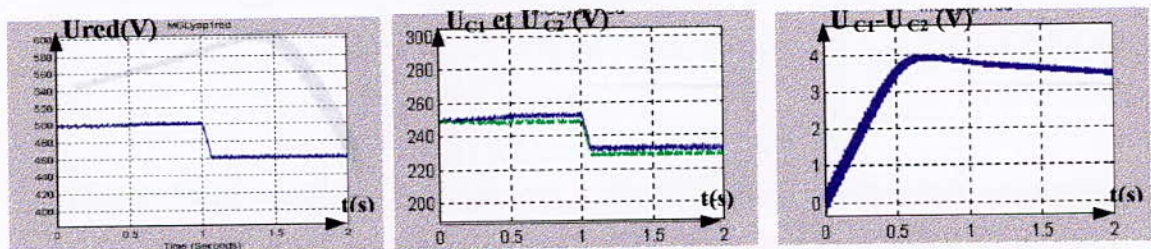


Fig.IV. 34.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

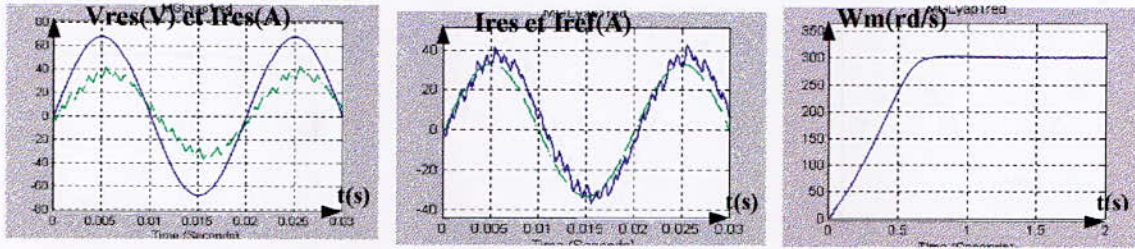


Fig. IV. 34.(b). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la vitesse électrique de la MAS.
 $k_1=8, k_2=1, \beta=100.$

IV.4.11.5.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

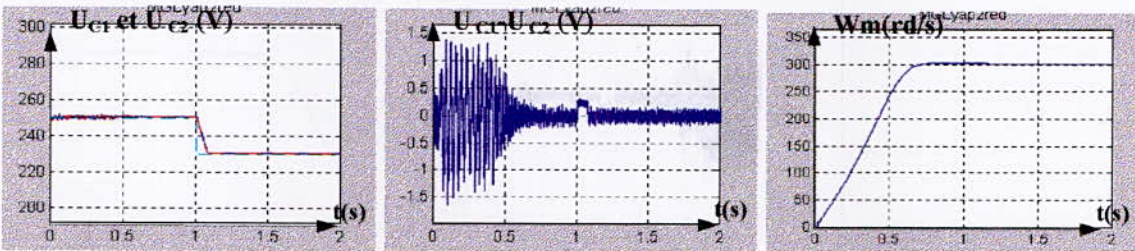


Fig.IV 35.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

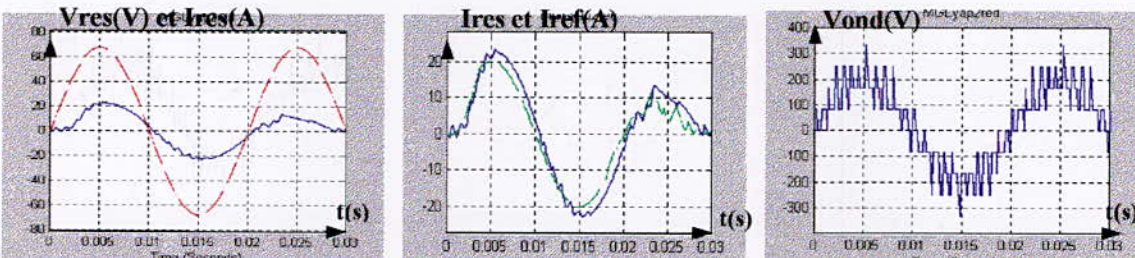


Fig.IV. 35.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.
 $k_1=1, k_2=51, \beta=100.$

IV.4.11.6. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global :

IV.4.11.6.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

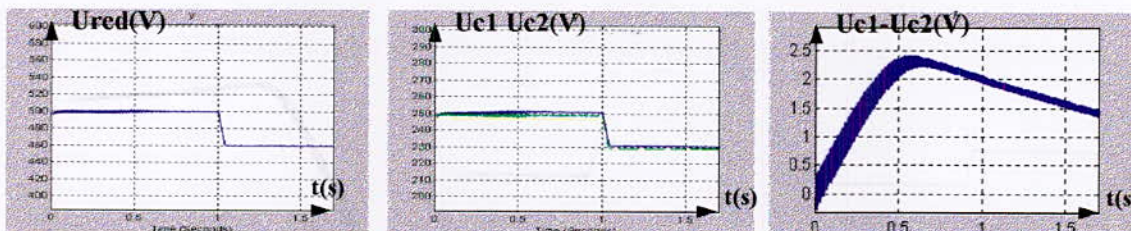


Fig.IV. 36.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

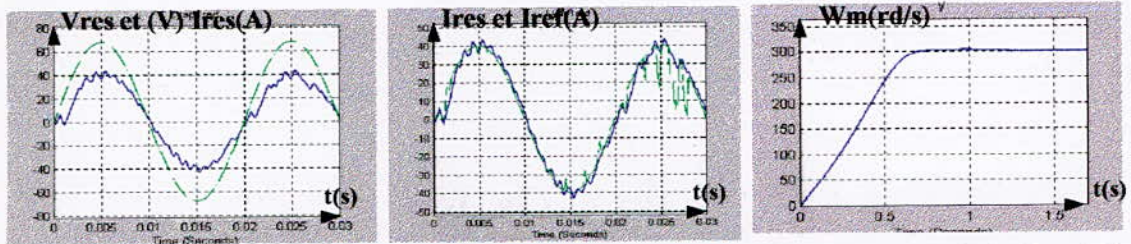


Fig. IV. 3.(b). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la vitesse électrique de MAS.

$$\alpha=150, \beta=500.$$

IV.4.11.6.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

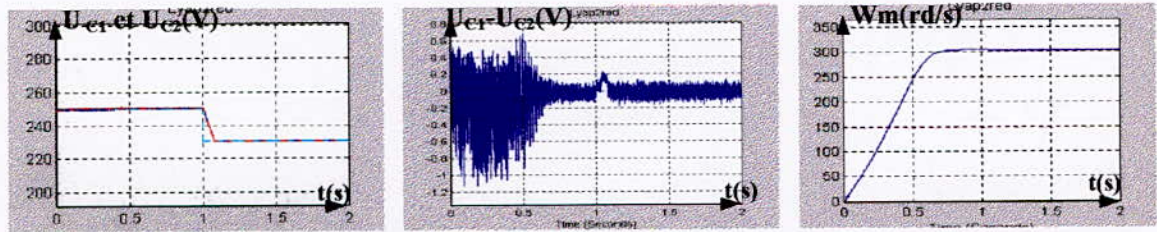


Fig.IV. 37.(a). Les tensions de sortie U_{C1} et U_{C2} de chaque redresseur , leur différence $U_{C1}-U_{C2}$, ainsi que la vitesse électrique de la MAS.

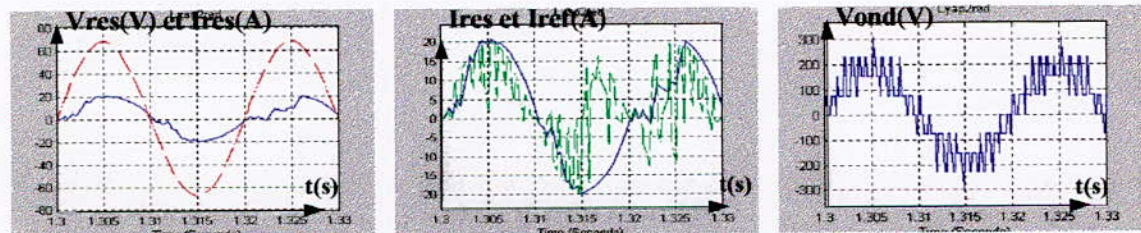


Fig.IV. 37.(b). La tension de la phase 1 du réseau et son courant correspondant, le courant de la phase 1 du réseau et son courant de référence ainsi que la tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux.

$$\alpha=500, \beta=100.$$

IV.5. Amélioration de la régulation par l'électronique de puissance :

IV.5.1. Position du problème :

Dans le cas de la régulation des tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, on constate pour le cas d'une cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Moteur Asynchrone triphasé que la différence entre les deux tensions U_{C1} et U_{C2} avait diminué mais sa valeur moyenne demeure toujours positive alors que dans le cas de la cascade constituée de deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux celle ci s'annulait.

Pour remédier à ce problème, on se propose d'utiliser un pont d'équilibrage (pont de Clamping) constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité. Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des deux tensions.

Ainsi, le filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, devient comme suit :

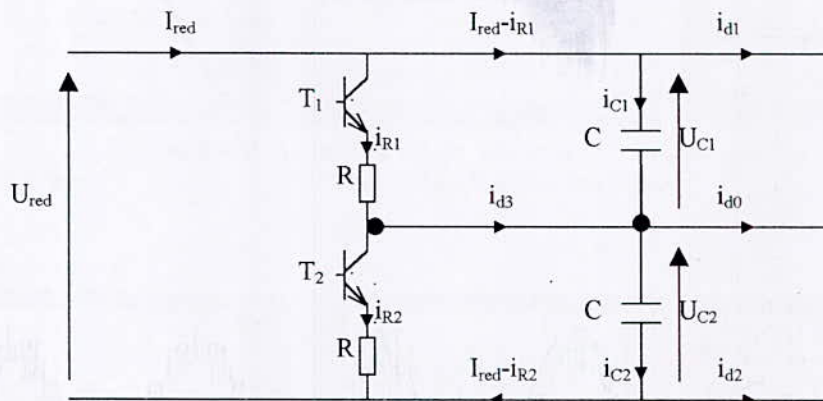


Fig.IV.36. Modélisation du nouveau filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux.

On veut que $i_{C1} = i_{C2} = 0$ pour que les deux tensions U_{C1} et U_{C2} restent égales.

Dans le cas général :

$$i_{C1} - i_{C2} = i_{d0} - i_{d3} \tag{IV.97}$$

Avec $i_{d3} = i_{R1} - i_{R2}$ (IV.98)

Ou $i_{R1} = \frac{U_{C1}}{R}$ et $i_{R2} = \frac{U_{C2}}{R}$ (IV.99)

IV.5.2. Algorithme de commande des interrupteurs T₁ et T₂ du pont de Clamping:

On pose $\Delta U_c = U_{C1} - U_{C2}$ (IV.100)

Pour $\begin{cases} \Delta U_c > 0 \Rightarrow T_1 = 1, T_2 = 0 \\ \Delta U_c < 0 \Rightarrow T_1 = 0, T_2 = 1 \end{cases}$ (IV.101)

IV.5.3. Dimensionnement de la résistance R :

On veut que le rendement de la cascade soit de 90% . Donc, on ne tolère que 10% de pertes Joule en supposant que les pertes par commutation et les pertes Joule du réseau sont nulles.

Le moteur asynchrone utilisé est de 1.5kW. Donc les pertes par effet Joule seront de 150W.

Les pertes par effet Joule dues à la présence des deux résistances dans le pont de Clamping

sont sous la forme suivante : $P = \frac{(\alpha_1 \cdot U_{C1})^2}{R} + \frac{(\alpha_2 \cdot U_{C2})^2}{R}$ (IV.102)

Où α_1, α_2 sont respectivement les rapports cycliques des deux transistors.

Dans le pire des cas, on prend $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ pour déterminer la valeur numérique de la résistance R.

D'où $R = \frac{2 \cdot U_{ref}^2}{P}$ (IV.103)

R=833,33 Ω.

IV.5.4. Simulations et interprétations :

Les figures IV.4.39[(a)~(d)] montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de Clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension triphasé à trois niveaux – Machine asynchrone triphasée.

On constate que ce changement dans la structure de la cascade a donné des résultats très satisfaisants. Ainsi, la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler pratiquement en régime permanent.

IV.5.4.1. Régulateur linéaire type PI ≈ Commande par Hystérésis de courant :

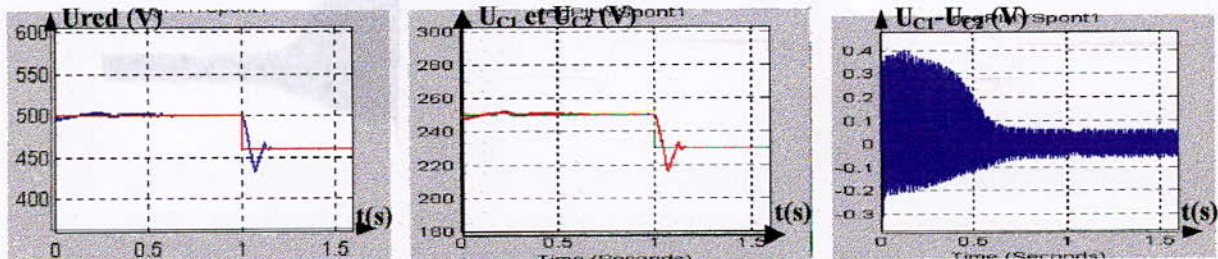


Fig.IV.39.(a). La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1} - U_{C2}$

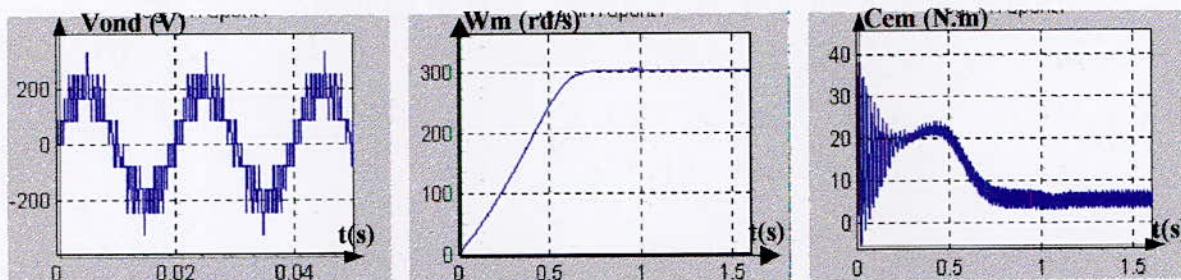


Fig. IV. 39.(b). La tension de sortie de la phase 1 de l'onduleur à trois niveaux, La vitesse électrique ainsi que le couple électromagnétique de la MAS.

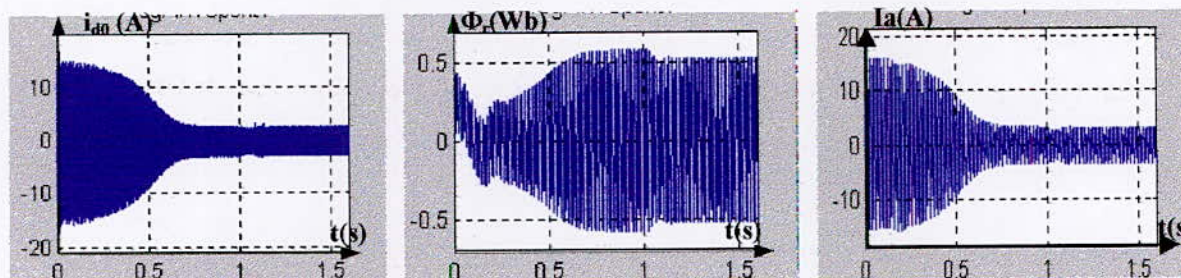


Fig. IV. 39.(c). Le courant i_{d0} de l'onduleur à trois niveaux, le flux rotorique et le courant d'une phase statorique de MAS.

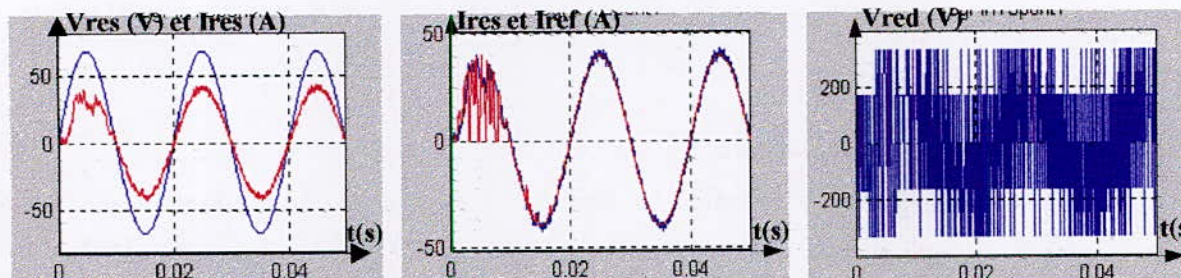


Fig. IV. 39.(d). Le courant de la phase 1 du réseau et sa tension correspondante, le courant de la phase 1 du réseau et le courant de référence ainsi que la tension d'entrée de la phase1 du redresseur V_{red} .

IV.5.4.2. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur linéaire type PI :

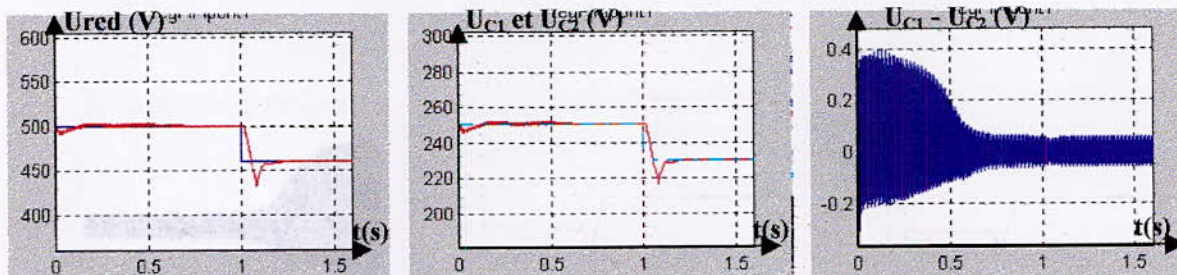


Fig.IV.40. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.5.4.3. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Commande par hystérésis de courant :

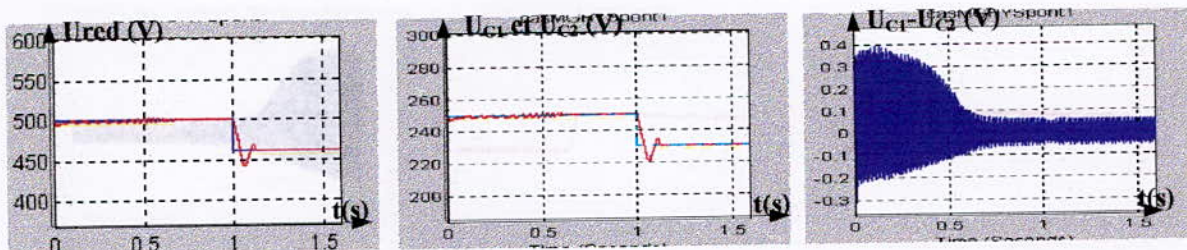


Fig.IV.41. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $k_1=1, k_2=1$.

IV.5.5.4. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur linéaire type PI :

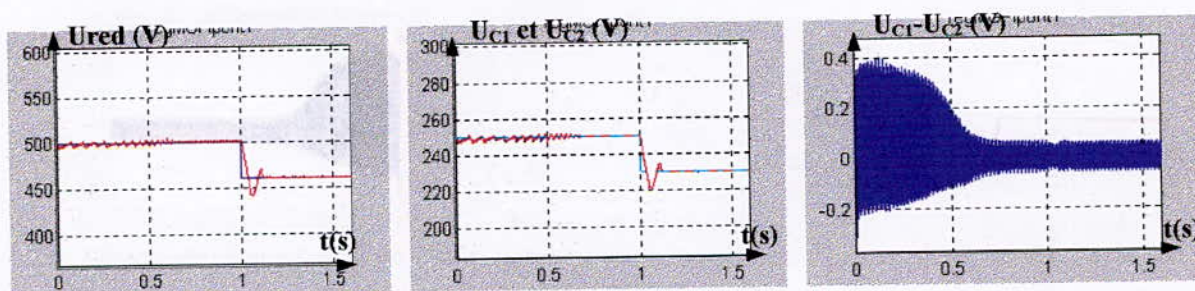


Fig.IV.42. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $k_1=1, k_2=5$.

IV.5.4.5. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur non linéaire type GLISSANT:

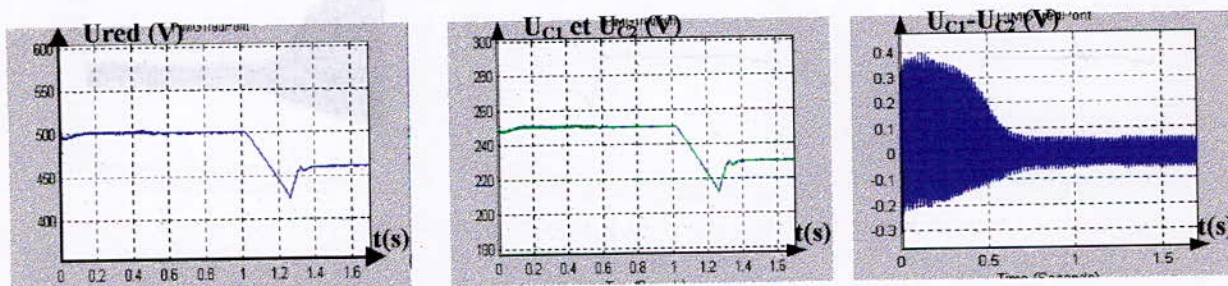


Fig.IV.43. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $k_1=80, k_2=15.10^4$.

IV.5.4.6. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur non linéaire type GLISSANT:

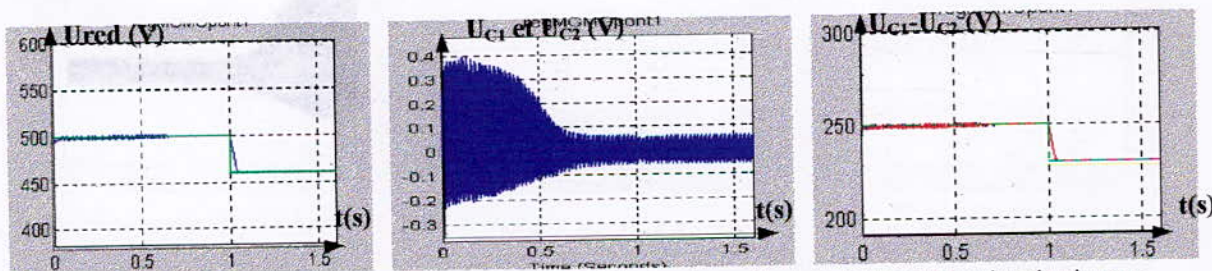


Fig.IV.44. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $k_1=1, k_2=5$.

IV.5.4.7. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Commande par hystérésis de courant :

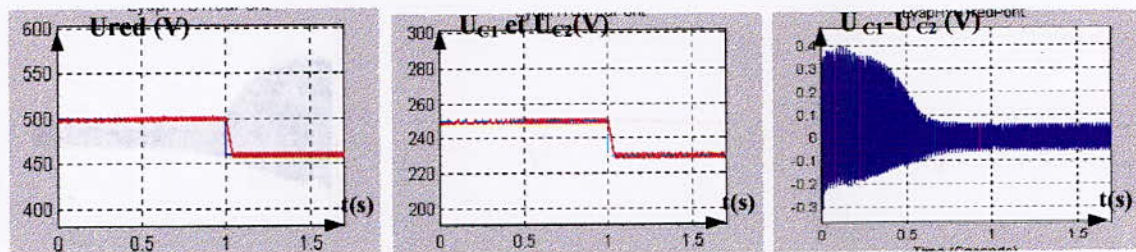


Fig.IV.45. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $\alpha=1000$.

IV.5.4.8. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Régulateur linéaire type PI :

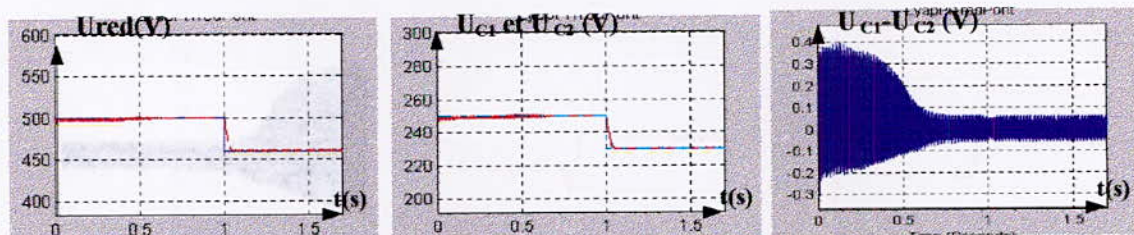


Fig.IV.46. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $\alpha=80$.

IV.5.5.9. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur non linéaire type LYAPUNOV:

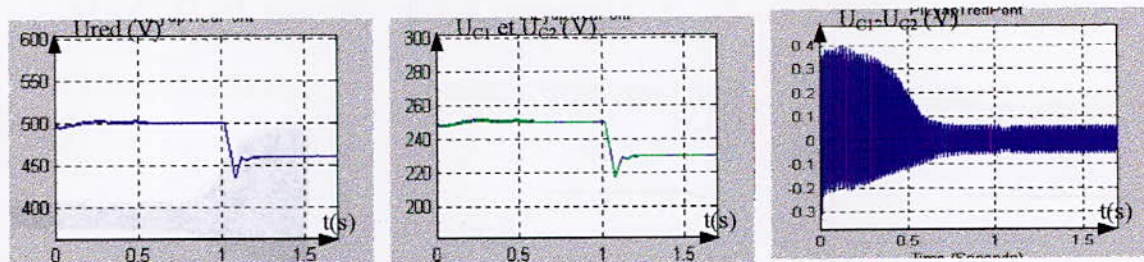


Fig.IV.47. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $\beta=50$.

IV.5.4.10. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV \approx Régulateur non linéaire type GLISSANT:

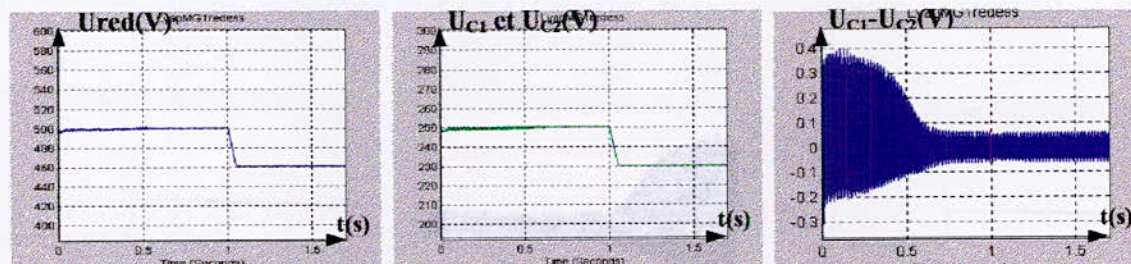


Fig.IV.48. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $\alpha=150$. $k_1=80$, $k_2=5.10^4$.

IV.5.4.11. Régulateur non linéaire type GLISSANT \approx Régulateur non linéaire type LYAPUNOV:

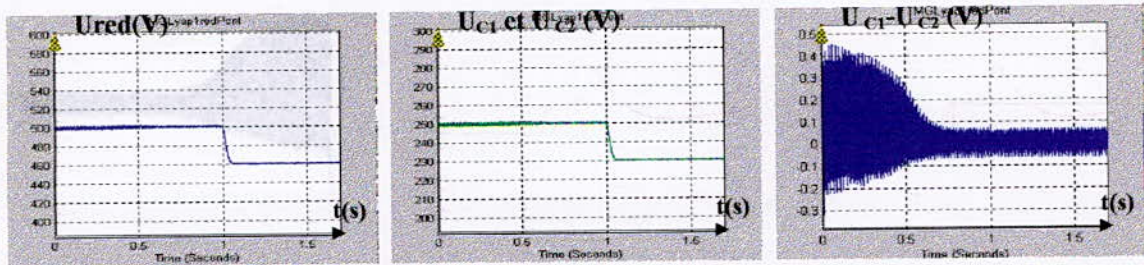


Fig.IV.49. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $k_1=1$, $k_2=1$. $\beta=50$.

IV.5.4.12. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global :

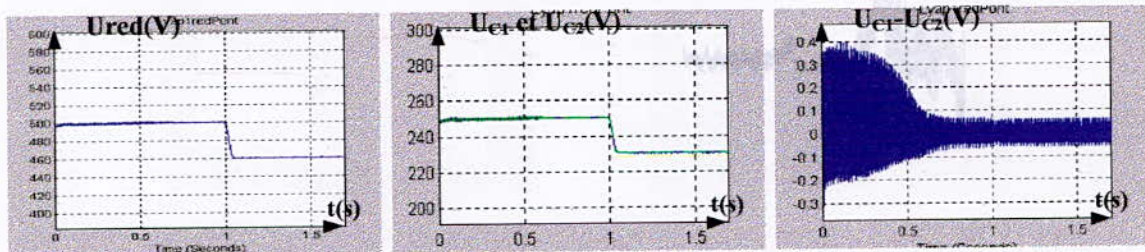


Fig.IV.50. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$. $\alpha=150$, $\beta=500$.

IV.6. Test de robustesse des régulateurs utilisés :

Pour cette partie, on procède à des variations des paramètres (R,L) du réseau et la capacité C des condensateurs du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Ces paramètres (R,L,C) ont servis à la détermination des différents régulateurs.

- On a augmenté de deux fois la résistance du réseau : $R_{new} = 0.5 \Omega$ (augmentation de 100%).
- On a divisé par deux l'inductance du réseau : $L_{new} = 5 \text{ mH}$ (diminution de 100%).
- On a divisé par deux la capacité des condensateurs : $C_{new} = 10 \text{ mF}$ (diminution de 100%).

Les figures IV.51 – 67 montrent les résultats de simulation des tests de robustesse.

On constate que la commande linéaire en utilisant les régulateurs standards de type PI n'est pas robuste aux variations paramétriques, ce qui n'est pas le cas pour les commandes non linéaires. En effet, les résultats obtenus lors de la simulation des deux types de commandes par mode de glissement et par la théorie de Lyapunov sont très satisfaisants et montrent l'efficacité des commandes non linéaires appliquées à des systèmes présentant des non linéarités.

IV.6.1. Régulateur linéaire type PI \approx Régulateur linéaire type PI :

IV.6.1.1. Variation de la résistance du réseau :

IV.6.1.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI:

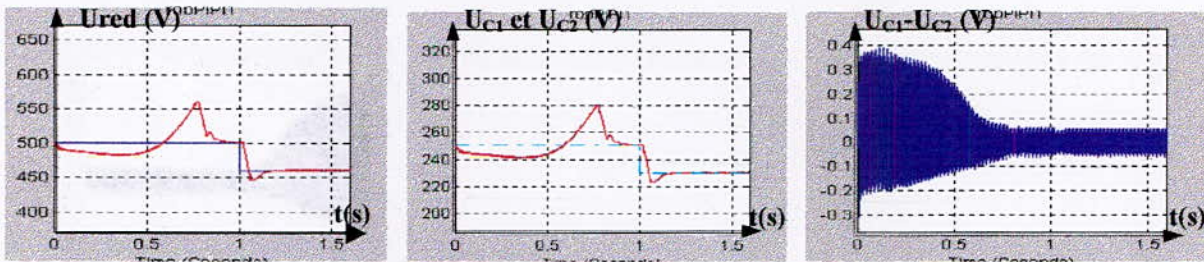


Fig.IV.51. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.1.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

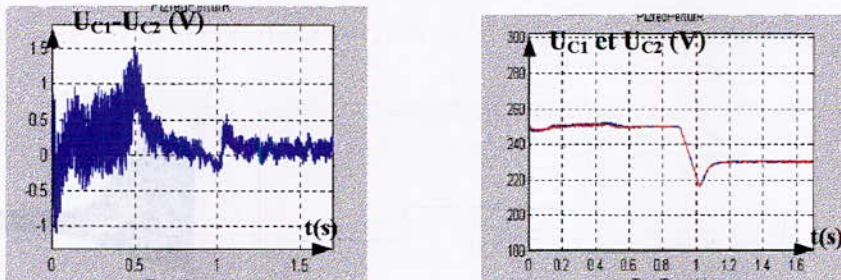


Fig.IV.52. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.1.2). Variation de l'inductance du réseau :

IV.6.1.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI:

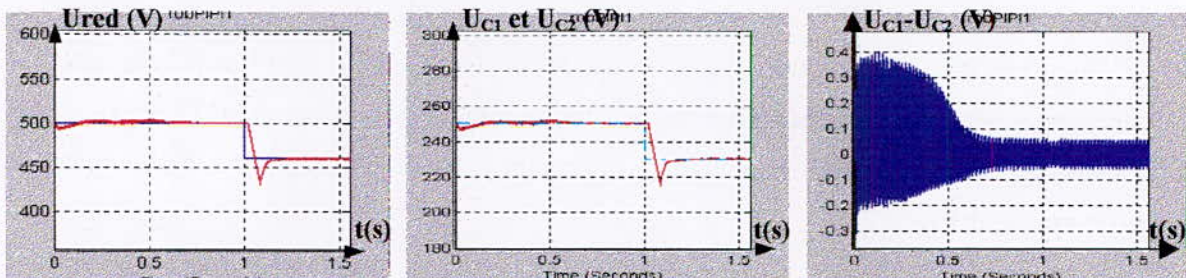


Fig.IV.53. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.1.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

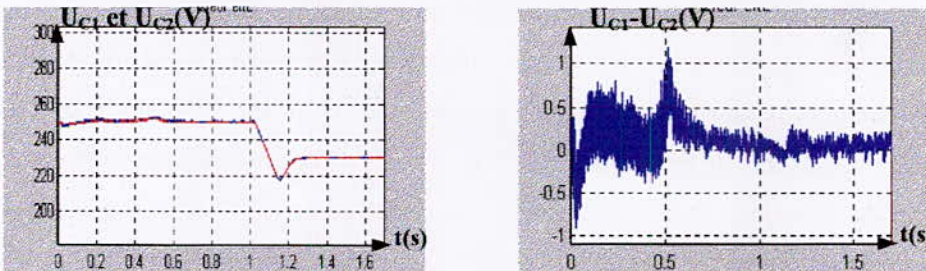


Fig.IV.54. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.1.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire :

IV.6.1.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

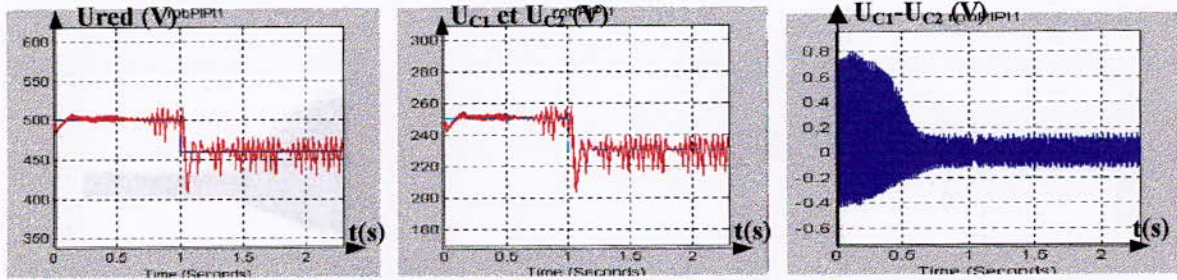


Fig.IV.55. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.1.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

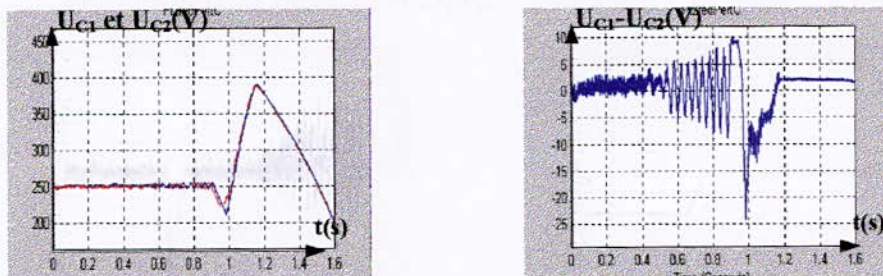


Fig.IV.56. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.Régulateur non linéaire type GLISSANT appliqué au processus global :

IV.6.2.1. Variation de la résistance du réseau :

IV.6.2.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

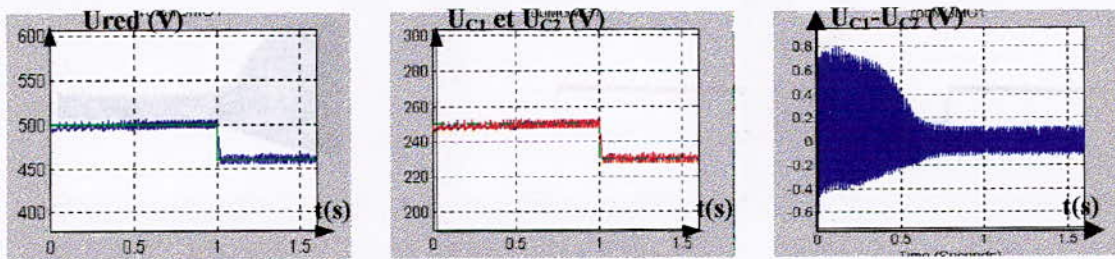


Fig.IV.57. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

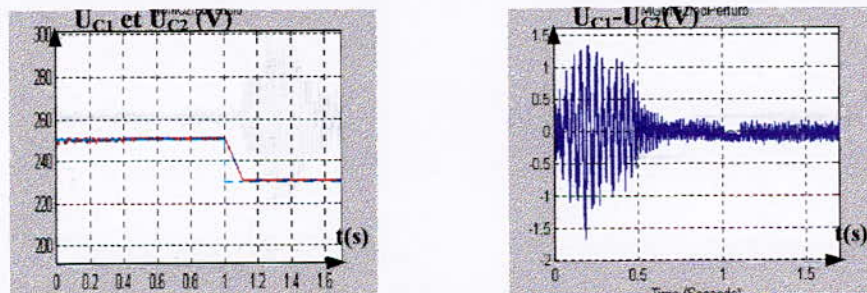


Fig.IV.58. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.2. Variation de l'inductance du réseau :

IV.6.2.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI:

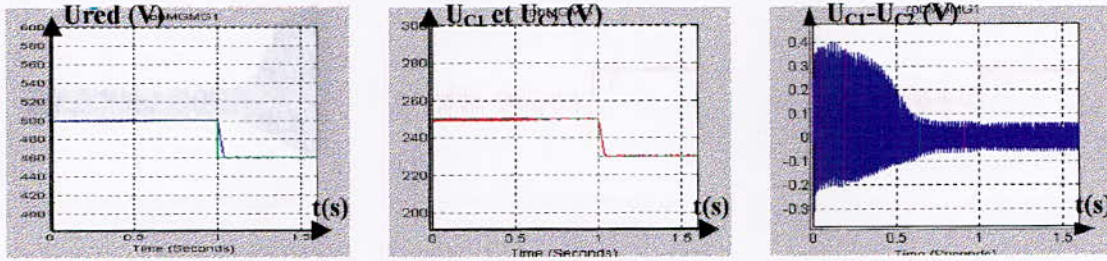


Fig.IV.59. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

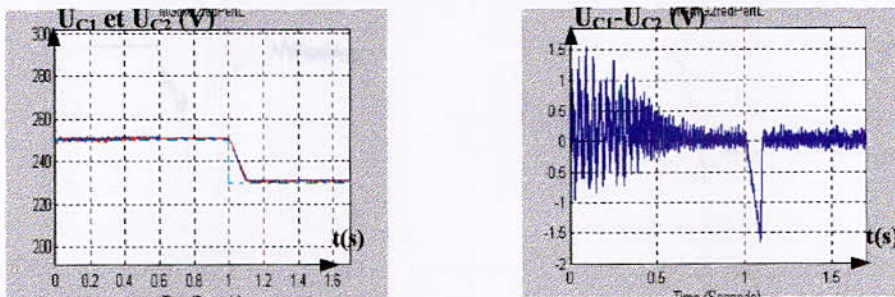


Fig.IV.60. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire :

IV.6.2.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI:

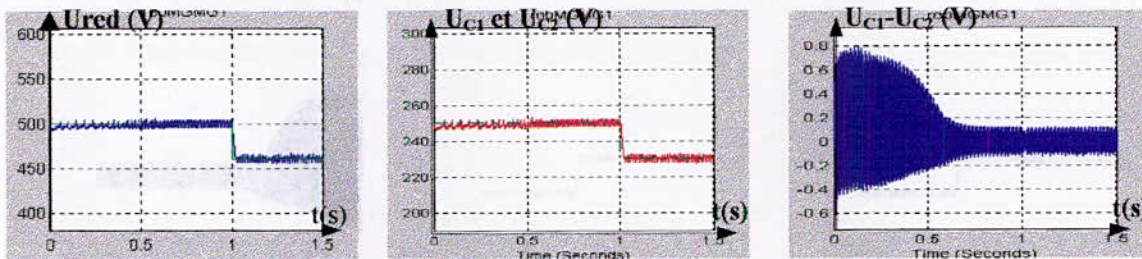


Fig.IV.61. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.2.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

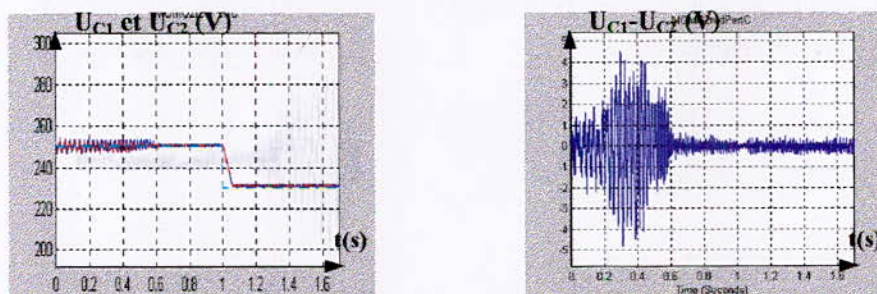


Fig.IV.62. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3. Régulateur non linéaire type LYAPUNOV appliqué au processus global :

IV.6.3.1. Variation de la résistance du réseau :

IV.6.3.1.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

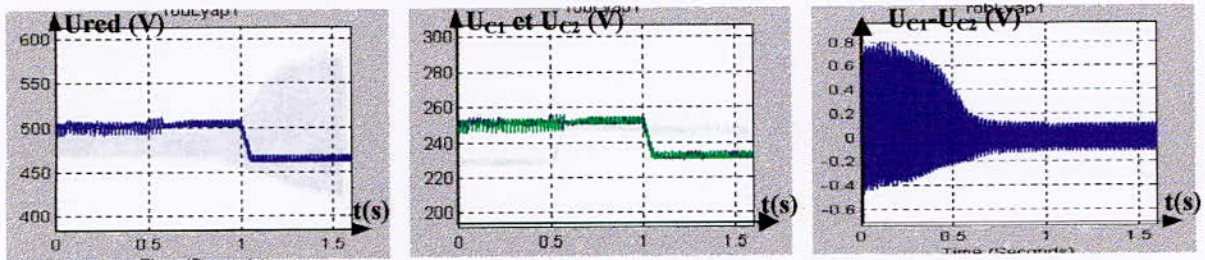


Fig.IV.63. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3.1.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

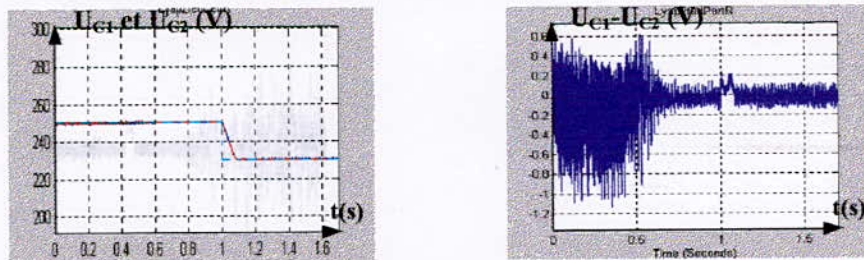


Fig.IV.64. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3.2. Variation de l'inductance du réseau

IV.6.3.2.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

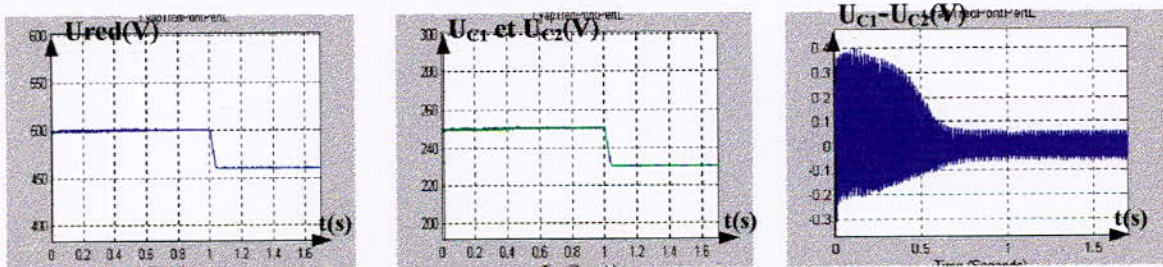


Fig.IV.65. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3.2.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

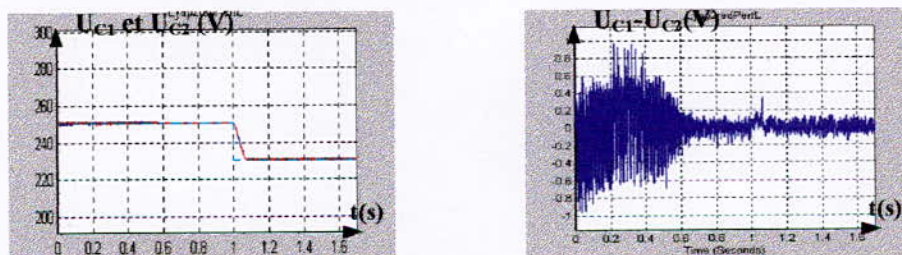


Fig.IV.66. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3.3. Variation de la capacité des condensateurs du filtre intermédiaire :

IV.6.3.3.a). Cas de la cascade à un seul redresseur de courant triphasé à MLI :

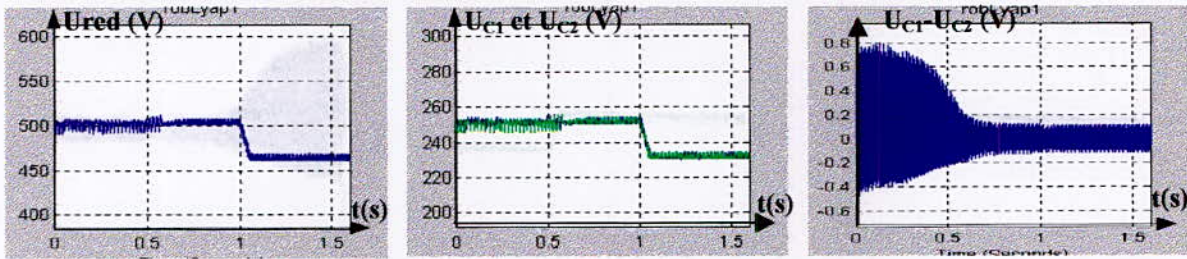


Fig.IV.67. La tension de sortie du redresseur à MLI, les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

IV.6.3.3.b). Cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasés à MLI :

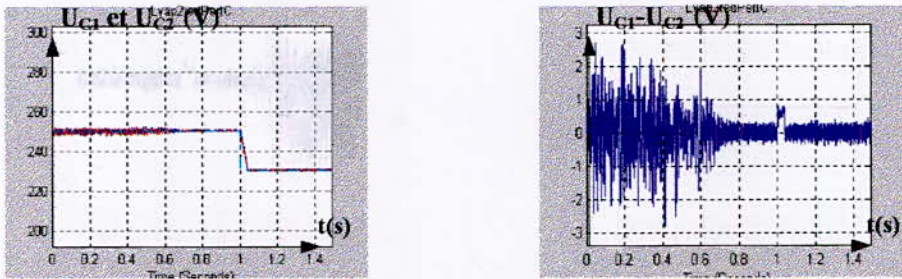


Fig.IV.68. Les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} ainsi que leur différence $U_{C1}-U_{C2}$

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a proposé différentes techniques de commande telle que la commande linéaire type PI et les commandes non linéaires par mode du glissement et par la théorie de Lyapunov.

Le système étudié étant composé de plusieurs boucles de régulation, boucle externe (boucle de tension) et boucles internes (boucles de courants), nous avons testé les performances que donnent toutes les combinaisons possibles des différentes commandes synthétisées sur les deux cascades afin de proposer la meilleure combinaison de régulateurs.

La comparaison s'est faite en se basant sur les critères suivants :

- Stabilité
- Rapidité
- Simplicité de la loi de commande
- Coût de la réalisation
- Dépassement
- Robustesse
- Energie consommée

Des résultats de simulation obtenus, on a constaté que lors de l'application des différentes commandes la différence $U_{C1}-U_{C2}$ ne s'annule pas pour le cas de la cascade à un seul redresseur, ceci est dû au fait que le courant i_{d0} n'est pas nul de part la structure de l'onduleur. Donc, ce problème est indépendant des performances des différents modes de réglage. Ce dernier a été résolu avec la deuxième cascade : la cascade à deux redresseurs.

Afin d'annuler la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux $U_{C1}-U_{C2}$ pour le cas de la cascade à un seul redresseur, on a proposé d'effectuer un changement dans la structure de la cascade en ajoutant un *pont de Clamping* en amont du filtre intermédiaire entre les convertisseurs statiques.

L'application des différentes méthodes de commande à cette nouvelle structure a donné des résultats très satisfaisants. Ainsi, nous suggérons d'utiliser la cascade à un redresseur avec le pont de Clamping qui présente les meilleurs performances à tout points de vue par rapport à la cascade à deux redresseurs(simplicité, coût).

Des tests de robustesse par rapport aux variations paramétriques du système ont été effectués pour les trois mode de réglage présentés afin de montrer l'efficacité de chacun d'eux.

Les éléments du système susceptibles à varier et surtout ceux qui puissent influencer sur les paramètres des régulateurs sont :

- La résistance du réseau : elle a été multipliée par deux, en prévention d'éventuels échauffements (variation de 100%).
- L'inductance du réseau : elle a été divisé par deux (variation de 100%).
- Les capacités des condensateurs du filtre intermédiaire entre les convertisseurs : elle a été divisé par deux, ceci augmente le courant i_{d0} , donc l'instabilité des tensions U_{C1} - U_{C2} (variation de 100%).

Tous les résultats sont récapitulés dans les tableaux, comme suit :

Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à MLI :

Boucle de tension	Boucle de courant	Dépassement	Temps De réponse	$U_{C1} = U_{C2}$	Qualité des courants réseau	Facteur de puissance
PI	Hystérésis	75%	0.2s	Non	Très bonne	=1
PI	PI	75%	0.24s	Non	Bonne	=1
Mode glissant	Hystérésis	45%	0.15s	Non	Bonne	=1
Mode glissant	PI	27%	0.07s	Non	Bonne	=1
PI	Mode glissant	87%	0.4s	Non	Moyenne	≈ 1
Mode glissant	Mode glissant	0%	0.04s	Non	Bonne	=1
Lyapunov	Hystérésis	0%	0.03s	Non	Très bonne	=1
Lyapunov	PI	0%	0.03s	Non	Bonne	=1
PI	Lyapunov	50%	0.2s	Non	Moyenne	≈ 1
Lyapunov	Mode glissant	0%	0.03s	Non	Bonne	=1
Mode glissant	Lyapunov	0%	0.06s	Non	Bonne	=1
Lyapunov	Lyapunov	0%	0.02s	Non	Bonne	=1

Tableau IV.1. Tableau récapitulatif des résultats obtenus pour les différentes combinaisons.

Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à MLI :

Boucle de tension	Boucle de courant	Dépassement	Temps de réponse	$U_{C1} = U_{C2}$	Qualité des courants réseau	Facteur de puissance
PI	Hystérésis	50%	0.28 s	Oui	Bonne	= 1
PI	PI	60%	0.25s	Oui	Bonne	≈ 1
Mode glissant	Hystérésis	0%	0.05s	Oui	Bonne	=1
Mode glissant	PI	0%	0.1s	Oui	Moyenne	=1
PI	Mode glissant	90%	0.27s	Oui	Moyenne	≈ 1
Mode glissant	Mode glissant	0%	0.1s	Oui	Moyenne	=1
Lyapunov	Hystérésis	0%	0.02s	Oui	Bonne	=1
Lyapunov	PI	0%	0.02s	Oui	Bonne	= 1
PI	Lyapunov	65%	0.22s	Oui	Bonne	=1
Lyapunov	Mode glissant	0%	0.1s	Oui	Moyenne	=1
Mode glissant	Lyapunov	0%	0.1s	Oui	Moyenne	≈ 1
Lyapunov	Lyapunov	0%	0.08s	Oui	Moyenne	=1

Tableau IV.2. Tableau récapitulatif des résultats obtenus pour les différentes combinaisons.

❖ Constatations :

- ☞ L'utilisation du régulateur à Hystérésis de courant aux boucles internes donne de très bons résultats. Les courants réseau suivent très fidèlement leurs courants de référence respectives D'où l'obtention de courants sinusoïdaux coté réseau et un facteur de puissance pratiquement unitaire. L'inconvénient de cette technique est la fréquence de commutation des interrupteurs.
- ☞ Le régulateur PI n'est pas suggéré à cause des résultats obtenus lors des tests de robustesse ainsi que la lenteur de sa réponse et du dépassement aperçu lors du changement de consigne.
- ☞ Le réglage par mode de glissement a amélioré le temps d'établissement en jouant sur le choix des constantes positives k_1 et k_2 et ne présente pas de dépassement lors du changement de consigne pour la plupart des combinaisons utilisant le réglage par mode de glissement.

Cependant, l'inconvénient constaté est le problème de Chattering dû à la discontinuité de la commande. Ce problème a été limité par l'approximation de la fonction Signe par une fonction de saturation à rampe élevée. En revanche, cette méthode est robuste contrairement à la commande linéaire.

- ☞ L'application de la théorie de Lyapunov au système s'avère très satisfaisante. En effet en jouant sur les constantes positives α et β , on a pu améliorer les performances de l'asservissement en comparaison avec les méthodes précédentes. Elle a également répondu au mieux aux tests de robustesse.

En tenant compte des performances obtenues par les différentes combinaisons, on conclut que la meilleure combinaison de régulateurs est :

Le réglage par la théorie de Lyapunov pour la boucle de tension- La commande par mode de glissement pour la boucle de courant.

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à la résolution du problème de flottement du potentiel du point milieu des tensions d'entrée d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Comme application, nous avons introduit cet onduleur dans deux types de cascades : la première est constituée d'un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à trois niveaux - Machine asynchrone triphasée, où la tension de sortie du redresseur alimente l'onduleur à trois niveaux par l'intermédiaire d'un filtre capacitif à point milieu pour produire les tensions U_{C1} et U_{C2} . La seconde est constituée de deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à trois niveaux - Machine asynchrone triphasée ; où chaque redresseur alimente un demi-bras de l'onduleur. Le demi-bras du haut est alimenté par la tension U_{C1} et le demi-bras du bas est alimenté par la tension U_{C2} par l'intermédiaire des capacités C_1 et C_2 respectivement.

Le mémoire a été organisé en quatre chapitres :

Le *chapitre I* a été consacré à l'établissement du modèle mathématique de la machine asynchrone. Nous avons utilisé la transformation de Park liée au champ tournant au champ tournant afin de simplifier son modèle.

Le *chapitre II* a été consacré à l'établissement du modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons constaté que ce convertisseur est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

En suite, nous nous sommes intéressés aux stratégies de commande de cet onduleur. Les stratégies étudiées sont :

- La Commande Triangulo-sinusoidale à une porteuse ;

- La Commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses ;
- La Commande par hystérésis de courant.

Parmi ces trois stratégies de commande, on a constaté que la commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses était celle qui donnée les meilleures performances de l'onduleur. Elle permet d'obtenir des harmoniques de tensions de sortie multiple de 2.m.f qui peuvent être éliminées par la machine puisque ce sont des harmoniques d'ordre élevé[Boulaâm98].

Donc, dans la suite de ce travail, l'onduleur était commandé par la commande Triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Le chapitre III, a été organisé en trois parties principales :

- La 1^{ère} partie est consacrée à l'établissement du modèle de commande du redresseur de courant triphasé à deux niveaux. Nous nous sommes intéressés par la suite aux stratégies de commande de ce convertisseur. Les deux stratégies étudiées sont :
 - La Commande Triangulo-sinusoidale à une porteuse ;
 - La Commande par hystérésis de courant.
- La 2^{ème} partie traite la modélisation du filtre intermédiaire entre les convertisseurs statiques pour les deux types de cascades.

Nous avons constaté que :

- Pour le cas de la cascade à un redresseur de courant triphasé à MLI, , nous n'avons qu'une seule grandeur de commande I_{red} pour asservir les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} .
 - Par contre, pour le cas de la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux, on a un degré de liberté en plus, puisqu'on a une grandeur de commande pour chaque variable à contrôler, en agissant sur chaque redresseur séparément.
- La 3^{ème} partie est consacrée à la simulation des deux types de cascades et au positionnement du problème de flottement du potentiel du point milieu M du filtre capacitif.

Le chapitre IV a été consacré à l'asservissement des tensions U_{C1} et U_{C2} afin d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur, donc les performances de la conduite de la machine asynchrone.

Ce chapitre est constitué de six parties :

Dans la 1^{ère} partie, nous avons modélisé le système Réseau - Redresseur - Filtre en une boucle de tension (externe) et deux boucles de courant (interne).

Le but est d'avoir des tensions d'entrée de l'onduleur constantes et égales pour annuler le potentiel du point milieu M, tout en ayant du côté réseau des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire. Pour cela :

- La boucle de tension impose la valeur efficace de référence des courants réseau.

- La boucle de courant permet d'avoir des courants de ligne du réseau en phase avec leurs tensions correspondantes et donc un facteur de puissance unitaire.

Pour le cas de la cascade à un seul redresseur, on ne peut asservir que la moyenne des tensions d'entrée de l'onduleur. Donc seulement la tension de sortie du redresseur U_{red} a été commandé en imposant une consigne $U_{red-ref}$ à l'entrée de la boucle externe.

Pour le cas de la cascade à deux redresseurs, chaque tension d'entrée d'un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux est asservie en agissant sur chaque redresseur séparément en imposant à l'entrée de la boucle externe de chacun d'eux une consigne U_{cref} .

- La 2^{ème} partie est consacrée à la commande linéaire utilisant des régulateurs standards de type PI. Les régulateurs ont été dimensionnés en considérant un modèle équivalent en échantillonné pour les boucles de courants et de tensions respectivement, où le choix des périodes d'échantillonnages n'a été soumis à aucune contrainte puisque le système est triphasé.

Ce régulateur a donné de bons résultats. Cependant, on a observé une certaine durée du temps d'établissement et un dépassement.

- La 3^{ème} partie : On donne dans cette partie un rappel du réglage par mode de glissement ainsi que la synthèse de la loi de commande par mode de glissement appliquée aux deux cascades suscitées.

Les résultats de simulation obtenus ont été très encourageants quant à l'utilisation de ce type de commande discontinue qui se prête bien à notre modèle non linéaire. L'inconvénient majeur de cette commande est l'existence du problème de Chattering, qui a été limité par l'approximation de la fonction non linéaire Signe par une fonction de saturation à pente élevée.

On observe pour cette méthode la rapidité de la réponse ainsi que la disparition du dépassement.

- La 4^{ème} partie : On a introduit dans cette partie les notions de base de la théorie de Lyapunov ainsi que la synthèse de la loi de commande par la théorie de Lyapunov appliquées aux deux cascades suscitées.

Les résultats de simulation obtenus par la théorie de Lyapunov sont très satisfaisants car cette dernière a bien répondu à nos espérances.

En comparant les résultats obtenus pour les deux types de cascades étudiées, on optera pour la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux - Onduleur de tension triphasé à trois niveaux - Machine asynchrone triphasée. Cette dernière nous a permis de part sa structure d'asservir les tensions U_{C1} et U_{C2} tout en annulant leur différence en régime établi, ceci bien sur en gardant le plus possible gardant des courants côté réseau sinusoïdaux et un facteur de puissance

unitaire. Mais l'inconvénient, est que cette cascade utilise deux redresseurs donc le système est plus complexe et plus coûteux.

- Afin de contourner ce problème, nous avons proposé dans la 5^{ème} partie d'introduire un pont de *Clamping* en amont du filtre intermédiaire entre le redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux afin d'avoir l'égalité des tensions U_{C1} et U_{C2} en régime établi (principal inconvénient constaté par rapport à la cascade à un seul redresseur).

Enfin, on a pu obtenir des résultats très satisfaisant avec une cascade plus simple et moins coûteuse donc présentant plus d'avantages que la cascade à deux redresseurs.

- La 6^{ème} partie : des tests de robustesse par rapport aux variations paramètres du système ont été effectués pour valider les différentes techniques proposées et monter leur degré d'efficacité en présence de perturbations.

Notre système étant constitué de plusieurs boucles de régulation, externes et internes, nous avons testé les performances que donneraient toutes les combinaisons possibles des différentes commandes synthétisées sur les deux cascades afin de déterminer la meilleure combinaison de régulateurs.

Ainsi, la combinaison de régulateurs comportant la commande par la théorie de Lyapunov pour la boucle de tension et la commande par mode de glissement pour la boucle de courant est celle qui répond au mieux aux objectifs de l'asservissement.

Les résultats obtenus de ce travail sont très prometteurs et donnent des ouvertures importantes quant à l'utilisation des onduleurs à trois niveaux dans les domaines de fortes puissances et/ou hautes tensions telle que la traction électrique.

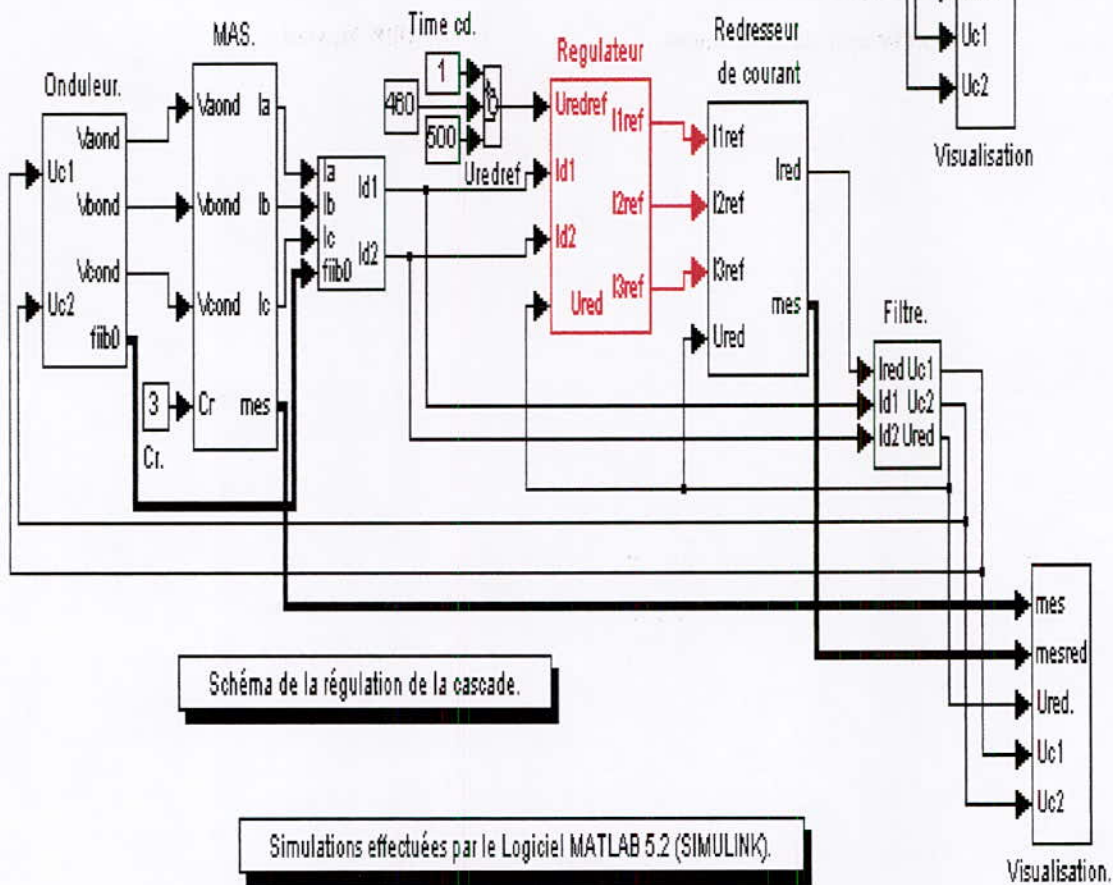
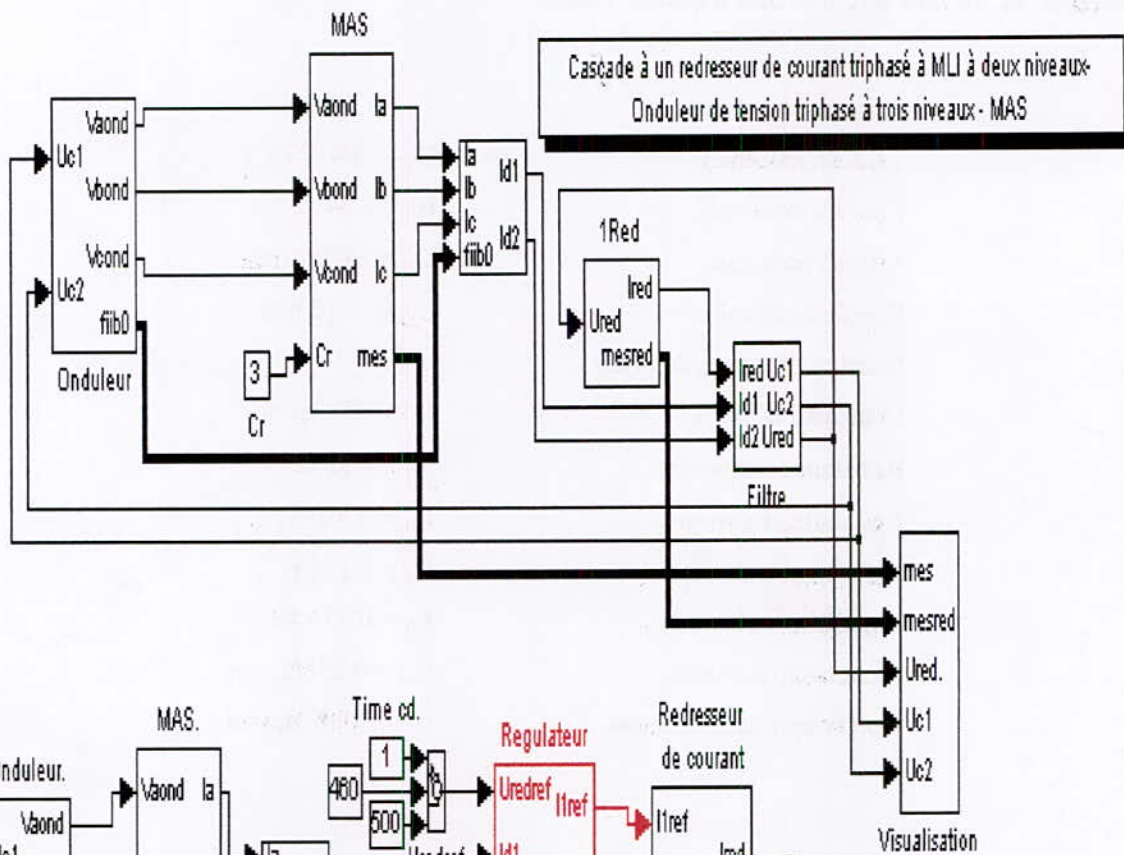
Comme perspectives à ce travail :

- L'application de ces méthodes d'asservissement sur d'autres types de cascades constituées par des convertisseurs multiniveaux.
- Etude de la conduite des autres machines à courant alternatif alimentées par ces cascades.

Paramètres du moteur asynchrone triphasé utilisé

Puissance nominale	:	$P_N = 1.5 \text{ kW}$
Tension nominale	:	$U_{SN} = 380/220 \text{ V}$
Courant nominal	:	$I_{SN} = 3.64 \text{ A}$
Vitesse nominale	:	$\Omega_N = 1420 \text{ tr/mn}$
Couple nominal	:	$C_{emN} = 10 \text{ Nm}$
Nombre de paires de pôles	:	$p = 2$
Constante d'inertie	:	$J = 0.031 \text{ kg m}^2$
Résistance statorique	:	$R_S = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	:	$R_R = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	:	$L_S = 0.274 \text{ H}$
Inductance rotorique	:	$L_R = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle	:	$L_M = 0.258 \text{ H}$
Coefficient de frottement	:	$k = 0.088 \text{ N.m.s/rd}$





BIBLIOGRAPHIE**[Barazane93]**

L.Barazane, " Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant".
Thèse de Magister, ENP Alger 1993.

[Barret82]

P. Barret, "Régimes transitoires des machines électriques tournantes"
Cours de l'Ecole Supérieure de l'Electricité. Ed Eyrolles, 1982.

[Bensaid95]

M. Bensaid, "Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension".
Mémoire Ingénieur, ENP Alger 1995.

[Berkouk95]

E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux".
Thèse de Doctorat, CNAM Paris 1995.

[Boulaam98]

K. Boulaâm, "Etude de la cascade redresseur à MLI à 3 niveaux – Onduleur à 3 niveaux – MSAP. Application à la commande de vitesse et de position".
Mémoire Ingénieur, ENP Alger 1998.

[Boudjemaa91]

F. Boudjemaa, "Commande par mode de glissement. Application aux convertisseurs électriques".
Thèse de Doctorat, Toulouse 1991.

[Bühler87]

H.Bühler, "Electronique de réglage et de commande".
Coll. "Traité d'électricité", Vol XVI. Ed. Dunod 1987.

[Bühler86.1]

H. Bühler, "Réglage échantillonnés".
2^{ème} ed. Rev. Coll. "Complément au Traité d'électricité"-2Vol.
Lausanne(Suisse), Presses Polytechniques Romandes,1986.

[Bühler86.2]

H. Bühler, "Réglage par mode de glissement"
Coll. "Complément au Traité d'électricité".
Lausanne(Suisse), Presses Polytechniques Romandes,1986.

[Chatelain83]

J. Chatelain, "Machines électriques".
Coll. "Traité d'électricité", Vol X ,Tome1 . Ed. Dunod, 1983.

[D'Azzo81]

J.J. D'Azzo, Constantine H. Houpis, "Linear control system analysis and design".
Conventional and modern. 2nd ed., pp 497-514, 1981.

[Gille77]

J.C. Gille, "Introduction aux systèmes asservis non linéaires".
Département de génie électrique .Université Laval, Québec. Mars 1977.

[Guedouani 98]

R. Guedouani "Commande d'une onduleur de tension multiniveaux. Application à la conduite
d'une machine synchrone à aimants permanent".
Thèse de Magister, ENP Alger 1998.

[Isidori89]

A. Isidori, "Non linear control systems". An introduction 2nd edition Springer-verlag pp 183-195
Roma, March 1989.

[Khalil96]

H.K. Khalil, "Non linear systems".
2nd Ed. Michigan State University 427K48, 1996

[Landau88]

"Identification et commande des systèmes (à l'aide des progiciels P.I.M. et PC.REG)".
Traité des nouvelles technologies : série automatique. Paris, Hermès 1988.

[La Salle60]

J.P. La salle, "Some extensions of Lyapunov's second method".
IEEE transaction on circuit theory, December 1960.

[Luenberger79]

D.G. Luenberger, "Introduction to dynamic system : Theory, Models and Application".
Stanford University. John Wiley & Sons 1979.

[Messaoudi98]

A. Messaoudi, "Sur la stabilité des systèmes non linéaires par la méthode de Lyapunov :
Théorie et application".
Mémoire Ingénieur, ENP Alger 1998.

[Rioual93]

P.Rioual, "Modélisation et commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau
déséquilibré".
Thèse de Doctorat, ENS Cahan 1993.

[Slotine91]

J.J.E. Slotine, W.Li, "Applied non linear control ". Prentice Hall, 1991.

[Utkin78]

V.I. Utkin, "Discontinuous control systems :State of the in theory and applications".
10th world congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of
Germany, July 27-31, 1978, pp75-94.

Communications

B.M. Becherif, E.M. Berkouk, A. Henni, G. Manesse, M. Tdjine. "A non linear Sliding mode and Lyapunov control of a two level PWM rectifier. Application to input DC voltages of a three phases three-level NPC VSI with clamping bridge". Soumis a IFAC Symposium power plants and power systems control 2000- Belgique.

B.M. Becherif, E.M. Berkouk, A. Henni, G. Manesse, M. Tdjine. "Commande linéaire et non linéaire par mode de glissement d'un redresseur à MLI à deux niveaux. Application au réglage des tensions d'entrée d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux". Soumis à SNAS'99 Annaba- Algérie.

B.M. Becherif, E.M. Berkouk, A. Henni, G. Manesse, M. Tdjine. "Commande non linéaire par mode de glissement et par la théorie de Lyapunov d'un redresseur à MLI à deux niveaux. Application au réglage des tensions d'entrée d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux". Soumis à CMGE'99 Constantine- Algérie.

B.M. Becherif, E.M. Berkouk, A. Henni, G. Manesse, M. Tdjine. "Commande non linéaire par mode de glissement et par la théorie de Lyapunov d'un redresseur à MLI à deux niveaux. Application au réglage des tensions d'entrée d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux". Soumis à SNGE '99 Biskra- Algérie.

ملخص : في هذا العمل نقترح حل مشكلة عدم استقرار التوترات الداخلة الي موج ذو ثلاثة أطوار ذات ثلاثة مستويات وذلك بالتحكم الخطي الكلاسيكي ذات نوع PI الي جانب التحكم اللاخطي بطريقة الأنزلاق و أيضا بالاستعمال نظريات LYAPUNOV بتطبياتهم على مقوم تيار ثلاثي الأطوار ذو مستويين.

كتطبيق استعمالنا سلسلة متكونة من مقوم التيار ذو ثلاثة أطوار ذات مستويين -موج ذو ثلاثة أطوار ذات مستويات- المحرك بالتحريض ثلاثي الأطوار و كذلك سلسلة أخرى متكونة من مقومين التيار ذو ثلاث أطوار ذات ثلاثة مستويات- محرك بالتحريض ثلاثي الأطوار .تجال هذه التحكمات مشجعة ،تمكن تضبيب التوترات U_{C1} و U_{C2} التي تغذي الموج الثلاثي الأطوار ذو ثلاثة مستويات و أيضا إعطاء تيارات جيبيية تقريبا وعامل الاستطاعة وحدوي فعرضت نتائج المحاكاة العددية التي كانت جد واعدة خاصة عند إضافة جسر يستعمل خصائص EP لتحسين تجال السلسلة ذات مقوم تيار واحد. أخيرا ، قدمنا اختبار نتائج الضلاعة بالنسبة لاضطرابات خارجية لتبين فعالية التحكمات يجد هذا العمل مكانه في المجالات الصناعية ذات استطاعة الكبيرة و توتر العالي.

كلمات المفتاح : محرك تحريضي , ثلاث مستويات , موج التوتر , مثلثي - جيبي , مقوم التيار , تحكم لا خطي , نظريات YAPUNOV , تحكم انزلاقي , عامل استطاعة وحداي .

Abstract :

In this work, we propose to solve the problem of instability of the input DC voltages of a three-level NPC VSI using the linear control with PI regulators and the non linear control using "Sliding mode" and Lyapunov's theory applied to a two-level PWM rectifier.

As application, we use this three phases three-level NPC VSI in the two-level PWM rectifier- three levels NPC VSI- three phases induction machine cascade, and another one with two two-level PWM rectifier.

These algorithms are very encouraging and let to control the input DC voltages U_{C1} and U_{C2} of the three-level NPC VSI and to have sinusoidal currents and an unitary power factor at the network. The results of simulation are presented. They are full of promise especially to use the two-level PWM rectifier- three-level NPC VSI- three phases Induction machine cascade with clamping bridge.

Finally, we represented the test of robustness to highlight the effectiveness of the several control methods.

This report can find applications in high voltage and/or great power cascades.

Keywords Induction machine, three-level, NPC, VSI, two-level, PWM, triangulo-sinusoidal, rectifier , non linear control, sliding mode, PI, Lyapunov theory, unitary power factor.

Résumé :

Dans le présent travail, nous proposons de résoudre le problème d'instabilité des tensions d'entrée d'un onduleur à trois niveaux, ceci par la commande linéaire type PI ainsi que les commandes non linéaires par "mode de glissement" et par la théorie de Lyapunov appliquées à un redresseur de courant à MLI.

Comme application, nous avons utilisé une cascade à un redresseur de courant à MLI à deux niveaux- Onduleur à trois niveaux- machine asynchrone triphasée ainsi qu'une autre cascade à deux redresseurs.

Les performances de ces algorithmes de commande sont très encourageantes. Ils permettent de réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux U_{C1} et U_{C2} et d'avoir des courants sinusoïdaux et un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau.

Les résultats de simulation ont été présentés. Ils s'avèrent très prometteurs surtout en introduisant le pont de clamping dans la cascade à un redresseur pour améliorer les performances de l'asservissement.

Enfin, on a représenté des tests de robustesse par rapport aux variations des paramètres du système afin de montrer l'efficacité des différentes méthodes de commande.

Ce travail peut trouver des applications dans les domaines de forte puissance et/ou haute tension.

Mots-clés: Machine asynchrone, onduleur à trois niveaux, redresseur de courant, MLI , triangulo-sinusoidale, cascade, facteur de puissance unitaire, régulateur PI, régulateur par mode de glissement, théorie de Lyapunov.