

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE



المدرسة الوطنية المتعددة الفنون
Ecole Nationale Polytechnique



Laboratoire de Commande des Processus

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie électrique

Laboratoire de commande des processus

Thèse de DOCTORAT en Génie Electrique
Option: AUTOMATIQUE

Présentée par :

CHIBANI Rédha

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'ENITA

Magister en Electrotechnique de l'ENP

THEME

**APPLICATION DE L'AUTOMATIQUE AUX CASCADES A
ONDULEURS A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.**

Soutenue publiquement le 02 Juillet 2007 devant le jury composé de :

F. BOUDJEMAA	Professeur (E.N.P)	Président
E.M. BERKOUK	Professeur (E.N.P)	Rapporteur
M.S. BOUCHERIT	Professeur (E.N.P)	Rapporteur
H. CHEKIREB	Maître de conférences (E.N.P)	Examineur
K. ALIOUANE	Maître de conférences (EMP)	Examineur
A. TALHA	Maître de conférences (USTHB)	Examineur
A. LARABI	Maître de conférences (USTHB)	Examineur

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
10,Rue Hassen BADI – ELHARRACH
2006 –2007

Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC

Résumé :

L'objectif de cette thèse est la stabilisation des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Pour cela, plusieurs cascades utilisant un ou plusieurs redresseurs de courant à MLI à deux, trois ou cinq niveaux sont mis en œuvre. La commande de ces convertisseurs AC/DC en boucle fermée est basée sur le contrôle de la tension de sortie et sur celui des courants de réseau. Des régulateurs linéaires (PI,IP) et non linéaires (mode glissant et fonction de Lyapunov) seront utilisés. Différents ponts de Clamping seront ajoutés pour stabiliser parfaitement les quatre tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Mots clés : onduleur de tension à cinq niveaux, structure NPC, mode de glissement, Méthode de Lyapunov, pont de Clamping.

Application of control to neutral point clamped five-level voltage source inverter

Abstract:

The aim of this thesis is the stabilisation of the DC input voltages of the five-level three phases Neutral Point Clamped Voltage Source Inverter. For this, two, three or five-level PWM current rectifiers cascades are used.

The closed-loop control of AC/DC converters concerne the output voltage and network currents. Linear (PI,IP) and non-linear (sliding mode, Lyapunov method) regulators are used. Clamping bridge are added to perfectly stabilise the four Dc voltages of the five-level NPC-VSI

Keywords: Five-level inverter, , NPC structure, Sliding mode, Lyapunov method, Clamping bridge

تطبيق الآلية للموجات ذات الخمسة مستويات

ملخص:

الهدف من هذه الأطروحة هو تثبيت التوترات المستمرة لمدخل موج ثلاثي الأطوار ذي خمسة مستويات. لتحقيق ذلك تم إستعمال العديد من المقومات ذات مستويين او ثلاثة او خمسة مستويات. التحكم في هذه المحولات في حلقات مغلقة يعتمد على التحكم في توتر الخروج و تيارات الشبكة الكهربائية. لهذا نستعمل معدلات خطية و غير خطية. تضاف الى ذلك، دارات إلكترونية لتثبيت التوترات المستمرة الأربعة للموج ذو خمسة مستويات.

المصطلحات الرئيسية: موج ذو خمسة مستويات، نمط الإنزلاق، أسلوب ليابنوف، دائرة إلكترونية

Avant-propos

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction scientifique des Professeurs E.M BERKOUK et M.S BOUCHERIT.

Je tiens à remercier particulièrement :

Mon directeur de thèse le Professeur E.M BERKOUK, qui m'a guidé tout au long de mon travail. Il m'est difficile de lui exprimer en quelques lignes ma gratitude. Cependant, je lui témoigne mon admiration pour ces compétences et son dévouement, la compréhension, le soutien, les encouragements et surtout les excellents conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer tout au long de ce travail.

Mon co-directeur de thèse le Professeur M.S BOUCHERIT pour son soutien, sa disponibilité et les conseils qu'il m'a apporté pendant toute la durée de ce travail.

Tous les enseignants du Laboratoire de Commande des Processus.

Monsieur F. BOUDJEMAA , Professeur à l'E.N.P pour avoir accepté d'examiner mon travail en présidant ce jury.

Messieurs K. ALIOUANE (Maître de conférences à l'E.M.P), A.TALHA (Maître de conférences à l'USTHB), A.LARABI (Maître de conférences à l'USTHB) et H.CHEKIREB (Maître de conférences à l'ENP) pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de le juger en qualité d'examineurs.

A travers ce mémoire, j'adresse ma reconnaissance à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

DEDICACES

Je dédie ce travail,

tout particulièrement à mes très chers parents pour leur dévouement constant et leur soutien sans limites. Que ce travail vienne récompenser toutes les années de soutien qu'ils m'ont apporté et sans qui, ce travail n'aurait sans doute jamais abouti.

à mes deux frères

à ma femme et à mon fils Mehdi

à la mémoire de ma tante

à la mémoire de mes grands parents

à toute la famille

à mes amis

Rédha

SOMMAIRE

CHAPITRE I : Présentation de la commande d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux

I. Introduction aux convertisseurs multiniveaux	5
I.1 Définition des convertisseurs statiques multiniveaux	5
II. Structure de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC	6
II.1 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux	
II.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion	10
II.3 Principe de la stratégie	10
II.3.1 Algorithme de la stratégie	10
II.4 Résultats de simulation	11
II.5 Interprétation des résultats	13
II.6 Commande par hystérésis en courant	13
II.6.1 Principe général de la stratégie	13
II.6.2. Algorithme de la stratégie de commande	14
III. Machine synchrone à aimants permanents	15
III.1. Introduction	15
III.2 Modélisation machine synchrone à aimants permanents	15
III.2.1 Mise en équations de la machine	15
III.2.2 Equations électriques	16
III.2.3 Equation mécanique	16
III.2.4 Modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents	17
III.2.5 Stratégie de commande	18
III.3. Mise en œuvre de la commande vectorielle	19
III.3.1 Boucle de régulation des courants	20
III.3.2 Régulation du courant i_d	20
III.3.3 Régulation du courant i_q	20
III.3.4 Boucle de régulation de la vitesse	21
III.4. Résultats de simulation	21
III.5. Interprétation des résultats	22
IV. Commande par mode de glissement	23
IV.1 Bases mathématiques de la commande à structure variable	23
IV.1.1 Commande équivalente	25
IV.1.2. Commande discontinue de base	26
IV.1.3. Oscillations de glissement et commande discontinue évoluée	27
IV.1.3.1. Commande avec seuil	27
IV.1.3.2. Commande adoucie	28
IV.1.3.3 Commande continue avec composante intégrale	28
IV.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en vue de sa commande par mode de glissement	29
IV.2.1 Application du mode de glissement à la machine synchrone à aimants permanents	29
IV.2.2 Régulation du courant i_d	30
IV.2.3 Régulation de vitesse	31
IV.2.4 Régulation du courant i_q	32
IV.3 Résultats de simulation	32
IV.4 Interprétation des résultats	34
Conclusion	34

CHAPITRE II. Présentation des différentes cascades en boucle ouverte

I.Introduction	35
II.Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	36
II.1 Modélisation du filtre intermédiaire	36
II.2 Résultats de simulation	36
II.3 Interprétation des résultats	38
III. Topologies utilisant un seul redresseur à MLI	39
III.1 Cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.	39
III.1.1 Modélisation du redresseur de courant à MLI à deux niveaux	39
III.1.2 Stratégie de contrôle du redresseur	40
III.1.3 Modélisation du filtre intermédiaire	41
III.1.4 Résultats de simulation	41
III.1.5 Interprétation des résultats	43
III.2 Cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.	44
III.2.1 Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux	45
III.2.2 Stratégie de contrôle du redresseur	45
III.2.3 Modélisation du filtre intermédiaire	45
III.2.4 Résultats de simulation	46
III.2.5 Interprétation des résultats	48
III.3 Cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.	49
III.3.1 Modélisation du filtre intermédiaire	50
III.3.2 Résultats de simulation	51
III.3.3 Interprétation des résultats	54
IV. Topologies utilisant deux redresseurs à MLI	
IV.1 Cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.	54
IV.1.1 Modélisation du filtre intermédiaire	55
IV.1.2 Résultats de simulation	56
IV.1.3 Interprétation des résultats	58
IV.2 Cascade deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.	59
IV.2.1 Modélisation du filtre intermédiaire	59
IV.2.2 Résultats de simulation	60
IV.2.3 Interprétation des résultats	62
V. Cascade quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents	63
V.1 Modélisation du filtre intermédiaire	64
V.2 Résultats de simulation	64
V.3 Interprétation des résultats	67
Conclusion	68

CHAPITRE III : Asservissement linéaire des cascades à cinq niveaux

I. Introduction.	69
------------------	----

II. Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI	70
II.1 Principe général	70
II.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis en courant	71
II.2.1 Résultats de simulations	72
II.2.2 Interprétation des résultats	74
II.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant	74
II.3.1 Régulation de la tension	74
II.3.2 Régulation du courant	74
II.3.3 Résultats de simulation	75
II.3.4 Interprétation des résultats	77
III. Asservissement du redresseur de courant à trois niveaux à MLI	78
III.1 Principe général	78
III.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à trois niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis en courant	79
III.2.1 Résultats de simulation	79
III.2.2 Interprétation des résultats	81
III.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à trois niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant	82
III.3.1 Résultats de simulation	83
III.3.2 Interprétation des résultats	85
IV. Asservissement du redresseur de courant à cinq niveaux à MLI	85
IV.1 Principe général	85
IV.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à cinq niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis en courant	86
IV.2.1 Résultats de simulation	86
IV.2.2 Interprétation des résultats	89
IV.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à cinq niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant	89
IV.3.1 Principe général	89
IV.3.3 Résultats de simulation	89
IV.3.4 Interprétation des résultats	92
IV.4 Cas de la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux	93
IV.4.1 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant	93
IV.4.1.1 Principe général	93
IV.4.1.2 Résultats de simulations	93
IV.4.1.3 Interprétation des résultats	95
IV.4.2 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant	96
IV.4.2.1 Résultats de simulation	96
IV.4.2.2 Interprétation des résultats	98
IV.5 Cas de la cascade utilisant deux redresseurs à trois niveaux	99
IV.5.1 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant	99
IV.5.1.1 Principe général	99
IV.5.1.2 Résultats de simulations	99
IV.5.1.3 Interprétation des résultats	102

IV.5.2 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant	103
IV.5.2.1 Principe général	103
IV.5.2.2 Résultats de simulations	103
IV.5.2.3 Interprétation des résultats	106
IV.6 Cas de la cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux	106
IV.6.1 Asservissement des quatre redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant	106
IV.6.1.1 Principe général	106
IV.6.1.2 Résultats de simulations	107
IV.6.1.3 Interprétation des résultats	109
IV.6.2 Asservissement des quatre redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant	109
IV.6.2.1 Principe général	110
IV.6.2.2 Résultats de simulations	110
IV.6.2.3 Interprétation des résultats	113
Conclusion	113

Chapitre 4 : Asservissement non linéaire des cascades

Partie 1 : Asservissement par mode de glissement

I. Introduction	114
II. Topologie utilisant un seul redresseur	115
II.1 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux	116
II.1.1 Boucle de contrôle de la tension	116
II.1.2 Boucle de contrôle des courants	117
II.1.3 Résultats de simulation	118
II.1.4 Interprétation des résultats	120
II.2 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux	120
II.2.1 Boucle de contrôle de la tension	121
II.2.2 Boucle de contrôle des courants	121
II.2.3 Résultats de simulation	122
II.2.4 Interprétation des résultats	124
II.3 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux	124
II.3.1 Boucle de contrôle de la tension	124
II.3.2 Boucle de contrôle des courants	125
II.3.3 Résultats de simulation	125
II.3.4 Interprétation des résultats	128
III. Topologie utilisant deux redresseurs de courant à MLI	129
III.1 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	129
III.1.1 Boucle de contrôle de la tension	129
III.1.2 Boucle de contrôle des courants	130
III.1.3 Résultats de simulation	130
III.1.4 Interprétation des résultats	132
III.2 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux	133
III.2.1 Boucle de contrôle de la tension	133
III.2.2 Boucle de contrôle des courants	134
III.2.3 Résultats de simulation	134
III.2.4 Interprétation des résultats	137
IV. Topologie utilisant quatre redresseurs de courant à MLI	138
IV.1 Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	138

IV.1.1 Boucle de contrôle de la tension	138
IV.1.2 Boucle de contrôle des courants	139
IV.1.3 Résultats de simulation	140
IV.1.4 Interprétation des résultats	143

Partie 2 : Réglage par la méthode de Lyapunov

IV.2.1 Introduction	144
IV.2.2. Rappels sur les fonctions de Lyapunov	144
IV.2.2.1 Quelques rappels	144
IV.2.2.2 Fonctions de Lyapunov, systèmes autonomes	144
IV.2.2.3 Stabilité locale et globale pour les systèmes autonomes	145
IV.2.2.4 Fonctions de Lyapunov, systèmes non-autonomes	146
IV.2.2.5 Stabilité des systèmes non-autonomes	146
IV.2.2.6 Utilisation du Lemme de Barbalat	147
IV.2.3 Topologie utilisant un seul redresseur	147
IV.2.3.1 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux	147
IV.2.3.1.a Synthèse des boucles de régulations	148
IV.2.3.1.b Résultats de simulation	150
IV.2.3.1.c Interprétation des résultats	152
IV.2.3.2 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux	152
IV.2.3.2.a Synthèse des boucles de régulations	152
IV.2.3.2.b Résultats de simulation	154
IV.2.3.2.c Interprétation des résultats	156
IV.2.3.3 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux	157
IV.2.3.3.a Synthèse des boucles de régulations	157
IV.2.3.3.b Résultats de simulation	159
IV.2.3.3.c Interprétation des résultats	161
IV.2.4. Topologie utilisant deux redresseurs de courant à MLI	162
IV.2.4.1 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	162
IV.2.4.1.a Boucle de synthèse des régulateurs	162
IV.2.4.1.b Résultats de simulation	163
IV.2.4.1.c Interprétation des résultats	165
IV.2.4.2 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux	166
IV.2.4.2.a Résultats de simulation	166
IV.2.4.2.b Interprétation des résultats	169
IV.2.5 Topologie utilisant quatre redresseurs de courant à MLI	169
IV.2.5.1 Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux	169
IV.2.5.1.a Résultats de simulation	169
IV.2.5.1.b Interprétation des résultats	172
IV.2.6 Conclusion	173

Chapitre 5 : Utilisation de ponts de Clamping

Introduction	174
--------------	-----

Partie 1 : Pont résistif	
I.1 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un redresseur à deux niveaux	174
I.1.1 Principe de commande des interrupteurs	174
I.1.2 Résultats de simulation	175
I.1.3 Interprétation des résultats	177
I.2 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un seul redresseur à trois niveaux	178
I.2.1 Principe de commande des interrupteurs	178
I.2.2 Résultats de simulation	178
I.2.3 Interprétation des résultats	181
I.3 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un redresseur à cinq niveaux	182
I.3.1 Principe de commande des interrupteurs	182
I.3.2 Résultats de simulation	183
I.3.3 Interprétation des résultats	185
I.4 Utilisation du pont résistif pour la cascade à deux redresseurs à deux niveaux	186
I.4.1 Principe de commande des interrupteurs	186
I.4.2 Résultats de simulation	186
I.4.3 Interprétation des résultats	188
I.5 Utilisation du pont résistif pour la cascade à deux redresseurs à trois niveaux	189
I.5.1 Principe de commande des interrupteurs	189
I.5.2 Résultats de simulation	190
I.5.3 Interprétation des résultats	193
Partie2 :Pont à inductances	
II.1 Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade à un redresseur à deux niveaux	193
II.1.1 Principe de commande des interrupteurs	194
II.1.2 Résultats de simulation	195
II.1.3 Interprétation des résultats	197
II.2 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à un seul redresseur à trois niveaux	197
II.2.1 Principe de commande des interrupteurs	197
II.2.2 Résultats de simulation	198
II.2.3 Interprétation des résultats	201
II.3 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à un seul redresseur à cinq niveaux	201
II.3.1 Principe de commande des interrupteurs	201
II.3.2 Résultats de simulation	202
II.3.3 Interprétation des résultats	205
II.4 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à deux redresseurs à deux niveaux	205
II.4.1 Principe de commande des interrupteurs	205
II.4.2 Résultats de simulation	206
II.4.3 Interprétation des résultats	208
II.5 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à deux redresseurs à trois niveaux	209
II.5.1 Principe de commande des interrupteurs	209
II.5.2 Résultats de simulation	210
II.5.3 Interprétation des résultats	213
Conclusion	214
CONCLUSION GENERALE	215
BIBLIOGRAPHIE	218

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Au cours de ces dernières années, un intérêt très particulier a été porté sur les systèmes d'électronique de puissance [Labr95.1][Labr95.2]. Une des principales raisons de cet intérêt est la prolifération des équipements électriques et électroniques tant dans les dispositifs industriels que domestiques, la seconde raison est la considérable amélioration des performances et de l'efficacité des systèmes. Cette demande croissante a favorisé le développement de nouveaux composants d'électronique de puissance mais aussi de nouveaux dispositifs tels que de nouvelles topologies de convertisseurs de puissance [Foch98].

L'électronique de puissance est basée sur l'usage de composants de type semi-conducteur. Ces composants sont des interrupteurs électroniques qui s'amorcent et se bloquent soit par une électrode de commande, soit spontanément en fonction des grandeurs électriques. Associés dans un convertisseur statique, ils permettent le contrôle du transfert de puissances pouvant dépasser le MW. Aujourd'hui, les performances atteintes sont telles qu'un semi-conducteur formé par quelques centimètres carrés de silicium peut conduire des courants de plusieurs centaines d'ampères et tenir des tensions dépassant le millier de volts. Malgré ces chiffres impressionnants [Bar96.2] [Gate97] [Foch98], seulement une infime partie de l'énergie contrôlée par le convertisseur suffit à détruire ce composant. Le fonctionnement viable d'un convertisseur passe donc par une adéquation absolue entre les contraintes électriques du circuit de puissance et les limites physiques du semi-conducteur de puissance dans ce même circuit, à l'échelle de la microseconde.

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

D'une part, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.

D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissance importants.

Enfin, parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

Quels enjeux ont pu motiver de tels progrès ? Probablement le besoin de maîtriser le transfert de niveaux de puissance électrique de plus en plus importants, pour des applications industrielles ou de traction ferroviaire.

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e), car « l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation » [SEG 96]. Pour réduire les effets

indésirables du découpage de la tension de sortie et tendre ainsi un peu plus vers le convertisseur idéal, il existe trois moyens d'action :

- On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension découpée, donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage.
- On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques de découpage, et à en faciliter le filtrage. Cela n'est possible que si les interrupteurs statiques ne commutent pas déjà à leur fréquence maximale admissible.
- Enfin, on peut chercher à optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques, et avec un nombre de niveaux donné.

Pour les applications de grande puissance, courants et tensions doivent être sans cesse améliorés. Par conséquent, les caractéristiques des composants de puissance deviennent un véritable handicap. La mise en parallèle de composants, sous-systèmes ou systèmes conduit à des niveaux de courants très élevés. D'un autre côté, la mise en série est une solution pour traiter de plus hautes tensions. Néanmoins, mettre une chaîne de composants en série devient un problème pour la répartition de la tension entre les différents composants mis en jeu. La meilleure méthode pour stabiliser les tensions appliquées sur les composants est de les fixer en utilisant des sources de tensions continues ou des capacités de grandes valeurs.

Les topologies multiniveaux sont basées sur ce principe et ainsi les tensions appliquées aux composants peuvent être limitées et contrôlées. L'avantage d'un convertisseur multiniveaux, en comparaison avec une topologie classique à deux niveaux est la qualité spectrale de la tension de sortie due à la disponibilité de plusieurs niveaux de tension. Par conséquent, les tensions de sortie peuvent être filtrées par des composants de plus petite valeur et les fréquences de filtrage plus faibles. Ces avantages ainsi que la possibilité d'utiliser plusieurs niveaux de tension confèrent aux convertisseurs multiniveaux un rôle important dans les applications de grande puissance.

Le convertisseur clampé au neutre (NPC : Neutral Point Clamped) est sans doute l'une des plus anciennes topologies multiniveaux. Chaque bras du convertisseur à trois niveaux peut donc fournir un niveau de plus en sortie que le convertisseur classique à deux niveaux [Berk95] [Cela99] [Cho91] [Cho96] [Fuku95] [Fuku96] [Ishi00] [Lee98]. Le point milieu (NP : Neutral Point) peut ainsi limiter à la moitié de la tension d'entrée, la tension disponible. Cette connexion est réalisée à l'aide de diodes appelées diodes de clamping.

Il existe aujourd'hui d'autres topologies multiniveaux tel que le convertisseur à capacité flottante aussi appelé convertisseur multicellulaire [Carr96] [Delm03] [Fate96] [Foch98] [Gate97], basée sur la mise en série de composants en utilisant des capacités entre les différents nœuds. Une autre topologie consiste dans la mise en série de plusieurs convertisseurs classiques à deux niveaux [Lin99] [Peng96].

En 1980, le premier intérêt pour les convertisseurs de puissance multiniveaux a été déclenché par NABAE & Al [Naba81] qui a introduit la topologie NPC. Immédiatement, on a réalisé les divers avantages de ce convertisseur par rapport au convertisseur à deux niveaux. Ainsi, dans les années 90, le concept du convertisseur à trois niveaux a été largement répandu et d'autres nouvelles topologies ont été proposées.

Le convertisseur à capacités flottantes est une topologie alternative (de rechange) plus récente qui utilise des capacités et non plus des diodes pour "clamber" les tensions. Le présent intérêt pour

ce circuit provient du travail entrepris par Meynard et Foch [Meyn92.1], [Meyn92.2] [Meyn95.3] au début des années 90.

La configuration basée sur la mise en cascade d'onduleurs (pont en H) est une autre alternative dans la conception des convertisseurs multiniveaux. Une des premières applications de cette structure a été la stabilisation du plasma [March91] qui a ensuite été étendu pour des applications triphasées [Peng96]. La modularité de cette configuration est son principal avantage. Cependant, la nécessité d'utiliser des tensions continues isolées en une solution onéreuse.

De nos jours, la majorité des applications de grande puissance utilisant des convertisseurs multiniveaux sont basées sur la structure NPC.

Un exemple d'utilisation est celui d'une cascade de convertisseurs NPC à base d'IGCT, utilisé dans la conduite d'un moteur dans un laminoir et travaillant à 10 MVA [Lyon99]. Le facteur de puissance proche de l'unité et le faible taux d'harmonique présente de meilleurs avantages qu'un cycloconvertisseur.

Un second exemple est celui du transport de minerai de la mine vers le concentrateur dans une mine de cuivre à Pelambres au Chili [Rodr01]. La mine est située à 1700 mètres et grâce à une courroie, le minerai est sorti à l'extérieur. Huit moteurs de 2.5 MVA sont commandés par des convertisseurs NPC à GTO. L'utilisation de convertisseurs à trois niveaux permet de restituer de l'énergie au réseau avec un facteur de puissance proche de l'unité. Ce système de transport permet de convoier 5800 tonnes par heure et de générer une puissance totale de 15MW.

Un projet remarquable d'avenir est le SWISSMETRO [Rose98] [Rose00] dans lequel, plusieurs cascades de convertisseurs à structure NPC permettent l'alimentation de moteurs linéaires pour la propulsion pour une puissance de 8 MVA. Ce métro utilisé pour le transport public permettra de relier plusieurs villes de Suisse et pourra atteindre des vitesses de 500 km/h.

Les évolutions technologiques ont permis aux machines à courant alternatif, en particulier synchrone, de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu, sans les inconvénients liés à la présence des balais collecteurs. De plus, la machine synchrone autopilotée permet de contrôler directement le couple moteur.

Le principal inconvénient associé aux onduleurs multiniveaux à structure NPC est la fluctuation du point milieu [Nab81]. Le potentiel du point milieu peut dériver considérablement vers des niveaux inacceptables en raison de la non uniformité des interrupteurs utilisés ou encore des chargements-déchargements irréguliers et imprévisibles des condensateurs [Nab81] [Chib05]. Des solutions ont été proposées afin d'y remédier tel que l'exploitation des états redondants des interrupteurs [Newt98.1][Newt98.2]. Cette solution, certes très efficace dans le cas d'un onduleur à trois niveaux, devient très vite de plus en plus complexe lorsque le nombre de niveaux augmente. Le problème de déséquilibre des sources de tension peut aussi être résolu en employant des sources continues séparées [3] [16] mais cette solution reste lourde et onéreuse, ou par l'ajout de circuits électroniques auxiliaires (pont de clamping). Dans [Chib05] et [Chib07], les auteurs proposent des ponts de clamping résistifs à base de transistors et de résistances comme solution à ce problème.

L'objectif de ce travail concerne la stabilisation des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Si pour l'onduleur de tension à trois niveaux, diverses méthodes modifiant la stratégie MLI [Alep99] ont été mise au point afin de stabiliser ces deux tensions continues d'entrées cela s'avère beaucoup plus difficile dans la cas de l'onduleur à cinq niveaux.

L'étude, dans notre cas, sera axé sur la génération de ces quatre tensions d'entrée par un ou plusieurs redresseurs à MLI à deux, trois ou cinq niveaux commandés de différentes manières.

Nous avons organisé cette thèse en cinq chapitres.

Le premier chapitre composé essentiellement de rappels est divisé en trois parties :

- La première partie rappelle brièvement la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux en présentant sa structure, son modèle de commande et son modèle de connaissance. Deux stratégies à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) y sont aussi présentées.
- La seconde partie détaille la commande par flux orienté de la machine synchrone à aimants permanents en vue de sa commande en vitesse en utilisant des régulateurs linéaires (Proportionnel Intégral).
- La troisième partie est consacrée à la commande à structure variable (mode de glissement) de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans tout le chapitre, les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées idéales, stables et constantes.

Dans le second chapitre, les tensions continues d'entrée sont délivrées par des redresseurs à MLI en boucle ouverte. Nous présentons plusieurs structures utilisant un, deux ou quatre redresseurs à deux, trois ou cinq niveaux. Le but de ce chapitre est de mettre en évidence la dérive des tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux et ses conséquences sur les performances de la machine synchrone à aimants permanents.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation de stratégies de commande en boucle fermée des redresseurs utilisés dans les cascades vues aux chapitres précédents, basés sur le contrôle de la tension de sortie et sur celui des courants de réseau. Pour cela, on utilisera des régulateurs linéaires classiques (PI, IP).

Le quatrième chapitre traite la commande des redresseurs par des régulateurs non linéaires. Dans la première partie, la commande à structure variable par mode de glissement sera utilisée pour la synthèse des régulateurs tandis que dans la seconde partie, la régulation des convertisseurs AC-DC sera réalisée par la méthode de Lyapunov.

Les régulations linéaires et non linéaires du ou des redresseurs employés ne donnant pas entière satisfaction dans certains cas, nous proposons dans le cinquième chapitre deux solutions électroniques afin de stabiliser les tensions continues d'entrée de l'onduleur NPC à cinq niveaux. Pour cela, nous utilisons des ponts auxiliaires ou pont de Clamping insérés entre le ou les redresseurs et l'onduleur.

Une conclusion générale clôture ce mémoire en faisant un bilan des commandes proposées.

CHAPITRE 1

PRESENTATION DE LA COMMANDE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

I. Introduction aux convertisseurs multiniveaux

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

- 1- Les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.
- 2- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées. D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissance importants.
- 3- Parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

Le besoin de maîtriser le transfert de niveaux de puissance électrique de plus en plus importants, pour des applications industrielles ou en traction ferroviaire a motivé de tels progrès.

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples le filtrage actif, l'utilisation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé.

Pour réduire les effets indésirables du découpage de la tension de sortie et tendre un peu plus vers le convertisseur idéal, il existe trois moyens d'action :

- 1- On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension découpée donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage
- 2- On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques de découpage et à en faciliter le filtrage.
- 3- On peut chercher à optimiser la stratégie de commande de manière à assurer une poursuite du signal de référence, la meilleure possible et avec un nombre de niveaux donné.

I.1 Définition des convertisseurs statiques multiniveaux

Un convertisseur statique est dit « multiniveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseurs présente essentiellement deux avantages. D'une part, les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension du bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsions, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [Bart96.1][Fuku97].

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont été mises en œuvre.

- La plus simple d'entre elles est certainement l'onduleur en pont complet. Il possède deux cellules de commutation qui peuvent fonctionner de manière totalement indépendante l'une de l'autre. Un décalage temporel des ordres de commande de ces deux cellules permet de générer les trois niveaux de tension. [Osma99]
- La deuxième structure largement utilisée pour générer une tension multiniveaux est le convertisseur clampé par le neutre (NPC : Neutral Point Clamped). Cette structure permet elle aussi de générer une tension de sortie sur plusieurs niveaux. Là aussi, la structure possède plusieurs cellules de commutation. [Berk95] [Cela98] [Chib99] [Lai96] [Naba81] [Newt97] [Ogas93] [Pou02]
- Un autre moyen permettant d'obtenir une tension multiniveaux consiste à mettre en série des convertisseurs élémentaires. De nombreuses variantes de structures existent : mise en série de bras d'onduleurs, ou de hacheurs ou d'onduleurs en pont complet. [Lin99][Peng96]
- La structure multicellulaire qui peut être adaptée à toutes les configurations, montage en hacheur ou en onduleur, en demi pont ou en pont complet permet, elle aussi, de recueillir une tension multiniveaux. [Carr92] [Carr96] [Delm03] [Dijk98] [Fade96] [Foch98] [Gate97] [Lemo98] [Lian99] [Meyn92.1] [Meyn92.2] [Meyn92.3] [Pino00] [Pris95]

II. Structure de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC

Un onduleur de tension multiniveaux est une structure capable de générer une tension de ligne d'au moins trois niveaux par bras. Le nombre de niveaux N correspond au nombre de niveaux de tension que chaque bras est capable de générer en sortie.

Comme le courant dans la charge est de signe alternatif, les semi-conducteurs requis sont composés d'un transistor (IGBT, GTO, IGCT) et d'une diode en anti-parallèle. Des diodes additionnelles (diodes de clamping) sont utilisées pour connecter le potentiel de chaque interrupteur au point milieu.

Dans cette structure, $N-1$ capacités sont utilisées pour créer $N-2$ points de différents potentiels. Considérons dans un premier temps que les capacités utilisées constituent un diviseur de tension idéal. Chaque point constitue un niveau de tension continue et doit être connecté à la sortie par commutation des interrupteurs appropriés.

Une structure NPC à N niveaux présente les caractéristiques suivantes :

- Chaque niveau de la tension de sortie est généré par une combinaison unique des états des interrupteurs.
- La tension supportée par les interrupteurs bloqués est intrinsèquement limitée à $U_c/(N-1)$.
- Le nombre de capacités utilisées pour le bus continu est $N-1$.

La structure générale de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC est représentée à la figure I.1. Elle est, ainsi, composée de 24 paires transistors-diodes. Chaque bras de l'onduleur comprend huit paires, quatre sur le demi-bras supérieur et quatre sur le demi-bras inférieur, quatre capacités formant la source de tension continue et six diodes de clamping.

Dans ce mode de fonctionnement, chaque IGBT voit à l'état ouvert le quart de la tension aux bornes du diviseur, ce qui rend cet onduleur intéressants pour les applications ou des alimentations en haute tension (traction, réseau électrique.....). Comme les interrupteurs ainsi synthétisés sont commandables à l'ouverture et à la fermeture, leur état dépend uniquement de l'ordre de commande appliqué sur la grille des IGBT.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($+2.U_c$, $+U_c$, 0 , $-U_c$, $-2.U_c$).

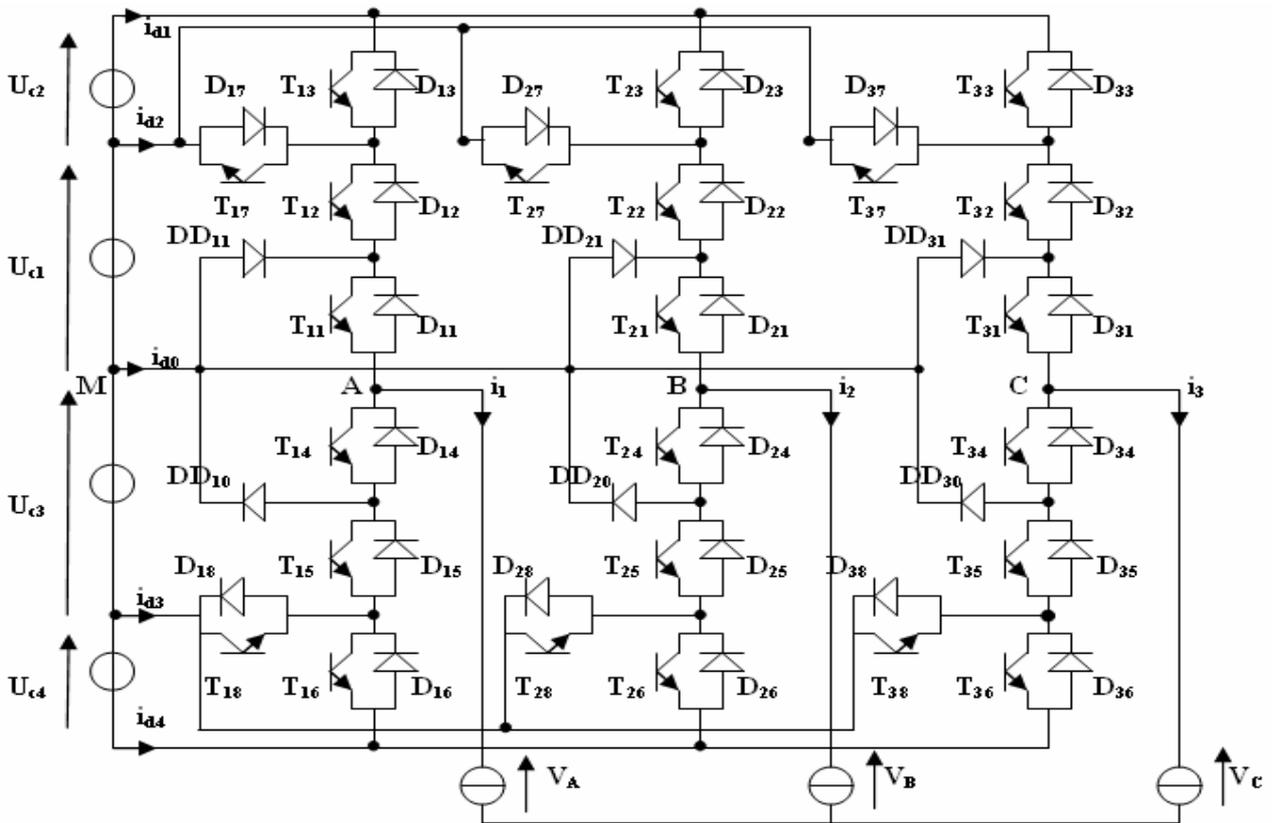


Figure I.1. Structure de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC

II.1 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux [Chib99]

Vue la complexité de sa structure par la présence d'un nombre important d'interrupteurs, la modélisation du système global serait trop complexe. Pour cela, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé et on en déduira le modèle de la structure globale

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur, on représente chaque paire transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel (figure I.2).

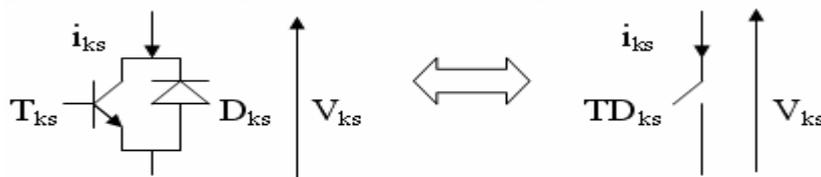


Figure I.2. Equivalence interrupteur bidirectionnel – paire transistor – diode.

L'état du convertisseur est déterminé par des ordres de commande des interrupteurs notés $B_{k1} \dots B_{k8}$. Plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour l'onduleur à cinq niveaux. On adopte :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k5}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k6}} \\ B_{k7} = B_{k1} \cdot B_{k2} \cdot \overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = B_{k4} \cdot B_{k5} \cdot \overline{B_{k6}} \end{array} \right. \quad (I.1)$$

B_{ks} étant la commande de base du transistor T_{ks} du bras k avec $k=1, 2, 3$.

Les connexions établies par les interrupteurs supposés idéaux sont décrites par une fonction dite de connexion et notée F_{ks} affectant respectivement aux états ouvert et fermé les valeurs numériques 1 et 0.

Avec la commande complémentaire (I.1), les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées entre elles par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = 1 - F_{K5} \\ F_{K2} = 1 - F_{K4} \\ F_{K3} = 1 - F_{K6} \\ F_{K7} = F_{K1} \cdot F_{K2} \cdot (1 - F_{K3}) = F_{K1} \cdot F_{K2} \cdot \overline{F_{K3}} \\ F_{K8} = F_{K4} \cdot F_{K5} \cdot (1 - F_{K6}) = F_{K4} \cdot F_{K5} \cdot \overline{F_{K6}} \end{array} \right. \quad (I.2)$$

Les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée et utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= \{F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{11} \cdot F_{12} \cdot \overline{F_{13}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{BM} &= \{F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{CM} &= \{F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}} \cdot (U_{c3})\} \end{aligned} \quad (I.3)$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux et dans le but de simplifier les équations, on définit les fonctions de connexion des demi-bras qui est fonction des fonctions de connexion des interrupteurs. Elle est notée F_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le demi bras (m=1 pour le demi bras du haut et m=0 pour le demi bras du bas).

Pour le bras k, les fonctions de connexion des demi bras s'expriment à l'aide des fonctions des interrupteurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \\ F_{k7}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot \overline{F_{k3}} \\ F_{k8}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot \overline{F_{k6}} \end{array} \right. \quad (I.4)$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi bras dans le système (I.3), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = \{F_{11}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{17} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{10}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{18} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{BM} = \{F_{21}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{27} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{20}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{28} \cdot (U_{c3})\} \\ V_{CM} = \{F_{31}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{37} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{30}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{38} \cdot (U_{c3})\} \end{array} \right. \quad (I.5)$$

On exprime les différentes tensions composées de l'onduleur à cinq niveaux à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = \{(F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13}) - (F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23})\} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{11} \cdot F_{12} \cdot \overline{F_{13}}) + (F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}})\} \cdot (U_{c1}) - \\
&\{(F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16}) + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26})\} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}}) + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}})\} \cdot (U_{c3}) \\
U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = \{(F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23}) - (F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33})\} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}}) + (F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}})\} \cdot (U_{c1}) - \\
&\{(F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26}) + (F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36})\} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}}) + (F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}})\} \cdot (U_{c3}) \\
U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = \{(F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33}) - (F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23})\} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + \{(F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}}) + (F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}})\} \cdot (U_{c1}) - \\
&\{(F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36}) + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26})\} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) - \{(F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}}) + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}})\} \cdot (U_{c3})
\end{aligned} \tag{I.6}$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras dans les relations (I.6), on obtient :

$$\begin{aligned}
U_{AB} &= [(F_{11}^b - F_{21}^b) \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + (F_{17} - F_{27}) \cdot U_{c1}] - [(F_{10}^b - F_{20}^b) \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + (F_{18} - F_{28}) \cdot U_{c3}] \\
U_{BC} &= [(F_{21}^b - F_{31}^b) \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + (F_{27} - F_{37}) \cdot U_{c1}] - [(F_{20}^b - F_{30}^b) \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + (F_{28} - F_{38}) \cdot U_{c3}] \\
U_{CA} &= [(F_{31}^b - F_{11}^b) \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + (F_{37} - F_{17}) \cdot U_{c1}] - [(F_{30}^b - F_{10}^b) \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + (F_{38} - F_{18}) \cdot U_{c3}]
\end{aligned} \tag{I.7}$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par la relation suivante :

$$\begin{cases}
V_{AN} = V_A = \frac{(U_{AB} - U_{CA})}{3} \\
V_{BN} = V_B = \frac{(U_{BC} - U_{AB})}{3} \\
V_{CN} = V_c = \frac{(U_{CA} - U_{BC})}{3}
\end{cases} \tag{I.8}$$

En ce qui concerne les courants, on écrit la relation donnant les courants d'entrée i_{d1} , i_{d2} , i_{d3} , i_{d4} et i_{d0} de l'onduleur en fonction des courants i_1 , i_2 et i_3 de sa charge et cela en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases}
i_{d1} = (F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13}) \cdot i_1 + (F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23}) \cdot i_2 + (F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33}) \cdot i_3 \\
i_{d2} = (F_{11} \cdot F_{12} \cdot \overline{F_{13}}) \cdot i_1 + (F_{21} \cdot F_{22} \cdot \overline{F_{23}}) \cdot i_2 + (F_{31} \cdot F_{32} \cdot \overline{F_{33}}) \cdot i_3 \\
i_{d3} = (F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16}) \cdot i_1 + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26}) \cdot i_2 + (F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36}) \cdot i_3 \\
i_{d4} = (F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}}) \cdot i_1 + (F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}}) \cdot i_2 + (F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}}) \cdot i_3 \\
i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d4}
\end{cases} \tag{I.9}$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras, on aboutit à :

$$\begin{cases}
i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\
i_{d2} = F_{17} \cdot i_1 + F_{27} \cdot i_2 + F_{37} \cdot i_3 \\
i_{d3} = F_{18} \cdot i_1 + F_{28} \cdot i_2 + F_{38} \cdot i_3 \\
i_{d4} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \\
i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{17} - F_{10}^b - F_{18}) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{27} - F_{20}^b - F_{28}) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{37} - F_{30}^b - F_{38}) \cdot i_3
\end{cases} \tag{I.10}$$

II.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion [Berk95][Chib99] [Manj96]

La commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande sont générés par l'intersection entre une ou plusieurs porteuses triangulaires et le signal modulant.

La commande par MLI utilisant des porteuses bipolaires nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. Ainsi pour un onduleur à N niveaux, N-1 porteuses de même fréquence sont nécessaires. De plus, les porteuses sont régulièrement déphasées entre elles. Ce déphasage régulier des porteuses, les unes par rapport aux autres, est utile pour deux raisons. D'une part, il permet à la tension multinationaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie n'atteindrait alors que ses valeurs limites.

D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie. [Roja95.2] [Tolb99] [Vala88] [Wang00]

Dans le cas d'un onduleur à p porteuses, la porteuse n°2 aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse n°1, la porteuse n°3 un déphasage de $4\pi/p$ jusqu'à la porteuse p qui aura un déphasage de $(p-1).2\pi/p$ par rapport à la première porteuse.

La fréquence de la porteuse est toujours beaucoup plus élevée que celle de la modulante. Le rapport entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des grandeurs alternatives. Ce rapport est appelé **indice de modulation**. C'est le rapport de la fréquence de la

porteuse (f_p) et la fréquence (f) de la modulante ($m = \frac{f_p}{f}$).

Outre l'indice de modulation, il existe un autre paramètre qui caractérise ce type de commande. Le **taux de modulation r** est le rapport de l'amplitude V_m de la modulante et de l'amplitude U_{pm} de la

porteuse ($r = \frac{V_m}{U_{pm}}$).

Les tensions de référence (modulantes) de l'onduleur triphasé, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont données par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.11)$$

II.3 Principe de la stratégie

Les tensions de référence utilisées dans ce cas et permettant de générer un système de tension triphasé équilibré est celui défini par le système I.11.

La figure I.3 montre l'allure du système de tensions de référence triphasées et des quatre porteuses bipolaires pour m=2 et r=0.8.

II.3.1 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC est constitué de deux étapes :

1- Détermination des tensions intermédiaires

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{km1} = U_c \\ V_{refk} > U_{p1} \Rightarrow V_{km1} = 2U_c \\ V_{refk} > U_{p3} \Rightarrow V_{km3} = 0 \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{km3} = -U_c \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{km2} = 0 \\ V_{refk} > U_{p2} \Rightarrow V_{km2} = U_c \\ V_{refk} > U_{p4} \Rightarrow V_{km4} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{km4} = -2U_c \end{array} \right. \quad (I.12)$$

2- Détermination de la tension V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

$$V_{kM} = V_{km1} + V_{km2} + V_{km3} + V_{km4} \quad (I.13)$$

Si $V_{kM} = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1$

Si $V_{kM} = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0$

Si $V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0$

Si $V_{kM} = -U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 0$

Si $V_{kM} = -2U_c \Rightarrow B_{k4} = 1, B_{k5} = 1, B_{k6} = 1$

II.4 Résultats de simulation

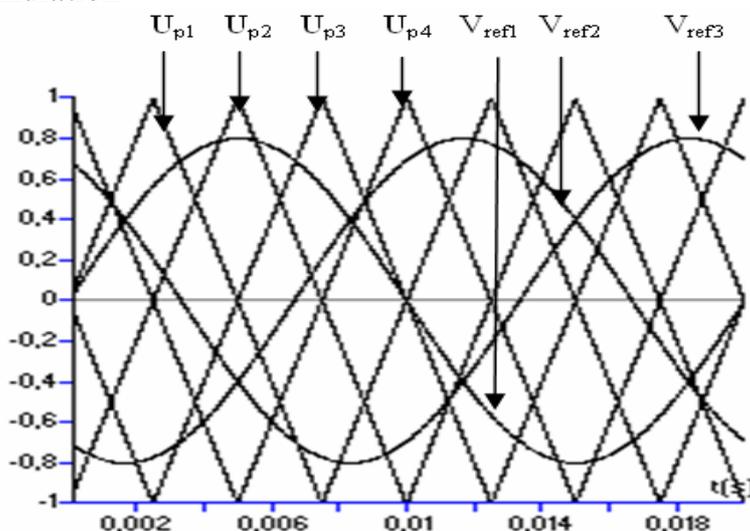


Figure I.3: Quatre porteuses bipolaires et les trois tensions de référence pour $m=2$ et $r=0.8$

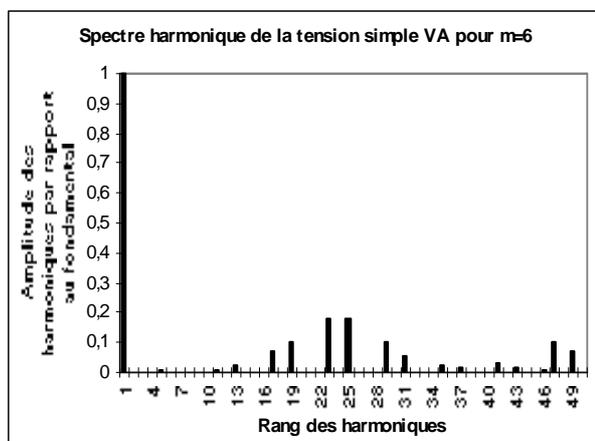
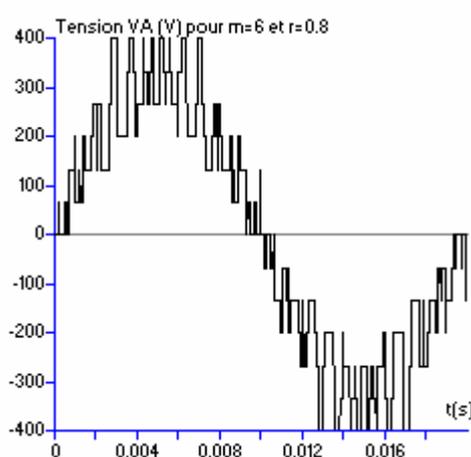


Figure I.4 : Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=6$ et $r=0.8$

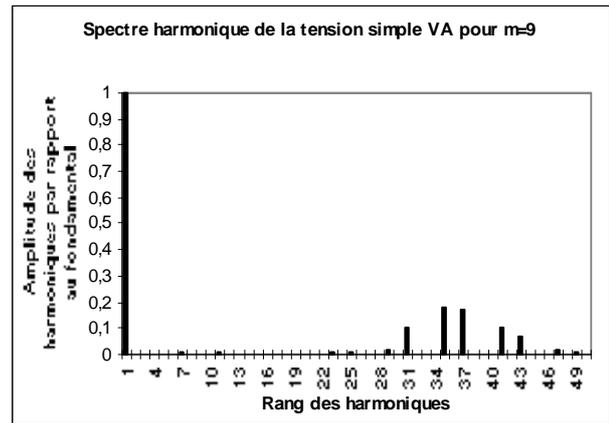
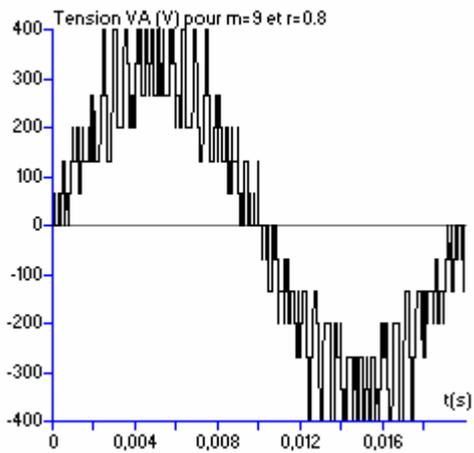


Figure I.5 : Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=9$ et $r=0.8$

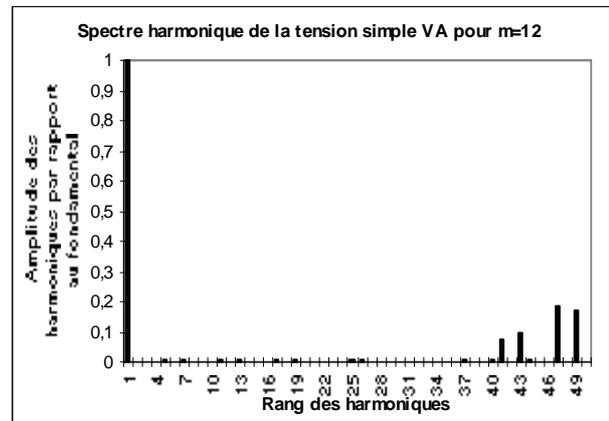
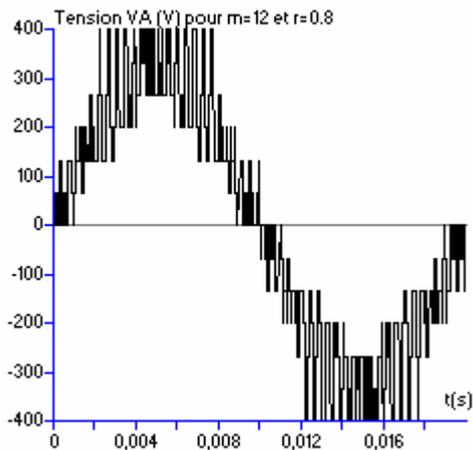


Figure I.6 : Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=12$ et $r=0.8$

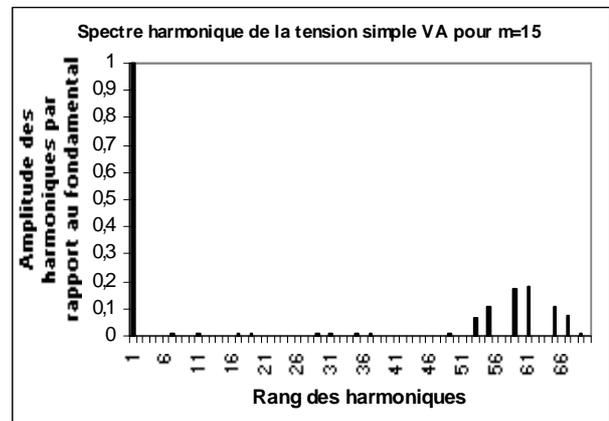
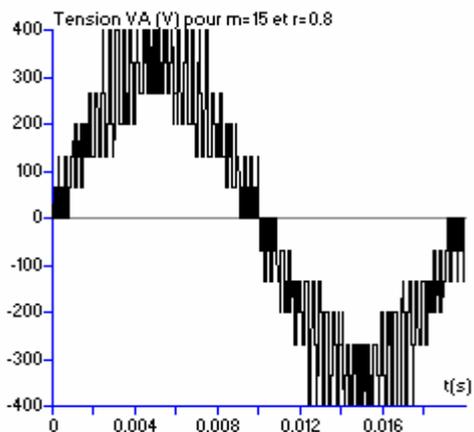


Figure I.7 : Tension simple V_A et son spectre harmonique pour $m=15$ et $r=0.8$

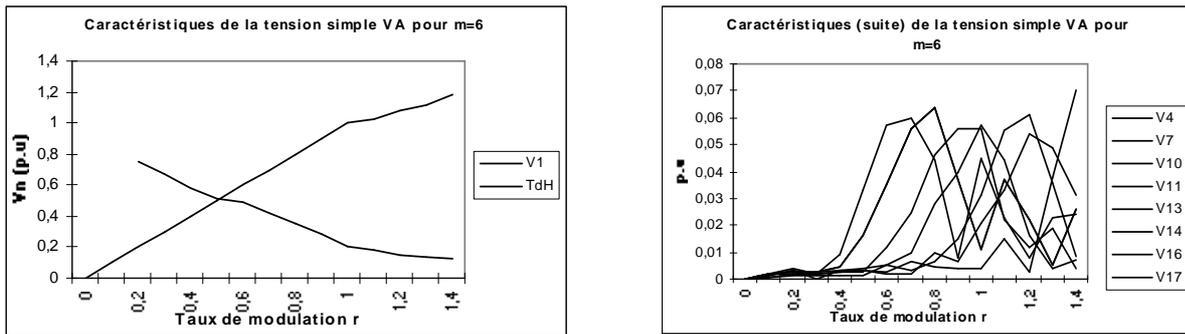


Figure I.8 : Caractéristiques de la tension simple V_A , en fonction du taux de modulation r , de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires pour $m=6$.

II.5 Interprétation des résultats

Les figures I.4 à I.7 donnent l'allure des tensions simples V_A et leurs spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m (6, 9, 12 et 15).

- On remarque sur les caractéristiques donnant les tensions simples qu'elles sont symétriques par rapport au quart et à la demi période dans tous les cas. Les tensions présentent donc uniquement des harmoniques impairs.

- Les harmoniques sont rangés en familles centrées autour des fréquences multiples de $4.m.f$. La première famille centrée autour de la fréquence $4.m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude.

- Les harmoniques les plus importants du point de vue amplitude sont ceux de rang 23 et 25 pour $m=6$, ceux de rang 35 et 37 pour $m=9$, ceux de rang 47 et 49 pour $m=12$ et ceux de rang 59 et 61 pour $m=15$. Donc d'une manière générale les harmoniques les plus importants dans le cas de la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires sont ceux de rang $(4.m-1)$ et $(4.m+1)$.

La figure I.8 donnent les caractéristiques de réglage de la tension simple en fonction du taux de modulation r pour $m=12$.

- Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation r augmente.
- La zone linéaire de réglage du fondamental de la tension simple se sature aux environs de 1.

II.6 Commande par hystérésis en courant

Si on préfère une commande en courant de la machine, on peut réaliser une commande par hystérésis en courant. Plusieurs études ont déjà été réalisées pour les onduleurs à deux niveaux [Labr95.2] et pour les onduleurs à trois niveaux [Berkouk 95]. Pour la réalisation de cette commande pour un onduleur à cinq niveaux, on utilise un régulateur à hystérésis à cinq positions [Buhler 87] [Bode01.2] [Chib99] [Laf00] [March92].

II.6.1 Principe général de la stratégie

Le principe général de la stratégie par hystérésis en courant utilise l'erreur existante entre le courant de référence (I_{ref}) avec le courant réel (i_k). L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis Δi . Le régulateur à hystérésis élabore directement la commande des composants à partir des écarts entre ces courants (figure I.9).

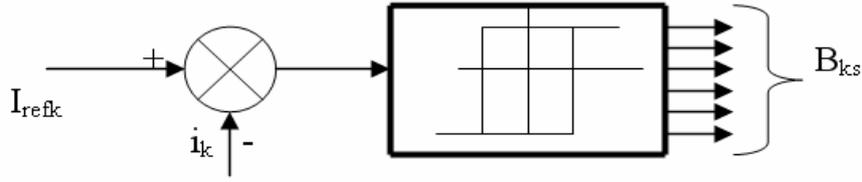


Figure I.9: Schéma synoptique de la stratégie de commande par hystérésis en courant.

Les courants de référence pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t - \varphi) \\ I_{ref2}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref3}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

II.6.2. Algorithme de la stratégie de commande

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant pour un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC se résume pour une phase k par le système (I.15).

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence et le courant réel défini par $\varepsilon_k = i_k - I_{refk}$

Les ordres de commande B_{ks} des interrupteurs sont déterminés de la manière suivante :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq 2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=0 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=0 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=1 \\ \text{Si } -\Delta i \leq \varepsilon_k \leq \Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=0 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=1 \ \& \ B_{k3}=0 \\ \text{Si } \varepsilon_k < -2\Delta i \text{ alors } B_{k1}=1 \ \& \ B_{k2}=1 \ \& \ B_{k3}=1 \\ \text{Sinon la commande des semi-conducteurs reste inchangée.} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

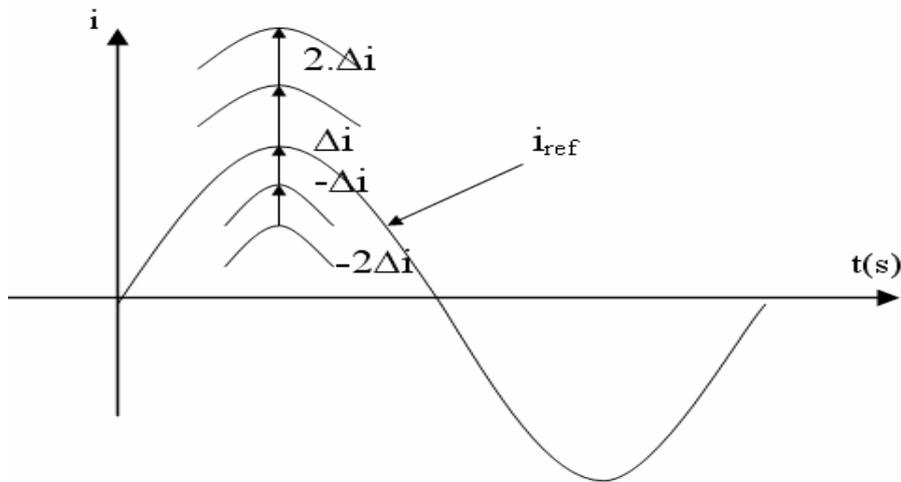


Figure I.10 Schéma des différentes bandes d'hystérésis pour la stratégie d'hystérésis en courant de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

III. Machine synchrone à aimants permanents

III.1. Introduction

L'obtention avec des machines à courant alternatif de performances statiques et dynamiques comparables à celles des moteurs à courant continu conduit à leur remplacement de plus en plus fréquent par des actionneurs à courant alternatif sans collecteur qui s'imposent par leur robustesse. Les machines synchrones et asynchrones représentent une grande partie de ces machines.

La machine synchrone n'a été envisagée pour la variation de vitesse qu'assez récemment, en raison des progrès technologiques effectués en électronique de puissance permettant une commutation électronique dans des conditions de plus en plus satisfaisantes. Le remplacement du collecteur mécanique par un commutateur électronique permet d'obtenir un variateur qui a presque tous les avantages de la machine à courant continu sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique qui en limite les applications en vitesse, en puissance et en proscrit l'utilisation dans certaines atmosphères.

Le développement des aimants permanents est un facteur très important dans l'accroissement de l'utilisation de la machine synchrone comme variateur.

III.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

La modélisation de Park est construite à partir des équations de la machine [Bouh98] [Chib99] [Gay96] [Lepi90]. Ce modèle a recours à un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale. La saturation du circuit magnétique, l'effet d'hystérésis, les pertes fer, les harmoniques ne sont pas pris en compte dans la modélisation. Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor. Enfin, l'effet de peau et celui de la température sur les résistances sont négligés.

III.2.1 Mise en équations de la machine

La machine utilisée est une machine synchrone à aimants permanents sans enroulements amortisseurs. La figure I.11 présente schématiquement la machine considérée.

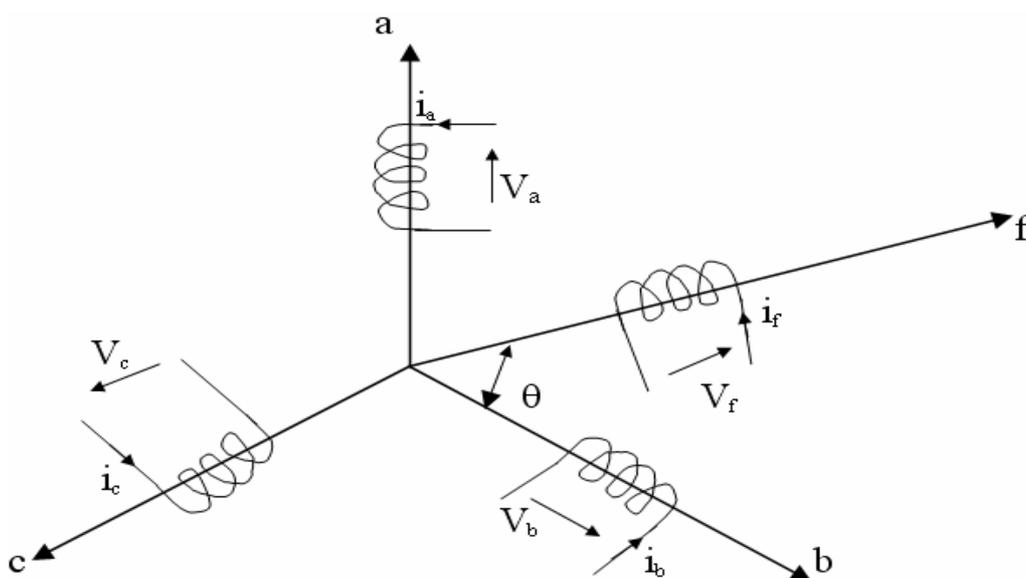


Figure I.11 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

III.2.2 Equations électriques

Les équations électriques d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée et sans enroulements amortisseurs sont les suivantes :

$$[V] = [R].[I] + \frac{d([L].[I])}{dt} \quad (\text{I.16})$$

Avec : $V = [V_a, V_b, V_c, V_f]^t$

$I = [i_a, i_b, i_c, i_f]^t$

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_s + L_s' \cos 2\theta & M_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos \theta \\ M_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L_s' \cos 2\theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L_s' \cos 2\theta & L_s + L_s' \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos \theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_f \end{bmatrix}$$

III.2.3 Equation mécanique

Le couple électromagnétique s'exprime de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\partial L}{\partial \theta} [i]$$

III.2.4 Modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents

En écrivant les équations de tensions en grandeurs de phase de la machine synchrone, on peut constater que le système d'équations n'est pas linéaire car certaines matrices d'inductances dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Concordia est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statoriques sont transformés en enroulements orthogonaux. Le repère de Park ainsi construit est un repère lié au rotor. Pour cela, on effectue un changement de variables qui consiste à transformer les trois enroulements de phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator.

La matrice de Park est définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

L'angle θ est défini de la manière suivante :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (\text{I.18})$$

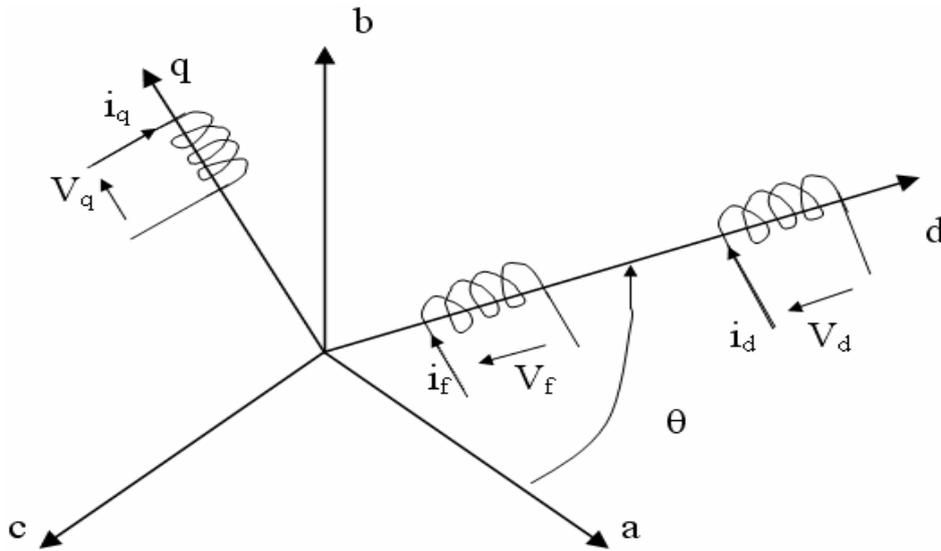


Figure I.12. Représentation de la machine équivalente dans le référentiel de Park.

Dans un référentiel lié au rotor et en posant i_f constant, on obtient le modèle de la machine suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot \frac{d}{dt} & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_T \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$C_{em} = K_T \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (\text{I.20})$$

K_T est le coefficient de force contre-électromotrice

L'équation donnant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse ω est la suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - K \cdot \omega \quad (\text{I.21})$$

Avec :

J représente le moment d'inertie.

K représente le coefficient de frottement dynamique.

C_r représente le couple résistant.

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents (figure I.13) est obtenu en combinant les équations (I.19), (I.20) et (I.21). S représente l'opérateur de Laplace.

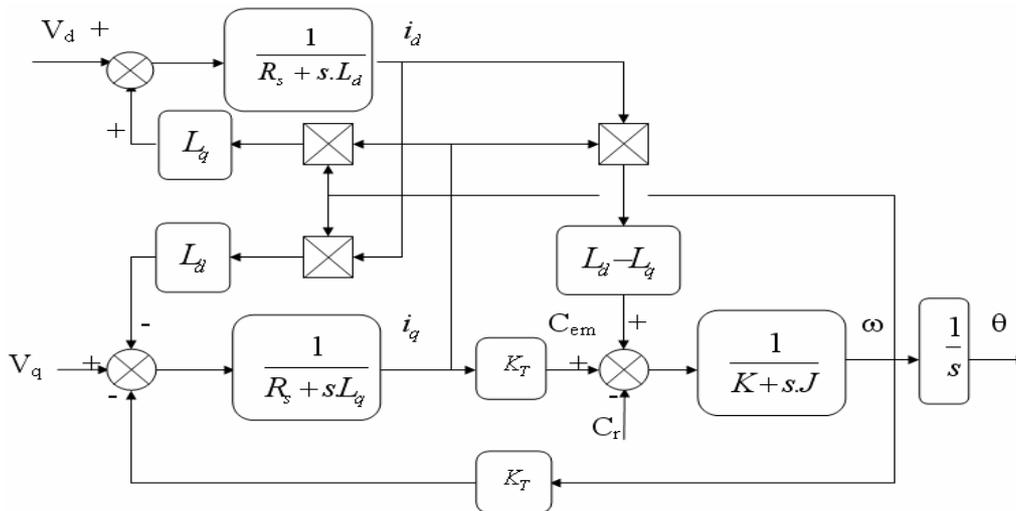


Figure I.13. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents

La similitude avec la machine à courant continu peut être réalisée par l'emploi de la stratégie de commande appelée commande vectorielle ou par orientation du flux.

D'une manière générale, dans les machines synchrones à aimants permanents, le couple électromagnétique dépend des courants du flux et du couple. La stratégie de commande consiste donc à maintenir le flux ou le courant de flux constant. Dans notre cas, pour une machine à pôles lisses, on peut imposer un courant de flux nul et obtenir une structure de commande simplifiée.

III.2.5 Stratégie de commande

Le but de ce type de commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continu. Cette stratégie consiste donc à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine à courant continu.

Si on décompose le courant statorique de la machine synchrone sur les deux axes d et q , on le dissocie en deux composantes i_d et i_q en quadrature (Figure I.12) où i_d désigne le courant du flux et i_q le courant du couple. Puisque le principal flux de la machine synchrone à aimants permanents est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine à pôles lisses est de maintenir le courant i_d égal à zéro et à réguler la vitesse ou la position par le courant d'axe q (i_q) via la tension U_q . [Lajo91] [Pill98]

La commande maintenant le courant i_d nul est la plus utilisée. Elle permet de générer un couple maximal pour un courant statorique donné tout en minimisant les pertes joules.

Si la condition $i_d=0$ est toujours vérifiée (cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses) le modèle du système formé des équations (I.19) (I.20) se réduit à la composante V_q (I.22) et la relation couple-courant devient linéaire et se réduit à l'équation (I.23). Le choix d'un référentiel lié au rotor est particulièrement avantageux car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré.

Pour $i_d=0$, les équations (I.19) et (I.20) se réduisent aux équations suivantes :

$$V_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + K_T \cdot \omega \quad (\text{I.22})$$

$$C_{em} = K_T \cdot i_q \quad (\text{I.23})$$

Pour maintenir le courant i_d nul, on découple le système en annulant l'effet de l'axe d sur l'axe q à partir de l'action calculée à partir des variables du système. Cette action est représentée à la figure I.14 en traits discontinus.

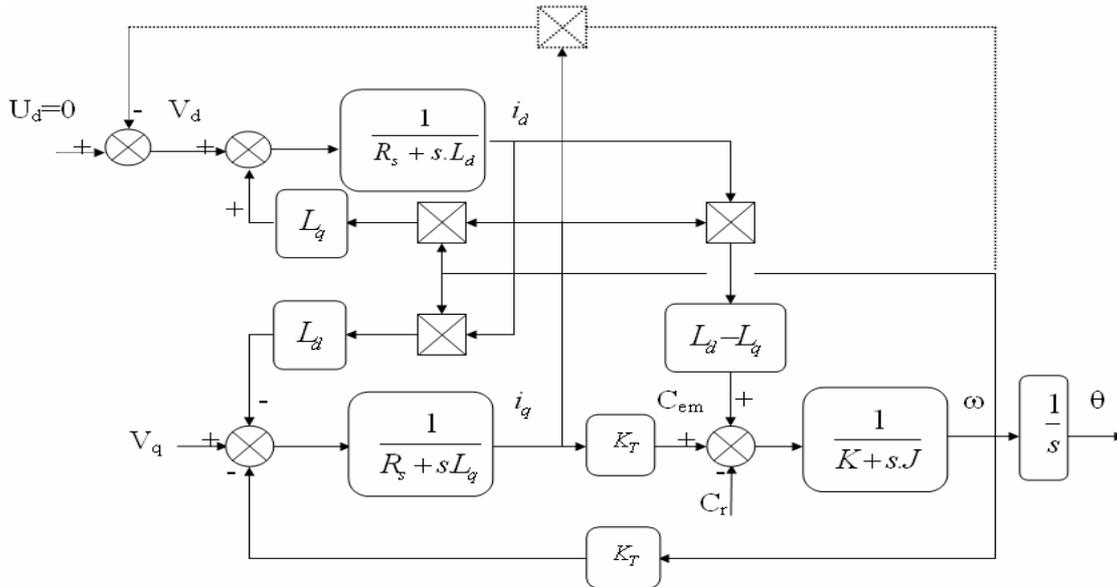


Figure I.14. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents découplée

III.3. Mise en œuvre de la commande vectorielle

Afin de montrer qu'effectivement la commande par flux orienté permet d'avoir un découplage réel de la machine synchrone à aimants permanents, nous proposons un schéma de régulation de vitesse de cette machine. Le schéma global de la commande de vitesse est représenté à la figure I.15.

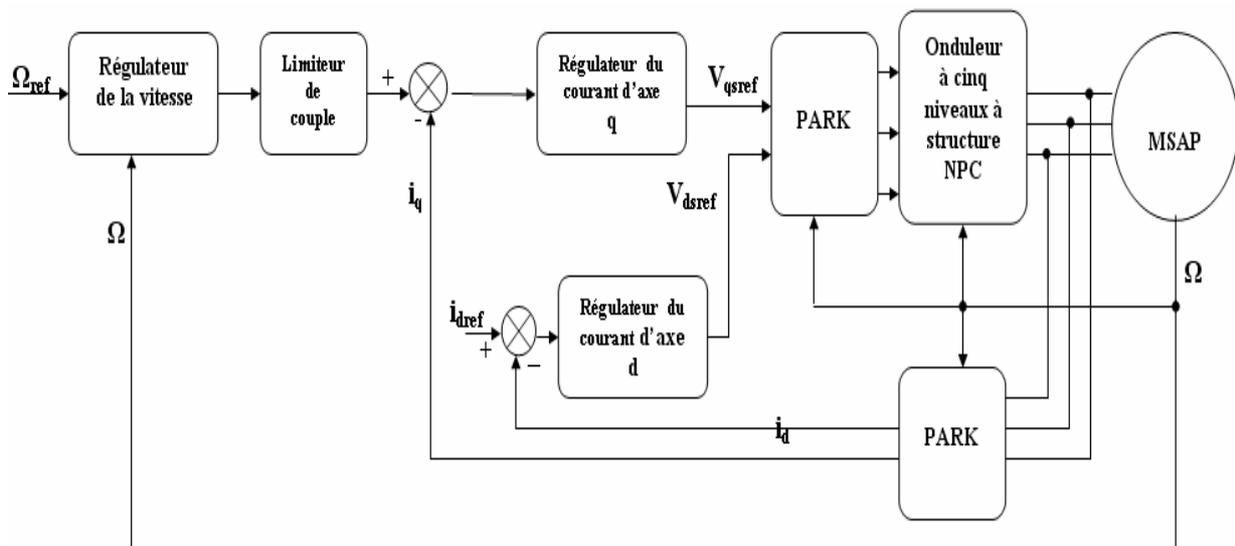


Figure I.15. Schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents

III.3.1 Boucle de régulation des courants

La boucle de régulation du courant i_d est représentée à la figure I.16.

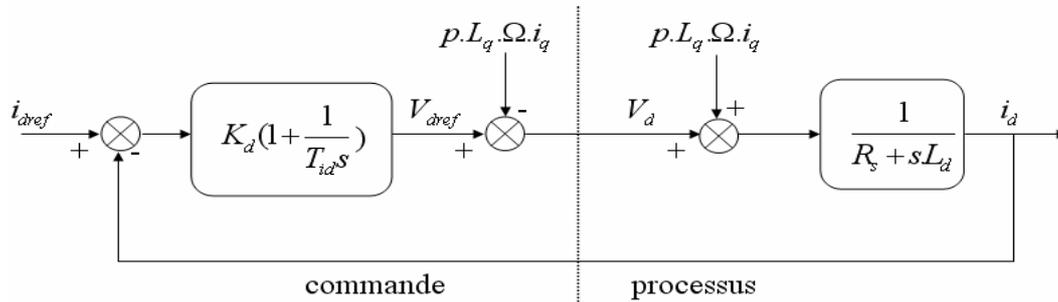


Figure I.16. Schéma de la boucle de régulation du courant i_d

Le terme $p.L_q.\Omega.i_q$ a été compenser du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q. p étant le nombre de paires de pôles de la machine.

Le régulateur PI de la boucle de courant i_d est défini par la fonction de transfert suivante :

$$C_{id}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{T_{id}s} \right) \quad (\text{I.24})$$

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique de la machine

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{I.25})$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée. On a :

$$K_d = \frac{L_d}{T_e} \quad (\text{I.26})$$

III.3.3 Régulation du courant i_q

Le schéma de la boucle du courant i_q est représenté à la figure I.17.

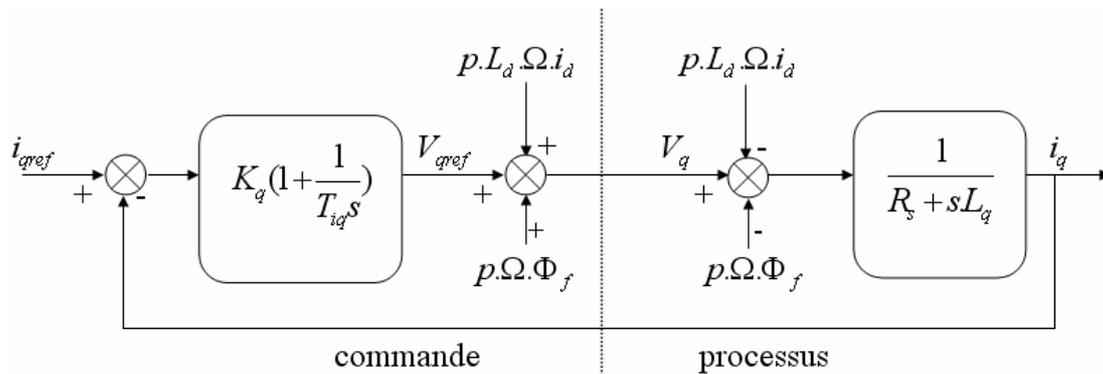


Figure I.17. Schéma de la boucle de régulation du courant i_q

De la même manière que pour le courant i_d les termes $p.L_d.\omega.i_d$ et $p.\Omega.\Phi_f$ sont utilisés pour éliminer le découplage.

Pour la régulation du courant i_q et pour déterminer la constante de temps (T_{iq}) et le gain (K_q) du régulateur, on procède de la même manière que pour le courant i_d . On obtient :

$$\begin{cases} T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \\ K_q = \frac{L_q}{T_e} \end{cases} \quad (I.27)$$

III.3.4 Boucle de régulation de la vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est donnée à la figure suivante :

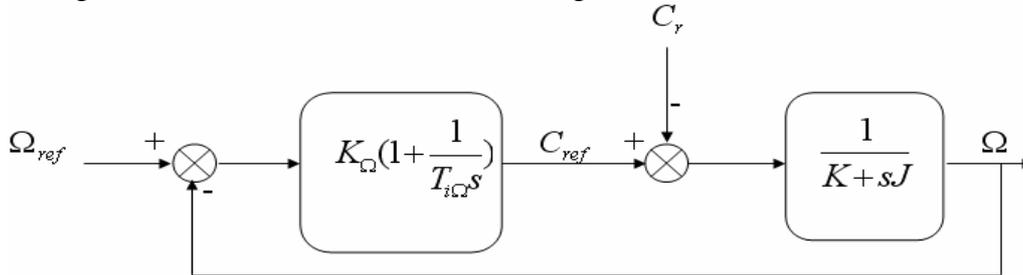


Figure I.18. Schéma de la boucle de régulation de la vitesse

Le terme $T_{i\Omega}$ est choisi pour compenser le pôle mécanique :

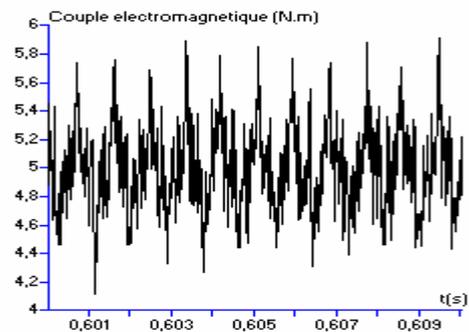
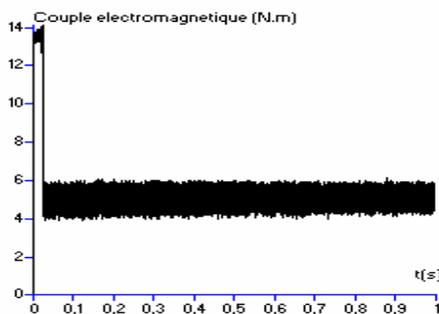
$$T_{i\Omega} = \frac{J}{K} \quad (I.28)$$

Le gain du régulateur de vitesse K_Ω est calculé suivant le temps d'établissement à 95% de la vitesse exigée [Buhler 87] :

$$K_\Omega = 3 \cdot \frac{J}{T_e} \quad (I.29)$$

III.4. Résultats de simulation

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires.



Couple électromagnétique

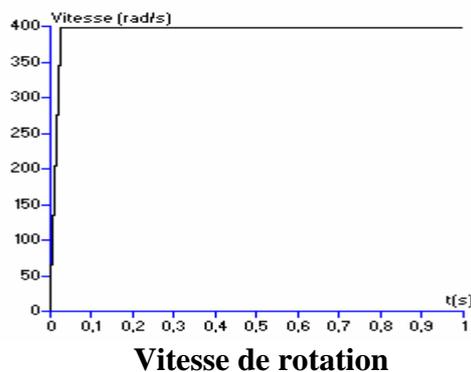
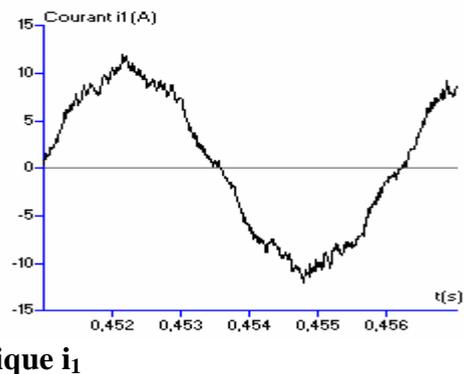
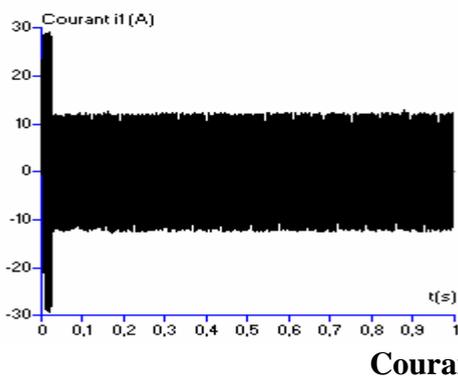
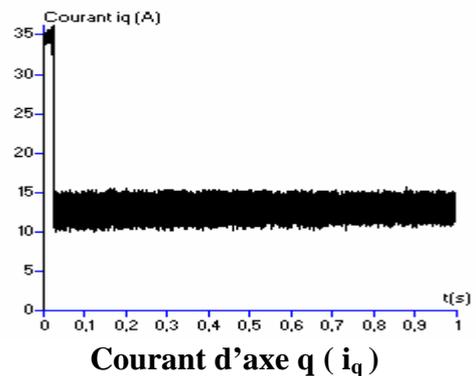
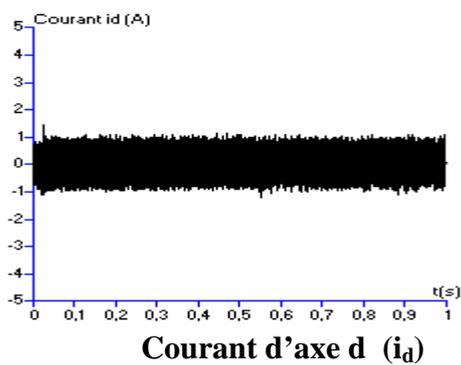


Figure I.19. Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie à quatre porteuses bipolaires, pour une consigne de vitesse de 400 rad/s.

III.5. Interprétation des résultats

La figure précédente montre les caractéristiques d'une commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisant quatre porteuses bipolaires. La consigne de vitesse est 400 rad/s et le couple résistant de 5 N.m.

On voit que la vitesse de rotation atteint sa référence très rapidement et la suit parfaitement.

Le couple électromagnétique, après avoir atteint la valeur imposée par le limiteur de couple, oscille autour de la valeur du couple résistant.

Le courant d'axe d (i_d) oscille autour de zéro.

Le courant d'axe q (i_q) à la même forme que le couple électromagnétique. Ce qui démontre que le découplage est parfaitement réalisé.

IV. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques.

Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

La Commande à Structure Variable (CSV) qui de par sa nature est une commande non linéaire possède cette robustesse [Buhl86] [Flie92] [Hara86] [Slot91]. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [Mitz94] [Nour94] [Slot91] [Utki78.1] [Utki78.2]

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations :

- augmentation de la fréquence de commutation.
- commande continue dans une bande autour de la variété de glissement.
- décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence.

Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tel que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres ou encore de simplification sur le modèle du système.

IV.1 Bases mathématiques de la commande à structure variable

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(t, x_1, \dots, x_n) \quad \text{avec } i=1,2,\dots,n \quad \text{ou} \quad \frac{dx}{dt} = f(t, x) \quad (\text{I.30})$$

où x est un vecteur de dimension n : $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ et où les seconds membres $f_i(t, x_1, x_2, \dots, x_n)$ sont des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S . La surface S peut s'écrire comme suit :

$$S(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad \text{où} \quad S(x) = 0 \quad (\text{I.31})$$

Cette variété ou hypersurface $S(x) = 0$ de dimension $n - 1$ divise l'espace d'état G en deux parties:

$$\begin{aligned} G &= G^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ G &= G^- & \text{si } S(x) < 0 \end{aligned} \quad (\text{I.32})$$

La fonction $f(t, x)$ est discontinu autour de $S(x) = 0$. Elle prend deux valeurs de chaque côté de la surface au voisinage d'un point x :

$f = f^+$ dans G^+

$f = f^-$ dans G^-

La démonstration de l'existence du régime glissant sur la surface est basée sur le théorème de Philippov qui permet de préciser les conditions d'existence et d'unicité d'une solution à l'équation (I.31). Soit le système décrit par (I.31) pour lequel on suppose que :

$$\frac{df_i}{dx_i} \leq K \quad (\text{I.33})$$

K étant une constante indépendante de t et x . Cette condition doit être vérifiée pour tout x et t dans le domaine G^+ et G^- .

Soit une surface S deux fois différentiable, chacune des fonctions f_n^+ et f_n^- est continue par rapport à t et à $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in S(x)$ et le vecteur $h = f_n^+ - f_n^-$ est continûment différentiable.

Si en chaque point de S , les inégalités $f_n^- > 0$ ou $f_n^+ < 0$ sont vérifiées, il existe alors dans le domaine G , une solution unique de l'équation qui dépend des conditions initiales de façon continue. Cet énoncé conduit à remarquer que si l'on vérifie à la fois les conditions $f_n^- > 0$ et $f_n^+ < 0$, une trajectoire de phase qui atteint la surface S reste dans S , puisque de chaque côté de cette surface, les vecteurs vitesse sont dirigés vers S .

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en régime glissant limite et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre. Ce mode de fonctionnement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments de commutation idéaux (relais sans seuil, sans hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence d'imperfections, la fréquence de commutation devient alors finie, l'oscillation autour de S aura une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que ces imperfections seront importantes.

La condition nécessaire pour l'obtention du régime glissant énoncé par le théorème de Philippov n'étant pas directement utilisable en synthèse de commande, on exprime la condition de glissement $f_n^- > 0$ et $f_n^+ < 0$ en fonction de l'hypersurface $S(x)$ par l'équation :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial S}{\partial x_i} \cdot \frac{\partial x_i}{\partial t} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial S}{\partial x_i} \cdot f_i(t, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (\text{I.34})$$

La dérivée de l'hypersurface est le produit scalaire de la normale orientée de G^+ vers G^- à l'hypersurface $S(x) = 0$ et du vecteur $f(x, t)$. Par conséquence, si les conditions de glissement $f_n^- > 0$ et $f_n^+ < 0$ sont vérifiées, on en déduit :

$$f_n^+ < 0 \Rightarrow S(x) < 0 \quad \dot{S}(x) > 0 \quad (\text{I.35})$$

$$f_n^- > 0 \Rightarrow S(x) > 0 \quad \dot{S}(x) < 0$$

d'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{I.36})$$

La condition formulée par l'équation (I.36) qui assure que la surface est attractive pour les trajectoires de phase est l'inégalité fondamentale utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable.

Dans le contexte de l'équation (I.36), le système se trouve dans l'état d'un système de dimension égale ou inférieure à $n-1$. Ce dernier est appelé système réduit puisqu'il est inférieur à la dimension du système.

Tant que $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x,t)$ et dépendent uniquement des paramètres de l'hypersurface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

Soit un système multivariable dont la dynamique dépend linéairement de la commande et étant décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t)u \quad (\text{I.37})$$

avec x (vecteur d'état) et f (vecteur de fonctions de x et t) étant deux vecteurs colonnes de dimension n , B (matrice de fonctions de x et t) une matrice $n.m$, u un vecteur commande de dimension m , dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur une hypersurface $S_i(x) = 0$.

$$u_i(x,t) = u_i^+(x,t) \quad \text{si } S_i(x) > 0 \quad \text{pour } i = 1,2,\dots,m$$

$$u_i(x,t) = u_i^-(x,t) \quad \text{si } S_i(x) < 0 \quad \text{pour } i = 1,2,\dots,m$$

Dans ce cas multivariable, le régime glissant s'effectue sur une variété $S_i(x) = 0$ de dimension $(n-m)$, intersection des m surfaces $S_i(x) = 0$.

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. Par conséquent la structure d'un contrôleur comporte deux parties, une première concerne la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{I.38})$$

$U_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S}(x) = 0$

IV.1.1 Commande équivalente

Un vecteur *commande équivalente* U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'équation n'a négligé aucune constante de temps. Ce régime n'ayant lieu que sur $S_i(x) = 0$ avec $i = 1,2,\dots,m$, on exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme suit :

$$\frac{dS_i}{dt} = \dot{S} = 0 \quad (\text{I.39})$$

Pour un système non linéaire décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs (équation (I.41)).

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)U_N\} \quad (\text{I.40})$$

En mode glissant et en mode permanent, la dérivée de la surface est nulle. Ainsi nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = -\left\{\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t)\right\}, \quad U_n = 0 \quad (\text{I.41})$$

La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande U lors des commutations rapides entre u^+ (U_{max}) et u^- (U_{min}).

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

IV.1.2. Commande discontinue de base

Plusieurs choix peuvent être fait pour la commande discontinue U_N . La plus simple consiste à exprimer la commande discontinue avec la fonction signe par rapport à S .

$$\begin{aligned} \text{sgn}(S) &= +1 \quad \text{si } S > 0 \\ \text{sgn}(S) &= -1 \quad \text{si } S < 0 \end{aligned} \quad (\text{I.42})$$

U_N s'exprime donc comme suit :

$$U_N = K \cdot \text{sgn}(S) \quad (\text{I.43})$$

avec K un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure suivante :

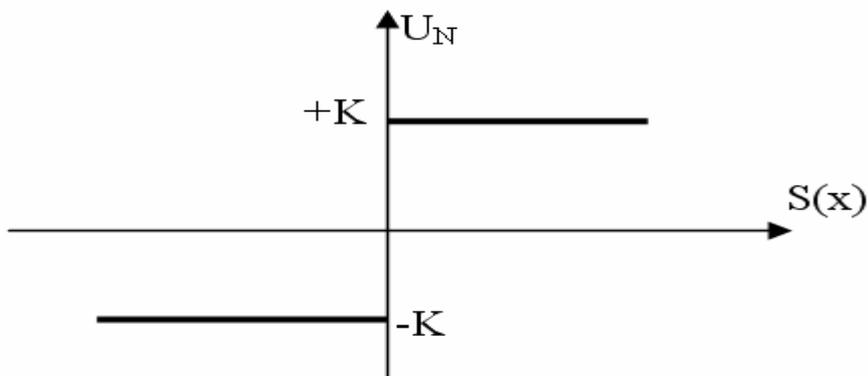


Figure I.20 : Définition de la fonction signe

Si K est très petit, le temps de réponse sera long et si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables (couramment appelées Chattering) risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent.

IV.1.3. Oscillations de glissement et commande discontinue évoluée

Dans le but de réduire les oscillations hautes fréquences (indésirables sur les réponses), nous proposons dans ce qui suit quelques solutions classiques qui consiste à imposer une variation de la valeur de commande U_N en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Certaines de ces méthodes introduisent des seuils sur la commutation de la fonction signe, ce qui peut être vu comme une bande entourant la surface de commutation.

IV.1.3.1. Commande avec seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil (ε). Dans la bande qui entoure la surface de glissement, seule la composante continue U_{eq} de la commande U agit, la partie discontinue étant égale à zéro. Les oscillations sur les réponses sont ainsi fortement atténuées. Cependant lorsque ε augmente, il apparaît un écart statique sur la réponse.

La commande discontinue s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} U_N &= 0 & \text{si} & \quad |S(x)| < \varepsilon \\ U_N &= K \cdot \text{sgn}(x) & \text{si} & \quad |S(x)| > \varepsilon \end{aligned} \quad (\text{I.44})$$

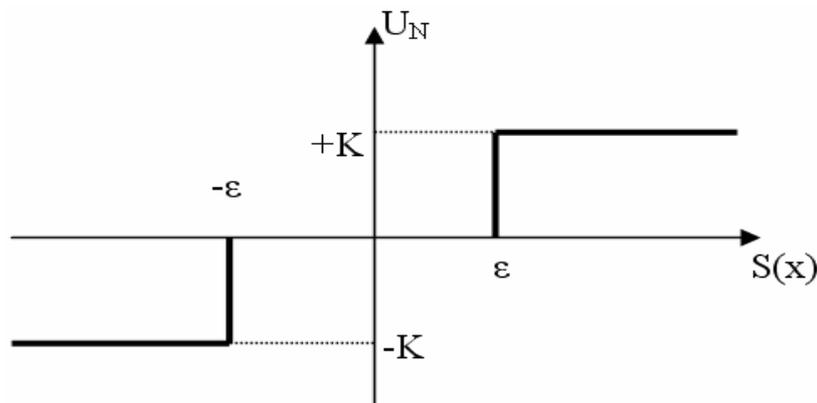


Figure I.21. Fonction commande avec seuil

Ce type de commande n'est pas très utilisée car outre le problème d'erreur statique en présence d'une perturbation, U_N intervient avec toute sa valeur et des oscillations peuvent persister en régime permanent. Un adoucissement de la commande est donc nécessaire.

IV.1.3.2. Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un (ε_1) ou deux seuils ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_N . Dans cette configuration, on peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Soit la distance est supérieure au seuil ε_2 et alors la fonction signe est effective, soit la distance est inférieure au seuil ε_1 et dans ce cas U_N est nul (zone morte), soit le point est dans la bande ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) et alors U_N est une fonction linéaire

de la distance (droite de pente $\frac{K}{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}$)

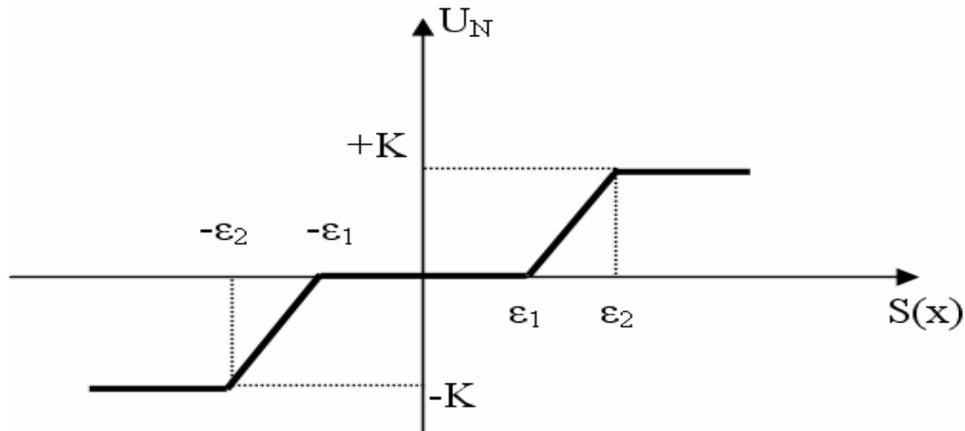


Figure I.22: Représentation de la commande adoucie

Quelque soit la méthode d'adoucissement utilisée pour limiter les oscillations, nous remarquons que plus le seuil est grand, moins il y a de commutations. Néanmoins s'il est trop important, il y a problème de précision. En effet le système va évoluer dans la bande et risque donc de ne jamais atteindre le point désiré (origine du plan de phase).

En conclusion, les commandes adoucies limitent voire éliminent les oscillations de glissement. Du point de vue théorique, le mode de glissement n'existe plus puisque la trajectoire d'état n'est pas forcée de rester sur $S(x)=0$. Le système a deux points d'équilibre et par conséquent un écart statique apparaît en régime permanent et dépend du seuil utilisé.

IV.1.3.3 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_N en remplaçant la fonction signe par la fonction continue :

$$U_N = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{I.45})$$

où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$, on tend vers la même commande.

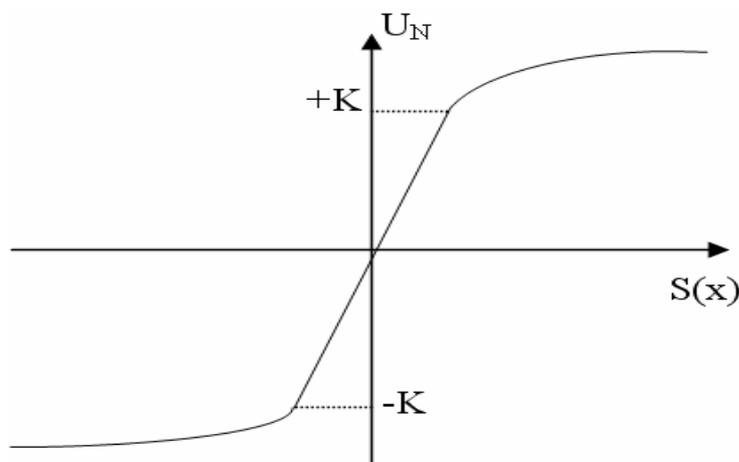


Figure I.23. Commande continue à composante intégrale

IV.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en vue de sa commande par mode de glissement: [Bouh98] [Gaye96] [Lepi90] [Lepi93]

Les équations de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park sont les suivantes:

$$\begin{cases} V_{ds} \\ V_{qs} \end{cases} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{cases} i_d \\ i_q \end{cases} + \begin{cases} 0 \\ p\Phi_f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

$$C_{em} = p \cdot \Phi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (\text{I.47})$$

$$J \cdot (s \omega) = C_{em} - K \cdot \Omega \quad (\text{I.48})$$

IV.2.1 Application du mode de glissement à la machine synchrone à aimants permanents

Le schéma d'asservissement de vitesse est montré sur la figure (I.24). La structure est constituée d'une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant i_{qref} , une autre boucle en cascade pour la régulation du courant i_q . Cette dernière impose la commande V_{qs}^* . La commande V_{ds}^* est imposée par le régulateur du courant i_d .

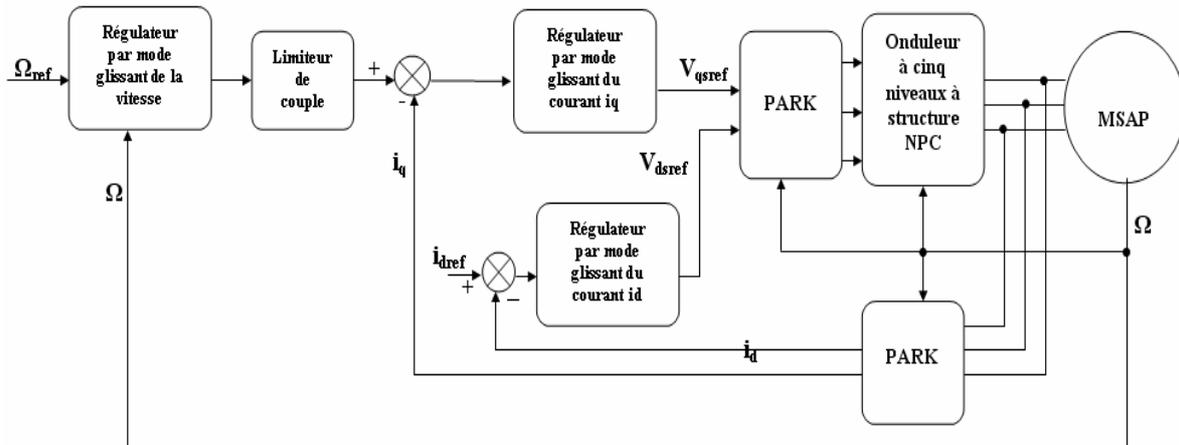


Figure I.24 : Schéma de la commande de vitesse par mode de glissement de la machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents peut prendre la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q + \frac{V_{ds}}{L_d} \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d + \frac{V_{qs}}{L_q} - p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega \\ \dot{\Omega} = \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} i_q \right) - \frac{K}{J} \Omega \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Afin de simplifier le système précédent, on effectue le changement de variables suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_d = f_1 + g_1 \cdot v_{ds} \\ \dot{i}_q = f_2 + g_2 \cdot v_{qs} \\ \dot{\Omega} = f_3 + g_3 \cdot i_q \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

$$\text{avec } f_1 = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q$$

$$g_1 = \frac{1}{L_d}$$

$$f_2 = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d - p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega$$

$$g_2 = \frac{1}{L_q}$$

$$f_3 = -\frac{K}{J} \Omega \quad (\text{I.51})$$

$$g_3 = \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} \right)$$

IV.2.2 Régulation du courant i_d

En contrôle par mode de glissement, la surface de glissement donne les séquences et les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs pour une dynamique de fonctionnement donnée. La surface de glissement est dans notre cas donnée par:

$$S(e_d, \dot{e}_d) = 0 \quad (\text{I.52})$$

La variable erreur e_d est définie par :

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (\text{I.53})$$

La surface est déduite de l'équation générale de Slotine ou le degré relatif de la variable est égal à 1. On obtient donc :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (\text{I.54})$$

La dérivée de la surface est:

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \quad (\text{I.55})$$

De l'équation (I.50), on déduit :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} - f_1 - g_1 \cdot v_{ds} \quad (\text{I.56})$$

Lorsque le mode de glissement est atteint, la surface sera égale à zéro et sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow v_{deq} = \frac{1}{g_1} (i_{dref} - f_1) \quad (\text{I.57})$$

$$v_{dN} = 0$$

v_{deq} et v_{dN} sont les deux composantes de la tension de commande v_{ds}^* .

Durant le mode de convergence $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) \leq 0$

$$v_{dN} = K_d \cdot \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{I.58})$$

La commande à la sortie du régulateur a donc la forme suivante:

$$v_{ds}^* = \frac{1}{g_1} (i_{dref} - f_1) + K_d \cdot \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{I.59})$$

IV.2.3 Régulation de vitesse

La régulation de vitesse comporte deux boucles. Une boucle externe pour la régulation de vitesse et une boucle interne pour le courant i_q .

L'expression de l'erreur de la variable vitesse est donnée par:

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{I.60})$$

La surface qui assure la convergence est :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{I.61})$$

La dérivée de la surface est définie comme suit:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g_3 \cdot i_q \quad (\text{I.62})$$

La condition $\dot{S}(\Omega) = 0$ implique donc :

$$i_{eq} = \frac{1}{g_3} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) \quad \text{avec } g_3 \neq 0 \quad (\text{I.63})$$

La condition de convergence donne:

$$i_{qN} = K_q \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{I.64})$$

La loi de commande à la sortie du régulateur de vitesse est de la forme suivante:

$$i_{qref} = i_{eq} + i_{qN}$$

On a donc

$$i_{qref} = \frac{1}{g_3} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) + K_q \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{I.65})$$

IV.2.4 Régulation du courant i_q :

La variable erreur du courant i_q est:

$$e(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{I.66})$$

La surface de convergence est donnée par:

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{I.67})$$

Sa dérivée est donnée par l'expression suivante:

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \dot{f}_2 - g_2 \cdot v_{qs} \quad (\text{I.68})$$

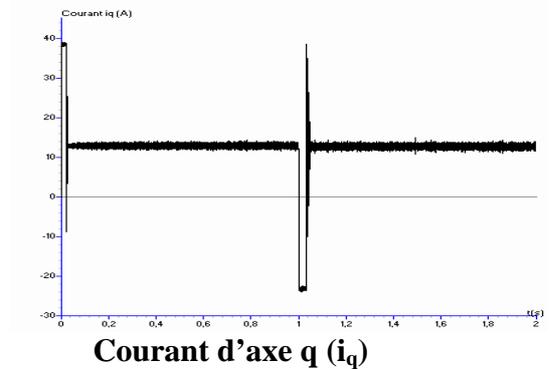
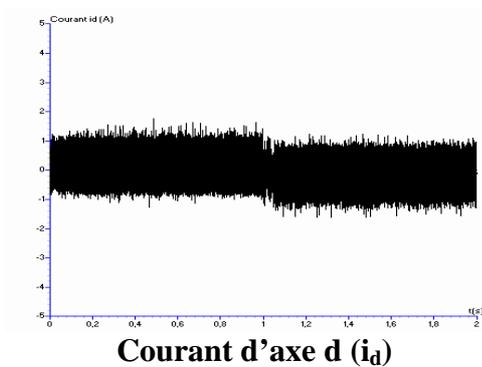
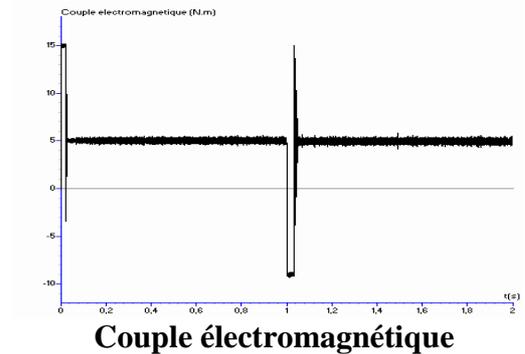
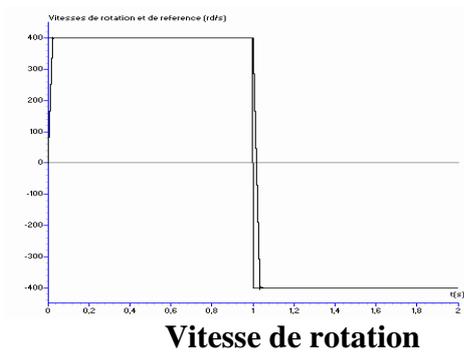
La loi de commande à la sortie du régulateur de courant i_q est :

$$v_{qs}^* = \frac{1}{g_2} (\dot{i}_{qref} - \dot{f}_2) + K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{I.69})$$

IV.3 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats obtenus dans le cas d'une commande de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents par mode de glissement alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Pour cela, deux cas sont développés :

- Démarrage pour une consigne de vitesse de 400 rd/s puis à $t=1s$ inversion du sens de rotation
- Afin de tester la robustesse vis à vis des paramètres électriques de la machine, démarrage pour une consigne de vitesse de 400 rd/s puis à $t=0.5s$ augmentation de la résistance statorique de 150% et ensuite $t=1s$ augmentation des inductances L_d et L_q de 100%.



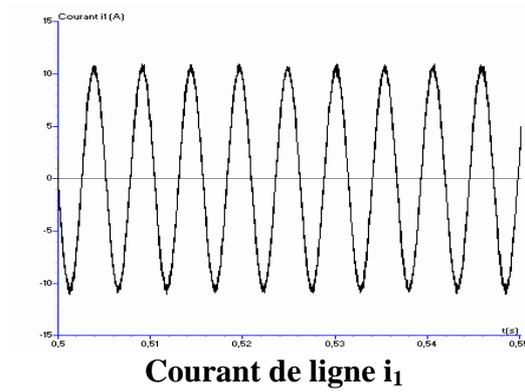


Figure I. 25. Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandé par mode glissement et alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC pour une inversion du sens de rotation de 400 rd/s à -400 rd/s.

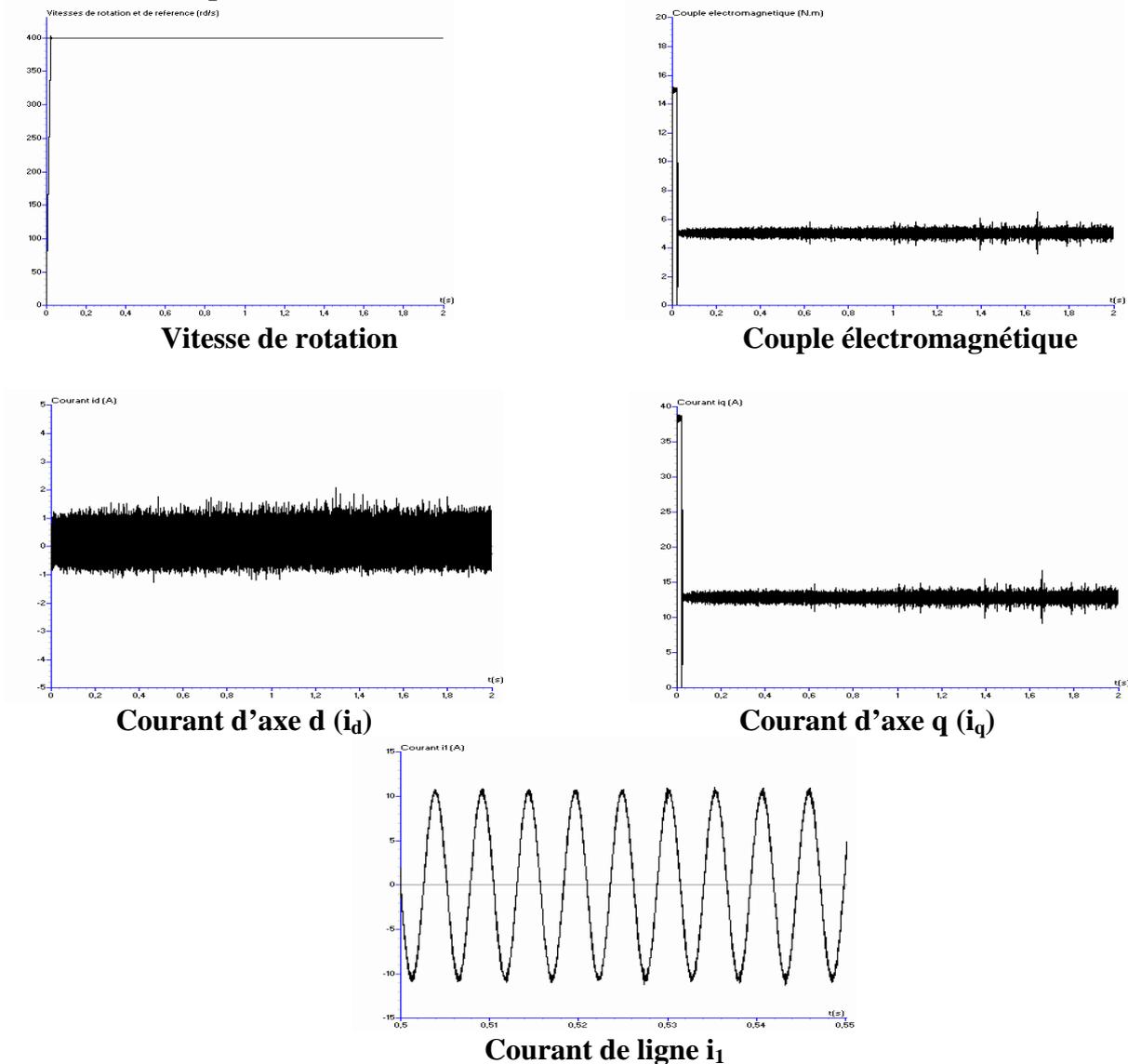


Figure I.26. Performances de la machine synchrone à aimants permanents commandé par mode glissement et alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC pour une augmentation de la résistance statorique de 150% (à $t=0.5s$) puis augmentation de 100% des inductances L_d et L_q . (à $t=1s$)

IV.4 Interprétation des résultats

Les résultats de la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents par mode de glissement alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires ($r=0.8$, $m=12$) sont donnés pour les deux cas suivants :

Dans le premier cas, on constate (fig I.25) que le temps de réponse est très faible, la vitesse suit parfaitement sa référence, le découplage est parfaitement réalisé, l'erreur statique est nulle.

Afin d'évaluer les performances du réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents par mode de glissement, nous avons testé la robustesse de ce réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine par une augmentation de 150% de la valeur de la résistance statorique à $t=0,5$ s et de 100 % de celles des inductances à $t=1$ s.

On remarque ainsi (fig I.26) que la vitesse, le couple électromagnétique ainsi que les courants restent insensibles à ces variations paramétriques.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons commencé, après un bref rappel sur les onduleurs multiniveaux ainsi que la présentation de différentes structures d'onduleurs multiniveaux, par élaborer le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à MLI à structure NPC. Puis dans le but d'avoir un modèle qui permettra dans la suite du chapitre d'appliquer des stratégies de commande, nous avons élaboré un modèle de connaissance et cela grâce aux fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras.

Nous avons ensuite détaillé une stratégie à modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisant quatre porteuses bipolaires. Nous avons présenté l'algorithme et l'allure des tensions et leurs spectres harmoniques pour plusieurs valeurs de l'indice de modulation m (pair et impair) et cela pour montrer l'amplitude des harmoniques les plus importants et les plus gênants. Nous avons donné aussi un bref aperçu de la commande par hystérésis en courant de l'onduleur en vue de son utilisation dans les chapitres suivants.

La seconde partie de ce chapitre a été consacrée d'une part à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et d'autre part à sa commande vectorielle.

La dernière partie concerne la mise en œuvre d'un algorithme à structure variable pour le contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Les résultats obtenus montrent que la mise en œuvre de cette technique sont très satisfaisants :

- un modèle découplé et comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée
- une dynamique de poursuite très rapide
- un rejet de perturbation efficace
- une robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE 2

PRESENTATION DES DIFFERENTES CASCADES EN BOUCLE OUVERTE

I. Introduction

Lors du précédent chapitre, nous avons supposé les tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC idéales et constantes.

Dans ce chapitre, nous étudierons plusieurs manières de générer ces tensions continues.

La génération des tensions continues peut se faire de différentes manières :

- elle peut être réalisée à l'aide d'une batterie ou d'une alimentation stabilisée
- elle peut être réalisée par un ou plusieurs convertisseurs alternatif-continu dit redresseurs.

Dans ce chapitre, nous présenterons ces deux cas. Pour cela, nous étudierons plusieurs cascades permettant de réaliser des changeurs de fréquence ayant l'onduleur de tension à cinq niveaux comme pont de sortie. Une cascade est constituée d'un pont d'entrée, d'un pont capacitif, de l'onduleur de tension et de la charge.

L'onduleur étudié peut être considéré comme la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou de quatre onduleurs à deux niveaux, on peut selon le cas étudié utiliser une, deux ou quatre sources de tensions continues pour l'alimentation de l'onduleur.

L'utilisation de convertisseur alternatif - continu permet de créer un tampon entre la charge et le réseau électrique. Pour cela, on utilise généralement des redresseurs à diodes ou à thyristors (Pont de Graëtz) mais ces convertisseurs présentent néanmoins certains inconvénients [**Labri95.1**] [**Séguier84**] :

- Ils injectent des courants harmoniques de la charge vers le réseau.
- Ils absorbent de la puissance réactive liée à l'utilisation des thyristors.

Il est alors nécessaire de disposer des batteries de condensateurs ou des compensateurs synchrones pour améliorer le facteur de puissance mais même ces solutions restent limitées [**Aliouane 95**].

Une autre solution consiste à utiliser un redresseur utilisant des interrupteurs bi-commandables commandé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI) afin de repousser les harmoniques générés vers des fréquences élevées [**Berk95**] [**Chib99**].

Deux structures de redresseurs sont alors possibles :

- les redresseurs de courant à MLI.
- les redresseurs de tension à MLI.

Dans notre étude, nous opterons pour les premiers. Ainsi, nous présenterons les cascades suivantes :

- Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascades nécessitant un redresseur (deux, trois ou cinq niveaux) de courant à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascades nécessitant deux redresseurs de courants (deux ou trois niveaux) à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade utilisant quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Dans toutes ses cascades, la machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par asservissement linéaire (PI pour la vitesse et pour les courants).

II. Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents

Le schéma de la structure de cette cascade est le suivant :

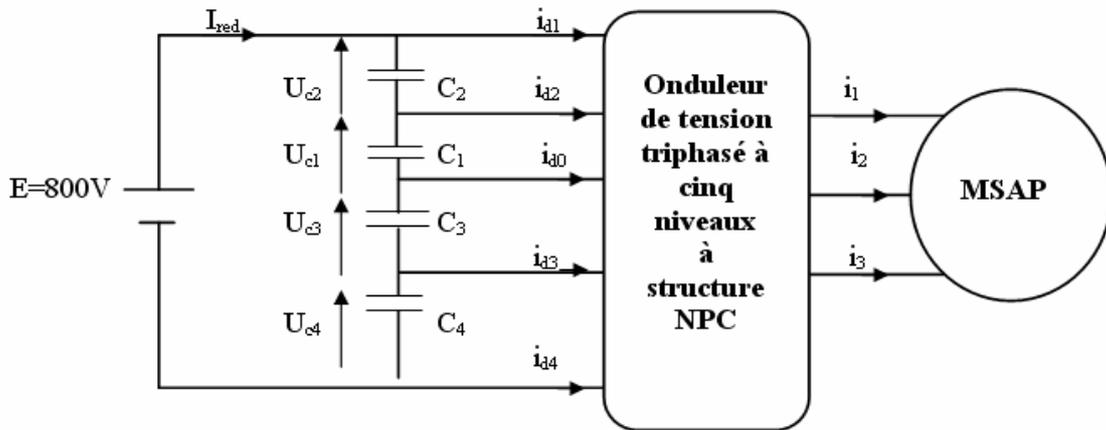


Figure II.1 Structure de la cascade batterie – onduleur à cinq niveaux – MSAP

II.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre capacitif intermédiaire est la suivante :

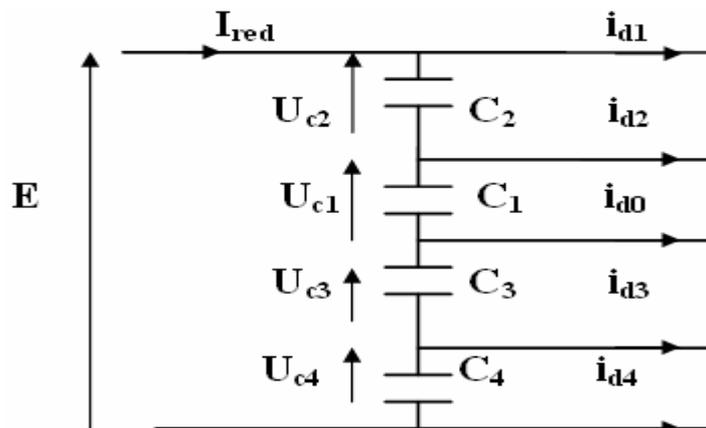


Figure II.2 Structure du filtre capacitif intermédiaire

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

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d0} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d0} \end{cases} \quad (II.1)$$

II.2 Résultats de simulation :

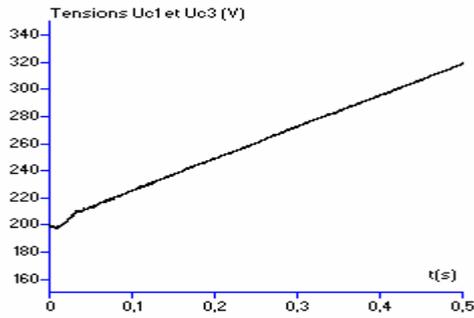


Figure II.3.a Tension U_{c1} et U_{c3} du filtre capacitif et la différence $U_{c1}-U_{c3}$.

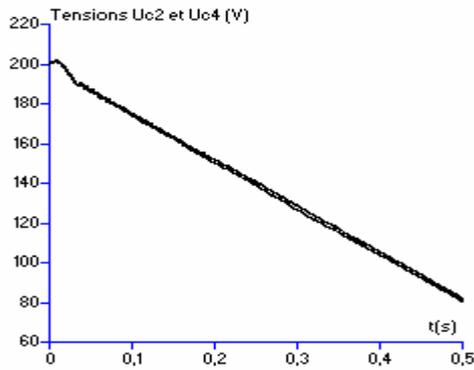
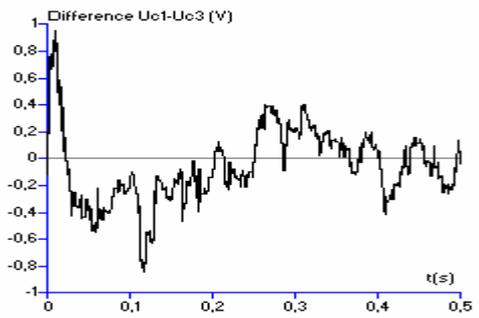


Figure II.3.b Tension U_{c2} et U_{c4} du filtre capacitif et la différence $U_{c2}-U_{c4}$.

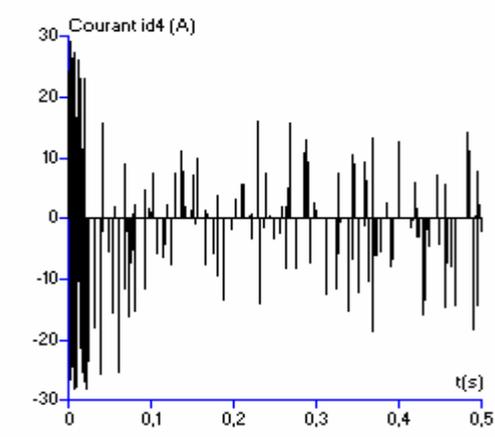
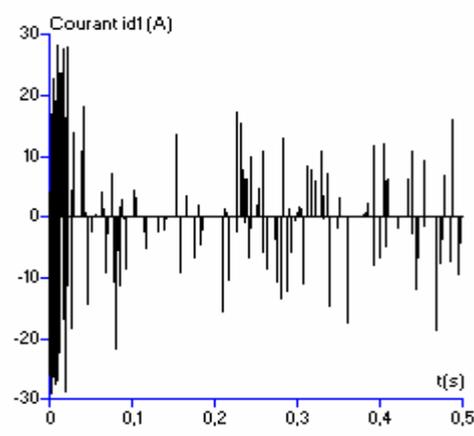
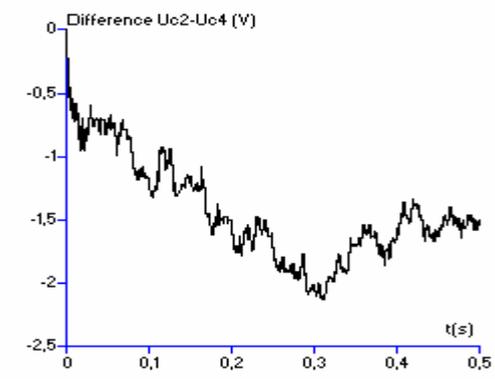


Fig II.3.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

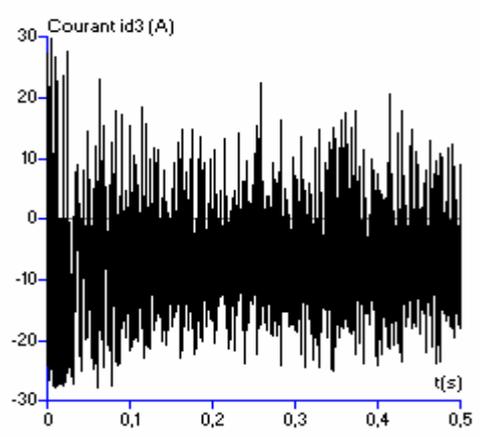
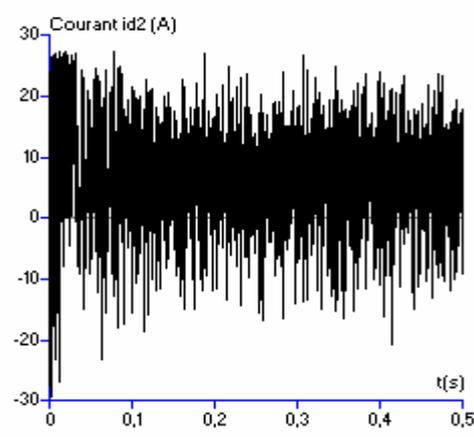


Fig II.3.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

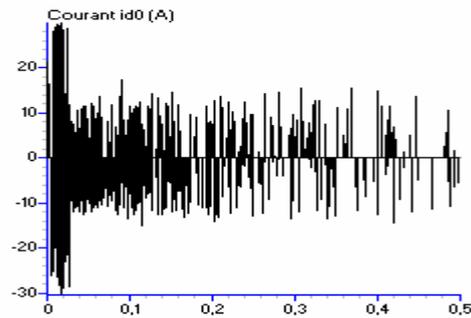


Fig II.3.e Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

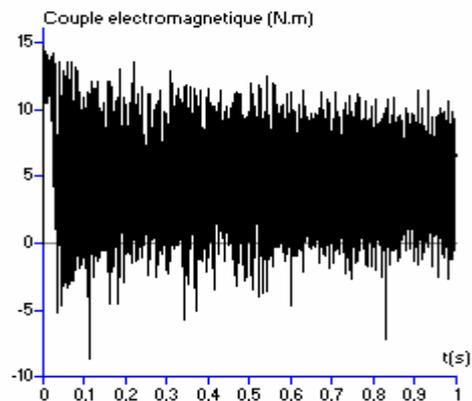
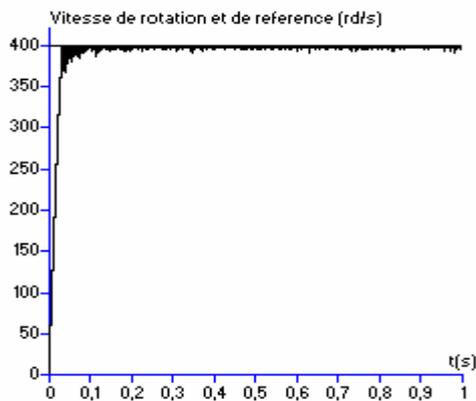


Fig II.3.f Vitesse et couple de la M.S.A.P pour une consigne de 400 rd/s.

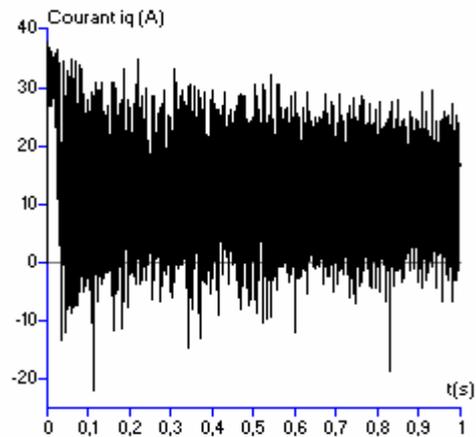
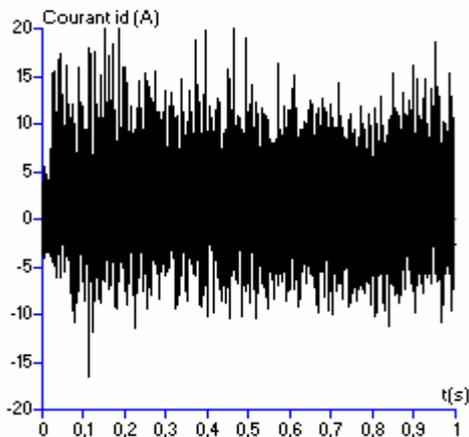


Fig II.3.g Courant d'axe d et courant d'axe q de la M.S.A.P

II.3 Interprétation des résultats

La figure II.1 montre la structure de la cascade étudiée. L'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de vitesse de 400 rad/s. La batterie délivre une tension de 800 V. Les capacités du filtre intermédiaire ont la même valeur ($C_1=C_2=C_3=C_4=C=20\text{mF}$).

Les figures IV.3.a donnent l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque que ses deux tensions sont croissantes et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$ n'est pas très importante. Tandis que les deux tensions U_{c2} et U_{c4} (figures II.3.b) sont décroissantes et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$ est également très petite.

Les figures II.3.c à II.3.e donnent l'allure des courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Les courants i_{d1} et i_{d4} ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre, de même pour les courants i_{d2} et i_{d3} . Le courant i_{d0} (fig II.3.e) a une valeur moyenne nulle.

La figure II.3.f donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5N.m$). La figure II.3.g montre les courants i_d et i_q de la machine. On peut remarquer sur ces deux figures l'influence de l'instabilité des tensions d'entrée sur les performances de la machine.

Dans cette partie, on utilise une batterie pour générer les tensions d'entrée de l'onduleur. Une autre solution consiste à utiliser un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions. Ce redresseur peut être selon le cas, un redresseur à deux, trois ou cinq niveaux.

III. Topologies utilisant un seul redresseur à MLI

Diverses topologies peuvent être conçues :

- Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à deux niveaux
- Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à trois niveaux à structure NPC
- Cascade utilisant un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux à structure NPC

III.1 Cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Dans cette partie, nous présentons une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions à deux niveaux. Pour la commande de ce redresseur, toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur. Dans ce cas, nous avons choisi la commande par hystérésis en courant. La structure de la cascade est donnée par la figure suivante :

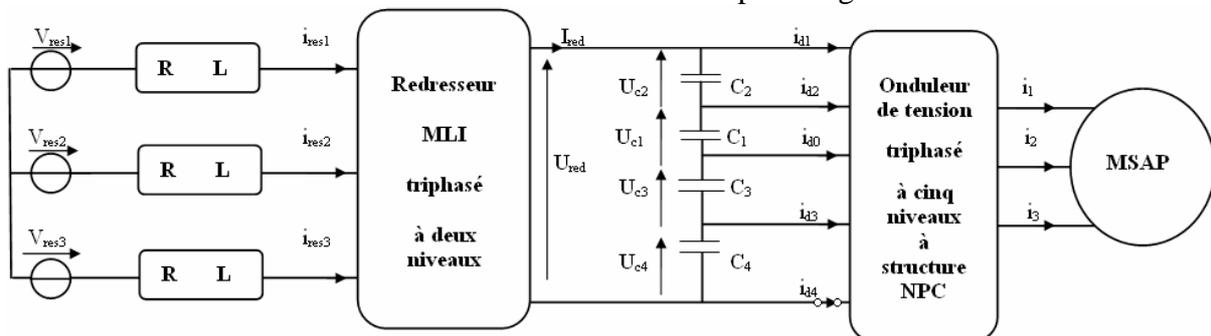


Figure II.4 Structure de la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MSAP.

III.1.1 Modélisation du redresseur de courant à MLI à deux niveaux

La structure du redresseur de courant à MLI à deux niveaux est celle de la figure suivante :

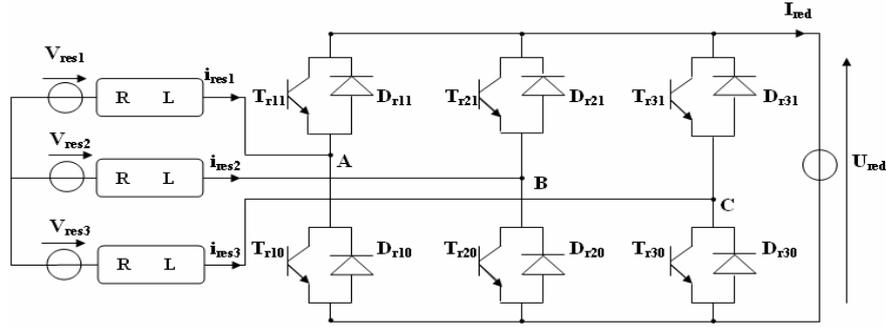


Figure II.5 Structure du redresseur de courant à MLI à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante:

$$\begin{cases} B_{r11} = \overline{B_{r10}} \\ B_{r21} = \overline{B_{r20}} \\ B_{r31} = \overline{B_{r30}} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante :

$$V_{KM} = F_{rki} \cdot U_{red} \quad (\text{II.3})$$

Avec F_{rki} : Fonction de connexion de l'interrupteur TD_{rki} .

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

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2.F_{r11} - F_{r21} - F_{r31}) \\ V_B = \frac{1}{3}(2.F_{r21} - F_{r11} - F_{r31}) \\ V_C = \frac{1}{3}(2.F_{r31} - F_{r21} - F_{r11}) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le courant de sortie du redresseur, en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, a la forme suivante :

$$I_{red} = F_{r11} \cdot i_{res1} + F_{r21} \cdot i_{res2} + F_{r31} \cdot i_{res3} \quad (\text{II.5})$$

III.1.2 Stratégie de contrôle du redresseur

Toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur de courant à deux niveaux. Dans notre cas, pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système (II.6)

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{rks}=0 \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{rks}=1 \\ \varepsilon_k = i_{resk} - I_{resf} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Δi étant la largeur de la bande d'hystérésis.

Les courants de référence I_{refk} ont la forme suivante :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{max} \cdot \sin(\omega.t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{max} \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{2.\pi}{3}) \\ I_{ref3} = I_{max} \cdot \sin(\omega.t - \varphi - \frac{4.\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.7)$$

III.1.3 Modélisation du filtre intermédiaire

Dans ce cas, le filtre intermédiaire a l'allure suivante :

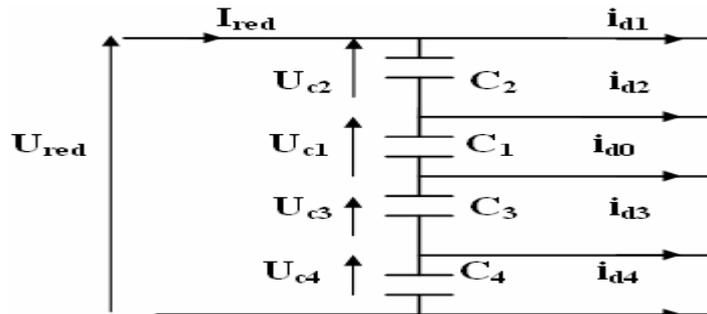


Figure II.6 Structure du filtre intermédiaire

Il faut remarquer que les équations du filtre intermédiaire sont identiques à ceux de la première cascade (avec une batterie).

III.1.4 Résultats de simulation :

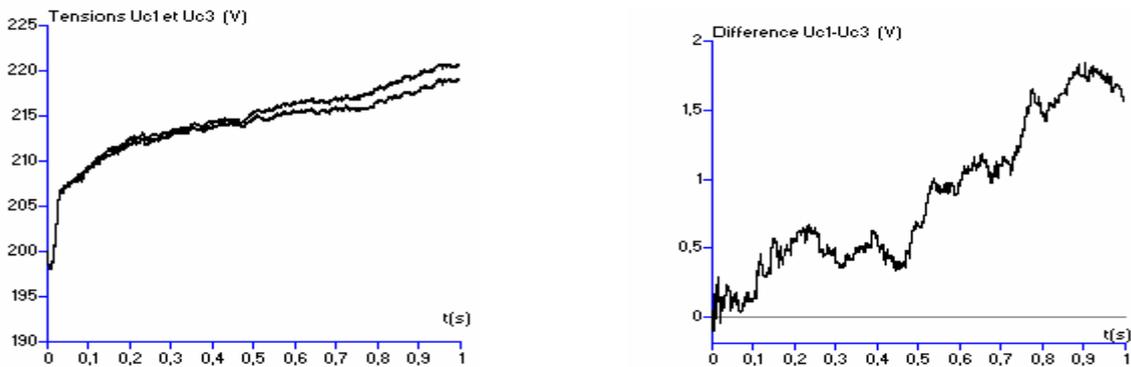


Figure II.7.a Tensions U_{c1} et U_{c3} du filtre capacitif et la différence $U_{c1} - U_{c3}$.

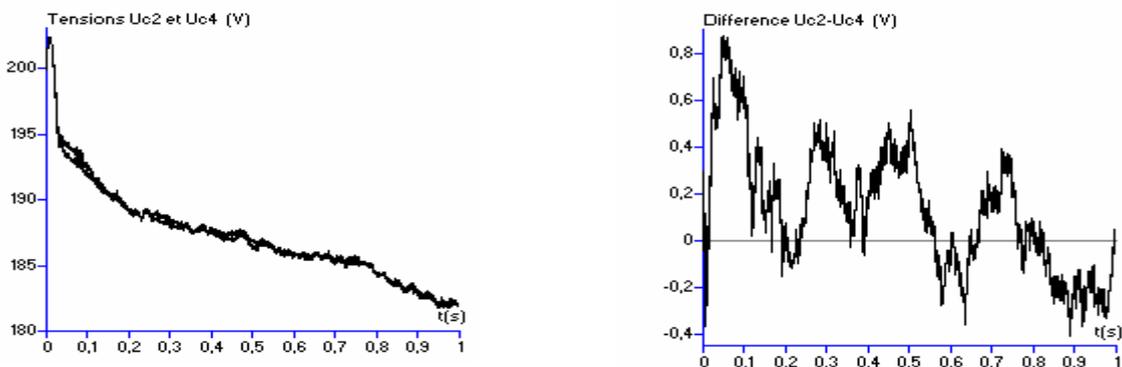


Figure II.7.b Tensions U_{c2} et U_{c4} du filtre capacitif et la différence $U_{c2} - U_{c4}$.

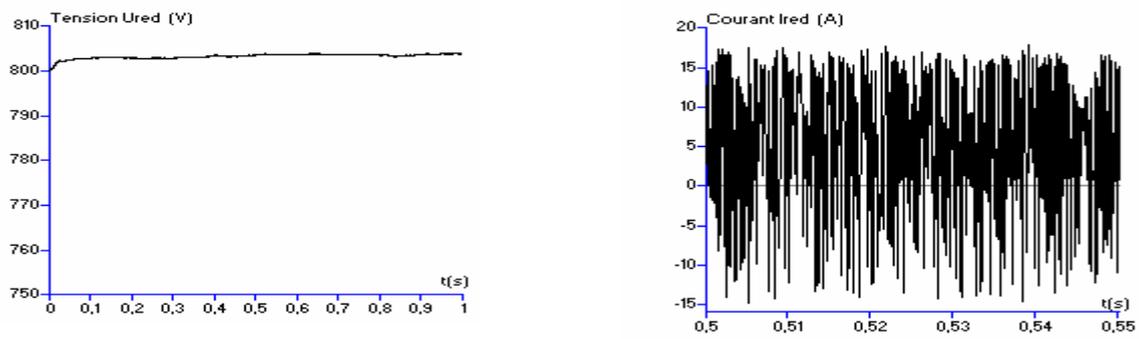


Figure II.7.c Tension et courant de sortie du redresseur

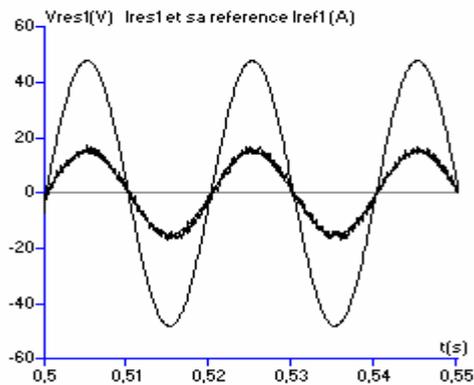


Figure II.7.d Tension du réseau V_{res1} , Courant du réseau i_{res1} et sa référence i_{ref1}

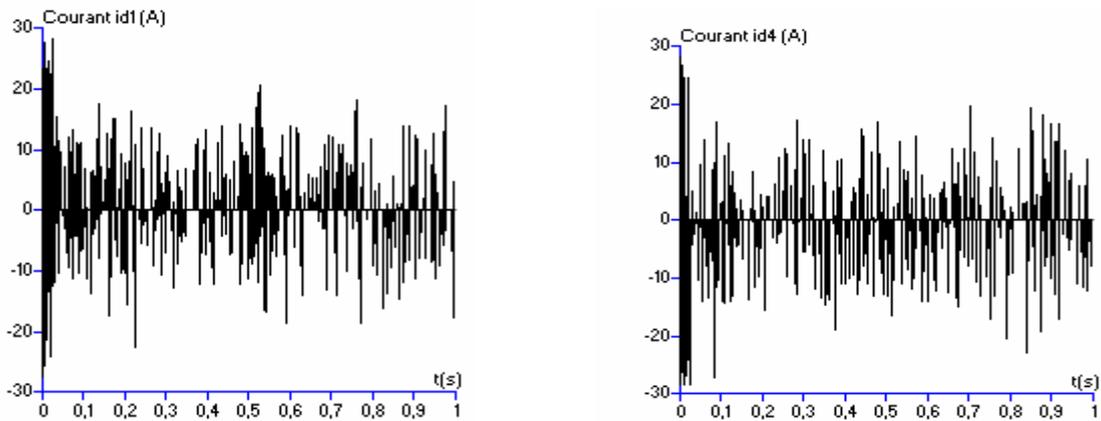


Figure II.7.e Courants i_{d1} et i_{d4} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

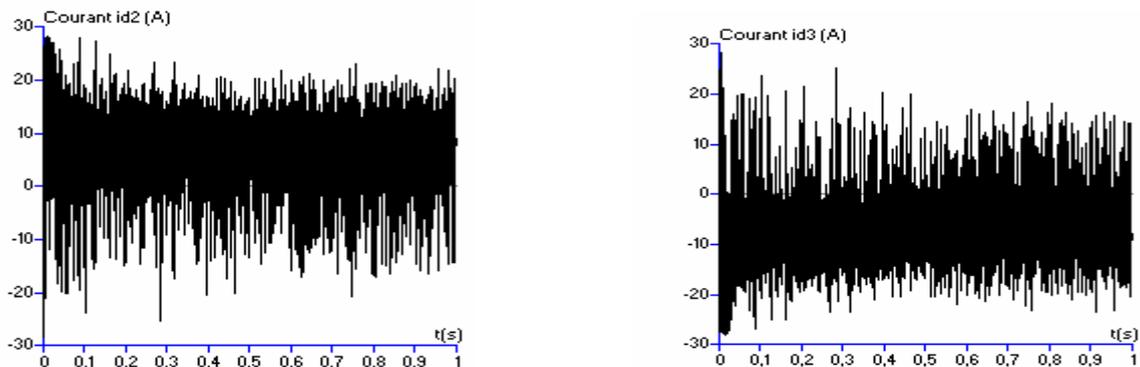


Figure II.7.f Courants i_{d2} et i_{d3} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

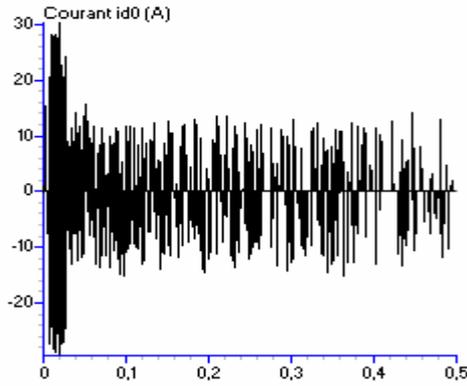


Figure II.7.g Courant i_{d0} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

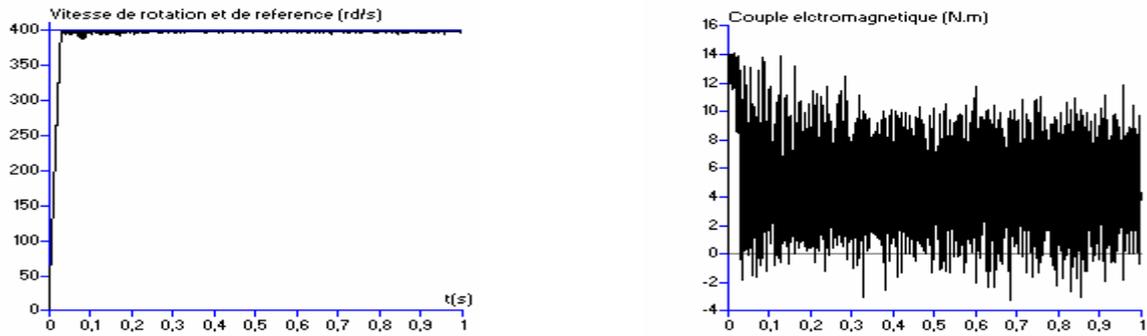


Figure II.7.h Vitesse et couple de la MSAP pour une consigne de vitesse de 400 rd/s

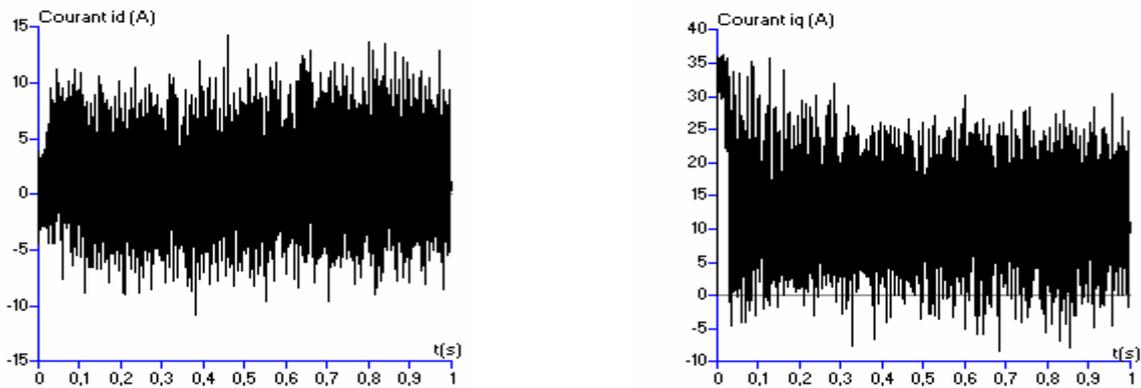


Figure II.7.i Courants i_d et i_q de la MSAP

III.1.5 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure IV.5.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant le redresseur de courant à MLI à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF)

Les figures II.7.a et b montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes, pratiquement identiques et que la

différence $U_{c1}-U_{c3}$ ne dépasse pas 2V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est très petite.

La tension redressée U_{red} croît légèrement jusqu'à 805V et reste constante. Cette tension correspond à l'équilibre énergétique.

Le courant i_{res1} suit bien sa référence (i_{ref1}). Ce courant est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Les courants i_{d1} et i_{d4} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

La figure II.7.h donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($Cr=5N.m$). La figure II.7.i donne l'allure des courants d'axes d et q. On peut voir sur ces figures l'influence de l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux sur les performances de la machine synchrone à aimants permanents (forte ondulation des courants i_d , i_q et couple électromagnétique).

III.2 Cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante

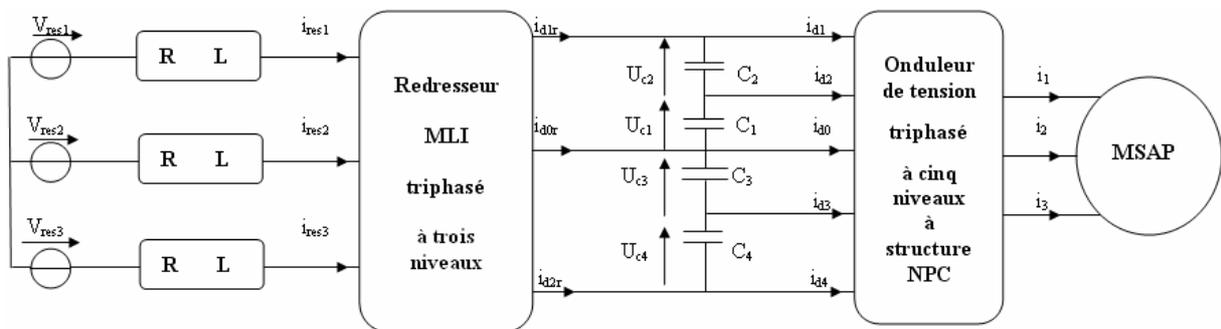


Figure II.8. Structure de la cascade Redresseur de courant à MLI à trois niveaux – Onduleur MLI à cinq niveaux – Machine synchrone à aimants permanents

Le schéma du redresseur à MLI à trois niveaux est donné ci après :

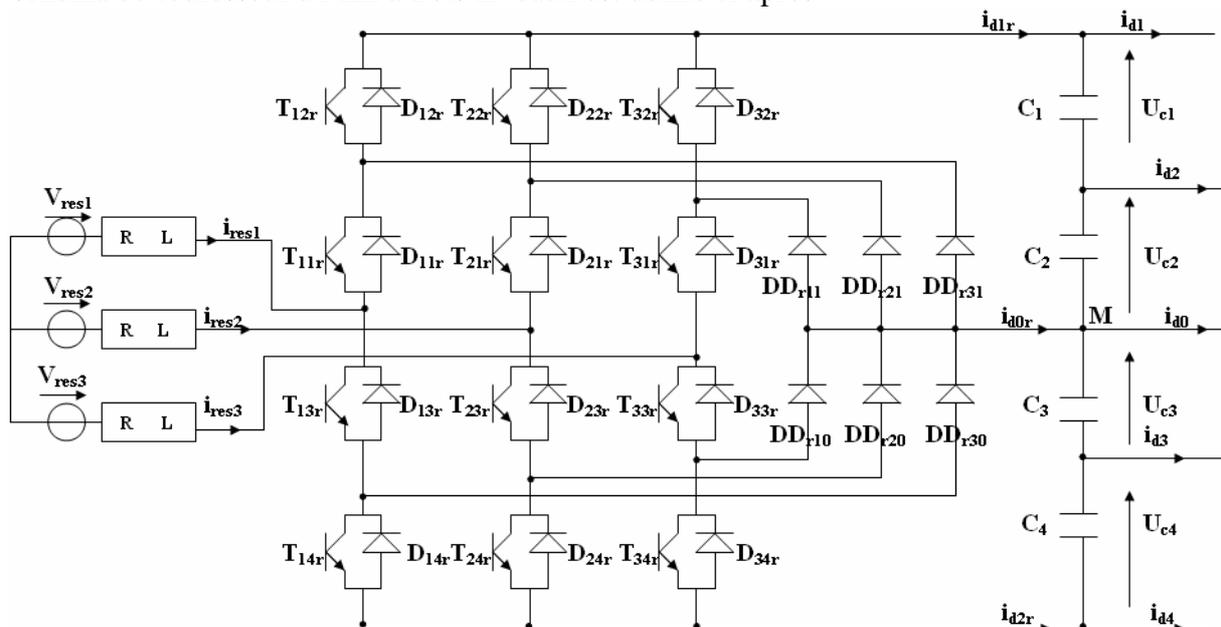


Figure II.9 . Structure du redresseur de courant à MLI à trois niveaux

III.2.1 Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux :

La commande complémentaire est définie comme suit [Berk 95]:

$$\begin{cases} B_{k1r} = \overline{B_{k4r}} \\ B_{k2r} = \overline{B_{k3r}} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, la tension V_{kMr} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{kMr} = [F_{k1r} \cdot F_{k2r} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) - F_{k3r} \cdot F_{k4r} \cdot (U_{c3} + U_{c4})] \quad (\text{II.9})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras en fonction de celles des interrupteurs sont données comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1r}^b = F_{k1r} \cdot F_{k2r} \\ F_{k0r}^b = F_{k3r} \cdot F_{k4r} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant II.10 dans II.9, on obtient:

$$V_{kMr} = [F_{k1r}^b \cdot (U_{c1} + U_{c2})] - [F_{k0r}^b \cdot (U_{c3} + U_{c4})] \quad (\text{II.11})$$

Les équations des courants sont données par le système suivant:

$$\begin{cases} i_{d1r} = F_{11r}^b \cdot i_{res1} + F_{21r}^b \cdot i_{res2} + F_{31r}^b \cdot i_{res3} \\ i_{d2r} = F_{10r}^b \cdot i_{res1} + F_{20r}^b \cdot i_{res2} + F_{30r}^b \cdot i_{res3} \\ i_{d0r} = i_{res1} + i_{res2} + i_{res3} - i_{d1r} - i_{d2r} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

III.2.2 Stratégie de contrôle du redresseur

Comme dans le cas précédent, la stratégie de commande choisie pour le redresseur de courant à MLI à trois niveaux est l'hystérésis en courant. [Berk95]

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k par le système suivant :

$$\begin{cases} \left[(\mathcal{E}_k \geq \Delta i) \text{ et } (\mathcal{E}_k \leq 2 \cdot \Delta i) \right] \text{ ou } \left[(\mathcal{E}_k \leq -\Delta i) \text{ et } (\mathcal{E}_k \geq -2 \cdot \Delta i) \right] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k > 2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k < -2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ \text{avec } \mathcal{E}_k = i_{resk} - i_{refk} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

III.2.3 Modélisation du filtre intermédiaire :

La structure du filtre intermédiaire est celui de la figure suivante :

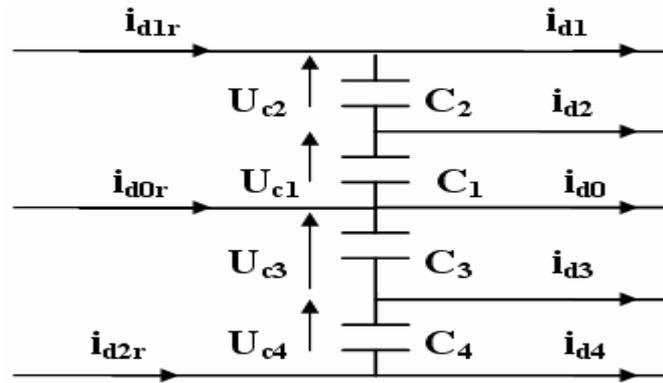


Figure II.10 Structure du filtre intermédiaire

Le modèle du filtre intermédiaire de la cascade est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{d1r} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{d1r} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{d0r} - i_{d0} + I_{d1r} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = -I_{d2r} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

III.2.4 Résultats de simulation

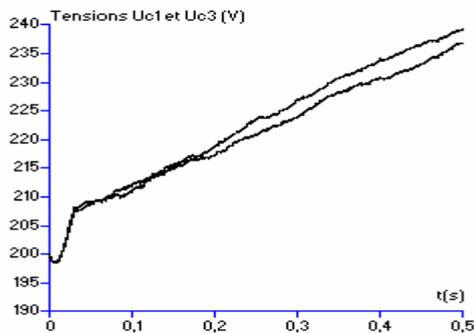


Figure II.11.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence

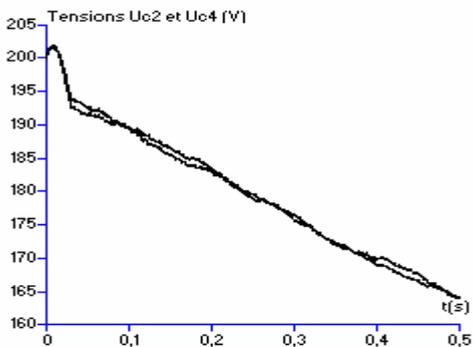
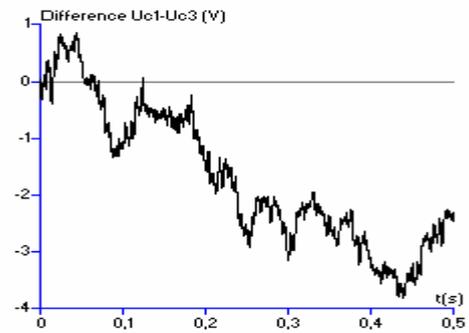
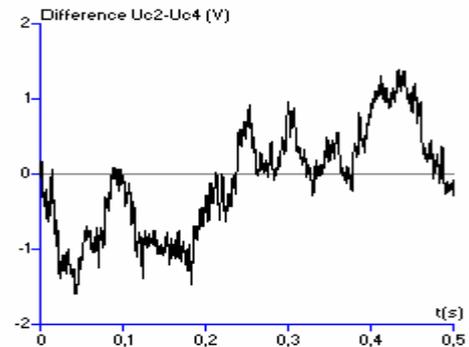


Figure II.11.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence



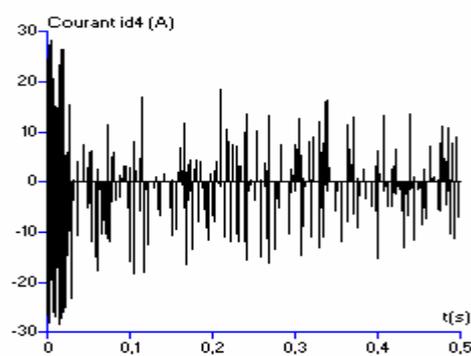
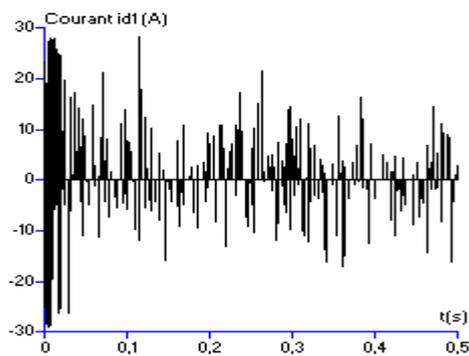


Figure II.11.c Courants i_{d1} et i_{d4} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

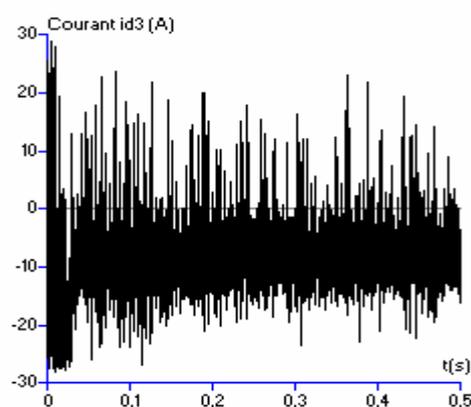
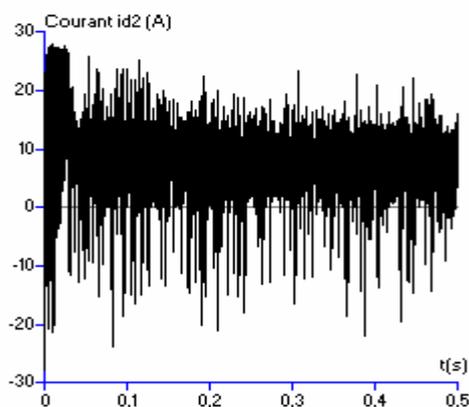


Figure II.11.d Courants i_{d2} et i_{d3} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

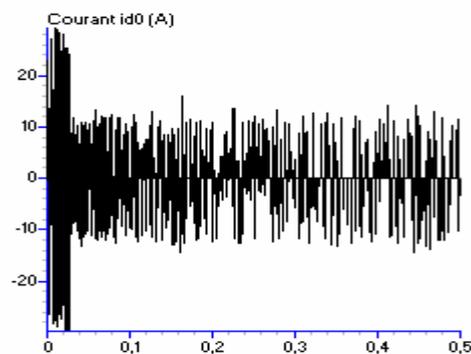


Figure II.11.e Courant i_{d0} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

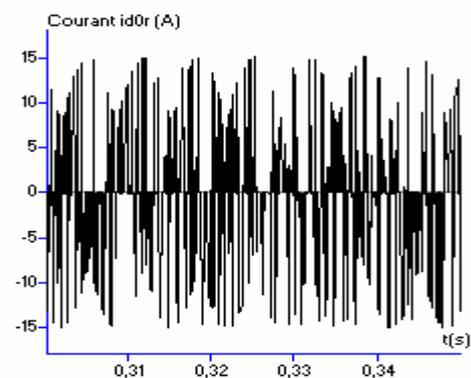
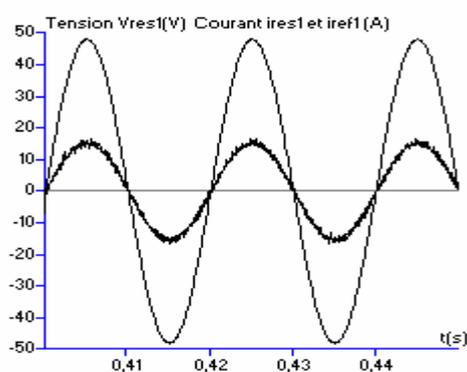


Figure II.11.f Tension V_{res1} , courant i_{res1} et sa référence i_{ref1} et courant i_{d0r}

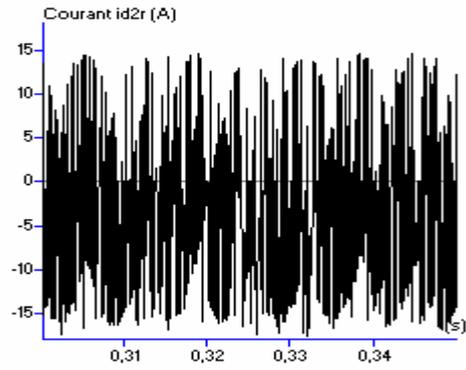
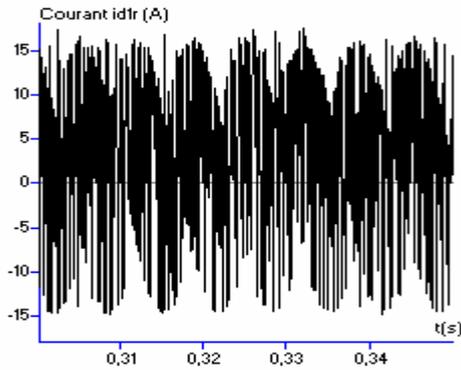


Figure II.11.g Courants i_{d1r} et i_{d2r} du redresseur à trois niveaux

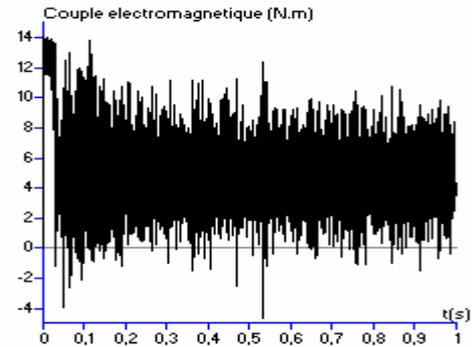
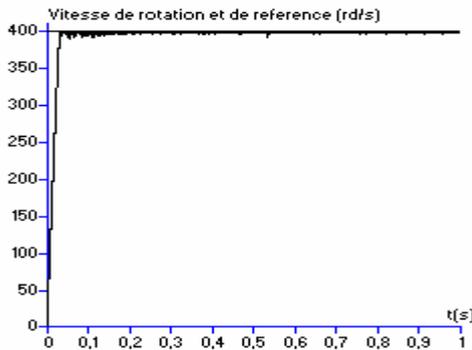


Figure II.11.h Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

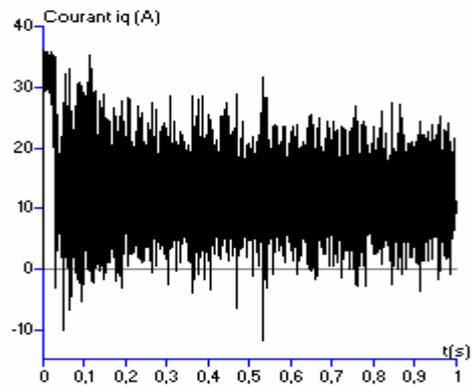
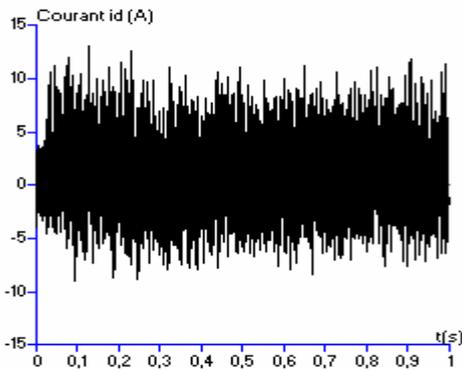


Figure II.11.i Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q) de la machine synchrone à aimants permanents

III.2.5 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée par la figure II.8.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant le redresseur de courant à trois niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est

commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF), $R=0.25\Omega$ et $L=1$ mH.

Le redresseur de courant à trois niveaux est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1$).

Les figures II.11.a montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est très faible (<2 V). De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les courants de phase du réseau suivent parfaitement leurs références et sont en phase avec les tensions du réseau (figure II.11.f)

Les figures II.11.f à II.11.g donnent l'allure des courants redressés du redresseur de courant à trois niveaux. On remarque que les courants i_{d1r} et i_{d2r} ont la même forme et sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0r} a une valeur moyenne nulle.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

Les figures II.11.h et II.11.i donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents. L'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique ainsi que celles des courants d'axe d et q montrent que l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur ont une mauvaise influence sur les performances de la machine.

III.3 Cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Les onduleurs à cinq niveaux sont naturellement réversibles. Ainsi, ils peuvent fonctionner en onduleur et ainsi transférer de l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

On adopte la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Les modèles élaborés précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux sont valables pour ces redresseurs en tenant compte des nouvelles conventions.

Les stratégies présentées précédemment pour les onduleurs à cinq niveaux sont valables pour ce redresseur.

Le redresseur de courant à cinq niveaux est représenté à la figure suivante :

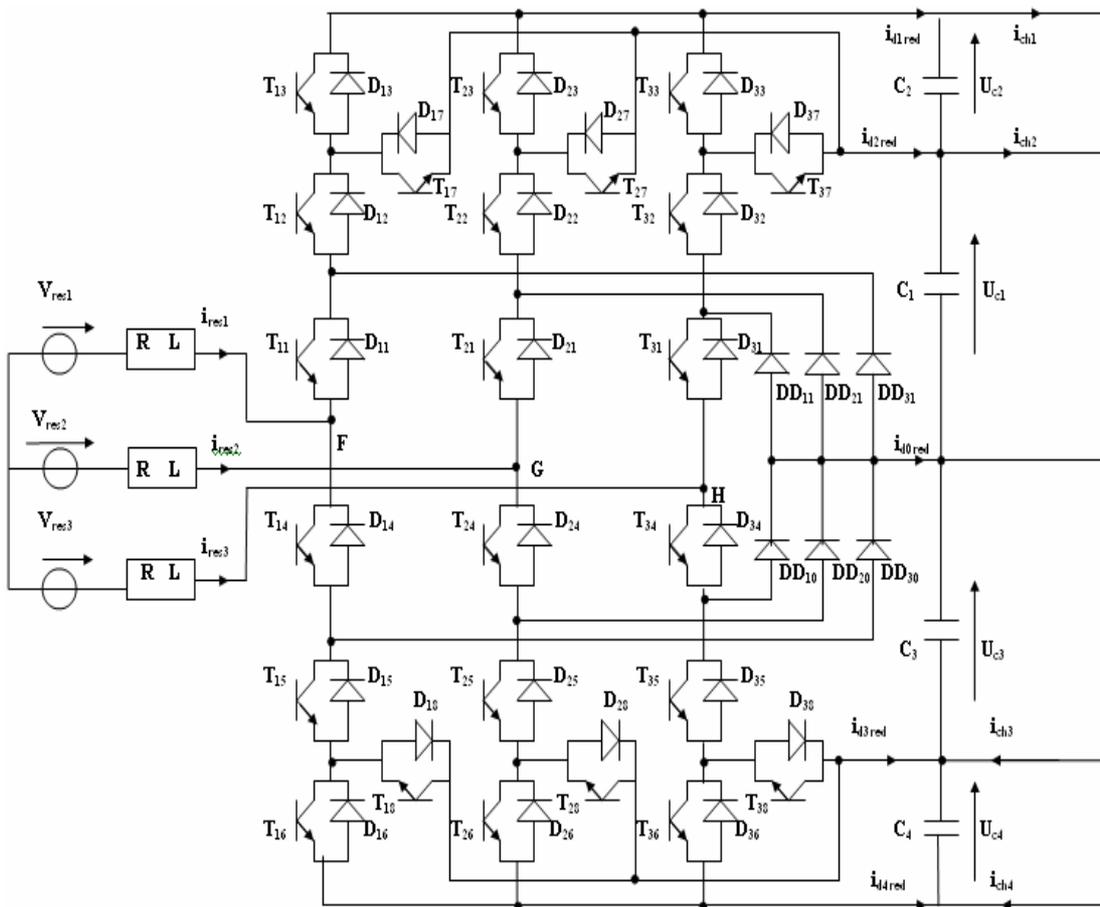


Figure II.12. Structure du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante :

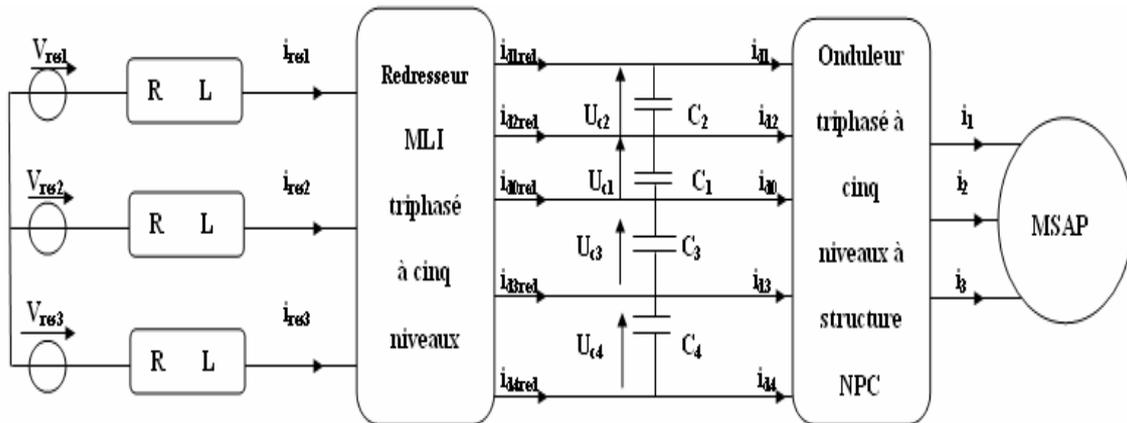


Figure II.13 Structure de la cascade un redresseur de courant à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents

III.3.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Le filtre intermédiaire dans ce cas est représenté à la figure II.14 :

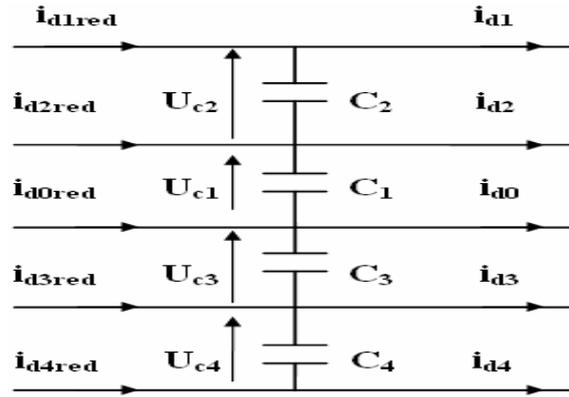


Figure II.14 Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = i_{d2red} - i_{d2} + i_{d1red} - i_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = i_{d1red} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = i_{d3} - i_{d3red} + i_{d4} - i_{d4red} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = -i_{d4red} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

III.3.2 Résultats de simulation

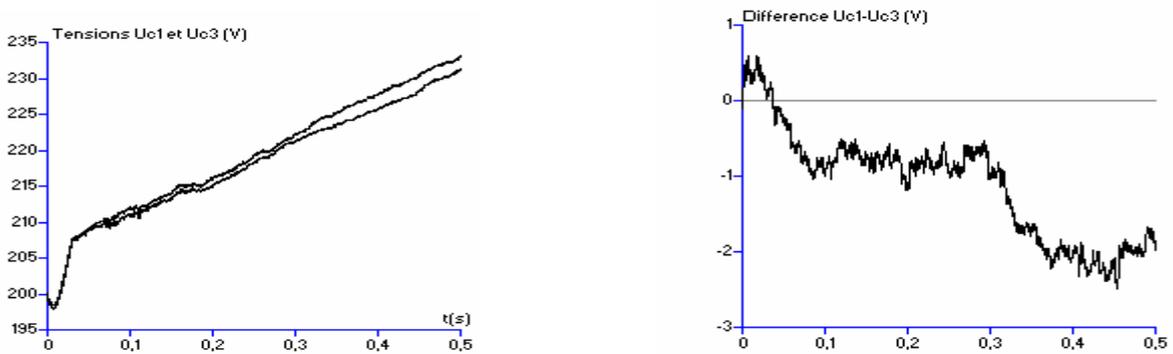


Figure II.15.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

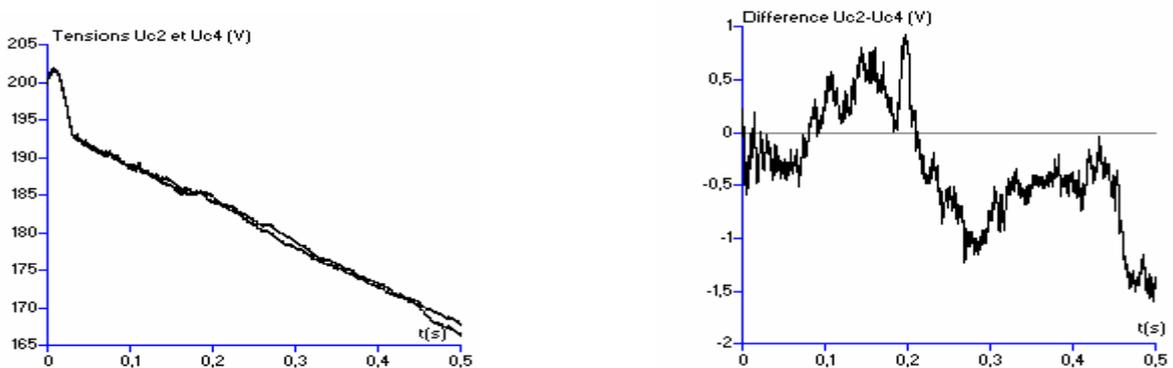


Figure II.15.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

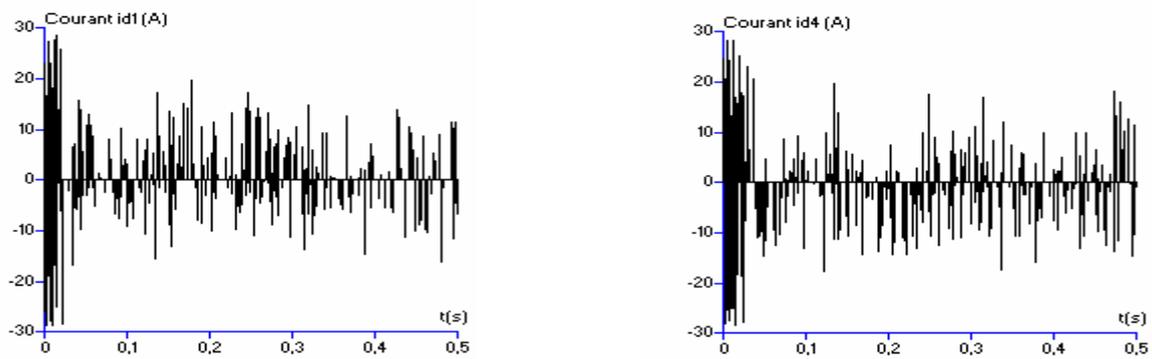


Figure II.15.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

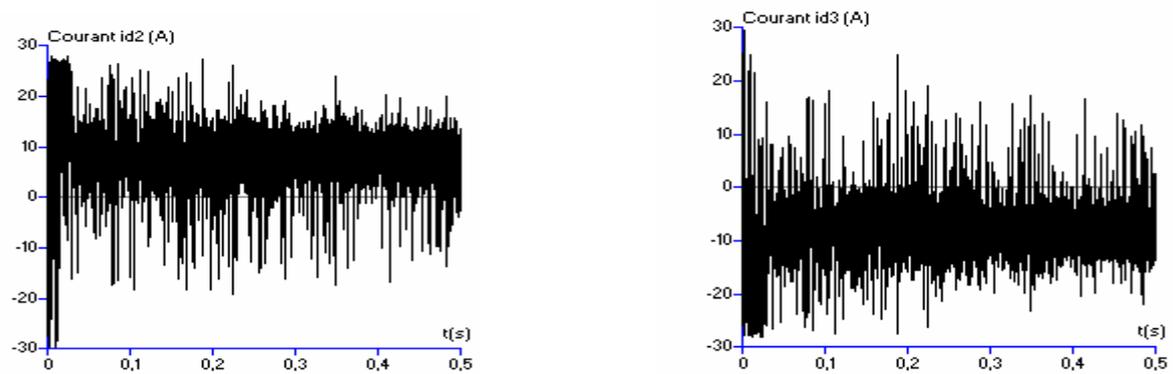


Figure II.15.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

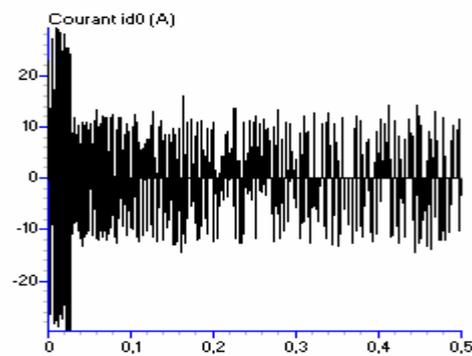


Figure II.15.e Courant i_{d0} d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux

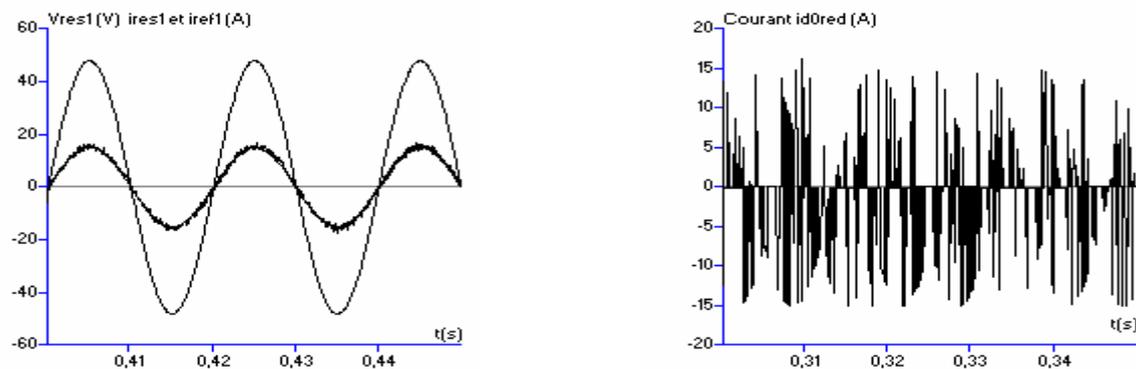


Figure II.15.f Tension V_{res1} et courants i_{res1} et i_{ref1} ainsi que le courant i_{d0red}

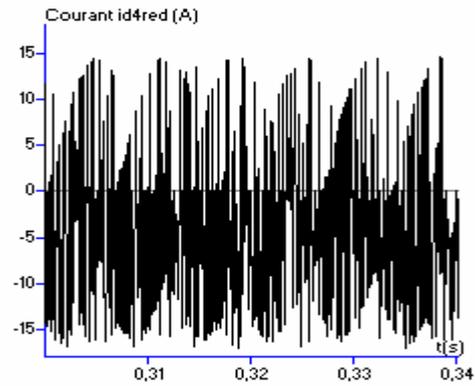
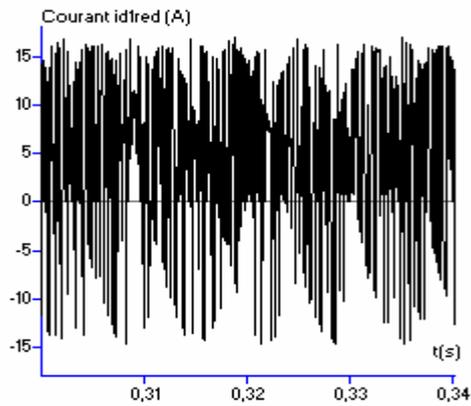


Figure II.15.g Courants i_{d1red} et i_{d4red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

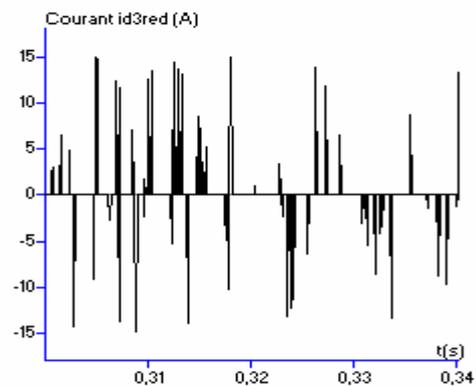
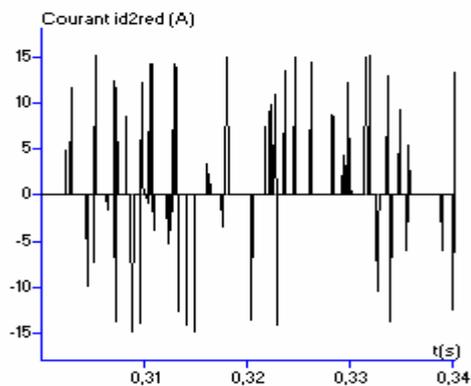


Figure II.15.h Courants i_{d2red} et i_{d3red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

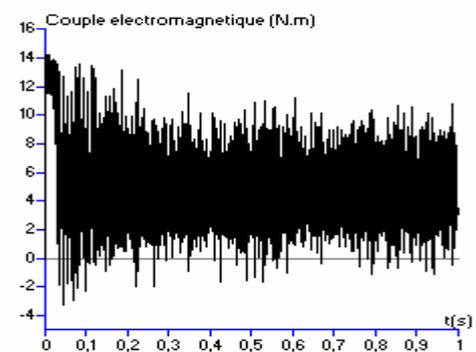
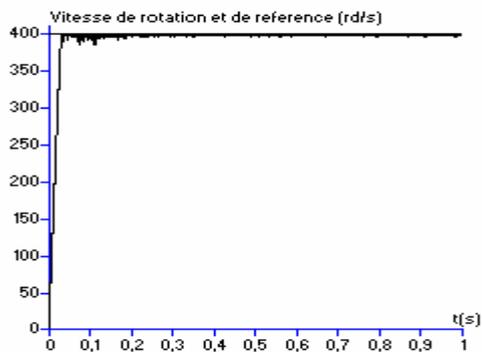


Figure II.15.i Vitesse et couple de la machine pour une consigne de 400rd/s

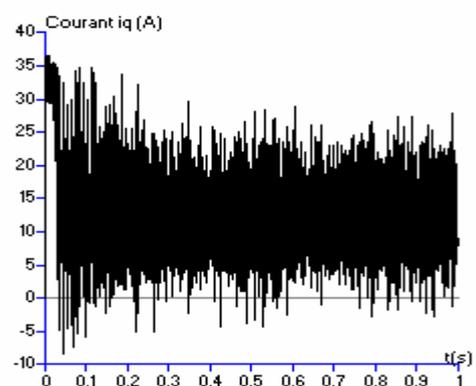
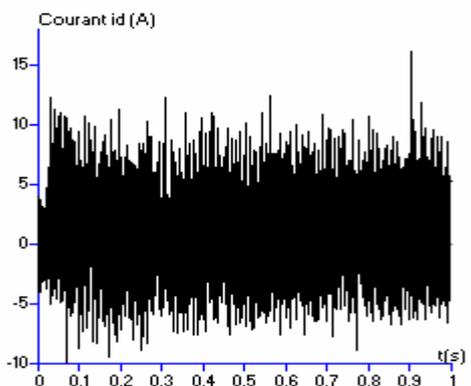


Figure II.15.j Courants d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

III.3.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes (II.15.*) donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée figure II.13.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant le redresseur de courant à cinq niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF), $R=0.25\Omega$ et $L=10$ mH.

Le redresseur de courant à cinq niveaux est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1$).

Les figures II.15.a montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

On constate que les pentes des courbes de tension sont moins importantes que dans le cas du redresseur à trois niveaux.

Les courants de phase du réseau suivent bien leurs références et sont en phase avec les tensions du réseau.

Les figures II.15.f à II.15.h donnent l'allure des courants redressés du redresseur de courant à cinq niveaux. On remarque que les courants i_{d1red} et i_{d4red} ont la même forme et sont inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d2red} et i_{d3red} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0red} a une valeur moyenne nulle.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

Les figures II.15.i et j montrent les performances de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). On remarque sur ces courbes l'influence de l'instabilité des tensions.

IV. Topologies utilisant deux redresseurs à MLI

Dans la partie précédente, nous avons utilisé un seul redresseur pour la génération des quatre tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à MLI à structure NPC.

Dans cette partie, nous utiliserons deux redresseurs de courants pour générer ces tensions.

Pour cela, deux topologies peuvent être conçues :

- Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux
- Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux à structure NPC

IV.1 Cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Un autre type de cascade utilisant deux redresseurs pour la génération des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux peut être envisagé. La structure de cette cascade est donnée à la figure II.16 :

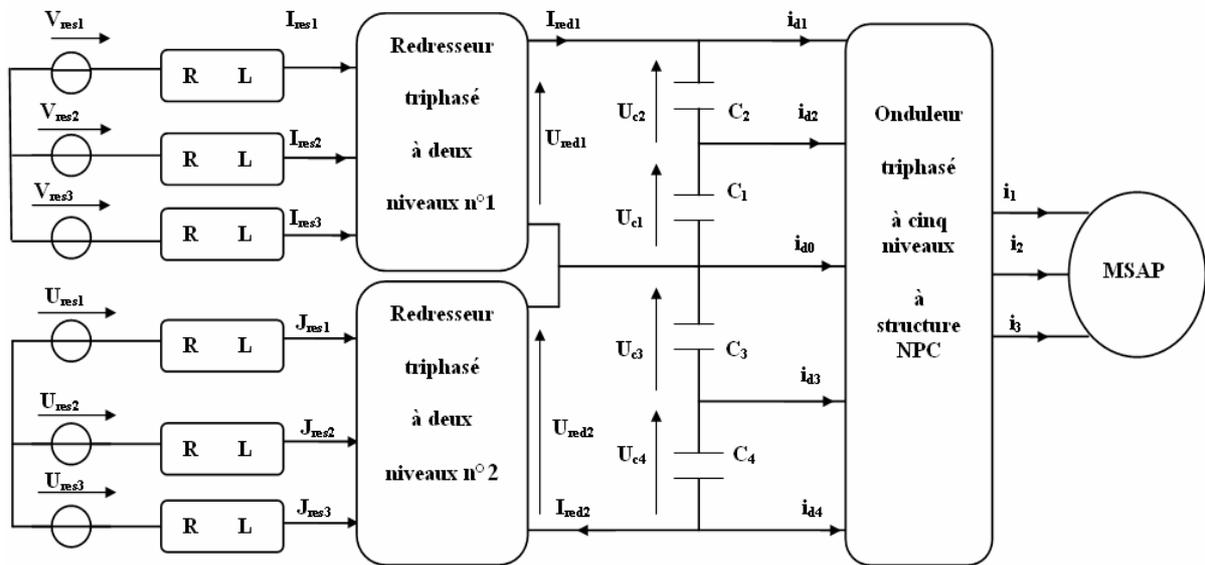


Figure II.16 Structure de la cascade deux redresseurs à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MSAP

IV.1.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Pour la cascade de la figure II.16, le filtre intermédiaire a l'allure suivante :

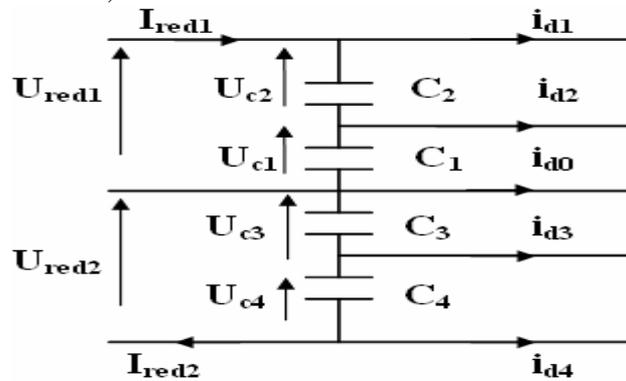


Figure II.17 Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red2} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

IV.1.2 Résultats de simulation

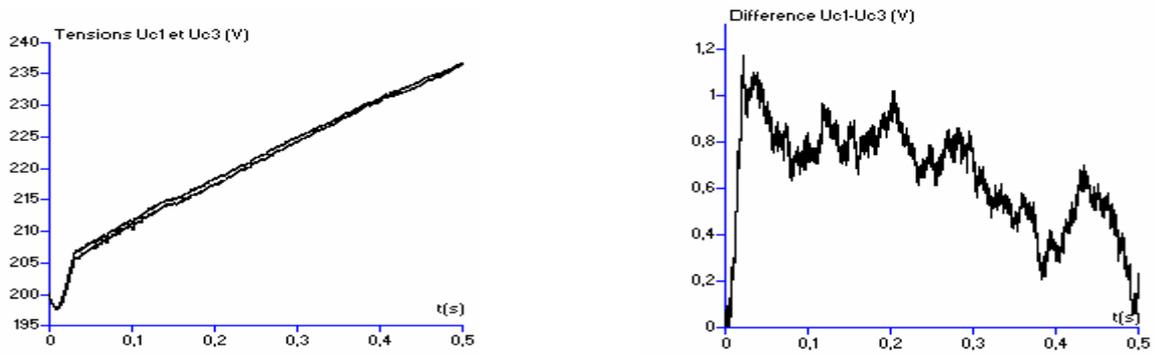


Figure II.18.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

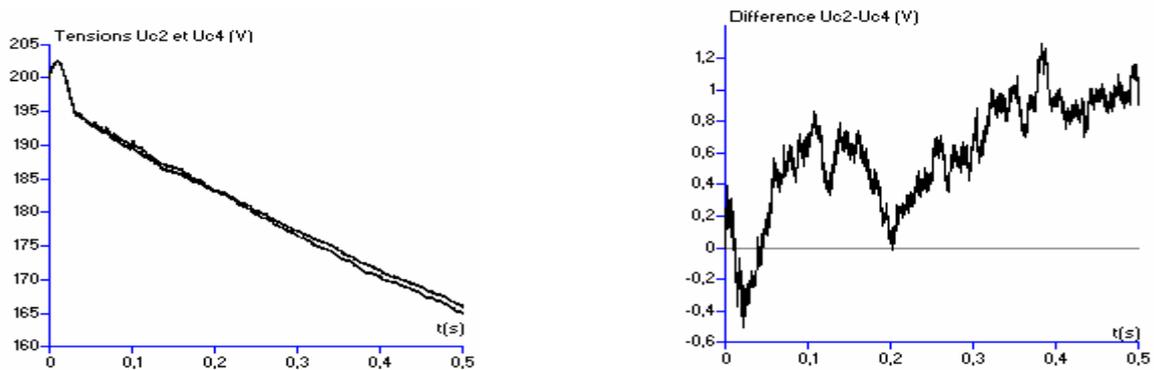


Figure II.18.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

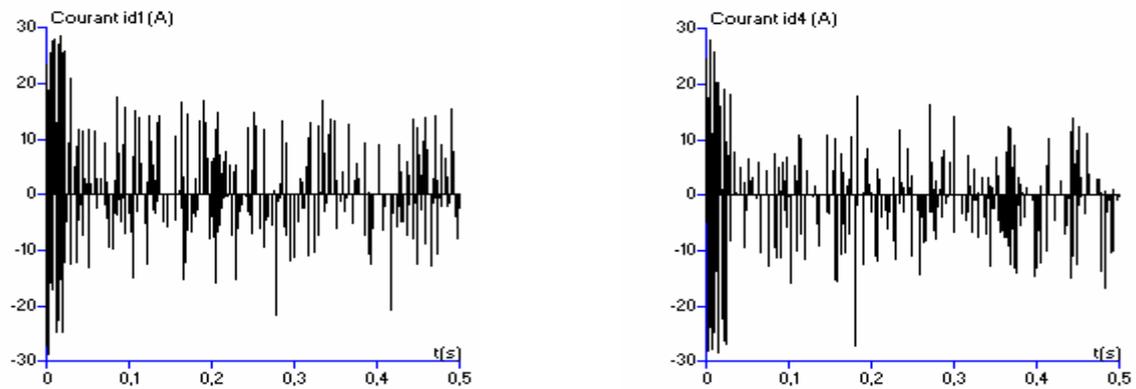


Figure II.18.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

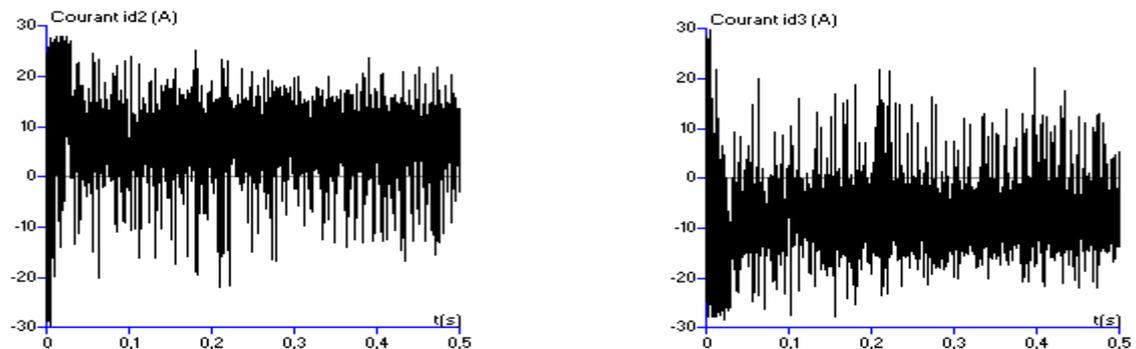


Figure II.18.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

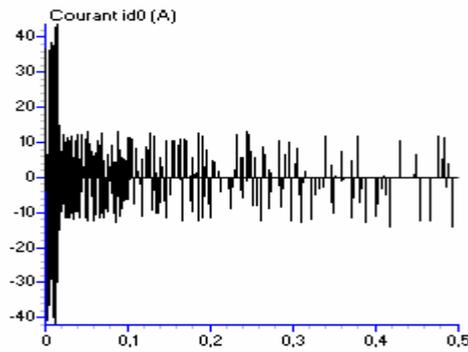


Figure II.18.e Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

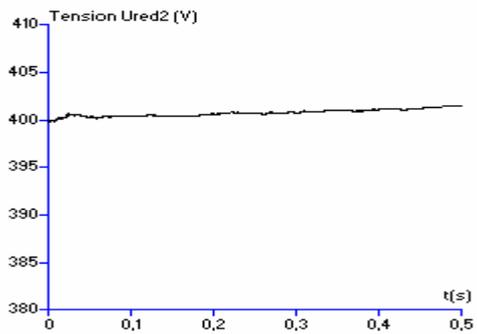
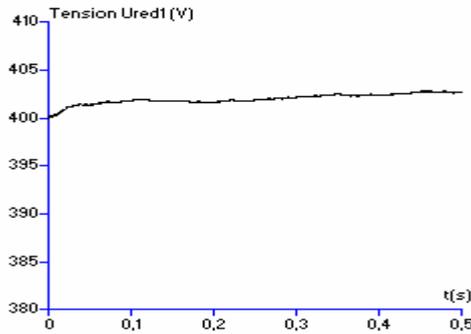


Figure II.18.f Tensions de sortie U_{red1} et U_{red2} des redresseurs n°1 et 2

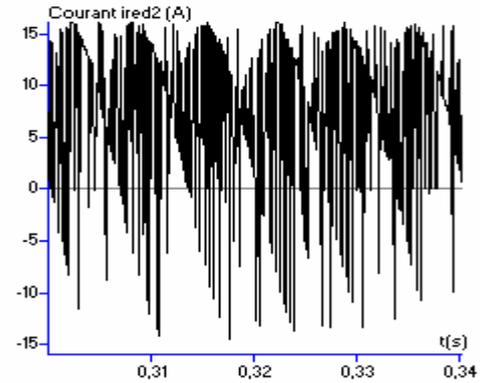
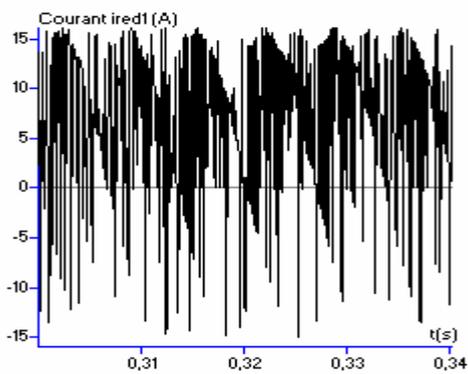


Figure II.18.g Courants redressés i_{red1} et i_{red2} des redresseurs n°1 et 2

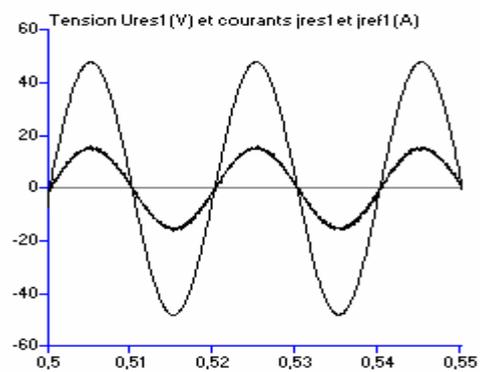
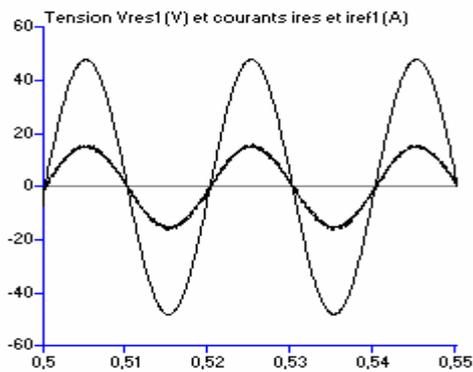


Figure II.18.h Tension de réseau, Courant de réseau et référence pour les redresseurs n°1 et 2

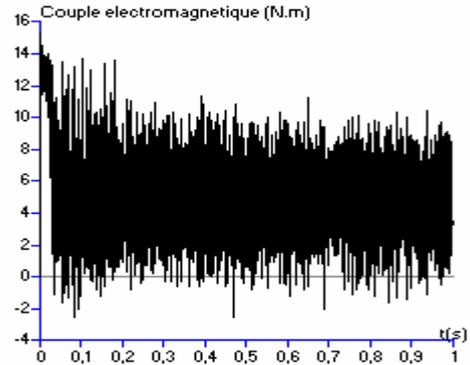
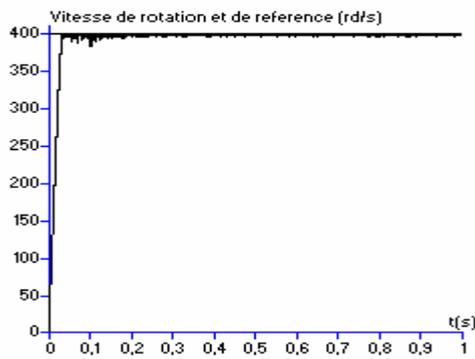


Figure II.18.i Vitesse et couple de la machine pour une consigne de 400 rad/s

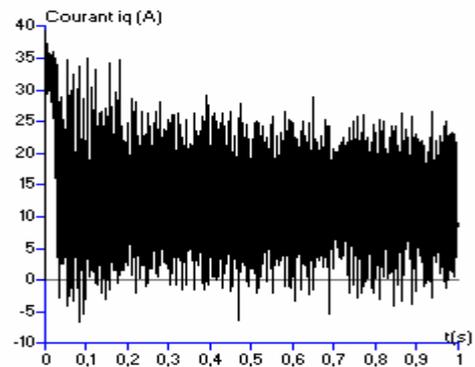
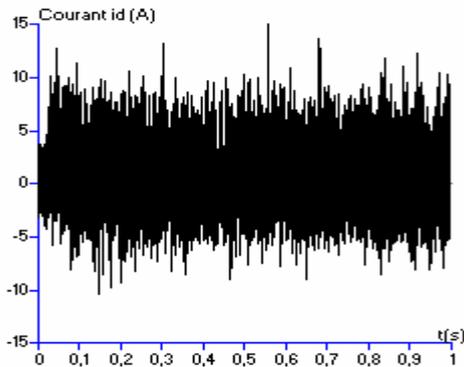


Figure II.18.j Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q) de la machine

IV.1.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes (II.18.*) donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure II.16.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant les deux redresseurs de courant à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant le redresseur est de 15 A. Les deux redresseurs de courant sont commandés par la stratégie d'hystérésis en courant. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF). $R=0.25\Omega$ et $L=10$ mH.

Les figures II.18.a et b montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} sont constantes et égales à 400 V.

Les courants de phase des réseaux des redresseurs n°1 et n°2 suivent bien leurs références et sont en phase avec les tensions de réseau.

La figure II.18. donne l'allure des courants redressés des redresseurs n°1 et n°2.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. La figure II.18.i donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5N.m$) et la figure II.18.j l'allure des courants i_d et i_q . On voit bien sur ces figures l'influence de l'instabilité des tensions continues d'entrée de l'onduleur sur les performances de la machine.

IV.2 Cascade deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante :

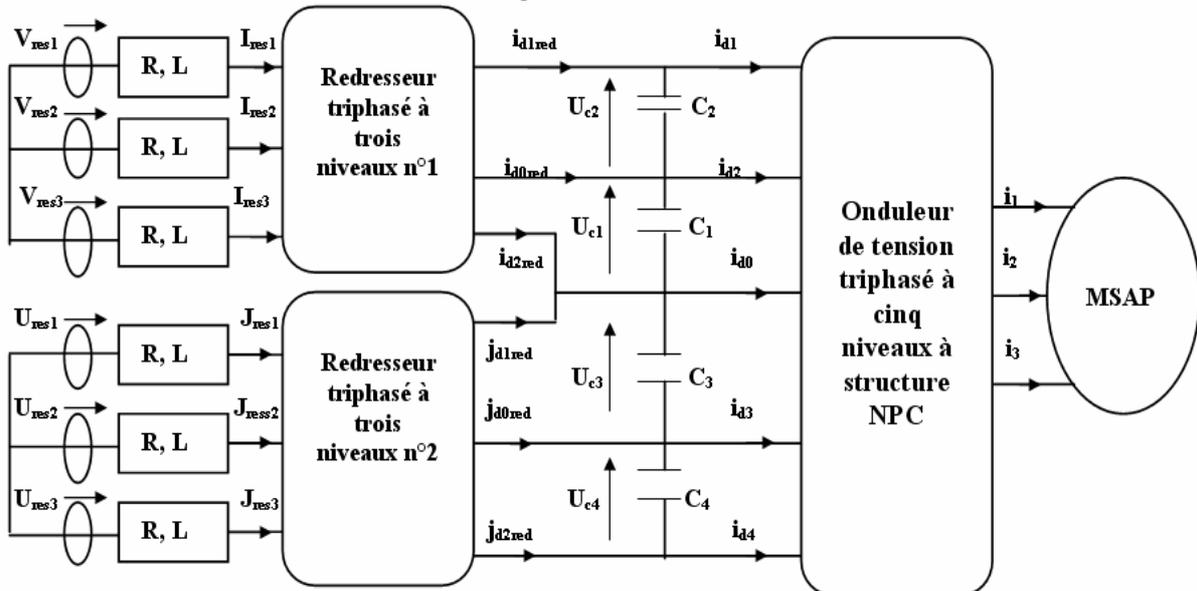


Figure II.19 Structure de la cascade deux redresseurs à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MSAP

IV.2.1 Modélisation du filtre intermédiaire

Pour la cascade de la figure II.19, le filtre intermédiaire a l'allure suivante :

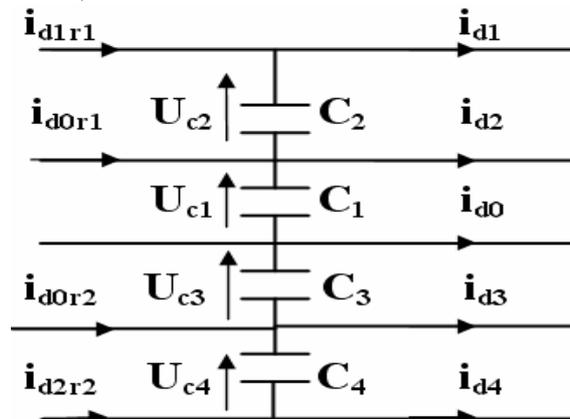


Figure II.20 Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = i_{d1r1} - i_{d1} - i_{d2} + i_{d0r1} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = i_{d1r1} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = i_{d3} + i_{d4} - i_{d2r2} - i_{d0r2} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red2} - i_{d4} \end{array} \right. \quad (II.16)$$

IV.2.2 Résultats de simulation

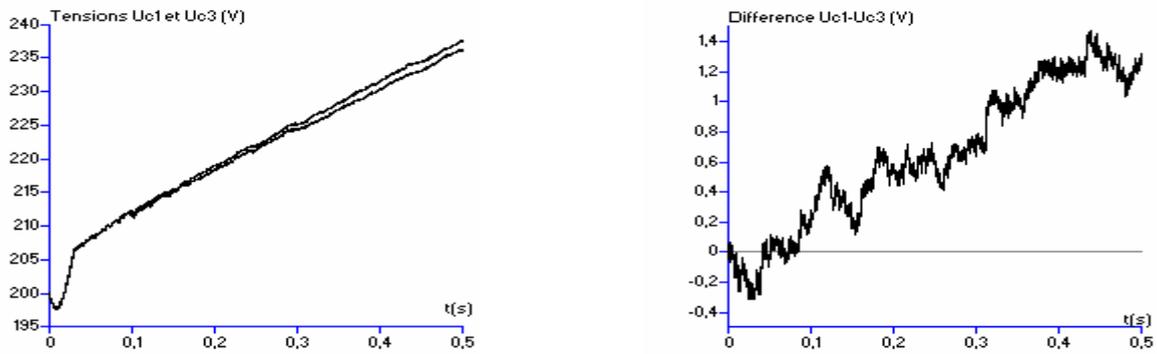


Figure II.21.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

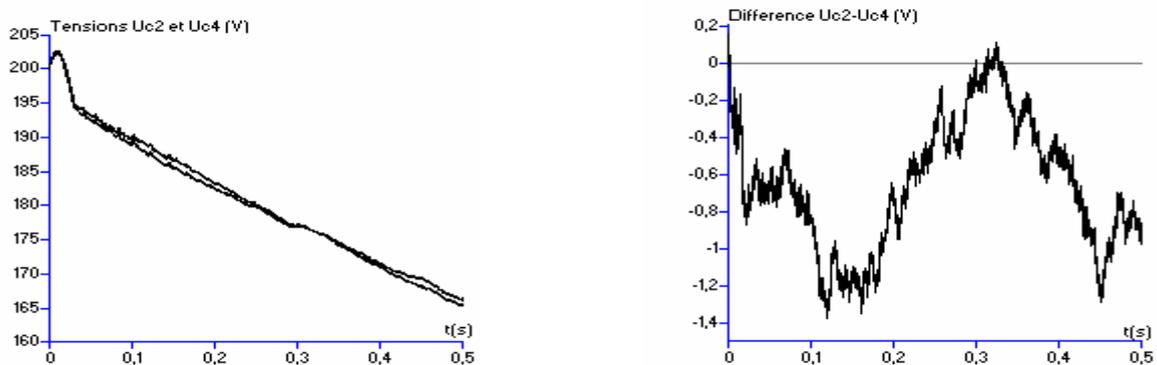


Figure II.21.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

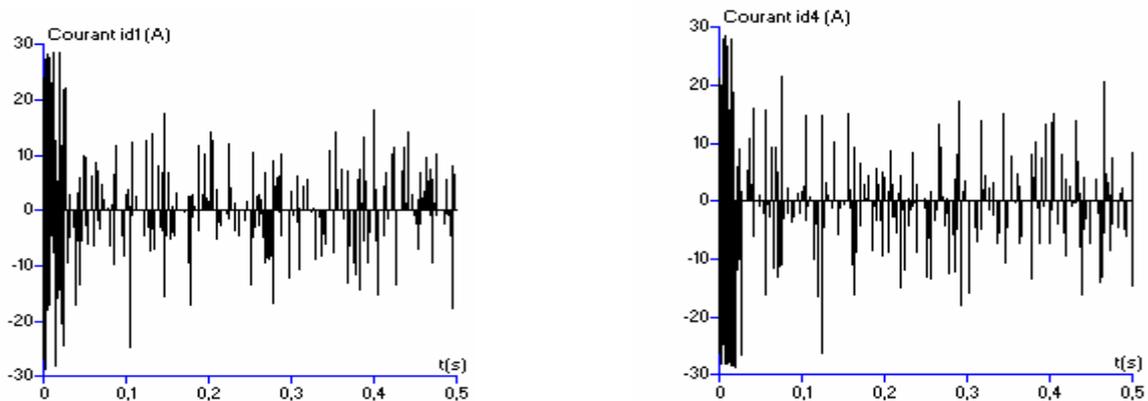


Figure II.21.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

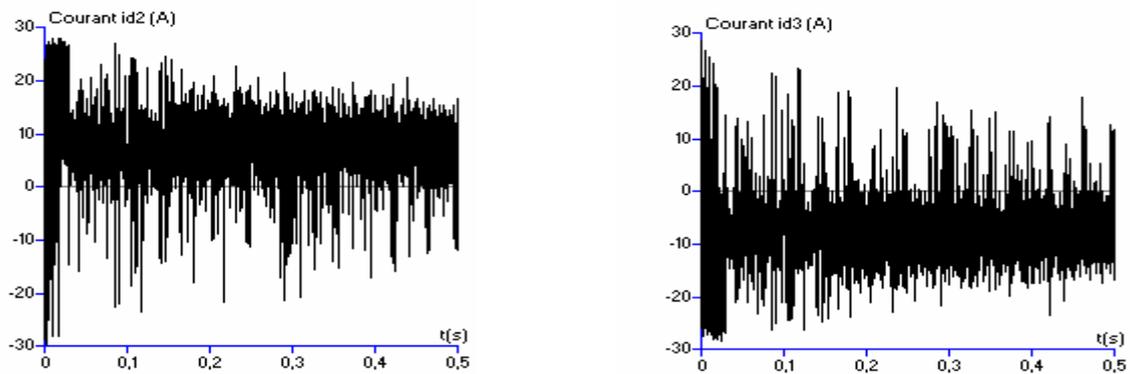


Figure II.21.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

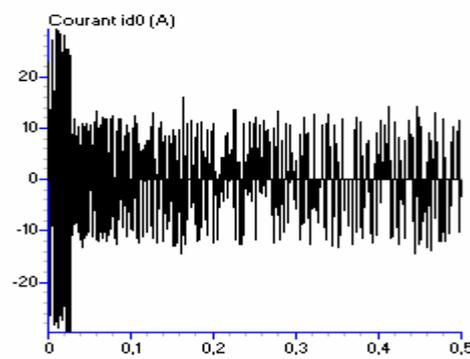


Figure II.21.e Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

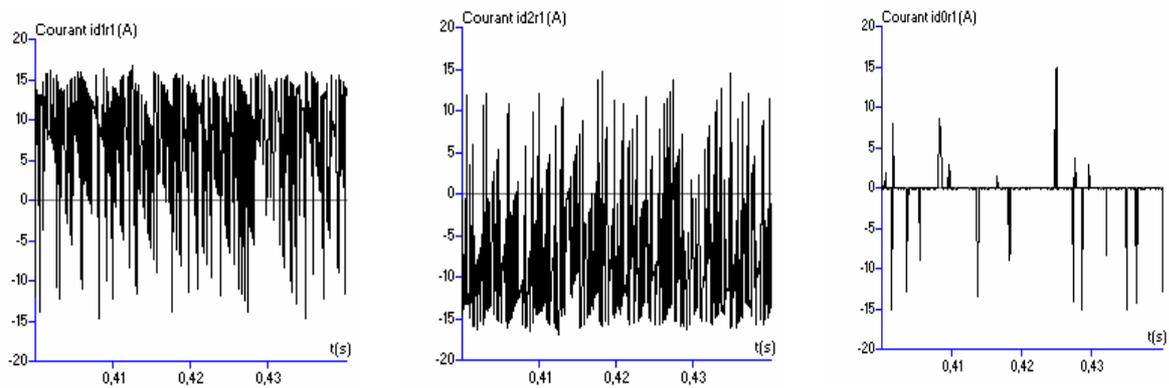


Figure II.21.f Courants de sortie i_{d1r1} , i_{d2r1} et i_{d0r1} du redresseur n°1

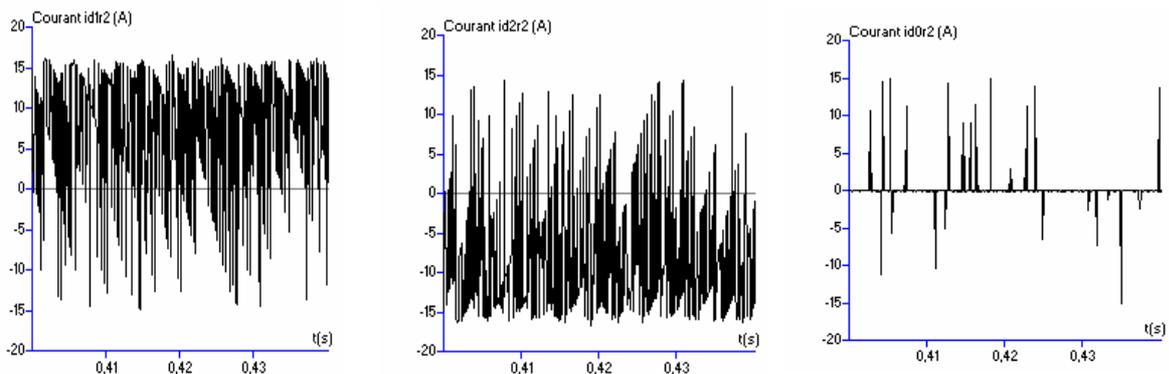


Figure II.21.g Courants de sortie i_{d1r2} , i_{d2r2} et i_{d0r2} du redresseur n°2

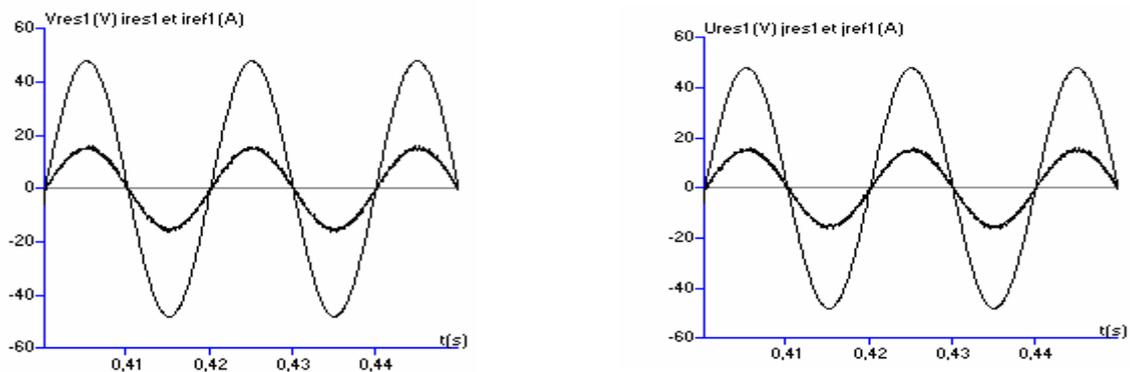


Figure II.21.h Tension de réseau, courants de réseau et courants de référence alimentant les redresseurs 1 et 2

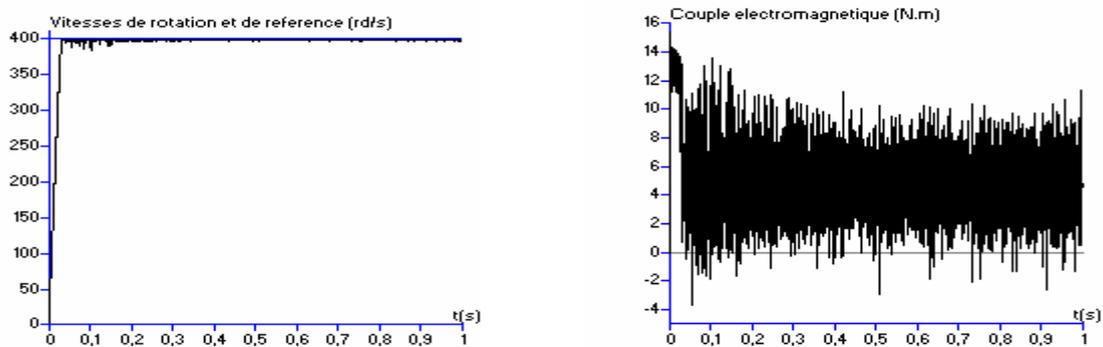


Figure II.21.i Vitesse et couple de la machine pour une consigne de vitesse de 400 rad/s

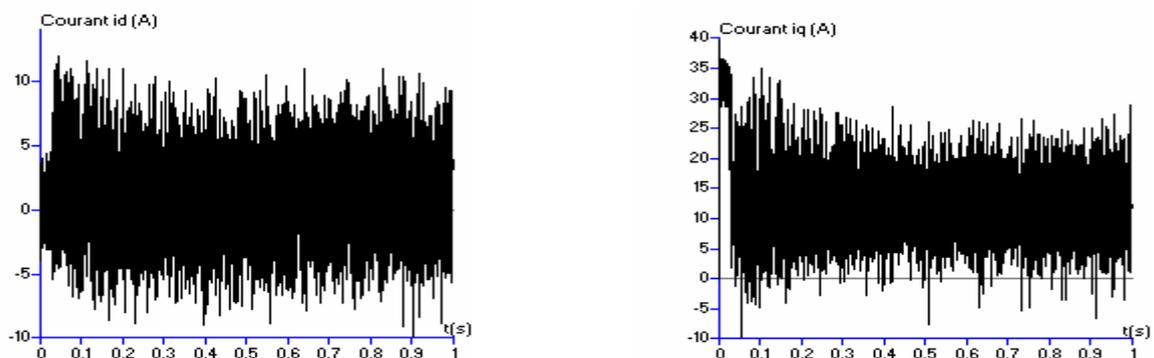


Figure II.21.j Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q) de la machine

IV.2.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure II.19.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant les deux redresseurs de courant à trois niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant les redresseurs est de 15 A. Les deux redresseurs de courant sont

commandés par la stratégie d’hystérésis en courant. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF). $R=0.25\Omega$ et $L=10$ mH.

Les figures II.21.a et b montrent les tensions U_{c1} et U_{c3} obtenues à l’entrée de l’onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes et que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les courants de phase des réseaux des redresseurs n°1 et n°2 suivent bien leurs références et sont en phase avec les tensions du réseau (fig II.21.h)

Les figures II.21.e et f donnent l’allure des courants redressés des redresseurs n°1 et n°2.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. Les figures II.21.i et j donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). On remarque l’influence néfaste de l’instabilité des tensions d’entrée de l’onduleur à cinq niveaux sur ses performances.

V. Cascade quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

La structure de la cascade est donnée à la figure suivante :

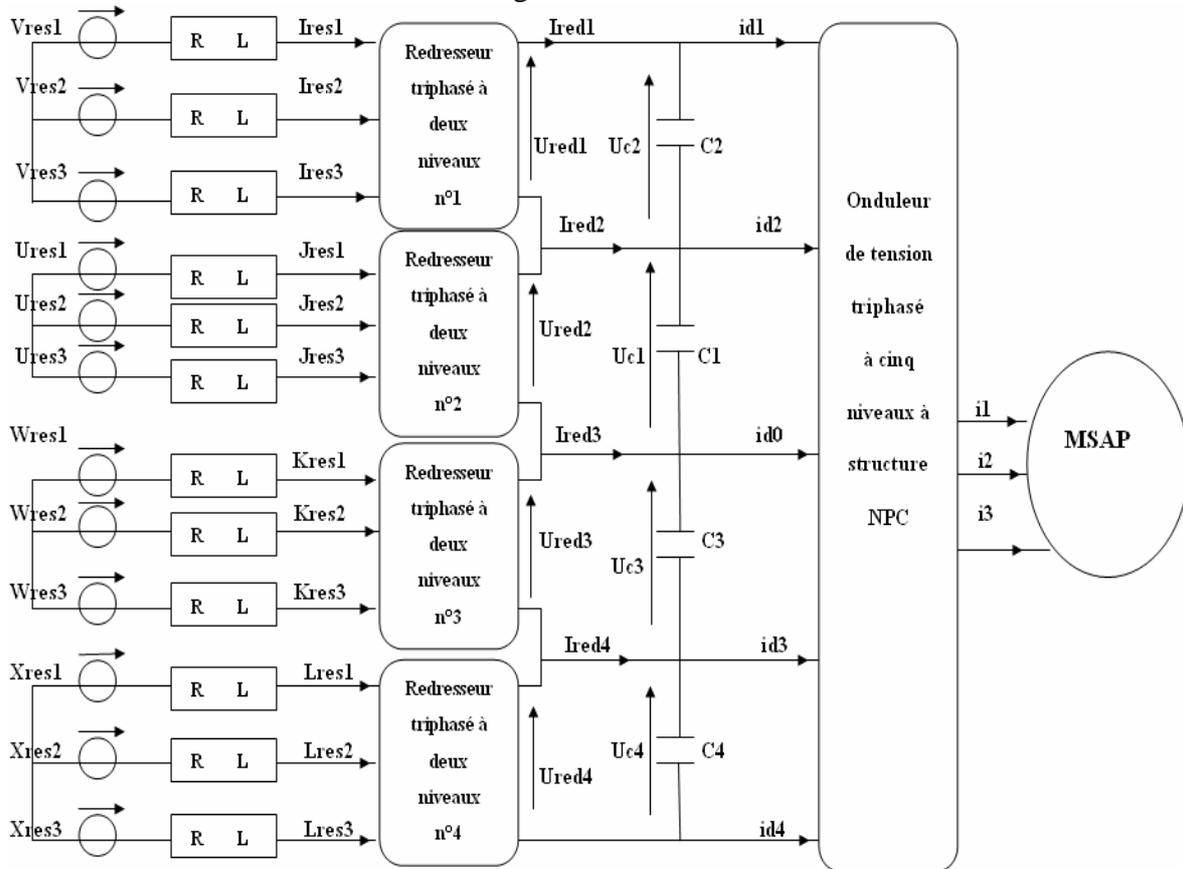


Figure II.22 Structure de la cascade quatre redresseurs à MLI à deux niveaux – onduleur à cinq niveaux – Machine synchrone à aimants permanents

V.1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre est donnée à la figure II.23

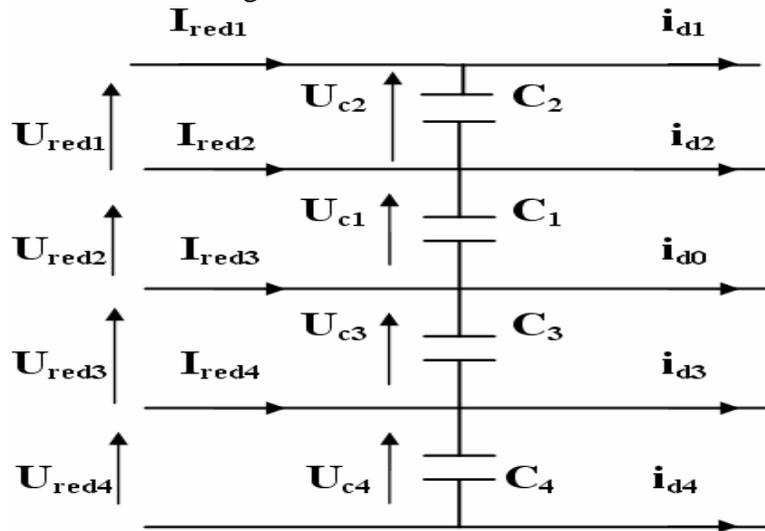


Figure II.23 Structure du filtre intermédiaire

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

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{d(U_{c1})}{dt} = I_{red2} - i_{d2} + I_{red1} - i_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{d(U_{c2})}{dt} = I_{red1} - i_{d1} \\ C_3 \cdot \frac{d(U_{c3})}{dt} = -I_{red3} + i_{d3} - I_{red4} + i_{d4} \\ C_4 \cdot \frac{d(U_{c4})}{dt} = I_{red4} - i_{d3} \end{cases} \quad (II.17)$$

Les quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux utilisés dans cette cascade sont identiques à celui présenté précédemment (Fig II.5).

V.2 Résultats de simulation

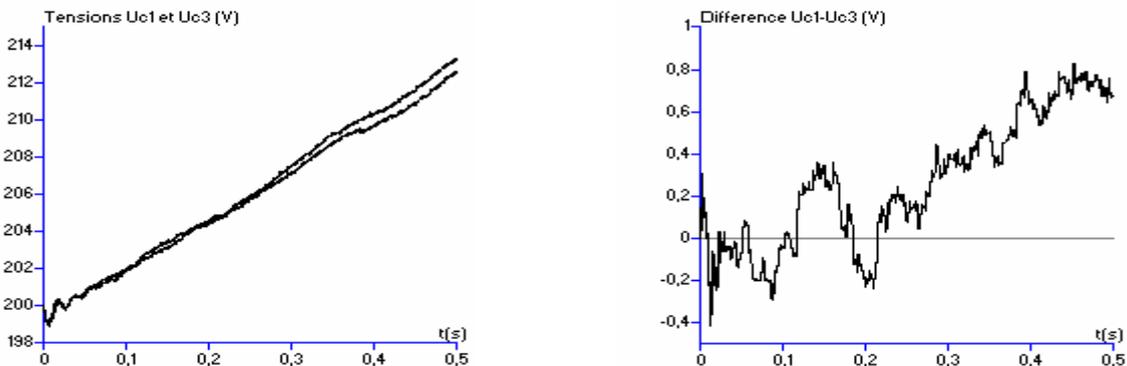


Figure II.24.a Tensions U_{c1} et U_{c3} et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

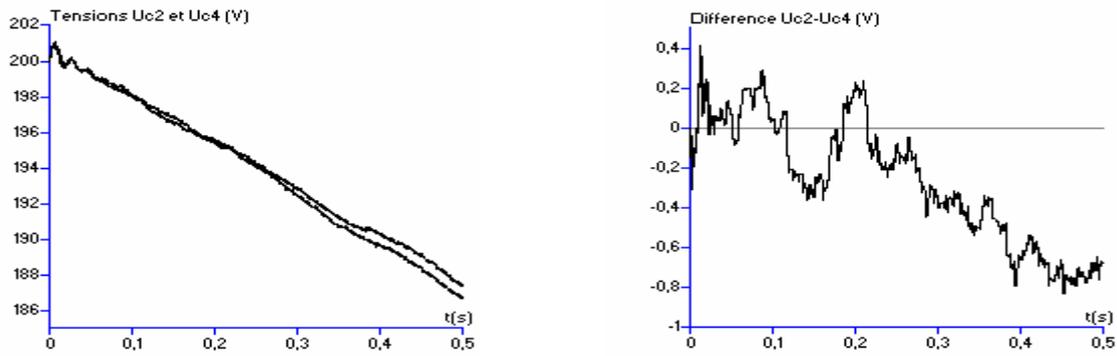


Figure II.24.b Tensions U_{c2} et U_{c4} et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

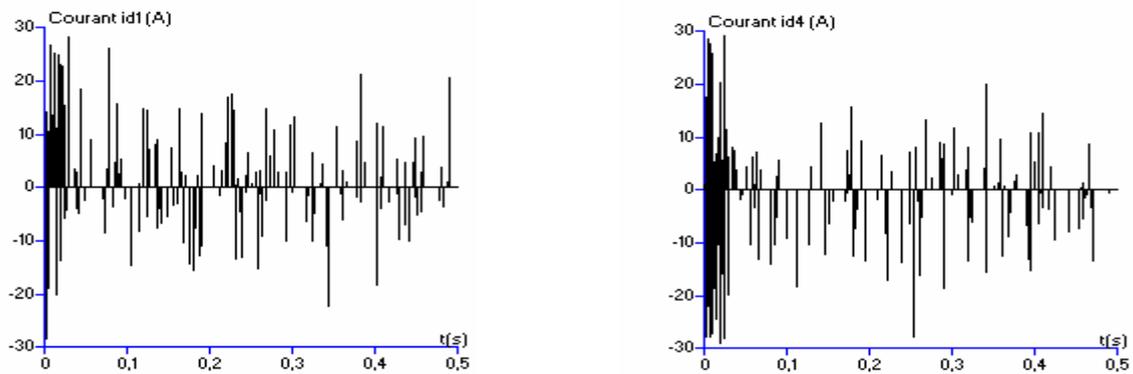


Figure II.24.c Courants d'entrée i_{d1} et i_{d4} de l'onduleur à cinq niveaux

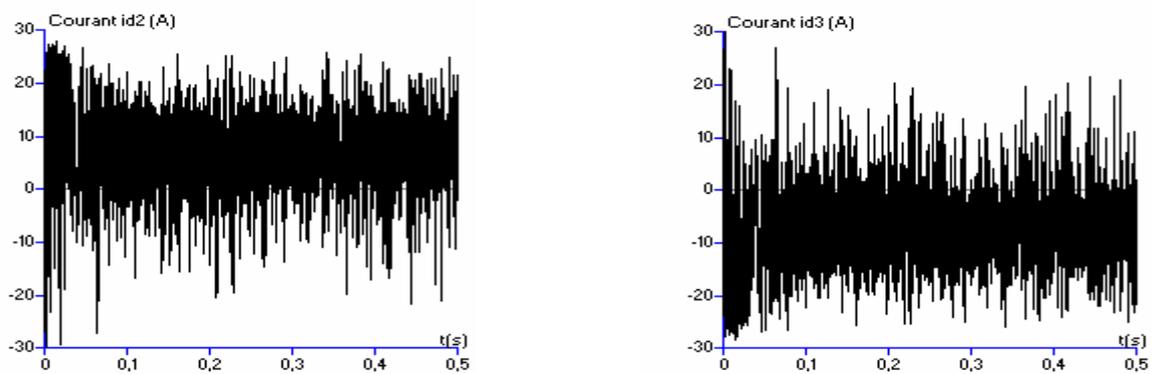


Figure II.24.d Courants d'entrée i_{d2} et i_{d3} de l'onduleur à cinq niveaux

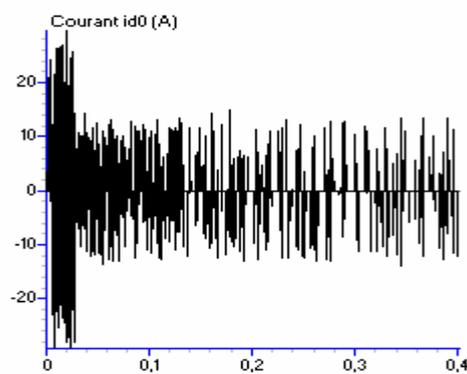


Figure II.24.e Courant d'entrée i_{d0} de l'onduleur à cinq niveaux

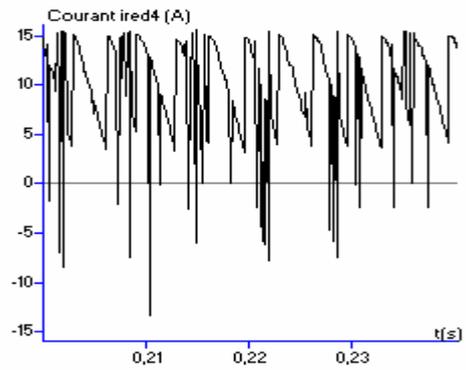
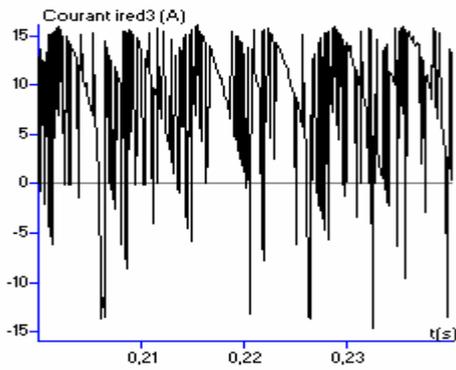
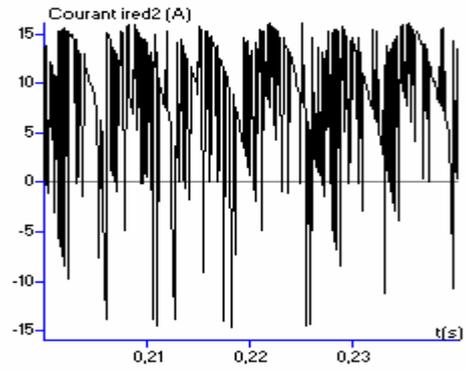
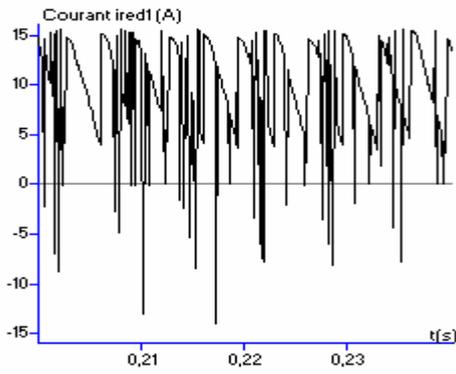


Figure II.24.f Courants de sortie des redresseurs 1, 2, 3 et 4

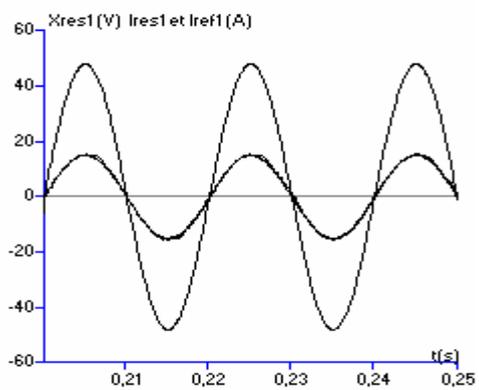
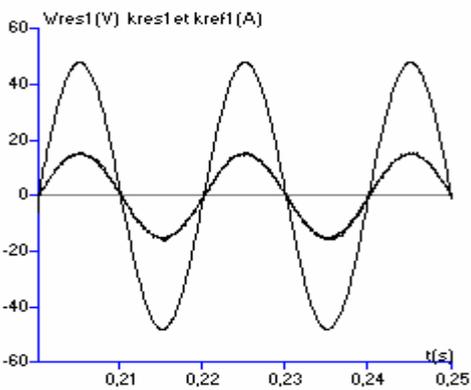
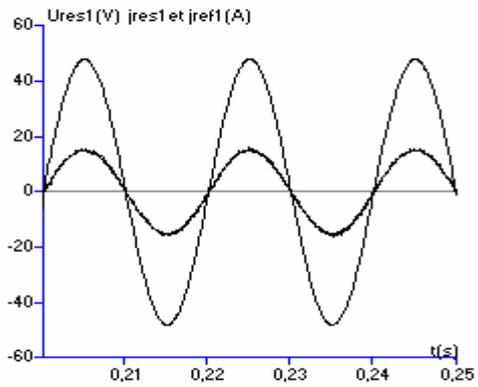
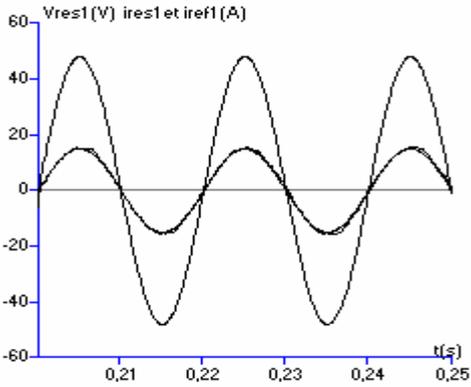


Figure II.24.g Tensions de réseau, courants de réseau et leurs références pour les redresseurs 1, 2, 3 et 4

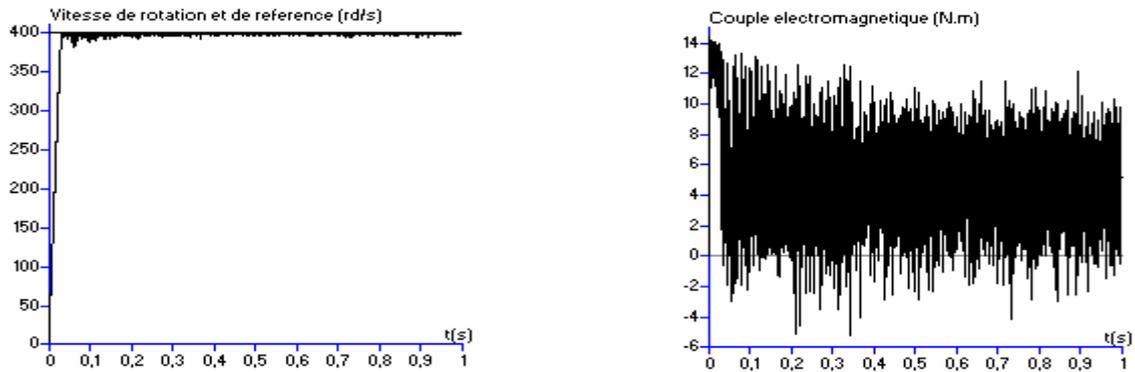


Figure II.24.h Vitesse et couple de machine pour une consigne de 400 rad/s

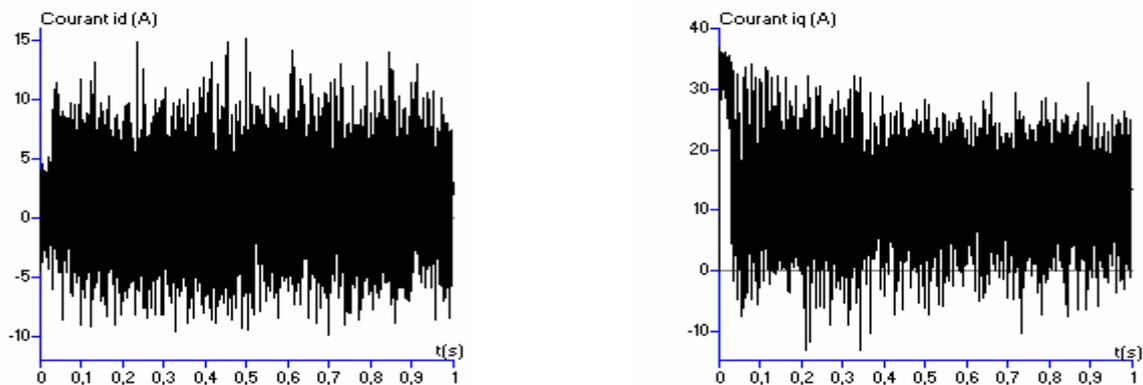


Figure II.24.i Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q) de la machine

V.3 Interprétation des résultats

Les figures précédentes donnent les caractéristiques de la cascade dont la structure est donnée à la figure IV.22.

L'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est commandé par la triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires. Le réseau triphasé alimentant les quatre redresseurs de courant à deux niveaux a une tension de 48 V et une fréquence de 50 Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant les différents redresseurs est de 15 A. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse pour une consigne de 400 rad/s ($C_r=5$ N.m). Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ($C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF). $R=0.25$ Ω et $L=1$ mH.

Les figures IV.24.a et b montrent les tensions U_{c1} , U_{c3} et U_{c2} , U_{c4} obtenues à l'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. On remarque que ces tensions sont croissantes, que la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est d'environ 1V et est donc très faible. De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} qui sont décroissantes et dont la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est pratiquement nulle.

Les courants de phase du réseau des redresseurs $n^{\circ}1$, $n^{\circ}2$, $n^{\circ}3$ et $n^{\circ}4$ suivent bien leurs références.

Les figures IV.24.e et f donnent l'allure des courants redressés des redresseurs $n^{\circ}1$, 2, 3 et 4.

Les courants i_{d1} (resp i_{d2}) et i_{d4} (resp i_{d3}) ont la même allure mais sont inversés. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle.

La figure IV.24.h donne l'allure de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pour une consigne de vitesse de 400 rd/s ($C_r=5N.m$).

Conclusion

Dans cette partie, nous avons étudié différents changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux comme pont de sortie.

- Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de deux redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

On a montré particulièrement le déséquilibre entre les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} dans plusieurs cas. On a montré aussi dans ce chapitre l'utilisation des onduleurs triphasés à cinq niveaux en redresseur de courant.

L'utilisation des redresseurs de courant à deux, trois ou cinq niveaux commandés par hystérésis en courant permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On remarque surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur est moins important dans le cas de l'utilisation d'un redresseur de courant à cinq niveaux.

CHAPITRE 3

ASSERVISSEMENT LINEAIRE DES CASCADES A CINQ NIVEAUX

I. Introduction

Lors du chapitre précédent, nous avons étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie multiniveaux (cinq niveaux) et mis en évidence le problème de la dérive des quatre tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC ainsi que l'effet de cette fluctuation sur les performances de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents.

Pour obtenir côté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance unitaire (le plus proche possible de l'unité), nous avons choisi au chapitre précédent une commande par hystérésis des courants appelés par l'étage redresseur.

Dans ce chapitre, nous proposons :

- d'asservir les courants d'alimentation des redresseurs MLI à deux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité côté réseau.
- de réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en agissant sur le ou les redresseurs.

Ces asservissements permettent en outre d'utiliser des capacités de valeurs raisonnables. Ce dernier point est très important surtout dans le domaine des grandes puissances (traction électrique....) pour lequel ces changeurs de fréquence sont destinés.

Pour chaque cascade étudiée lors du chapitre précédent, nous débuterons par l'asservissement des courants d'entrée et tension de sortie du redresseur MLI à deux trois ou cinq niveaux.[Labri95.1] Nous utiliserons dans un premier temps la même régulation pour les courants (hystérésis) en ajoutant un régulateur pour la tension de sortie du redresseur à deux niveaux. Puis nous remplacerons la régulation du courant (hystérésis) [Klab96] [Bode01] [March92] par une boucle de courant utilisant un régulateur (PI).[Berk95][March92] [Segu96]

Nous détaillerons les asservissements des courants d'entrée et de la tension de sortie du redresseur MLI à deux niveaux puis nous montrerons l'extrapolation de la méthodologie utilisée pour les redresseurs à MLI à trois et cinq niveaux.[Chen97][Hiti94.1][Ishi00]

Comme application de cette étude, nous présenterons les performances de ces asservissements utilisés avec les cascades suivantes :

- Cascade nécessitant un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade nécessitant un redresseur de courant à trois niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade nécessitant un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade nécessitant deux redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade nécessitant deux redresseurs de courants à trois niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade utilisant quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

II. Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux à MLI

II.1 Principe général

Chaque phase k ($k=1, 2$ ou 3) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur triphasé à deux niveaux peut être modélisé par un circuit R L. La tension V_{resk} est celle de la phase k du réseau triphasé et V_k la tension liée au bras k du redresseur.

Etant donné que les composantes homopolaires des courants et tensions d'entrée du redresseur triphasé à deux niveaux sont nulles, on asservira uniquement les courants de deux phases du réseau.

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. [Labri95.1]

$$\left\{ \begin{array}{l} P_e = V_1 \cdot I_{res1} + V_2 \cdot I_{res2} + V_3 \cdot I_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{red} \cdot I_{red} = U_{red} \cdot (i_{ch} + i_c) \end{array} \right. \quad (III.1)$$

En négligeant les pertes par effet Joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

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

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

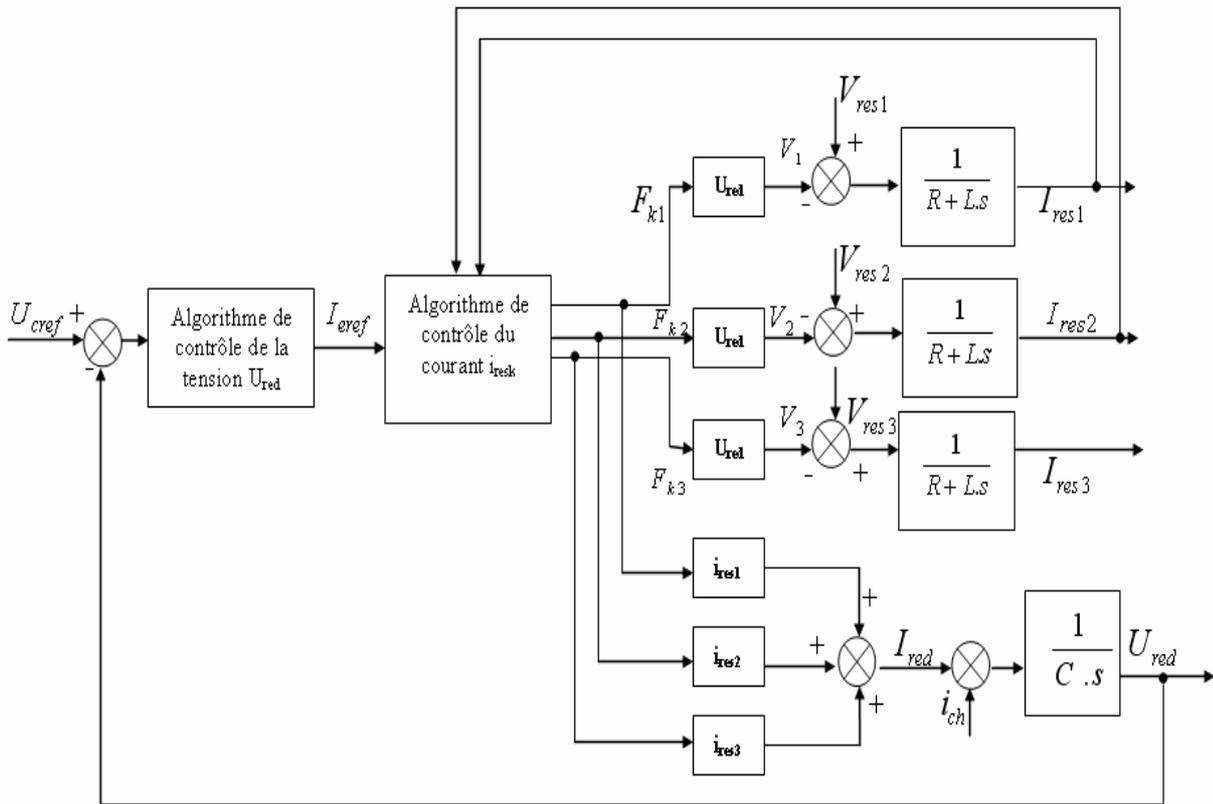
$$P = 3 \cdot V_r \cdot I_e = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.3)$$

$$V_{resk} = V_r \cdot \sqrt{2} \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.4)$$

$$I_{resk} = I_e \cdot \sqrt{2} \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}(k-1)) \quad (III.5)$$

avec $k=1, 2, 3$

La figure montre le schéma de principe de l'asservissement global du redresseur triphasé. Cet asservissement nécessite la mesure des trois courants I_{res1} , I_{res2} et i_{ch} et de la tension de sortie U_c



Figure

III.1. Principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux

II.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis en courant

Nous choisissons pour la boucle de tension un régulateur intégrateur – proportionnel (IP). La boucle de tension est présentée sur la figure suivante :

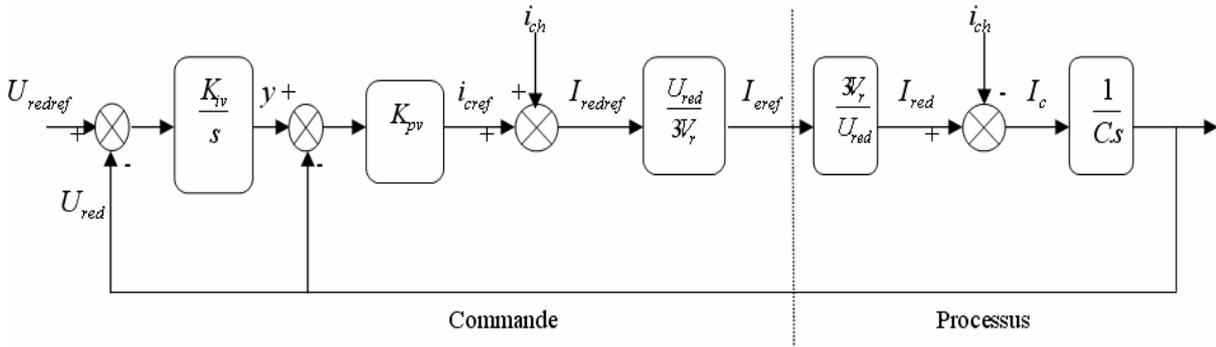


Figure III.2. Algorithme de réglage de la tension U_{red} du redresseur triphasé MLI à deux niveaux utilisant un régulateur IP

Dans le cas d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux alimentant un onduleur de tension MLI à cinq niveaux à structure NPC, le courant i_{ch} est donné comme suit :

$$i_{ch} = i_{d1} + i_{d2} - i_{d3} - i_{d4} \quad (III.6)$$

Pour la boucle de courant, nous utilisons l'hystérésis en courant dont l'algorithme est présenté au chapitre précédent.

II.2.1 Résultats de simulations

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur IP de tension et l'hystérésis en courant.

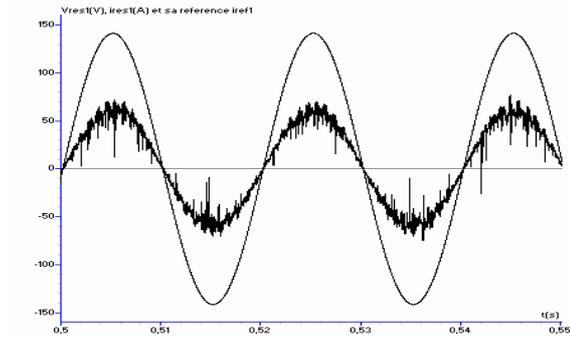
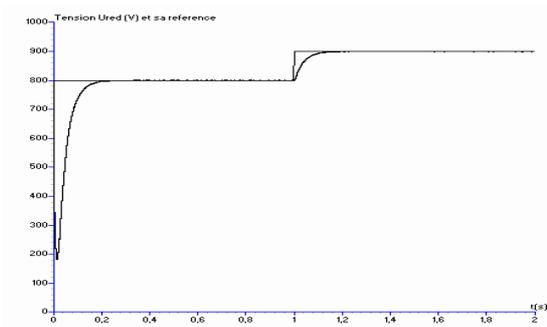


Figure III.3. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

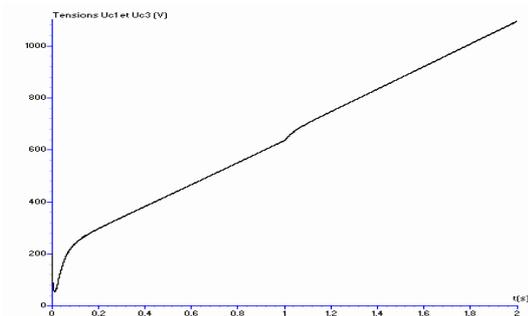


Figure III.4 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

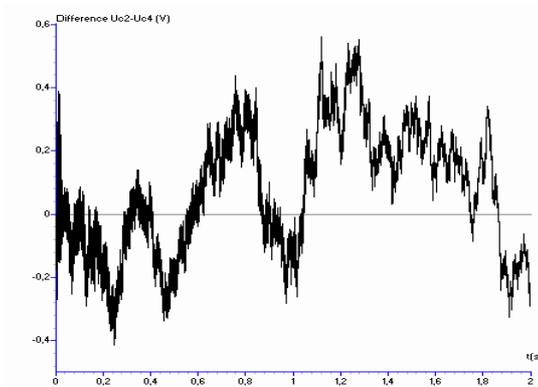
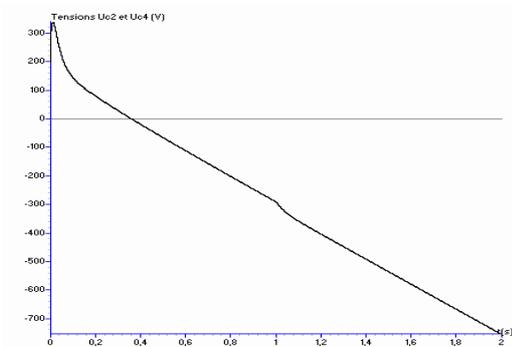


Figure III.5 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

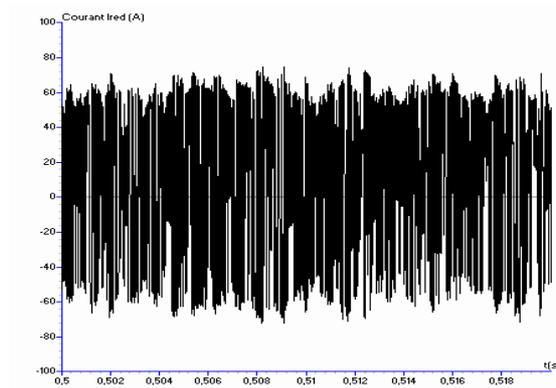


Figure III.6 Courant I_{red} de sortie du redresseur

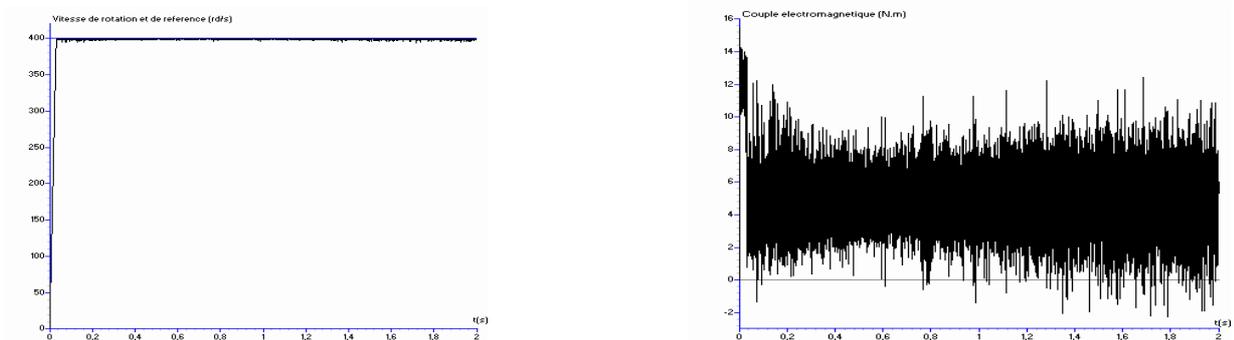


Figure III.7.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

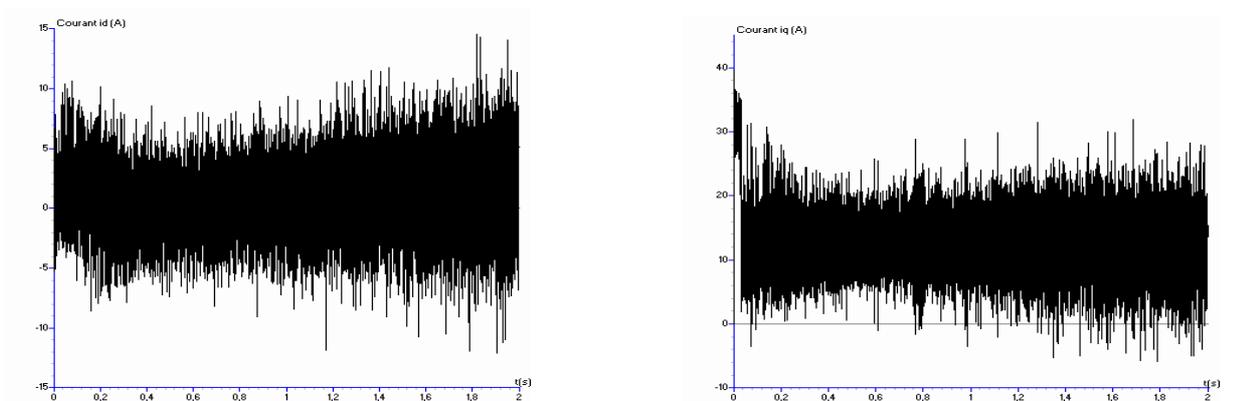


Figure III.7.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

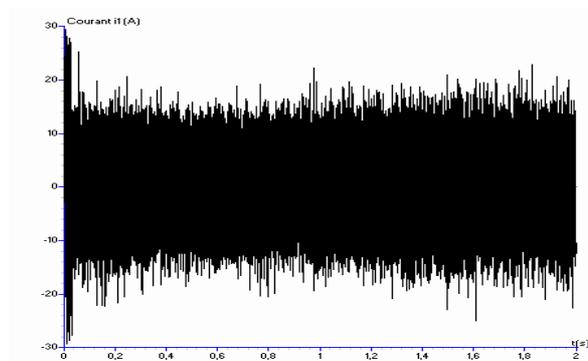


Figure III.7.c Courant i_l

Figure III.7 Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.2.2 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + hystérésis en courant) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.3 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure III.4 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V.

La figure III.5 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 1V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure III.6.

Les figures III.7.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

II.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à deux niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant

II.3.1 Régulation de la tension

Pour la boucle de tension, on utilise un régulateur PI (Proportionnel - Intégral). L'algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à deux niveaux est donné à la figure III.8.

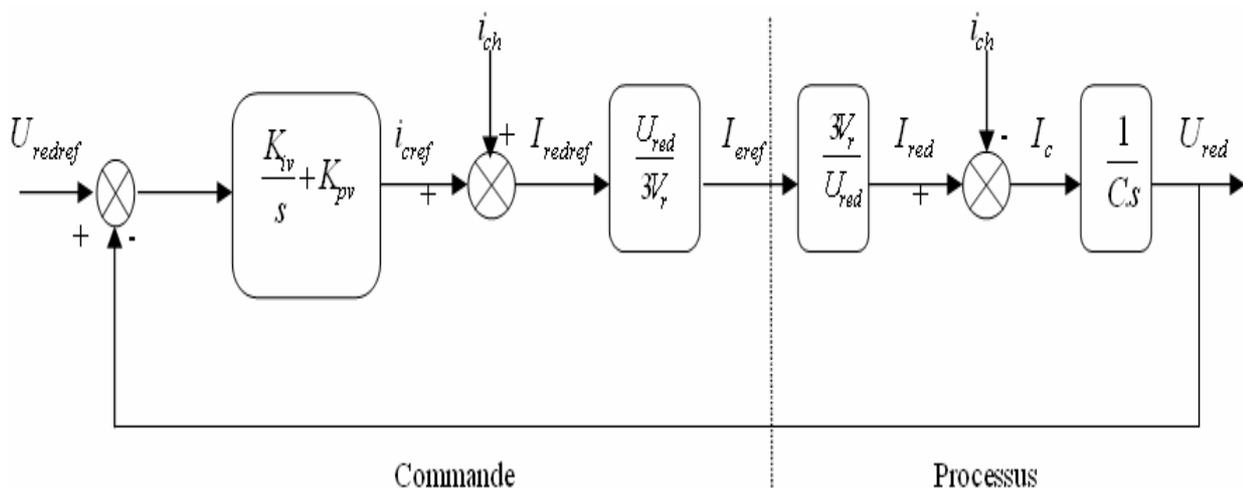


Figure III.8. Algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

II.3.2 Régulation du courant

Les courants de réseau des phases 1 et 2 sont contrôlés par des régulateurs PI. L'algorithme de la boucle de courant est donné à la figure III.9. Sur ce schéma, la fonction de transfert $H(s)$ s'exprime comme suit :

$$H(p) = \frac{I_{resk}}{V} = \frac{1}{R + L.s} \quad (III.7)$$

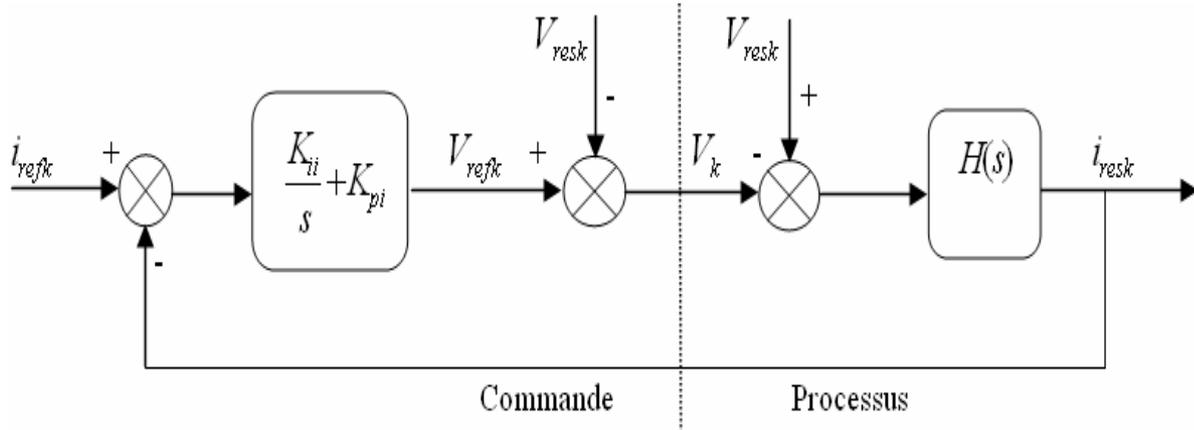


Figure III.9. Algorithme de commande des courants de réseau i_{resk} du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux.

II.3.3 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI de courant.

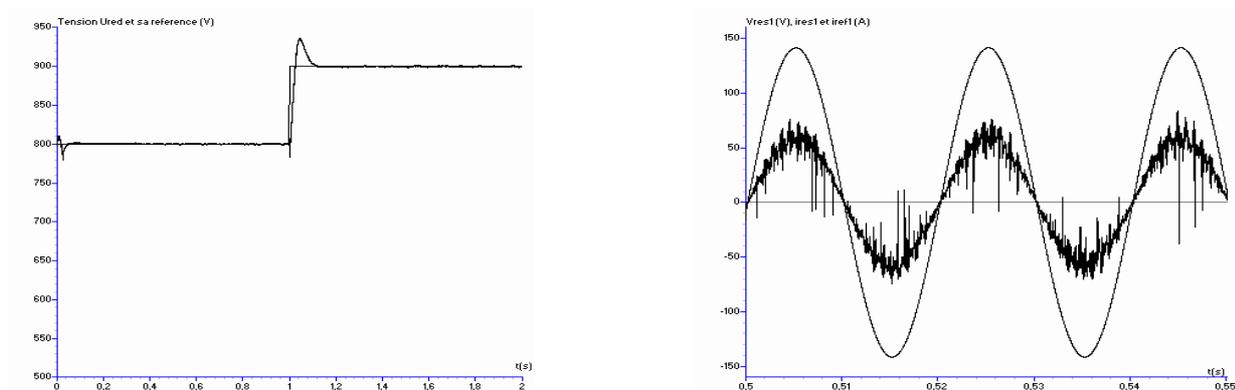


Figure III.10. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

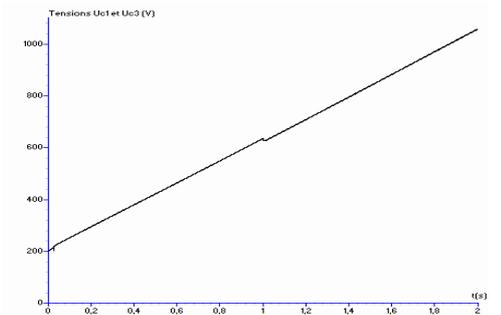


Figure III.11 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

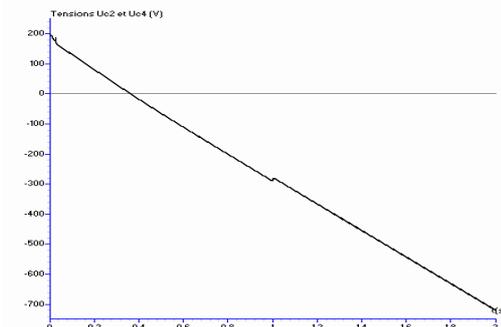


Figure III.12 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

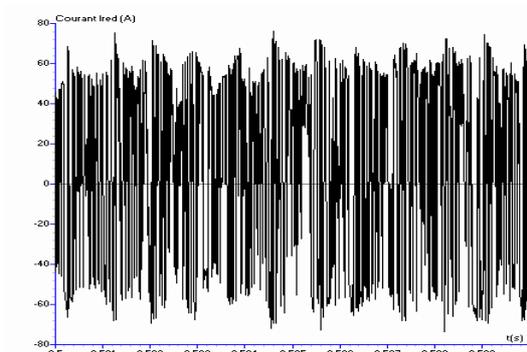


Figure III.13 Courant I_{red} de sortie du redresseur

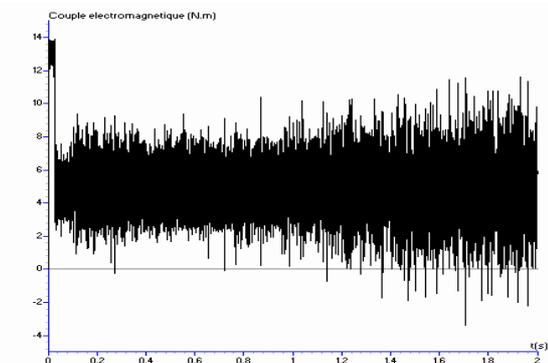


Figure III.14.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

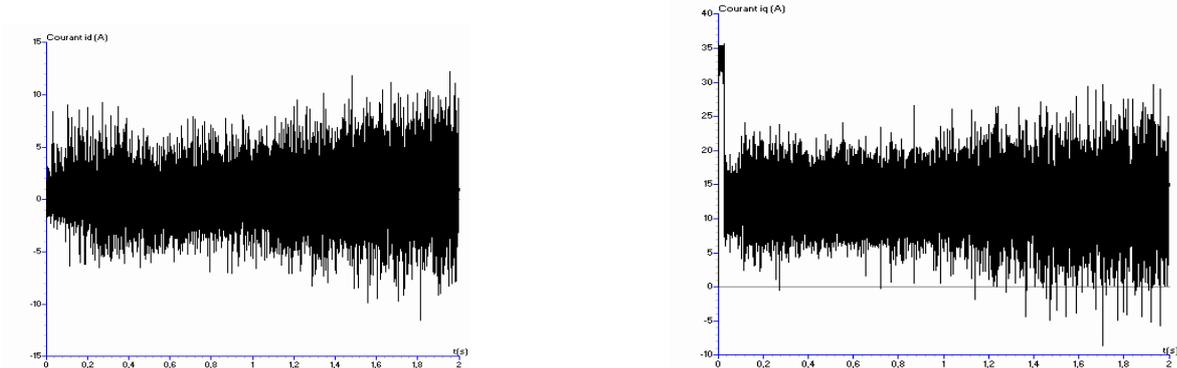


Figure III.14.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

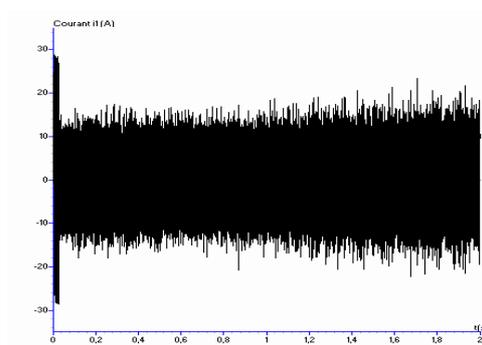


Figure III.14.c Courant i_1

Figure III.14.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.3.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + régulateur PI pour les courants de réseau) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.10 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure III.11 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V.

La figure III.12 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 1V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure III.13.

Les figures III.14.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

III. Asservissement du redresseur de courant à trois niveaux à MLI

III.1 Principe général

Comme pour le redresseur de courant à deux niveaux, chaque phase k ($k=1,2,3$) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur à trois niveaux (fig II.9) peut être modélisé par un circuit R,L. Le modèle de commande du redresseur triphasé à trois niveaux est donné au chapitre précédent (paragraphe III.2.1).

Comme pour les redresseurs à deux niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. [Klab96] [Laf00]

$$\left\{ \begin{array}{l} P_e = V_1 \cdot I_{res1} + V_2 \cdot I_{res2} + V_3 \cdot I_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{c1r} \cdot i_{d1red} - U_{c2r} \cdot i_{d2red} \end{array} \right. \quad (III.8)$$

On suppose que $U_{c1r} = U_{c2r}$ et que $U_{c1r} + U_{c2r} = U_{red}$ (III.9)

$$i_{d1red} - i_{d2red} = I_{red}$$

On obtient donc :

$$P_s = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.10)$$

En négligeant les pertes par effet Joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} \cdot I_{resk} - \frac{1}{2} L \sum_{k=1}^3 \frac{dI_{resk}^2}{dt} = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.11)$$

La figure III.15 montre le schéma de principe de l'asservissement global du redresseur triphasé de courant à MLI à trois niveaux.

La sortie du régulateur de courant impose les fonctions de connexion des interrupteurs et donc des demi-bras du redresseur à trois niveaux.

Les tensions U_{cx} désignent les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux.

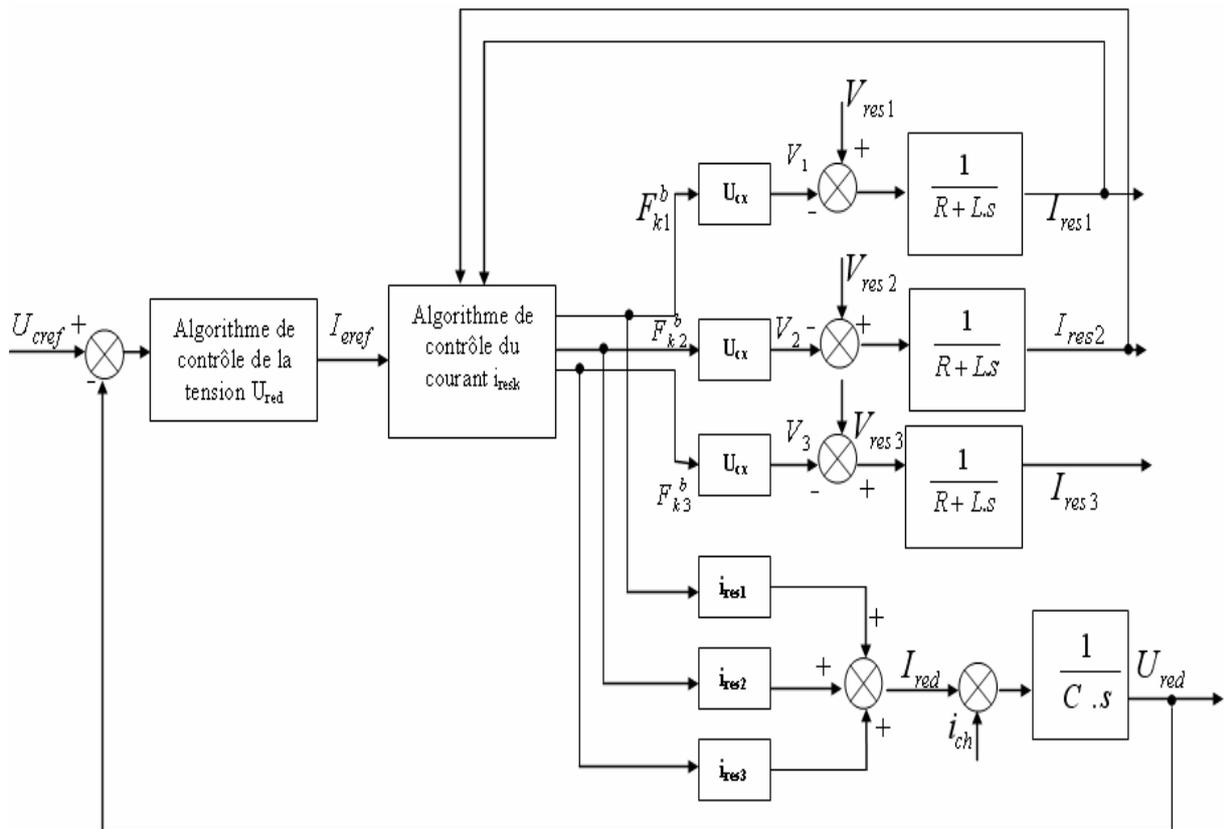


Figure III.15. Principe général de l’asservissement du redresseur triphasé à trois niveaux

III.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à trois niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l’hystérésis en courant

Nous choisissons pour la boucle de tension un régulateur intégrateur – proportionnel (IP). La boucle de tension est identique à celle du cas du redresseur à deux niveaux. En ce qui concerne la boucle de courant, on utilise l’hystérésis en courant dont l’algorithme est donné au chapitre précédent (paragraphe III.2.2).

III.2.1 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à trois niveaux comportant un régulateur IP de tension et un régulateur à hystérésis pour les courants.

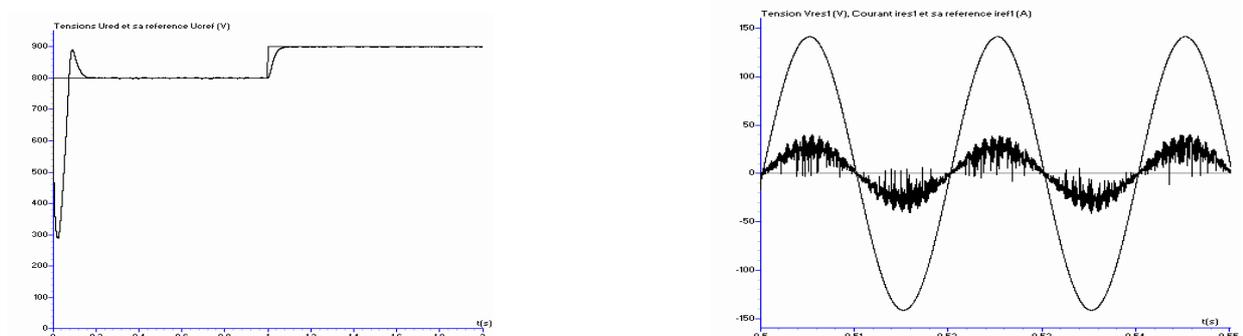


Figure III.16. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

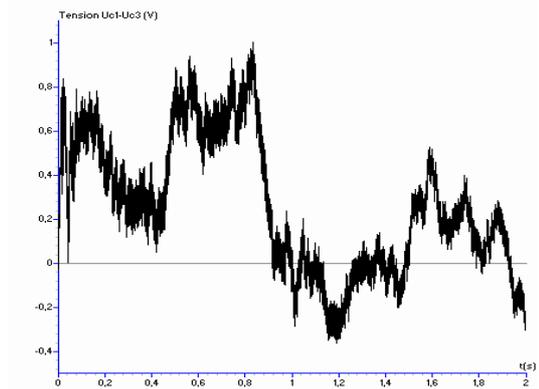
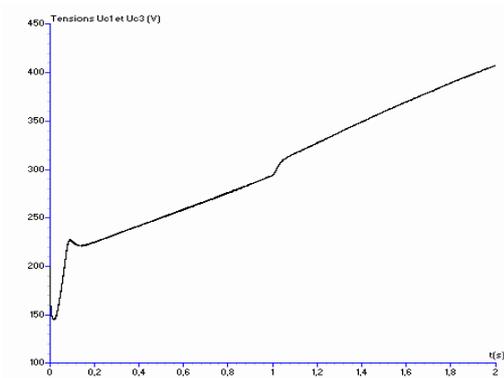


Figure III.17 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1} - U_{c3}$

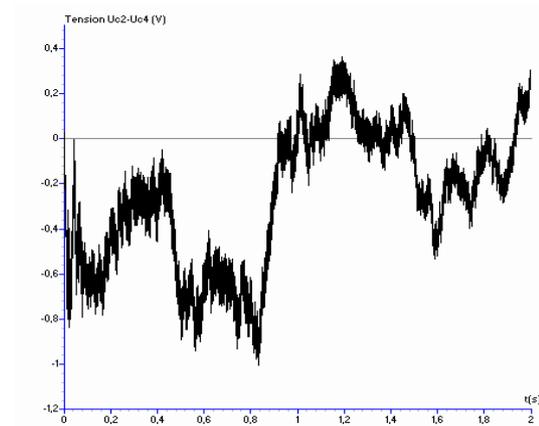
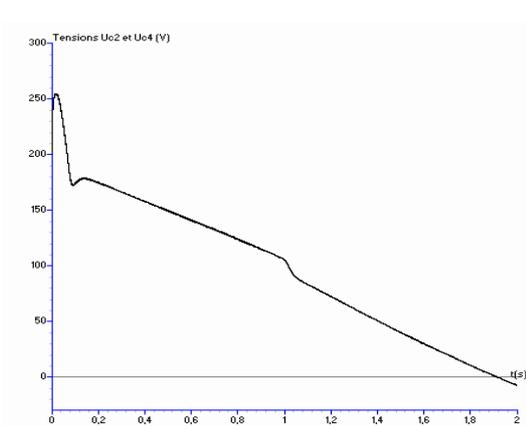


Figure III.18 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2} - U_{c4}$

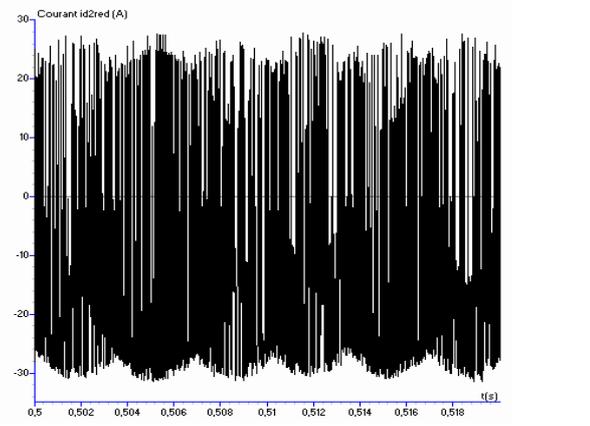
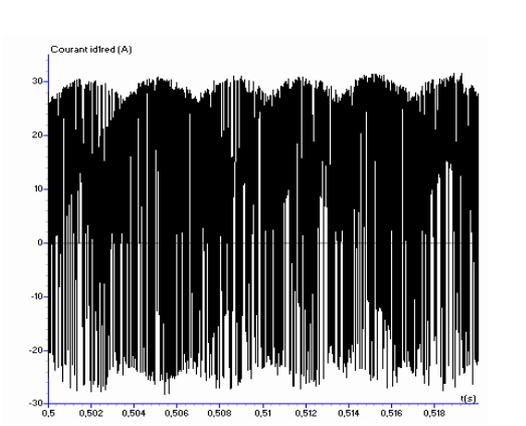


Figure III.19 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux

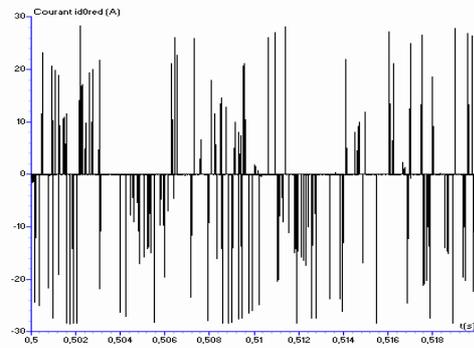


Figure III.20 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux

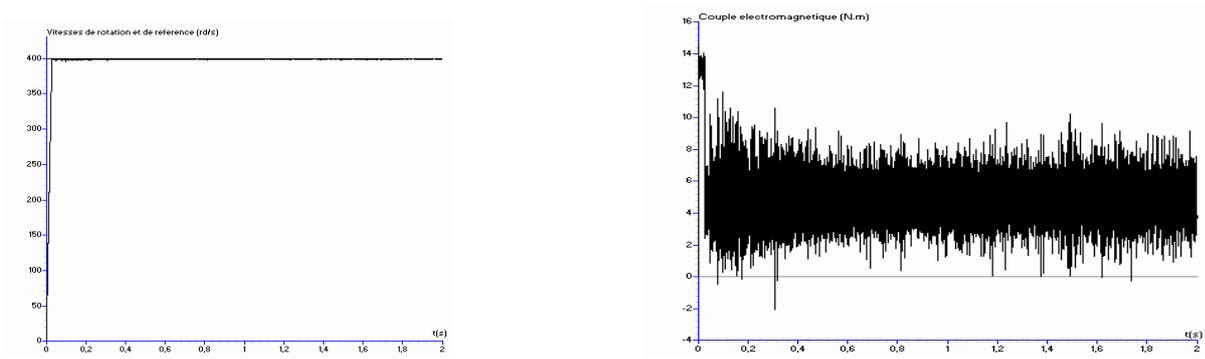


Figure III.21.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

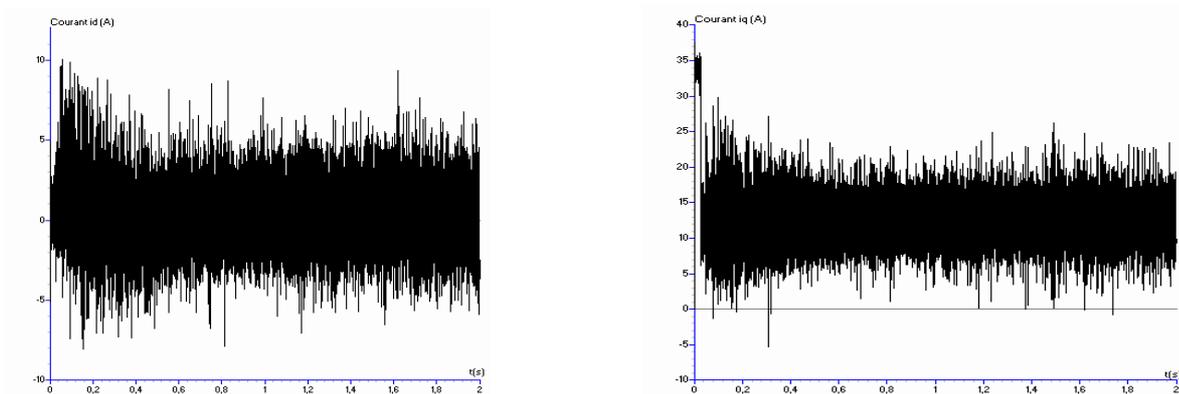


Figure III.21.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

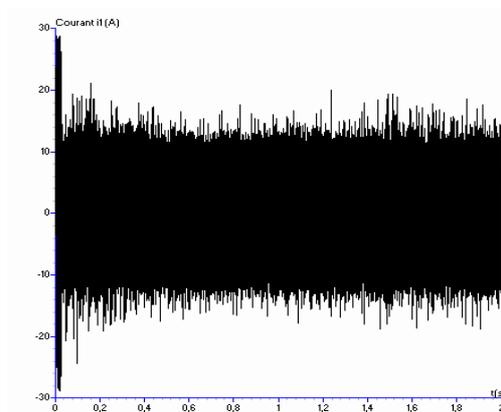


Figure III.21.c Courant i_1

Figure III.21.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

III.2.2 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + hystérésis en courant) pour commander le redresseur de courant MLI à trois niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.16 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure III.17 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V.

La figure III.18 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 1V.

Les figures III.19 et III.20 donnent l'allure des courants de sortie (i_{d1red} , i_{d2red} et i_{d3red}) du redresseur de courant à MLI à trois niveaux.

Les figures III.21.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

III.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à trois niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant

On utilise un régulateur PI (Proportionnel - Intégral) pour la tension et un régulateur PI pour les courants. L'algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à trois niveaux ainsi que celui du courant sont identiques à ceux présentés pour le deux niveaux.

La stratégie de commande (MLI) utilisée pour le redresseur à trois niveaux est la triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires.

Le principe de cette stratégie pour un bras k du redresseur à trois niveaux peut être résumé en deux étapes comme suit :

Etape 1 : Détermination des signaux intermédiaires

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = \frac{E}{2} \end{array} \right. \quad (III.12)$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \quad (III.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{array} \right. \quad (III.14)$$

Comme pour la stratégie à une seule porteuse, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

III.3.1 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à trois niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI pour le courant.

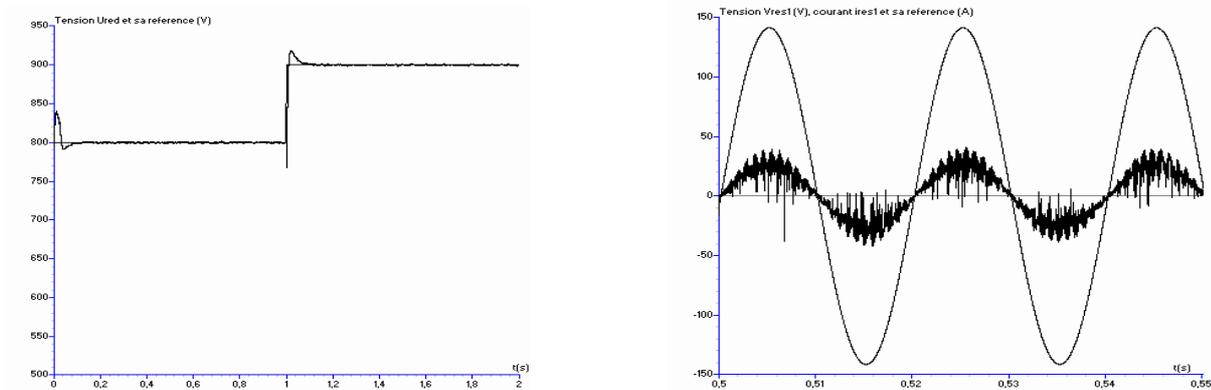


Figure III.22. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

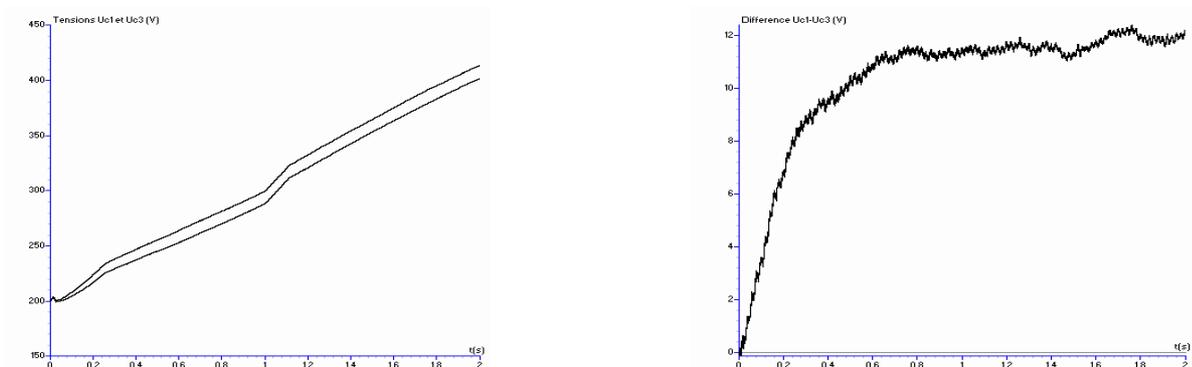


Figure III.23 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

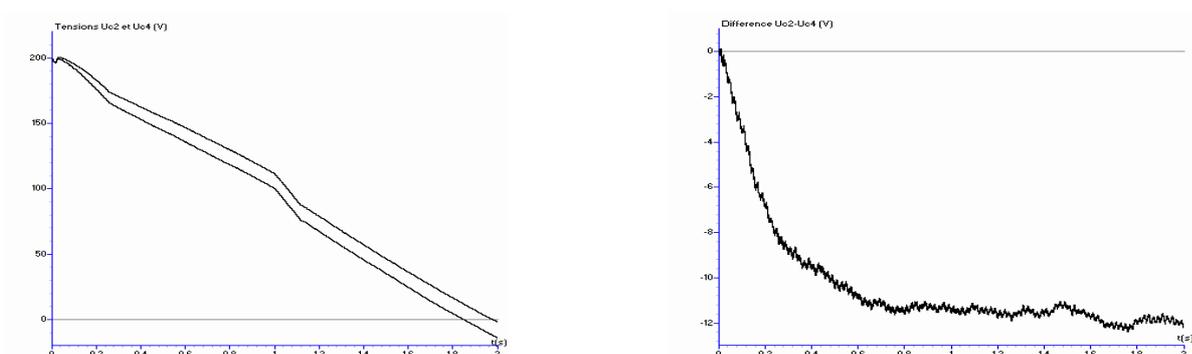


Figure III.24 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

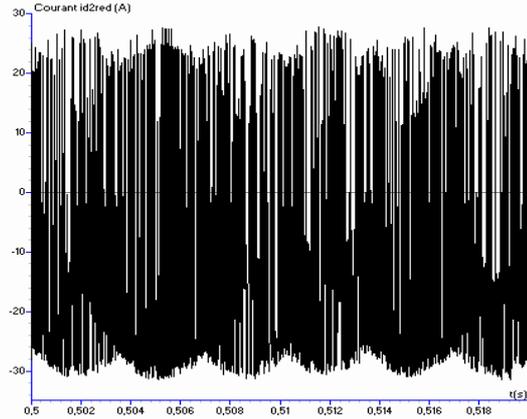
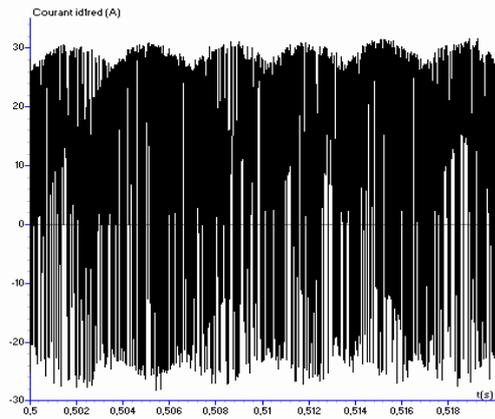


Figure III.25 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux

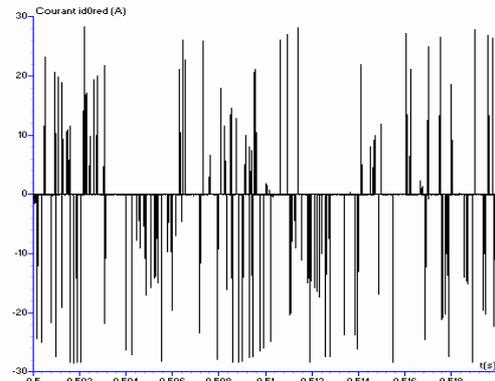


Figure III.26 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux

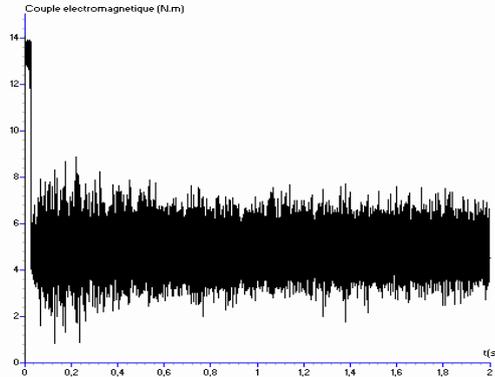
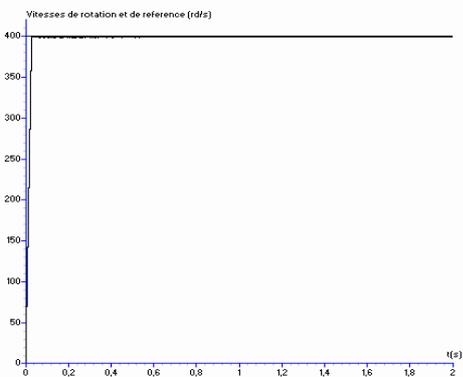


Figure III.27.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

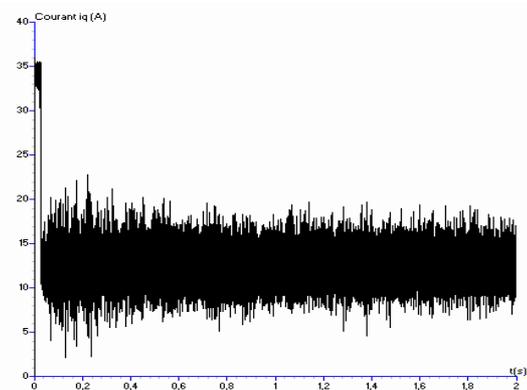
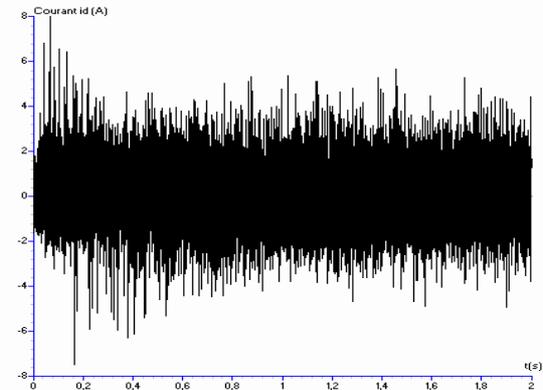


Figure III.27.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

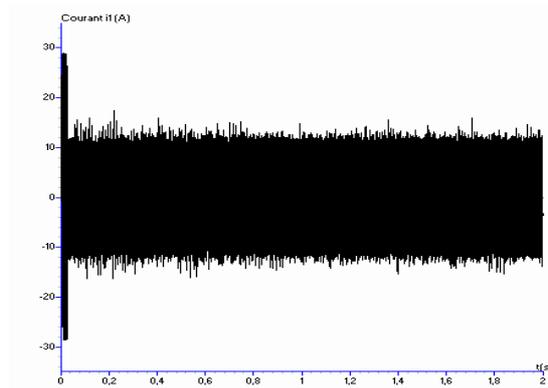


Figure III.27.c Courant i_1

Figure III.27.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

III.3.2 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + Régulateur PI pour le courant) pour commander le redresseur de courant MLI à trois niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.22 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure III.23 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ croît jusqu'à 12V et se stabilise à cette valeur.

La figure III.24 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ décroît jusqu'à -12V et se stabilise à cette valeur.

Les figures III.25 et III.26 donnent l'allure des courants de sortie (i_{d1red} , i_{d2red} et i_{d3red}) du redresseur de courant à MLI à trois niveaux.

Les figures III.27.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur mais sont néanmoins moins importantes que dans le cas du redresseur à deux niveaux.

IV. Asservissement du redresseur de courant à cinq niveaux à MLI

IV.1 Principe général

Comme pour le redresseur de courant à deux et trois niveaux, chaque phase k ($k=1,2,3$) du réseau triphasé alimentant le pont redresseur à cinq niveaux (fig II.12) peut être modélisé par un circuit R,L.

De même que pour les redresseurs à deux et trois niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_e = V_1 \cdot I_{res1} + V_2 \cdot I_{res2} + V_3 \cdot I_{res3} = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt}) \\ P_s = U_{c1r} \cdot i_{d1red} + U_{c2r} \cdot i_{d2red} - U_{c3r} \cdot i_{d3red} - U_{c4r} \cdot i_{d4red} \end{array} \right. \quad (III.15)$$

On suppose que $U_{c1r} = U_{c2r} = U_{c3r} = U_{c4r} =$ et que $U_{c1r} + U_{c2r} + U_{c3r} + U_{c4r} = U_{red}$

$$i_{d1red} + i_{d2red} - i_{d3red} - i_{d4red} = I_{red} \quad (III.16)$$

On obtient donc :

$$P_s = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.17)$$

En négligeant les pertes par effet Joule dans les résistances R du réseau, on obtient :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} \cdot I_{resk} - \frac{1}{2} L \sum_{k=1}^3 \frac{dI_{resk}^2}{dt} = U_{red} \cdot I_{red} \quad (III.18)$$

Le schéma du principe général est identique à celui présenté précédemment pour le redresseur à trois niveaux (fig III.15).

IV.2 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à cinq niveaux en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis en courant

La boucle de tension utilise un régulateur intégrateur – proportionnel (IP). Le schéma de cette boucle de tension est identique à celle du cas du redresseur à deux et trois niveaux.

Pour la boucle de courant, on utilise une commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné au chapitre I.

IV.2.1 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux comportant un régulateur IP de tension et un régulateur à hystérésis pour le courant.

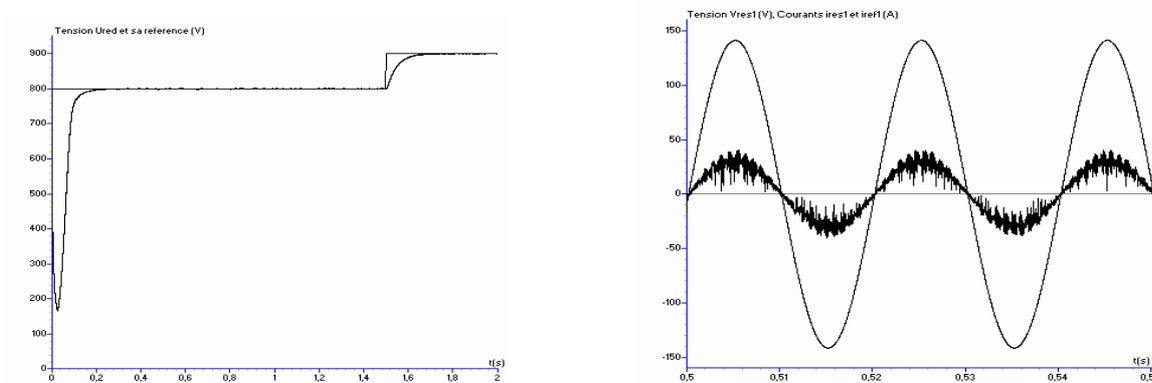


Figure III.28. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

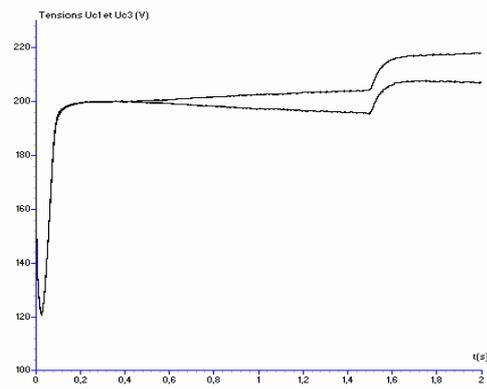


Figure III.29 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

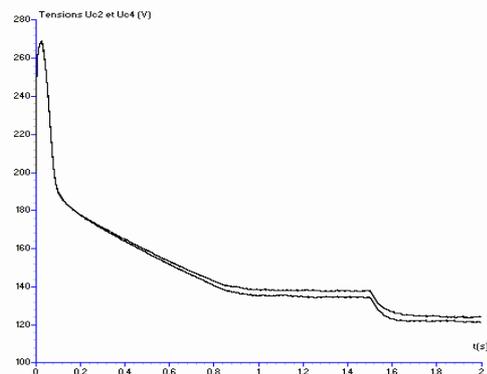
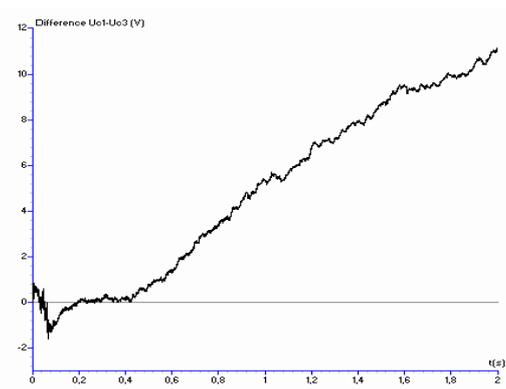


Figure III.30 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

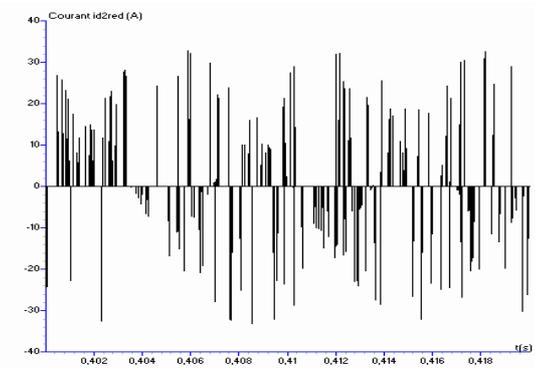
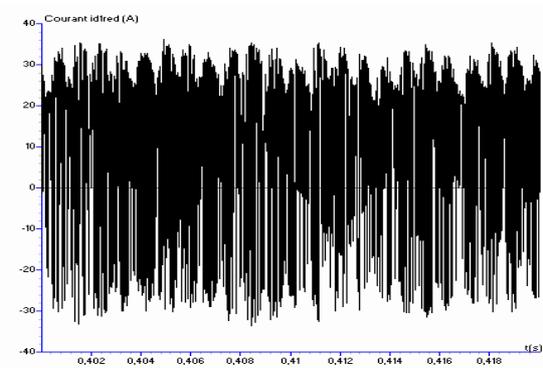
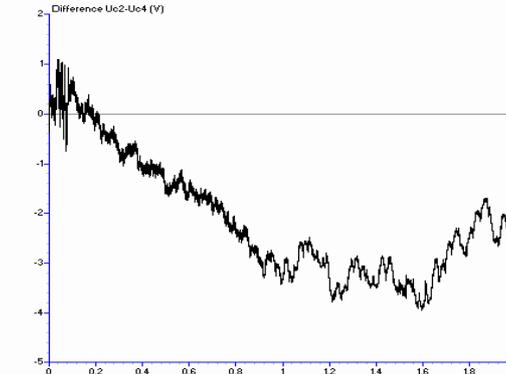


Figure III.31 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

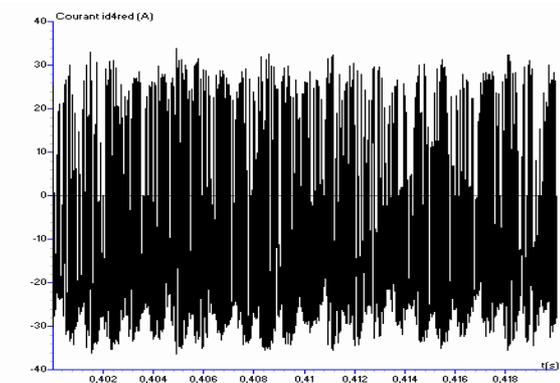
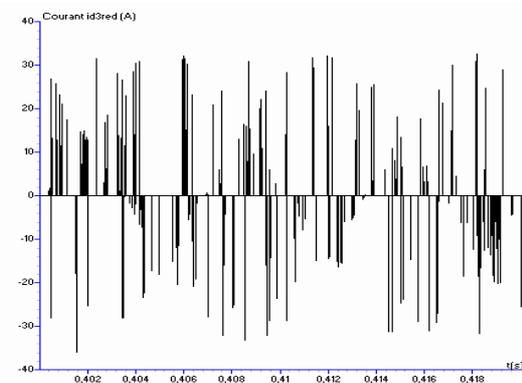


Figure III.32 Courants i_{d3red} et i_{d4red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

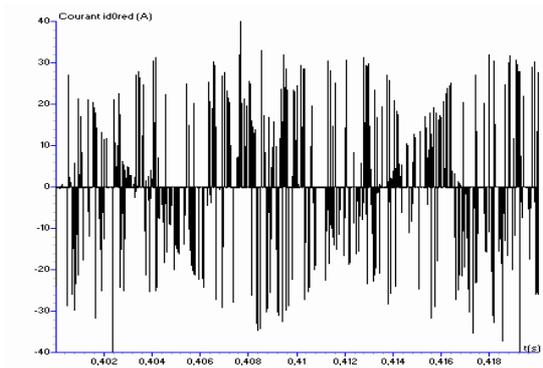


Figure III.33 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

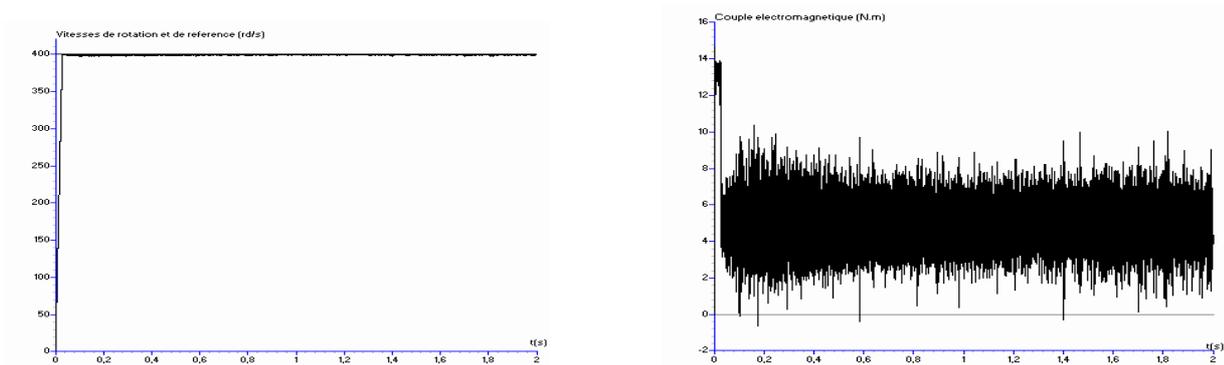


Figure III.34.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

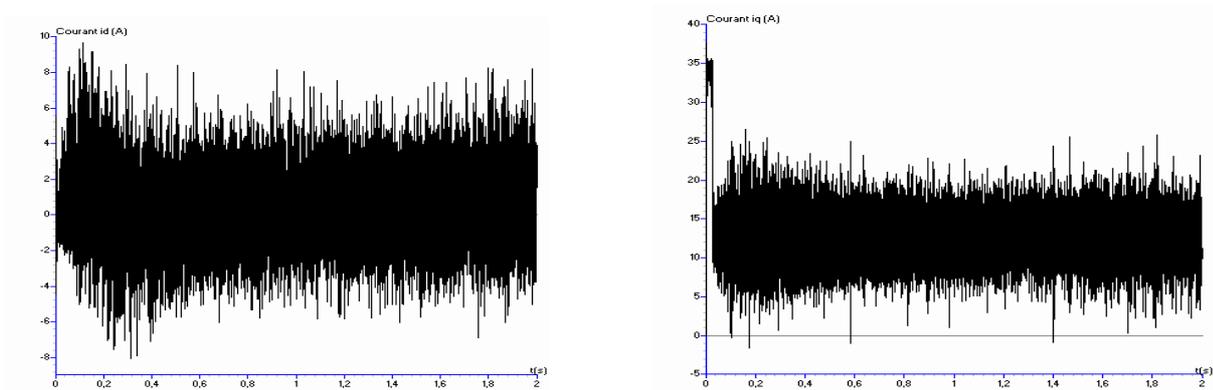


Figure III.34.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

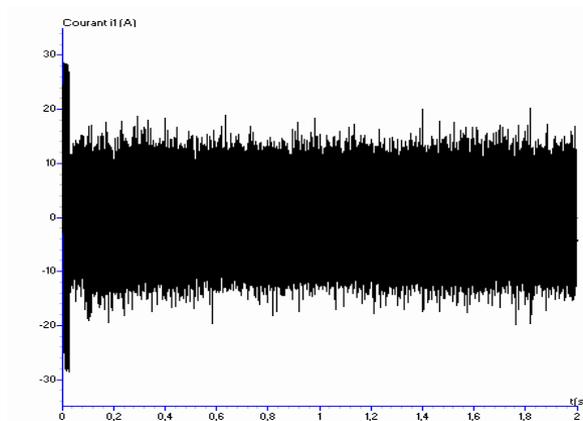


Figure III.34.c Courant i_1

Figure III.34.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.2 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + Régulateur à hystérésis pour le courant) pour commander le redresseur de courant MLI à cinq niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.28 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1.5s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure III.29 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est croissante.

La figure III.30 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est décroissante.

Les figures III.31, III.32 et III.33 donnent l'allure des courants de sortie (i_{d1red} , i_{d2red} et i_{d3red}) du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux. On remarque que le courant i_{d1red} est positif et que i_{d4red} est négatif. Les courants i_{d2red} et i_{d3red} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0red} a une valeur moyenne nulle.

Les figures III.34.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations sur les courants et sur le couple dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur mais elles sont néanmoins moins importantes que dans le cas du redresseur à deux niveaux.

IV.3 Asservissement du redresseur triphasé à MLI à cinq niveaux en utilisant un PI de tension et un PI de courant

IV.3.1 Principe général

On utilise un régulateur PI (Proportionnel - Intégral) pour la tension et un régulateur PI pour les courants. L'algorithme de commande de la tension de sortie U_{red} du redresseur à cinq niveaux ainsi que celui du courant sont identiques à ceux présentés pour le deux niveaux.

La stratégie de commande (MLI) utilisée pour le redresseur à cinq niveaux est la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires. Le principe de cette stratégie MLI est donné au premier chapitre.

IV.3.3 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux comportant un régulateur PI de tension et un régulateur PI pour le courant.

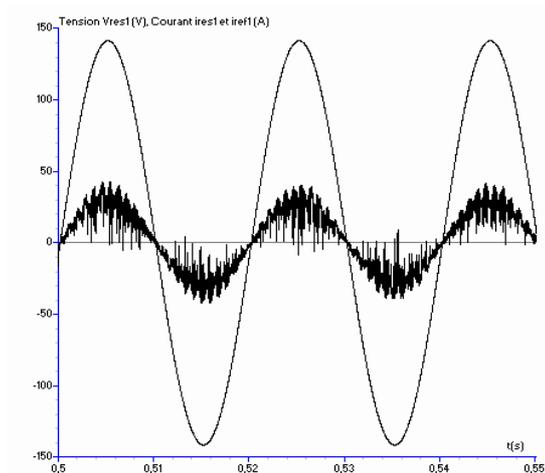
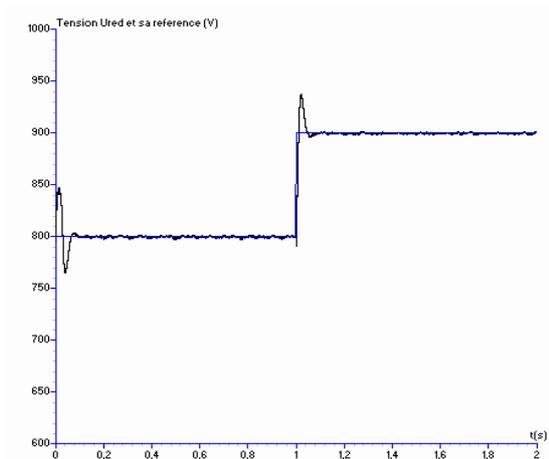


Figure III.35. Tension U_{red} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

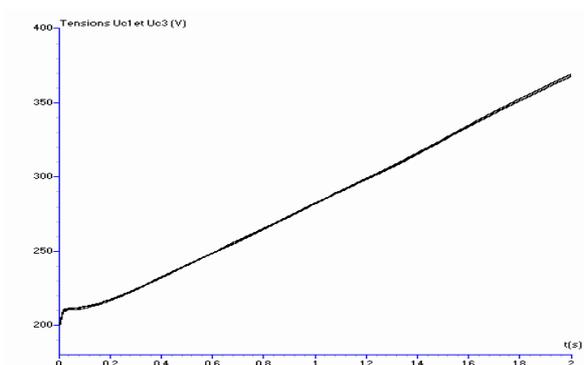


Figure III.36 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

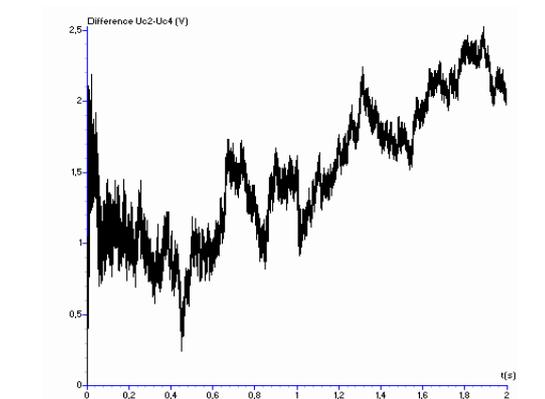
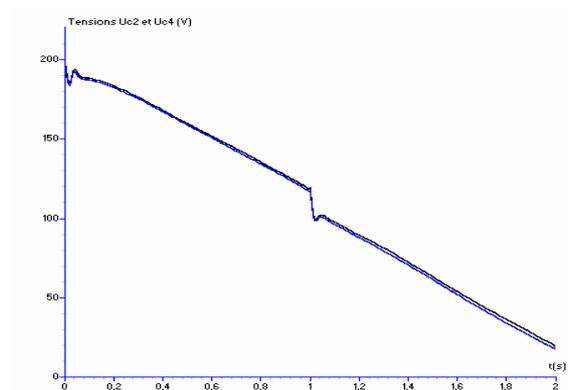


Figure III.37 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

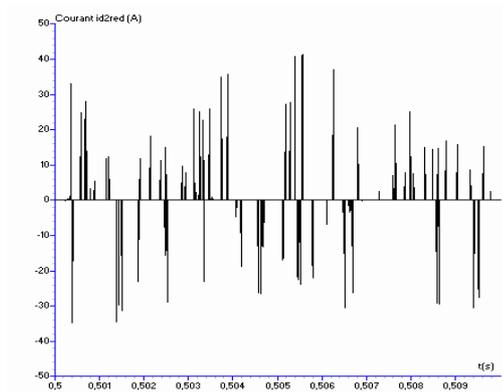
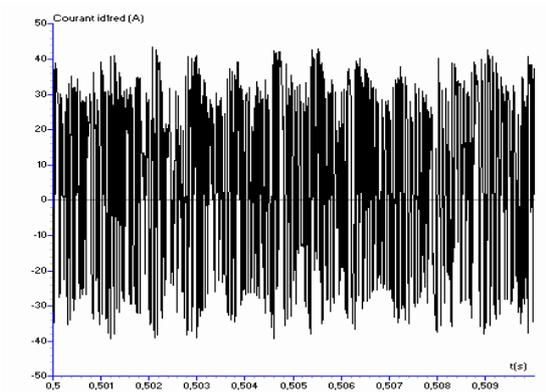


Figure III.38 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

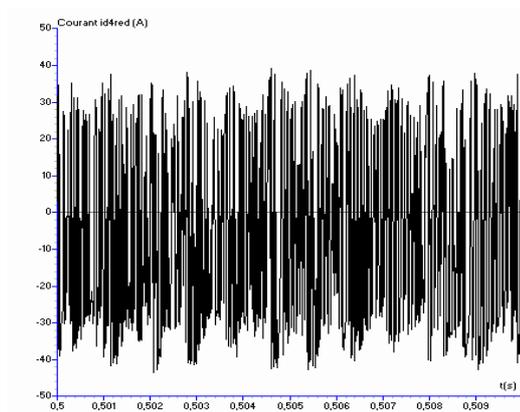
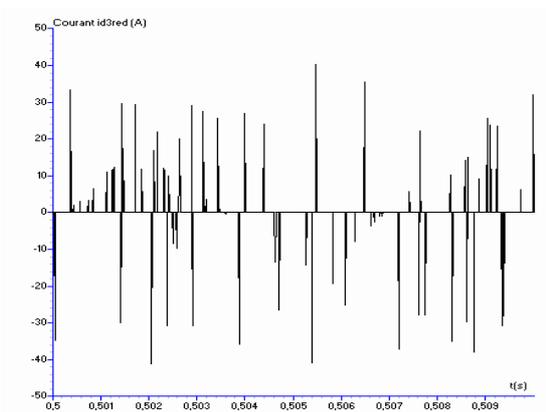


Figure III.39 Courants i_{d3red} et i_{d4red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

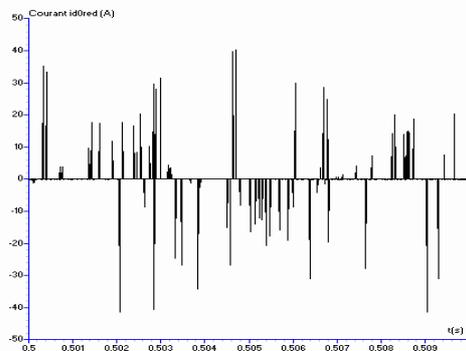


Figure III.40 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

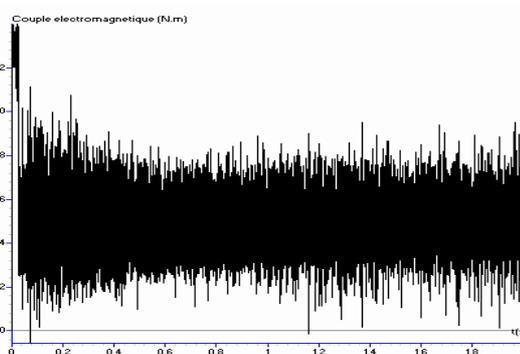
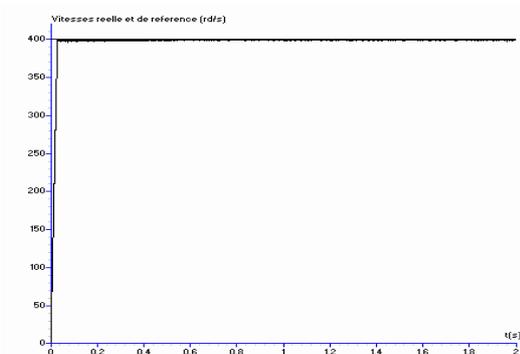


Figure III.41.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

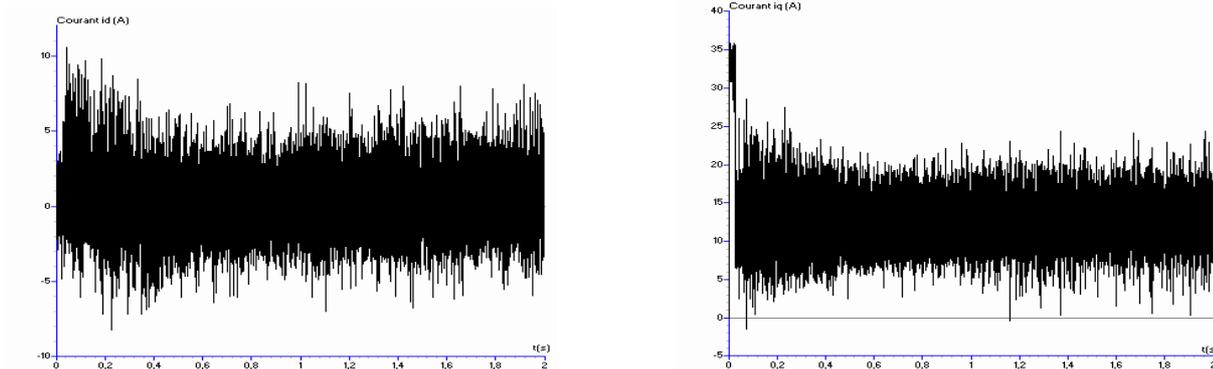


Figure III.41.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

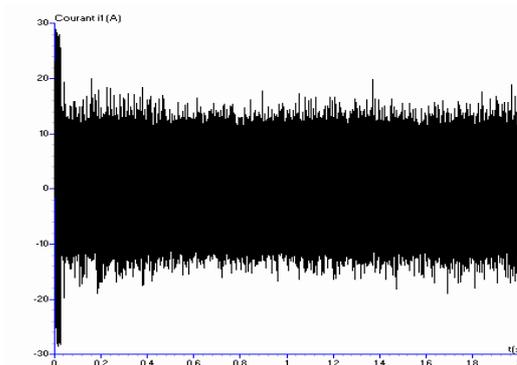


Figure III.41.c Courant i_1

Figure III.41.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.3.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + Régulateur PI pour le courant) pour commander le redresseur de courant MLI à cinq niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension U_{red} et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure III.35 montre que la tension U_{red} suit parfaitement sa référence (800V). On lui applique un saut de consigne de 800 à 900V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure III.36 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est croissante.

La figure III.37 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est décroissante.

Les figures III.38, III.39 et III.40 donnent l'allure des courants de sortie (i_{d1red} , i_{d2red} et i_{d3red}) du redresseur de courant à MLI à cinq niveaux. On remarque que le courant i_{d1red} est positif et que i_{d4red} est négatif. Les courants i_{d2red} et i_{d3red} ne présentent que des impulsions. Le courant i_{d0red} a une valeur moyenne nulle.

Les figures III.41.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). Les ondulations sur les courants et sur le couple dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur, sont toujours visibles mais elles sont néanmoins moins importantes que dans le cas du redresseur à deux niveaux.

IV.4 Cas de la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux

IV.4.1 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant

IV.4.1.1 Principe général

On applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à deux niveaux élaborés précédemment pour commander les deux redresseurs triphasés à deux niveaux de la cascade deux redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La structure de la cascade est donnée au chapitre précédent (fig II.16).

Ainsi on réalise :

- l'asservissement du pont redresseur n°1 en utilisant un régulateur IP pour la tension de sortie U_{red1} et l'hystérésis pour les courants du réseau alimentant le premier redresseur.
- l'asservissement du pont redresseur n°2 en utilisant un régulateur IP pour la tension de sortie U_{red2} et l'hystérésis pour les courants du réseau alimentant le premier redresseur.

Le schéma du principe général et de la boucle de tension sont identiques à ceux du cas à un redresseur. Seul change la valeur du courant de charge i_{ch} .

Pour le premier redresseur, on a : $i_{ch1} = i_{d1} + i_{d2}$ (III.19)

Pour le second redresseur, on a : $i_{ch2} = -i_{d3} - i_{d4}$ (III.20)

IV.4.1.2 Résultats de simulations

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation pour la cascade à deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur IP de tension et l'hystérésis pour le courant.

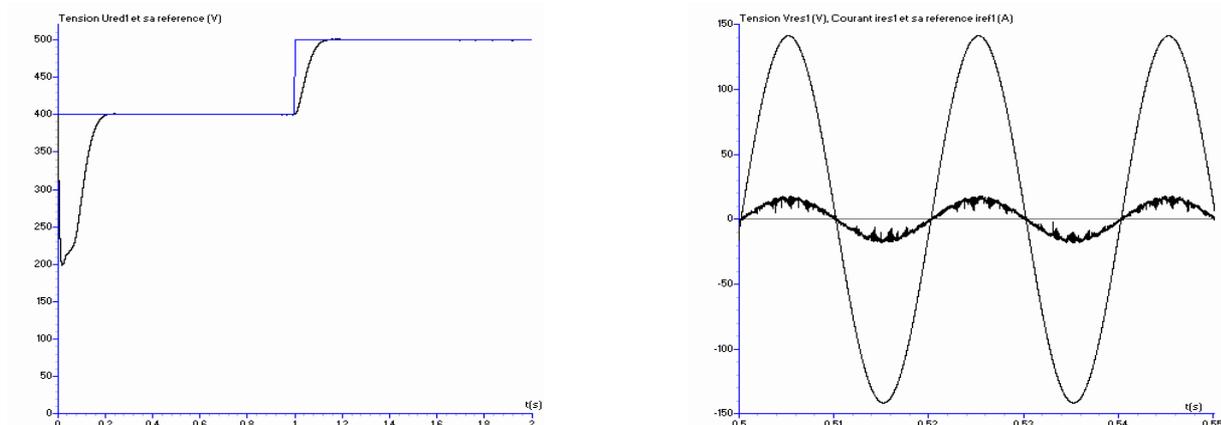


Figure III.42. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

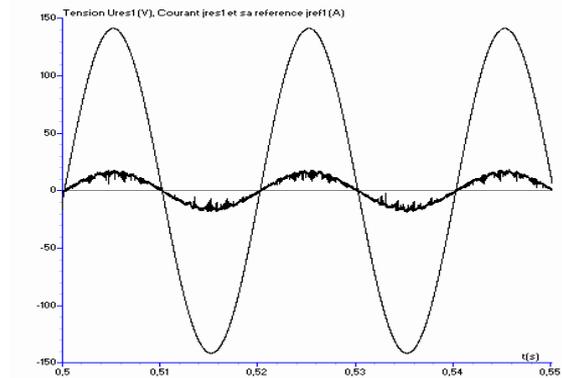
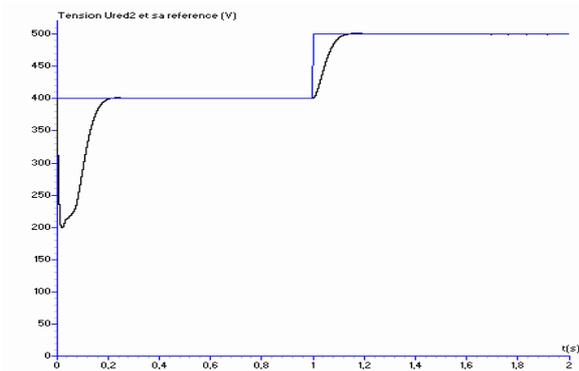


Figure III.43. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau

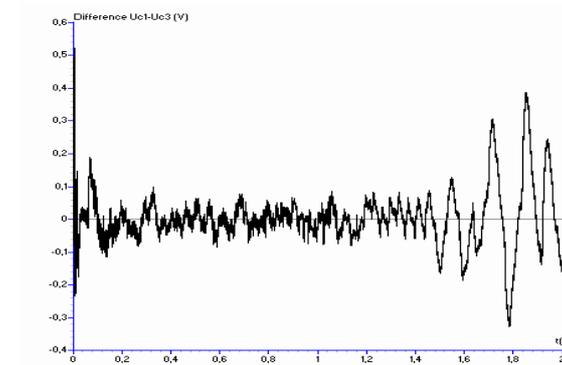
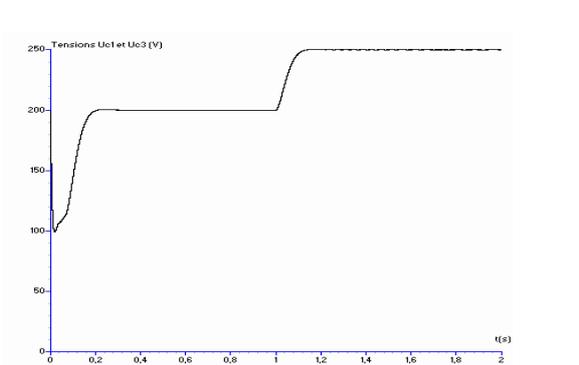


Figure III.43 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

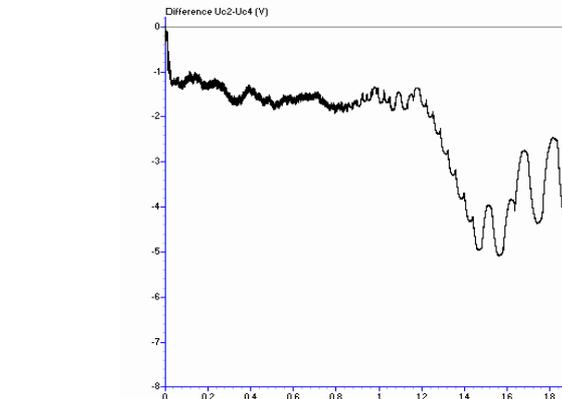
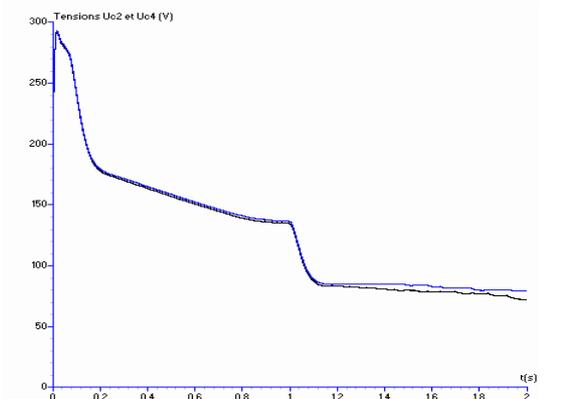


Figure III.44 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

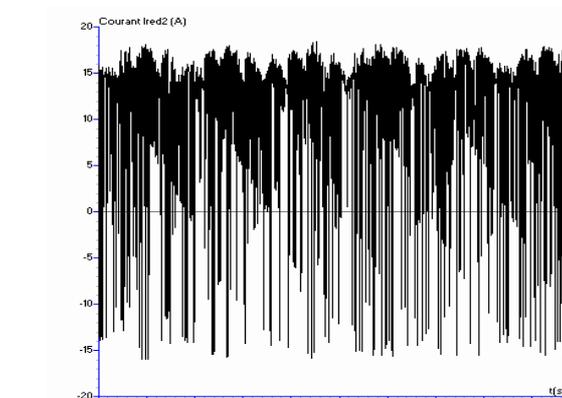
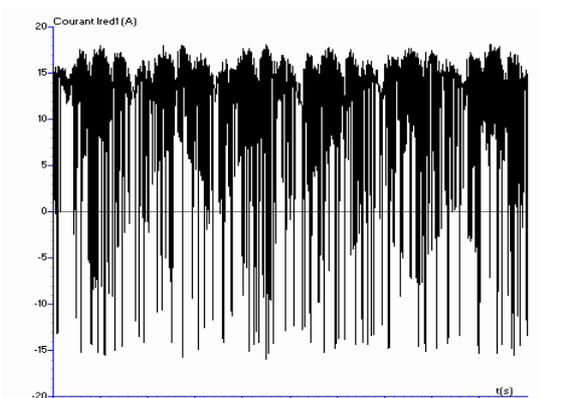


Figure III.45 Courants i_{red1} et i_{red2} de sortie des redresseurs à deux niveaux

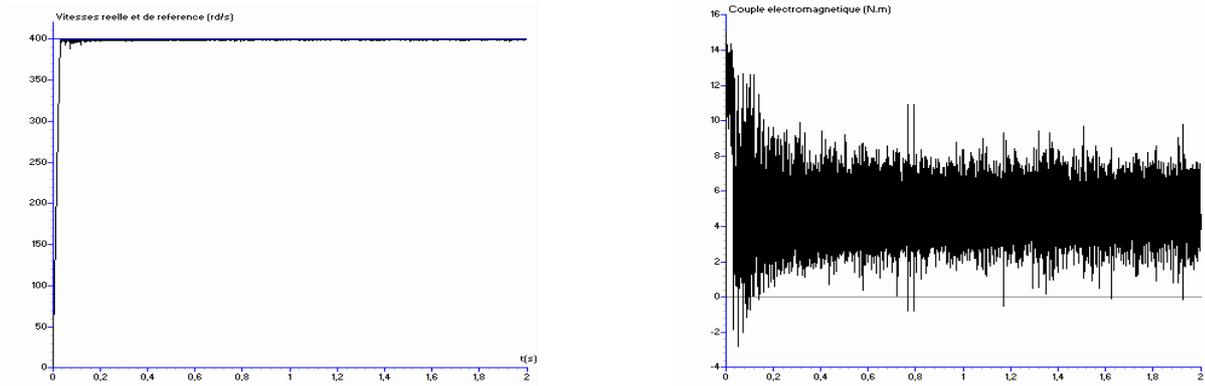


Figure III.46.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

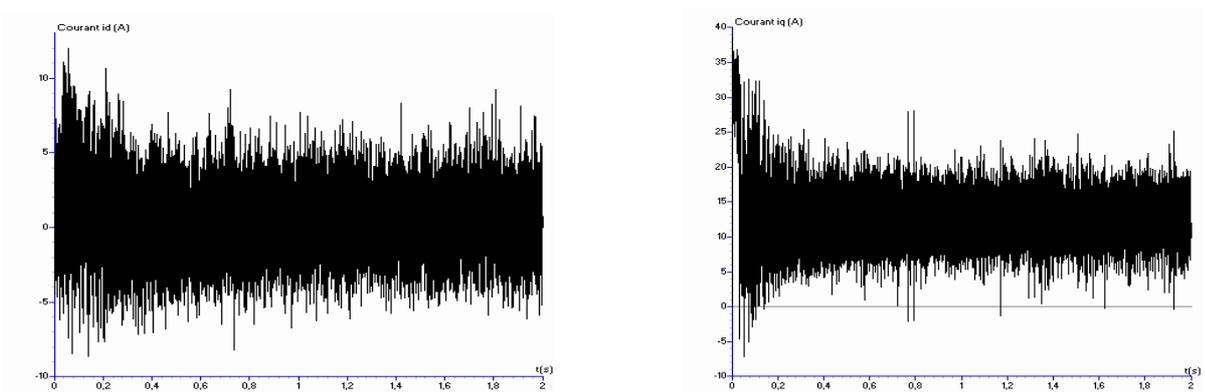


Figure III.46.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

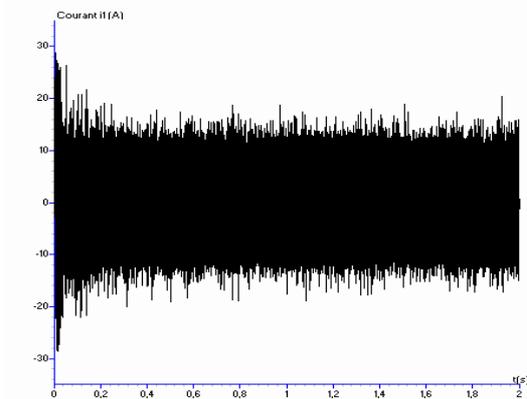


Figure III.46.c Courant i_1

Figure III.46.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.4.1.3 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + hystérésis en courant) pour commander les deux redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des deux tensions U_{red1} et U_{red2} et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.42 et III.43 montrent que les tensions U_{red1} et U_{red2} suivent parfaitement leurs références (400V). On leur applique un saut de consigne de 400 à 500V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} et j_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} et U_{ref1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure III.44 donne l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque dans ce cas que ces deux tensions ont la même allure que les tensions de sortie des redresseurs. La différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V.

La figure III.45 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 7V.

Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} sont donnés à la figure III.46.

Les figures III.47.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.4.2 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant

De la même manière que pour la cascade précédente, on applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à deux niveaux élaborés précédemment pour commander les deux redresseurs triphasés à deux niveaux de la cascade deux redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents en utilisant un régulateur PI pour la tension de sortie de chaque redresseur à deux niveaux ainsi qu'un régulateur PI pour les courants de réseau.

IV.4.2.1 Résultats de simulation

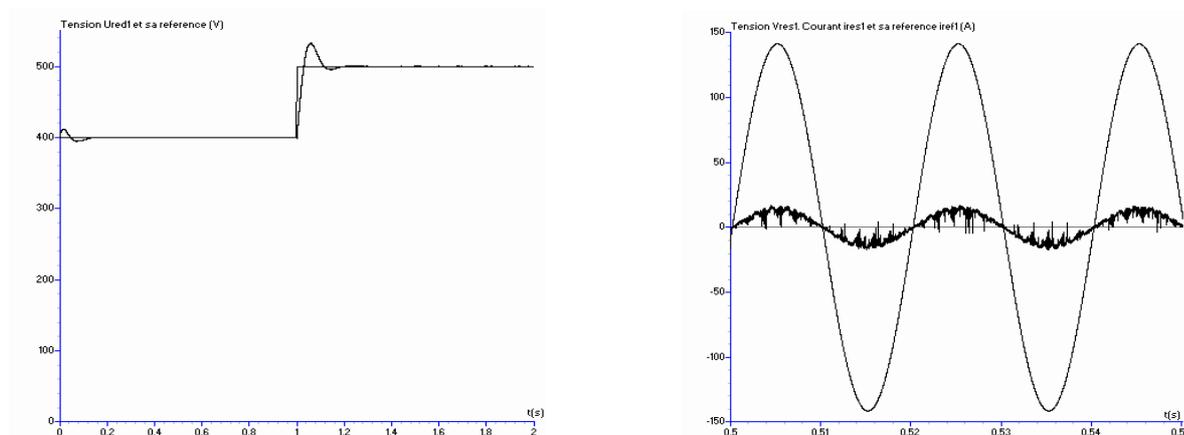


Figure III.48. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau.

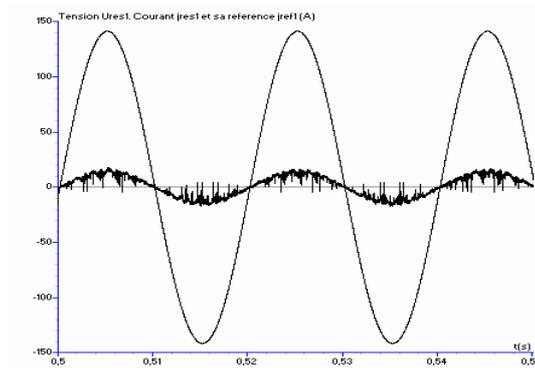
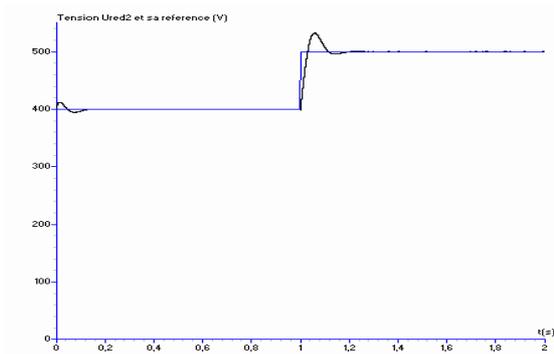


Figure III.49. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau.

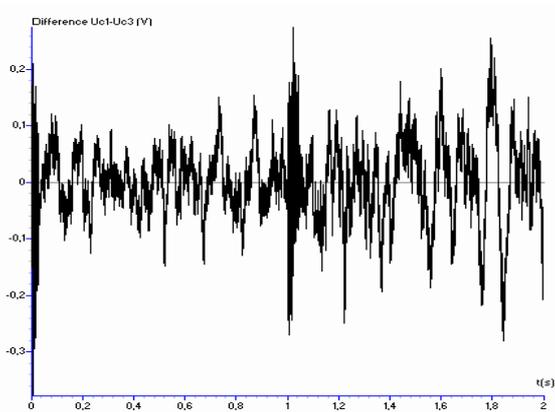
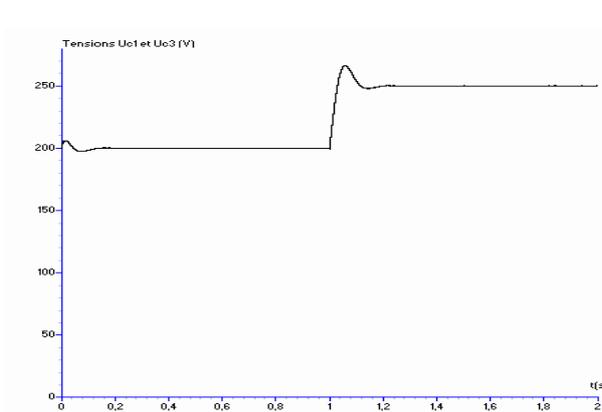


Figure III.50 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

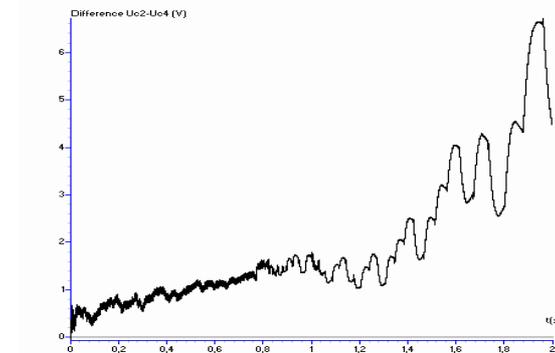
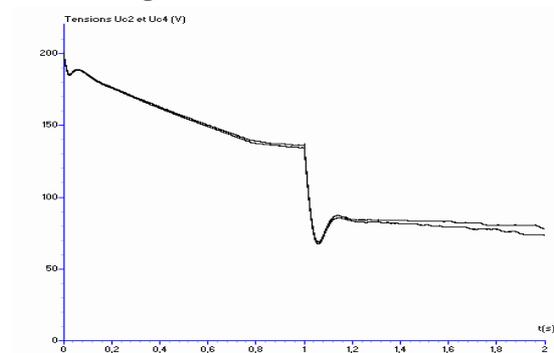


Figure III.51 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

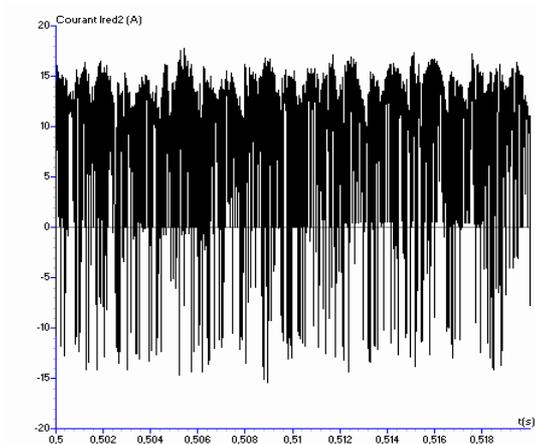
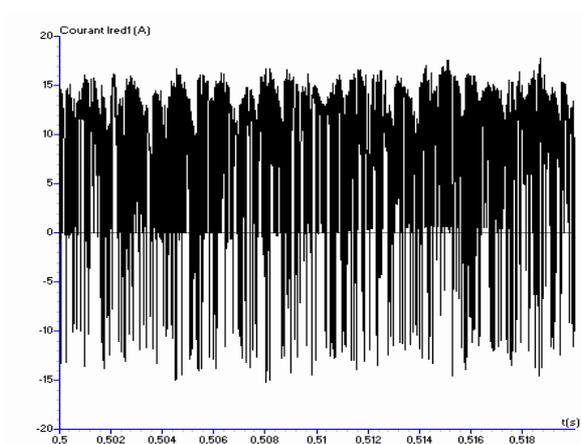


Figure III.51 Courants i_{red1} et i_{red2} de sortie des redresseurs à deux niveaux

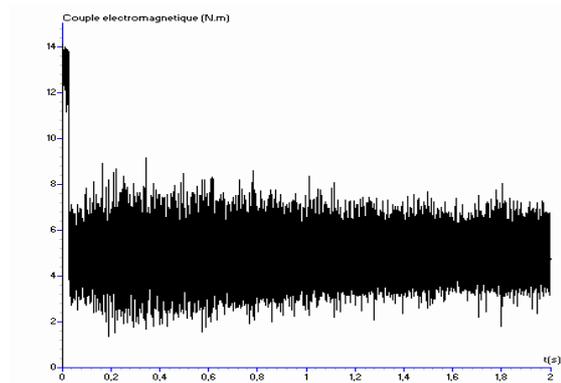
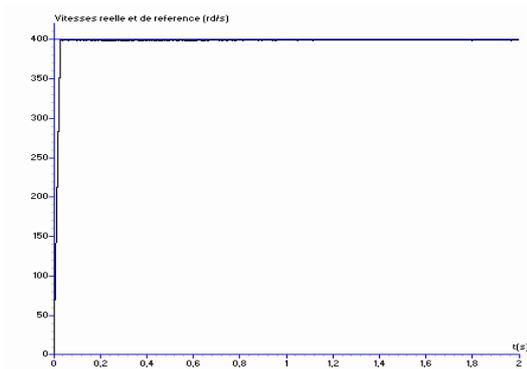


Figure III.53.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

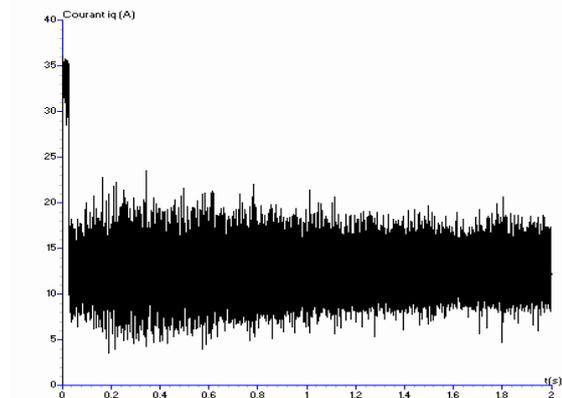
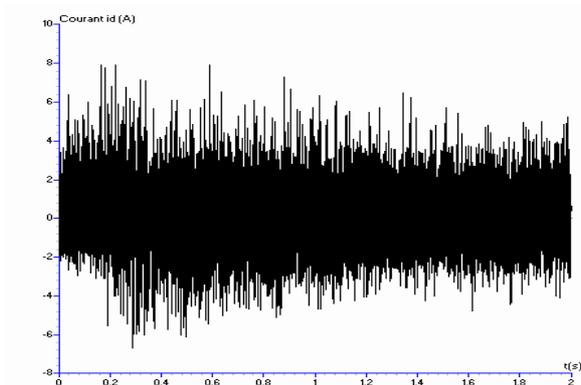


Figure III.53.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

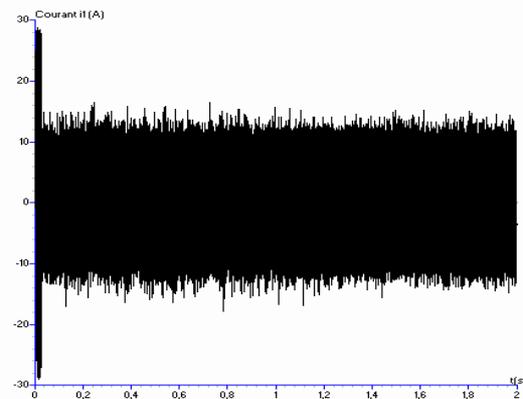


Figure III.53.c Courant i_1

Figure III.53.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.4.2.2 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + régulateur PI pour les courants) pour commander les deux redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des deux tensions U_{red1} et U_{red2} et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.48 et III.49 montrent que les tensions U_{red1} et U_{red2} suivent parfaitement leurs références (400V). On leur applique un saut de consigne de 400 à 500V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} et j_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} et U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure III.50 donne l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque que dans ce cas aussi ces deux tensions ont la même allure que les tensions de sortie des redresseurs. La différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V.

La figure III.51 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 7V.

Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} sont donnés à la figure III.52.

Les figures III.53.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.5 Cas de la cascade utilisant deux redresseurs à trois niveaux

IV.5.1 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant

IV.5.1.1 Principe général

On applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à trois niveaux élaborés précédemment pour commander les deux redresseurs triphasés à trois niveaux de la cascade deux redresseurs de courant triphasés à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La structure de la cascade est donnée au chapitre précédent (fig II.19).

IV.5.1.2 Résultats de simulations

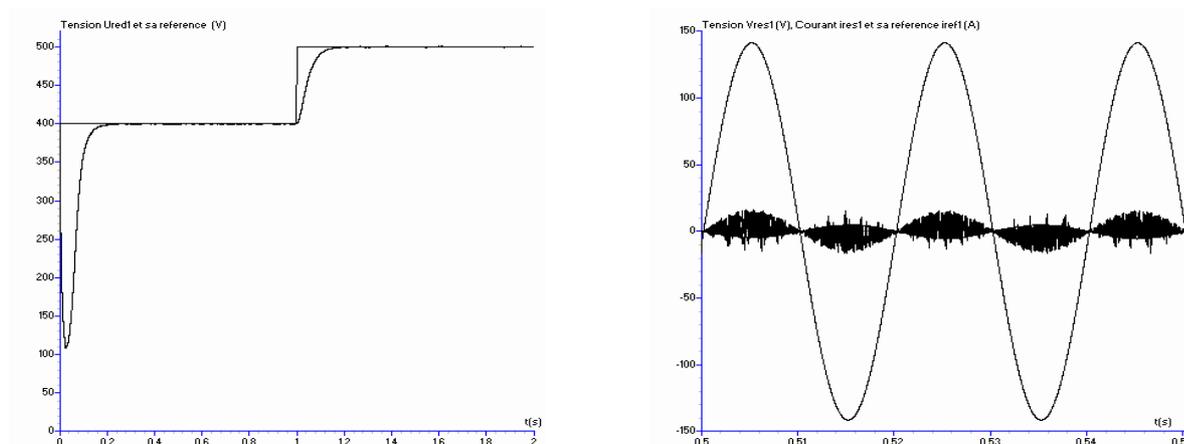


Figure III.54. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau

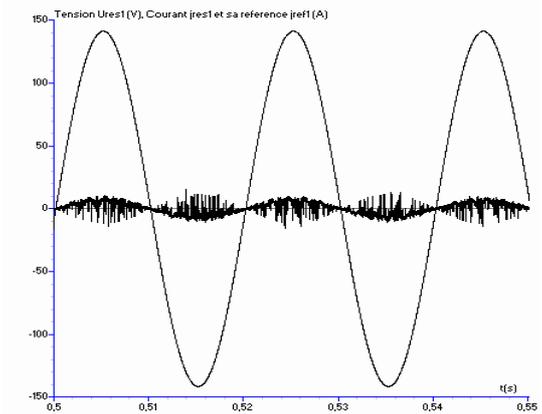
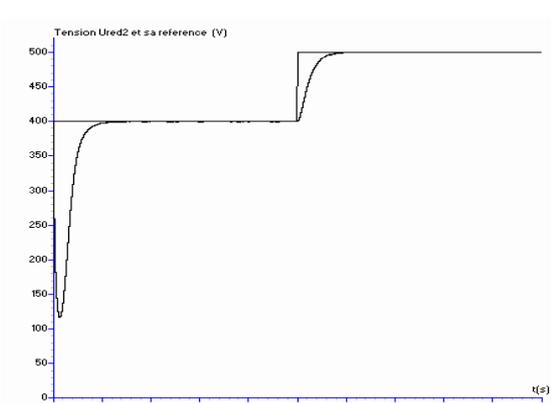


Figure III.55. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau

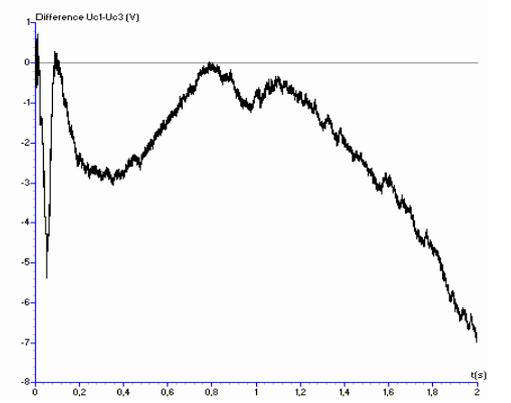
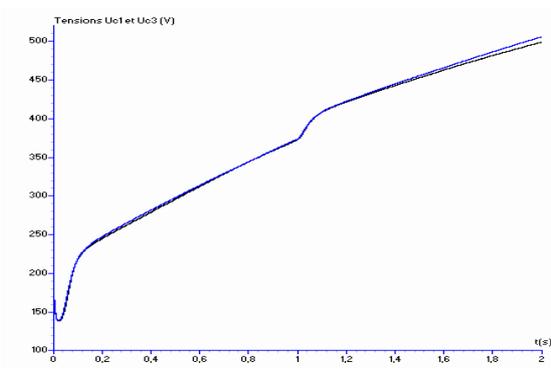


Figure III.56 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

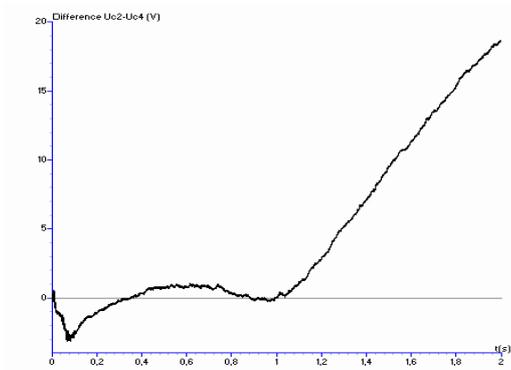
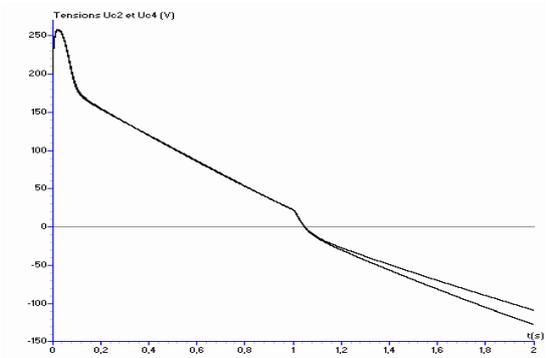


Figure III.57 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

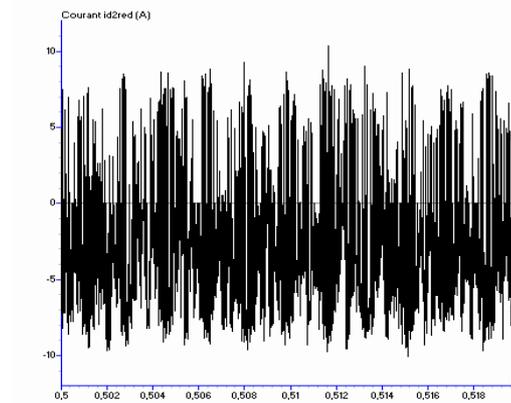
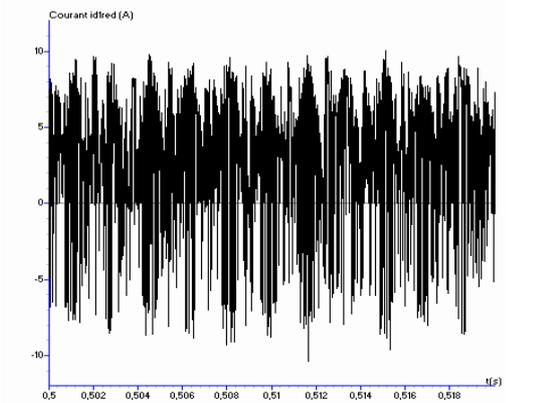


Figure III.58 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

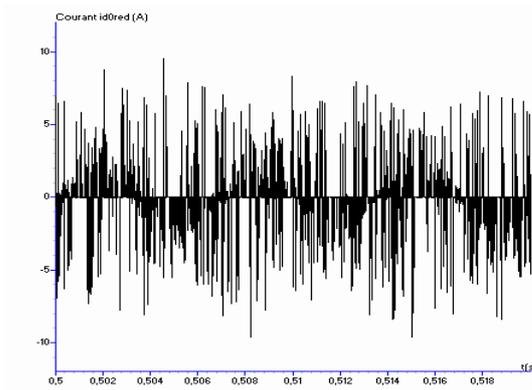


Figure III.59 Courants i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

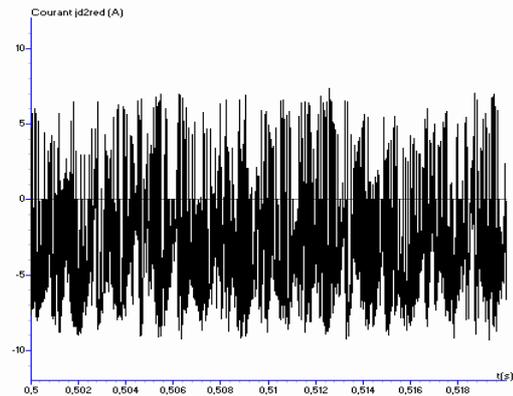
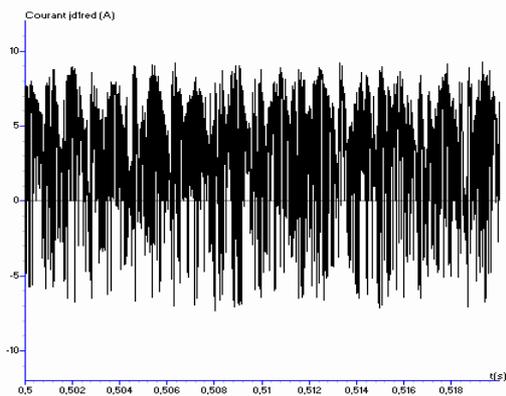


Figure III.60 Courants j_{d1red} et j_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

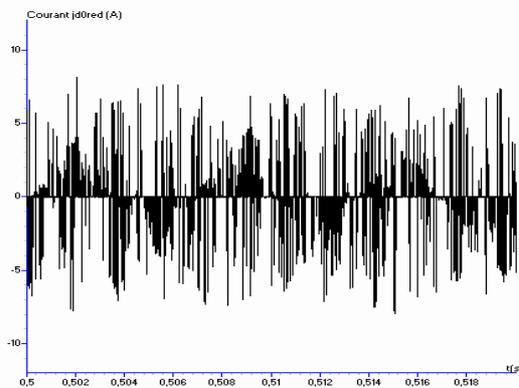


Figure III.61 Courants j_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

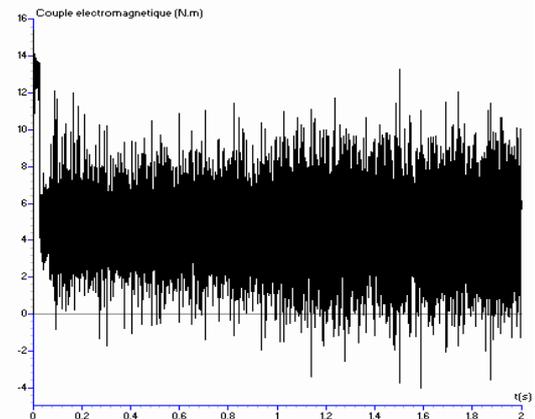
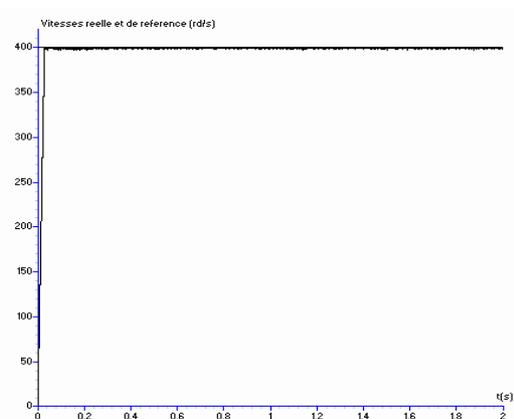


Figure III.62.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

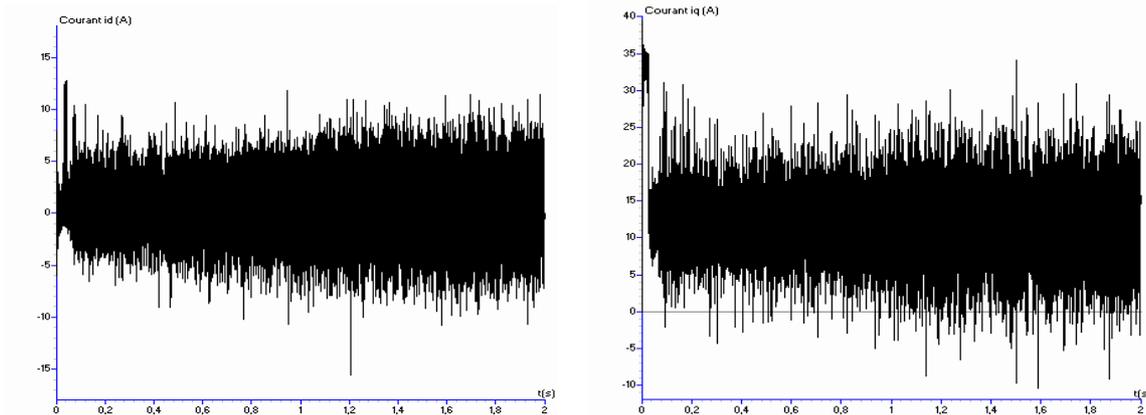


Figure III.62.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

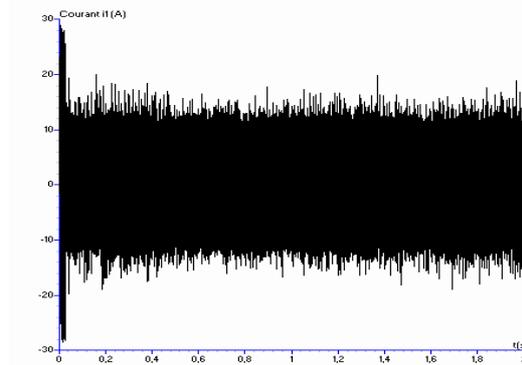


Fig III.62.c Courant i_1

Figure III.62.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.5.1.3 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + l'hystérésis pour les courants) pour commander les deux redresseurs de courant MLI à trois niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des deux tensions U_{red1} et U_{red2} et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.54 et III.55 montrent que les tensions U_{red1} et U_{red2} suivent parfaitement leurs références (400V). On leur applique un saut de consigne de 400 à 500V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} et j_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} et U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure III.56 donne l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque que les deux tensions sont croissantes. La différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 7V.

La figure III.57 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 5V mais tend à croître.

Les courants redressés du redresseur à trois niveaux n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure III.58 et le courant i_{d0red} est donné à la figure III.59.

Les courants redressés du redresseur à trois niveaux n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure III.60 et le courant j_{d0red} est donné à la figure III.61.

Les figures III.62.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.5.2 Asservissement des deux redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant

IV.5.2.1 Principe général

On applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à trois niveaux élaborés précédemment pour commander les deux redresseurs triphasés à trois niveaux de la cascade deux redresseurs de courant triphasés à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La structure de la cascade est donnée au chapitre précédent (fig II.19).

IV.5.2.2 Résultats de simulations

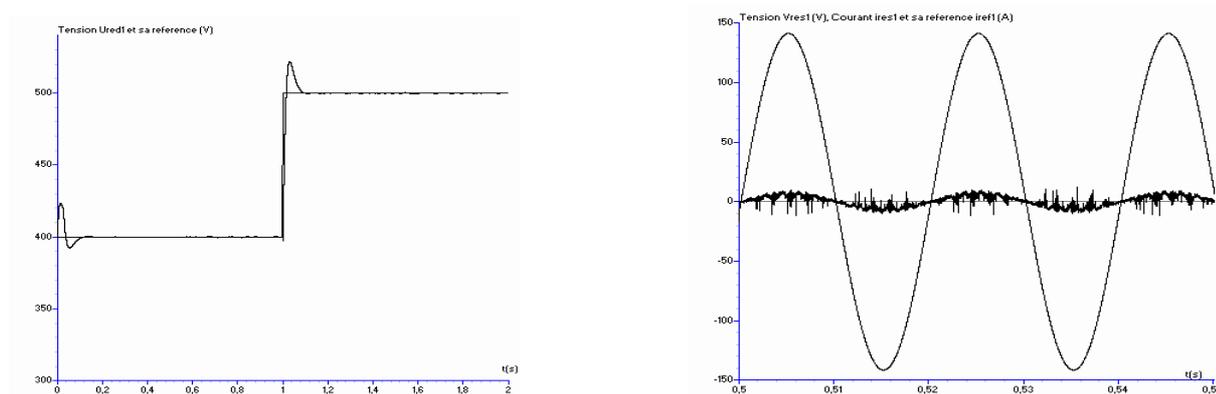


Figure III.63. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau

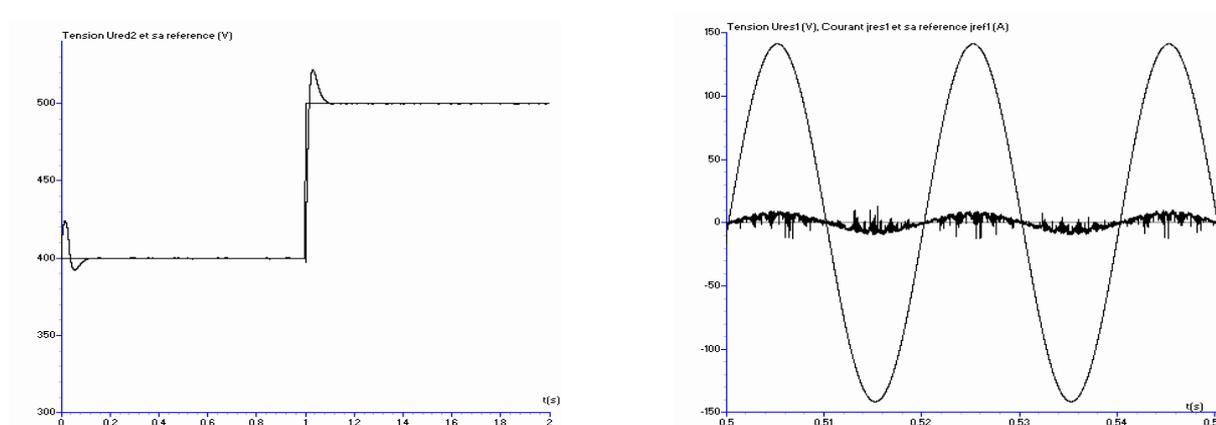


Figure III.64. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau

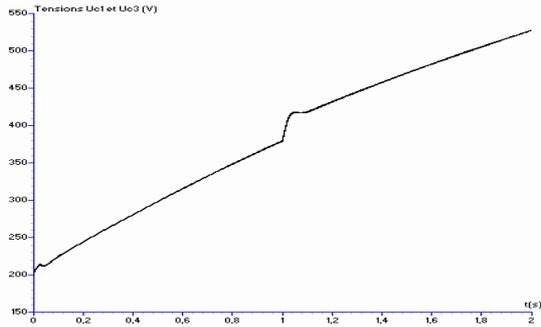


Figure III.65 Tensions U_{c1} et U_{c3} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c1}-U_{c3}$

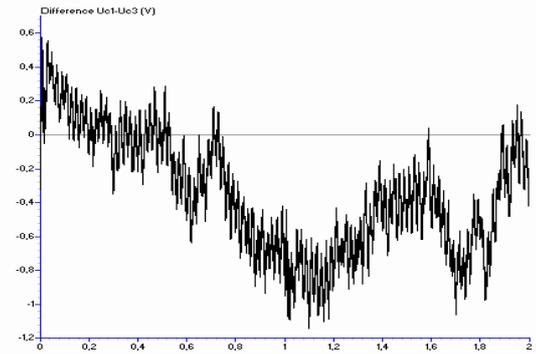


Figure III.66 Tensions U_{c2} et U_{c4} d'entrée de l'onduleur et la différence $U_{c2}-U_{c4}$

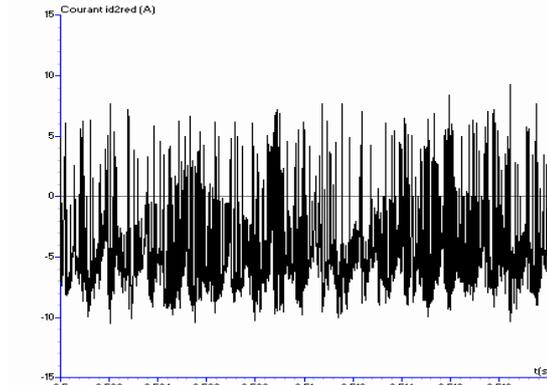
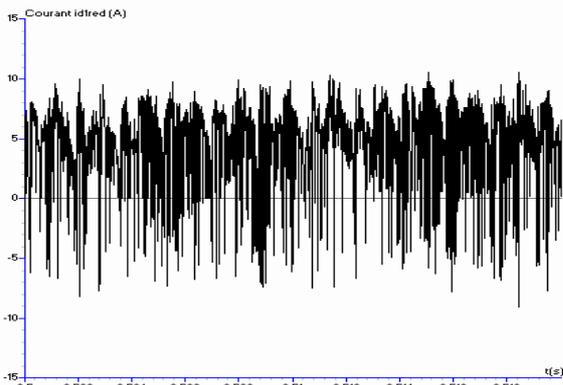
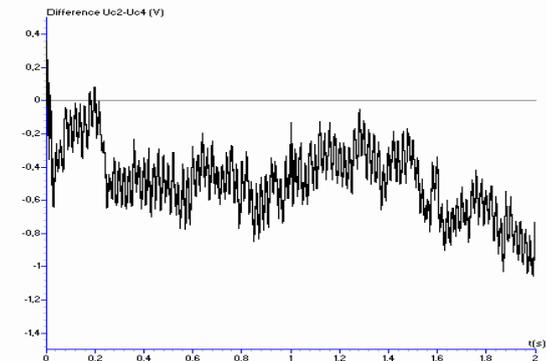


Figure III.67 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

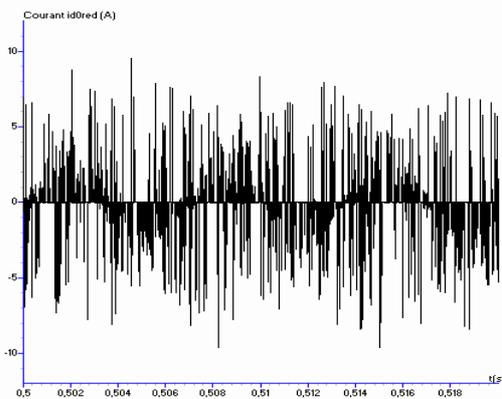


Figure III.68 Courants i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

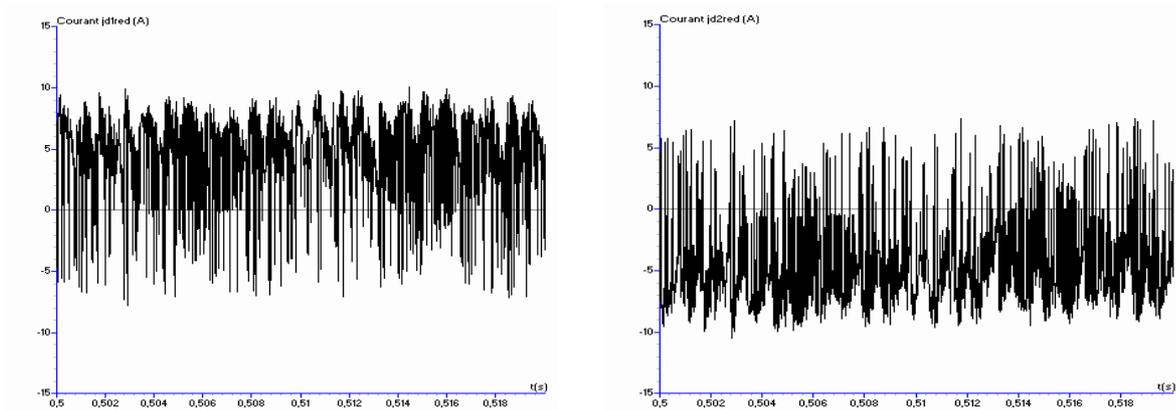


Figure III.69 Courants j_{d1red} et j_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

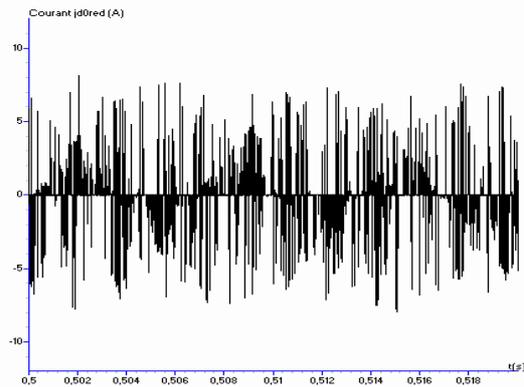


Figure III.70 Courants j_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

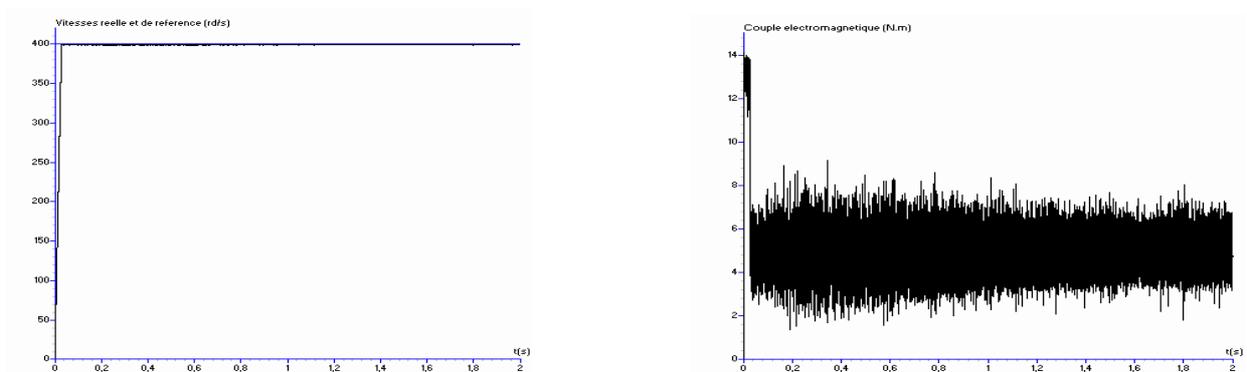


Figure III.71.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

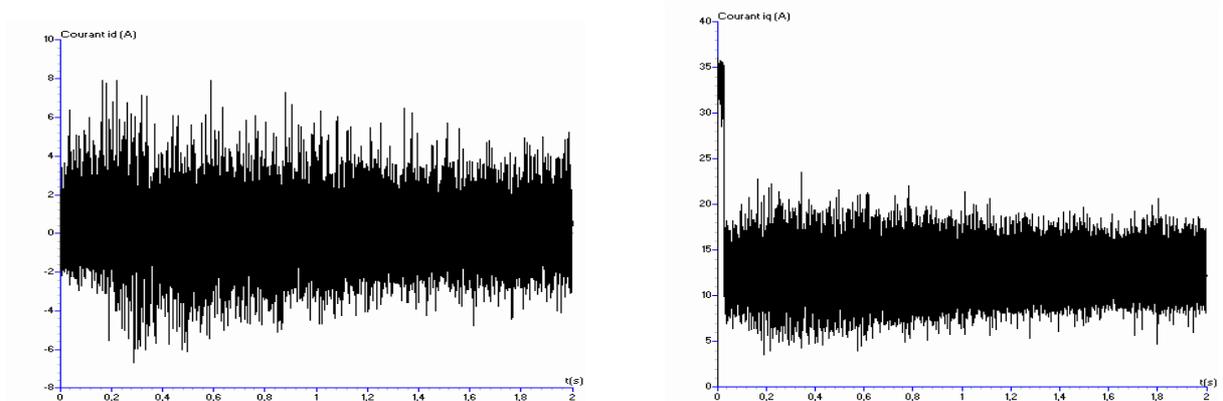


Figure III.71.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

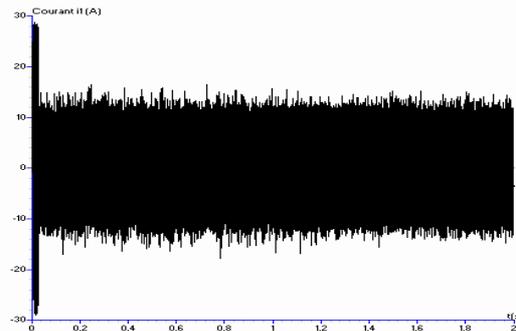


Figure III.71.c Courant i_1

Figure III.71.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.5.2.3 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + régulateur PI pour les courants) pour commander les deux redresseurs de courant MLI à trois niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des deux tensions U_{red1} et U_{red2} et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.63 et III.64 montrent que les tensions U_{red1} et U_{red2} suivent parfaitement leurs références (400V). On leur applique un saut de consigne de 400 à 500V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} et j_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} et U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure III.65 donne l'allure des tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarque que les deux tensions sont croissantes. La différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure III.66 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 2V.

Les courants redressés du redresseur à trois niveaux n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure III.67 et le courant i_{d0red} est donné à la figure III.68.

Les courants redressés du redresseur à trois niveaux n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure III.69 et le courant i_{d0red} est donné à la figure III.70.

Les figures III.71.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.6 Cas de la cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux

IV.6.1 Asservissement des quatre redresseurs en utilisant un régulateur IP pour la tension et l'hystérésis pour le courant

IV.6.1.1 Principe général

On applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à deux niveaux élaborés précédemment pour commander les quatre redresseurs triphasés à deux niveaux de la cascade quatre redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La structure de la cascade est donnée au chapitre précédent (fig II.22).

IV.6.1.2 Résultats de simulations

Nous présentons les résultats de simulation pour un redresseur de courant à MLI à deux niveaux comportant un régulateur IP de tension et un régulateur à hystérésis pour les courants.

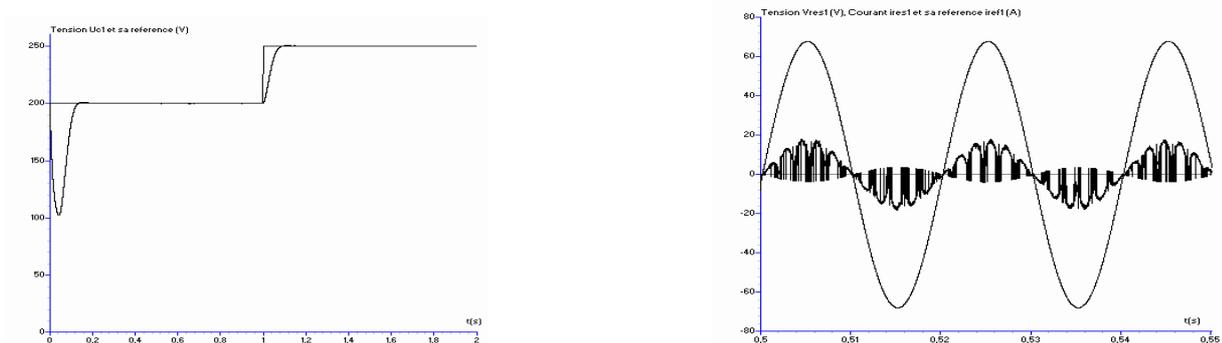


Figure III.72. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau

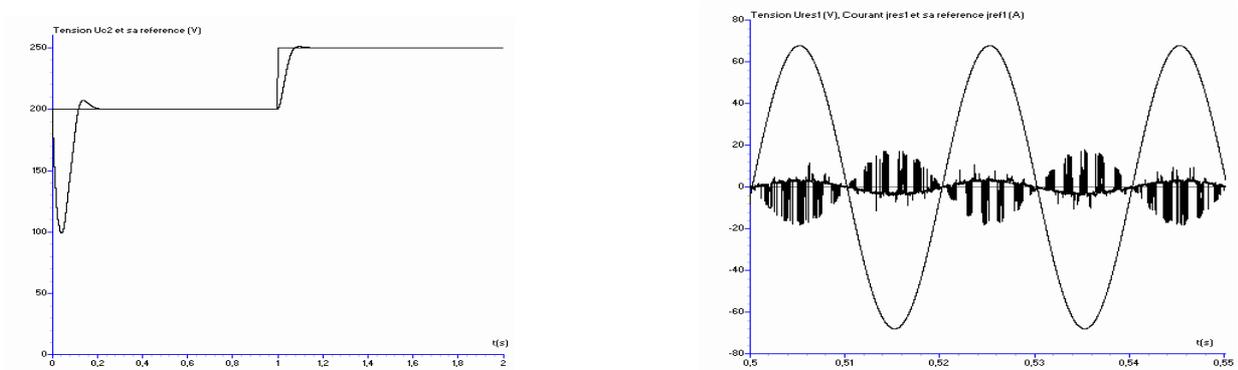


Figure III.73. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau

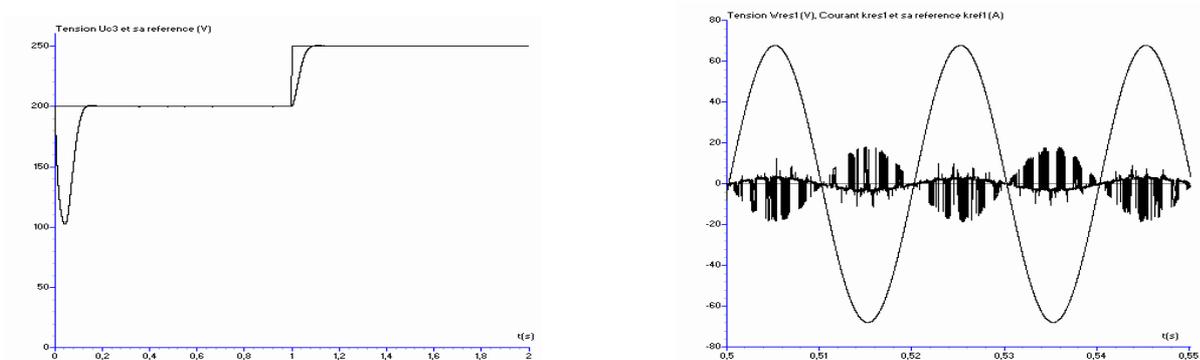


Figure III.74. Tension U_{red3} et sa référence, tension W_{res1} , courant k_{res1} et courant de référence k_{ref1} du réseau

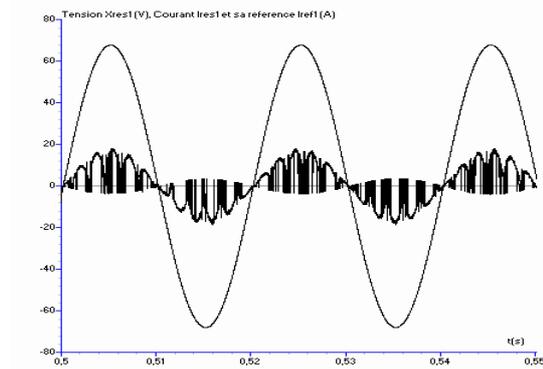
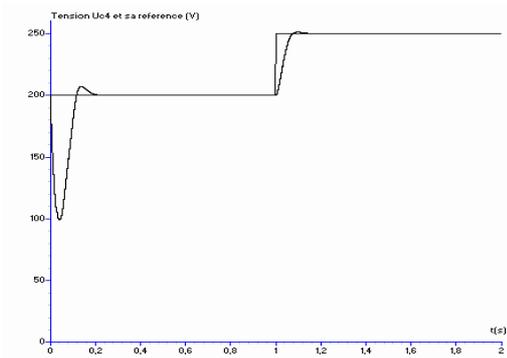


Figure III.75. Tension U_{red4} et sa référence, tension X_{res1} , courant I_{res1} et courant de référence I_{ref1} du réseau

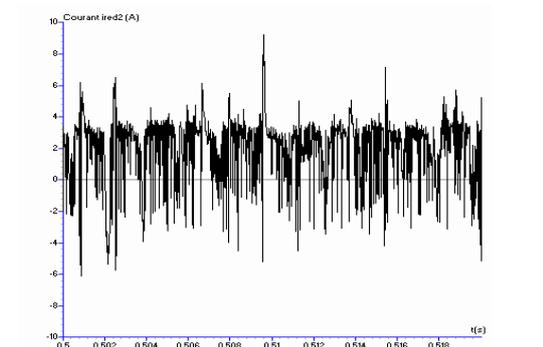
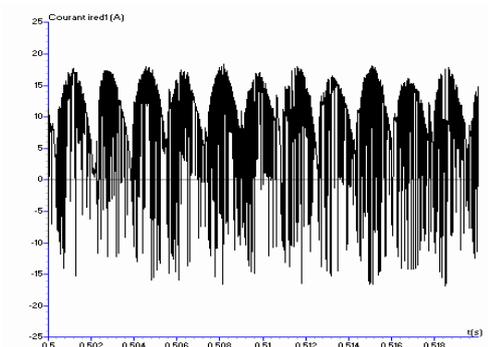


Figure III.76 Courants I_{red1} et I_{red2} de sortie des redresseur à deux niveaux n°1 et n°2

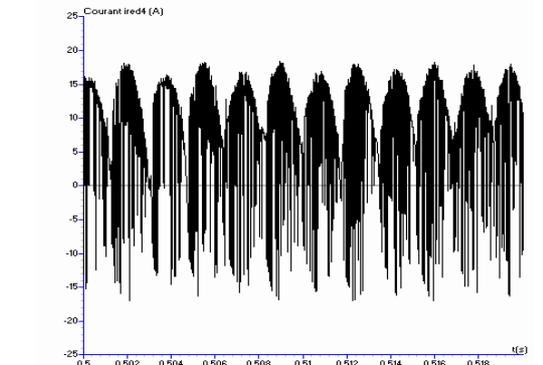
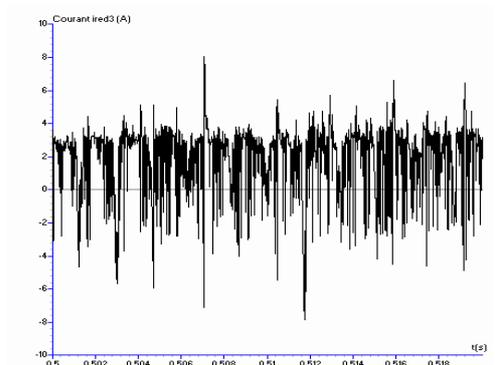


Figure III.77 Courants I_{red3} et I_{red4} de sortie des redresseur à deux niveaux n°3 et n°4

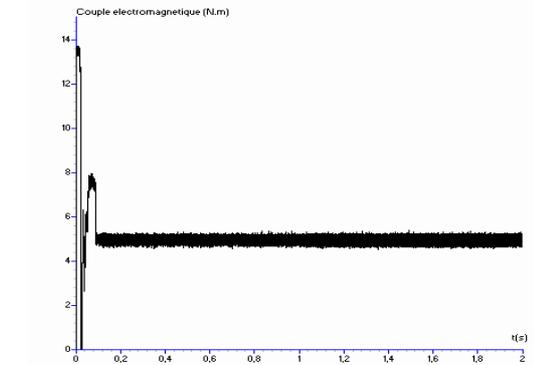
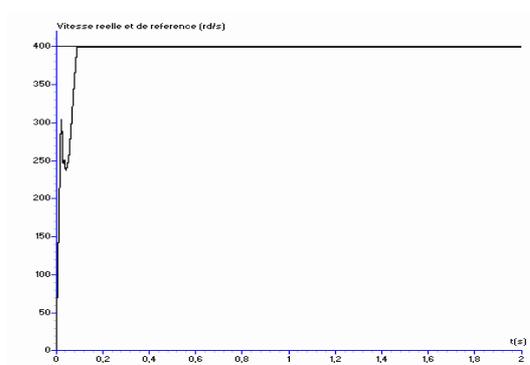


Figure III.78.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

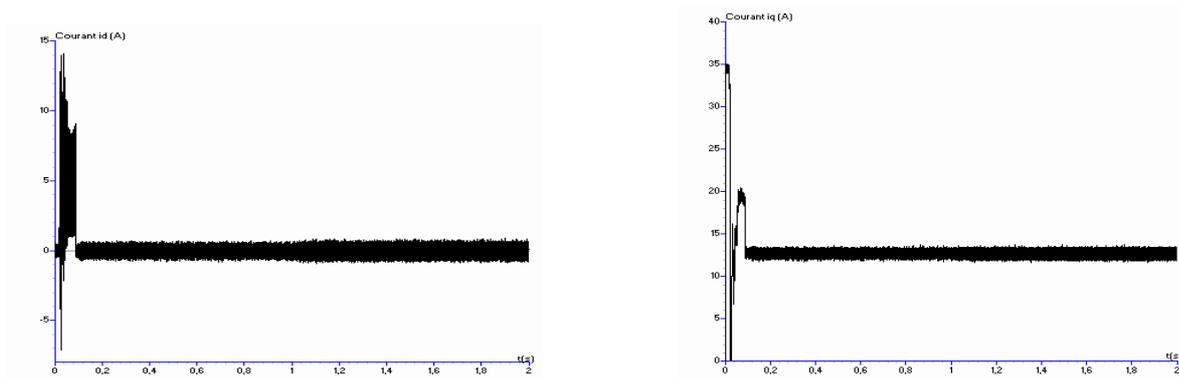


Figure III.78.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

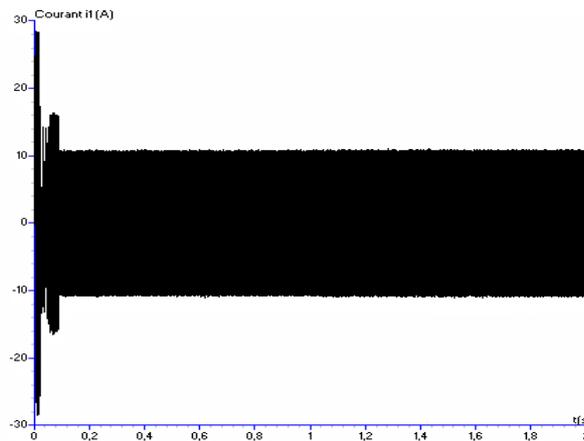


Figure III.78.c Courant i_1

Figure III.78.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.6.1.3 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur IP pour la tension + l'hystérésis pour les courants) pour commander les quatre redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des quatre tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} ainsi que celles des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.72, III.73, III.74 et III.75 montrent que les tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} , j_{res1} , k_{res1} et l_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} , j_{ref1} , k_{ref1} et l_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} , U_{res1} , W_{res1} et X_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les quatre redresseurs.

Les courants redressés du redresseur à deux niveaux n°1 et n°2 (i_{red1} et i_{red2}) sont donnés à la figure III.76 et ceux des redresseurs n°3 et n°4 (i_{red3} et i_{red4}) sont donnés à la figure III.77.

Les figures III.78.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur ont totalement disparues et que le système fonctionne maintenant parfaitement en raison de la parfaite stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. IV.6.2 Asservissement des quatre redresseurs en utilisant un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour le courant

IV.6.2.1 Principe général

On applique les algorithmes d'asservissement des redresseurs à deux niveaux élaborés précédemment pour commander les quatre redresseurs triphasés à deux niveaux de la cascade quatre redresseurs de courant triphasés à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. Pour cela, on utilise un régulateur PI pour la tension et un régulateur PI pour les courants de chacun des quatre redresseurs.

IV.6.2.2 Résultats de simulations

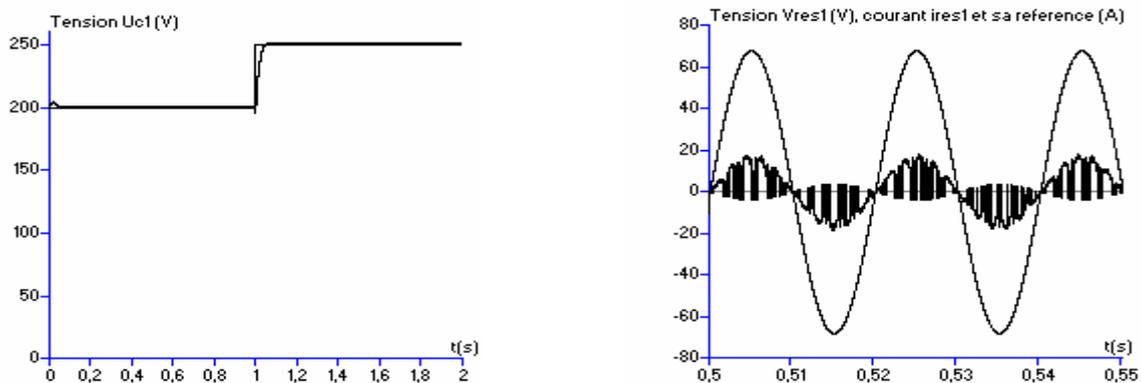


Figure III.81. Tension U_{red1} et sa référence, tension V_{res1} , courant i_{res1} et courant de référence i_{ref1} du réseau

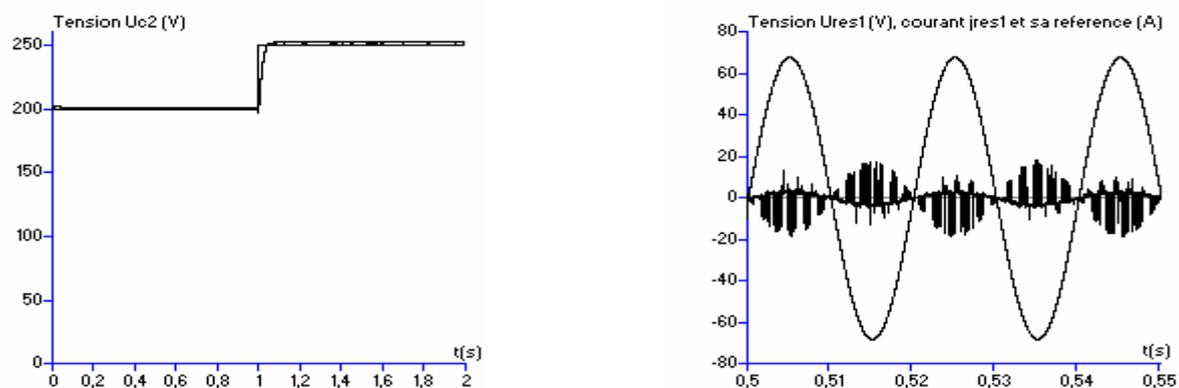


Figure III.82. Tension U_{red2} et sa référence, tension U_{res1} , courant j_{res1} et courant de référence j_{ref1} du réseau

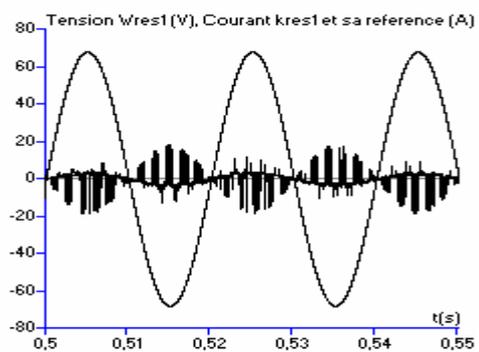
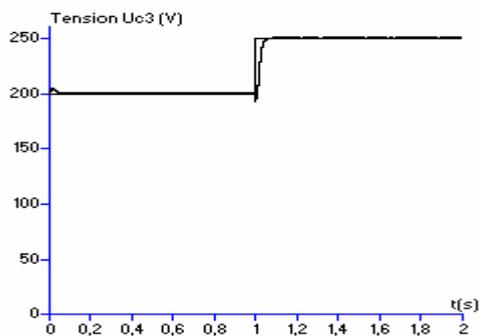


Figure III.83. Tension U_{red3} et sa référence, tension W_{res1} , courant k_{res1} et courant de référence k_{ref1} du réseau

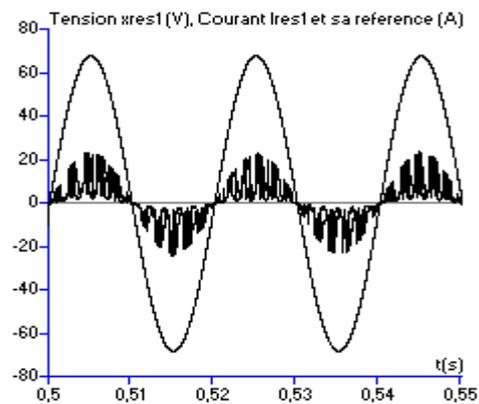
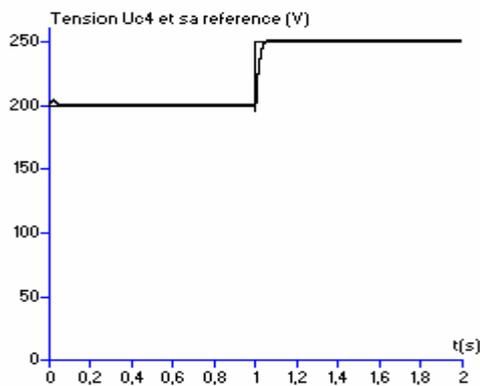


Figure III.84. Tension U_{red4} et sa référence, tension X_{res1} , courant I_{res1} et courant de référence I_{ref1} du réseau

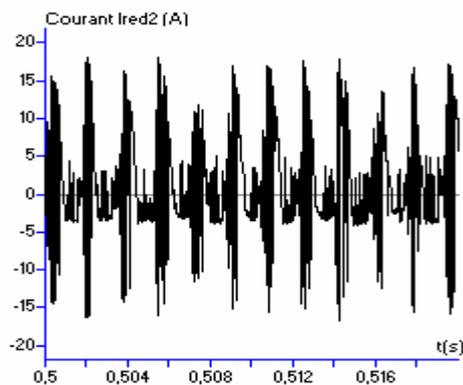
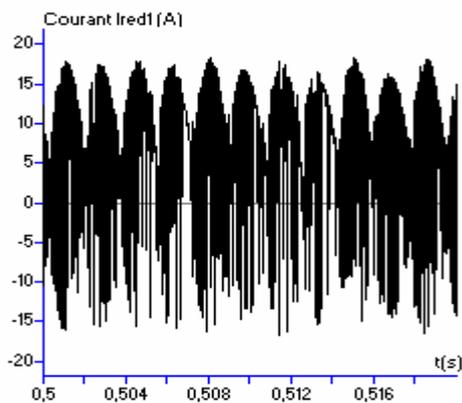


Figure III.85 Courants I_{red1} et I_{red2} de sortie des redresseur à deux niveaux n°1 et n°2

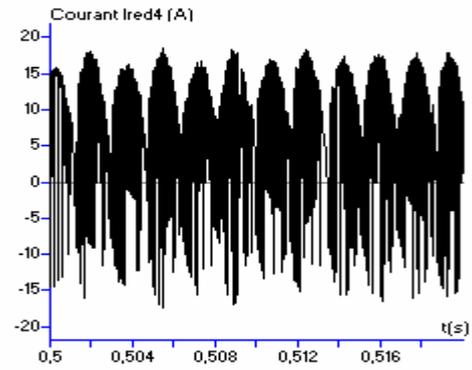
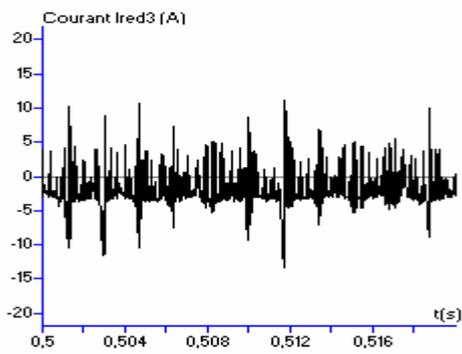


Figure III.86 Courants I_{red3} et I_{red4} de sortie des redresseur à deux niveaux $n^{\circ}3$ et $n^{\circ}4$

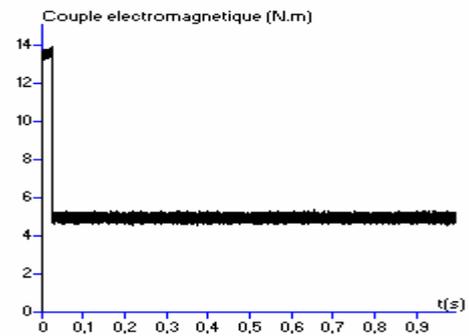
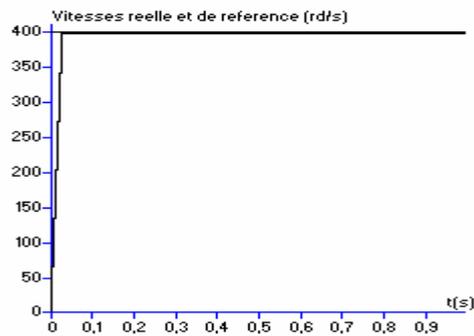


Figure III.87.a Vitesse réelle et vitesse de référence et couple électromagnétique

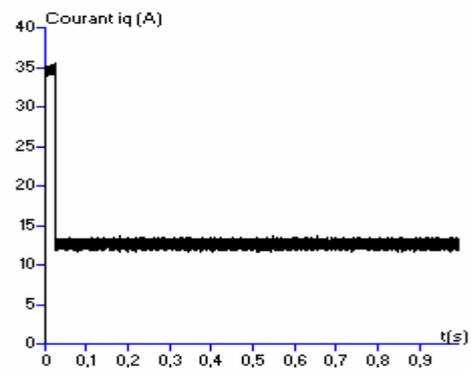
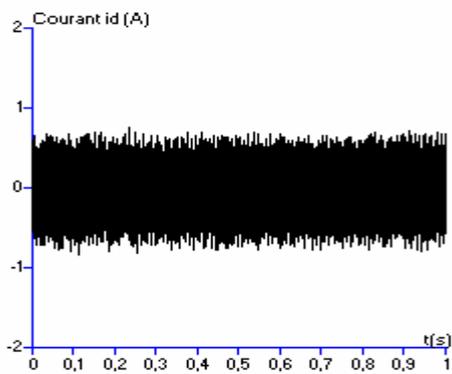


Figure III.87.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

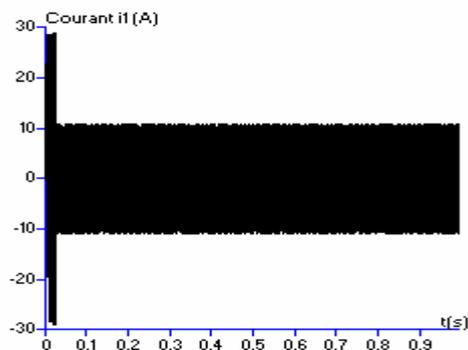


Figure III.87.c Courant i_1

Figure III.87.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.6.2.3 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur PI pour la tension + régulateur PI pour les courants) pour commander les quatre redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade : quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des quatre tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} ainsi que celles des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

Les figures III.81, III.82, III.83 et III.84 montrent que les tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} , j_{res1} , k_{res1} et l_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives i_{ref1} , j_{ref1} , k_{ref1} et l_{ref1} . Les courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau V_{res1} , U_{res1} , W_{res1} et X_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les quatre redresseurs.

Les courants redressés du redresseur à deux niveaux n°1 et n°2 (i_{red1} et i_{red2}) sont donnés à la figure III.85 et ceux des redresseurs n°3 et n°4 (i_{red3} et i_{red4}) sont donnés à la figure III.86.

Les figures III.87.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur ont totalement disparues et que le système fonctionne maintenant parfaitement en raison de la parfaite stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié les algorithmes d'asservissement (courant et tension) des redresseurs à deux, trois et cinq niveaux. Cela nous a permis en outre :

- d'asservir les courants d'alimentation des redresseurs MLI à deux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité côté réseau.
- de réguler les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux en agissant sur le ou les redresseurs.

Pour chaque cascade présentée lors du chapitre précédent, nous avons utilisé dans un premier temps la même régulation pour les courants (hystérésis) et un régulateur IP pour la tension de sortie des différents redresseurs. Puis nous remplaçons ensuite une régulation des courants de réseau (hystérésis) par une boucle de courant utilisant un régulateur (PI). La boucle de contrôle de la tension totale de sortie du redresseur (somme des quatre tensions d'entrée de l'onduleur) est réalisée par un régulateur PI.

Les résultats obtenus sont assez prometteurs étant donné que la cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux permet de stabiliser parfaitement les quatre tensions. Les autres cascades n'aboutissent pas au même résultat mais présentent une nette amélioration que dans le cas de la boucle ouverte développée au chapitre précédent.

CHAPITRE 4

ASSERVISSEMENT NON LINEAIRE DES CASCADES A CINQ NIVEAUX

PARTIE 1

REGLAGE PAR MODE GLISSANT

I. Introduction

Les correcteurs de la famille du PID ont été largement utilisés lors du chapitre précédent pour leur simplicité, facilité de réglage et d'implémentation et de leurs bonnes performances. Cependant comme certains paramètres varient considérablement et que la charge est souvent inconnue, l'application de commandes classiques tels que les correcteurs de type PID s'est révélée insuffisante comme certains retards dû aux petites constantes de temps du dispositif de contrôle et des circuits de lissage et le recours aux commandes robustes s'avère parfois nécessaire. Les méthodes de réglage non linéaires et discontinues s'adaptent mieux au comportement particulier des organes de commande [Slot91] [Spia95]. Il s'agit en l'occurrence des systèmes de réglages à structure variable fonctionnant en mode de glissement [Buhl86][Nico96]. Ils provoquent directement la commutation périodique des organes de commande sans introduire des petites constantes de temps. Le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation [Ahme03.1] [Ahme03.2].

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 autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre.

Les propriétés du réglage par mode de glissement sont :

- 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.

On peut distinguer deux configurations de base différentes dans les structures de réglage à structure variable [Buhl86].

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

Dans cette configuration, l'organe de commande doit être conçu de manière à ce que la grandeur de commande ne prenne que les deux valeurs constantes U_{max} et U_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation.

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Cette configuration est représentée à la figure suivante :

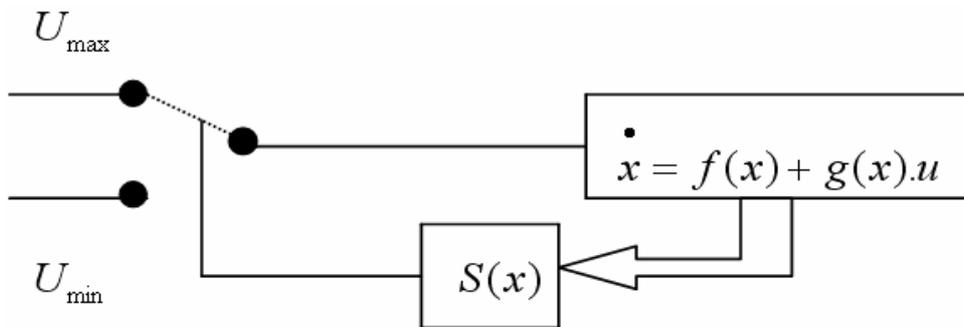


Figure IV.1 Configuration de changement de structure par commutation d'interrupteur

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

Dans ce cas, le système à régler possède une grandeur de commande et une grandeur de sortie. Son comportement dynamique est décrit par un vecteur d'état. Ce dernier est mis en contre réaction soit par le vecteur $-k_1(x)$ soit par $-k_2(x)$ selon la position d'un commutateur. Le choix de la contre-réaction d'état se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x)$. On a :

$$U = \begin{cases} -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

La figure suivante donne le schéma de principe de la configuration par commutation de retour d'état.

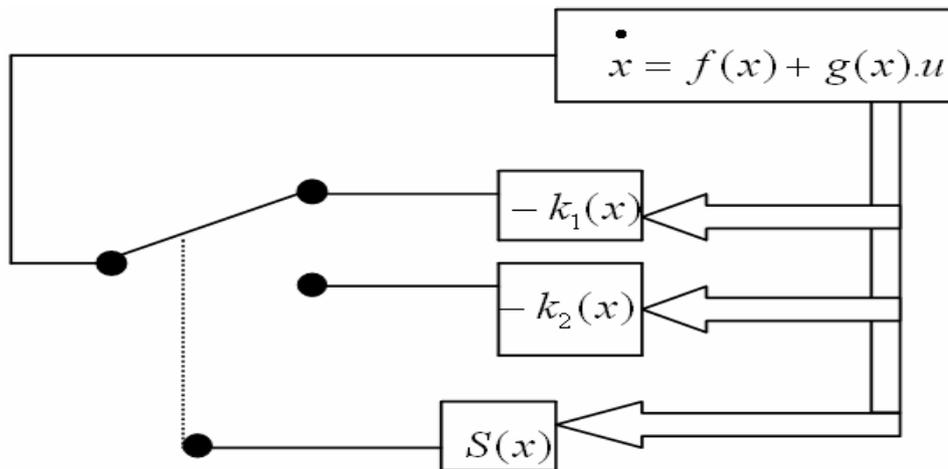


Figure IV.2 Configuration de changement de structure par commutation de retour d'état

Dans ce chapitre, nous traiterons le réglage par mode de glissement selon la configuration présentée à la figure IV.2.

Dans ce qui suit, l'application du mode de glissement à la régulation des différents redresseurs dans les cascades à cinq niveaux est détaillée. Lors du chapitre précédent, l'asservissement linéaire a été utilisé pour réguler la tension de sortie des redresseurs ainsi que pour celui des courants de réseau. Dans ce chapitre, l'asservissement par mode de glissement est employé pour réguler la valeur moyenne de la tension de sortie du ou des redresseurs utilisés ainsi que celui des courants de réseau.

II. Topologie utilisant un seul redresseur

En utilisant le principe de la conservation de la puissance, on a :

$$P_e = V_1 \cdot I_{res1} + V_2 \cdot I_{res2} + V_3 \cdot I_{res3} \quad (\text{IV.3})$$

$$= \sum_{k=1}^3 (V_{resk} \cdot I_{resk} - R \cdot I_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \cdot \frac{dI_{resk}^2}{dt}) \quad (\text{IV.4})$$

$$P_s = U_{c1} \cdot (i_{ch2} + i_{c2}) + U_{c2} \cdot (i_{ch1} + i_{c1}) + U_{c3} \cdot (i_{ch3} + i_{c3}) + U_{c4} \cdot (i_{ch4} + i_{c4}) \quad (\text{IV.5})$$

Nous supposons dans ce qui suit que $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$ et $C_1=C_2=C_3=C_4=C$

On définit les valeurs suivantes comme suit :

$$U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4}}{4} \quad (\text{IV.6})$$

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4} \quad (\text{IV.7})$$

$$i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4} \quad (\text{IV.8})$$

$$I_{red} = i_{ch} + i_c \quad (\text{IV.9})$$

Si on néglige les pertes joules dans la résistance du filtre d'entrée, on peut écrire :

$$P = \sum_{k=1}^3 V_{resk} \cdot I_{resk} = \frac{1}{2} L \cdot \sum_{k=1}^3 \frac{dI_{resk}^2}{dt} + 4 \cdot U_c \cdot I_{red} \quad (\text{IV.10})$$

En supposant les systèmes de tension et courant du réseau triphasé sinusoïdaux et équilibrés, la relation devient :

$$P = 3 \cdot V_r \cdot I_e = 4 \cdot U_c \cdot I_{red} \quad (\text{IV.11})$$

Nous obtenons donc :

$$I_{red} = \frac{3 \cdot V_r \cdot I_e}{4 \cdot U_c} \quad (\text{IV.12})$$

II.1 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux

II.1.1 Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler la tension U_c (U_c est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) du redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement:

$$S = U_c - U_{cref} \quad (\text{IV.13})$$

Sa dérivée est:

$$\dot{S} = \dot{U}_c \quad (\text{IV.14})$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (\text{IV.15})$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.15), on obtient:

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3 \cdot V_r \cdot I_e}{4 \cdot U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (\text{IV.16})$$

La condition $S \cdot \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement. Pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (\text{IV.17})$$

avec k_1 et k_2 constantes positives

La sortie du régulateur par mode de glissement de la tension donne :

$$I_e = -[C \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_c - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_c - U_{cref})) - i_{ch}] \cdot \frac{4 \cdot U_c}{3 \cdot V_r} \quad (\text{IV.18})$$

II.1.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 par des régulateurs par mode de glissement.

A partir des équations du réseau, nous avons :

$$\begin{cases} V_{res1} - V_A = R \cdot I_{res1} + L \cdot \dot{I}_{res1} \\ V_{res2} - V_B = R \cdot I_{res2} + L \cdot \dot{I}_{res2} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1} \cdot U_c \\ V_B = N_{g2} \cdot U_c \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Nous optons pour les surfaces de glissement suivantes:

$$\begin{cases} S_1 = I_{res1} - I_{ref1} \\ S_2 = I_{res2} - I_{ref2} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons:

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

$$\dot{S}_k = \dot{I}_{resk} - \sqrt{2} \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - \frac{2 \cdot (k-1) \pi}{3}) \quad (\text{IV.23})$$

avec $k=1, 2, 3$

On obtient alors:

$$N_{g1} = [V_{res1} - R \cdot I_{res1} + L \cdot k_{11} \cdot \text{sign}(I_{res1} - I_{ref1}) + L k_{21} (I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t)] / 4 * U_c$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R \cdot I_{res2} + L \cdot k_{12} \cdot \text{sign}(I_{res2} - I_{ref2}) + L k_{22} (I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3)] / 4 * U_c$$

(IV.24)

II.1.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

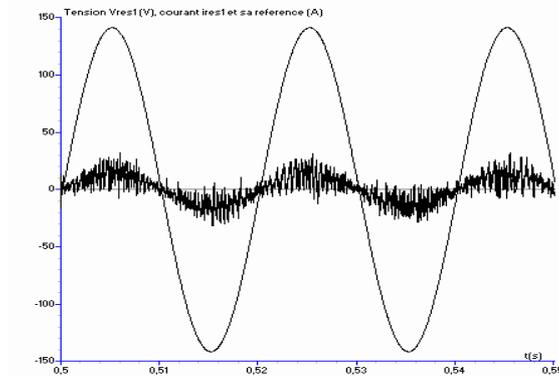
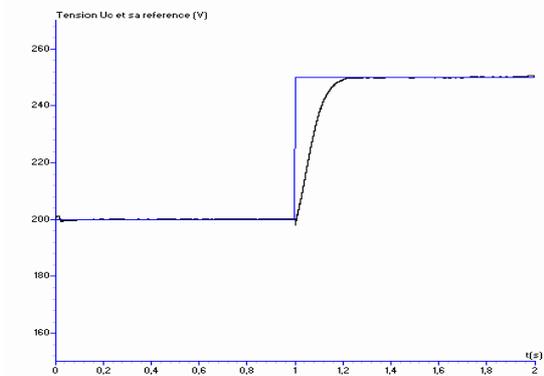


Figure IV.3 Tension U_c et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

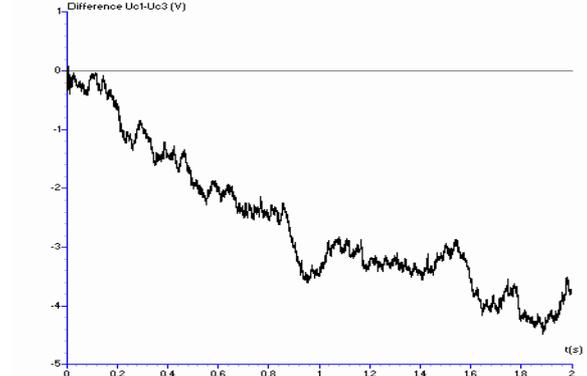
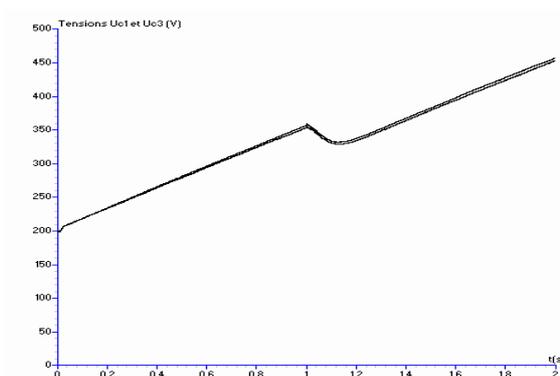


Figure IV.4 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

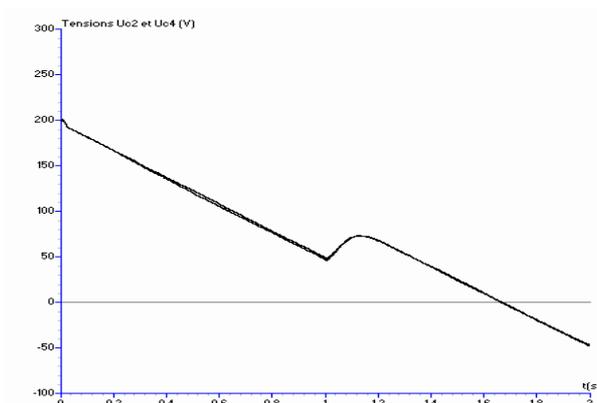


Figure IV.5 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

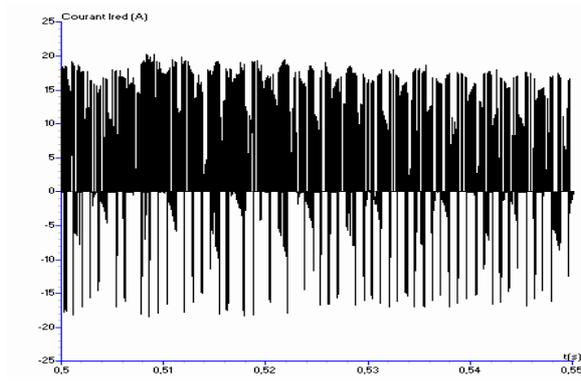


Figure IV.6 Courant redressé I_{red}

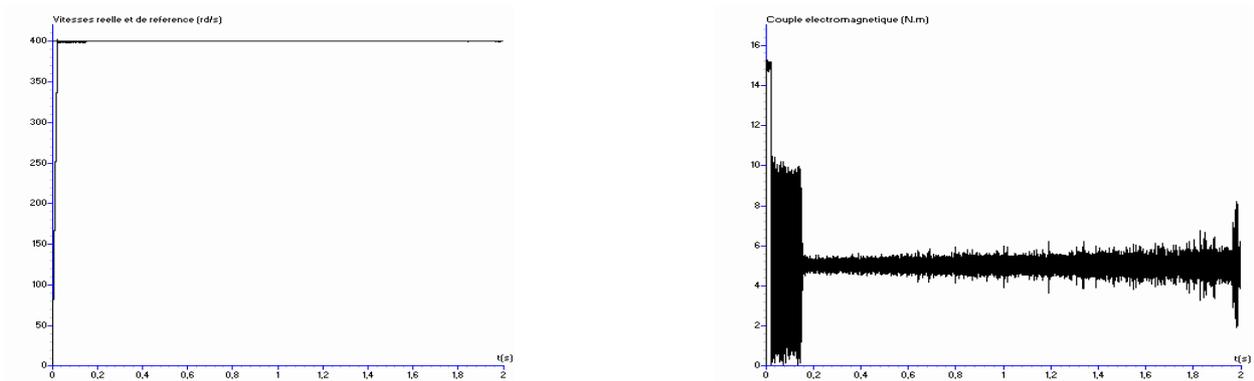


Figure IV.7.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

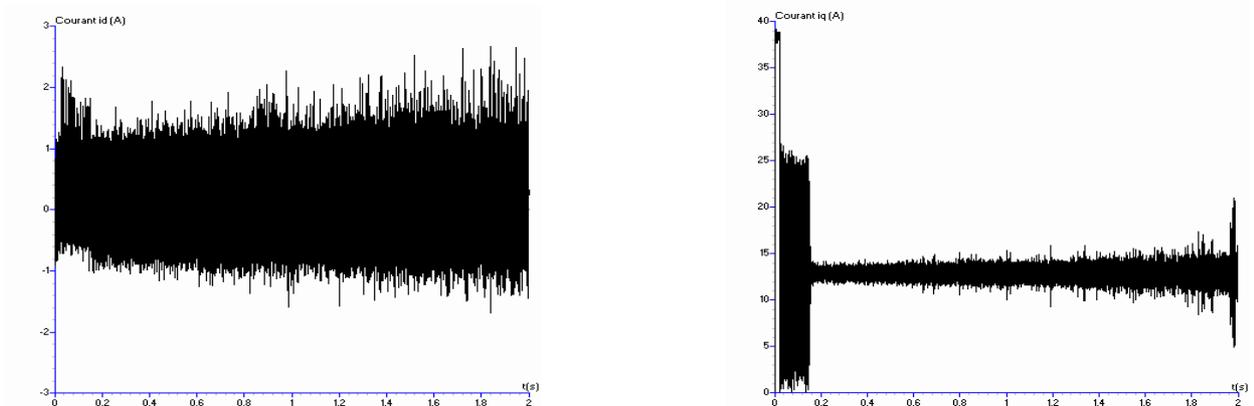


Figure IV.7.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

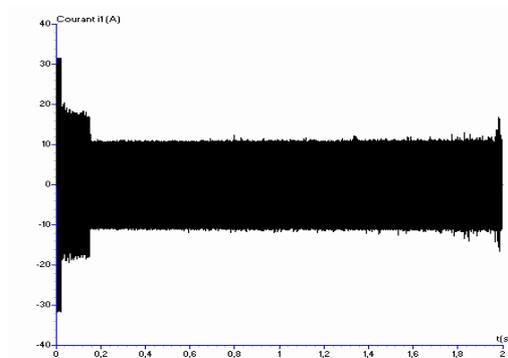


Figure IV.7.c Courant de ligne i_1

Figure IV.7.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.1.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.3 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure IV.4 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 5V.

La figure IV.5 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 5V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure IV.6.

Les figures IV.7.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

II.2 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux

II.2.1 Boucle de contrôle de la tension

Comme pour le cas précédent, le but de la commande est de réguler la tension U_c (U_c étant toujours la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) du redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement:

$$S = U_c - U_{cref} \quad (IV.25)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S} = \dot{U}_c \quad (IV.26)$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (IV.27)$$

Dans ce cas, le courant redressé I_{red} est :

$$I_{red} = \frac{i_{d1red} + i_{d2red}}{2} \quad (IV.28)$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.27), on aboutit:

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3.V_r.I_e}{4.U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (IV.29)$$

La condition $S \cdot \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement. Pour cela, nous prenons:

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (\text{IV.30})$$

k_1 et k_2 étant des constantes positives.

La sortie du régulateur par mode de glissement de la tension donne :

$$I_e = -[C \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_c - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_c - U_{cref})) - i_{ch}] \cdot \frac{4 \cdot U_c}{3 \cdot V_r} \quad (\text{IV.31})$$

II.2.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 par des régulateurs par mode de glissement.

A partir des équations du réseau, nous avons :

$$\begin{cases} V_{res1} - V_A = R \cdot I_{res1} + L \cdot \dot{I}_{res1} \\ V_{res2} - V_B = R \cdot I_{res2} + L \cdot \dot{I}_{res2} \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1} \cdot U_c \\ V_B = N_{g2} \cdot U_c \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Nous optons pour les surfaces de glissement suivantes:

$$\begin{cases} S_1 = I_{res1} - I_{ref1} \\ S_2 = I_{res2} - I_{ref2} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -k_{11} \cdot \text{sign}(S_1) - k_{21} \cdot S_1 \\ \dot{S}_2 = -k_{12} \cdot \text{sign}(S_2) - k_{22} \cdot S_2 \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

$$\dot{S}_k = \dot{I}_{resk} - \sqrt{2} \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - \frac{2 \cdot (k-1) \pi}{3}) \quad (\text{IV.36})$$

avec $k=1, 2, 3$

On obtient alors:

$$N_{g1} = [V_{res1} - R \cdot I_{res1} + L \cdot k_{11} \cdot \text{sign}(I_{res1} - I_{ref1}) + L \cdot k_{21} \cdot (I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t)] / 4 \cdot U_c$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R \cdot I_{res2} + L \cdot k_{12} \cdot \text{sign}(I_{res2} - I_{ref2}) + L \cdot k_{22} \cdot (I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3)] / 4 \cdot U_c$$

(IV.37)

II.2.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

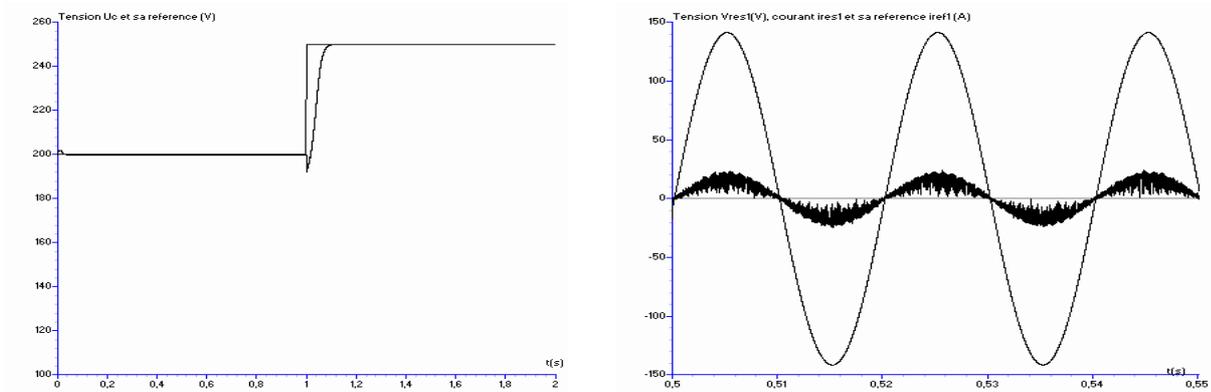


Figure IV.8 Tension U_c et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

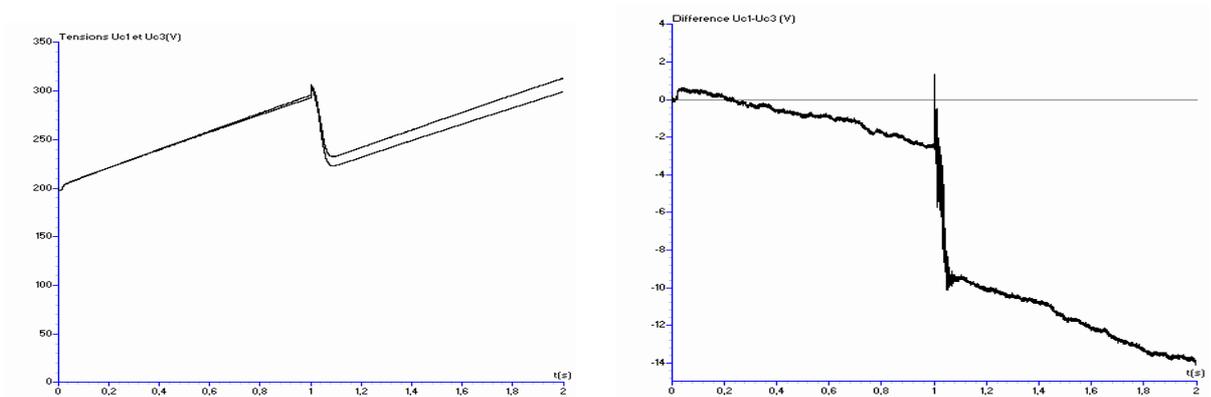


Figure IV.9 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

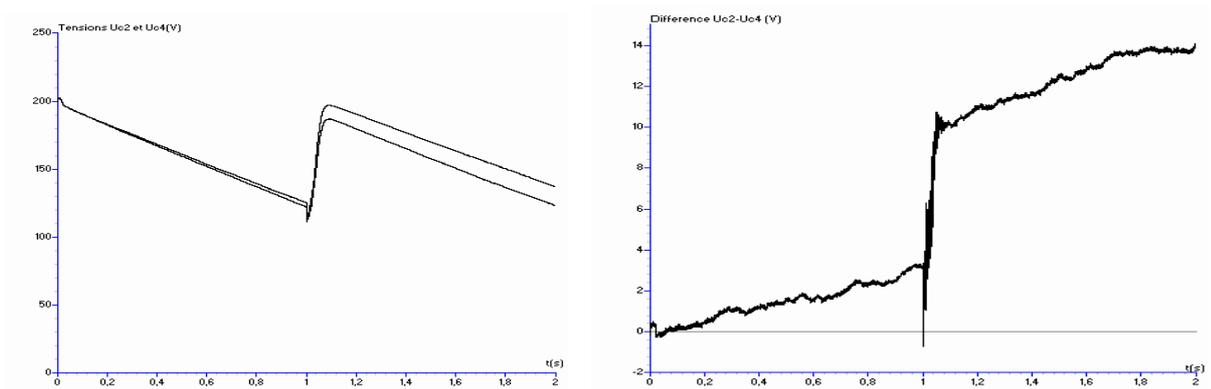


Figure IV.10 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

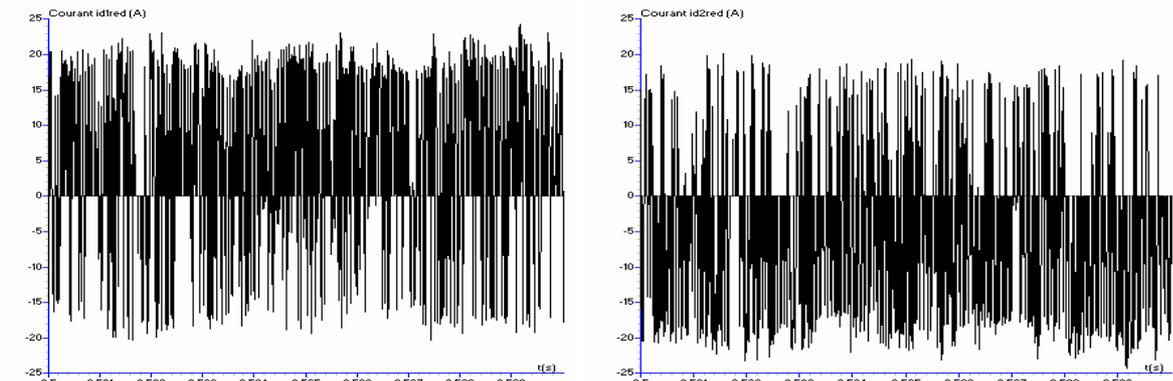


Figure IV.11 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux

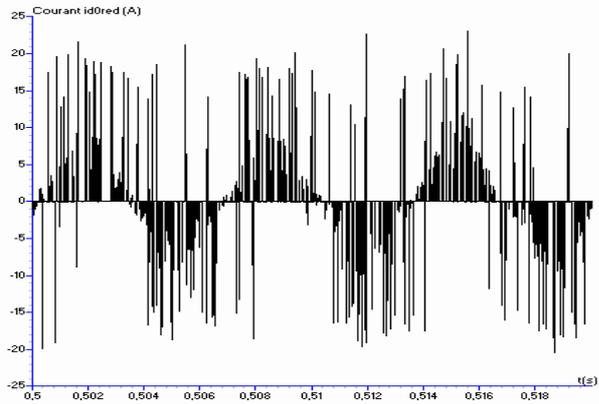


Figure IV.12 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux

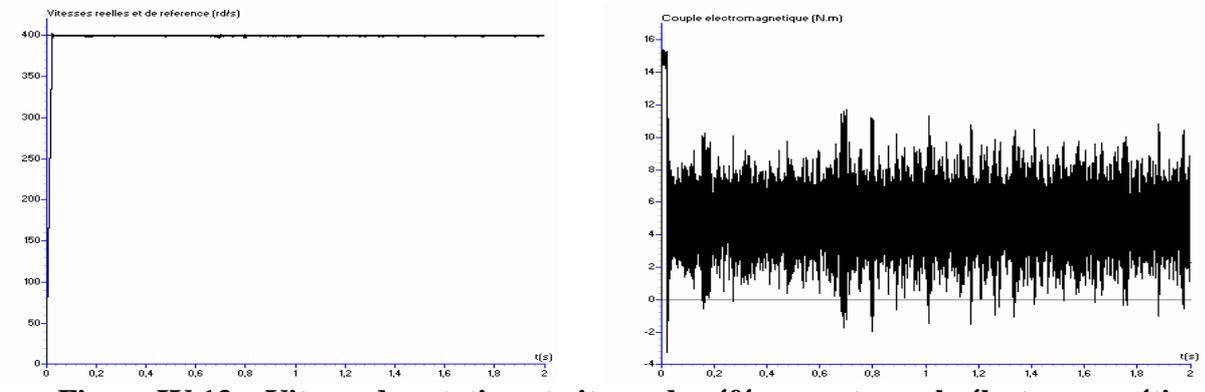


Figure IV.13.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

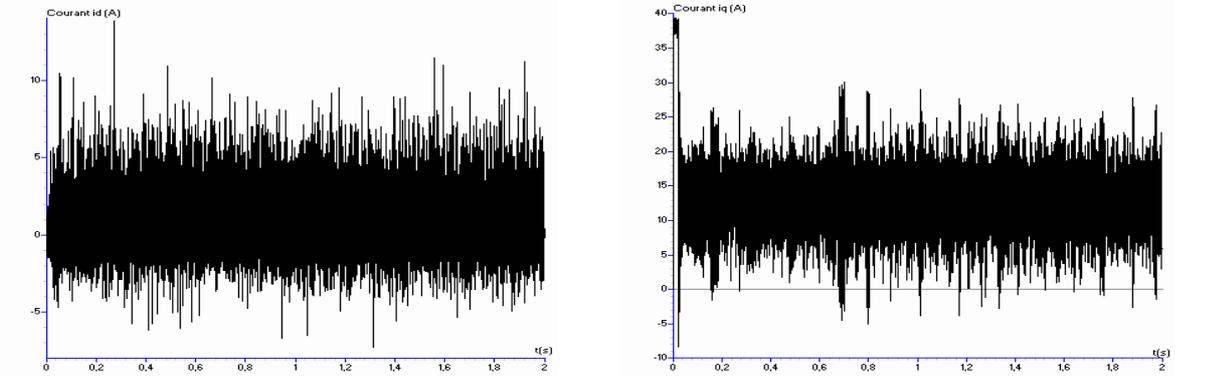


Figure IV.13.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

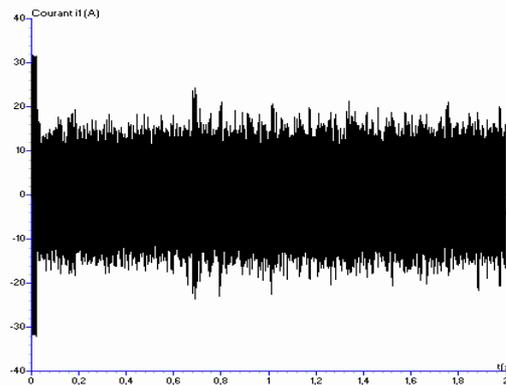


Fig IV.13.c Courant i_1

Figure IV.13.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.2.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à trois niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.8 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure IV.9 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 3V mais augmente lors de l'application de la perturbation de la tension U_c .

La figure IV.10 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ présente les mêmes caractéristiques que les tensions U_{c1} et U_{c3} .

Les courants redressés $i_{d1\text{red}}$ et $i_{d2\text{red}}$ sont donnés à la figure IV.11, le courant $i_{d0\text{red}}$ est donné à la figure IV.12

Les figures IV.13.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

II.3 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux [Chib05]

II.3.1 Boucle de contrôle de la tension

Comme pour les deux cas précédents, le but de la commande est de réguler la tension U_c (U_c étant toujours la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) du redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surface de glissement:

$$S = U_c - U_{c\text{ref}} \quad (\text{IV.38})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S} = \dot{U}_c \quad (\text{IV.39})$$

$$\dot{U}_c = \frac{(I_{red} - i_{ch})}{C} \quad (\text{IV.40})$$

Dans ce cas, le courant redressé I_{red} est :

$$I_{red} = \frac{i_{d1red} + i_{d2red} + i_{d3red} + i_{d4red}}{4} \quad (\text{IV.41})$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.40), on aboutit:

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3.V_r.I_e}{4.U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (\text{IV.42})$$

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

$$\dot{S} = -k_1.sign(S) - k_2.S \quad (\text{IV.43})$$

k_1 et k_2 étant des constantes positives.

La sortie du régulateur par mode de glissement de la tension donne :

$$I_e = -[C.(k_1.sign(U_c - U_{cref}) + k_2.(U_c - U_{cref})) - i_{ch}] \cdot \frac{4.U_c}{3.V_r} \quad (\text{IV.44})$$

II.3.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 par des régulateurs par mode de glissement.

A partir des équations du réseau, nous avons :

$$\begin{cases} V_{res1} - V_A = R.I_{res1} + L.\dot{I}_{res1} \\ V_{res2} - V_B = R.I_{res2} + L.\dot{I}_{res2} \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

$$\begin{cases} V_A = N_{g1}.U_c \\ V_B = N_{g2}.U_c \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

Nous optons pour les surfaces de glissement suivantes:

$$\begin{cases} S_1 = I_{res1} - I_{ref1} \\ S_2 = I_{res2} - I_{ref2} \end{cases} \quad (\text{IV.47})$$

Afin de satisfaire la condition d'attractivité, nous choisissons:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -k_{11} \cdot \text{sign}(S_1) - k_{21} \cdot S_1 \\ \dot{S}_2 = -k_{12} \cdot \text{sign}(S_2) - k_{22} \cdot S_2 \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

$$\dot{S}_k = \dot{I}_{resk} - \sqrt{2} \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - \frac{2 \cdot (k-1) \pi}{3}) \quad (\text{IV.49})$$

avec $k=1, 2, 3$

On obtient alors:

$$N_{g1} = [V_{res1} - R \cdot I_{res1} + L \cdot k_{11} \cdot \text{sign}(I_{res1} - I_{ref1}) + Lk_{21}(I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t)] / 4 * U_c$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R \cdot I_{res2} + L \cdot k_{12} \cdot \text{sign}(I_{res2} - I_{ref2}) + Lk_{22}(I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\omega t - 2\pi/3)] / 4 * U_c$$

(IV.50)

II.3.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

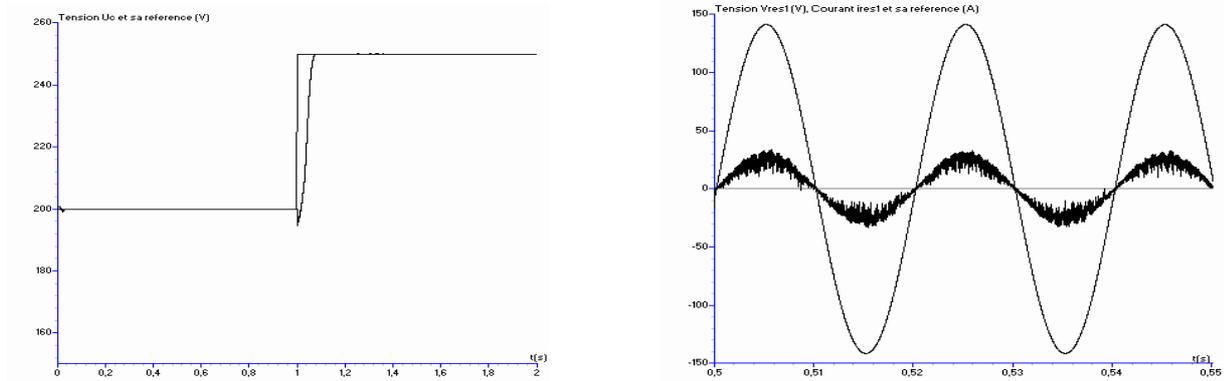


Figure IV.14 Tension U_c et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

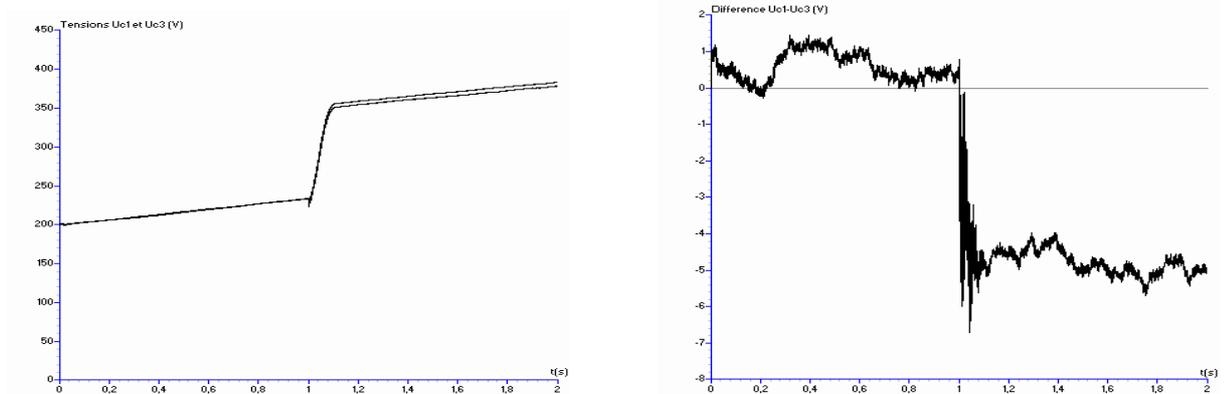


Figure IV.15 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

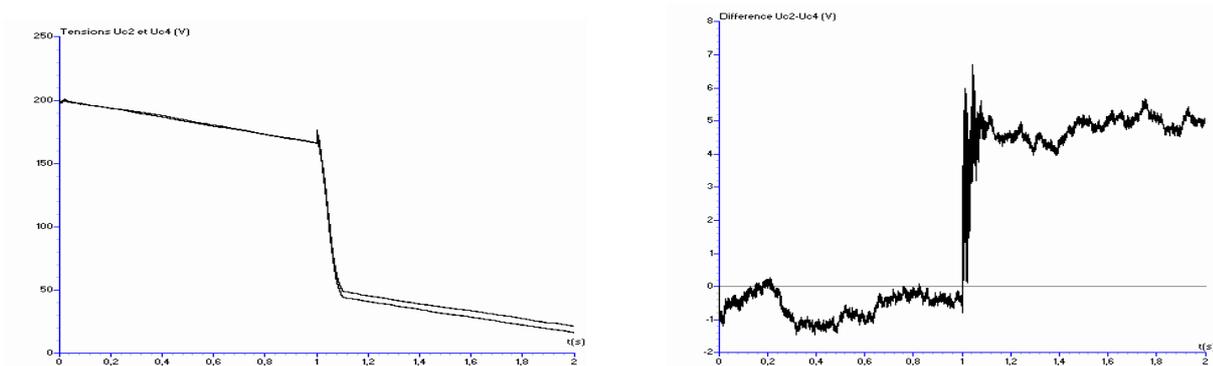


Figure IV.16 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

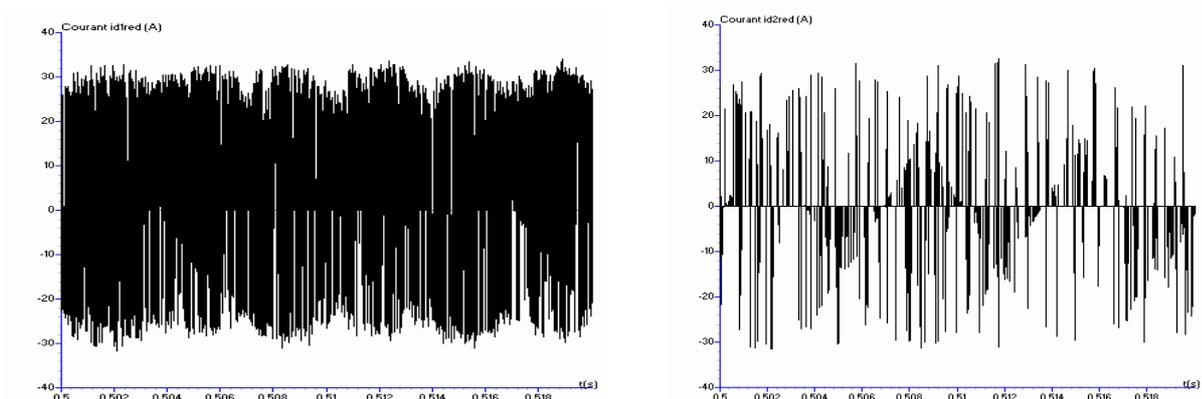


Figure IV.17 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

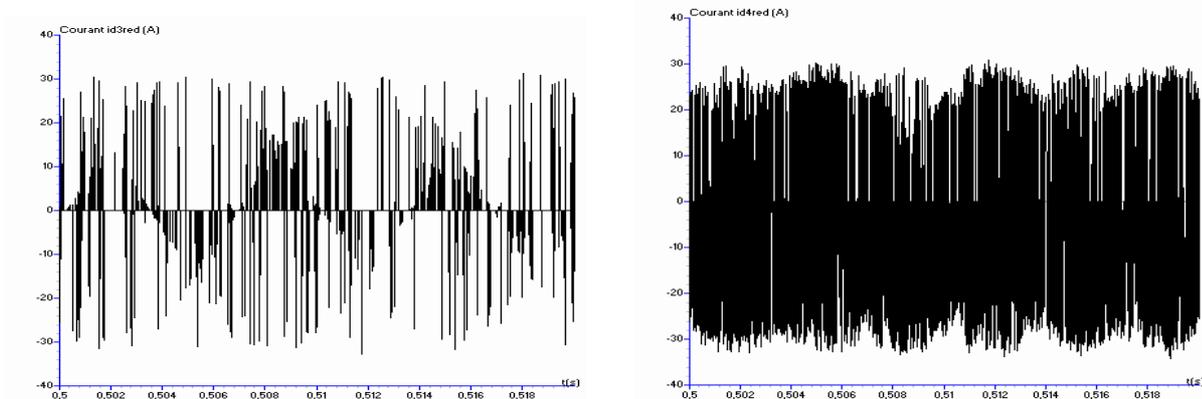


Figure IV.18 Courants i_{d3red} et i_{d4red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

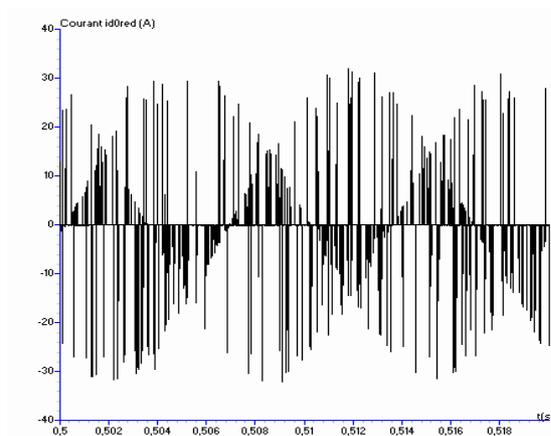


Figure IV.19 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

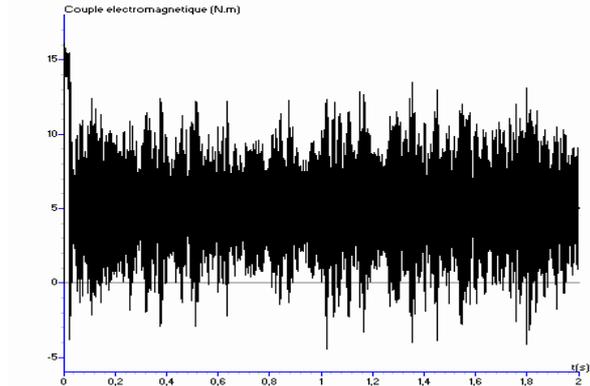
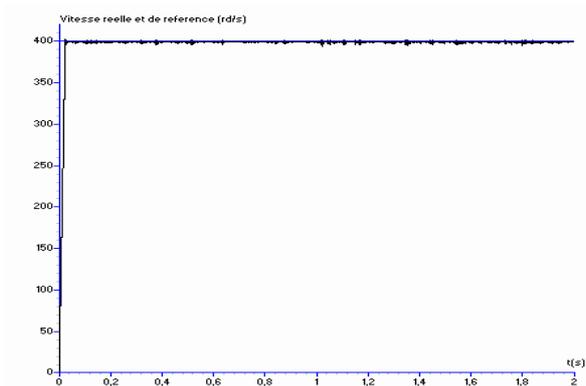


Figure IV.20.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

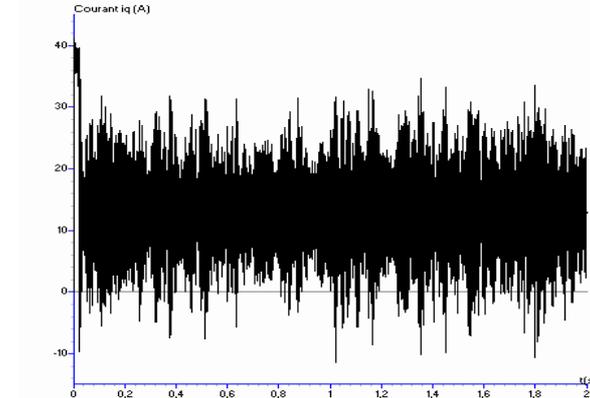
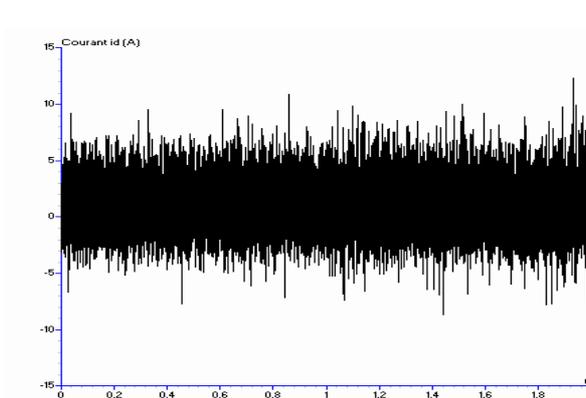


Figure IV.20.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

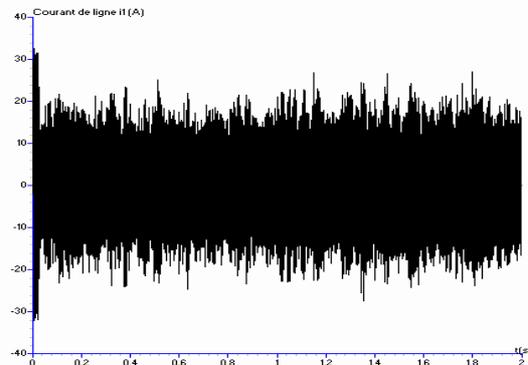


Figure IV.20.c Courant i_1

Figure IV.20.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.3.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à cinq niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.14 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau i_{res1} est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure IV.14 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V mais augmente (5V) lors de l'application de la perturbation de la tension U_c . De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} (figure IV.15), ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ présente les mêmes caractéristiques que les tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarquera toutefois que les pentes présentées par ces tensions sont moins importantes que dans les cas précédents. Les différences $U_{c1}-U_{c3}$ et $U_{c2}-U_{c4}$ sont elles aussi moins importantes que dans le cas précédent.

Les courants redressés i_{d1red} et i_{d2red} sont donnés à la figure IV.16, les courants i_{d3red} et i_{d4red} sur la figure IV.17. Le courant i_{d0red} est donné à la figure IV.18

Les figures IV.19.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

III. Topologie utilisant deux redresseurs de courant à MLI

III.1 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

III.1.1 Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler les deux tensions U_{ca} et U_{cb} (U_{ca} est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} et U_{cb} la valeur moyenne de U_{c3} et U_{c4}) de chaque redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surfaces de glissement:

$$\begin{cases} S_1 = U_{ca} - U_{cref} \\ S_2 = U_{cb} - U_{cref} \end{cases} \quad (IV.51)$$

Les dérivées sont donc:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{U}_{ca} \\ \dot{S}_2 = \dot{U}_{cb} \end{cases} \quad (IV.52)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{ca} = \frac{(I_{red1} - i_{ch1})}{C_a} \\ \dot{U}_{cb} = \frac{(I_{red2} - i_{ch2})}{C_b} \end{cases} \quad (IV.53)$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.15), on obtient:

$$\begin{cases} \dot{U}_{ca} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{2.U_c} - i_{ch1} \right) / C_a \\ \dot{U}_{cb} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{2.U_c} - i_{ch2} \right) / C_b \end{cases} \quad (IV.54)$$

$$\text{Avec } U_{ca} = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \quad \text{et} \quad U_{cb} = \frac{U_{c3} + U_{c4}}{2} \quad (\text{IV.55})$$

La condition $S \cdot \dot{S} < 0$ assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement. Pour cela, nous choisissons:

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (\text{IV.56})$$

avec k_1 et k_2 constantes positives

La sortie des régulateurs par mode de glissement des deux tensions U_{ca} et U_{cb} donnent :

Pour le redresseur n°1

$$I_{e1} = -[C_a \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{ca} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{ca} - U_{cref})) - i_{ch1}] \cdot \frac{2 \cdot U_c}{3 \cdot V_r} \quad (\text{IV.57})$$

Pour le redresseur n°2

$$I_{e2} = -[C_b \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{cb} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{cb} - U_{cref})) - i_{ch2}] \cdot \frac{2 \cdot U_c}{3 \cdot V_r} \quad (\text{IV.58})$$

III.1.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 de chaque redresseur par des régulateurs par mode de glissement. Pour la détermination de la sortie des régulateurs de courants de chacun des deux redresseurs, on procède de la même manière que pour le cas comportant un seul redresseur à deux niveaux.

On obtient alors:

Pour le redresseur n°1

$$N_{g1} = [V_{res1} - R \cdot I_{res1} + L \cdot k_{11} \cdot \text{sign}(I_{res1} - I_{ref1}) + Lk_{21}(I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\alpha)] / 2 * U_c$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R \cdot I_{res2} + L \cdot k_{12} \cdot \text{sign}(I_{res2} - I_{ref2}) + Lk_{22}(I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot I_e \cdot \cos(\alpha - 2\pi/3)] / 2 * U_c$$

(IV.59)

Pour le redresseur n°2

$$M_{g1} = [U_{res1} - R \cdot J_{res1} + L \cdot k_{11} \cdot \text{sign}(J_{res1} - J_{ref1}) + Lk_{21}(J_{res1} - J_{ref1}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot J_e \cdot \cos(\alpha)] / 2 * U_c$$

$$M_{g2} = [U_{res2} - R \cdot J_{res2} + L \cdot k_{12} \cdot \text{sign}(J_{res2} - J_{ref2}) + Lk_{22}(J_{res2} - J_{ref2}) - \sqrt{2} \cdot L \cdot \omega \cdot J_e \cdot \cos(\alpha - 2\pi/3)] / 2 * U_c$$

(IV.60)

III.1.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

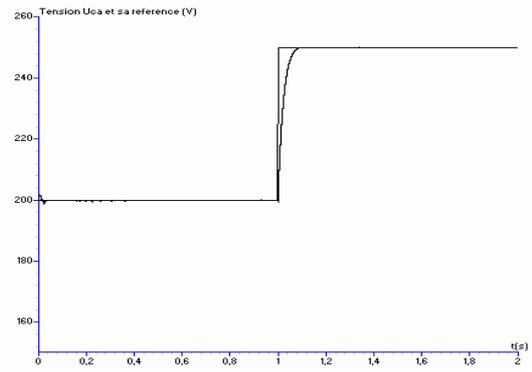


Figure IV.20 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

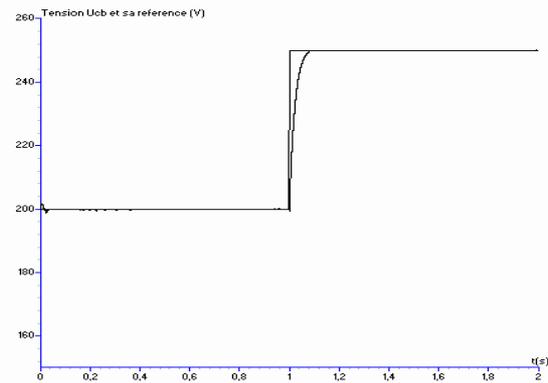
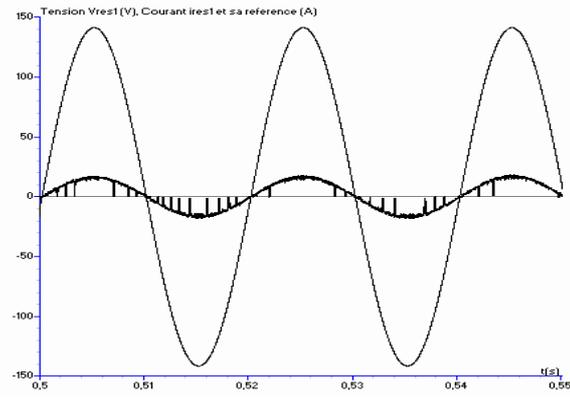


Figure IV.21 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref1} , tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

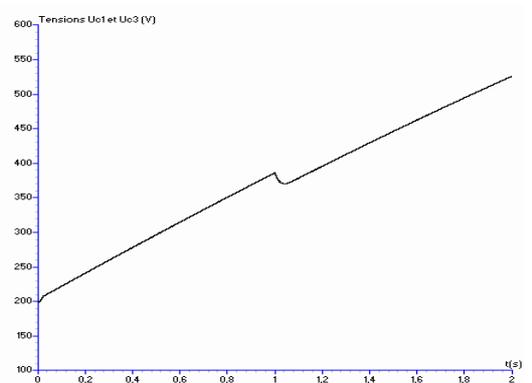
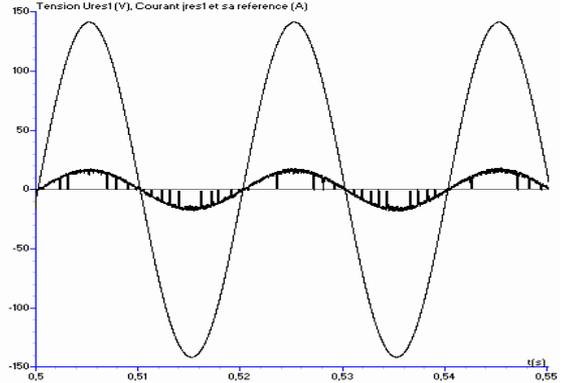


Figure IV.22 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

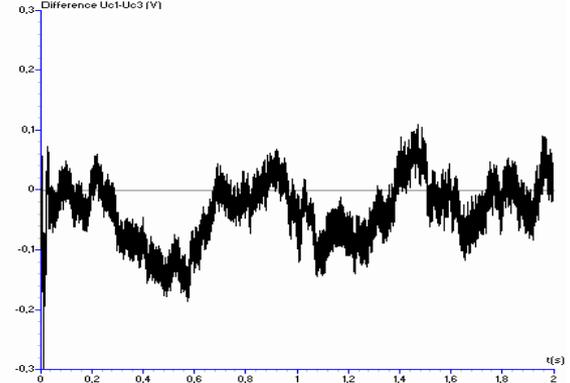


Figure IV.23 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$



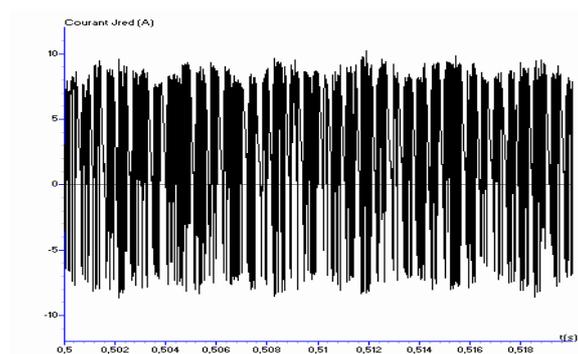
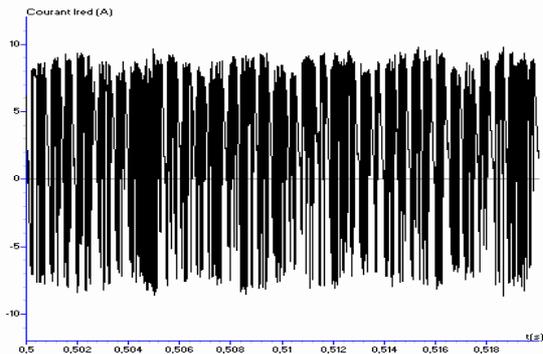


Figure IV.24 Courants I_{red} et J_{red} de sortie des redresseurs 1 et 2 à deux niveaux

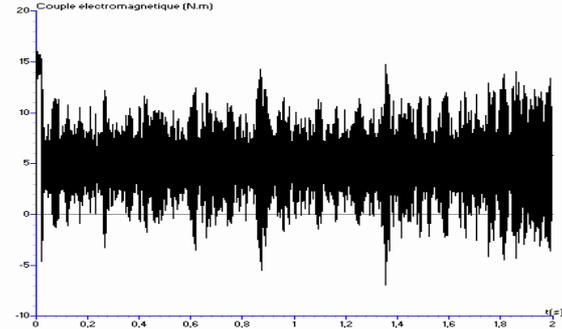
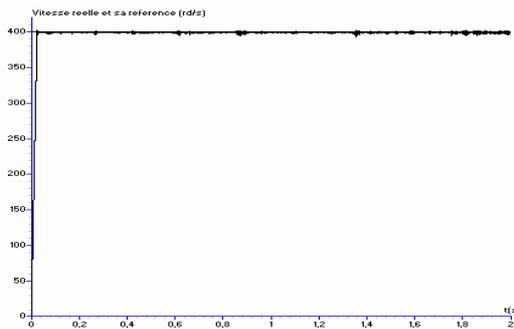


Figure IV.25.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

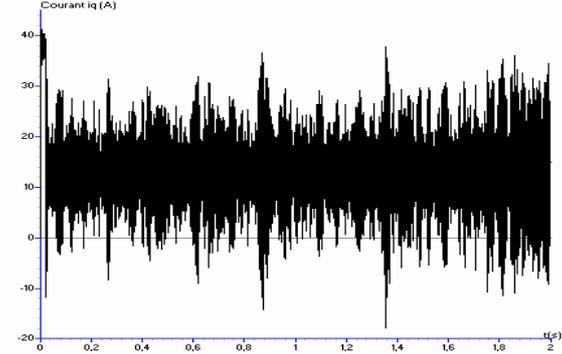
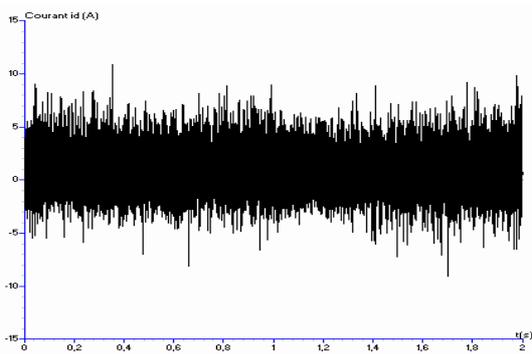


Figure IV.25.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

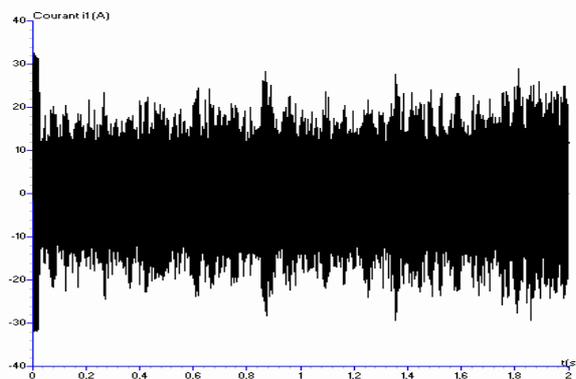


Figure IV.25.c Courant i_1

Figure IV.25.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

III.1.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des tensions moyennes pour chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.20 et IV.21 montrent que les tensions U_{ca} et U_{cb} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tension de réseau respectivement V_{res1} et U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure IV.22 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure IV.23 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 2V.

Les courants redressés I_{red} et J_{red} sont donnés à la figure IV.24.

Les figures IV.25.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

III.2 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux

III.2.1 Boucle de contrôle de la tension

Comme pour le cas précédent, le but est de réguler les deux tensions U_{ca} et U_{cb} (U_{ca} étant la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} et U_{cb} celle de U_{c3} et U_{c4}) de chaque redresseur à trois niveaux. Pour cela, nous choisissons comme surfaces de glissement:

$$\begin{cases} S_1 = U_{ca} - U_{cref} \\ S_2 = U_{cb} - U_{cref} \end{cases} \quad (\text{IV.61})$$

Les dérivées sont donc:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{U}_{ca} \\ \dot{S}_2 = \dot{U}_{cb} \end{cases} \quad (\text{IV.62})$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{ca} = \frac{(I_{red1} - i_{ch1})}{C_a} \\ \dot{U}_{cb} = \frac{(I_{red2} - i_{ch2})}{C_b} \end{cases} \quad (\text{IV.63})$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.15), on obtient:

$$\begin{cases} \dot{U}_{ca} = (\frac{3.V_r.I_e}{2.U_c} - i_{ch1}) / C_a \\ \dot{U}_{cb} = (\frac{3.V_r.I_e}{2.U_c} - i_{ch2}) / C_b \end{cases} \quad (\text{IV.64})$$

$$\text{Avec } U_{ca} = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \quad \text{et} \quad U_{cb} = \frac{U_{c3} + U_{c4}}{2} \quad (\text{IV.65})$$

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

$$\dot{S} = -k_1.\text{sign}(S) - k_2.S \quad (\text{IV.66})$$

avec k_1 et k_2 constantes positives

La sortie des régulateurs par mode de glissement des deux tensions U_{ca} et U_{cb} donnent :

Pour le redresseur n°1

$$I_{e1} = -[C_a.(k_1.\text{sign}(U_{ca} - U_{cref}) + k_2.(U_{ca} - U_{cref})) - i_{ch1}].\frac{2.U_c}{3.V_r} \quad (\text{IV.67})$$

Pour le redresseur n°2

$$I_{e2} = -[C_b.(k_1.\text{sign}(U_{cb} - U_{cref}) + k_2.(U_{cb} - U_{cref})) - i_{ch2}].\frac{2.U_c}{3.V_r} \quad (\text{IV.68})$$

Nous remarquons que ces équations sont identiques que pour le cas à deux redresseurs à deux niveaux, seuls les courants de charge i_{ch1} et i_{ch2} diffèrent.

III.2.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 de chaque redresseur par des régulateurs par mode de glissement. Pour la détermination de la sortie des régulateurs de courants de chacun des deux redresseurs à trois niveaux à MLI, on procède de la même manière que pour le cas comportant deux redresseurs à deux niveaux.

On obtient alors:

Pour le redresseur n°1

$$N_{g1} = [V_{res1} - R.I_{res1} + L.k_{11}.\text{sign}(I_{res1} - I_{ref1}) + Lk_{21}(I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.I_e.\cos(\alpha)] / 2 * U_c$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R.I_{res2} + L.k_{12}.\text{sign}(I_{res2} - I_{ref2}) + Lk_{22}(I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.I_e.\cos(\alpha - 2\pi/3)] / 2 * U_c$$

(IV.69)

Pour le redresseur n°2

$$M_{g1} = [U_{res1} - R.J_{res1} + L.k_{11}.\text{sign}(J_{res1} - J_{ref1}) + Lk_{21}(J_{res1} - J_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.J_e.\cos(\alpha)] / 2 * U_c$$

$$M_{g2} = [U_{res2} - R.J_{res2} + L.k_{12}.\text{sign}(J_{res2} - J_{ref2}) + Lk_{22}(J_{res2} - J_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.J_e.\cos(\alpha - 2\pi/3)] / 2 * U_c$$

(IV.70)

III.2.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

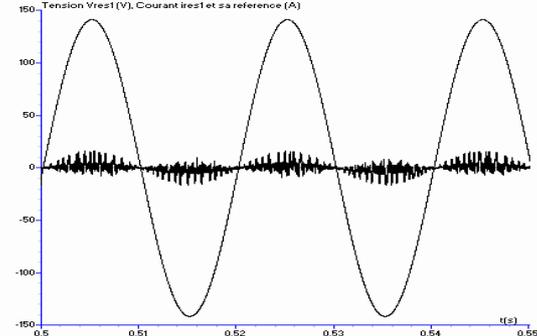
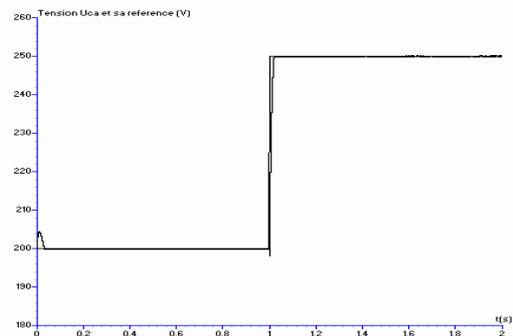


Figure IV.26 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

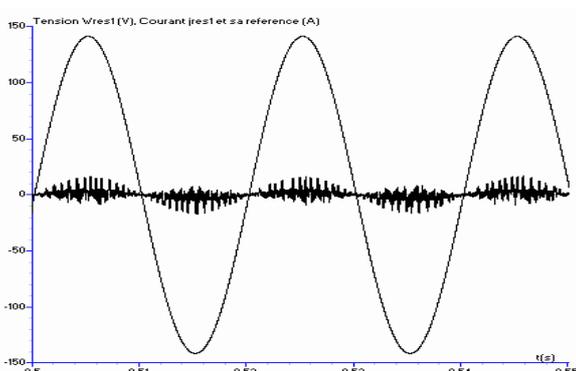


Figure IV.27 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} , Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

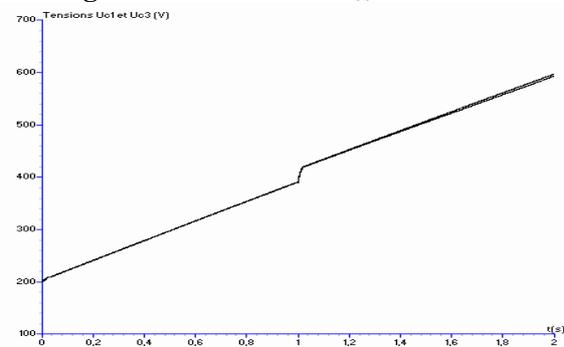


Figure IV.28 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

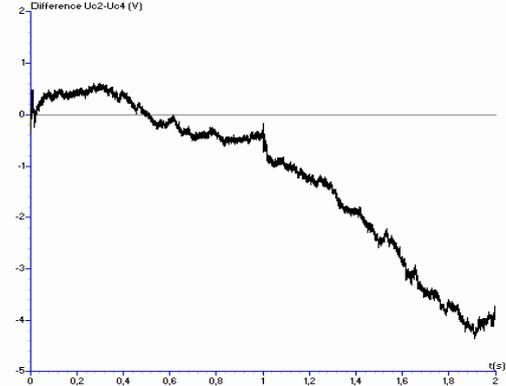
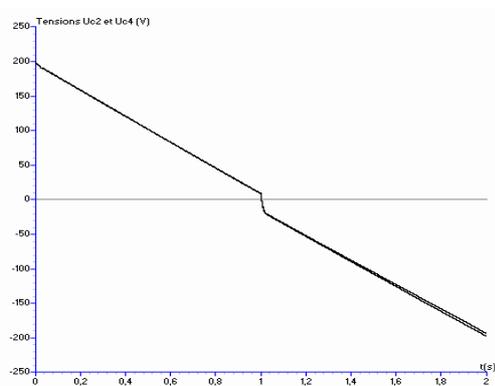


Figure IV.29 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

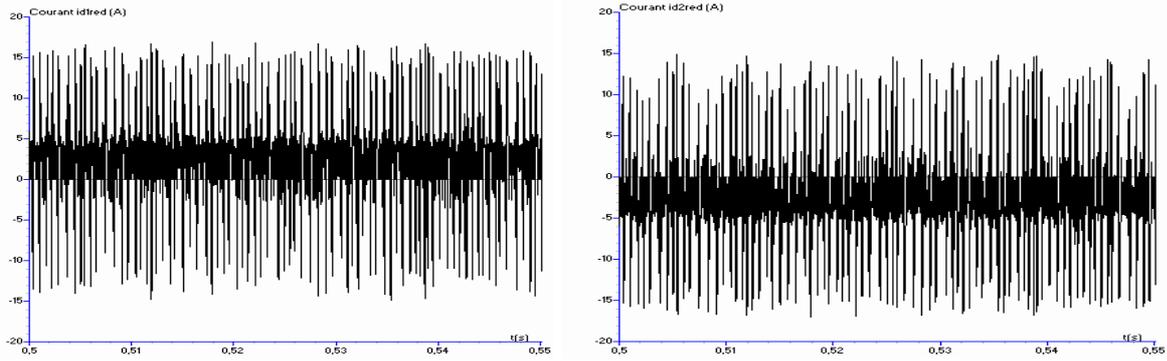


Figure IV.30 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

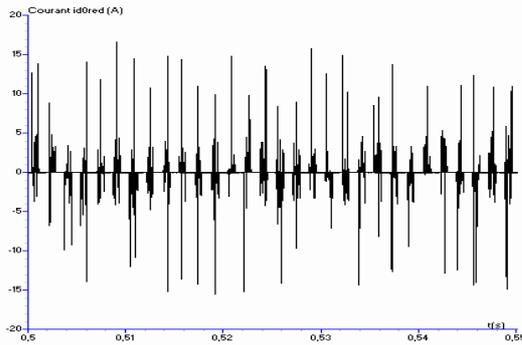


Figure IV.31 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

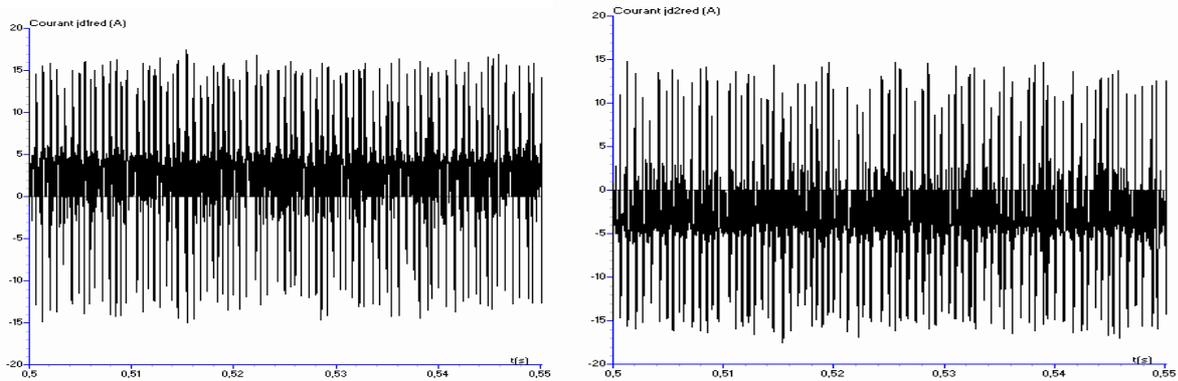


Figure IV.32 Courants j_{d1red} et j_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

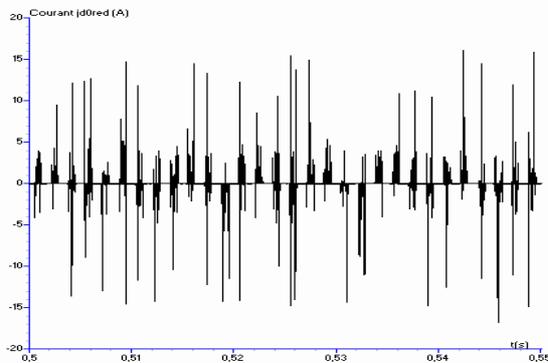


Figure IV.33 Courant j_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

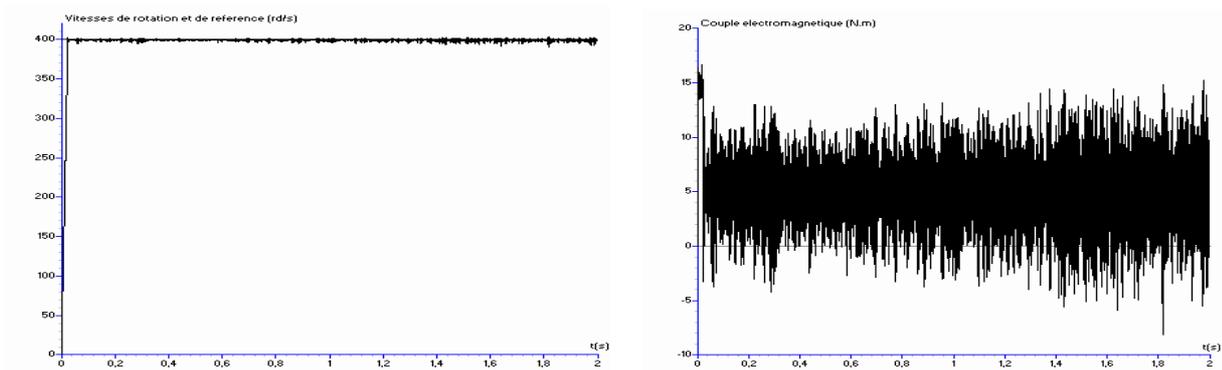


Figure IV.34.a Vitesses de rotation et de référence et couple électromagnétique

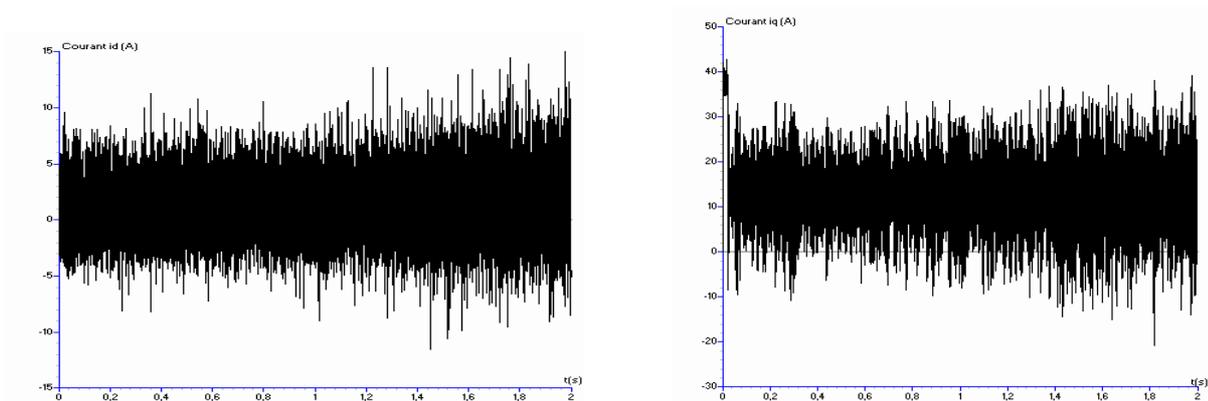


Figure IV.34.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

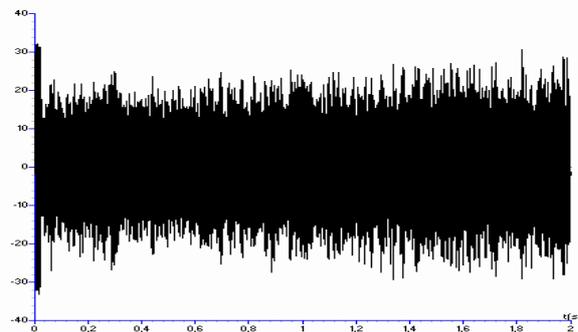


Figure IV.34.c Courant i_1

Figure IV.34.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

III.2.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à trois niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des tensions moyennes pour chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.26 et IV.27 montrent que les tensions U_{ca} et U_{cb} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement

leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tensions du réseau respectivement V_{res1} et W_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure IV.28 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure IV.29 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 2V.

Les courants de sortie du redresseur n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure IV.30, le courant i_{d0red} en figure IV31.

Les courants de sortie du redresseur n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure IV.32, le courant j_{d0red} en figure IV31.

Les figures IV.34.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures que malgré la stabilisation des tensions U_{ca} et U_{cb} , les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) persistent toujours.

IV. Topologie utilisant quatre redresseurs de courant à MLI

IV.1 Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux [Chib02.1]

Dans tout ce qui a précédé dans ce chapitre, nous avons effectué la régulation des tensions moyennes de sortie de chaque onduleur utilisé. Dans ce cas, vu que nous utilisons quatre redresseurs à deux niveaux, nous allons effectuer la régulation de la tension de sortie de chaque redresseur et non pas la régulation de la valeur moyenne puisque chaque redresseur dispose en sortie d'une seule tension.

IV.1.1 Boucle de contrôle de la tension

Le but est de réguler les quatre tensions U_{c1} U_{c2} U_{c3} et U_{c4} de chaque redresseur. Pour cela, nous choisissons comme surfaces de glissement:

$$\begin{cases} S_1 = U_{c1} - U_{cref} \\ S_2 = U_{c2} - U_{cref} \\ S_3 = U_{c3} - U_{cref} \\ S_4 = U_{c4} - U_{cref} \end{cases} \quad (IV.71)$$

Les dérivées sont donc:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{U}_{c1} \\ \dot{S}_2 = \dot{U}_{c2} \\ \dot{S}_3 = \dot{U}_{c3} \\ \dot{S}_4 = \dot{U}_{c4} \end{cases} \quad (IV.72)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{c1} = \frac{(I_{red1} - i_{ch1})}{C_2} \\ \dot{U}_{c2} = \frac{(I_{red2} - i_{ch2})}{C_1} \\ \dot{U}_{c3} = \frac{(I_{red3} - i_{ch3})}{C_3} \\ \dot{U}_{c4} = \frac{(I_{red4} - i_{ch4})}{C_4} \end{cases} \quad (\text{IV.73})$$

Si on remplace (IV.12) dans (IV.15), on obtient:

$$\begin{cases} \dot{U}_{c2} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{U_{c1}} - i_{ch1} \right) / C_2 \\ \dot{U}_{c1} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{U_{c1}} - i_{ch2} \right) / C_1 \\ \dot{U}_{c3} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{U_{c3}} - i_{ch3} \right) / C_3 \\ \dot{U}_{c4} = \left(\frac{3.V_r.I_e}{U_{c4}} - i_{ch4} \right) / C_4 \end{cases} \quad (\text{IV.74})$$

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

$$\dot{S} = -k_1 \cdot \text{sign}(S) - k_2 \cdot S \quad (\text{IV.75})$$

avec k_1 et k_2 constantes positives

La sortie des régulateurs par mode de glissement des quatre tensions donnent :

Pour le redresseur n°1

$$I_{e1} = -[C_2 \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{c2} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{c2} - U_{cref})) - i_{ch1}] \cdot \frac{U_{c2}}{3.V_r} \quad (\text{IV.76})$$

Pour le redresseur n°2

$$I_{e2} = -[C_1 \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{c1} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{c1} - U_{cref})) - i_{ch2}] \cdot \frac{U_{c1}}{3.V_r} \quad (\text{IV.77})$$

Pour le redresseur n°3

$$I_{e3} = -[C_3 \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{c3} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{c3} - U_{cref})) - i_{ch3}] \cdot \frac{U_{c3}}{3.V_r} \quad (\text{IV.78})$$

Pour le redresseur n°4

$$I_{e4} = -[C_4 \cdot (k_1 \cdot \text{sign}(U_{c4} - U_{cref}) + k_2 \cdot (U_{c4} - U_{cref})) - i_{ch4}] \cdot \frac{U_{c4}}{3.V_r} \quad (\text{IV.79})$$

IV.1.2 Boucle de contrôle des courants

Nous contrôlons les courants de réseau des phases 1 et 2 de chaque redresseur par des régulateurs par mode de glissement. Pour la détermination de la sortie des régulateurs de courants de chacun

des quatre redresseurs, on procède de la même manière que pour le cas comportant un seul redresseur à deux niveaux.

On obtient alors:

Pour le redresseur n°1

$$N_{g1} = [V_{res1} - R.I_{res1} + L.k_{11}.sign(I_{res1} - I_{ref1}) + Lk_{21}(I_{res1} - I_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.I_e.\cos(\omega t)]/U_{c2}$$

$$N_{g2} = [V_{res2} - R.I_{res2} + Lk_{12}.sign(I_{res2} - I_{ref2}) + Lk_{22}(I_{res2} - I_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.I_e.\cos(\omega t - 2\pi/3)]/U_{c2}$$

(IV.80)

Pour le redresseur n°2

$$M_{g1} = [U_{res1} - R.J_{res1} + L.k_{11}.sign(J_{res1} - J_{ref1}) + Lk_{21}(J_{res1} - J_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.J_e.\cos(\omega t)]/U_{c1}$$

$$M_{g2} = [U_{res2} - R.J_{res2} + Lk_{12}.sign(J_{res2} - J_{ref2}) + Lk_{22}(J_{res2} - J_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.J_e.\cos(\omega t - 2\pi/3)]/U_{c1}$$

(IV.81)

Pour le redresseur n°3

$$P_{g1} = [W_{res1} - R.K_{res1} + L.k_{11}.sign(K_{res1} - K_{ref1}) + Lk_{21}(K_{res1} - K_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.K_e.\cos(\omega t)]/U_{c3}$$

$$P_{g2} = [W_{res2} - R.K_{res2} + Lk_{12}.sign(K_{res2} - K_{ref2}) + Lk_{22}(K_{res2} - K_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.K_e.\cos(\omega t - 2\pi/3)]/U_{c3}$$

(IV.82)

Pour le redresseur n°4

$$Q_{g1} = [X_{res1} - R.L_{res1} + L.k_{11}.sign(L_{res1} - L_{ref1}) + Lk_{21}(L_{res1} - L_{ref1}) - \sqrt{2}.L.\omega.L_e.\cos(\omega t)]/U_{c4}$$

$$Q_{g2} = [X_{res2} - R.L_{res2} + Lk_{12}.sign(L_{res2} - L_{ref2}) + Lk_{22}(L_{res2} - L_{ref2}) - \sqrt{2}.L.\omega.L_e.\cos(\omega t - 2\pi/3)]/U_{c4}$$

(IV.83)

IV.1.3 Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander les redresseurs de la cascade quatre redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

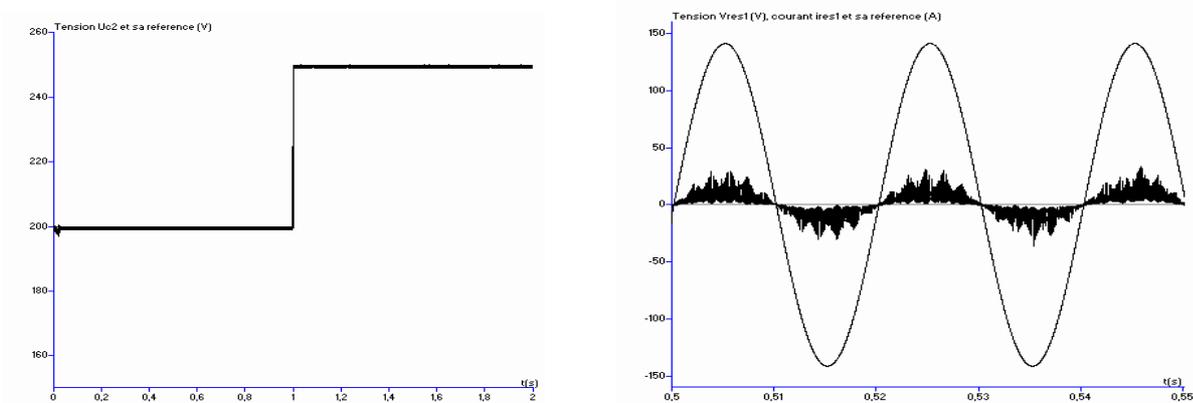


Figure IV.35 Tension U_{c2} et sa référence U_{cref} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

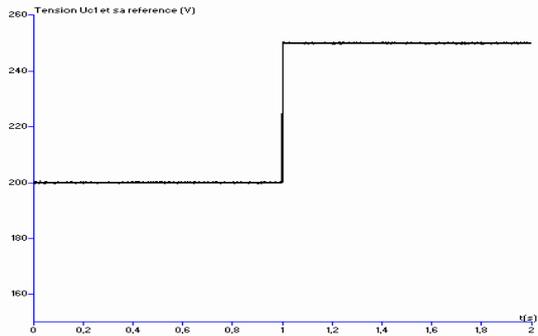


Figure IV.36 Tension U_{c1} et sa référence U_{cref1} , tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

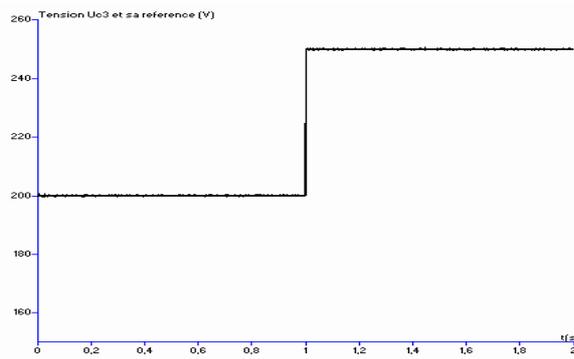
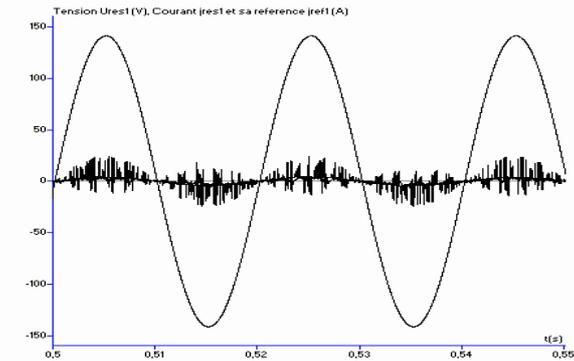


Figure IV.37 Tension U_{c3} et sa référence U_{cref3} , tension W_{res1} Courant k_{res1} et sa référence k_{ref1}

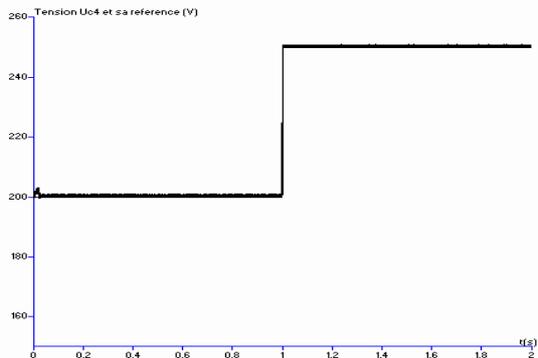
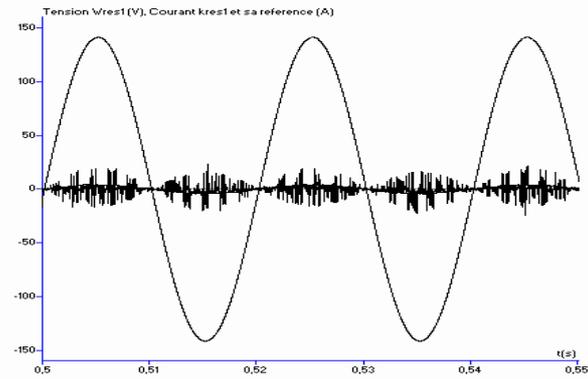


Figure IV.38 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension X_{res1} Courant I_{res1} et sa référence I_{ref1}

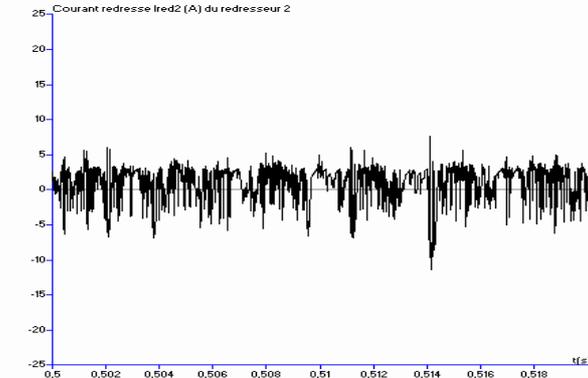
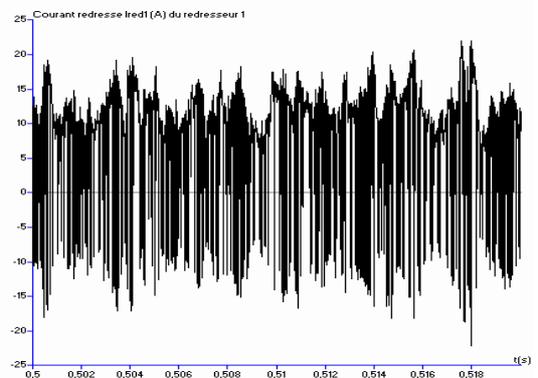
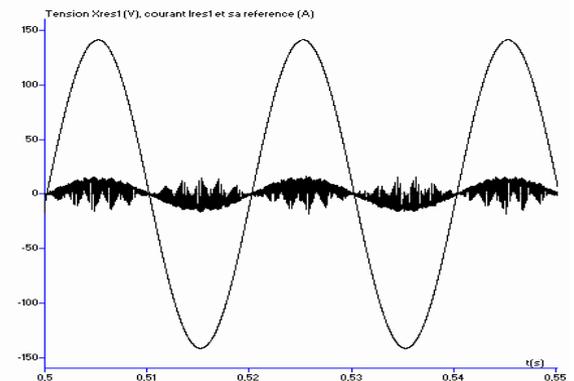


Figure IV.39 Courants redressés I_{red1} du redresseur n°1 et I_{red2} du redresseur n°2

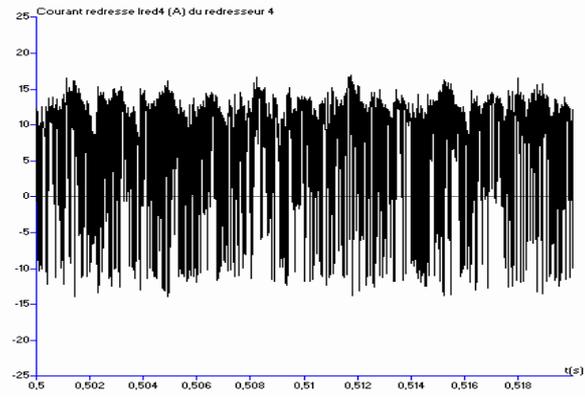
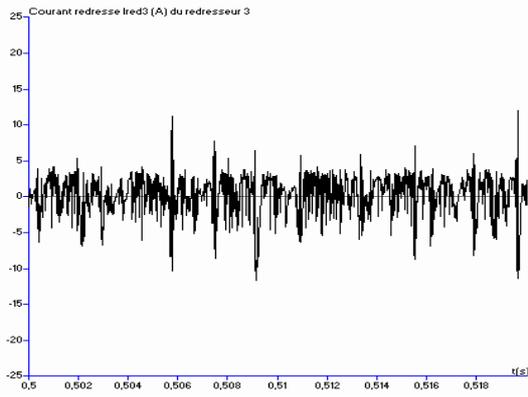


Figure IV.40 Courants redressés I_{red3} du redresseur n°3 et I_{red4} du redresseur n°4

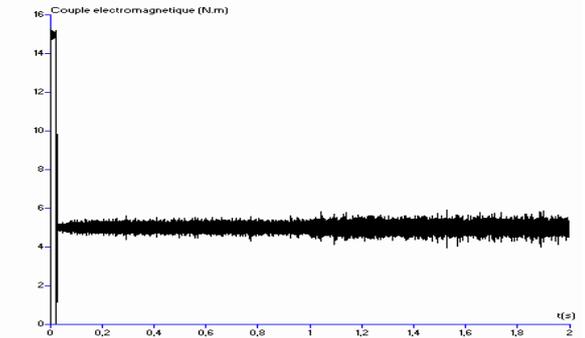
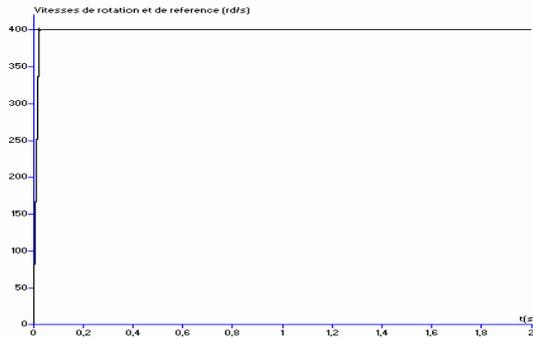


Figure IV.41.a Vitesses de rotation et de référence et couple électromagnétique

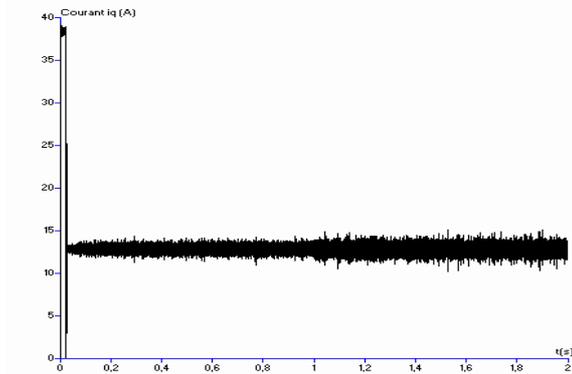
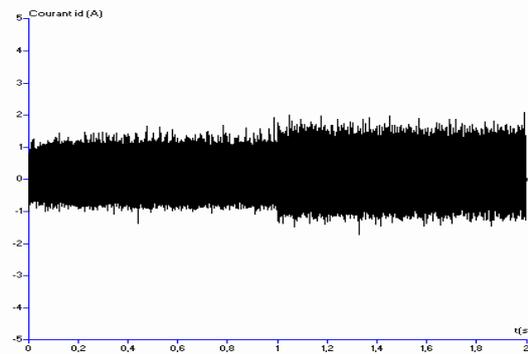


Figure IV.41.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

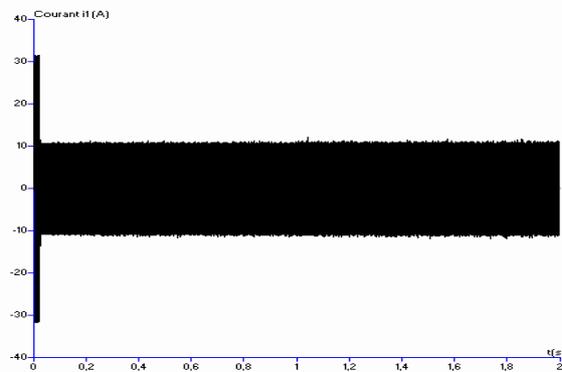


Figure IV.41.c Courant i_1

Figure IV.41.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.1.4 Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur par mode glissant pour la tension + régulateur par mode de glissement pour les courants) pour commander les redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade quatre redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension de sortie de chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces mêmes redresseurs.

Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.35, IV.36, IV.37 et IV.38 montrent que les tensions U_{c2} , U_{c1} , U_{c3} et U_{c4} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau $i_{\text{res}1}$, $j_{\text{res}1}$, $k_{\text{res}1}$ et $l_{\text{res}1}$ suivent bien leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau respectivement $V_{\text{res}1}$, $U_{\text{res}1}$, $W_{\text{res}1}$ et $X_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est proche de un.

Les courants de sortie des redresseurs n°1 et n°2 ($I_{\text{red}2}$ et $I_{\text{red}1}$) sont donnés à la figure IV.39.

Les courants de sortie des redresseurs n°3 et n°4 ($I_{\text{red}3}$ et $I_{\text{red}4}$) sont donnés à la figure IV.40.

Les figures IV.41.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit sur ces figures que la stabilisation des tensions de sortie de chaque redresseur donne de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents et que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur présentes dans les différentes cascades exposées supra ne sont plus.

PARTIE 2

REGLAGE PAR LA FONCTION DE LYAPUNOV

IV.2.1 Introduction

Nous avons dans le chapitre précédent, découvert le fonctionnement d'une procédure de régulation par asservissement continu. Bien que donnant des résultats prometteurs, nous avons remarqué qu'une telle stratégie de commande nécessitait une bonne connaissance des paramètres du système ainsi que des paramètres peu variables.

Dans un convertisseur, si certains paramètres (L,C) sont assez bien connus et généralement peu variables, la résistance (R) peut être variable dans des proportions importantes. Il est alors légitime d'étudier une procédure de régulation qui limite l'effet de ses variations.

Nous effectuerons donc, dans cette partie, l'étude d'une procédure de commande utilisant les bases de la théorie de Lyapunov. Cette théorie, basée sur les fonctions positives, nous permettra d'effectuer la synthèse des boucles de régulation (tension, courant). Ces boucles seront construites afin d'assurer la stabilité du système en boucle fermée.

IV.2.2. Rappels sur les fonctions de Lyapunov

Nous allons dans cette partie rappeler quelques définitions utiles sur les fonctions de Lyapunov. Tous les compléments pourront être trouvés dans [Slot91] [Buhl86], notre but essentiel n'étant pas de faire un bilan exhaustif de la théorie de Lyapunov mais simplement de donner quelques résultats essentiels que nous utiliserons par la suite.

IV.2.2.1 Quelques rappels

On définit généralement pour les systèmes linéaires de la forme $\dot{X} = AX$, deux grandes classes qui sont les systèmes invariants dans le temps et les systèmes variants dans le temps suivant que la matrice A dépend ou non du temps.

Dans le cas le plus général des systèmes non linéaires, on introduit alors la notion de système autonome ou non autonome. On définit un système autonome comme suit :

Le système non linéaire $\dot{X} = f(X,t)$ est dit autonome si f ne dépend pas explicitement du temps, c'est à dire que l'on peut le réécrire sous la forme $\dot{X} = f(X)$.

Dans le cas contraire, le système sera qualifié de non autonome.

Il est clair que les systèmes invariants dans le temps seront autonomes alors que les systèmes linéaires variant dans le temps seront considérés comme non autonomes.

D'autre part, un système de la forme $\dot{X} = f(X,u)$, à priori autonome, peut devenir non autonome en boucle fermée par le choix d'une commande du type $u = g(X,t)$. Ainsi les contrôleurs adaptatifs, dont l'adaptation des paramètres fait intervenir implicitement le temps, appartiendront à cette catégorie.

IV.2.2.2 Fonctions de Lyapunov, systèmes autonomes

On définit d'abord B_R , une région de l'espace d'état que l'on peut exprimer par $\|X\| < R$.

On définit également S_R , la limite de cette région par $\|X\| = R$.

Définition 1 :

Une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite localement définie positive si $V(0) = 0$ et si dans une région $B_{R_0} : X \neq 0$ et $V(X) > 0$

Définition 2 :

Une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite globalement définie positive si $V(0) = 0$ et si dans tout l'espace d'état : $X \neq 0$ et $V(X) > 0$.

On peut également définir une fonction positive semi-définie si V peut s'annuler dans l'espace d'état ailleurs qu'en $X = 0$.

Définition 3 :

Une fonction scalaire $V(x)$ continue est dite positive semi-définie si $V(0) = 0$ et si dans tout l'espace d'état : $X \neq 0$ et $V(X) \geq 0$.

On définit alors de la façon suivante la fonction de Lyapunov :

Si dans une région B_{R_0} , la fonction $V(X)$ est définie positive et a une dérivée partielle continue et si sa dérivée suivant n'importe quelle trajectoire du système est négative semi-définie, c'est à dire : $\dot{V}(X) \leq 0$ alors $V(X)$ est une fonction de Lyapunov.

IV.2.2.3 Stabilité locale et globale pour les systèmes autonomes

Après avoir défini ce qu'est une fonction de Lyapunov, nous pouvons maintenant rappeler le premier théorème sur la stabilité locale.

Théorème 1 :

Si dans une région B_{R_0} , il existe une fonction $V(X)$ avec une dérivée partielle continue qui vérifie :

- $V(X)$ est définie positive (localement dans B_{R_0})
- $\dot{V}(X)$ est négative semi-définie (localement dans B_{R_0}),

alors le point 0 est stable. Si de plus la dérivée $\dot{V}(X)$ est localement définie négative dans B_{R_0} , alors la stabilité est asymptotique.

Afin d'étendre ce résultat, il faut évidemment vérifier les conditions du théorème 1 non plus dans une région B_{R_0} mais dans l'espace d'état complet. Cette condition est nécessaire mais pas suffisante. On doit ajouter une autre condition sur V . Cette condition est que V ne doit pas être bornée, c'est à dire que $V(X) \rightarrow \infty$ lorsque $\|X\| \rightarrow \infty$.

On obtient alors le résultat suivant :

Théorème 2 :

Si $V(X)$ est une fonction scalaire de X , de dérivée partielle continue et que :

- $V(X)$ est définie positive
- $\dot{V}(X)$ est définie négative

- $V(X) \rightarrow \infty$ si $\|X\| \rightarrow \infty$,

alors l'équilibre à l'origine est globalement asymptotiquement stable.

Ces deux premiers résultats seront d'une importance pour l'étude de la stabilité des boucles de commande ainsi que pour effectuer la synthèse des boucles.

IV.2.2.4 Fonctions de Lyapunov, systèmes non-autonomes

Nous allons dans cette partie étudier l'extension des résultats obtenus pour les systèmes autonomes aux systèmes non-autonomes. Les principes précédemment évoqués seront toujours applicables mais les conditions d'application seront souvent plus restrictives.

Définitions :

Pour l'étude des systèmes non-autonomes, il nous est nécessaire de faire apparaître une fonction scalaire dépendant du temps $V(X,t)$ alors que pour l'étude précédente une fonction $V(X)$ était suffisante.

La définition d'une fonction localement définie positive devient alors la suivante :

Définition 4:

Une fonction scalaire variant dans le temps $V(X,t)$ est localement définie positive si $V(0,t) = 0$ et s'il existe une fonction définie positive invariante dans le temps $V_0(X)$ telle que :

$$\forall t \geq t_0, V(X,t) \geq V_0(X)$$

Ainsi une fonction définie positive variant dans le temps majorera toujours une fonction définie positive invariante dans le temps.

On pourra alors définir, comme précédemment, tous les autres concepts comme globalement définie positive, positive semi-définie, etc.....

Pour l'analyse de Lyapunov pour les systèmes non-autonomes, il est nécessaire de définir la notion de fonction décroissante.

Définition 5:

Une fonction scalaire $V(X,t)$ est dite décroissante si $V(0,t) = 0$ et s'il existe une fonction définie positive invariante dans le temps $V_1(X)$ telle que :

$$\forall t \geq t_0, V(X,t) \leq V_1(X)$$

Une fonction scalaire sera donc décroissante si elle est majorée par une fonction définie positive invariante dans le temps.

IV.2.2.5 Stabilité des systèmes non-autonomes

Les principaux résultats sur l'analyse de la stabilité par les fonctions de Lyapunov sont résumés par les trois théorèmes suivants :

Théorème 3 :

Si dans une région B_{R_0} , autour du point d'équilibre 0, il existe une fonction $V(X,t)$ avec une dérivée partielle continue telle que :

- $V(X,t)$ est définie positive
- $\dot{V}(X,t)$ est négative semi-définie alors le point 0 est stable au sens de Lyapunov.

Théorème 4 :

Si de plus $V(X,t)$ est décroissante, alors l'origine est uniformément stable. Si la condition 2 devient « $\dot{V}(X,t)$ est négative définie», le point d'équilibre est uniformément asymptotiquement stable.

Théorème 5 :

Si la région B_{R0} est remplacée par l'espace d'état entier et que les conditions 1,2,3 et 4 ($V(X,t)$ n'est pas bornée) sont toutes vérifiées, alors l'origine est un point d'équilibre stable et le système est globalement uniformément asymptotiquement stable.

IV.2.2.6 Utilisation du Lemme de Barbalat :

Les théorèmes précédents sont des outils puissants pour l'analyse de la stabilité des systèmes non-autonomes. Néanmoins, la stabilité des systèmes non-autonomes est généralement plus difficile à garantir de part le simple fait qu'il est souvent plus difficile de trouver une fonction de Lyapunov dont la dérivée soit définie négative.

Afin de résoudre ce problème, nous utiliserons un résultat purement mathématique qui est le Lemme de Barbalat [Slo91] qui peut être utilisé pour l'analyse de la stabilité et s'exprime sous la forme :

Soit $V(X,t)$ une fonction scalaire, si $V(X,t)$ vérifie les conditions suivantes :

- $V(X,t)$ est bornée inférieure,
- $\dot{V}(X,t)$ est négative semi-définie
- $\dot{V}(X,t)$ est uniformément continue

alors $\dot{V}(X,t) \rightarrow \infty$ quand $t \rightarrow \infty$.

Ainsi, V tend vers une valeur $V_\infty < V(X(0),0)$. On pourra donc utiliser ce résultat pour des systèmes dynamiques non-autonomes. Pour montrer que $\dot{V}(X,t)$ est uniformément continue, on pourra montrer que $\ddot{V}(X,t)$ est bornée.

Après ces quelques rappels sur les fonctions de Lyapunov et leurs utilisations pour l'analyse de la stabilité, nous allons procéder à l'étude des commandes pour différents redresseurs utilisés dans les divers cascades possibles ayant comme pont de sortie un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Nous allons commencer par rappeler le modèle utilisé et nous ferons ensuite la synthèse des boucles de régulation en utilisant la méthode directe de Lyapunov.

IV.2.3 Topologie utilisant un seul redresseur**IV.2.3.1 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à deux niveaux****IV.2.3.1.a Synthèse des boucles de régulations**

Nous allons dans cette partie effectuer la synthèse des boucles de régulation pour chacune des variables d'états en utilisant les fonctions de Lyapunov [Kömü98] [Flie98] [Sand90].

Contrôle de la tension

La tension à réguler est la tension de sortie du redresseur notée U_c . Cette dernière est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} du redresseur.

Pour cela, on pose $\varepsilon_U = U_c - U_{Cref}$: l'erreur en tension.

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_U)$ définie positive, qui vérifie $V(0)=0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_U) = \frac{1}{2} \varepsilon_U^2 \quad (\text{IV.84})$$

Le choix de cette fonction n'est pas unique. Ce choix particulier constitue un choix classique et permet d'obtenir, comme nous allons le découvrir, une structure de commande simple.

On calcule la dérivée de $V(\varepsilon_U)$ et on obtient l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon_U) &= \varepsilon_U \dot{\varepsilon}_U \\ &= \varepsilon_U \cdot (\dot{U}_c - \dot{U}_{Cref}) \end{aligned} \quad (\text{IV.85})$$

U_{Cref} étant constante, sa dérivée \dot{U}_{Cref} est donc nulle.

En combinant (IV.15) et (IV.85), l'équation (IV.85) devient alors :

$$\dot{V}(\varepsilon_U) = (U_c - U_{Cref}) \frac{1}{C} (I_{red} - I_{ch}) \quad (\text{IV.86})$$

Afin d'assurer $V(\varepsilon_U)$ définie négative, on impose alors :

$$I_{red} = I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_c - U_{Cref}) \quad (\text{IV.87})$$

K_U : constante positive

La commande choisie vérifie les conditions nécessaires sur la fonction de Lyapunov. On obtient la convergence asymptotique de U_c vers U_{Cref} .

En utilisant le principe de la conservation, on obtient la structure de la boucle de régulation :

$$I_e = \frac{U_c}{3.V_e} \cdot [I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_c - U_{Cref})] \quad (\text{IV.88})$$

Contrôle du courant

Pour les courants de réseau, on pose cette fois $\varepsilon_i = i_{resk} - i_{refk}$, l'erreur entre le courant de réseau (i_{resk}) et le courant de référence (i_{refk}) $k=1,2$ ou 3 .

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_i)$ définie positive, qui vérifie $V(0) = 0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_i) = \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \quad (\text{IV.89})$$

Après dérivation, on obtient :

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot (\dot{i}_{resk} - \dot{i}_{refk}) \quad (\text{IV.90})$$

avec
$$\dot{i}_{resk} = I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.91})$$

$$\Rightarrow \dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - V_x) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.92})$$

avec $x = A, B, C$

On remplace V_x par $N_{gk} \cdot U_c$ et on l'insère dans (IV.92), on aboutit à :

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - N_{gk} \cdot U_c) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.93})$$

On s'aperçoit alors qu'il est difficile de conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_i)$. On impose alors simplement :

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = -K_i \cdot (i_{resk} - i_{refk})^2 < 0 \quad (\text{IV.94})$$

avec K_i constante positive

Si la condition précédente (IV.94) est vérifiée, on peut aisément conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_i)$ et dire que cette dérivée est définie négative. D'autre part, on constate que $V(\varepsilon_i) \rightarrow \infty$ lorsque $\varepsilon_i \rightarrow \infty$. Les trois conditions exprimées dans le théorème portant sur la stabilité globale sont donc vérifiées ce qui nous garantit, sous la condition (IV.94) la stabilité asymptotique globale, ce qui signifie que $\varepsilon_i \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$, c'est-à-dire que $i_{resk} \rightarrow i_{refk}$.

L'analyse de la condition nous définit directement la loi de commande N_{gk} que l'on peut écrire sous la forme :

$$N_{gk} = \frac{1}{U_c} \left[V_{resk} - R \cdot I_{resk} - I_e \cdot \omega \cdot L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) + K_i \cdot L \cdot (i_{resk} - i_{refk}) \right] \quad (\text{IV.95})$$

II.2.3.1.b Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

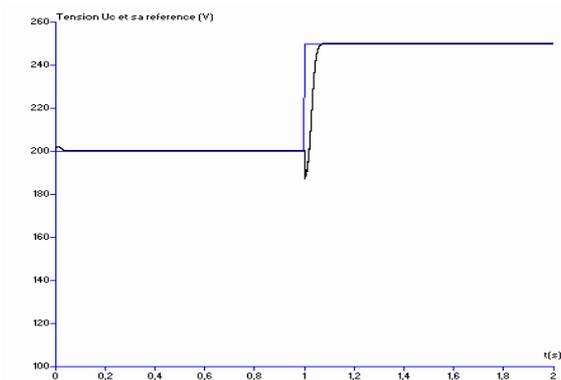


Figure IV.42 Tension U_c et sa référence $U_{c\text{ref}1}$, tension $V_{\text{res}1}$ Courant $i_{\text{res}1}$ et sa référence $i_{\text{ref}1}$

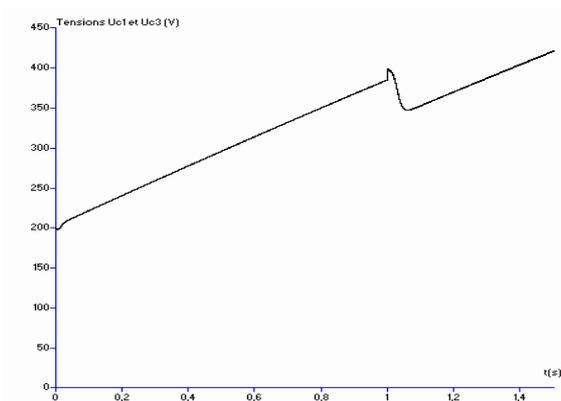
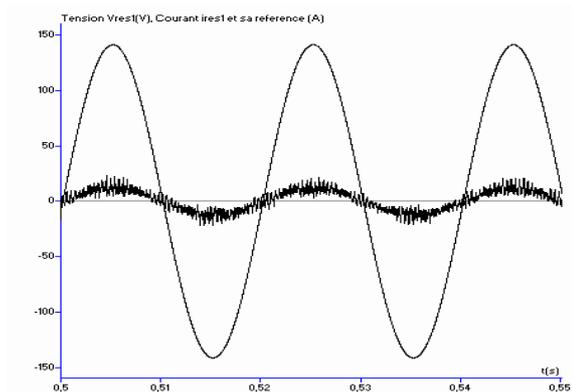


Figure IV.43 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$



Figure IV.44 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

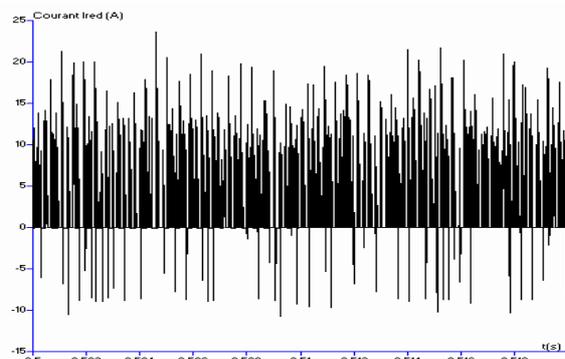
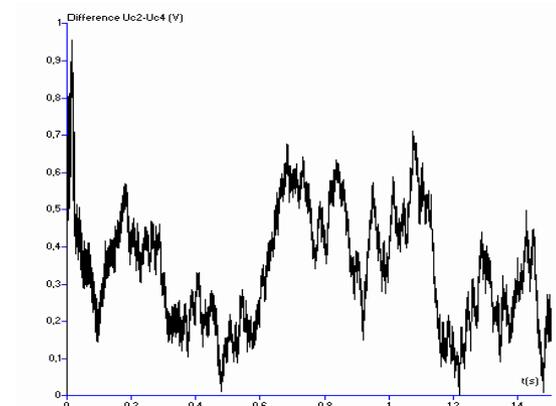


Figure IV.45 Courant redressé I_{red}

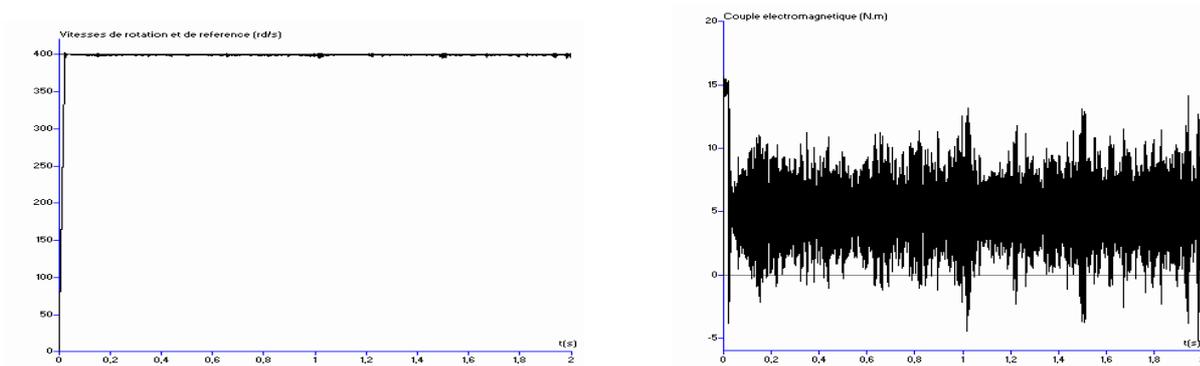


Figure IV.46.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

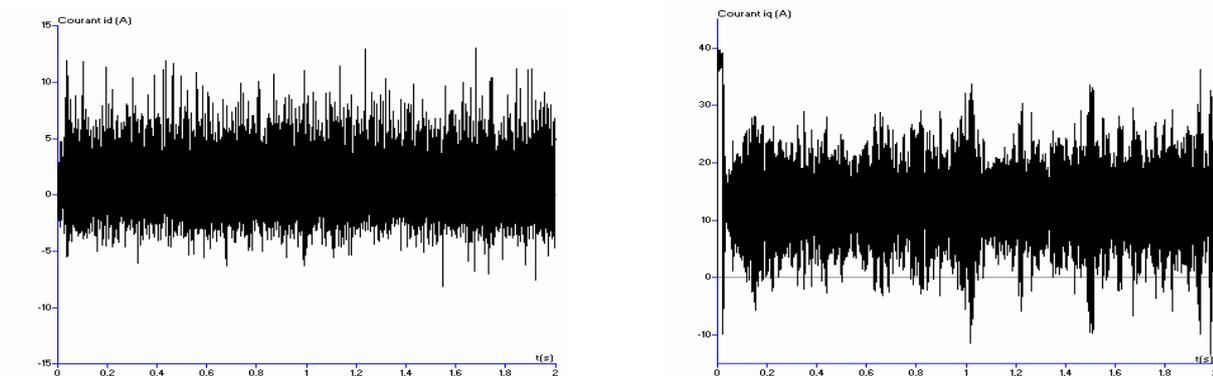


Figure IV.46.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

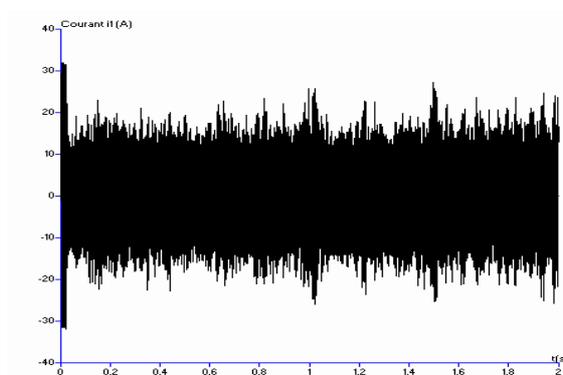


Figure IV.46.c Courant de ligne i_1

Figure IV.46.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.3.1.c Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.42 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure IV.43 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure IV.44 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 1V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure IV.45.

Les figures IV.46.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). La commande de vitesse de la machine est réalisée par mode de glissement. On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.3.2 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à trois niveaux

IV.2.3.2.a Synthèse des boucles de régulations

Nous allons dans cette partie effectuer la synthèse des boucles de régulation pour chacune des variables d'états en utilisant les fonctions de Lyapunov pour contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur à trois niveaux ainsi que les courants appelés au réseau.

Contrôle de la tension

Vu que pour ce cas comme pour le précédent nous utilisons un seul redresseur, la tension à réguler est la tension de sortie du redresseur notée U_c . Cette dernière est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} du redresseur.

On pose donc : $\varepsilon_U = U_c - U_{Cref}$

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_U)$ définie positive, qui vérifie $V(0)=0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_U) = \frac{1}{2} \varepsilon_U^2 \quad (IV.96)$$

On calcule la dérivée de $V(\varepsilon_U)$ et on obtient l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon_U) &= \varepsilon_U \dot{\varepsilon}_U \\ &= \varepsilon_U \cdot (\dot{U}_c - \dot{U}_{Cref}) \end{aligned} \quad (IV.97)$$

U_{Cref} étant constante, sa dérivée \dot{U}_{Cref} est donc nulle.

On remplace la valeur de \dot{U}_c (équation IV.15) et (IV.97), cette dernière devient alors :

$$\dot{V}(\varepsilon_U) = (U_c - U_{Cref}) \frac{1}{C} (I_{red} - I_{ch}) \quad (IV.98)$$

Afin d'assurer $V(\varepsilon_U)$ définie négative, on impose alors :

$$I_{red} = I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_C - U_{Cref}) \quad (\text{IV.99})$$

Avec K_U : constante positive

En utilisant le principe de la conservation, on obtient la structure de la boucle de régulation :

$$I_e = \frac{U_C}{3 \cdot V_e} \cdot [I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_C - U_{Cref})] \quad (\text{IV.100})$$

Contrôle du courant

On pose comme dans le cas du redresseur à deux niveaux $\varepsilon_i = i_{resk} - i_{refk}$, l'erreur entre le courant de réseau (i_{resk}) et le courant de référence (i_{refk}) avec $k=1,2$ ou 3 .

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_i)$ définie positive, qui vérifie $V(0) = 0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_i) = \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \quad (\text{IV.101})$$

Après dérivation, on obtient :

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot (\dot{i}_{resk} - \dot{i}_{refk}) \quad (\text{IV.102})$$

avec
$$\dot{i}_{resk} = I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.103})$$

$$\Rightarrow \dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - V_x) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.104})$$

avec $x = A, B, C$

On pose $V_x = N_{gk} \cdot U_C$, l'équation (IV.104) devient alors:

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - N_{gk} \cdot U_C) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.105})$$

Afin de pouvoir conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_i)$, on impose alors:

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = -K_i \cdot (i_{resk} - i_{refk})^2 < 0 \quad (\text{IV.106})$$

avec K_i constante positive

L'analyse de la condition nous définit directement la loi de commande N_{gk} que l'on peut écrire sous la forme :

$$N_{gk} = \frac{1}{U_C} \left[V_{resk} - R.I_{resk} - I_e \cdot \omega.L.\sqrt{2}.\cos(\omega t - (k-1).\frac{2.\pi}{3} + K_i.L.(i_{resk} - i_{refk})) \right] \quad (\text{IV.107})$$

IV.2.3.2.b Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrones à aimants permanents.

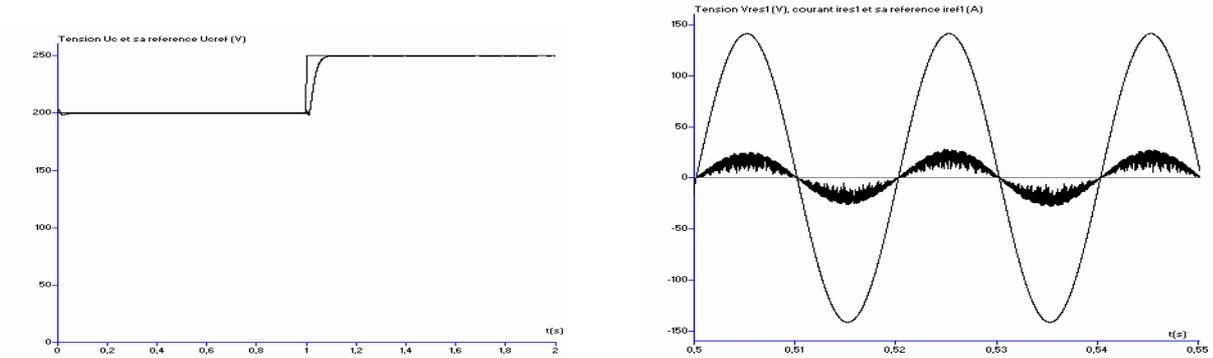


Figure IV.47 Tension U_c et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

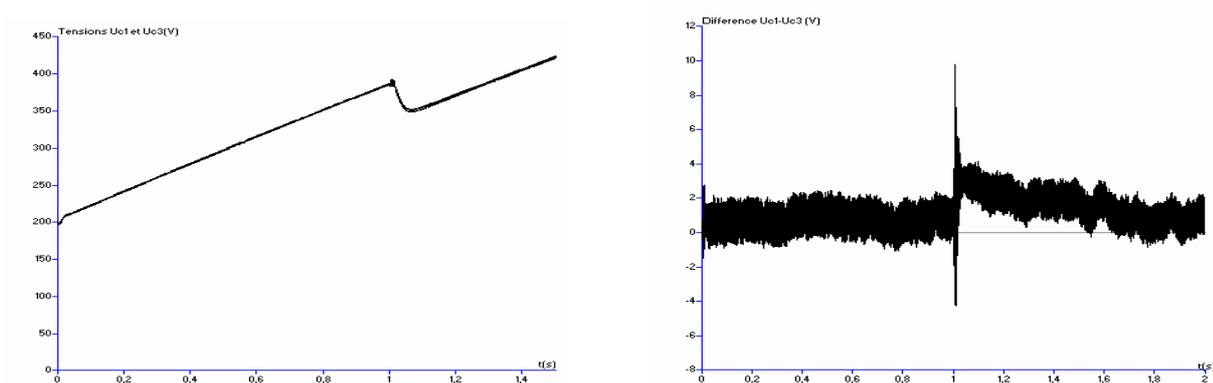


Figure IV.48 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

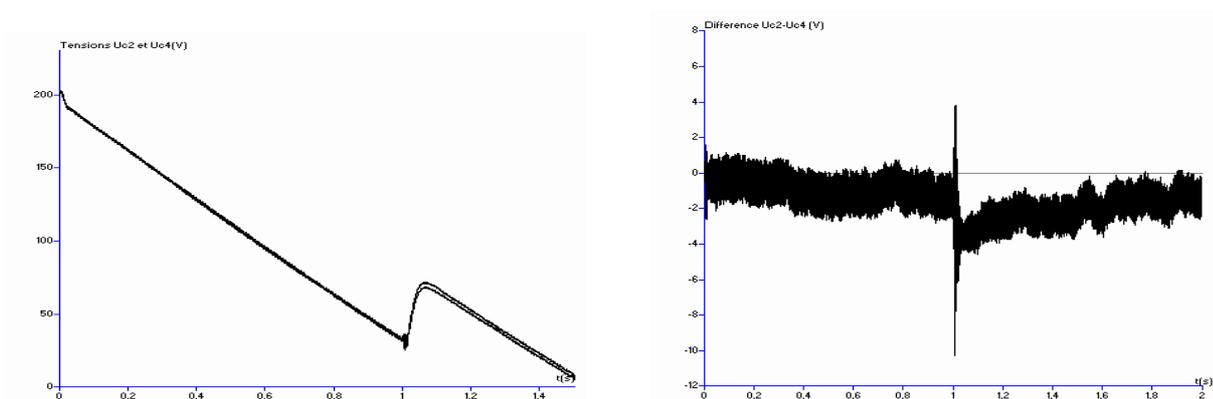


Figure IV.49 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

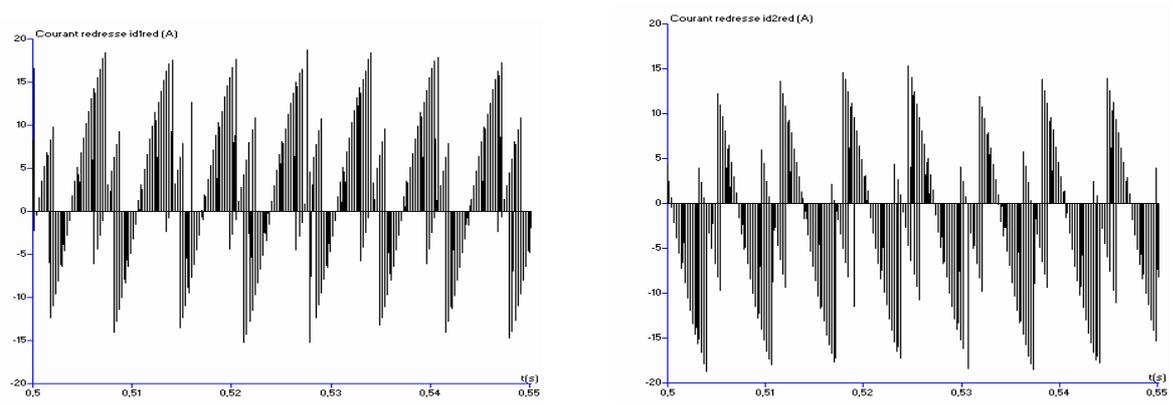


Figure IV.50 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux

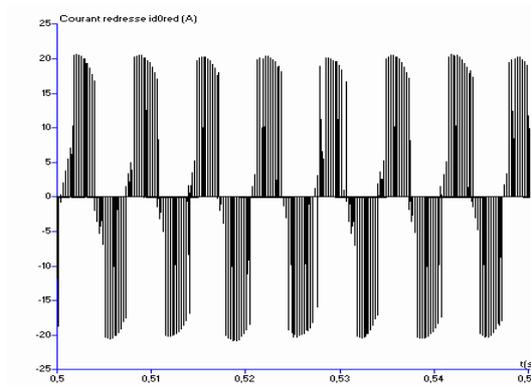


Figure IV.51 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux

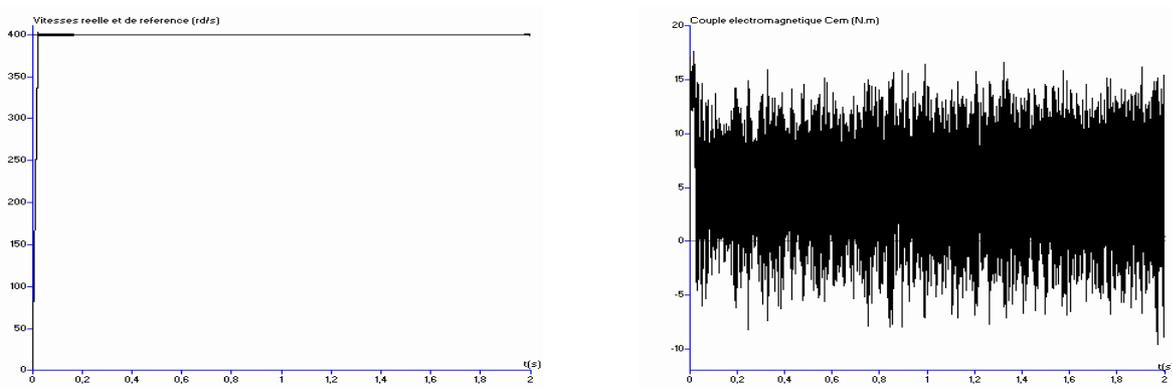


Figure IV.52.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

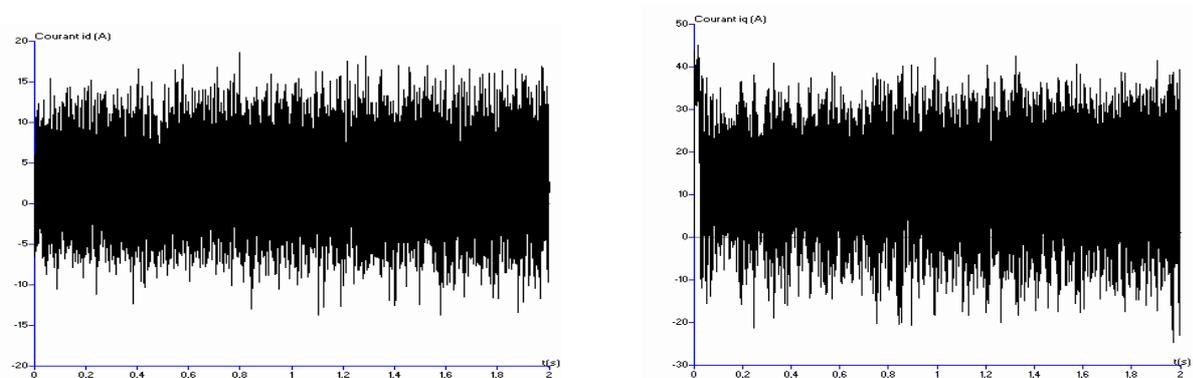


Figure IV.52.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

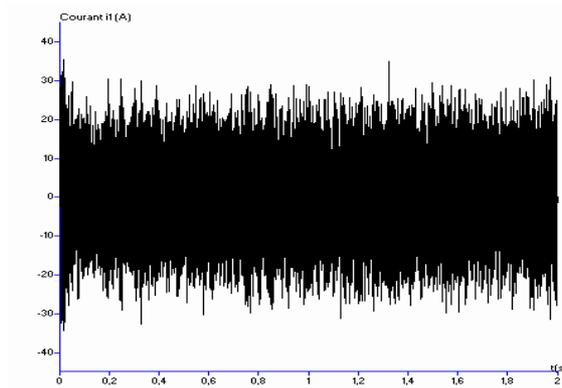


Figure IV.52.c Courant i_1

Figure IV.52.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.3.2.c Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à trois niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.47 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire. La figure IV.48 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 4V mais augmente lors de l'application de la perturbation de la tension U_c .

La figure IV.49 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ présente les mêmes caractéristiques que les tensions U_{c1} et U_{c3} (<4V).

Les courants redressés $i_{d1\text{red}}$ et $i_{d2\text{red}}$ sont donnés à la figure IV.50, le courant $i_{d0\text{red}}$ est donné à la figure IV.51.

Les figures IV.52.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). La commande de vitesse est réalisée par mode glissant. On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.3.3 Cascade utilisant un seul redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

IV.2.3.3.a Synthèse des boucles de régulations

Dans ce qui suit, nous allons présenter la synthèse des boucles de régulation pour chacune des variables d'états en utilisant les fonctions de Lyapunov pour contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur à cinq niveaux ainsi que les courants de réseau.

Contrôle de la tension

De la même manière que pour le cas précédent, nous utilisons un seul redresseur à cinq niveaux cette fois, la tension à réguler est la tension de sortie du redresseur notée U_c . Cette dernière est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} du redresseur.

Le raisonnement est exactement identique que dans les deux cas vus précédemment.

On pose donc : $\varepsilon_U = U_c - U_{Cref}$

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_U)$ définie positive, qui vérifie $V(0)=0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_U) = \frac{1}{2} \varepsilon_U^2 \quad (\text{IV.108})$$

On calcule la dérivée de $V(\varepsilon_U)$:

$$\begin{aligned} \dot{V}(\varepsilon_U) &= \varepsilon_U \dot{\varepsilon}_U \\ &= \varepsilon_U \cdot (\dot{U}_c - \dot{U}_{Cref}) \end{aligned} \quad (\text{IV.109})$$

U_{Cref} étant constante, sa dérivée \dot{U}_{Cref} est donc nulle.

\dot{U}_c est donnée par l'équation:

$$\dot{U}_c = \left(\frac{3.V_r.I_e}{4.U_c} - i_{ch} \right) / C \quad (\text{IV.110})$$

On remplace la valeur de \dot{U}_c (IV.97), cette dernière devient alors :

$$\dot{V}(\varepsilon_U) = (U_c - U_{Cref}) \frac{1}{C} (I_{red} - I_{ch}) \quad (\text{IV.111})$$

Dans ce cas, le courant redressé I_{red} est :

$$I_{red} = \frac{i_{d1red} + i_{d2red} + i_{d3red} + i_{d4red}}{4} \quad (\text{IV.112})$$

Afin d'assurer $V(\varepsilon_U)$ définie négative, on impose alors :

$$I_{red} = I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_c - U_{Cref}) \quad (\text{IV.113})$$

Avec K_U : constante positive

En utilisant le principe de la conservation, on obtient la structure de la boucle de régulation :

$$I_e = \frac{U_c}{3.V_e} \cdot [I_{ch} - K_U \cdot C \cdot (U_c - U_{Cref})] \quad (\text{IV.114})$$

Contrôle du courant

On pose comme dans le cas des redresseurs à deux et trois niveaux $\varepsilon_i = i_{resk} - i_{refk}$ avec $k=1,2$ ou 3 .

On prend comme fonction de Lyapunov $V(\varepsilon_i)$ définie positive, qui vérifie $V(0) = 0$ et qui s'exprime par :

$$V(\varepsilon_i) = \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \quad (\text{IV.115})$$

Après dérivation, on obtient :

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot (\dot{i}_{resk} - \dot{i}_{refk}) \quad (\text{IV.116})$$

avec
$$\dot{i}_{resk} = I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{IV.117})$$

$$\Rightarrow \dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - V_x) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.118})$$

avec $x = A, B, C$

On pose $V_x = N_{gk} \cdot U_c$, l'équation (IV.104) devient alors:

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = (i_{resk} - i_{refk}) \cdot \left[\frac{1}{L} \cdot [(V_{resk} - N_{gk} \cdot U_c) - R \cdot I_{resk}] - I_e \cdot \omega \sqrt{2} \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (\text{IV.119})$$

Afin de pouvoir conclure sur le signe de $\dot{V}(\varepsilon_i)$, on impose alors:

$$\dot{V}(\varepsilon_i) = -K_i \cdot (i_{resk} - i_{refk})^2 < 0 \quad (\text{IV.120})$$

avec K_i constante positive

L'analyse de la condition nous définit directement la loi de commande N_{gk} que l'on peut écrire sous la forme :

$$N_{gk} = \frac{1}{U_c} \left[V_{resk} - R \cdot I_{resk} - I_e \cdot \omega \cdot L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3}) + K_i \cdot L \cdot (i_{resk} - i_{refk}) \right] \quad (\text{IV.121})$$

IV.2.3.3.b Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents.

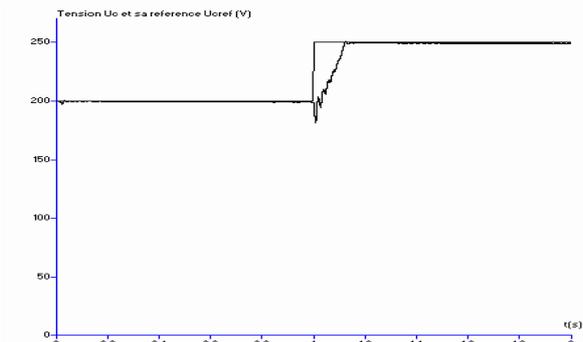


Figure IV.53 Tension U_c et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

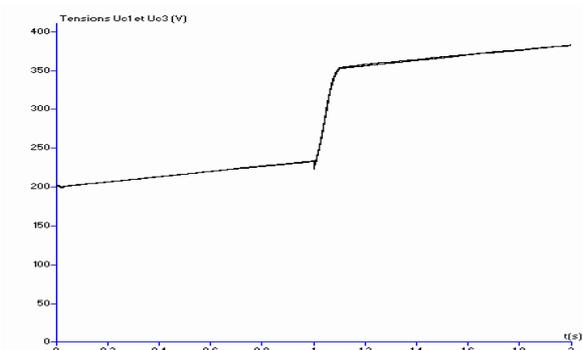
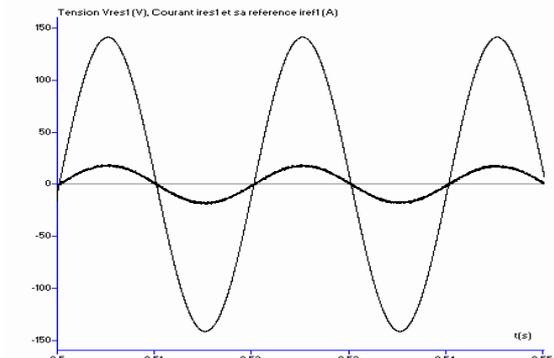


Figure IV.54 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

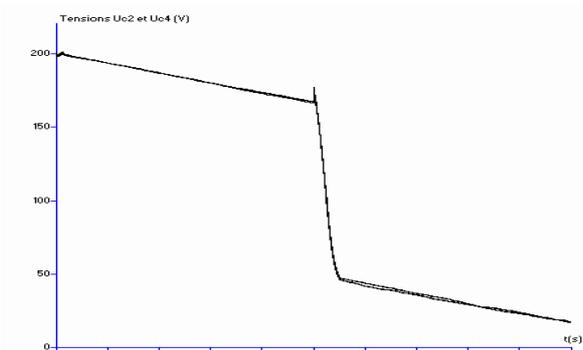
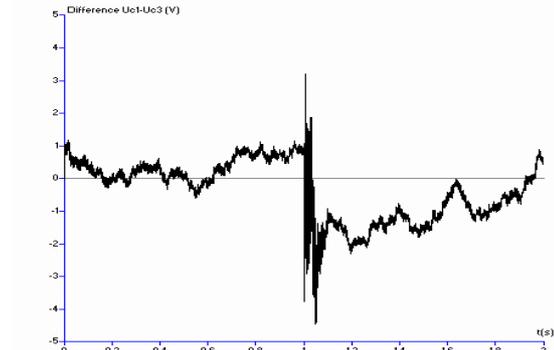


Figure IV.55 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

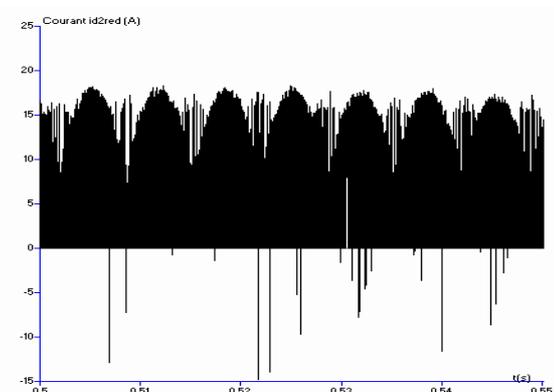
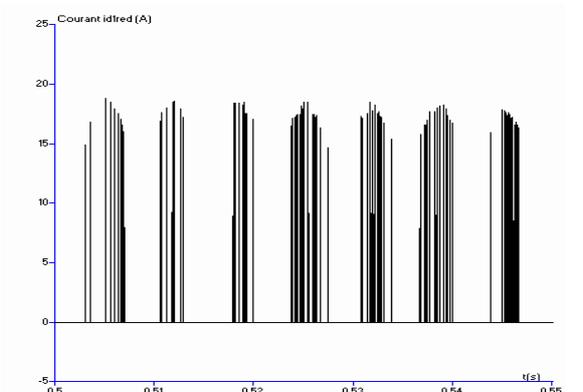


Figure IV.56 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

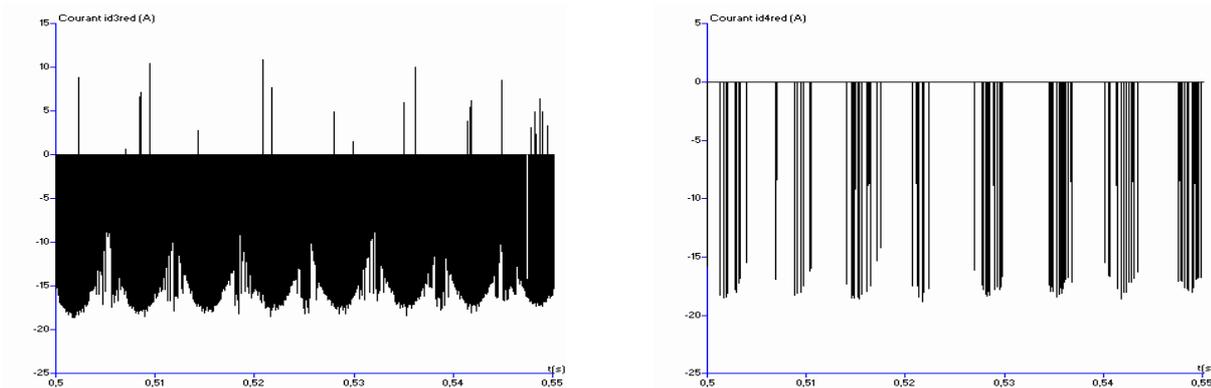


Figure IV.57 Courants i_{d3red} et i_{d4red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

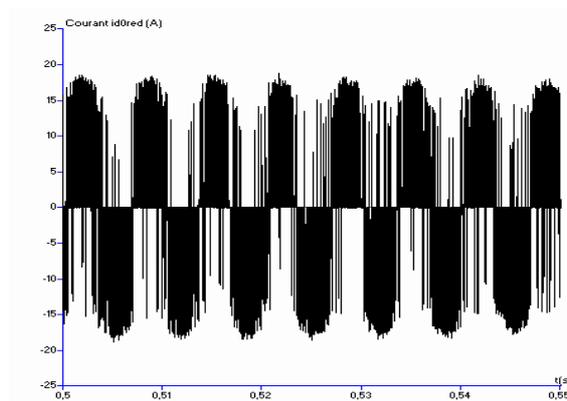


Figure IV.58 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à cinq niveaux

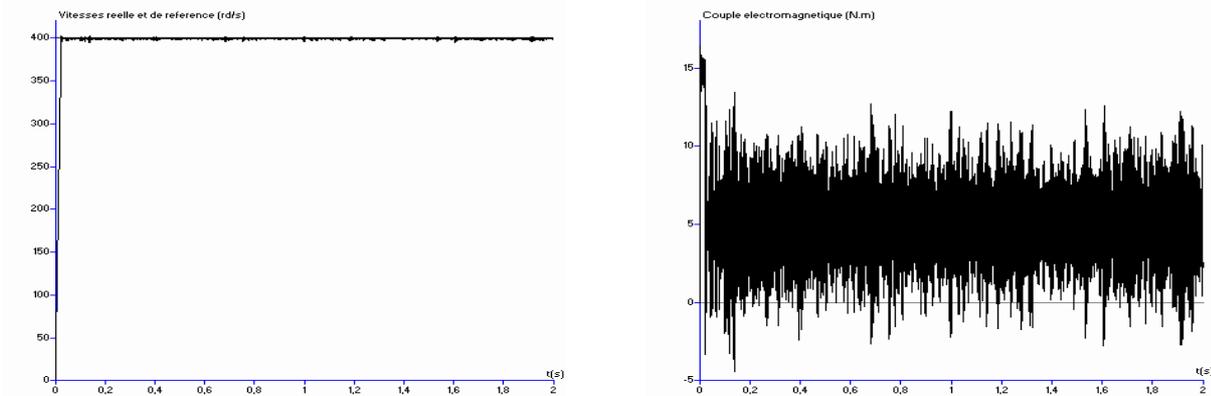


Figure IV.59.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

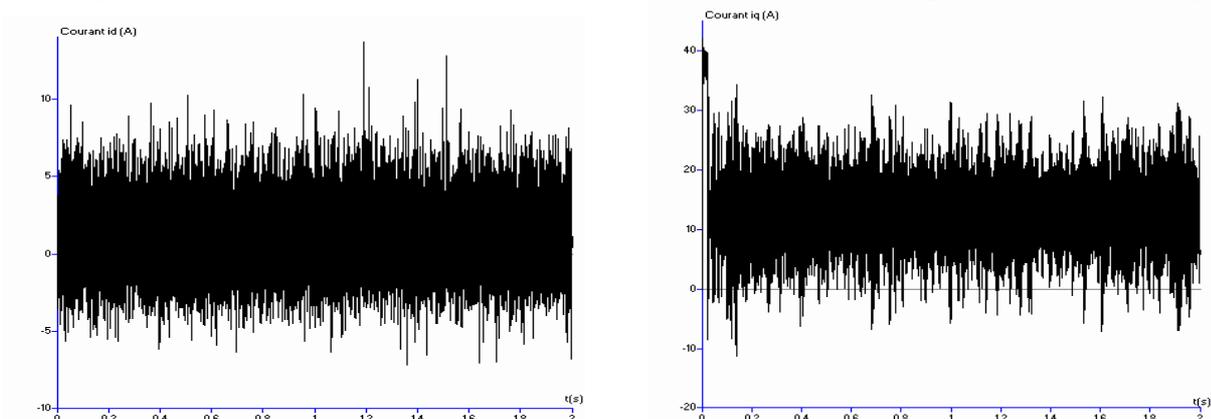


Figure IV.59.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

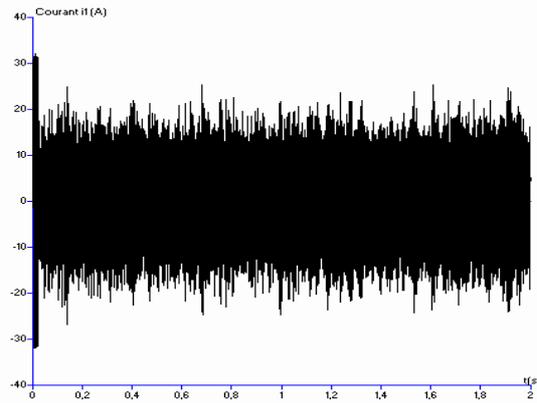


Figure IV.59.c Courant i_1

Figure IV.59.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.3.3.c Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à cinq niveaux pour la cascade un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension moyenne U_c et des courants de réseau alimentant le redresseur.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

La figure IV.53 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). On lui applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. La tension répond parfaitement à cette perturbation. Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure IV.54 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 1V mais augmente (5V) lors de l'application de la perturbation de la tension U_c . De même pour les tensions U_{c2} et U_{c4} (figure IV.55), ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ présente les mêmes caractéristiques que les tensions U_{c1} et U_{c3} . On remarquera toutefois que les pentes présentées par ces tensions sont moins importantes que dans les cas précédents. Les différences $U_{c1}-U_{c3}$ et $U_{c2}-U_{c4}$ sont elles aussi moins importantes que dans le cas précédent.

Les courants redressés $i_{d1\text{red}}$ et $i_{d2\text{red}}$ sont donnés à la figure IV.56, les courants $i_{d3\text{red}}$ et $i_{d4\text{red}}$ sur la figure IV.57. Le courant $i_{d0\text{red}}$ est donné à la figure IV.58

Les figures IV.59.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.4. Topologie utilisant deux redresseurs de courant à MLI

IV.2.4.1 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

IV.2.4.1.a Boucle de synthèse des régulateurs

Contrôle de la tension

Le but est de réguler les deux tensions U_{ca} et U_{cb} (U_{ca} est la valeur moyenne des tensions U_{c1} , U_{c2} pour le redresseur à deux niveaux n°1 et U_{cb} la valeur moyenne de U_{c3} et U_{c4} pour le redresseur à deux niveaux n°2).

Le raisonnement pour la synthèse des régulateurs de tension pour chaque redresseur à deux niveaux étant identique que pour le cas de la cascade utilisant un seul redresseur à deux niveaux présenté au début du chapitre, il n'est pas nécessaire de refaire la démonstration.

On aboutit à :

Pour le redresseur à deux niveaux n°1 :

$$I_{e1} = \frac{U_{Ca}}{3.V_e} \cdot [I_{ch1} - K_U \cdot C_a \cdot (U_{Ca} - U_{Cref})] \quad (\text{IV.122})$$

Pour le redresseur à deux niveaux n°2 :

$$I_{e2} = \frac{U_{Cb}}{3.V_e} \cdot [I_{ch2} - K_U \cdot C_b \cdot (U_{Cb} - U_{Cref})] \quad (\text{IV.123})$$

Boucle de courant

De même pour la régulation des courants de réseau, le raisonnement étant identique que pour le cas d'un seul redresseur de courant à deux niveaux, nous donnons les lois de commande N_{gk} pour chacun des deux redresseurs:

Pour le redresseur n°1 :

$$N_{gk1} = \frac{1}{U_{Ca}} \left[V_{resk} - R.I_{resk} - I_e \cdot \omega.L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega.t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3} + K_i \cdot L \cdot (i_{resk} - i_{refk}) \right] \quad (\text{IV.124})$$

Pour le redresseur n°2 :

$$N_{gk2} = \frac{1}{U_{Cb}} \left[U_{resk} - R.I_{resk} - I_e \cdot \omega.L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega.t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{3} + K_i \cdot L \cdot (j_{resk} - j_{refk}) \right] \quad (\text{IV.125})$$

IV.2.4.1.b Résultats de simulation

On applique les algorithmes présentés précédemment pour commander le redresseur de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

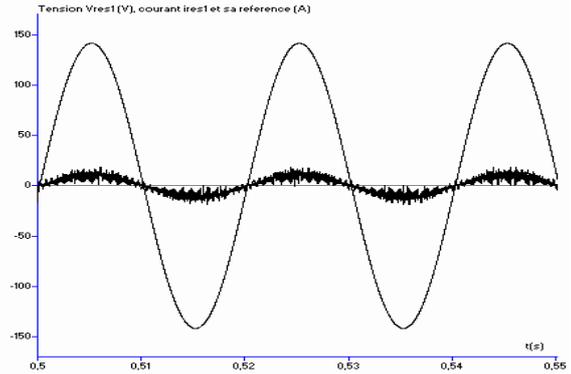
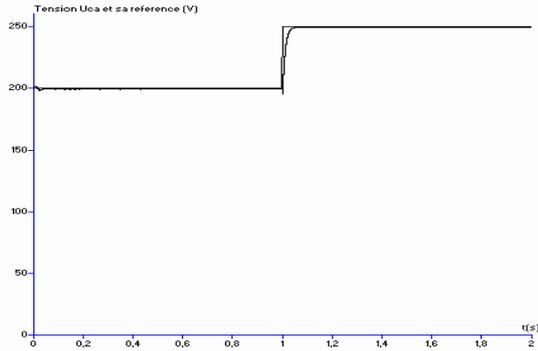


Figure IV.60 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

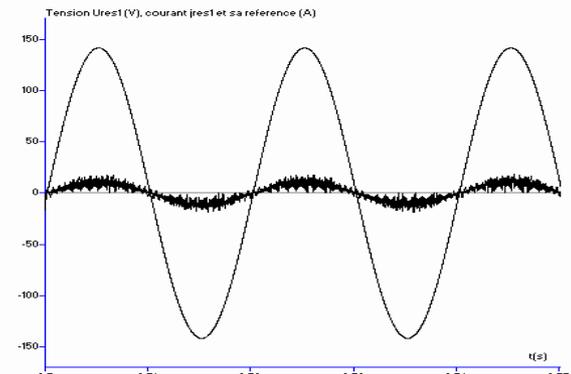
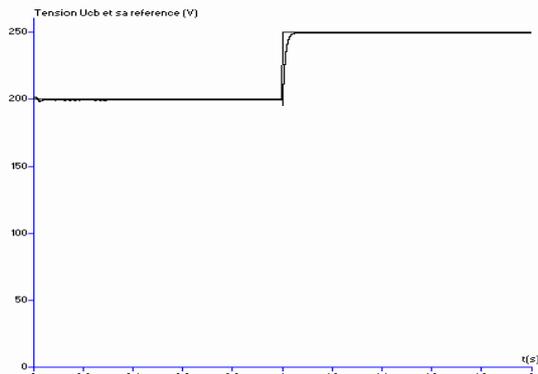


Figure IV.61 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref1} , tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

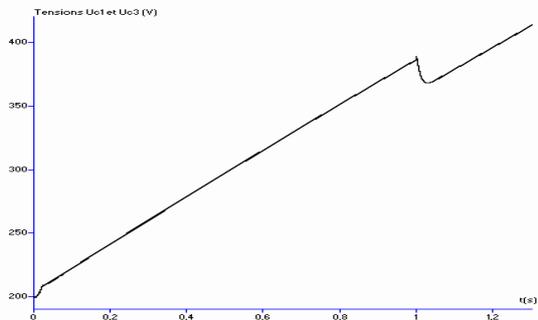


Figure IV.62 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

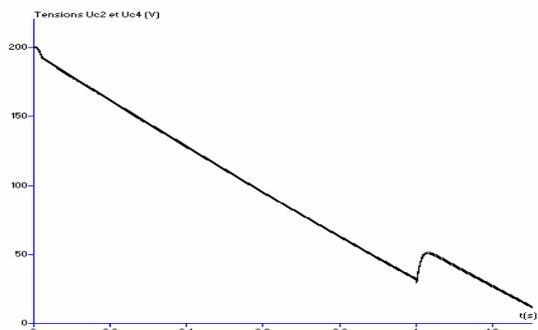


Figure IV.63 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$

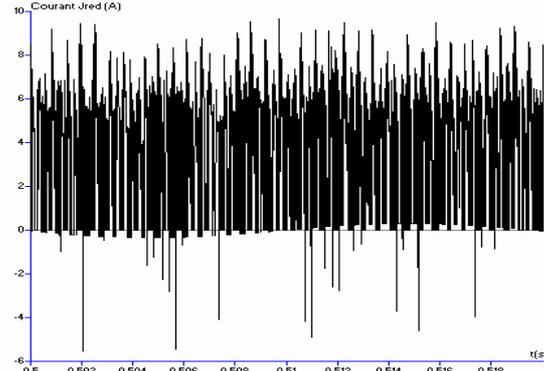
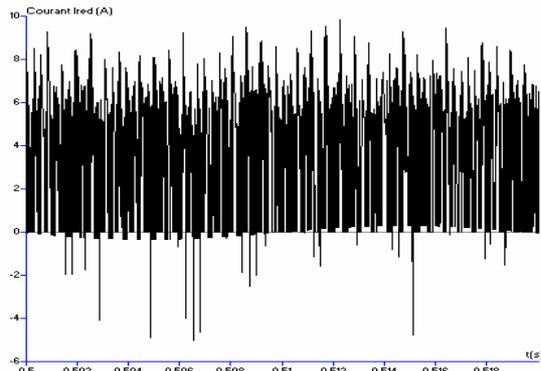


Figure IV.64 Courants I_{red} et J_{red} de sortie des redresseurs 1 et 2 à deux niveaux

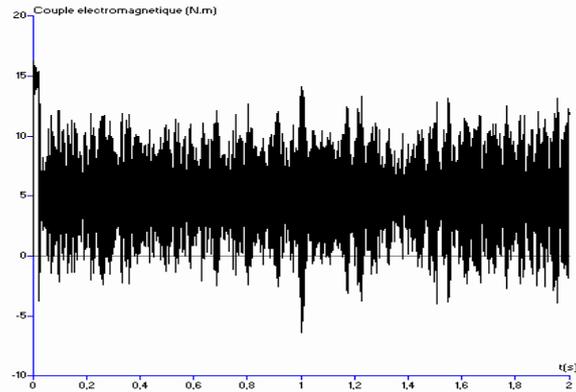
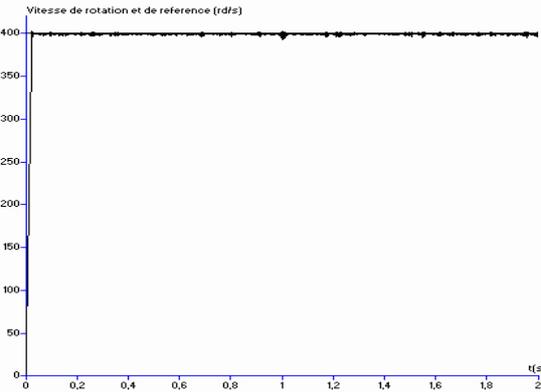


Figure IV.65.a Vitesse de rotation et vitesse de référence et couple électromagnétique

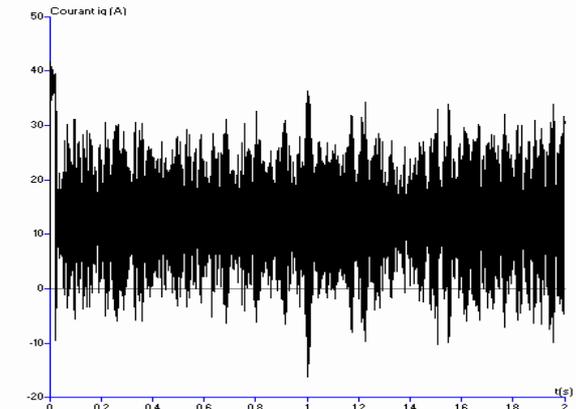
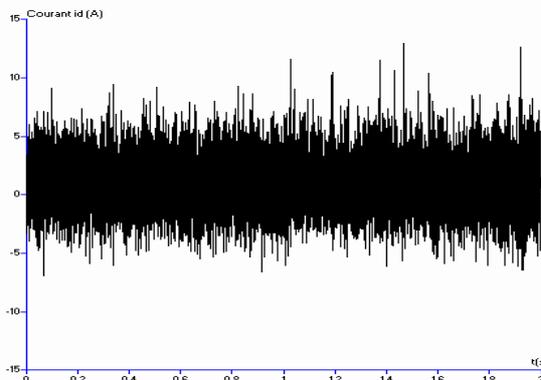


Figure IV.65.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

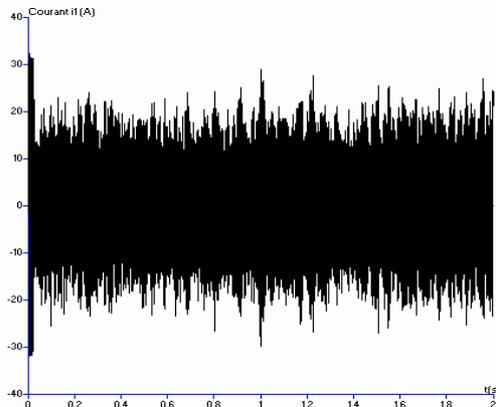


Figure IV.65.c Courant i_1

Figure IV.65.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.4.1.c Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander le redresseur de courant MLI à deux niveaux pour la cascade deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des tensions moyennes pour chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces redresseurs. Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.60 et IV.61 montrent que les tensions U_{ca} et U_{cb} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau respectivement V_{res1} et U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure IV.62 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure IV.63 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 2V.

Les courants redressés I_{red} et j_{red} sont donnés à la figure IV.64.

Les figures IV.65.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur.

IV.2.4.2 Cascade utilisant deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux [Chib07]

Le principe de la synthèse des boucles de régulation et le calcul des lois de commande reste identique à celui présenté précédemment pour la cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux à la seule différence que le courant I_{red} du redresseur n°1 est la valeur moyenne des courants redressés i_{d1red} et i_{d2red} et le courant J_{red} du redresseur n°2 est la valeur moyenne des courants redressés i_{d3red} et i_{d4red} .

II.2.4.2.a Résultats de simulation

Nous donnons dans ce qui suit les résultats obtenus lors de la commande des redresseurs de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

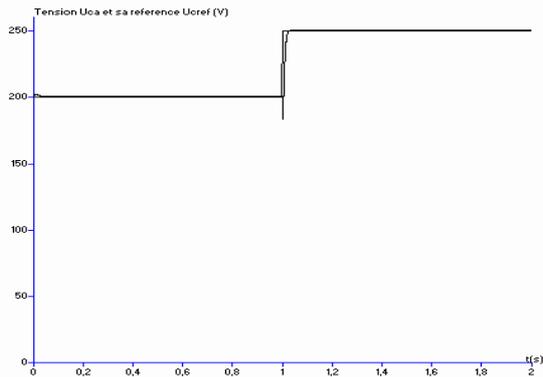


Figure IV.66 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

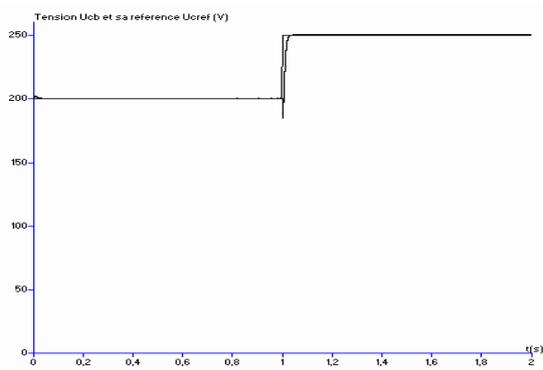
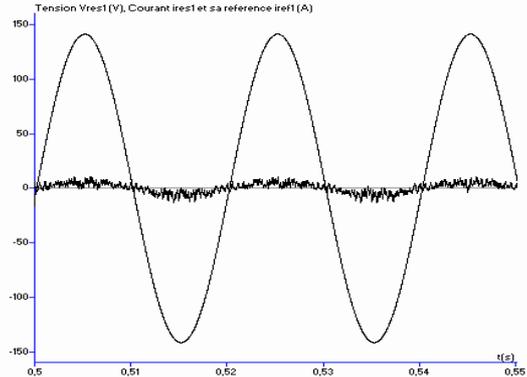


Figure IV.67 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref1} , tension U_{res1} , Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

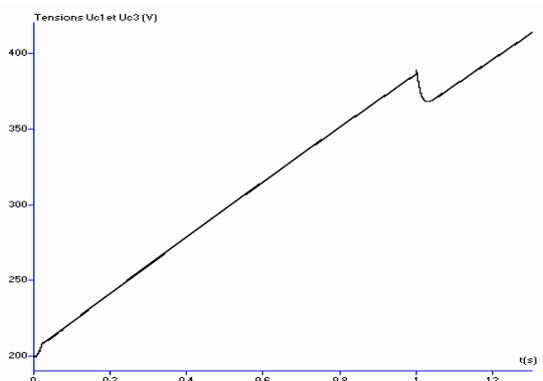
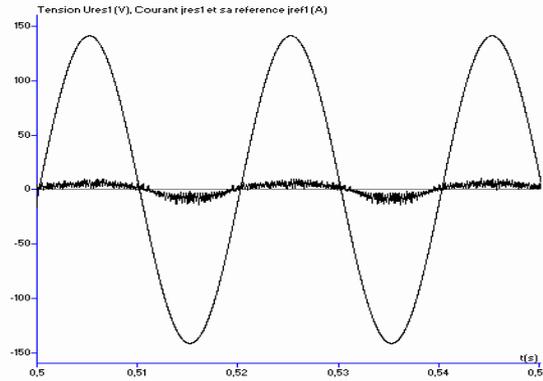


Figure IV.68 Tensions U_{c1} et U_{c3} et leur différence $U_{c1}-U_{c3}$

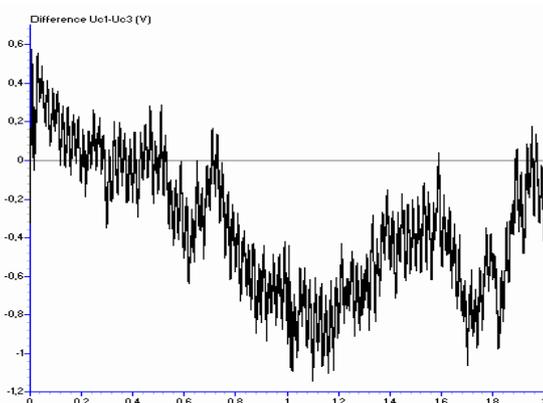
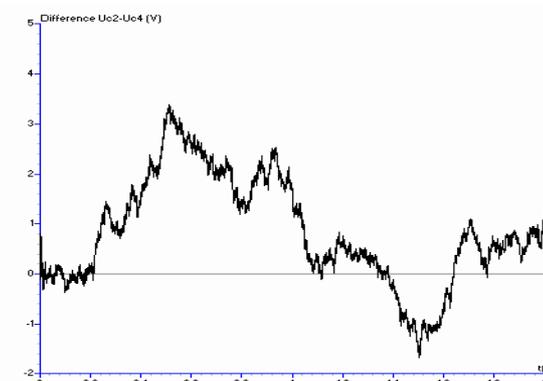


Figure IV.69 Tensions U_{c2} et U_{c4} et leur différence $U_{c2}-U_{c4}$



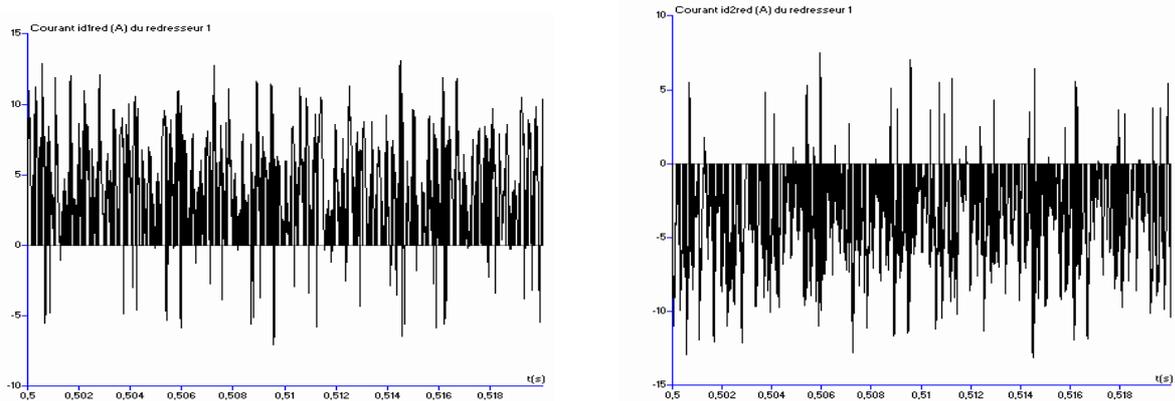


Figure IV.70 Courants i_{d1red} et i_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

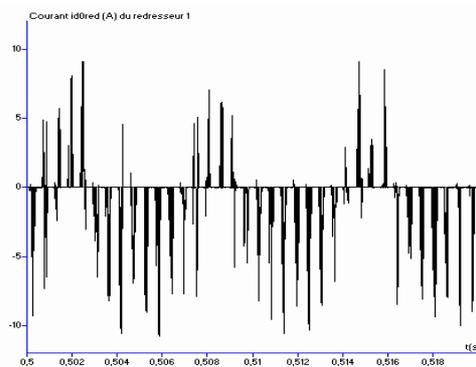


Figure IV.71 Courant i_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°1

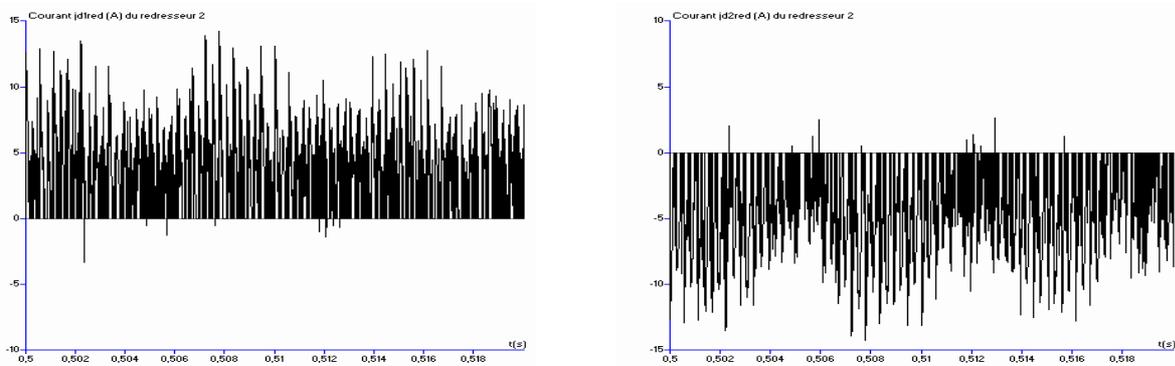


Figure IV.72 Courants j_{d1red} et j_{d2red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

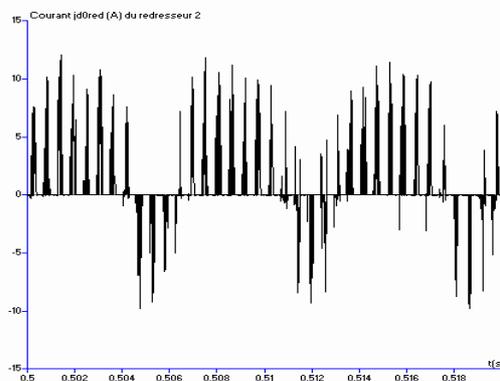


Figure IV.73 Courant j_{d0red} de sortie du redresseur à trois niveaux n°2

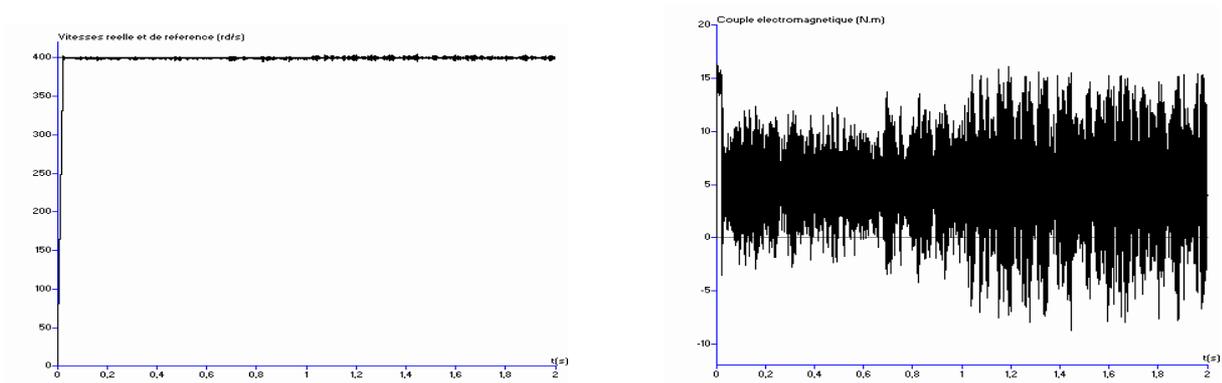


Figure IV.74.a Vitesses de rotation et de référence et couple électromagnétique

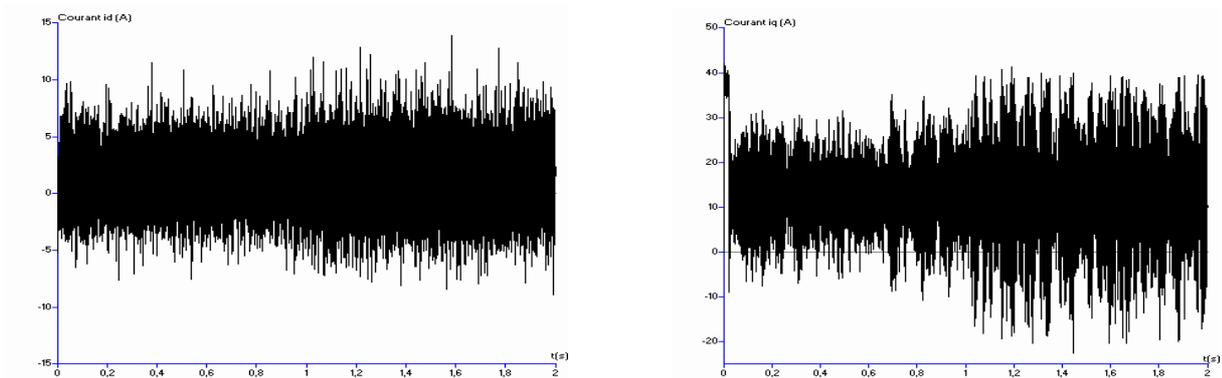


Figure IV.74.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

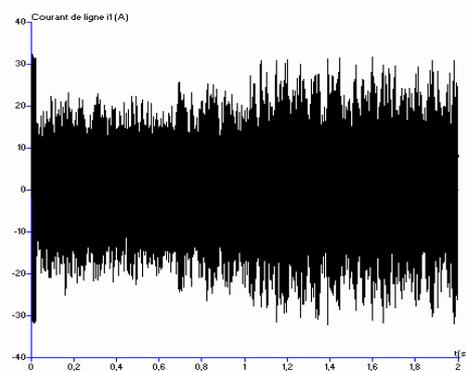


Figure IV.74.c Courant i_1

Figure IV.74.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.4. Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander les redresseurs de courant MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation des tensions moyennes pour chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces redresseurs. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.66 et IV.67 montrent que les tensions U_{ca} et U_{cb} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1\text{s}$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} et j_{res1} suivent parfaitement leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau respectivement V_{res1} et U_{res1} .

La figure IV.68 donne les tensions U_{c1} et U_{c3} . Ces tensions sont croissantes et la différence $U_{c1}-U_{c3}$ est inférieure à 2V.

La figure IV.69 donne les tensions U_{c2} et U_{c4} . Ces tensions sont décroissantes et la différence $U_{c2}-U_{c4}$ est inférieure à 2V.

Les courants de sortie du redresseur n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure IV.70, le courant i_{d0red} en figure IV.71.

Les courants de sortie du redresseur n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure IV.72, le courant j_{d0red} en figure IV.73.

Les figures IV.74.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit bien sur ces figures que malgré la stabilisation des tensions U_{ca} et U_{cb} , les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) persistent toujours.

IV.2.5 Topologie utilisant quatre redresseurs de courant à MLI

IV.2.5.1 Cascade utilisant quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

Nous avons, jusqu'ici, effectué la régulation des tensions moyennes de sortie de chaque redresseur utilisé. Dans ce cas, vu que nous utilisons quatre redresseurs à deux niveaux, nous allons effectuer la régulation de la tension de sortie de chaque redresseur et non pas la régulation de la valeur moyenne puisque chaque redresseur dispose en sortie d'une seule tension.

Le principe de la synthèse des boucles de régulation des tensions de sortie des redresseurs ainsi que celle des courants de réseau est analogue à celle présenté dans le cas de la cascade à un seul redresseur à deux niveaux.

La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode glissant.

IV.2.5.1.a Résultats de simulation

Nous donnons dans ce qui suit les résultats obtenus lors de la commande des redresseurs de la cascade quatre redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

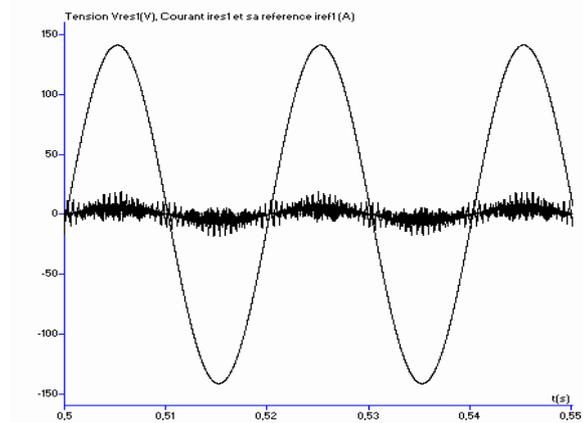
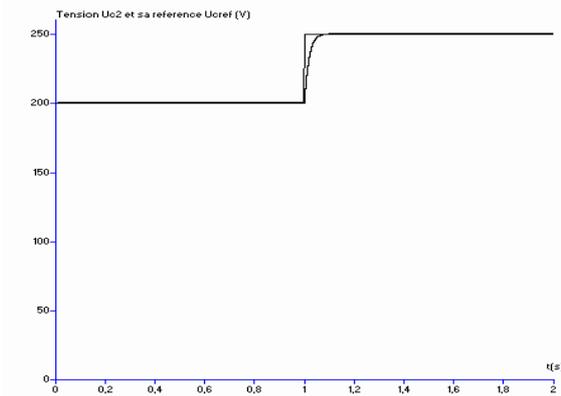


Figure IV.75 Tension U_{c2} et sa référence U_{cref} , tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

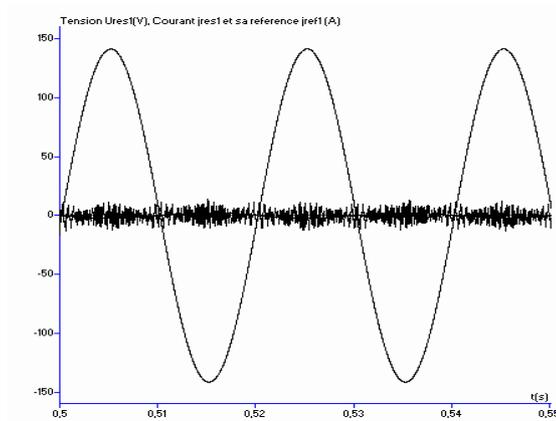
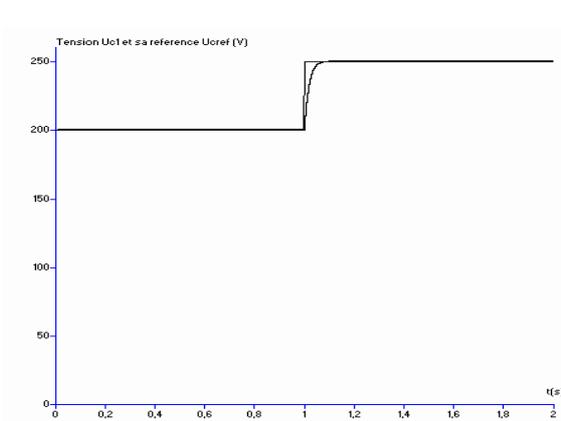


Figure IV.76 Tension U_{c1} et sa référence U_{cref} , tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

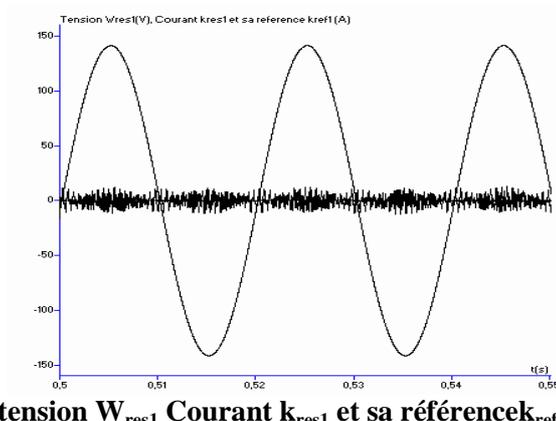
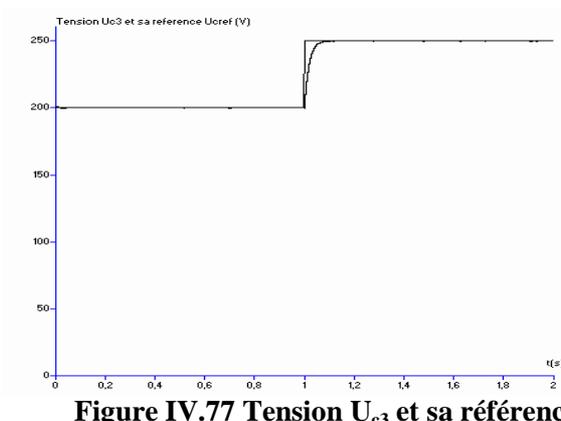


Figure IV.77 Tension U_{c3} et sa référence U_{cref} , tension W_{res1} Courant k_{res1} et sa référence k_{ref1}

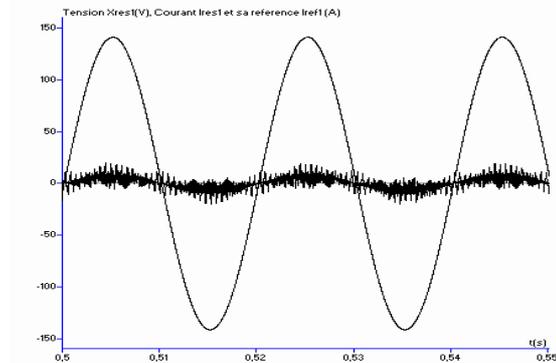
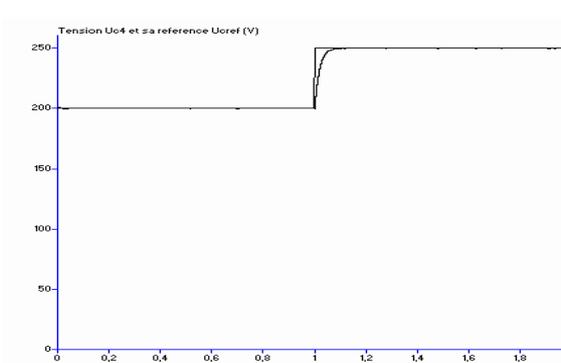


Figure IV.78 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref1} , tension X_{res1} Courant l_{res1} et sa référence l_{ref1}

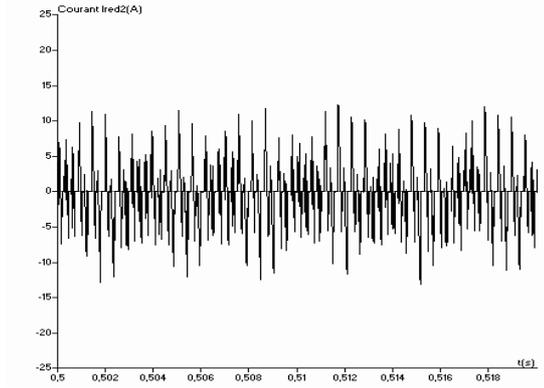
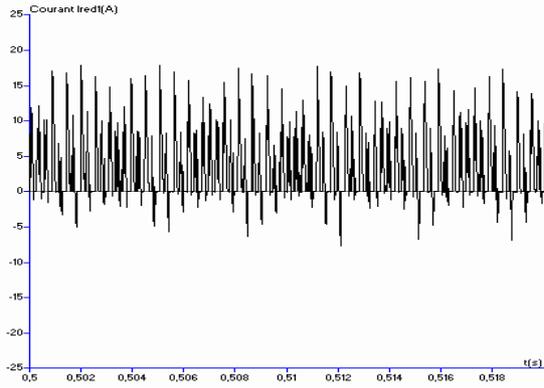


Figure IV.79 Courants redressés I_{red1} du redresseur n°1 et I_{red2} du redresseur n°2

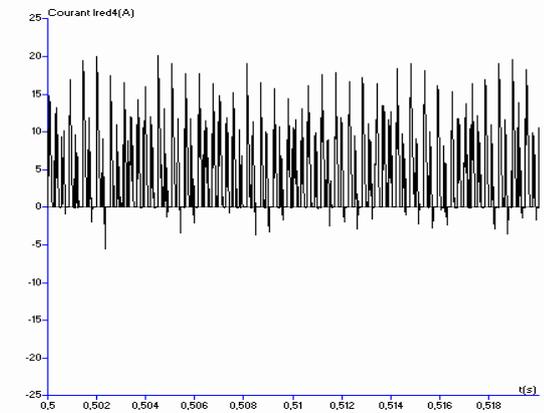
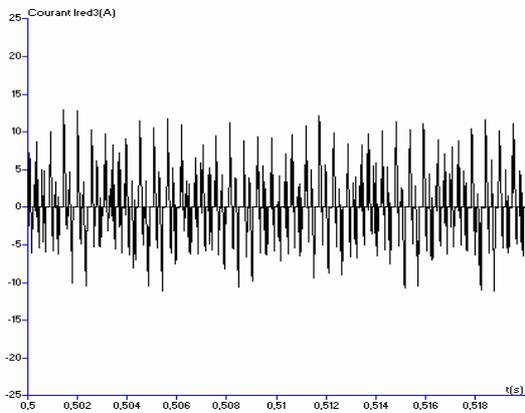


Figure IV.80 Courants redressés I_{red3} du redresseur n°3 et I_{red4} du redresseur n°4

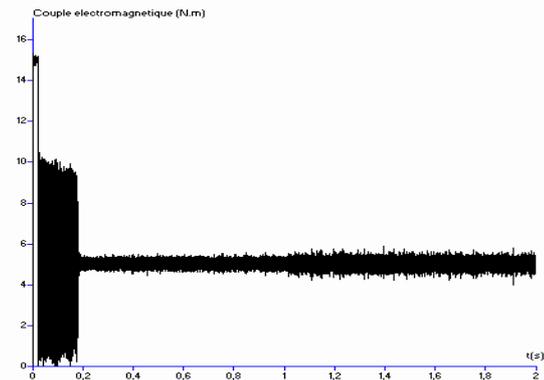
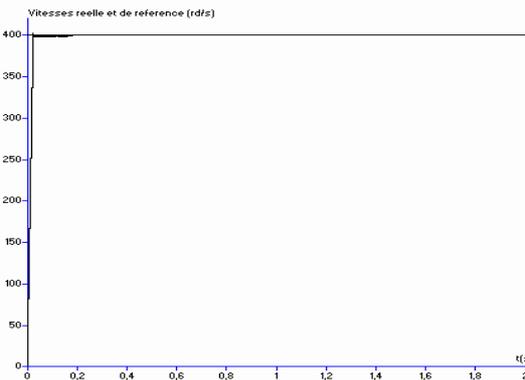


Figure IV.81.a Vitesses de rotation et de référence et couple électromagnétique

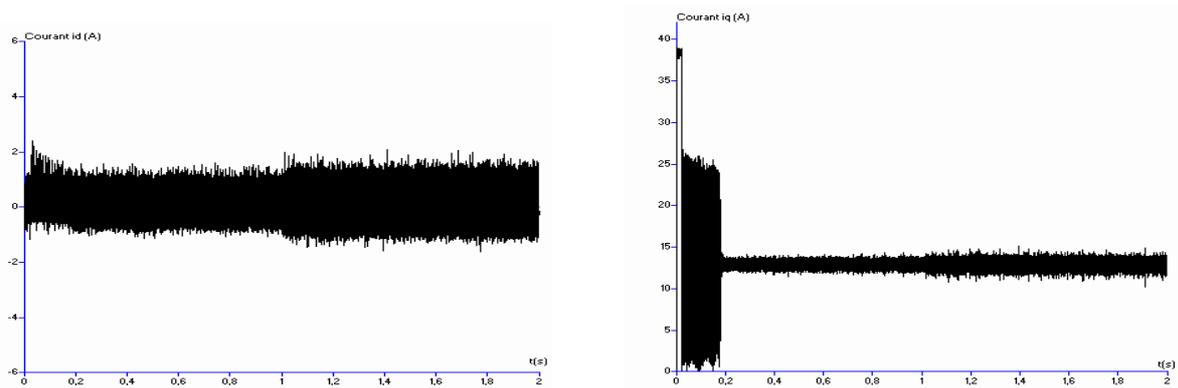


Figure IV.81.b Courants d'axe d (i_d) et d'axe q (i_q)

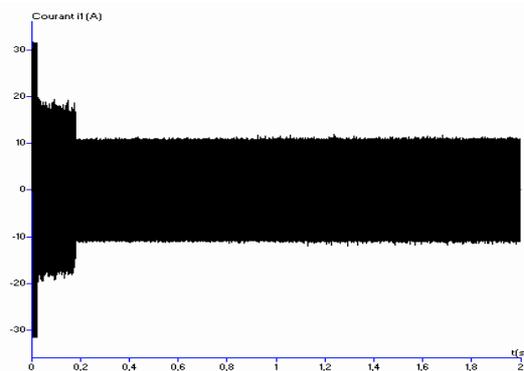


Figure IV.81.c Courant i_1

Figure IV.81.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

IV.2.5.1.b Interprétation des résultats

On applique les algorithmes d'asservissement présentés précédemment (Régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour la tension + régulateur utilisant la fonction de Lyapunov pour les courants) pour commander les redresseurs de courant MLI à deux niveaux pour la cascade quatre redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. On réalise ainsi la régulation de la tension de sortie de chaque redresseur et des courants de réseau alimentant ces mêmes redresseurs. La machine synchrone à aimants permanents est commandée en vitesse par mode de glissement.

Les paramètres des filtres d'entrée des deux ponts redresseurs sont $R=0.25\Omega$ et $L=1mH$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20$ mF. Les réseaux triphasés ont une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz.

Les figures IV.75, IV.76, IV.77 et IV.78 montrent que les tensions U_{c2} , U_{c1} , U_{c3} et U_{c4} suivent parfaitement leurs références (200V). On leur applique un saut de consigne de 200 à 250V à l'instant $t=1s$. Les tensions répondent parfaitement à cette perturbation. Les courants de réseau i_{res1} , j_{res1} , k_{res1} et l_{res1} suivent bien leurs références respectives. Ces mêmes courants de réseau sont en phase avec les tensions de réseau respectivement V_{res1} , U_{res1} , W_{res1} et X_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est proche de un.

Les courants de sortie des redresseurs n°1 et n°2 (I_{red2} et I_{red1}) sont donnés à la figure IV.79.

Les courants de sortie des redresseurs n°3 et n°4 (I_{red3} et I_{red4}) sont donnés à la figure IV.80.

Les figures IV.81.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On voit sur ces figures que la stabilisation des

tensions de sortie de chaque redresseur donnent de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents et que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur présentes dans les différentes cascades vues dans ce qui précède sont inexistantes dans ce cas.

IV.2.6 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté l'étude et la synthèse de deux lois de commande pour les redresseurs MLI de courant utilisés dans les différentes cascades alimentant un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

L'utilisation de la méthode des modes glissants, dans la première partie de ce chapitre nous a permis d'obtenir des résultats intéressants. Cette méthode dont la synthèse est basée sur l'asservissement de la valeur moyenne de la tension de sortie du (ou des) convertisseur(s) AC/DC utilisé(s).

Afin de limiter l'effet d'une méconnaissance des paramètres sur les performances des boucles de régulation, nous avons, dans la seconde partie du chapitre, étudié une procédure de régulation basée sur les fonctions de Lyapunov. Cette étude a conduit à la synthèse de boucles d'asservissement basées sur des critères de stabilité.

Même si les régulations par asservissement non linéaire de la valeur moyenne des tensions de sortie et l'asservissement des courants de réseau donnent de meilleurs résultats qu'en utilisant des régulateurs linéaires (réponse plus rapide aux consignes, suivi rapide des références imposées, pentes moins importantes pour les tensions des capacités, courants appelés au réseau moins importants), le problème principal, qui est celui de la dérive des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux demeure présent et continue d'influer les performances de la machine synchrone à aimants permanents utilisée.

Pour cela, nous proposerons dans le prochain chapitre, deux ponts de Clamping qui permettront de pallier à ce problème et d'obtenir des résultats très intéressants dans la stabilisation des tensions de capacités et par conséquent dans les performances de la machine.

CHAPITRE 5

UTILISATION DE PONTS DE CLAMPING

Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié les différentes cascades possibles utilisant en pont de sortie un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons mis l'accent sur la dérive des quatre tensions d'entrée de l'onduleur dans les différents cas réalisables.

Il a été mis en évidence dans le chapitre III et IV que même en utilisant un asservissement pour la tension de sortie et en régulant les trois courants de réseau, on obtenait un faible taux d'harmoniques pour les courant, un facteur de puissance proche de l'unité et une tension de sortie du ou des redresseurs utilisés qui suivent parfaitement leurs références.

Hormis le cas de la cascade à quatre redresseurs à deux niveaux ou les quatre tensions d'entrée sont parfaitement stables vu que la régulation de chaque redresseur permet le contrôle d'une tension, les cinq autres cascades présentent toujours le problème de dérives des quatre tensions d'entrée de l'onduleur même si cette dérive est moins importante que dans le cas du chapitre II où les redresseurs ont été utilisés sans aucune régulation.

Afin de remédier à ce problème, nous proposons dans ce chapitre d'insérer entre le ou les redresseurs et le pont capacitif d'entrée de l'onduleur un circuit d'équilibrage des tensions. Ses circuits sont des systèmes actifs réalisés à l'aide d'interrupteurs de puissance et soit de résistances soit d'inductances d'ou la terminologie utilisée « Pont résistif » et « Pont inductif ».

Le principe de fonctionnement de ce pont est basé sur la différence entre les tensions U_{c1} et U_{c2} et celle entre U_{c3} et U_{c4} .

Les deux ponts seront utilisés pour chaque cascade.

Pont résistif

I.1 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un redresseur à deux niveaux

Le pont est constitué d'un transistor en série avec une résistance qui sont placés en parallèle avec chaque condensateur constituant le pont capacitif d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux. Le schéma du pont résistif dans ce cas est donné à la figure V.1.

I.1.1 Principe de commande des interrupteurs

Dans le but d'obtenir des tensions d'entrée de l'onduleur stables et constantes, d'éviter les ondulations dans les performances de la machine synchrone à aimants permanents, le principe de contrôle des quatre transistors (T_1 , T_2 , T_3 et T_4) utilisés est basé sur le signe des différences $U_{c1}-U_{c2}$ et $U_{c3}-U_{c4}$.

Pour cela, nous comparons les tensions (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4}), suivant le signe de la différence nous déduisons les ordres de commande de chaque transistor.

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3} \end{array} \right. \quad (\text{V.1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3} \\ C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2} \end{array} \right. \quad (\text{V.2})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Déduction de la commande des transistors

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c1} - U_{c2} > 0 \Rightarrow i_{r1} \neq 0; i_{r2} = 0 \Rightarrow T_1 = 1; T_2 = 0 \\ U_{c1} - U_{c2} < 0 \Rightarrow i_{r1} = 0; i_{r2} \neq 0 \Rightarrow T_1 = 0; T_2 = 1 \\ U_{c3} - U_{c4} > 0 \Rightarrow i_{r3} \neq 0; i_{r4} = 0 \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c3} - U_{c4} < 0 \Rightarrow i_{r3} = 0; i_{r4} \neq 0 \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.3})$$

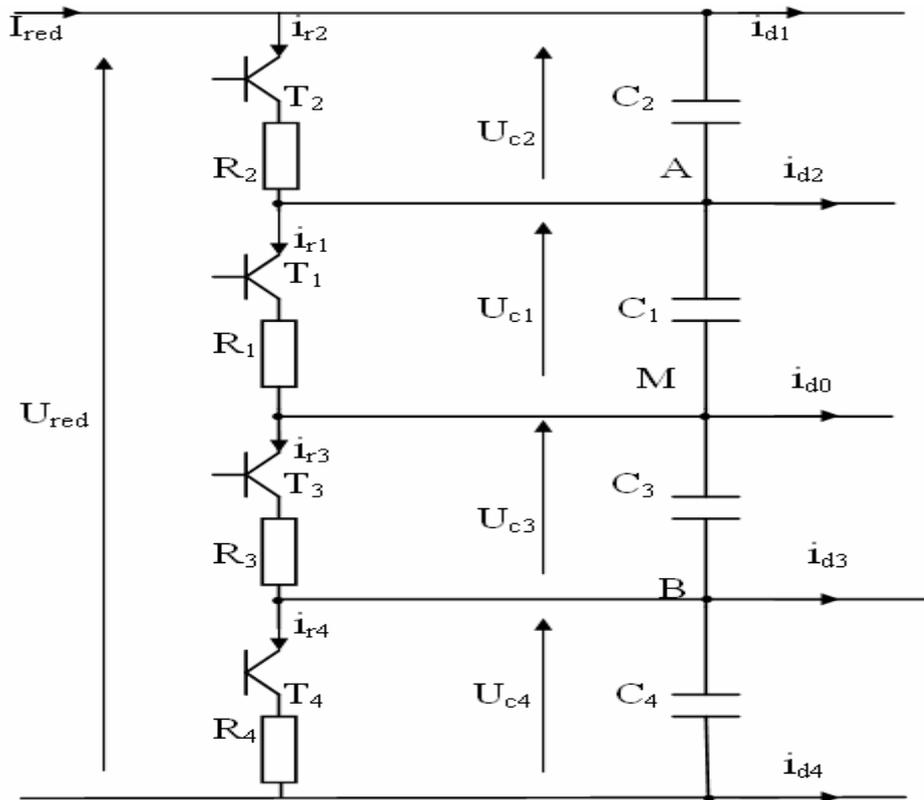


Figure V.1. Structure du pont résistif dans le cas d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux

I.1.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur IP pour la tension et par hystérésis en courant pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

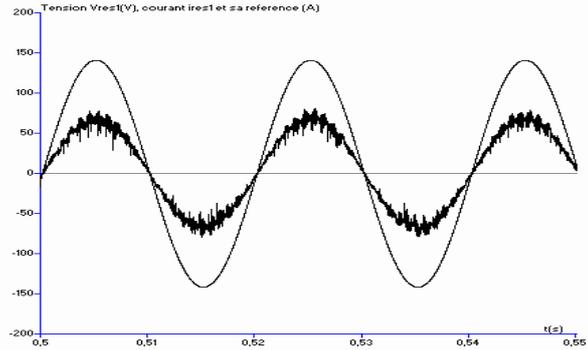
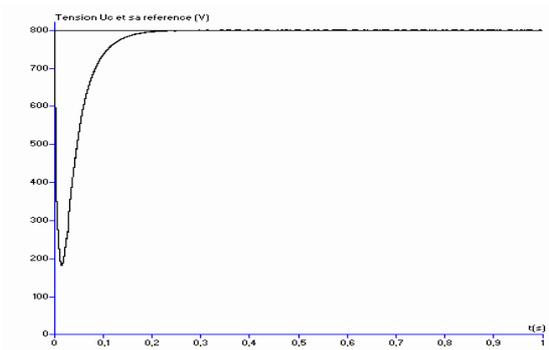


Figure V.2 Tension U_c et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

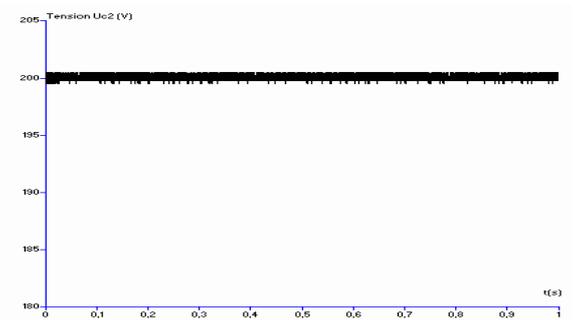
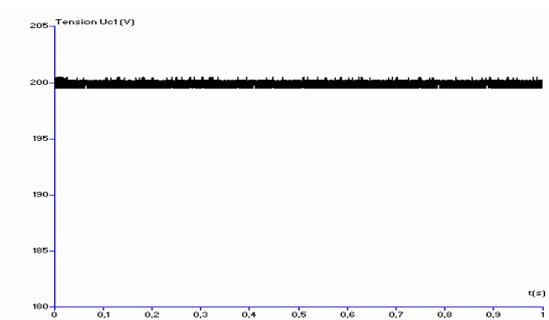


Figure V.3 Tensions U_{c1} et U_{c2}

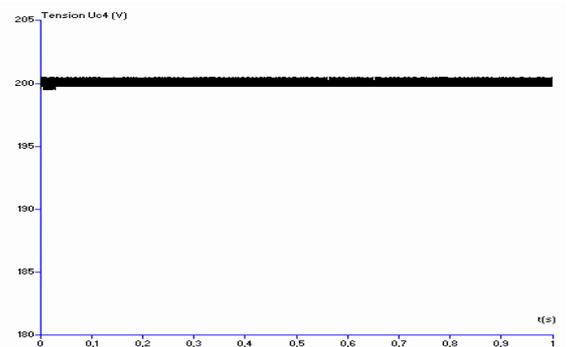
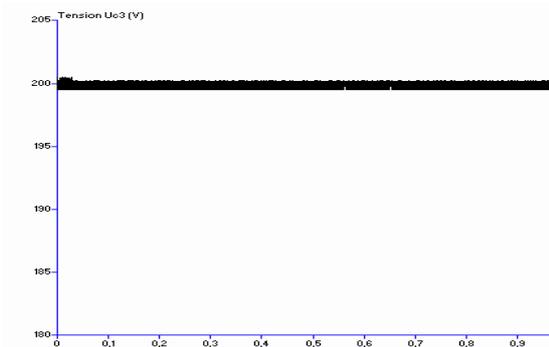


Figure V.4 Tensions U_{c3} et U_{c4}

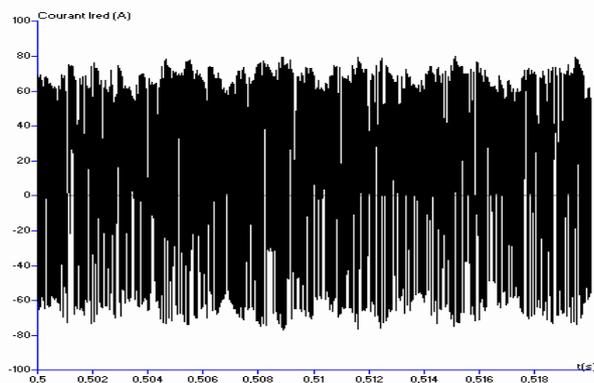


Figure V.5 Courant redressé I_{red}

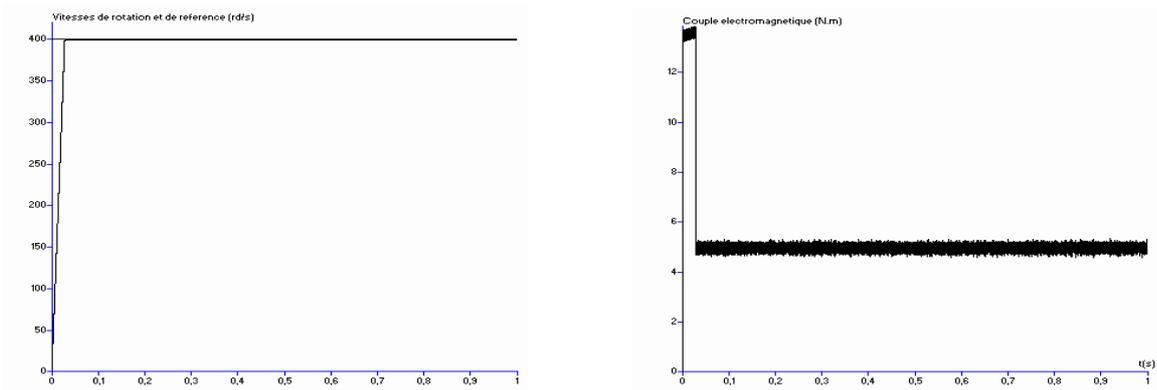


Figure V.6.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

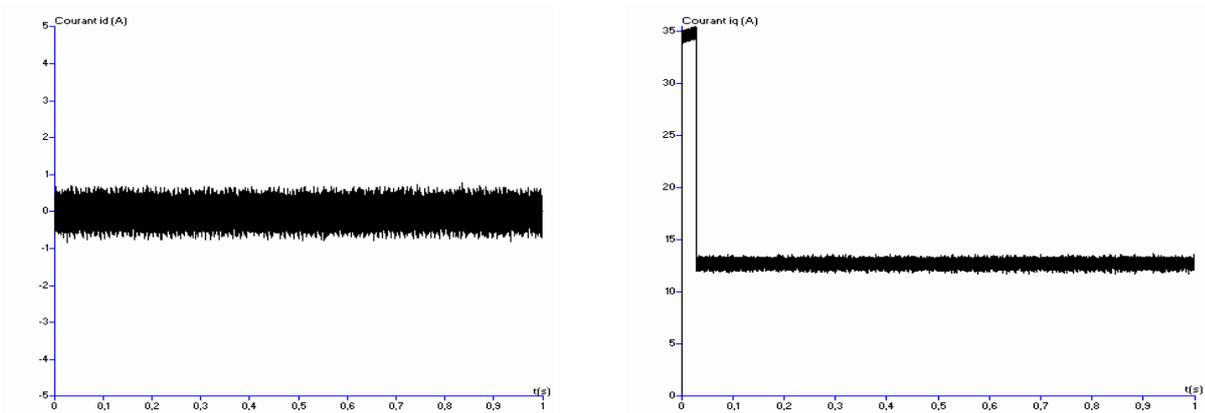


Figure V.6.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

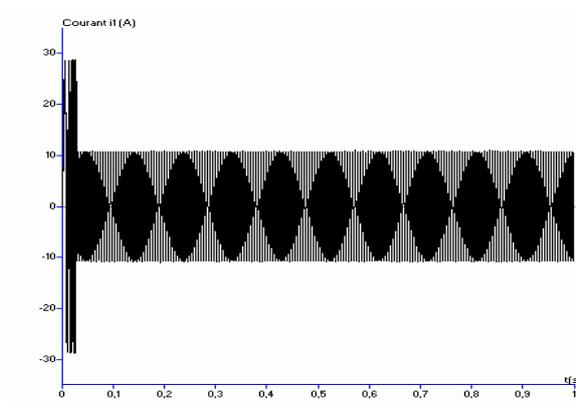


Figure V.6.c Courant de ligne i_1

Figure V.6.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

I.1.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont résistif à la cascade un redresseur de courant MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur IP pour la tension et par hystérésis en courant pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de

100V et une fréquence de 50Hz. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

La figure V.2 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (800V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.3 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.4 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure V.5.

Les figures V.6.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine.

I.2 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un seul redresseur à trois niveaux

Pour ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont résistif est donné à la figure V.7

I.2.1 Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Dédution du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3} \end{array} \right. \quad (\text{V.4})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3} \\ C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2} \end{array} \right. \quad (\text{V.5})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Dédution de la commande des transistors

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c1} - U_{c2} > 0 \Rightarrow i_{r1} \neq 0; i_{r2} = 0 \Rightarrow T_1 = 1; T_2 = 0 \\ U_{c1} - U_{c2} < 0 \Rightarrow i_{r1} = 0; i_{r2} \neq 0 \Rightarrow T_1 = 0; T_2 = 1 \\ U_{c3} - U_{c4} > 0 \Rightarrow i_{r4} = 0; i_{r3} \neq 0 \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c3} - U_{c4} < 0 \Rightarrow i_{r4} \neq 0; i_{r3} = 0 \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.6})$$

I.2.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel

de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

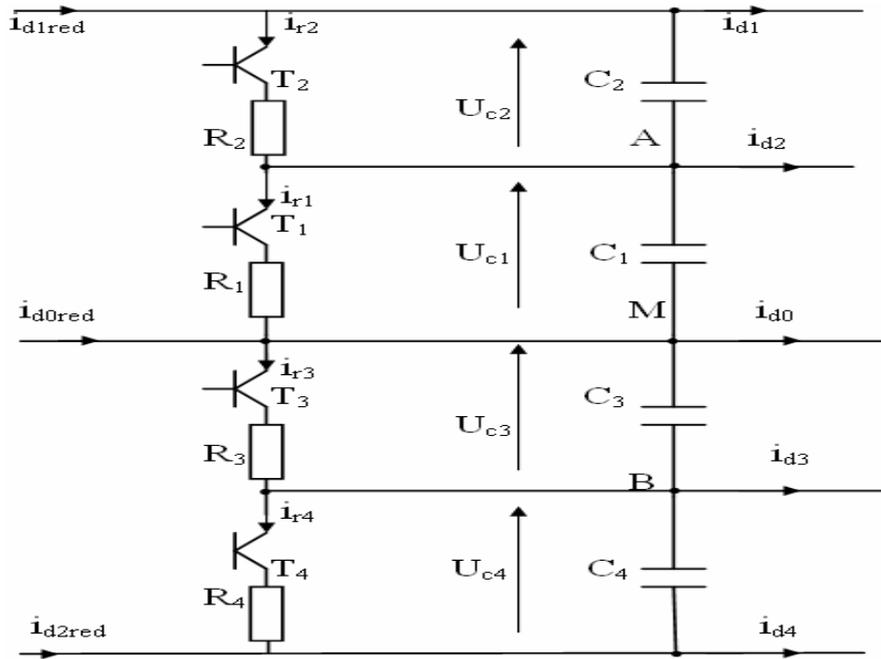


Figure V.7. Structure du pont résistif dans le cas d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux

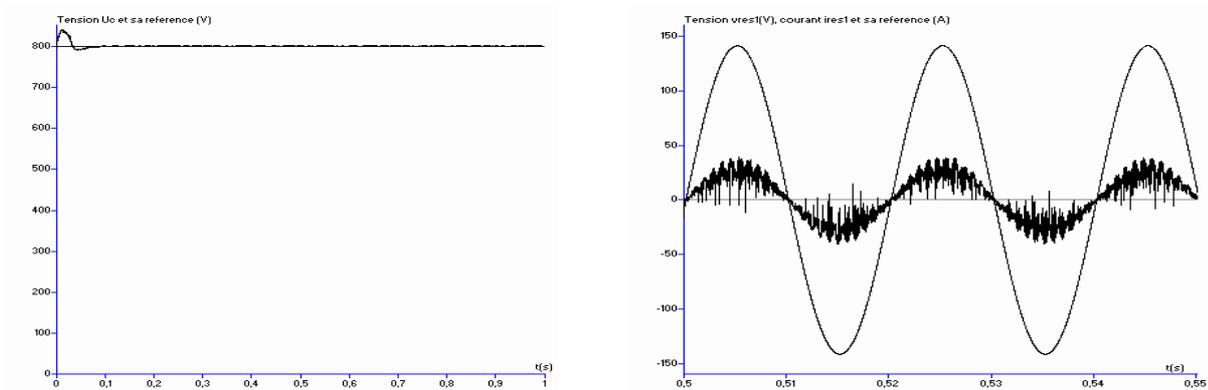


Figure V.8 Tension U_c et sa référence U_{ref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

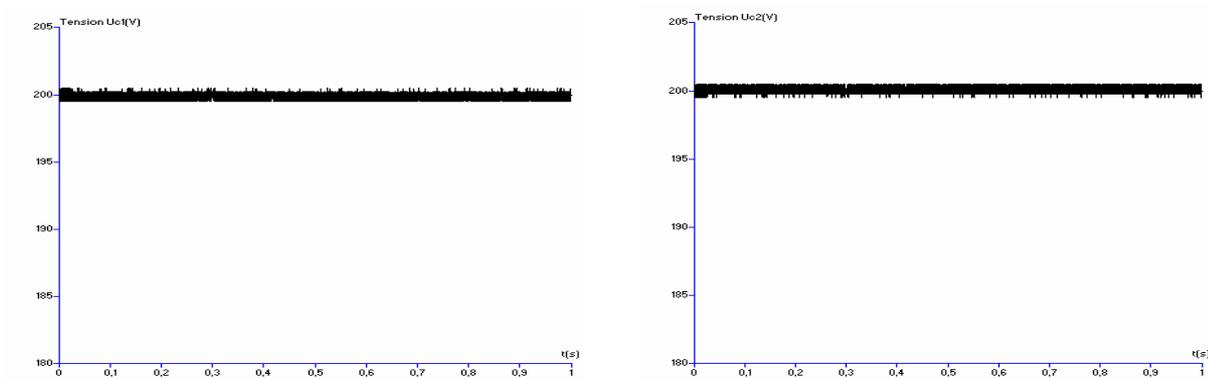


Figure V.9 Tensions U_{c1} et U_{c2}

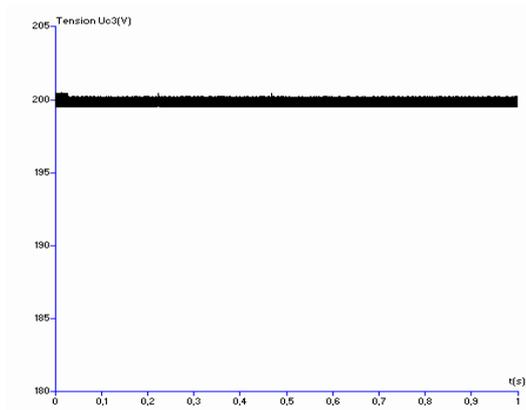
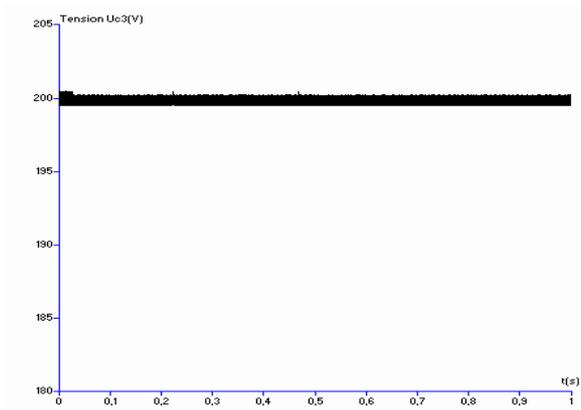


Figure V.10 Tensions U_{c3} et U_{c4}

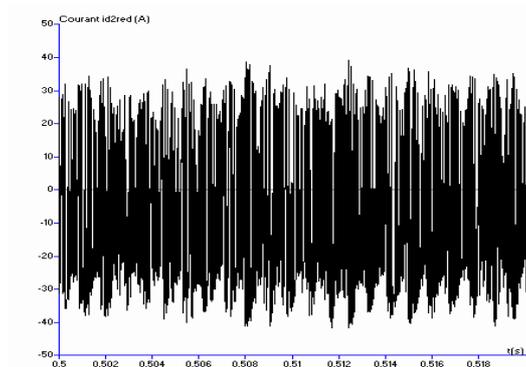
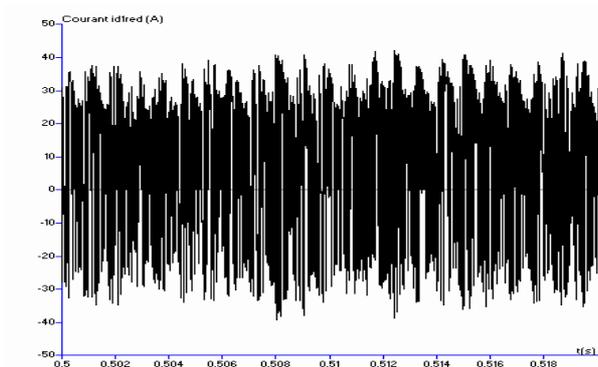


Figure V.11 Courants i_{d1red} et i_{d2red}

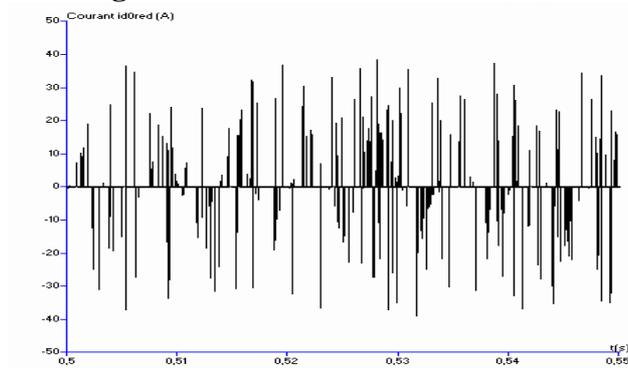


Figure V.12 Courant i_{d0red}

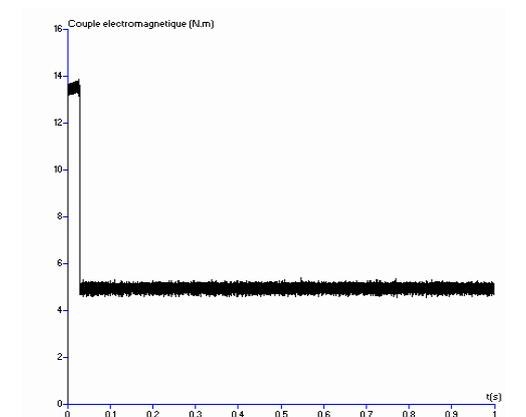
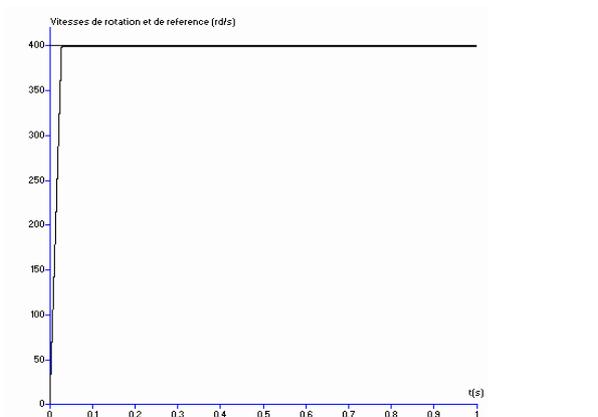


Figure V.13.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

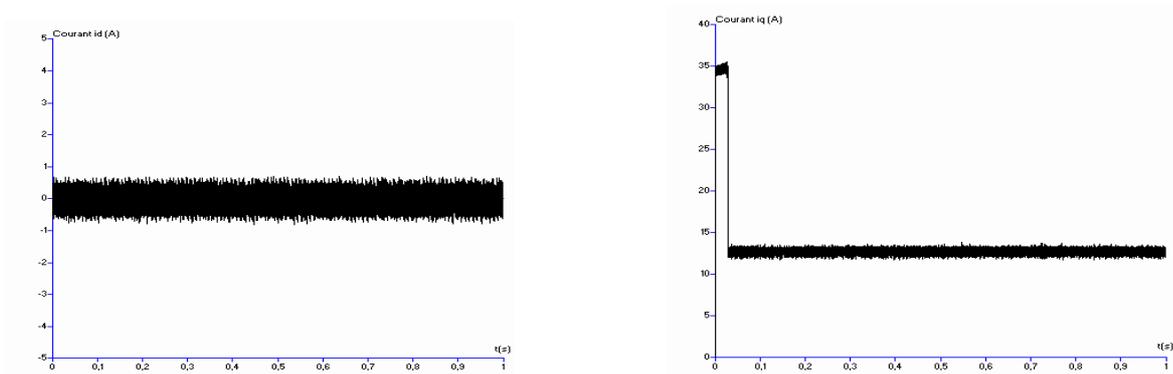


Figure V.13.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

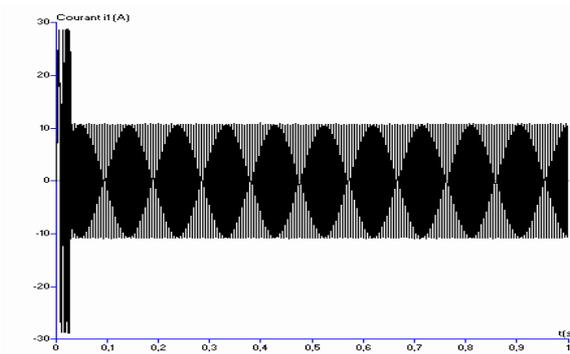


Figure V.13.c Courant de ligne i_1

Figure V.13.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont résistif à la cascade un redresseur de courant MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 du pont résistif ont une valeur de $10\ \Omega$.

La figure V.8 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (800V). Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.9 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.10 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants de sortie du redresseur à trois niveaux ($i_{d1\text{red}}$, $i_{d2\text{red}}$) sont donnés à la figure V.11. et le courant $i_{d0\text{red}}$ à la figure V.12.

Les figures V.6.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). De même que précédemment, on remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine.

I.3 Utilisation du pont résistif pour la cascade à un redresseur à cinq niveaux

I.3.1 Principe de commande des interrupteurs

Le principe de commande étant le même que pour les deux cascades précédentes, basé sur la comparaison entre les tensions (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4}), et qui, suivant le signe de la différence, permet d'obtenir les ordres de commande de chaque transistor. Le principe est donné ci dessous. Le schéma du pont résistif dans ce cas est celui de la figure V.14

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2red} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3red} \end{array} \right. \quad (\text{V.7})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{r2} - i_{r1}) + i_{d2red} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{r4} - i_{r3}) + i_{d3red} \end{array} \right. \quad (\text{V.8})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les transistors T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Déduction de la commande des transistors

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c1} - U_{c2} > 0 \Rightarrow i_{r1} \neq 0; i_{r2} = 0 \Rightarrow T_1 = 1; T_2 = 0 \\ U_{c1} - U_{c2} < 0 \Rightarrow i_{r1} = 0; i_{r2} \neq 0 \Rightarrow T_1 = 0; T_2 = 1 \\ U_{c3} - U_{c4} > 0 \Rightarrow i_{r3} \neq 0; i_{r4} = 0 \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c3} - U_{c4} < 0 \Rightarrow i_{r3} = 0; i_{r4} \neq 0 \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.9})$$

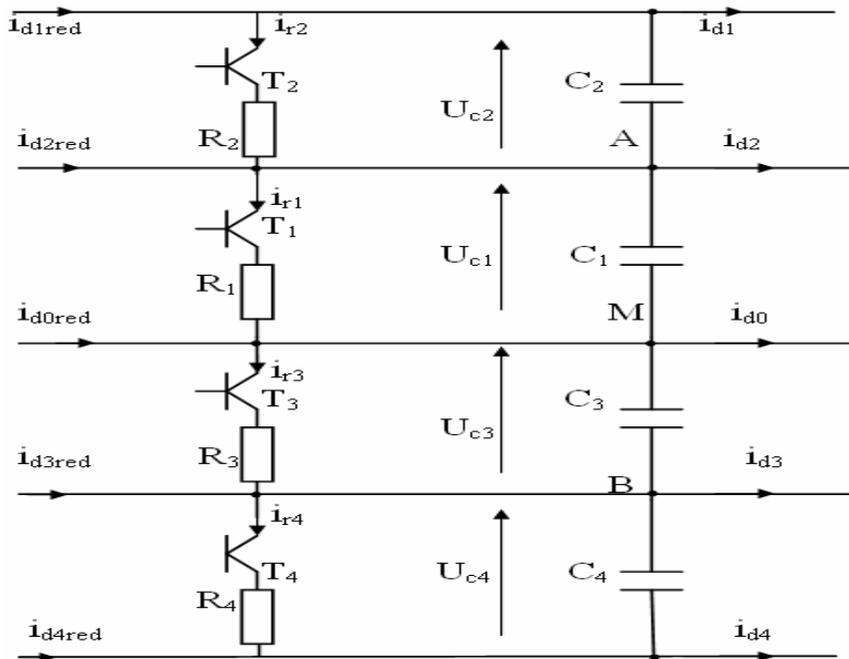


Figure V.14. Structure du pont résistif dans le cas d'un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux

I.3.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

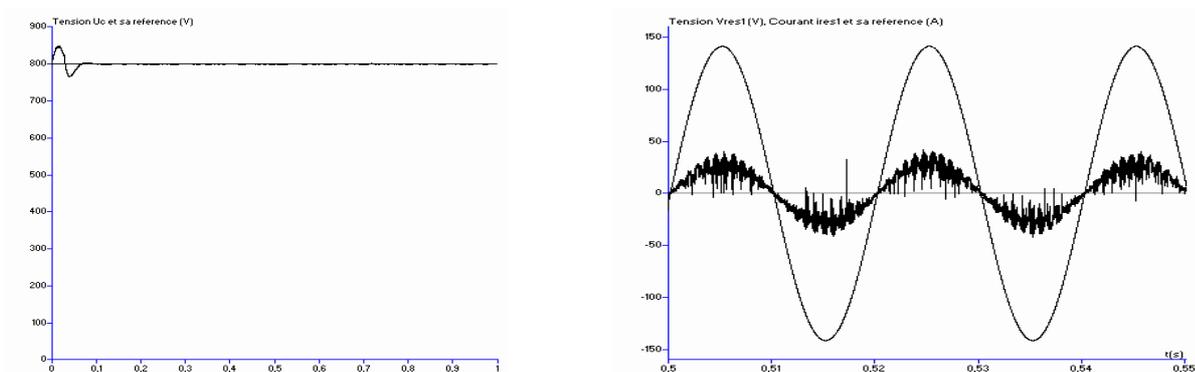


Figure V.15 Tension U_c et sa référence $U_{c\text{ref}}$, Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

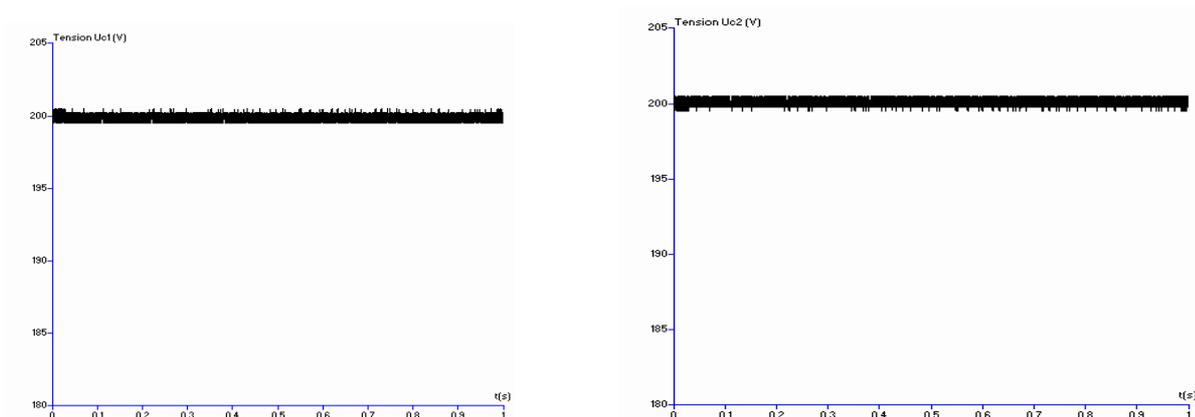


Figure V.16 Tensions U_{c1} et U_{c2}

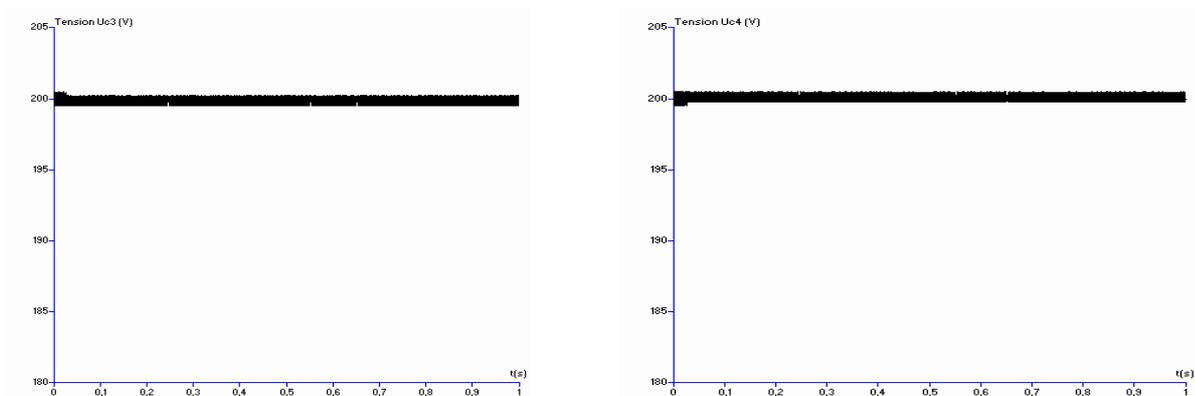


Figure V.17 Tensions U_{c3} et U_{c4}

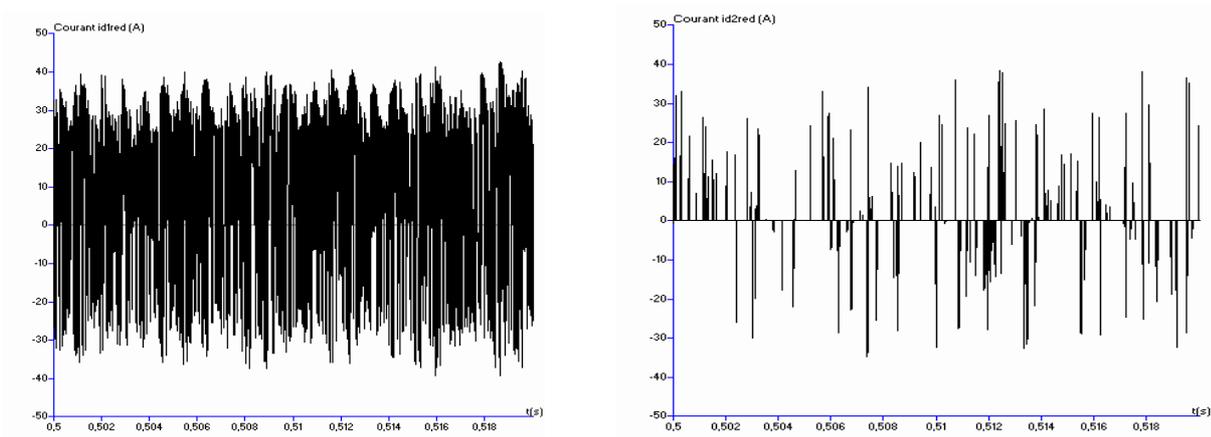


Figure V.18 Courants i_{d1red} et i_{d2red}

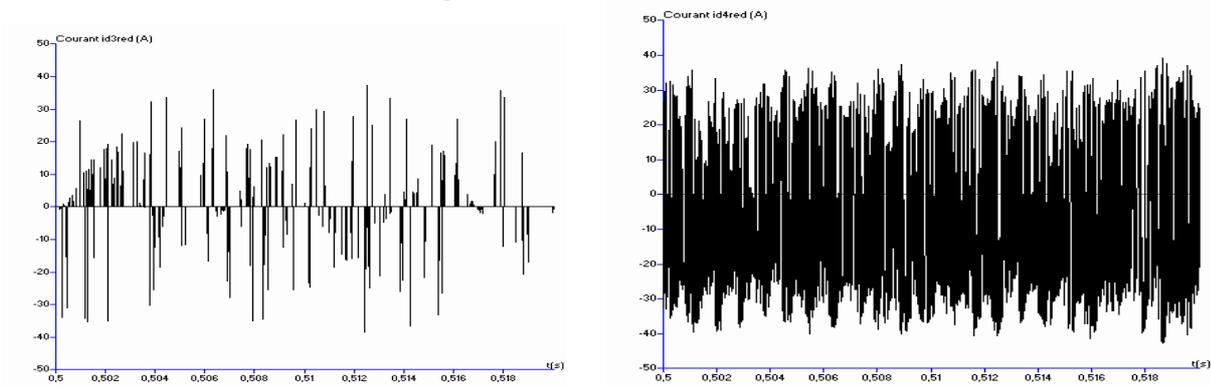


Figure V.19 Courants i_{d3red} et i_{d4red}

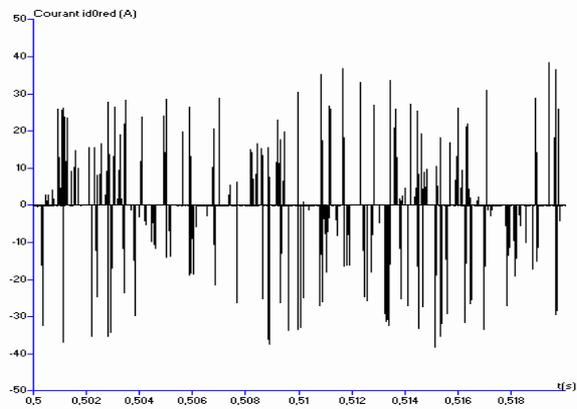


Figure V.20 Courant i_{d0red}

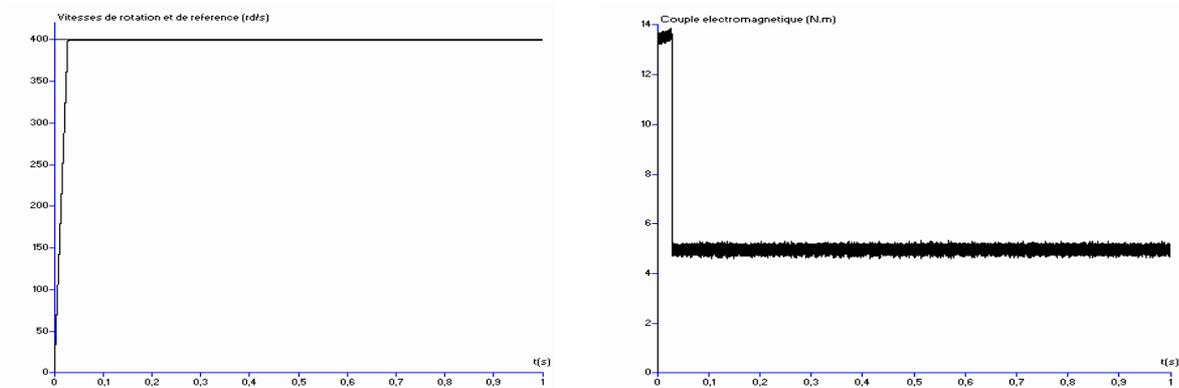


Figure V.21.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

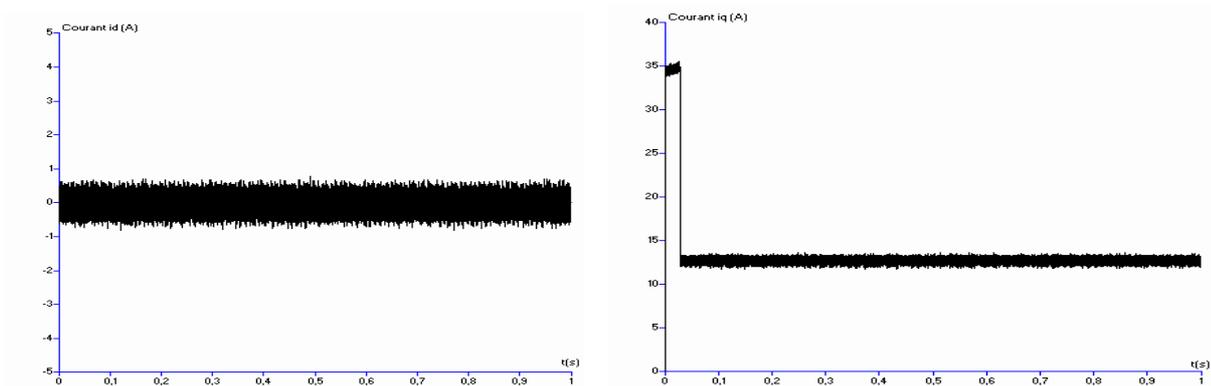


Figure V.21.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

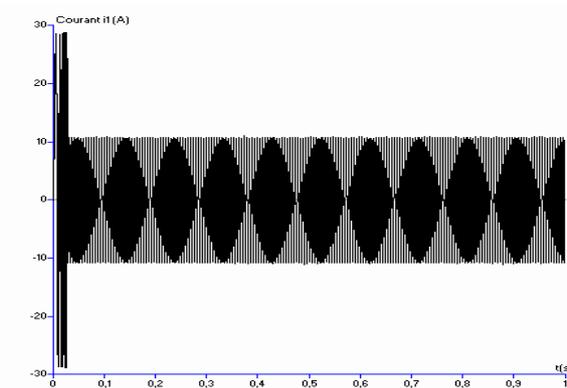


Figure V.21.c Courant de ligne i_1

Figure V.21.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

I.3.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont résistif à la cascade un redresseur de courant MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

La figure V.15 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (800V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.16 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.17 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants de sortie du redresseur à trois niveaux (i_{d1red}, i_{d2red}) sont donnés à la figure V.18, les courants (i_{d3red}, i_{d4red}) à la figure V.19 et le courant i_{d0red} à la figure V.20.

Les figures V.21.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). De même que pour les deux cas précédents, on remarque bien sur ces figures que la stabilisation des tensions U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4} a permis

d'éliminer les ondulations dues à leurs dérives et qu'on obtient maintenant, de très bonnes performances de la machine.

I.4 Utilisation du pont résistif pour la cascade à deux redresseurs à deux niveaux

I.4.1 Principe de commande des interrupteurs

Le principe est le même que pour le cas d'un seul redresseur à deux niveaux présenté au paragraphe I.1.

Le schéma du pont est donné à la figure V.22.

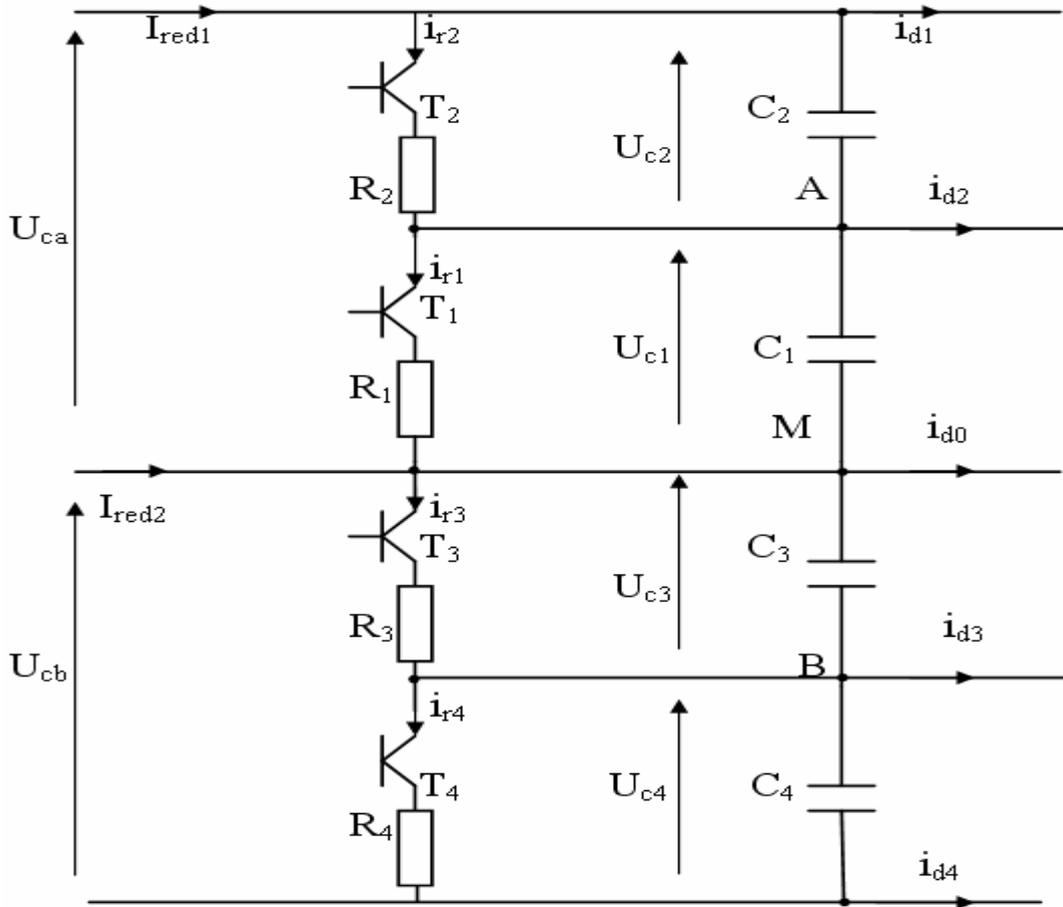


Figure V.22. Structure du pont résistif dans le cas de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux

I.4.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur non linéaire par mode de glissement pour la tension et pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires par mode glissant pour la vitesse et pour les courants d'axes d et q.

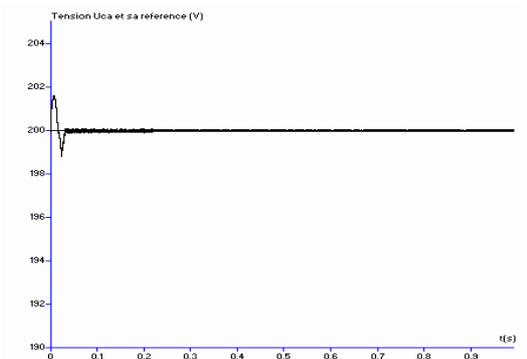


Figure V.23 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

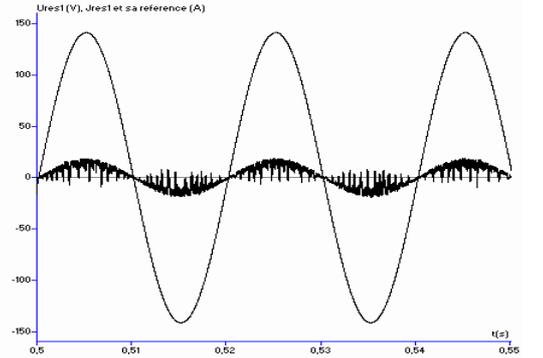
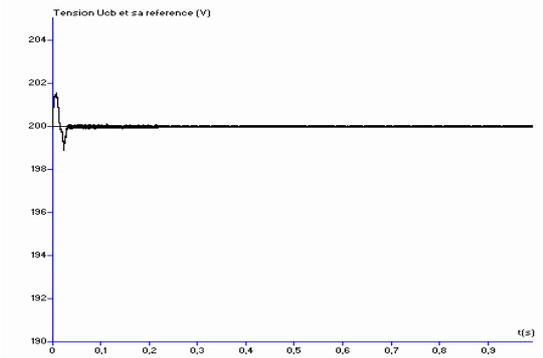
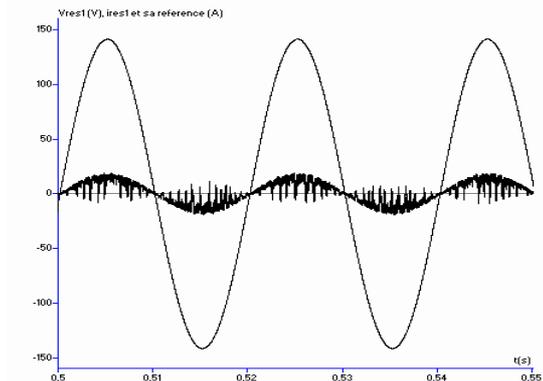


Figure V.24 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref} , Tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

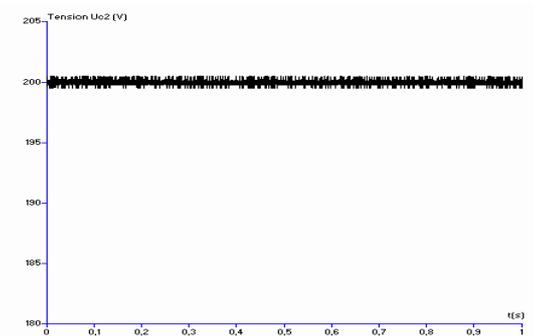
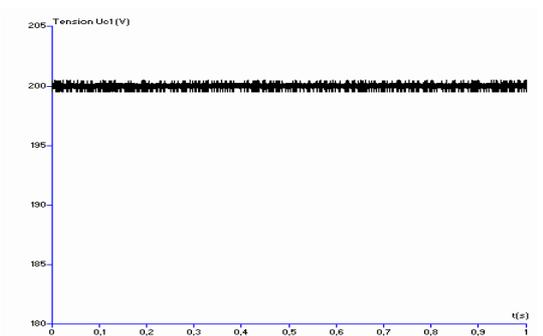


Figure V.25 Tensions U_{c1} et U_{c2}

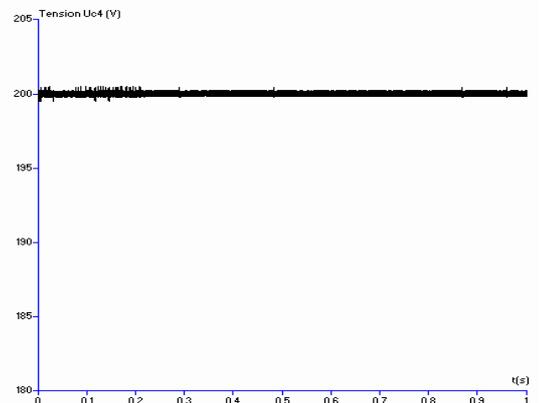
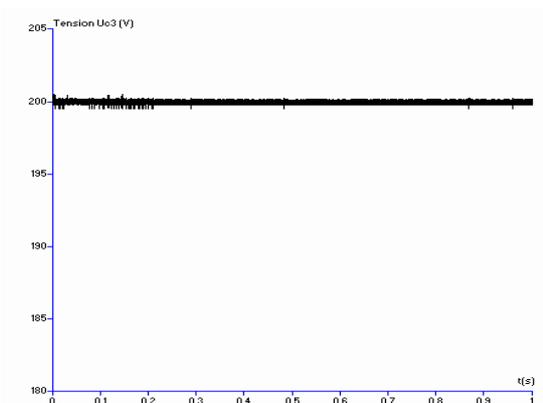


Figure V.26 Tensions U_{c3} et U_{c4}

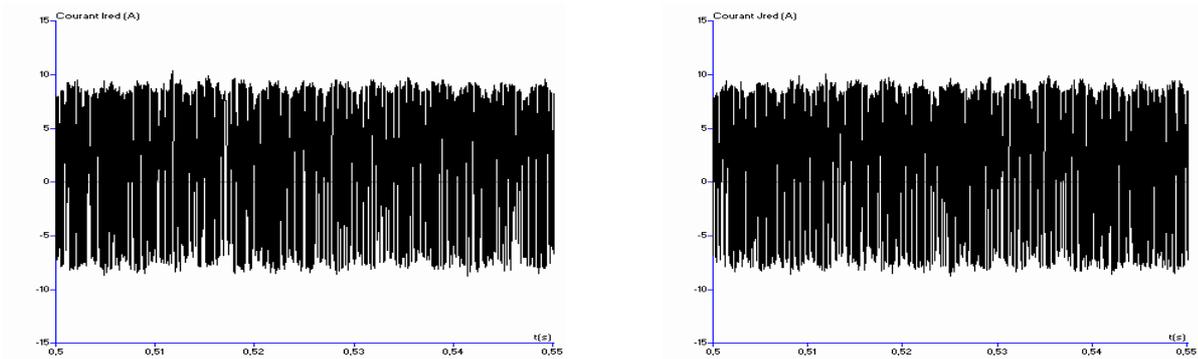


Figure V.27 Courants redressés I_{red1} et I_{red2}

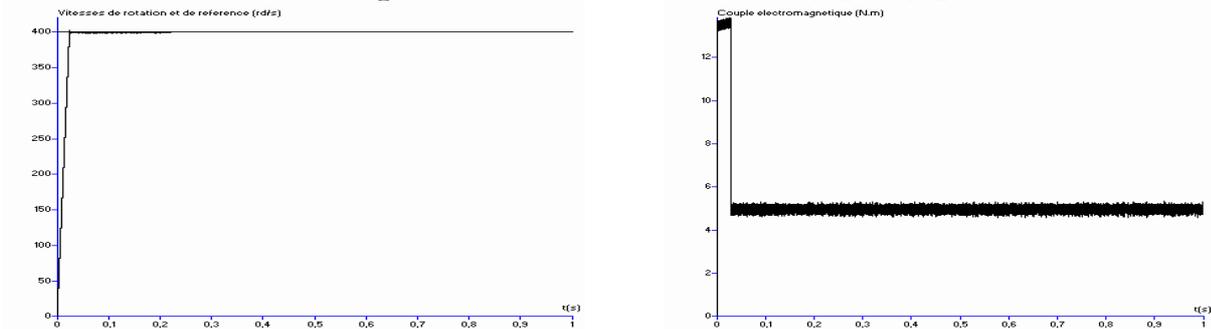


Figure V.28.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

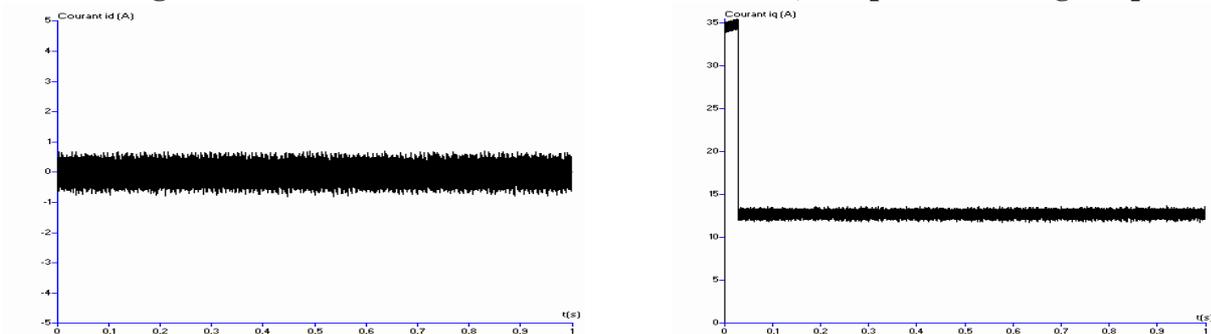


Figure V.28.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

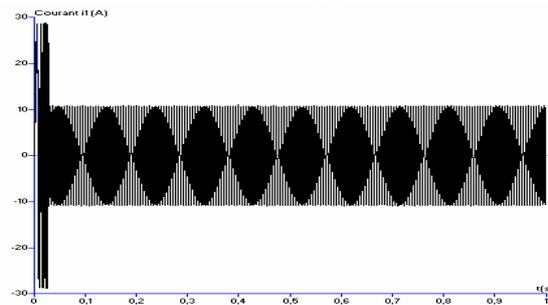


Figure V.28.c Courant de ligne i_1

Figure V.28.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont résistif à la cascade deux redresseurs de courant MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs non linéaires pour la tension et pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires pour la vitesse et pour les courants.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

La figure V.23 montre que la tension U_{ca} suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} .

La figure V.24 montre que la tension U_{cb} suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau j_{res1} suit parfaitement sa référence j_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure V.25 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.26 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux respectivement (I_{red1}, I_{red2}) sont donnés à la figure V.27.

Les figures V.28.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). De même que précédemment, on remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, de très bonnes performances de la machine vu que les quatre tensions d'entrée de l'onduleur ont été stabilisées.

I.5 Utilisation du pont résistif pour la cascade à deux redresseurs à trois niveaux

I.5.1 Principe de commande des interrupteurs

Le principe est le même que pour le cas d'un seul redresseur à trois niveaux présenté au paragraphe I.2. Le schéma du pont est donné à la figure V.29.

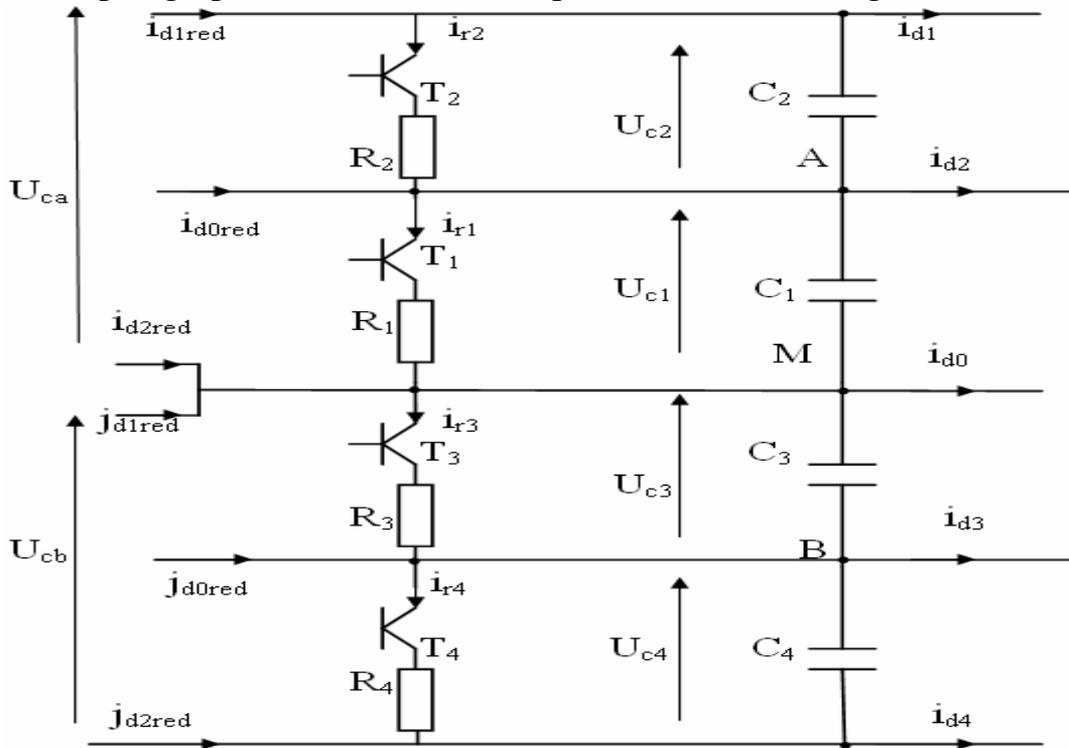


Figure V.29. Structure du pont résistif dans le cas de deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux

I.5.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont résistif présenté précédemment à la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande des redresseurs à trois niveaux est réalisée avec un régulateur non linéaire par mode de glissement pour la tension et pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires par mode glissant pour la vitesse et pour les courants d'axes d et q.

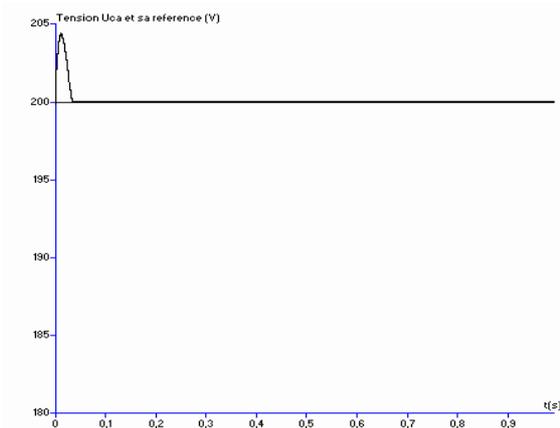


Figure V.30 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

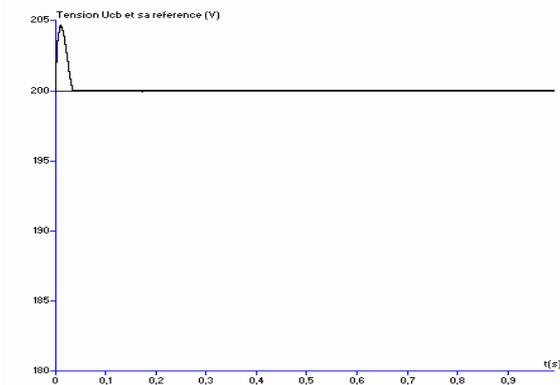
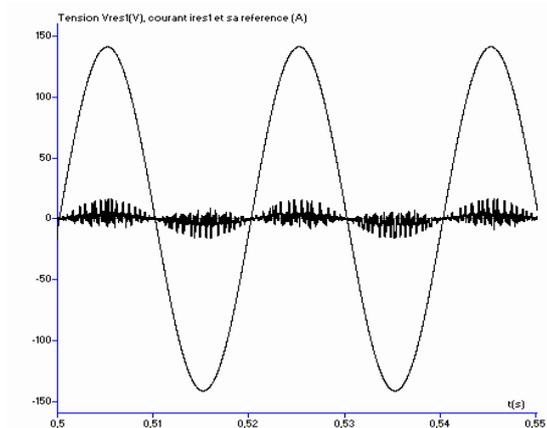


Figure V.31 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref} , Tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

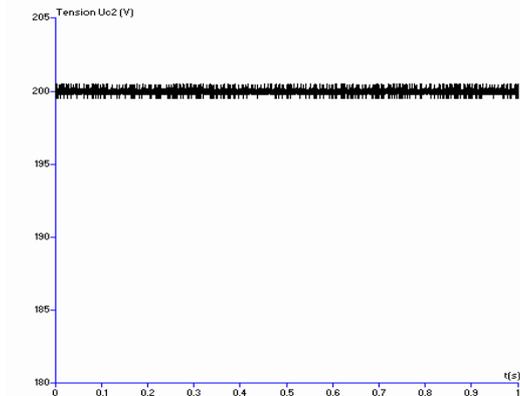
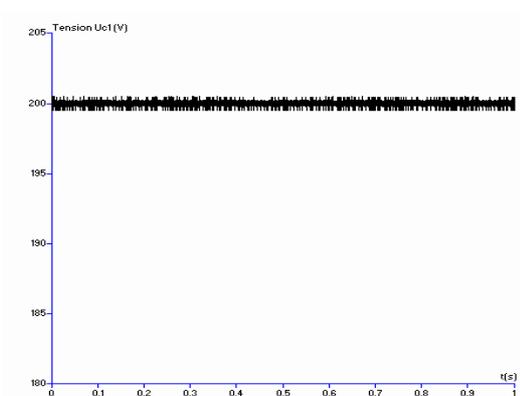
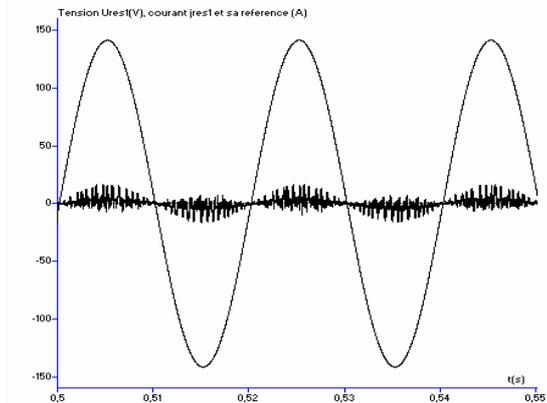


Figure V.32 Tensions U_{c1} et U_{c2}

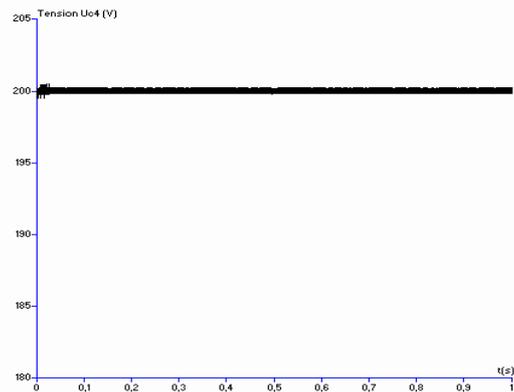
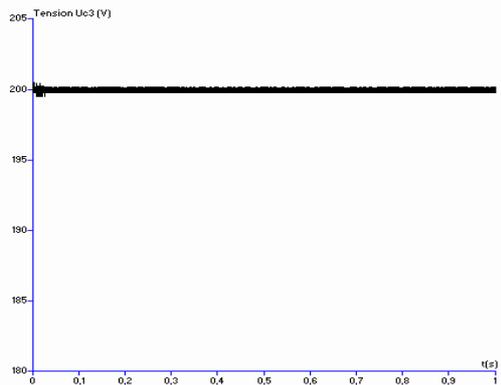


Figure V.33 Tensions U_{c3} et U_{c4}

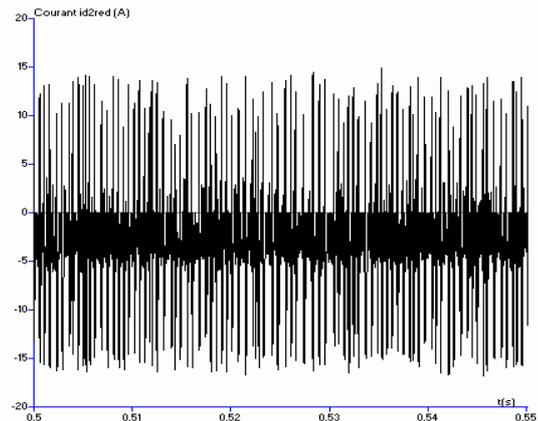
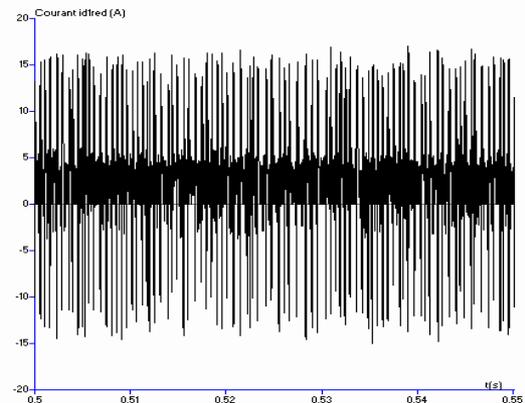


Figure V.34 Courants i_{d1red} et i_{d2red}

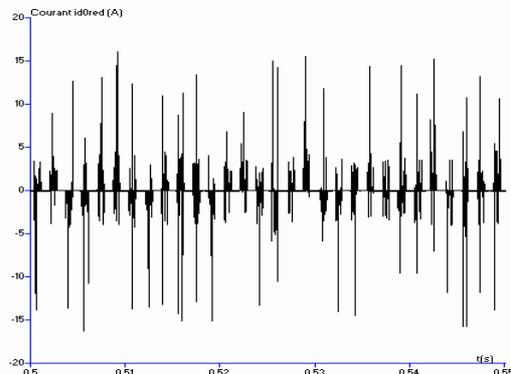


Figure V.35 Courant i_{d0red}

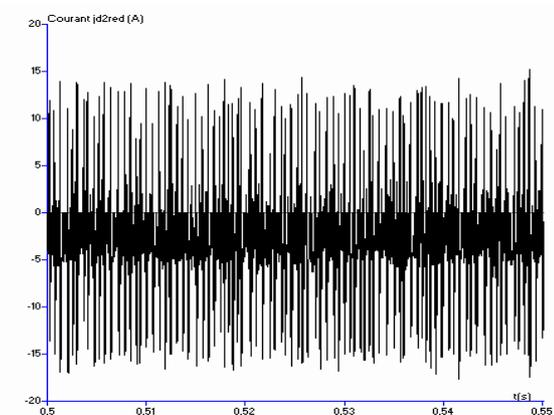
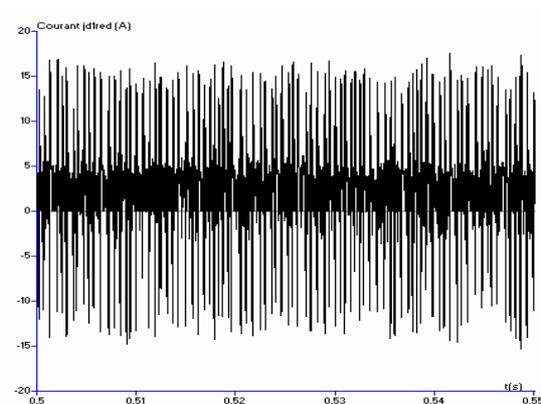


Figure V.36 Courants j_{d1red} et j_{d2red}

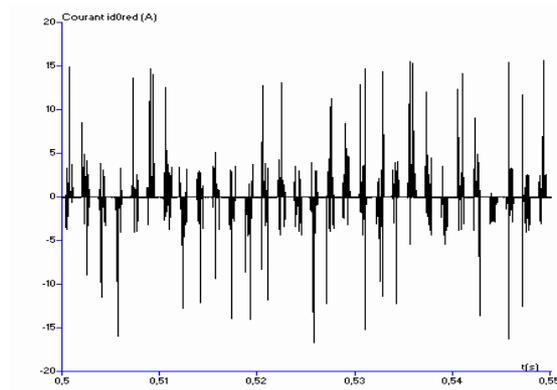


Figure V.37 Courant j_{d0red}

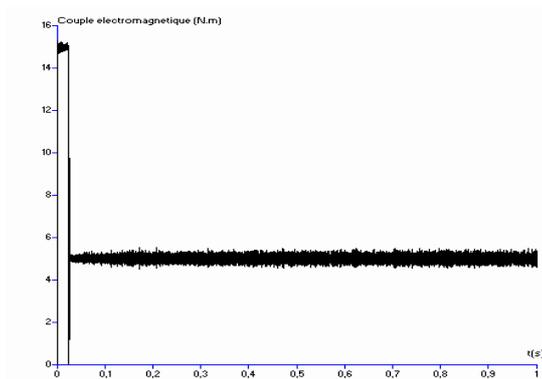
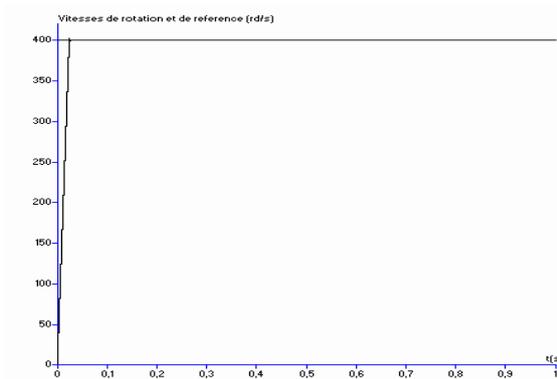


Figure V.38.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

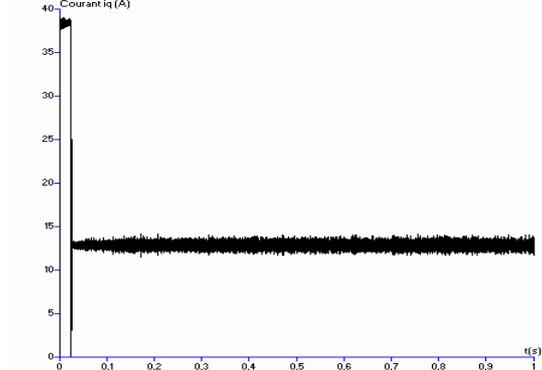
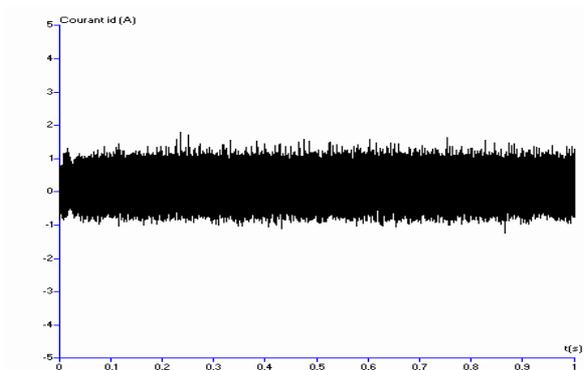


Figure V.38.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

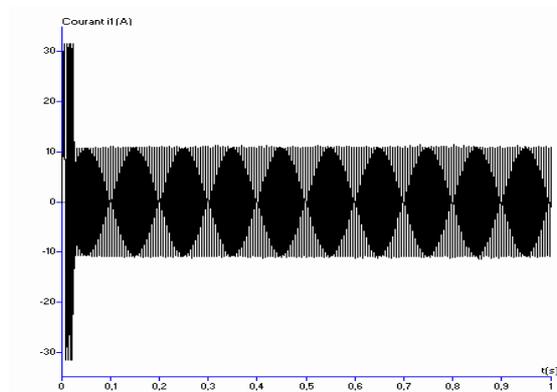


Figure V.38.c Courant de ligne i_1

Figure V.38.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont résistif à la cascade deux redresseurs de courant MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs non linéaires pour la tension et pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires pour la vitesse et pour les courants.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les résistances R_1, R_2, R_3 et R_4 du pont résistif ont une valeur de 10Ω .

La figure V.30 montre que la tension U_{ca} suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . De même pour la tension U_{cb} (fig V.31), celle ci suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau j_{res1} suit parfaitement sa référence j_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire pour les deux redresseurs.

La figure V.32 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.33 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants de sortie du redresseur à trois niveaux n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure V.34 et le courant i_{d0red} à la figure V.35.

Les courants de sortie du redresseur à trois niveaux n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure V.36 et le courant j_{d0red} à la figure V.37.

Les figures V.38.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, de très bonnes performances de la machine vu que les quatre tensions d'entrée de l'onduleur ont été stabilisées.

Pont à inductances

Dans la partie précédente de ce chapitre, nous avons utilisé un pont d'équilibrage pour les quatre tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux. Ce pont comportait, outre les quatre transistors, quatre résistances en série avec chacun des éléments actifs de ce pont.

Dans cette seconde partie et dans le but de diminuer les pertes par effet Joule dans les résistances et de diminuer les composants passifs utilisés, nous allons présenter un pont d'équilibrage des tensions utilisant comme le précédent quatre transistors mais seulement deux inductances.

II.1 Utilisation du pont d'équilibrage à inductances pour la cascade à un redresseur à deux niveaux

Le pont est constitué de quatre interrupteurs placés en parallèle avec les quatre condensateurs constituant le pont capacitif d'entée de l'onduleur à cinq niveaux et en perpendiculaire avec ces interrupteurs sont placés deux inductances. Chacune de ces inductances est connectée entre les deux capacités supérieures (respectivement inférieures) d'entrée de l'onduleur et les deux interrupteurs supérieurs (respectivement inférieurs) du pont d'équilibrage. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure V.39.

II.1.1 Principe de commande des interrupteurs

Comme dans le cas du pont d'équilibrage des tensions présenté dans la partie précédente de ce chapitre, le principe de fonctionnement de ce pont à inductances est basé sur la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} pour la partie supérieure et sur la différence entre U_{c3} et U_{c4} pour la partie inférieure.

Si l'on prend la différence entre les deux tensions des deux capacités supérieures (C_1 et C_2) du pont d'entrée de l'onduleur, on mesure la différence entre ces deux tensions. Si la tension aux bornes de C_2 est supérieure à celle de C_1 , on ferme l'interrupteur T_2 afin de dévier une partie du courant qui permet de charger ce condensateur. Si, par contre, la tension aux bornes de C_1 est supérieure à celle de C_2 , on ferme l'interrupteur T_1 pour dévier le courant qui charge la capacité C_1 et cela jusqu'à obtenir $U_{c1}=U_{c2}$.

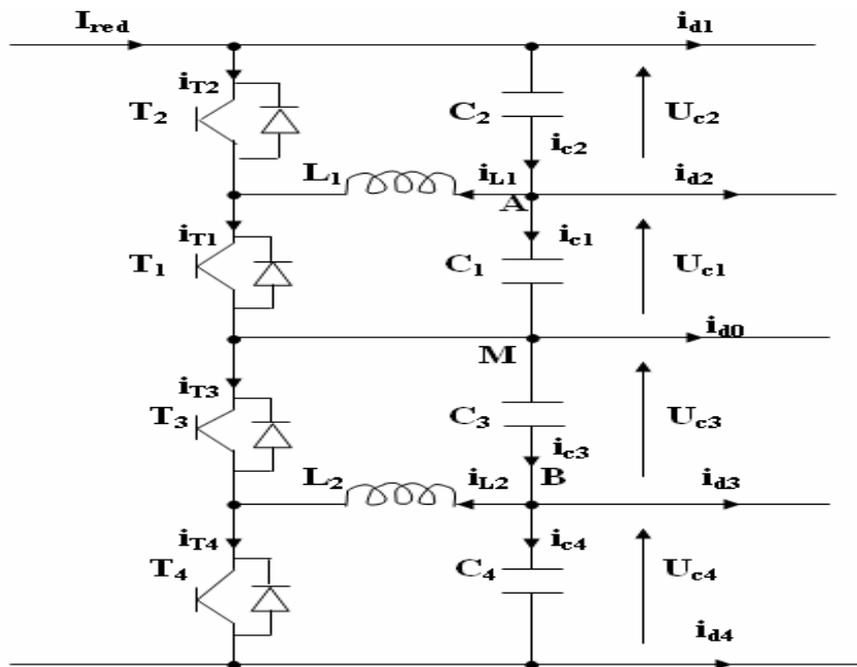


Figure 39. Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas d'un redresseur de courant à deux niveaux

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = i_{L1} + i_{c1} - i_{d2} - i_{c2} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = i_{L2} + i_{c4} - i_{d4} - i_{c3} \end{array} \right. \quad (\text{V.10})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = i_{L1} + i_{c1} - i_{d2} - i_{c2} \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = i_{L2} + i_{c4} - i_{d4} - i_{c3} \end{array} \right. \quad (\text{V.11})$$

Etape 2 : Dédution de la commande des interrupteurs

$$\begin{cases} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0 \\ U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{cases} \quad (\text{V.12})$$

II.1.2 Résultats de simulation

On applique l’algorithme de commande du pont d’équilibrage à inductances présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisé avec un régulateur PI pour la tension et des régulateurs PI pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

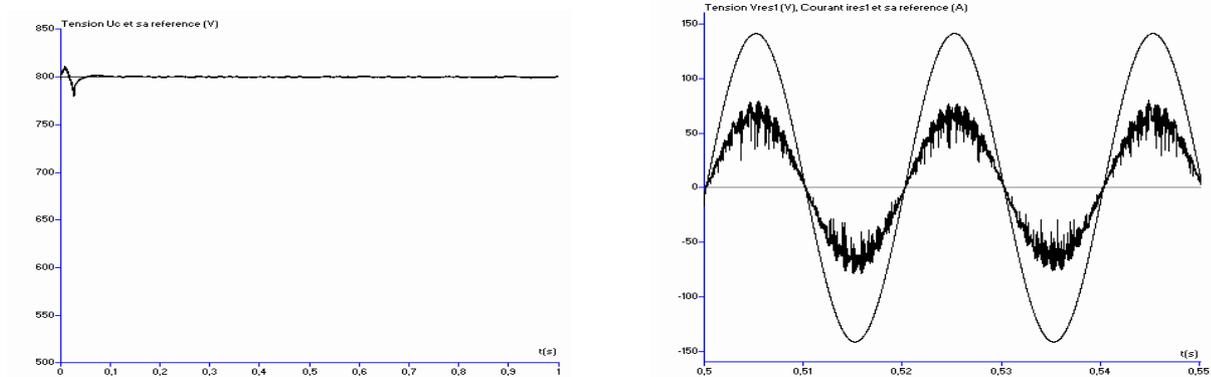


Figure V.40 Tension U_c et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

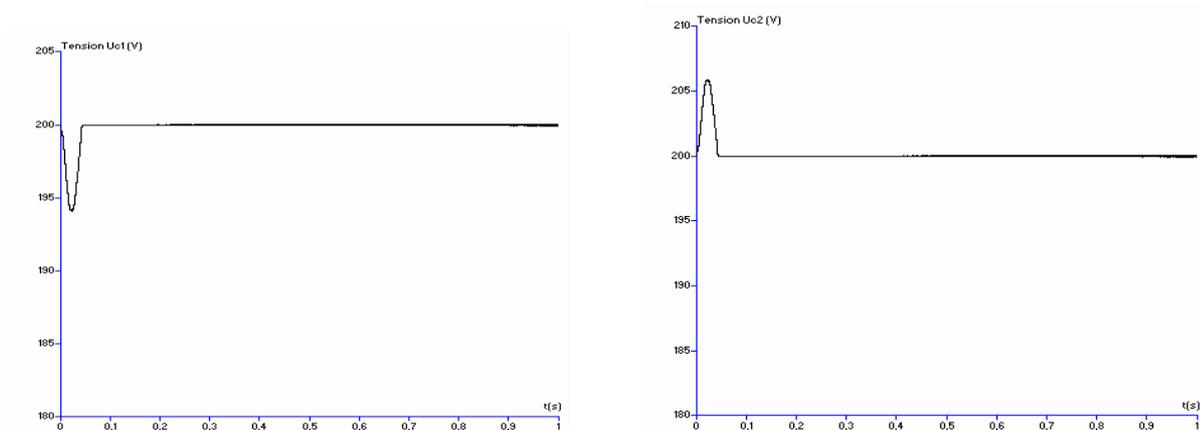


Figure V.41 Tensions U_{c1} et U_{c2}

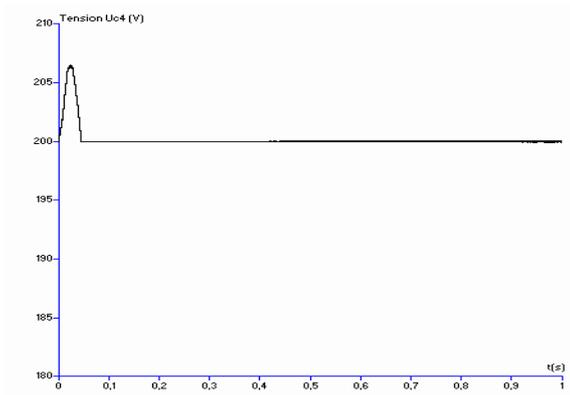
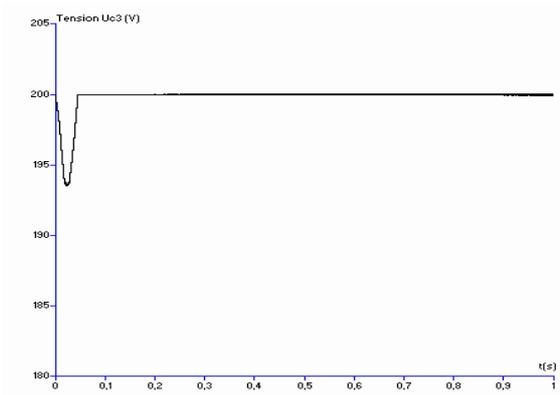


Figure V.42 Tensions U_{c3} et U_{c4}

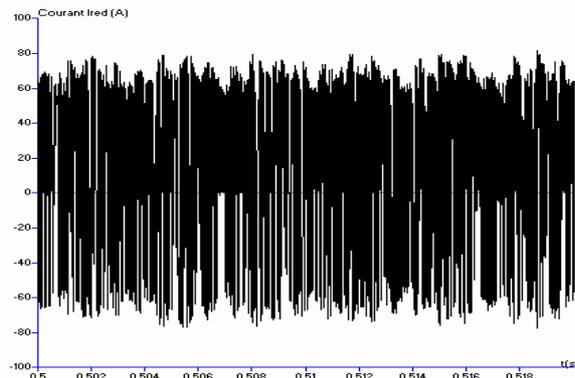


Figure V.43 Courant redressé I_{red}

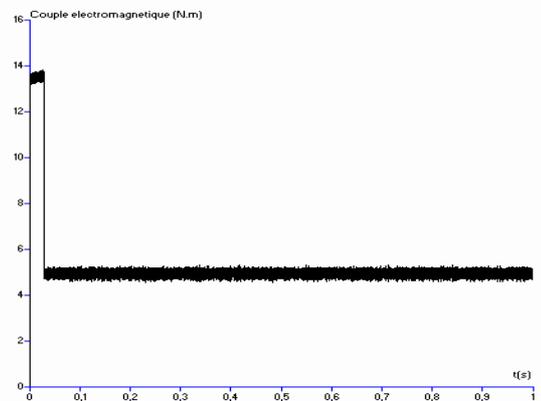


Figure V.44.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

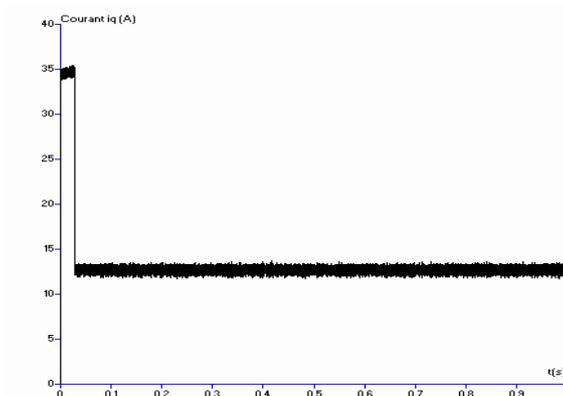
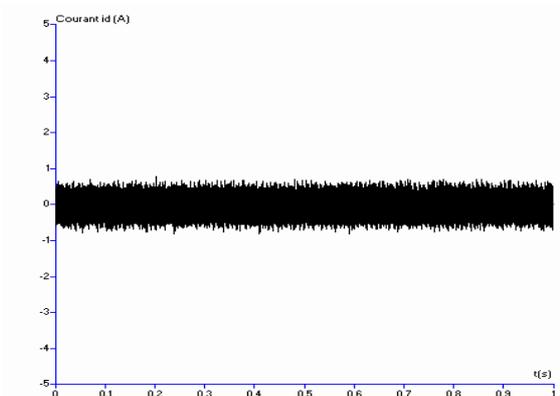


Figure V.44.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

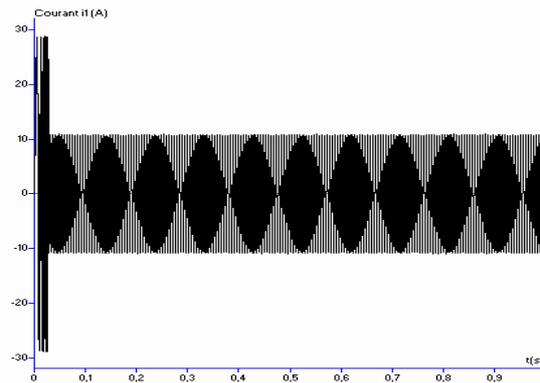


Figure V.44.c Courant de ligne i_1

Figure V.44.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.1.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances à la cascade un redresseur de courant MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension et PI pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants). Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les inductances du pont ont une valeur de $85\ \mu\text{H}$.

La figure V.40 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (800V). Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.41 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.42 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Le courant redressé I_{red} est donné à la figure V.43.

Les figures V.44.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

II.2 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à un seul redresseur à trois niveaux

Pour ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure V.45.

II.2.1 Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{L1} + i_{c2} - i_{d2} - i_{c1}) \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{L2} + i_{c3} - i_{c4} - i_{d3}) \end{array} \right. \quad (\text{V.13})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{L2} + i_{c3} - i_{c4} - i_{d3}) \\ C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{L1} + i_{c2} - i_{d2} - i_{c1}) \end{array} \right. \quad (\text{V.14})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Dédution de la commande des interrupteurs

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0 \\ U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.15})$$

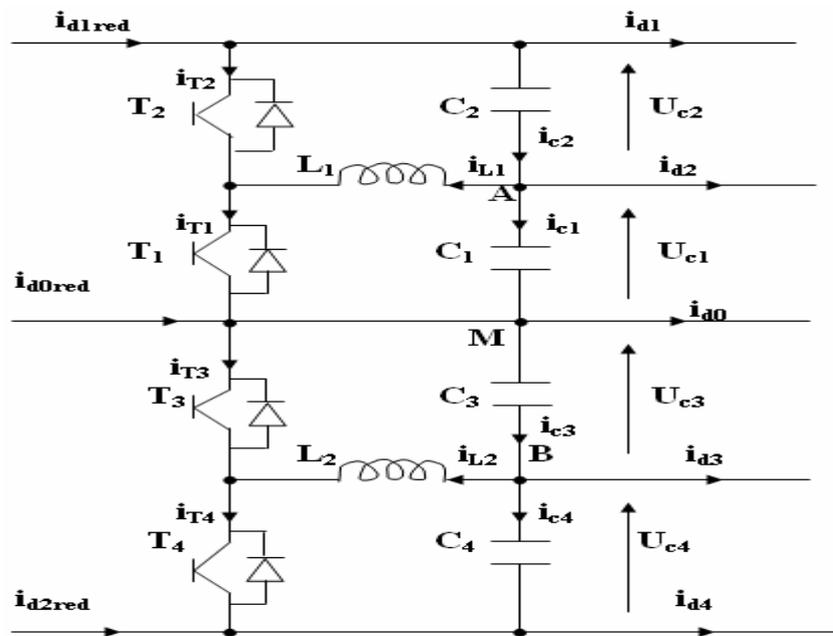


Figure 45. Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas d'un redresseur de courant à trois niveaux

II.2.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à trois niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur IP pour la tension et par hystérésis en courant pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

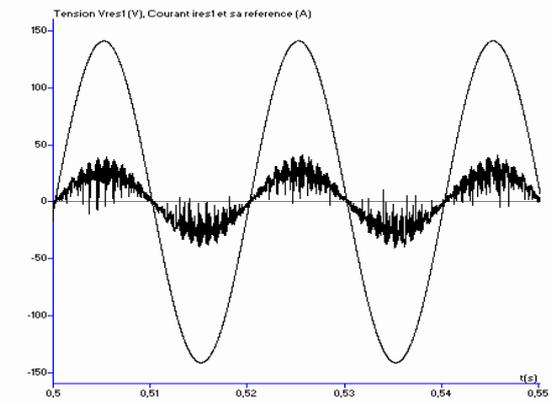
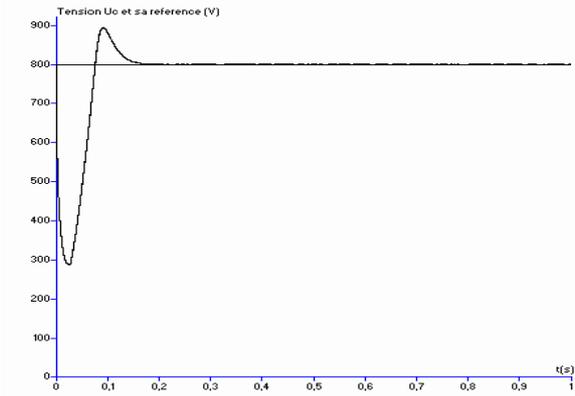


Figure V.46 Tension U_c et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

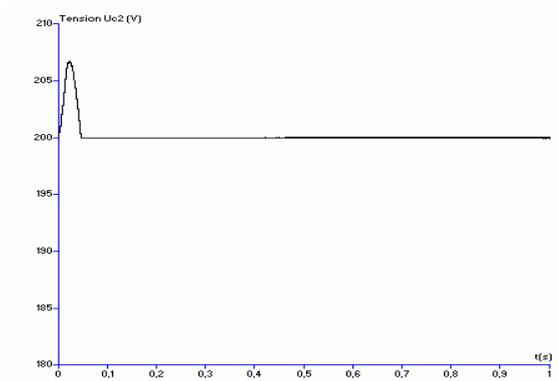
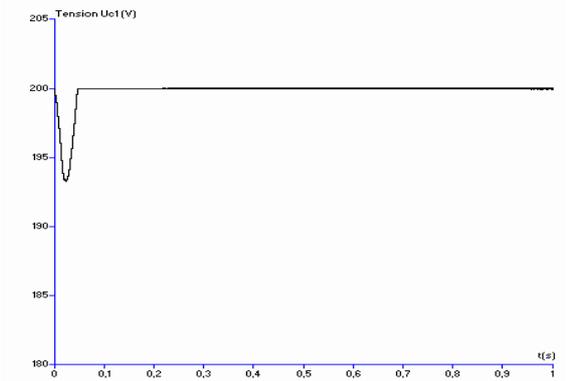


Figure V.47 Tensions U_{c1} et U_{c2}

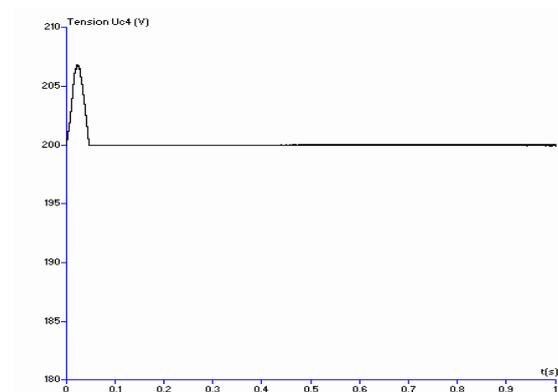
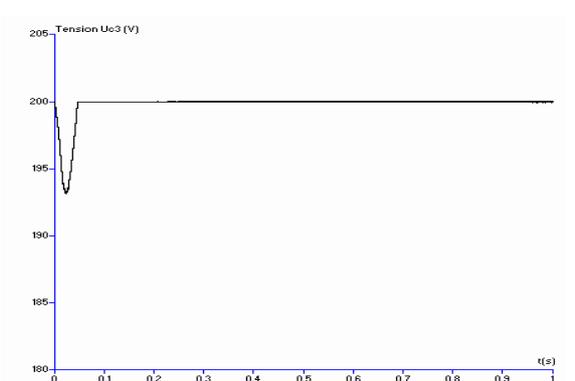


Figure V.48 Tensions U_{c3} et U_{c4}

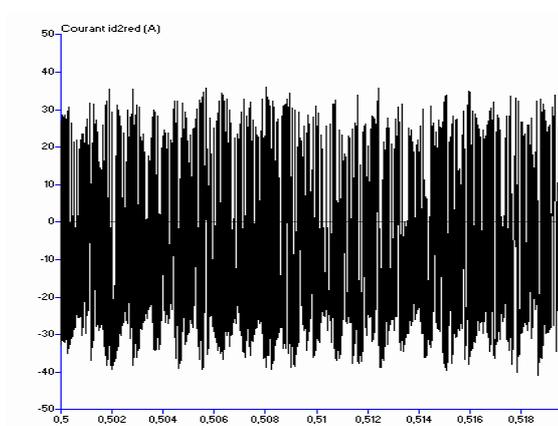
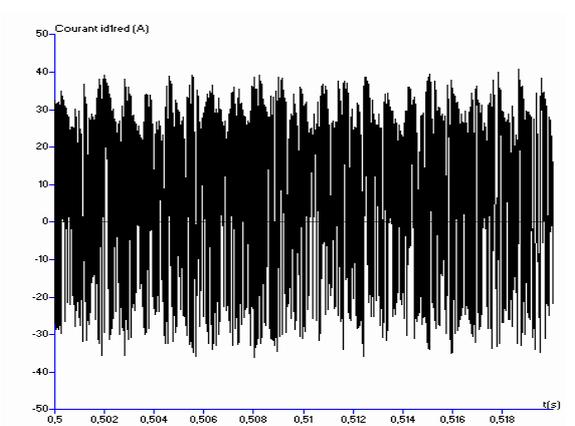


Figure V.49 Courants redressés i_{d1red} et i_{d2red} .

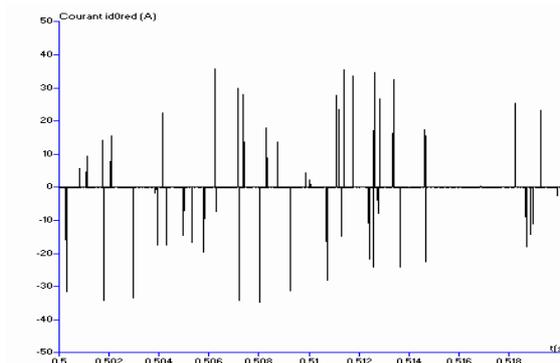


Figure V.50 Courant redressés i_{d0red}

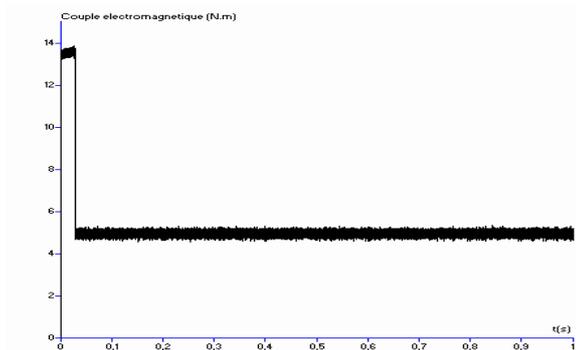


Figure V.51.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

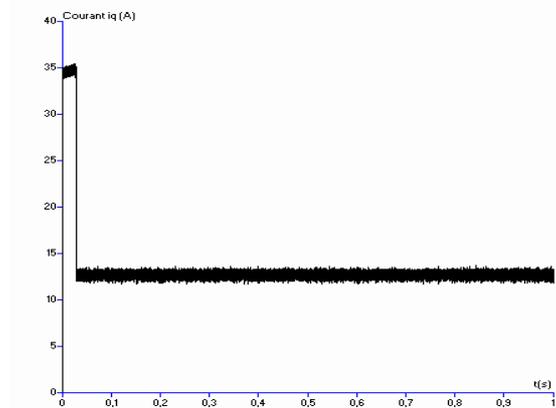
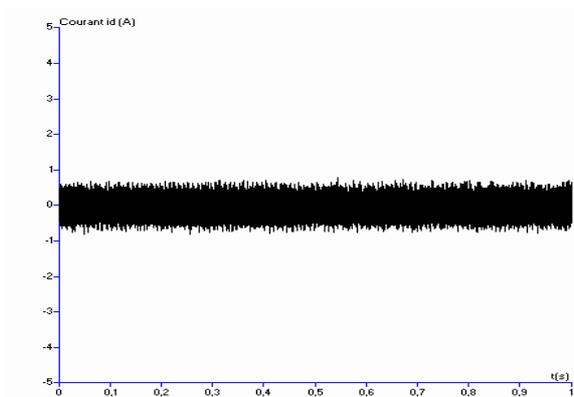


Figure V.51.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

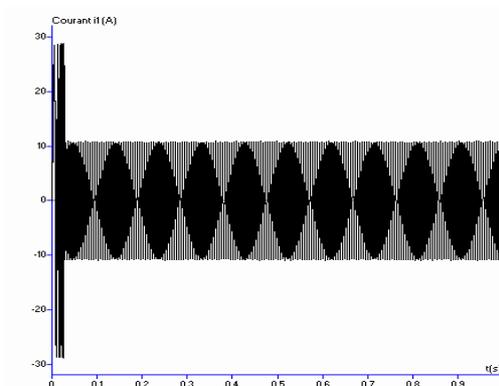


Figure V.51.c Courant de ligne i_1

Figure V.51.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.2.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances à la cascade un redresseur de courant MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur IP pour la tension et par hystérésis en courant pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les inductances du pont ont une valeur de $85\ \mu\text{H}$.

La figure V.46 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (800V). Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.47 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.48 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants redressés de sortie du redresseur à trois niveaux ($i_{d1\text{red}}$ et $i_{d2\text{red}}$) sont donnés à la figure V.49, le courant $i_{d0\text{red}}$ est donné à la figure V.50.

Les figures V.51.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

II.3 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à un seul redresseur à cinq niveaux

Pour ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure V.52.

II.3.1 Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Dédution du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{L1} + i_{c2} - i_{d2} - i_{c1}) \end{array} \right. \quad (\text{V.16})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{L2} + i_{c3} - i_{c4} - i_{d3}) \end{array} \right. \quad (\text{V.17})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Dédution de la commande des interrupteurs

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0 \\ U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.18})$$

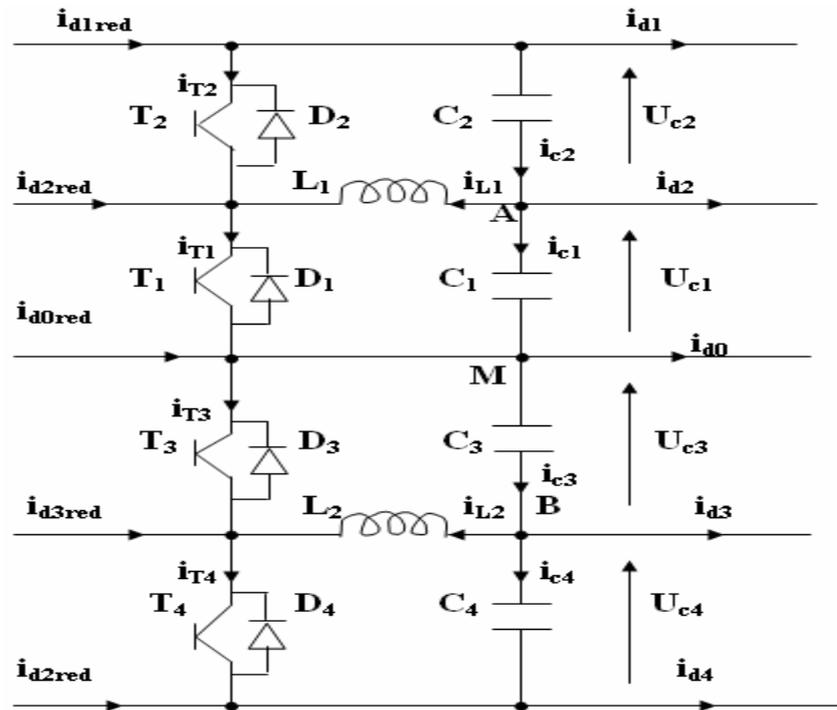


Figure 52. Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas d'un redresseur de courant à cinq niveaux

II.3.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances présenté précédemment à la cascade un redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur non linéaire par mode glissant pour la tension ainsi que pour les courant de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires pour la vitesse et pour les courants.

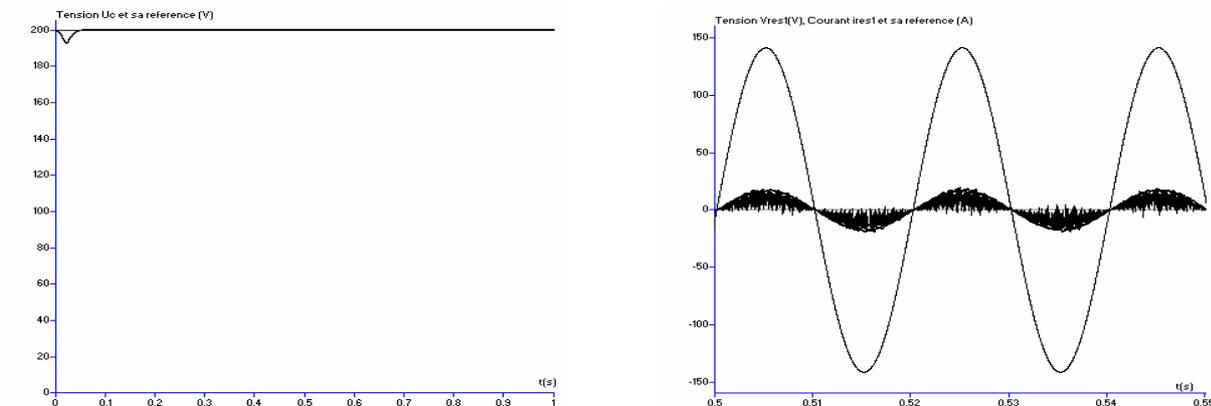


Figure V.53 Tension U_c et sa référence $U_{c\text{ref}}$, Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

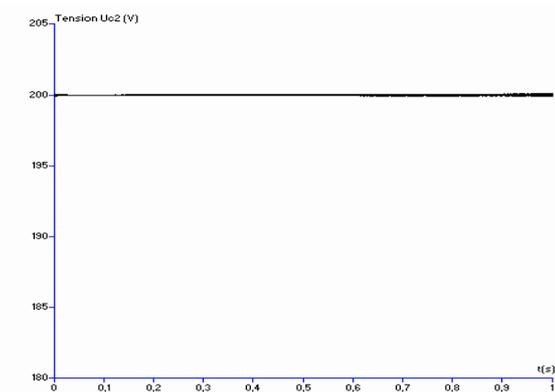
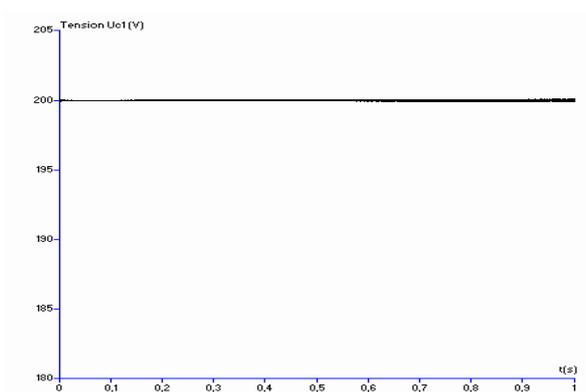


Figure V.54 Tensions U_{c1} et U_{c2}

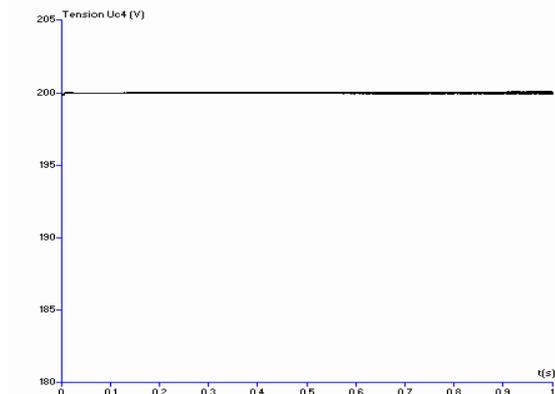
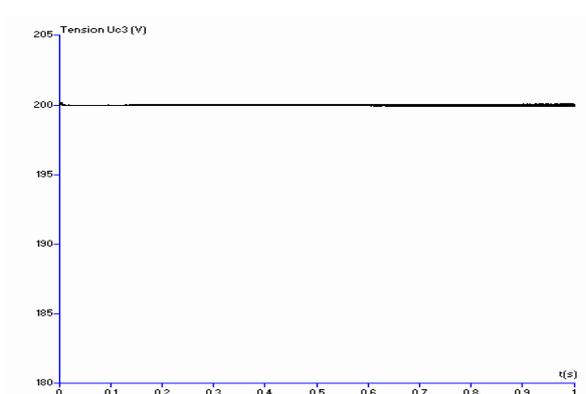


Figure V.55 Tensions U_{c3} et U_{c4}

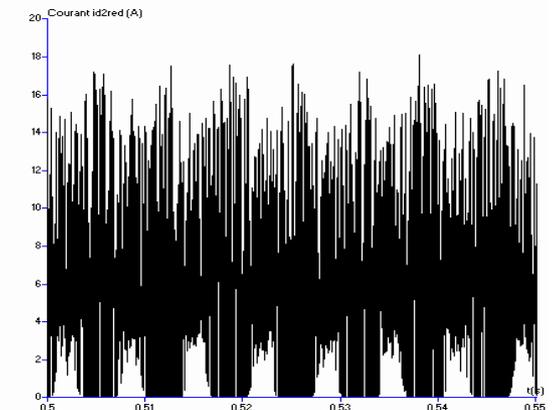
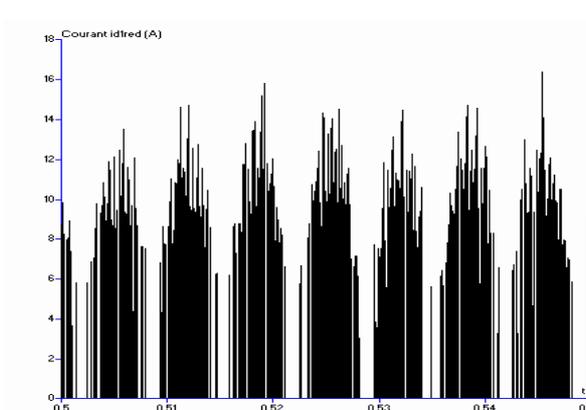


Figure V.56 Courants redressés i_{d1red} et i_{d2red}

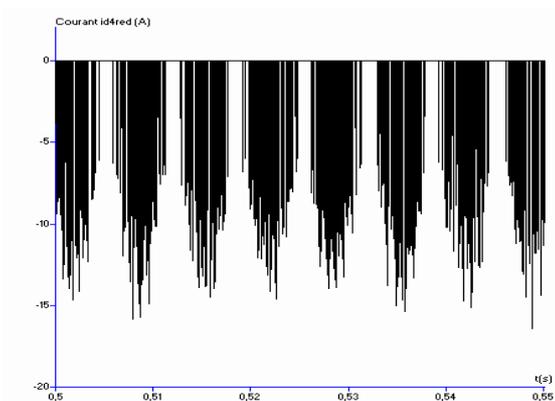
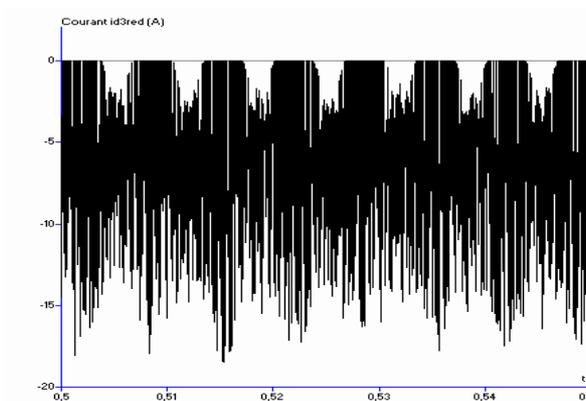


Figure V.57 Courants redressés i_{d3red} et i_{d4red}

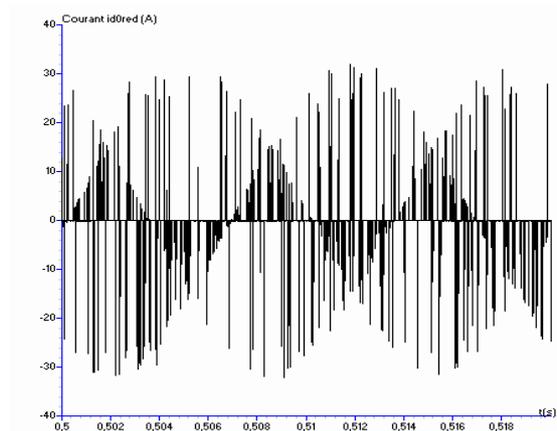


Figure V.58 Courant redressé i_{d0red}

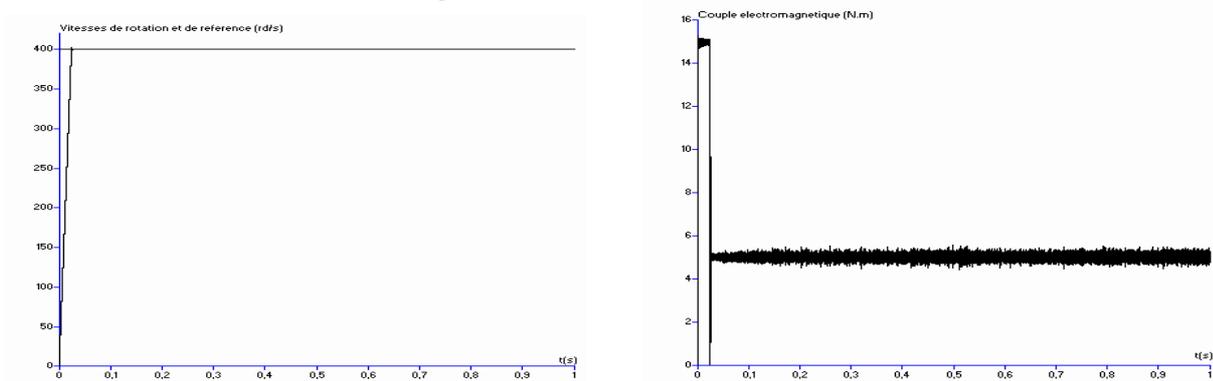


Figure V.59.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

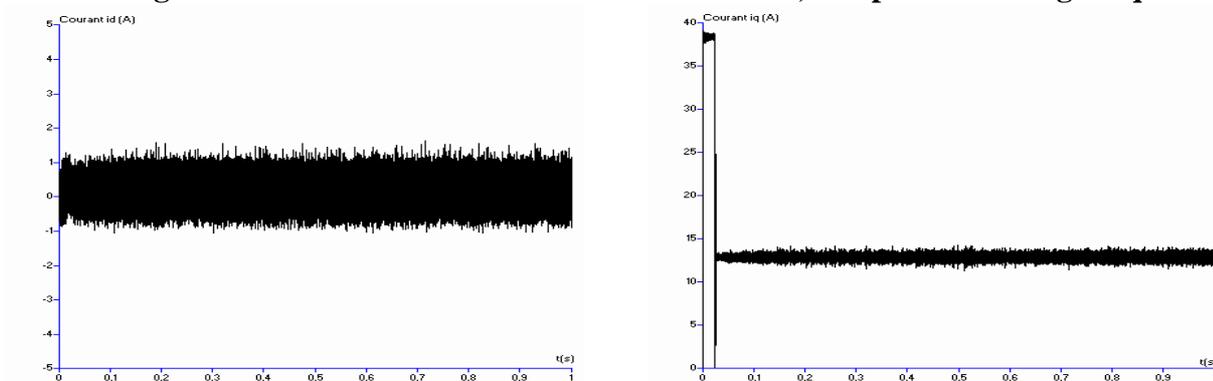


Figure V.59.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

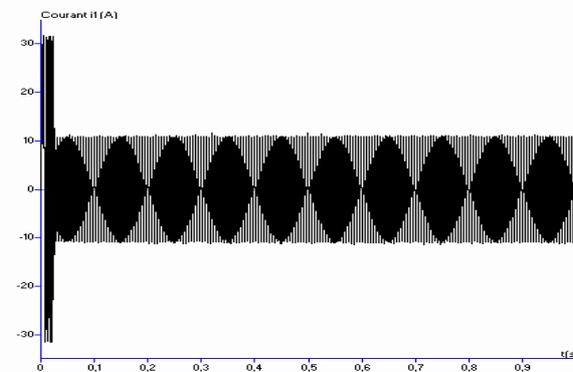


Figure V.59.c Courant de ligne i_1

Figure V.59.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.3.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances à la cascade un redresseur de courant MLI à cinq niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs non linéaires par mode de glissement pour la tension et pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs non linéaires par mode de glissement pour la vitesse et pour les courants.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les inductances du pont ont une valeur de 85 μH .

La figure V.53 montre que la tension U_c suit parfaitement sa référence (200V). Le courant de réseau $i_{\text{res}1}$ suit parfaitement sa référence $i_{\text{ref}1}$. Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau $V_{\text{res}1}$. Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.54 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.55 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants redressés de sortie du redresseur à cinq niveaux ($i_{d1\text{red}}$ et $i_{d2\text{red}}$) sont donnés à la figure V.56, les courants ($i_{d3\text{red}}$ et $i_{d4\text{red}}$) à la figure V.57, le courant $i_{d0\text{red}}$ est donné à la figure V.58.

Les figures V.59.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

II.4 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à deux redresseurs à deux niveaux

Pour ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure V.60.

II.4.1 Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Déduction du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{L1} + i_{c2} - i_{d2} - i_{c1}) \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{L2} + i_{c3} - i_{c4} - i_{d3}) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(V.19)} \\ \text{(V.20)} \end{array}$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Déduction de la commande des interrupteurs

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0 \\ U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (V.21)$$

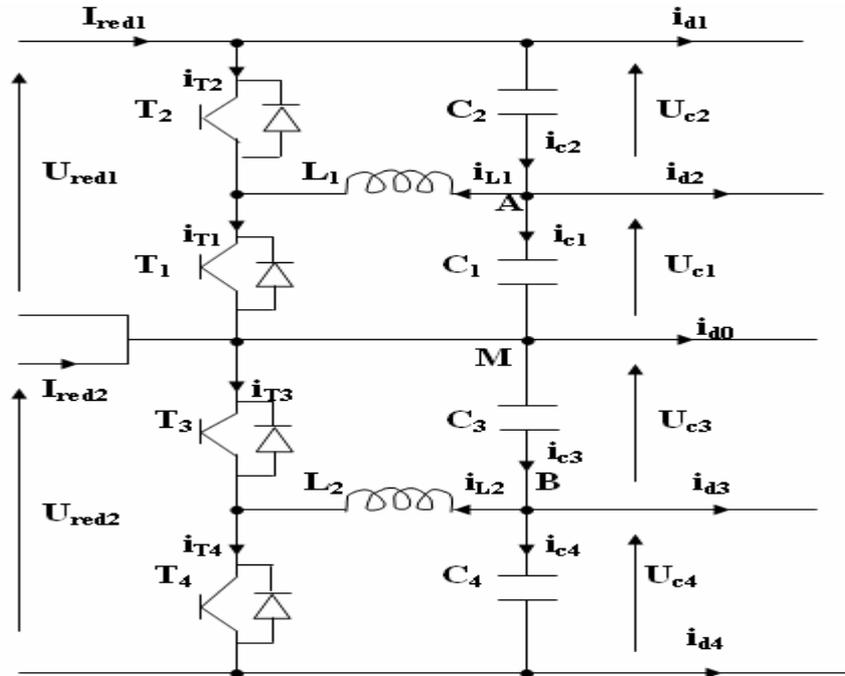


Figure 60. Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas de deux redresseurs de courant à deux niveaux

II.4.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances présenté précédemment à la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur PI pour la tension ainsi que pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

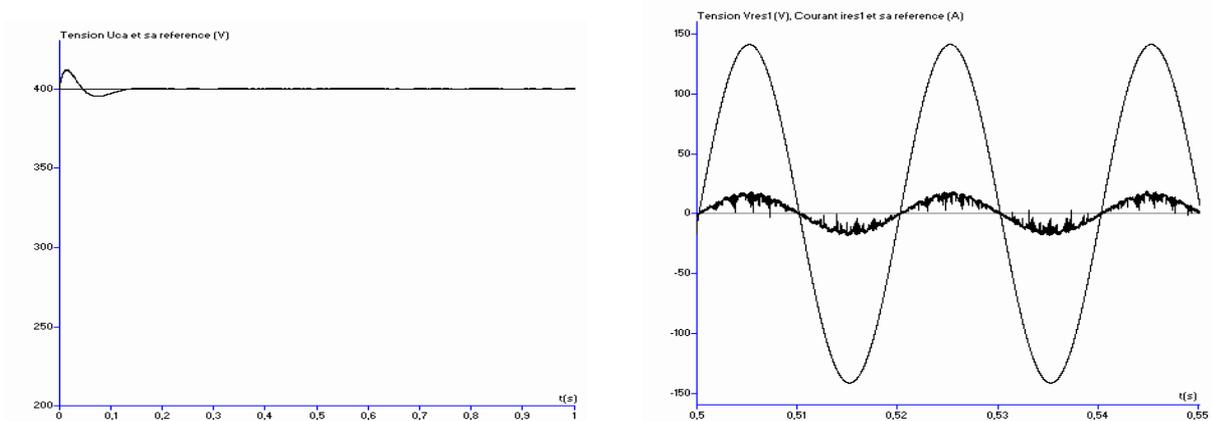


Figure V.61 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

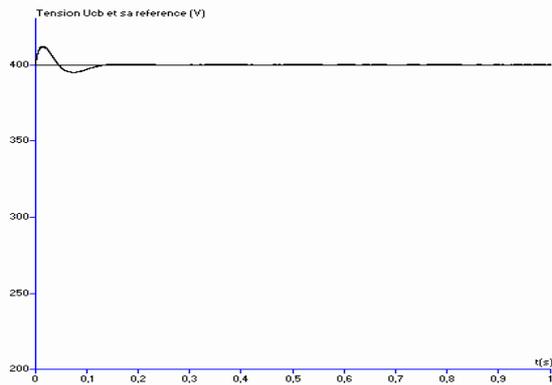


Figure V.62 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref} , Tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

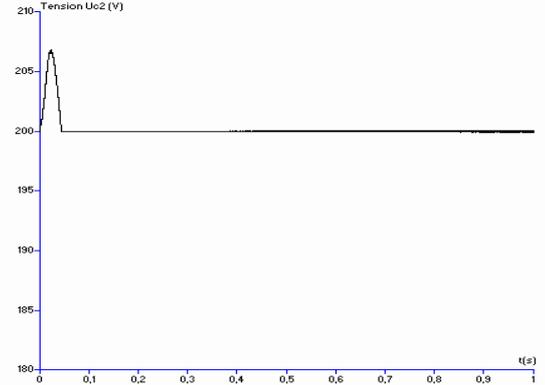
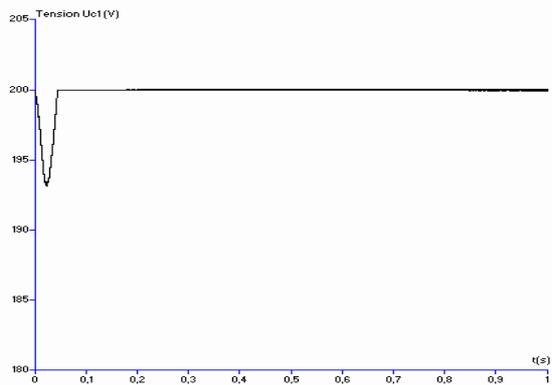
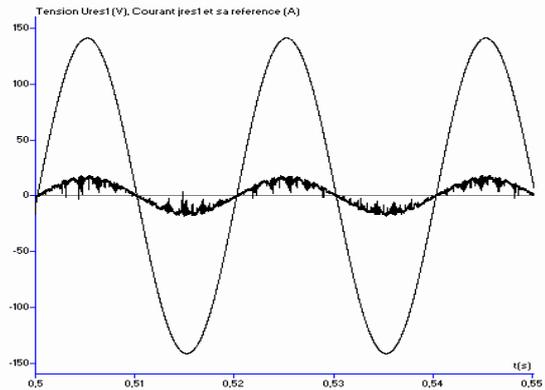


Figure V.63 Tensions U_{c1} et U_{c2}

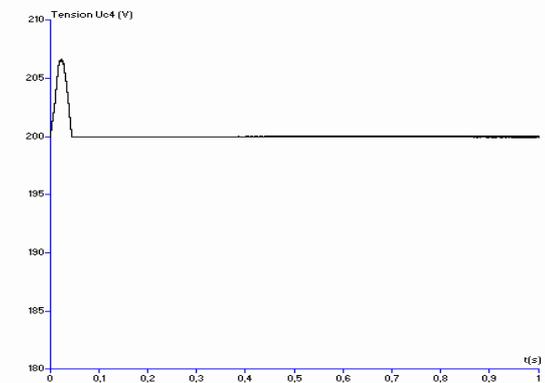
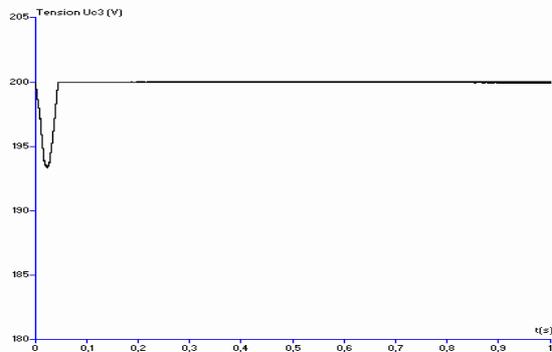


Figure V.64 Tensions U_{c3} et U_{c4}

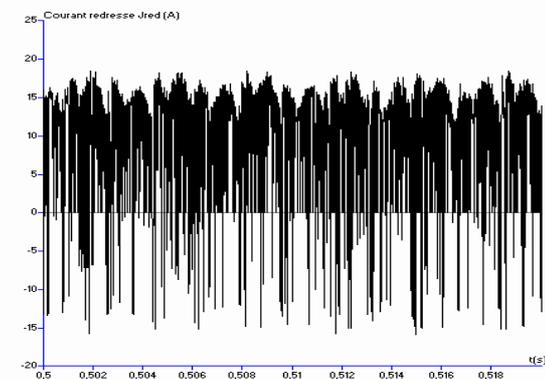
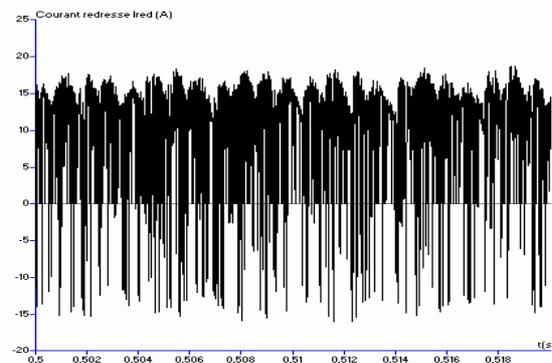


Figure V.65 Courants redressés I_{red1} du redresseur n°1 et I_{red2} du redresseur n°2

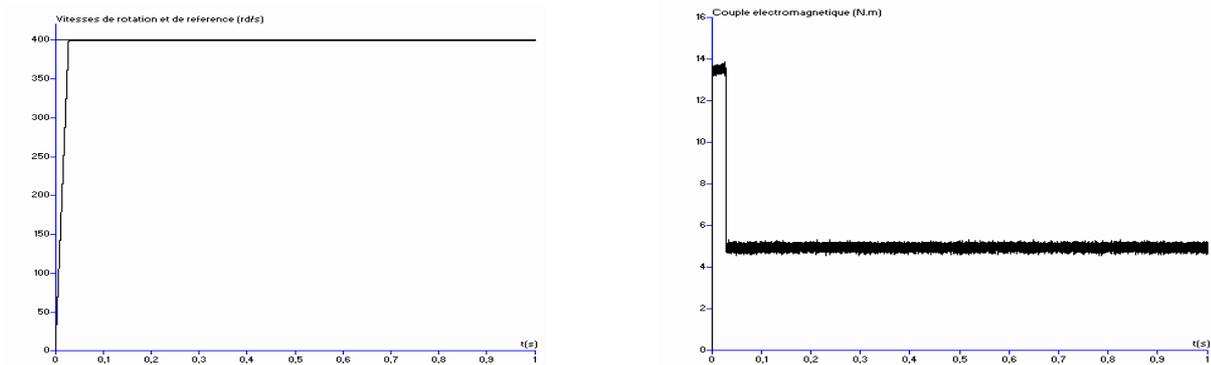


Figure V.66.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

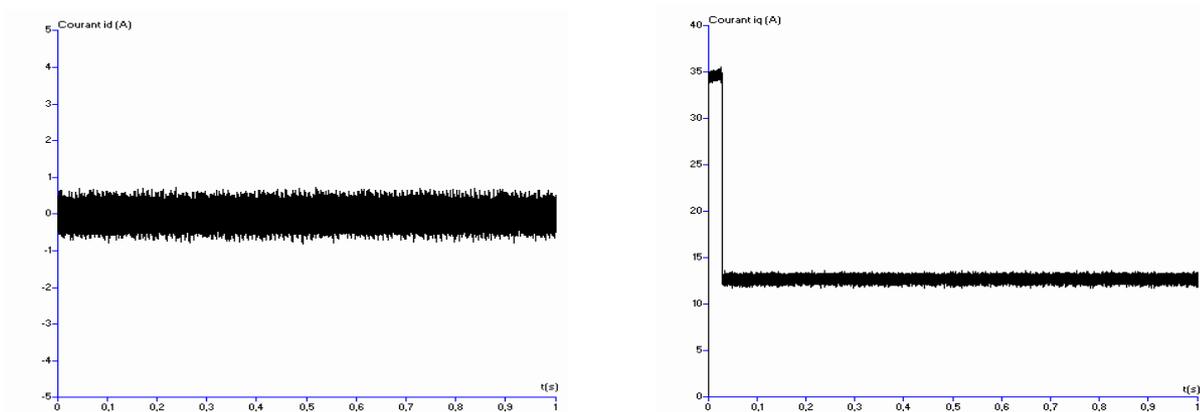


Figure V.66.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

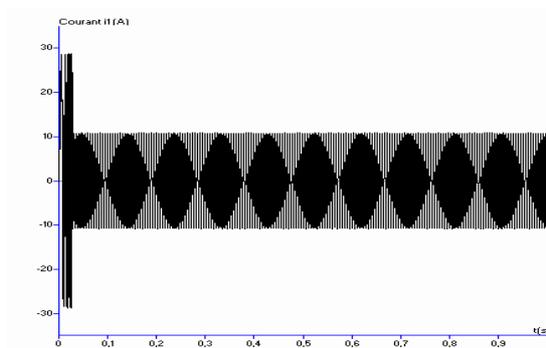


Fig V.66.c Courant de ligne i_1

Figure V.66.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.4.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances à la cascade deux redresseurs de courant MLI à deux niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec des régulateurs linéaires (PI pour la tension et PI pour les courant de réseau). Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires PI pour la vitesse et pour les courants.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les inductances du pont ont une valeur de $85\ \mu\text{H}$.

La figure V.61 montre que la tension de sortie du redresseur à deux niveaux n°1 (U_{ca}) suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

De même pour le redresseur à deux niveaux n°2, la tension U_{cb} est donnée à la figure V.62. On remarque sur cette figure que la tension suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau (j_{res1}) suit très bien la référence qui lui est imposé (j_{ref1}). Ce courant est en phase avec la tension de réseau U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.63 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.64 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants redressés des redresseurs à deux niveaux (I_{red1} et I_{red2}) sont donnés à la figure V.65.

Les figures V.66.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

II.5 Utilisation du pont à inductances pour la cascade à deux redresseurs à trois niveaux

Pour ce cas, nous procédons de la même manière que précédemment pour le cas du redresseur à deux niveaux. Le schéma du pont à inductances est donné à la figure V.67.

II.5.1 Principe de commande des interrupteurs

Etape 1 : Dédution du signe des différences (U_{c1} et U_{c2}) et (U_{c3} et U_{c4})

Pour ce faire, nous utilisons les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = (i_{L1} + i_{c2} - i_{d2} - i_{c1}) \\ C \cdot \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} = (i_{L2} + i_{c3} - i_{c4} - i_{d3}) \end{array} \right. \quad (\text{V.22})$$

$$\quad (\text{V.23})$$

Dans ces équations, les courants i_{r1} , i_{r2} , i_{r3} et i_{r4} sont les courants qui traversent les interrupteurs T_1 , T_2 , T_3 et T_4 .

Etape 2 : Dédution de la commande des interrupteurs

Le principe de fonctionnement est régi par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{c2} > U_{c1} \Rightarrow T_2 = 1; T_1 = 0 \\ U_{c1} > U_{c2} \Rightarrow T_2 = 0; T_1 = 1 \\ U_{c3} > U_{c4} \Rightarrow T_3 = 1; T_4 = 0 \\ U_{c4} > U_{c3} \Rightarrow T_3 = 0; T_4 = 1 \end{array} \right. \quad (\text{V.24})$$

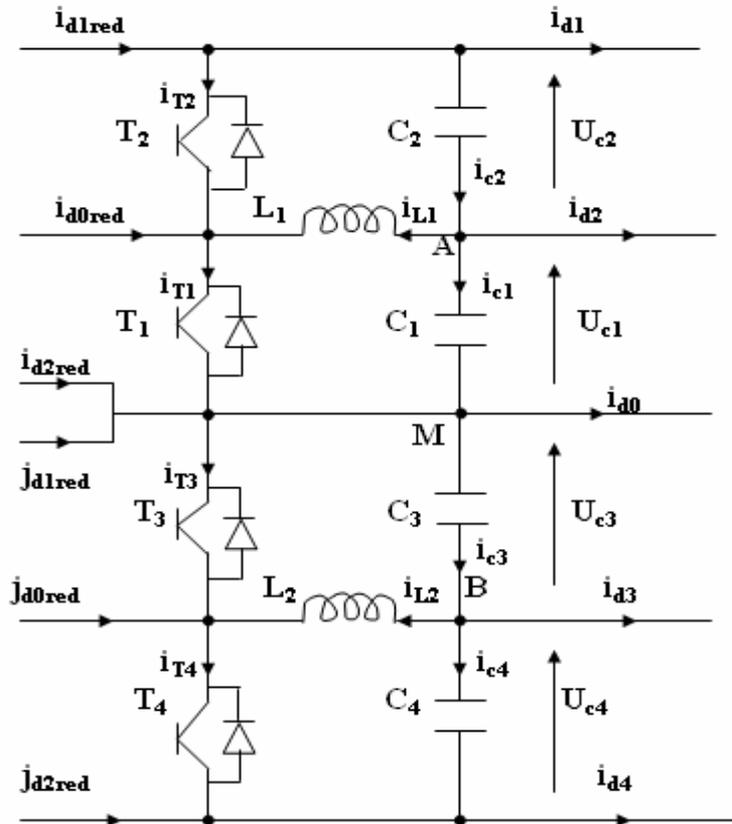


Figure 67. Structure du pont d'équilibrage à inductances dans le cas de deux redresseurs de courant à trois niveaux

II.5.2 Résultats de simulation

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances présenté précédemment à la cascade deux redresseurs de courant triphasé à MLI à deux niveaux – onduleur de tension triphasé à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur IP pour la tension et par hystérésis en courants pour les courant de réseau et cela pour les deux redresseurs à trois niveaux. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires (PI pour la vitesse et pour les courants).

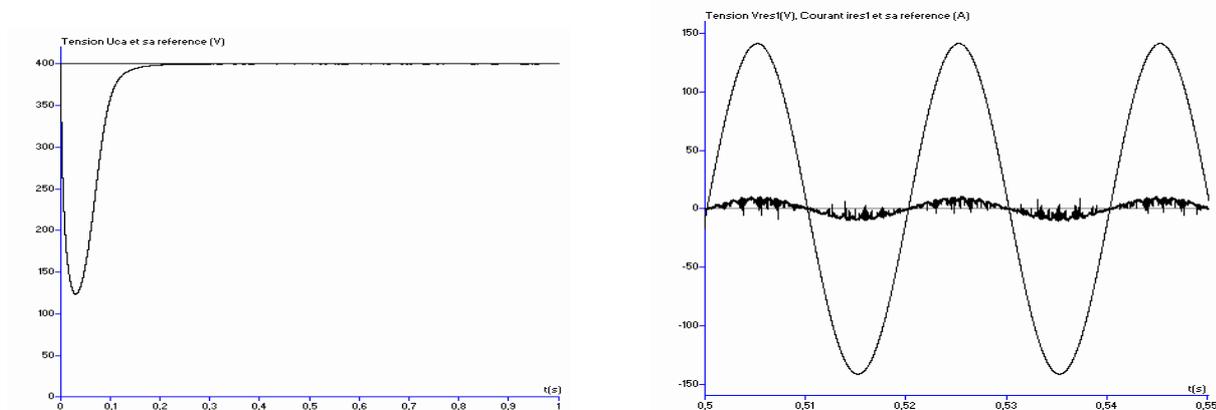


Figure V.68 Tension U_{ca} et sa référence U_{cref} , Tension V_{res1} Courant i_{res1} et sa référence i_{ref1}

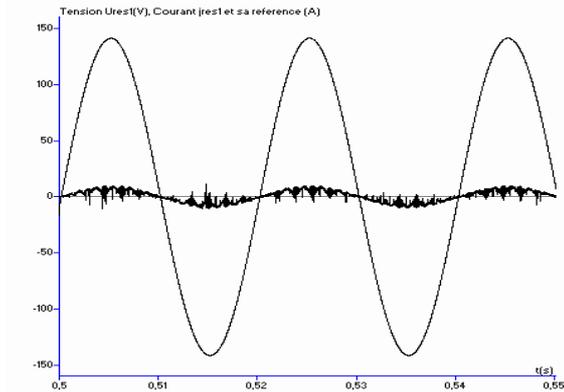
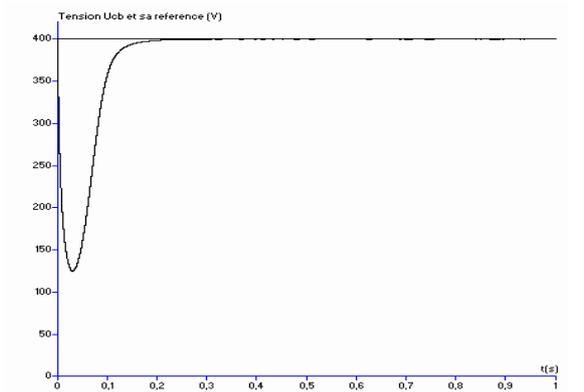


Figure V.69 Tension U_{cb} et sa référence U_{cref} , Tension U_{res1} Courant j_{res1} et sa référence j_{ref1}

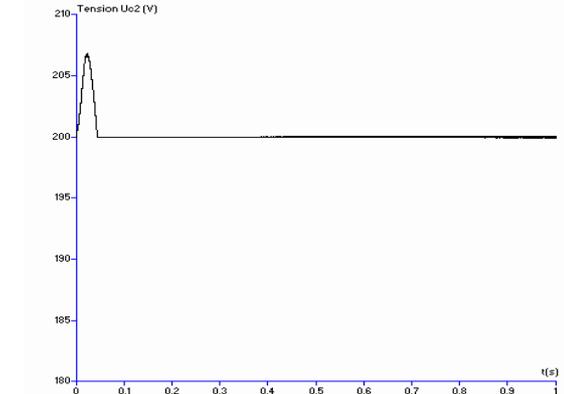
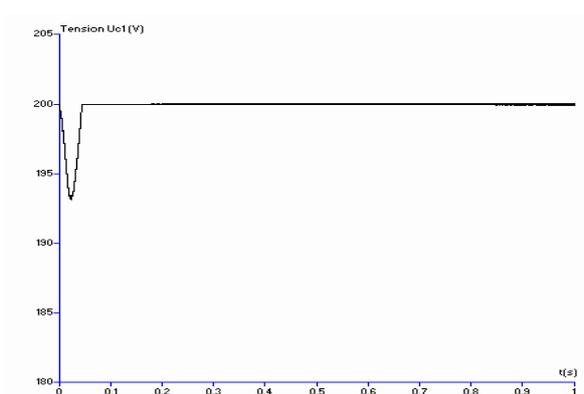


Figure V.70 Tensions U_{c1} et U_{c2}

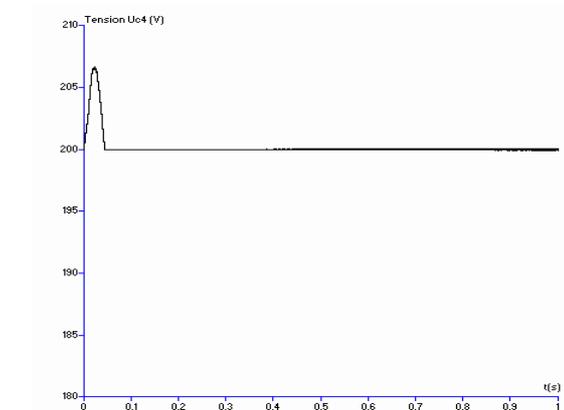
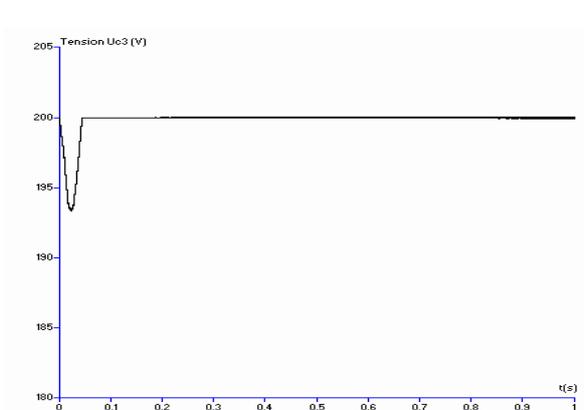


Figure V.71 Tensions U_{c3} et U_{c4}

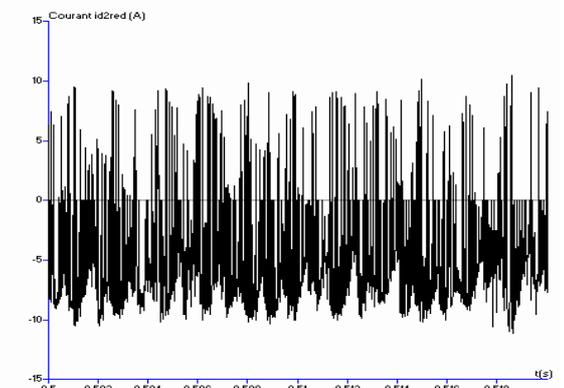
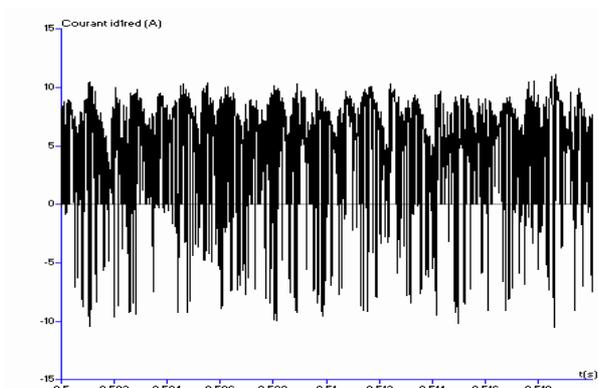


Figure V.72 Courants de sortie i_{d1red} et i_{d2red} du redresseur n°1

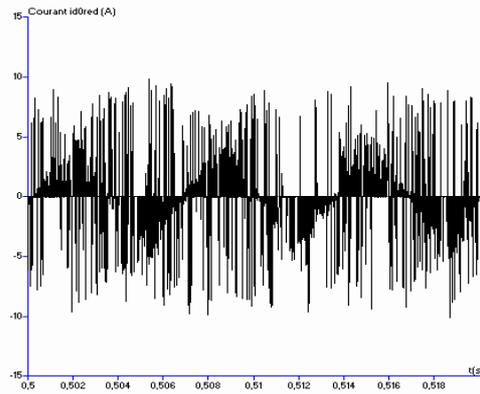


Figure V.73 Courant de sortie i_{d0red} du redresseur n°1

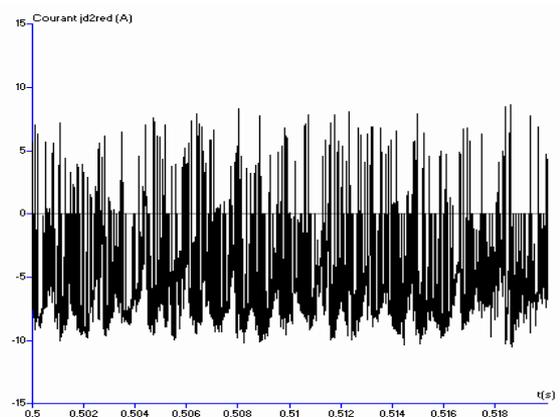
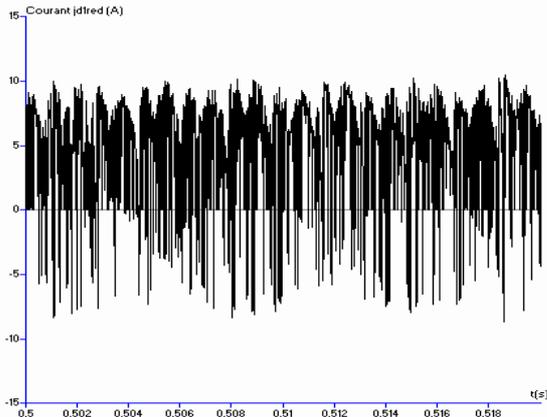


Figure V.74 Courants de sortie j_{d1red} et j_{d2red} du redresseur n°2

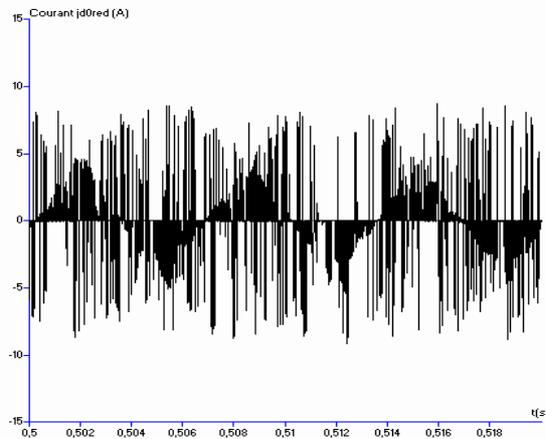


Figure V.75 Courant de sortie j_{d0red} du redresseur n°2

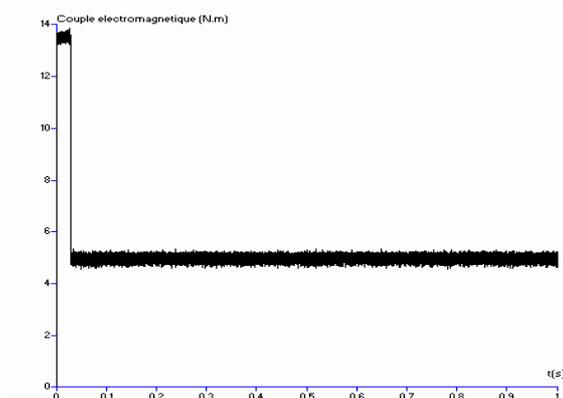
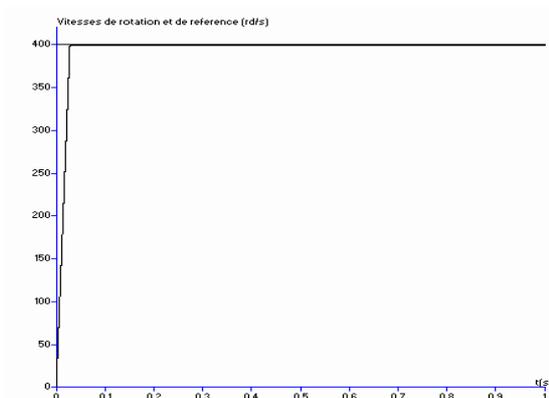


Figure V.76.a Vitesses de rotation et de référence, Couple électromagnétique

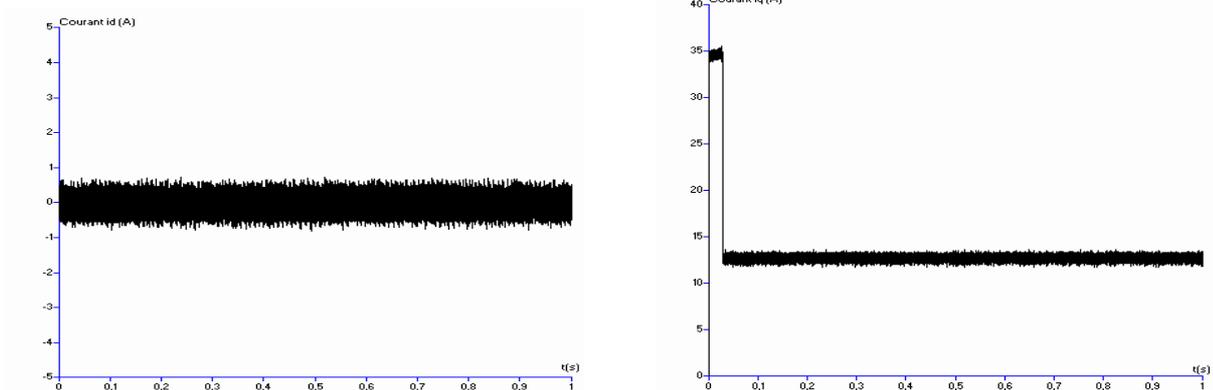


Figure V.76.b Courant d'axe d (i_d) et courant d'axe q (i_q)

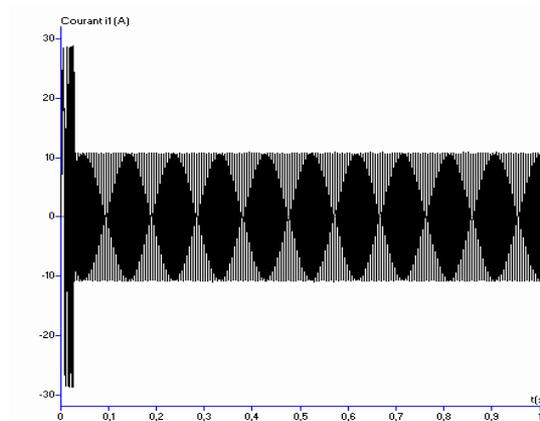


Figure V.76.c Courant de ligne i_1

Figure V.76.* Performances de la machine synchrone à aimants permanents

II.5.3 Interprétation des résultats

On applique l'algorithme de commande du pont à inductances à la cascade deux redresseurs de courant MLI à trois niveaux – onduleur de tension à MLI à cinq niveaux à structure NPC – machine synchrone à aimants permanents. La commande du redresseur est réalisée avec un régulateur linéaire IP pour la tension et par hystérésis en courant pour les courants de réseau. Le contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est réalisé par des régulateurs linéaires PI pour la vitesse et pour les courants.

Les paramètres des filtres d'entrée du pont redresseur sont $R=0.25\Omega$ et $L=1\text{mH}$. Le filtre capacitif de sortie a pour paramètres $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{ mF}$. Le réseau triphasé a une tension efficace de 100V et une fréquence de 50Hz. Les inductances du pont ont une valeur de $85\ \mu\text{H}$.

La figure V.68 montre que la tension de sortie du redresseur à trois niveaux n°1 (U_{ca}) suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau i_{res1} suit parfaitement sa référence i_{ref1} . Le courant de réseau est en phase avec la tension de réseau V_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

De même pour le second redresseur à trois niveaux, on remarque sur la figure V.69 que la tension U_{cb} que la tension suit parfaitement sa référence (400V). Le courant de réseau (j_{res1}) suit très bien sa référence (j_{ref1}). Ce courant est en phase avec la tension de réseau U_{res1} . Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

La figure V.70 donne les tensions U_{c1} et U_{c2} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

La figure V.71 donne les tensions U_{c3} et U_{c4} . Ces tensions sont constantes et égales à 200V.

Les courants redressés de sortie du redresseur à trois niveaux n°1 (i_{d1red} et i_{d2red}) sont donnés à la figure V.72 et le courant i_{d0red} à la figure V.73.

Ceux du redresseur à trois niveaux n°2 (j_{d1red} et j_{d2red}) sont donnés à la figure V74 et le courant j_{d0red} à la figure V.75.

Les figures V.76.* donnent les performances de la machine synchrone à aimants permanents (vitesse, couple électromagnétique, courants). On remarque bien sur ces figures que les ondulations dues aux dérives des tensions d'entrée de l'onduleur n'apparaissent plus et qu'on obtient maintenant, en raison de la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur, de très bonnes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré l'utilisation de deux ponts intermédiaires utilisés pour la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux.

Le premier pont constitué de quatre interrupteurs commandables et de quatre résistances et le second de quatre interrupteurs commandables et de deux inductances et ce dans le but d'éliminer les pertes par effet Joule dans les résistances utilisés dans le premier pont.

Dans les deux cas, le principe de commande des interrupteurs est basé sur la différence entre les deux tensions du haut (respectivement du bas) pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

Nous obtenons ainsi, par l'utilisation de ces deux ponts, des tensions d'entrée stables et constantes de l'onduleur à cinq niveaux et nous permet d'éliminer les ondulations qui apparaissaient sur les performances de la machine synchrone à aimants permanents.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans cette thèse ont eu pour objectif l'étude et la mise en œuvre de lois de commande dédiés aux convertisseurs AC/DC utilisés dans différentes cascades ayant pour pont de sortie un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, ce dernier alimentant une machine synchrone à aimants permanents. Les différents redresseurs utilisés dans ces cascades ont pour but la stabilisation des tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Dans le premier chapitre, nous faisons un bref rappel sur les différentes structures d'onduleurs multiniveaux. Puis nous présentons l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, son modèle de fonctionnement, son modèle de connaissance en exploitant les fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras.

Nous détaillons une stratégie à modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisant quatre porteuses bipolaires qui sera utilisé tout au long de cette thèse. Nous donnons aussi un bref aperçu de la commande par hystérésis en courant de l'onduleur en vue de son utilisation dans les chapitres suivants.

La seconde partie de ce chapitre a été consacrée d'une part à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et d'autre part à sa commande vectorielle ainsi qu'une commande de vitesse par asservissement linéaire.

La troisième et dernière partie concerne la mise en œuvre d'un algorithme à structure variable pour le contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant la théorie des modes glissants.

Dans le second chapitre et afin d'exposer clairement l'inconvénient principal du convertisseur étudié et le but primordial de ce travail à savoir le déséquilibre des tensions continues d'entrées de l'onduleur, nous avons étudié différents changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux comme pont de sortie. Ce chapitre nous a permis de montrer explicitement l'effet de cette fluctuation sur les performances de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents.

- Cascade d'une batterie – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de deux redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade de quatre redresseurs de courants à deux niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux à MLI – onduleur de tension à cinq niveaux – machine synchrone à aimants permanents.

Dans le troisième chapitre, nous proposons d'asservir les courants d'alimentation des redresseurs MLI à deux, trois ou cinq niveaux afin d'avoir un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité côté réseau et de réguler la tension de sortie du ou des redresseurs MLI utilisés pour la génération des tensions continues de l'onduleur à cinq niveaux. Pour cela, nous avons élaboré les boucles de tension(s) et de courants en utilisant des asservissements linéaires. Deux cas ont été étudiés, le premier a été d'utiliser l'hystérésis en courant pour réguler les courants de réseau et un régulateur IP pour la tension continue du redresseur et deux régulateurs PI pour les courants et tension dans le second cas.

La quatrième partie de ce travail, nous avons présenté l'étude et la synthèse de deux lois de commande pour les redresseurs MLI de courant utilisés dans les différentes cascades alimentant un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

L'utilisation de la méthode des modes glissants, dans la première partie de ce chapitre nous a permis d'obtenir des résultats intéressants. Cette méthode dont la synthèse est basée sur l'asservissement de la valeur moyenne de la tension de sortie du (ou des) convertisseur(s) AC/DC utilisé(s).

Afin de limiter l'effet d'une méconnaissance des paramètres sur les performances des boucles de régulation, nous avons, dans la seconde partie du chapitre, étudié une procédure de régulation basée sur les fonctions de Lyapunov. Cette étude a conduit à la synthèse de boucles d'asservissement basées sur des critères de stabilité.

Même si les régulations par asservissement non linéaire de la valeur moyenne des tensions de sortie et l'asservissement des courants de réseau donnent de meilleurs résultats qu'en utilisant des régulateurs, le problème principal, qui est celui de la dérive des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux demeure présent et continue d'influer les performances de la machine synchrone à aimants permanents utilisée hormis dans le cas où l'on utilise une cascade à quatre redresseurs.

La dernière partie de cette étude, au vu des résultats obtenus dans les chapitres précédents, a été consacrée à mettre au point des solutions additives afin de pallier aux inconvénients rencontrés. Pour cela l'utilisation d'un pont intermédiaire pour la stabilisation des quatre tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux, nous a paru particulièrement intéressante. Ainsi deux solutions ont été proposées.

La première est un pont constitué de quatre interrupteurs commandables et de quatre résistances et le second de quatre interrupteurs commandables et de deux inductances et ce dans le but d'éliminer les pertes par effet Joule dans les résistances utilisés dans le premier pont. L'algorithme de commande est très simple, le principe de commande des interrupteurs étant basé sur la différence entre les deux tensions du haut (respectivement du bas) pour l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

De l'emploi de ces deux ponts découle des résultats fort intéressants vu que les tensions continues d'entrée de l'onduleur se stabilisent parfaitement et restent constantes ce qui permet d'avoir de bonnes performances de l'onduleur et de la machine synchrone à aimants permanents.

En résumé, nous avons étudié l'asservissement des tensions continues de sortie des redresseurs à modulation de largeur d'impulsions à deux, trois ou cinq niveaux dans le but d'obtenir des tensions de sortie stables. Ces asservissements ont été réalisés de deux manières différentes. La première en utilisant des asservissements linéaires et la seconde un contrôle non linéaire.

Le contrôle linéaire a été établi en mettant en œuvre le contrôle de la tension totale d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux c'est à dire la somme des quatre tensions capacitatives C_1 , C_2 , C_3 et C_4 et cela de deux manières différentes. Dans le premier cas, le contrôle des courants de réseau a été réalisé par hystérésis en courants et celui de la tension par régulateur IP (Intégral - Proportionnel), le second cas a vu l'utilisation de deux régulateurs PI (Proportionnel - Intégral) l'un pour les courants de réseau et l'autre pour la tension.

Dans le cas du contrôle non linéaire, deux cas distincts ont été étudiés. Contrairement au premier cas étudié (contrôle linéaire), dans ce cas présent, nous avons, pour la boucle de tension mis en œuvre la régulation de tension moyenne des quatre tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} . Dans ce cas de figure deux méthodes ont été employées, l'une utilisant la théorie des modes glissants et la deuxième la fonction de Lyapunov.

Même si les résultats, dans le second (non linéaire) sont meilleurs que ceux obtenus dans le cas du contrôle linéaire (meilleur temps de réponse de la tension, pente moins importantes pour les quatre tensions capacitives), les tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux restent instables et altèrent les performances de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents sauf dans le cas de la cascade utilisant quatre redresseurs à MLI à deux niveaux qui dans tous les cas de figure étudiés donnent d'excellents résultats vu que chaque tension capacitive est asservie individuellement et donc parfaitement contrôlable.

Ce qui nous a poussés dans le dernier chapitre a essayé de trouver des solutions qui mettent en œuvre des circuits additifs pour stabiliser les tensions capacitives. Pour cela, la première solution a consisté à utiliser un pont d'équilibrage (pont de Clamping) à quatre interrupteurs commandables et quatre résistances et dans le second cas et afin de diminuer les pertes par effet Joule dans les résistances, un pont à quatre interrupteurs commandables et deux inductances a été mis au point.

Les résultats obtenus avec ses ponts sont très bons dans la mesure où ils permettent de mettre un terme au déséquilibre des sources continues et d'obtenir ainsi d'excellentes performances dans la forme d'onde de l'onduleur à cinq niveaux ainsi que d'obtenir d'excellentes performances de la machine synchrone à aimants permanents.

Pour ce qui est des perspectives dans les travaux qui peuvent encore être étudiés nous pouvons citer :

- la recherche d'autres ponts de Clamping utilisant moins ou pas d'interrupteurs commandables afin de diminuer les pertes par commutation.
- la recherche d'asservissement qui permettrait de ne pas utiliser du tout de pont de Clamping notamment la cascade utilisant deux redresseurs à MLI à trois niveaux.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [**Agel98**] V. G. Agelidis and M. Calais, "Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques," in *Proc. IEEE-PESC'98*, 17-22 May, 1998, Fukuoka, Japan, vol. 1, pp.172-178.
- [**Ahme03.1**] M. Ahmed, M. Kuisma, K. Tolsa, P. Silventoinen, "Implementing Sliding Mode Control for Buck Converter" Proceedings of the IEEE Power Electronic specialist conference (PESC) Proc. Mexico June, 2003, pp 634-637, Vol. 2.
- [**Ahme03.2**] M. Ahmed, M. Kuisma, P. Silventoinen, "Implementing Simple Procedure for Controlling Switch Mode Power Supply Using Sliding Mode Control as a Control Technique", XIIIth International Symposium on Electrical Apparatus and technologies (Siela). May 2003, pp 9-14, Vol. 1.
- [**Aim01**] M. Aimé. *"Comportement fréquentiel d'onduleurs MLI. Modulateurs optimisés."* . JCGE'01, Nancy (France), 13-14 Nov. 2001, pp. 267-272.
- [**Aim03**] M. Aimé, G. Gateau, T.A. Meynard. *"A new strategy based on peak current control and fixed switching frequency for a multilevel voltage source converter"*. 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2003, Toulouse (France), 2-4 Sept. 2003.
- [**Aim04.1**] M. Aimé, G. Gateau, T.A. Meynard. *"Implementation of a Peak Current Control Algorithm within a Field Programmable Gate Array"*. International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'2004, Ajaccio (France), 4-7 Mai 2004.
- [**Aim04.2**] M. Aimé, G. Gateau, M. Fadel. *"Commande des convertisseurs multicellulaires série à fréquence fixe en mode courant"*. CIFA'04, Douz, (Tunisie) 22-24 Nov. 2004.
- [**Alep99**] S. Alepuz, J. Bordonau, J. Peracaula, "Dynamic Analysis of Three-Level Voltage Source Inverters Applied to Power Regulation," *IEEE-PESC*, vol. 2, pp. 721-726, 1999.
- [**Asad86**] H. Asada et J.J.E. Slotine : "Robot analysis and control", A WILEY - interscience publication, John WILEY and sons, 1986
- [**Bart96.1**] P. Bartolomeus, Ph. Lemoigne. *"A simple method for the valuation of the harmonics generated by multilevel converters"*. ELECTRIMACS'96, Saint Nazaire, 17-18-19 Sept. 1996.
- [**Bar96.2**] P. Bartholomeus. *"Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi unitaire fonctionnant en mode multiniveaux. Application au chargeur de batteries."*. Rapport de thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.
- [**Baue93**] P. Bauer, J. B. Klassens, "Dynamic Modeling of AC Power Converters," *IEEE PCC Conference Record*, pp. 502-507, 1993.
- [**Bens01**] R. Bensaid. *"Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série."*. Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1773, I.N.P. Toulouse, 2001.

[**Berk95**] E.M Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs direct et indirect. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. » Thèse de doctorat du C.N.A.M 1995.

[**Bevr02**] H. Bevrani, Y. Mitani; K. Tsuji. "Robust control design for a ZCS converter" ECON 02, Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference, Volume: 1, 5- 8 Nov. 2002 pp: 609 - 614 vol.1.

[**Bode01.1**] G.H. Bode and D.G. Holmes, "*Load Independant Hysteresis Current Control of a Three Level Single Phase Inverter with Constant Switching Frequency*", IEEE PESC 2001, 32nd Annual Power Electronic Specialist Conference, Vancouver (Canada), 17-21 June 2001.

[**Bode01.2**] G.H. Bode, D.N. Zmood, P.C. Loh and D.G. Holmes, "*A Novel Hysteresis Current Controller for Multilevel Single Phase Voltage Source Inverters*", IEEE PESC 2001, 32nd Annual Power Electronic Specialist Conference, Vancouver (Canada), 17-21 June 2001.

[**Bord97**] J. Bordonau, M. Cosan, D. Borojevic, H. Mao and F. C. Lee, "A State-Space Model for the Comprehensive Dynamic Analysis of Three-Level Voltage-Source Inverters," *IEEE PESC*, 1997.

[**Bouh98**] E. Bouhassoun, M. O. Mahmoudi, S.Boucherit., "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel" *Proceeding ICEL' 1998* , pp. 11-16, Oct 1998.

[**Bous00**] A. Bouscayrol, X. Guillaud, J. P. Hautier, Ph. Delarue. "*Macro modélisation des conversions électromécaniques : application à la commande des machines électriques*". Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 3, n°2, France, 2000.

[**Buhl86**] H. Buhler : "Réglage par mode glissant" Presse Polytechnique Romandes Lausanne 1986.

[**Carr92**] G. Carrara, S. Garadella, M. Marchesoni, R. Salutari, G. Sciutto, "A New Multilevel PWM Method: A Theoretical Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, pp. 497-505, July, 1992.

[**Carr96**] Ph. Carrere. "*Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Equilibrage des condensateurs flottants.*". Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1201, I.N.P. Toulouse, 1996.

[**Cela99**] N. Celanovic, D. Boroyevich, " A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEE-APEC Conference Record*, 1999.

[**Chen97**] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, B.-T. Ooi, "Regulating and Equalizing DC Capacitance Voltages in Multilevel Statcom," *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 901-907, vol. 12, no. 2, April 1997.

[**Chen00**] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, Boon-Teck Ooi, "Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 258 –267, March 2000.

[Chib00.1] R. Chibani; E.M Berkouk ; “Stabilisation on the unbalance DC voltages of the PWM rectifiers in high power cascade” EPE-PEMC 2000 Kosice (République Slovaque) 5-7 Septembre 2000.

[Chib00.2] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “ Elimination of the unbalance problem of the DC sources in High power electrical drives” 3^{ème} Conférence Internationale sur les Mathématiques appliquées et les Sciences de l’Ingénieur (CIMASI 2000) Casablanca 23-25 Octobre 2000.

[Chib00.3] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “Solution to the Stabilisation problem of the input DC voltages of the five-level NPC-VSI” International Conference on Electrical Machines (ICEM2000) Espoo – Finland 28-30 Août 2000.

[Chib02.1] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “ Sliding mode in four two-level PWM current rectifier – Five-level NPCVSI – Permanent Magnet Synchronous Machine” 37th International Universities Power Engineering Conference (UPEC2000) Stafford UK 9-11 Septembre 2002.

[Chib02.2] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “Robust sliding mode control of permanent magnet synchronous machine fed by a five-level NPC-VSI” 4^{ème} Conférence Internationale sur les Mathématiques appliquées et les Sciences de l’Ingénieur (CIMASI 2002) Casablanca Novembre 2002.

[Chib02.3] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “Commande par mode de glissement d’une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC” Conference on Electrical Engineering (CEE02) Batna 10-11 Décembre 2002

[Chib02.4] R. Chibani; E.M Berkouk; G.Manesse “ A new solution to the unbalance problem of the input DC voltages of a five-level NPC-VSI by using sliding mode regulation” 10th International Power Electronics and motion control (EPE-PEMC 2002) Dubrovnic & Cavtat 2002.

[Chib05] R. Chibani; E.M Berkouk; “Five-level PWM current rectifier - Five-level NPC-VSI - Permanent Magnet Synchronous machine cascade” European Physical Journal – Applied Physics 30, pp135-148 Mai 2005.

[Chib07] R.Chibani, E.M.Berkouk, M.S Boucherit " Lyapunov control of three-level PWM rectifiers to equilibrate input DC voltages of five-level NPC-VSI". International Review of Electrical Engineering, Vol 2, n°1, Janvier-Février 2007, pp 36-49.

[Cho96] G.C. Cho, G. H. Jung, N.S. Choi, G.H. Cho, “Analysis and Controller Design of Static Var Compensator Using Three-Level GTO Inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 57-65, vol. 11, no. 1, January 1996.

[Choe91] N. S. Choe, J. G. Cho, G. H. Cho, “A General Circuit Topology of Multilevel Inverter,” *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 96-103, 1991.

[Delm03] L. Delmas. "Etude et mise en œuvre d'une nouvelle structure de Conversion Multicellulaire Superposée (S.M.C.)". Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1987, I.N.P. Toulouse, 2003.

- [**Dijk98**] F.R. Dijkhuizen, J. L. Duarte, "Proper Choice of Flying Capacitors Based on Distinct Power Dissipation Models," *IEEE-IAS Conference Record*, vol. 2, pp. 1174-1180, 1998.
- [**Dong01**] Dongsheng Zhou, "A Self-Balancing Space Vector Switching Modulator for Three-Level Motor Drives," in *Proc. IEEE-PESC*, 17-21 June 2001, Vancouver, BC, Canada, vol. 3, pp. 1379-1374.
- [**Fade96**] M. Fadel, T.A. Meynard. *"Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: modélisation."* E.P.F'96, Grenoble, pages 115-120, 1996.
- [**Flie90**] M. Fliess ; F.Messenger : "Vers une stabilisation non linéaire discontinue" Proc. 29 th. Int. Conf. Analysis and optimization of systems. Lec. Notes Control infor., Springer, Berlin, 1990
- [**Flie91**] M. Fliess ; F.Messenger : "Methods of non linear discontinuous stabilization" C.I. Byrnes et A. Kurzhansky eds, Birkhauser, pp 112-131, 1991.
- [**Flie92**] M. Fliess ; F.Messenger : "Sur la commande en régime glissant" C. R. Acad. Sc. Paris, t. 313, série I, pp 951-956, 1992
- [**Foch98**] H. Foch, F. Forest, T. Meynard. *"Onduleurs de tensions – Structures. Principes. Applications"*. Techniques de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, France, 1998.
- [**Fuku95**] S. Fukuda, A. Sagawa, "Modeling and Control of a Neutral-Point Clamped Voltage Source Converter," *IPEC-Yokohama*, pp. 470-475, 1995.
- [**Fuku97**] S. Fukuda, K. Suzuki, "Harmonic Evaluation of Carrier-Based PWM Methods Using Harmonic Distortion Determining Factor," *IEEE-PCC Conference Record*, pp.259-264, 1997.
- [**Gate97**] G. Gateau. *"Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série. Commande non-linéaire et commande floue."* Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1328, I.N.P. Toulouse, 1997.
- [**Gaye96**] A. Gayed "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de l'Université de Nantes, 1996
- [**Guff99**] S. Guffon, A. Sarinana, S. Bacha, J. Davoine. *"Sliding Mode Control for Active Filtering with Improvement of the High Frequency Range Spectrum"*. EPE'99, Lausanne (Switzerland), 7-9 september 1999
- [**Hamm97**] P. W. Hammond, "A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 202-208, vol. 33, no. 1, January/February 1997.
- [**Hara85**] F. Harashima, T. Ueshiba and H. Hashimoto : "Sliding mode control of robot manipulator" Proc; of EPE Conf. Brussels, pp. 251-256, Octobre 1985
- [**Hara86**] F. Harashima, H. Hashimoto, K Maruyama : "Practical robust control of robot arm using variable structure systems" Proc. of IEEE, Int. Conf. on robotics and automation San Francisco, pp 532-538, 1986

- [Hash85] H. Hashimoto and T. Ichiyama : "Tracking control of robot manipulator using sliding mode"; Int. Symposium on industrial robot, Septembre, Tokyo, 1985
- [Hoch97] C. Hocgraf, R. H. Lasseter, "A Transformer-Less Static Synchronous Compensator Employing a Multi-Level Inverter," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 12, no. 2, pp. 881-887, April 1997.
- [Hill99] W.A.Hill, C.D.Harbourt, "Performance of Medium Voltage Multi-Level Inverters," *IEEE-IAS Conference Record*, 1999.
- [Hiti94.1] S. Hiti, V. Vlatkovic, D. Boroyevich, "A new control algorithm for three-phase PWM buck rectifier with input displacement factor compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 927-933, vol. 92, March 1994.
- [Hiti94.2] S. Hiti, D. Boroyevich, "Control of Front-End Three-Phase Boost Rectifier," *IEEEAPEC*, pp. 927-933, vol. 2, 1994.
- [Hiti95.1] S. Hiti, D. Boroyevich, R. Ambatipudi, R. Zhang and Y. Jiang, "Average Current Control of Three-Phase PWM Boost Rectifier," *IEEE-PESC*, pp. 131-137, vol. 1, 1995.
- [Hiti.95.2] S. Hiti, "Modeling and Control of Three-Phase PWM Converters," Ph.D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, 1995.
- [Ishi00] T. Ishida, K. Matsuse, K. Sugita, L. Huang, and K. Sasagawa, "DC Voltage Control Strategy for a Five-Level Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 508-515, May 2000.
- [Itur00] F. Iturriz, P. Ladoux, "Phase-controlled multilevel converters based on dual structure associations," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp. 92 –102, Jan. 2000.
- [Klab96] M.C. Klabunde, Y. Zhao, T.A. Lipo, "Current control of a 3-level rectifier/inverter drive system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 57-65, vol. 11, no. 1, January 1996.
- [Kömü98] H. Kömürcügil and O. Kükrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM ac/dc voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 801–813, Sept. 1998.
- [Kwo99] B.H. Kwon, J.H. Youm, and J.W. Lim, "A Line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol 14, no. 5, pp. 966- 972, Sep. 1999.
- [Labr95.1] F. Labrique, G. Séguier, R. Bausière. *"Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion alternatif-continu."* Tome 1, deuxième édition, Lavoisier TEC & DOC, 1995.
- [Labr95.2] F. Labrique, G. Séguier, R. Bausière. *"Les convertisseurs de l'électronique de puissance. La conversion continu-alternatif."* Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC & DOC, 1995.

- [Laf00] M. Lafoz, I. J. Iglesias, C. Venganzones, and M. Visiers, "A Novel Double Hysteresis-Band Current Control for a Three-Level Voltage Source Inverter," in *Proc. IEEE-PESC'00*, 18-23 June, 2000, Galway, Ireland, vol. 1, pp. 21-26.
- [Lai96] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters," *IEEE Trans. Indus. Applicat.*, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [Lajo91] M. Lajoie-Mazenc, P. Viarouge : "Alimentation des machines synchrones" *Techniques de l'ingénieur*, vol D3II, Article D 3630, Juin 1991
- [Lee96] Y.-H. Lee, B.-S. Suh, D.-S. Hyun, "A Novel PWM Scheme for a Three-Level Voltage Source Inverter with GTO Thyristors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 260-268, vol. 32, no. 2, March/April 1996.
- [Lee98] D. H. Lee, S. R. Lee, and F. C. Lee, "An Analysis of Midpoint Balance for the Neutral-Point-Clamped Three-Level VSI," in *Proc. IEEE-PESC'98*, 17-22 May, 1998, Fukuoka, Japan, vol. 1, pp. 193-199.
- [Lee99] Y.-H. Lee, B.-S. Suh, C-H. Choi, and D.-S. Hyun, "A New Neutral Point Current Control for a 3-level Converter/Inverter Pair System" in *Proc. IEEE Ind. Applic. Conf.*, 3-7 Oct., 1999, Phoenix, AZ, USA, vol. 3, pp. 1528-1534.
- [Lemo99] Ph. Lemoigne. "*Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux*". Rapport de synthèse - habilitation à diriger les recherches, E.C. Lille 1999.
- [Lepi90] B.Le Pioufle, G.Georgiou, I.P. Louis., "Application of NL control for the speed regulation or position of the autopilot synchronous machine", *physical Review applied*, pp. 517-527, 1990.
- [Lepi93] B.Le Pioufle., "Comparison of speed not linear control strategies for the servomotor", *Electric Machines and power systems*, pp. 151- 169, 1993
- [Lian99] Y. Liang; C. O. Nwankpa, "A Power Line Conditioner Based on Flying Capacitor Multilevel Voltage Source Converter with Phase Shift SPWM," *IEEE-IAS Conference Record*, vol. 4, pp. 2337 -2343, 1999.
- [Lin99] B-R. Lin; Y-P Chien; H-H Lu, "Multilevel inverter with series connection of H-bridge cells," *IEEE-PEDS Conference Record*, vol. 2, pp. 859 -864, 1999.
- [Lipp93] G. Lipphardt, "Using a Three-Level GTO Voltage Source Inverter in a HVDC Transmission System," *EPE Conference Record*, pp.151-155, September 1993.
- [Manj96] M. Manjrekar, G. Venkataramanan, "Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters," *IEEE-PESC Conference Record*, vol. 2, pp. 1013-1018, 1996
- [Manj98.1] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications," *IEEE-APEC Conference Record*, pp. 523-529, vol. 2, 1998.
- [Manj98.2] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A Generalized Structure of Multilevel Power Converter," *PEDES Conference Record*, vol. 1, pp. 62-67, 1998.

- [**Manj99**] M. D. Manjrekar, P. Steimer, T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High Power Applications," *IEEE-IAS Conference Record*, 1999.
- [**Manj00**] M.D. Manjrekar, P.K. Steimer, and T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications," *IEEE Trans. Indus. Applicat.*, vol. 36, no. 3, pp. 834-841, May/June 2000.
- [**Mao98**] H. Mao, D. Boroyevich, F. C. Lee, "Novel Reduced-Order Small-Signal Model of a Three-Phase PWM Rectifier and Its Application in Control Design and System Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 511-521, vol. 13, no. 3, May 1998.
- [**March91**] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A Non conventional Power Converter for Plasma Stabilization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 212-219, April 1991.
- [**March92**] M. Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.7, no. 1, pp. 189-204, Jan. 1992.
- [**March93**] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, "Multilevel Converters for High Power AC Drives: A Review," *IEEE-ISIE International Symposium*, pp.38-43, 1993.
- [**March98**] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, P. Tenca, "About the DC-Link Capacitors Voltage Balance in Multi-Point Clamped Converters," *IEEE-IECON Conference Record*, vol. 1, pp.548-553, 1998.
- [**March99**] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, F. V. P. Robinson, and P. Tenca, "A Minimum-Energy-Based Capacitor Voltage Balancing Control Strategy for MPC Conversion Systems," in *Proc. IEEE-ISIE'99*, 12-16 July, 1999, Bled, Slovenia, vol. 1, pp. 20-25.
- [**March00**] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and P. Tenca, "An Optimal Controller for Voltage Balance and Power Losses Reduction in MPC AC/DC/AC Converters," in *Proc. IEEE-PESC'00*, 18-23 June, 2000, Galway, Ireland, vol. 2, pp. 662-667.
- [**Menz94**] R. W. Menzies, P. Steimer, J. K. Steinke, "Five-Level GTO Inverters for Large Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 938-944, vol. 30, no. 4, July/August 1994.
- [**Mess92**] F. Messenger : "Sur la stabilisation discontinue des systèmes" Thèse de doctorat en Sciences Automatique, Orsay, Paris, 1992
- [**Meyn92.1**] T.A. Meynard, H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters". P.E.S.C'92, Toledo, Spain. Conference proceedings, pp. 397-403.
- [**Meyn92.2**] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-Level Choppers for High Voltage Applications," in *Proc. EPE'92*, March 1992, vol. 2, pp. 45-50.
- [**Meyn95.3**] T.A. Meynard, H. Foch, "Multilevel Converters and Derived Topologies for High Power Conversion," *IEEE-IECON Conference Record*, pp. 21-26, vol. 1, 1995.
- [**Mira90**] C. Mira : "Système asservis non linéaires" Hermès, Paris, 1990

[Mitz94] D. Mitzova : " Commande à structure variable appliquée à un moteur asynchrone" Thèse de l'INSA de Toulouse, 1994

[Moha95] N. Mohan, T. M. Underland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 2nd ed., 1995.

[Mwin97] B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, B.-T. Ooi, and Y. Chen, "Multilevel Converters as series VAR Compensators," in *Proc. IEEE-PESC'97*, 22-27 June, 1997, St. Louis, MO, USA, vol. 1, pp. 338-343.

[Naba81] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 518-523, vol. IA-17, n° .5, September/October 1981.

[Newt97] C. Newton and M. Summer, "Neutral Point Control for Multi-level Inverters: Theory, Design and Operation Limitations," in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 5-9 Oct. 1997, New Orleans, LA, USA, vol. 2, pp. 1336-1343.

[Newt98.1] C. Newton, M. Summer, "Multi-level converters, a real solution to medium/high voltage drives," *Power Engineering Journal*, pp. 21-26, vol. 12.1, 1998.

[Newt98.2] C. Newton, M. Sumner, "A novel Arrangement for the Balancing of the Capacitor Voltages of a Five Level Diode Clamped Inverter," *IEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference Record*, pp. 465-470, 1998.

[Newt99] C. Newton, M. Sumner, "Novel Technique for Maintaining Balanced Internal DC Link Voltages in Diode Clamped Five-Level Inverters," *IEE Proc. Electr. Power Appl*, vol. 146, no. 3, May 1999.

[Nico96] B. Nicolas. "*Contribution à la commande des convertisseurs statiques: définition des lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants.*" Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1195, I.N.P. Toulouse, 1996.

[Nour94] A. Nouri : "Généralisation du régime glissant et de la commande à structure variable - application aux actionneurs classiques et à muscles artificielles" Thèse de l'INSA de Toulouse, 1994

[Ogas91] S. Ogasawara and H. Akagi, "A Vector Control System Using a Neutral-Point- Clamped Voltage Source PWM Inverter," in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 28 Sep.-4 Oct. 29, 1991, Dearborn, MI, USA, vol. 1, pp. 422-427.

[Ogas93] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of Variation of Neutral Point Potential in Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters," in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 2-8 Oct., 1993, Toronto, Ont., Canada, vol. 2, pp. 965-970.

[Osma99] R. H. Osman, "A Medium-Voltage Drive Utilizing Series-Cell Multilevel Topology for outstanding Power Quality," *IEEE-IAS Conference Record*, 1999.

[Peng95] F.Z.Peng, J.-S. Lai, J.McKeever, and J.VanCoevering, "A multilevel Voltage-Source Converter System with Balanced DC Voltages," in *Proc. IEEE-PESC' 95*, 18-22 June, 1995, Atlanta, GA, USA, vol. 2, pp. 1144-1150.

[Peng96] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoevering, "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation," *IEEE Trans. Indus. Applicat.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130-1138, Sep./Oct. 1996.

[Peng97] F. Z. Peng, J.-S. Lai, "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 748-755, vol. 33, no. 3, May/June 1997.

[Peng98] F. Z. Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams, "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distributing Systems," *IEEE Trans. Indus. Applicat.*, vol. 34, no. 6, pp. 1293-1298, Nov./Dec. 1998.

[Pill88] P. Pillay, R. Krishnan., "Modelling of permanent motor drives", *IEEE Trans On Elect*, Vol: 35, No:4, pp265- 273, Nov 1988

[Pill89] P. Pillay, R. Krishnan., "Modelling simulation and analysis of permanent synchronous motor drives", *IEEE Trans On Ind*, Vol: 25, No: 2, pp. 265-273, March/April 1989.

[Pino00] D. Pinon. "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement." Rapport de thèse de doctorat, I.N.P. Toulouse, 2000.

[Pou02] J. Pou, D. Boroyevich, and R. Pindado, "New Feedforward Space-Vector PWM Method to Obtain Balanced AC Output Voltages in a Three-Level Neutral-Point Clamped Converter," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 1026-1034, Oct. 2002.

[Prad83] Pradeep M. Bhagwat, V. R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1057-1069, vol. IA-19, no. 6, November/December 1983.

[Pris95] L. Prissé. "Etude, conception et mise en œuvre des convertisseurs multicellulaires série à IGBT". Rapport de thèse de doctorat, I.N.P. Toulouse, 1995.

[Ras99] A. Ras and F. Guinjoan, "Ramp-Synchronized, Sliding-Mode Hybrid Control of Buck Converter", EPE'99, Lausanne (Switzerland), 7-9 September 1999.

[Rodr99] J. Rodriguez, L. Moran, A. Gonzales, C. Silva, "High Voltage Converter with Regeneration Capability," *IEEE-PESC Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 1077-1082, 1999.

[Rodr01] J. Rodriguez, J. Pontt, G. Alzamora, N. Becker, O. Eickenel, J. L. Cornet, and A. Weinstein, "Novel 20 MW Downhill Conveyor System Using Three-Level Converters," in *Proc. IEEE Indus. Applicat. Conf.*, 30 Sep.-4 Oct., 2001, Chicago, IL, USA, vol. 2, pp. 1396-1403.

[Roja95.1] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "PWM Control Method for a Four-Level Inverter," in *Proc. IEE Electric Power Applicat.*, vol. 142, no. 6, pp. 390-396, Nov. 1995.

[Roja95.2] R. Rojas, T. Ohnishi, T. Suzuki, "PWM Control Method for NPC Inverters with Very Small DC-Link Capacitors," *IPEC-Yokohama*, pp. 494-499, 1995.

- [Rose98]** M. Rosenmayr, A. Cassat, H. Glavitsch, and H. Stemmler, "SWISSMETRO – Power Supply for a High-Power Propulsion System with Short Stator Linear Motors," in *Proc. MAGLEV'98*, 12-15 April, 1998, Mt. Fuji, Japan, pp. 280-286.
- [Rose00]** M. Rosenmayr, A. Cassat, and H. Stemmler, "SWISSMETRO – Vector Control for Homopolar Synchronous Linear Motor," in *Proc. MAGLEV'00*, 7-10 June, 2000, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 292-299.
- [Sand89]** S. R. Sanders, G. C. Verghese, and D. E. Cameron, "Nonlinear control of switching power converters," *Control—Theory and Advanced Technology*, vol. 5, n^o. 4, pp. 601-617, 1989.
- [Sand90]** S. R. Sanders and G. C. Verghese, "Lyapunov-based control for switching power converters," in *Proc. IEEE PESC*, 1990, pp. 51–58.
- [Schib98]** N.P. Schibli, T.Nguyen, and A.C. Rufer, "A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 978-986, Sep. 1998.
- [Segu]** G. Séguier, F. Notelet, 'Electrotechnique Industrielle', Edition Lavoisier.
- [Segu96]** G. Séguier " Electronique de Puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications ". Dunod, 1996. ISBN 2-10-003107-4.
- [Seix00]** P. F. Seixas, M. A. Severo Mendes, P. Donoso-Garcia, and A. M. N. Lima, "A Space Vector PWM Method for Three-Level Voltage Source Inverters," in *Proc. IEEE-APEC*, 6-10 Feb. 2000, New Orleans, LA, USA, vol. 1, pp. 549-555.
- [Shak99]** Y. Shakweh, E.A. Lewis, "Assessment of medium voltage PWM VSI topologies for multi-megawatt variable speed drive applications," *IEEE-PESC Conference Record*, vol. 2, pp. 965–971, 1999.
- [Sinh96]** G. Sinha, T. A. Lipo, "A Four Level Rectifier-Inverter System for Drive Applications," *IEEE-IAS Conference Record*, pp. 980-987, 1996.
- [Sinh97.1]** G. Sinha, T. A. Lipo, "A Four Level Inverter Based Drive With a Passive Front End," *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 590-596, vol. 1, 1997.
- [Sinh97.2]** G. Sinha and T. A. Lipo, "A New Modulation Strategy for Improved DC Bus Utilization in Hard and Soft Switched Multilevel Inverters," in *Proc. IEEEIECON' 97*, 9-14 Nov. 1997, New Orleans, LA, USA, vol. 2, pp. 670-675.
- [Slot91]** J. J .E. Slotine, W. Li : " Applied nonlinear control", Prentice-Hall international, Inc, USA, 1991
- [Somm99]** R. Sommer, A. Martens, M. Griggs, H.-J. Conraths, M. Bruckmann, T. Greif, "New Medium Voltage Drive Systems using Three-Level Neutral Point Clamped Inverter with High Voltage IGBT," *IEEE-IAS Conference Record*, 1999.
- [Song99]** T.Song, MF Rahman, KW Lim, MA Rahman., "A Singular Disturbances Approach to Sensorless Permanent Control Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.14, n^o 4, Dec1999.

- [**Spia95**] G. Spiazzi, P. Mattavelli, L. Rossetto, L. Malesani, "Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies," *Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC)*, Vol.5, n° 3, September 1995, pp.337-354.
- [**Ste92**] J. K. Steinke, "Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, n° 3, pp. 487-496, July 1992.
- [**Suh97**] B-S Suh, D-S Hyun, "A Novel N-level High Voltage Inversion System," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 1, pp. 107-115, February 1997.
- [**Suh98**] B. S. Suh, G. Sinha, M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "Multilevel Power Conversion –An Overview of Topologies and Modulation Strategies," *IEEE-OPTIM Conference Record*, pp. 11-24, vol. 2, 1998.
- [**Tach98**] O.Tachon. "*Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série. Modélisation, synthèse et expérimentation.*". Rapport de thèse de doctorat n° d'ordre: 1415, I.N.P. Toulouse, 1998.
- [**Tolb99**] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and Thomas G. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drivers," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, Jan./Feb. 1999.
- [**Tolb00**] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, "A multilevel converter-based universal power conditioner," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 596 –603, March- April 2000.
- [**Utki78.1**] V. I. Utkin : "Discontinuous control system : State of art in theory and application", Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou,1978
- [**Utki78**] V. I. Utkin : "Sliding modes and their application in variable structure systems", Edition MIR, Moscou, 1978
- [**Utki92**] V. I. Utkin : "Sliding modes in control optimization", Springer - Verlag, Berlin,1992
- [**Utki99**] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", ISBN0-7484-0116-4(cased), Taylor & Francis 1999.
- [**Vala88**] B. Valaerts, P. Mathaus. D. Tatakis, "A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Waveforms," *IEEE-PESC Conference Record*, pp. 1255-1262, 1988.
- [**Vorw97**] P. Vorwald : "Contrôle de la machine synchrone alimentée en courant entraînant une charge variable"; Thèse de l'INP de Toulouse, 1997
- [**Wang00**] F. Wang, "Control of IGCT Based PWM Voltage Source Inverter High Power High Performance Synchronous Motor Drive," in *Proc. IEEE-PIEMC'00*, 15-18 Aug., 2000, Beijing, China, vol. 2, pp. 769-773.
- [**Zhan95**] J. Zhang, "High Performance Control of a Three-Level IGBT Inverter fed AC Drive," *IEEE Industry Applications Society*, pp. 22-28, vol. 1, 1995.

[Zhan98] R. Zhang, "High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source," *Ph.D. Dissertation*, Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), Department of Electrical Engineering and Computer Engineering, Nov. 1998.

[Lyon99] J. P. Lyons, V. Vlatkovic, P. M. Espelage, F. H. Boettner, and E. Larsen, "Innovation IGCT Main Drives," in *Proc. IEEE Indus. Applicat. Conf.*, 3-4 Oct. 1999, Phoenix, AZ, USA, vol. 4, pp. 2655-2661.

[Rodr01] J. Rodríguez, J. Pontt, G. Alzamora, N. Becker, O. Eitel, J. L. Cornet, and A. Weinstein, "Novel 20 MW Downhill Conveyor System Using Three-Level Converters," in *Proc. IEEE Indus. Applicat. Conf.*, 30 Sep.-4 Oct., 2001, Chicago, IL, USA, vol. 2, pp. 1396-1403.

ANNEXES

ANNEXE 1

NOMENCLATURE

ANNEXE 2

PARAMETRE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS UTILISEE