

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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique
Laboratoire de Commande des Processus

D0011/04B

Thèse

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE

Option : Electrotechnique

Présentée par

M^r TALHA ABDELAZIZ

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'USTHB

Magister en Electronique de l'USTHB

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

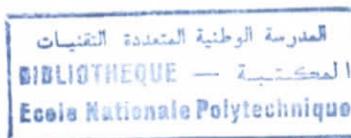
THEME

**ETUDE DE DIFFERENTES CASCADES
DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX A
STRUCTURE NPC. APPLICATION A LA
CONDUITE D'UNE MACHINE
SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS**

Soutenue publiquement le 02 / 12 / 2004 devant le jury composé de :

Président	F. Boudjema	Professeur, ENP
Rapporteurs	E.M. Berkouk	Maître de Conférence, ENP
	M.S. Boucherit	Professeur, ENP
Examineurs	L. Refoufi	Professeur, Université de Boumerdes
	M.O. Mahmoudi	Maître de Conférence, ENP
	H. Moulai	Maître de Conférence, USTHB
	H. Zerroug	Maître de Conférence, USTHB
Invité	C. Larbes	Maître de Conférence, ENP

AVANT PROPOS



*Les travaux de recherche dans cette thèse se sont effectués au sein du Laboratoire de Commande des Processus du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous La direction de Messieurs **E. M. Berkouk**, Maîtres de Conférence à l'ENP et **M. S. Boucherit**, Professeur à l'ENP. Que ces derniers trouvent ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour le soutien et les conseils qu'ils n'ont cessé de me prodiguer, et leurs apports sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail.*

*Je remercie très vivement Monsieur **F. Boudjema**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.*

*Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur **L. Refoufi**, Professeur à l'Université de Boumerdes, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury.*

*Que Monsieur **M.O. Mahmoudi**, Maîtres de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, trouve ici mes remerciements les plus sincères et ma profonde reconnaissance pour ses conseils et pour sa participation au sein du jury.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **H. Moulai**, Maîtres de Conférence à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en participant au jury de cette thèse.*

*Que Monsieur **H. Zeroug**, Maîtres de Conférence à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), trouve ici mes remerciements les plus sincères pour sa participation au sein du jury.*

*Je remercie très vivement Monsieur **C. Larbes**, Docteur d'état à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son apport scientifique et personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant mon invitation.*



Mes remerciements vont également :

à Monsieur **A. El-Maouhab**, chargé de cours à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), pour son aide inestimable et sa disponibilité.

à la Mémoire de Monsieur **A. Maafi**, Professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), chef d'équipe Instrumentation Solaire et Modélisation de la faculté d'Electronique et d'Informatique, pour son aide et ses sacrifices, que Dieu le tout puissant lui accorde sa sainte miséricorde et l'accueille dans son vaste Paradis.

à tout les membres de l'équipe Instrumentation Solaire et Modélisation de la faculté d'Electronique et d'Informatique (U.S.T.H.B), et particulièrement à Mademoiselle **S. Harrouni** pour sa chaleureuse et amicale ambiance dans laquelle se sont déroulées ces dernières années.

à tous mes collègues de l'ITS de l'USTHB pour leurs soutiens et encouragements.

Enfin, je ne serais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, qui, sur le plan humain, m'ont soutenu par leurs encouragements. Un remerciement particulier et une reconnaissance la plus profonde vont à mes parents et à ma femme pour leurs aides inestimables et leurs disponibilités tout le long de la réalisation de ce travail, sans oublier mes adorables enfants **Ahlem** et **Zinedine Mohamed Ali** pour la joie et l'ambiance particulière qu'ils ont créés autour de nous.

Plusieurs personnes ont contribuées de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, je ne serais les nommer toutes, mais je tiens à leurs exprimer mes vives remerciements.

Cette présente thèse leur est dédiée à titre de modeste remerciement.

"Voici des fruits, des fleurs, des feuilles et des branches,
Et puis voici mon cœur qui ne bat que pour vous"

VERLAINE

Sommaire



Introduction générale	1
Chapitre I. Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC	
Introduction.....	3
I.1. Modélisation de l'onduleur à sept niveaux a structure NPC.....	3
I.1.1. Structure générale de l'onduleur à sept niveaux.....	3
I.1.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux.....	4
I.1.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux.....	5
I.1.2.2. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à sept niveaux à structure NPC.....	7
I.2 Modèles de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à sept niveaux à structure NPC.....	10
I.2.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	10
I.2.2 Fonction de connexion « F_{KS} ».....	11
I.2.3 Fonction de commutation.....	11
I.2.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à sept niveaux a structure NPC.....	11
I.2.5. Fonction de connexion du demi-bras.....	13
I.3. Modélisation aux valeurs instantanées.....	14
I.4. Modélisation aux valeurs moyennes.....	19
I.5. Conclusion.....	21
Chapitre II. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC	
Introduction.....	22
II.1. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à six porteuses bipolaires....	22
II.1.1. Caractéristiques de la modulation.....	23
II.1.2. Algorithme de commande.....	24
II.2. Modulation vectorielle.....	25
II.3. Modulation calculée.....	33
II.3.1. Algorithme1.....	33
II.3.2. Algorithme2.....	37

III.6.1. Modélisation du redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux.....	81
III.6.2. Modélisation du filtre intermédiaire.....	82
III.6.3. Résultats de simulation.....	83
III.7. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	85
III.7.1. Modélisation du filtre intermédiaire.....	85
III.7.2. Résultats de simulation.....	87
III.8. Pont de clamping.....	89
III.8.1. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	89
III.8.1.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	90
III.8.1.2. Dimensionnement de la résistance R_p	91
III.8.1.3. Résultats de simulation.....	92
III.8.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	93
III.8.2.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	93
III.8.2.2. Résultats de simulation.....	94
III.8.3. Cascade de trois redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	95
III.8.3.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	96
III.8.3.2. Résultats de simulation.....	97
III.8.4. Cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	97
III.8.4.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	98
III.8.4.2. Résultats de simulation.....	99
III.8.5. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	100
III.8.5.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	101
III.8.5.2. Résultats de simulation.....	102
III.8.6. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à sept niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	103
III.8.6.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	103
III.8.6.2. Résultats de simulation.....	104

III.9. Demi-pont de clamping.....	105
III.9.1. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	105
III.9.1.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	106
III.9.1.2. Résultats de simulation.....	107
III.9.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	108
III.9.2.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	109
III.9.2.2. Résultats de simulation.....	109
III.9.3. Cascade de trois redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	110
III.9.3.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	111
III.9.3.2. Résultats de simulation.....	112
III.9.4. Cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	113
III.9.4.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	114
III.9.4.2. Résultats de simulation.....	115
III.9.5. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	115
III.9.5.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	116
III.9.5.2. Résultats de simulation.....	117
III.9.6. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à sept niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	118
III.9.6.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	118
III.9.6.2. Résultats de simulation.....	119
III.10. Conclusion.....	120

Chapitre IV. Asservissement des changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à sept niveaux

Introduction.....	121
IV.1. Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	121
IV.1.1. Modèle de la boucle de tension.....	121
IV.1.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	123

IV.1.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	125
IV.1.4. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	127
IV.1.5. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de six redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	129
IV.1.6. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	131
IV.1.7. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	133
IV.1.8. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	135
IV.1.9. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de six redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	137
IV.2. Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux.....	139
IV.2.1. Modèle de la boucle de tension.....	139
IV.2.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux et d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	140
IV.2.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux et d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	142
IV.3. Asservissement du redresseur de courant triphasé à sept niveaux.....	144
IV.3.1. Modèle de la boucle de tension.....	144
IV.3.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	146

IV.3.3. Application de l’algorithme d’asservissement à la cascade d’un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP.....	146
IV.4. Conclusion.....	150
Conclusion générale.....	151
Bibliographie	
Annexes	

Nomenclature

V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur

V_{NM} : Tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur

V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} : Tensions composées

m : Indice de modulation

f_p : Fréquence de la porteuse

f : Fréquence de la tension de référence

r : Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension

P_{res} : Puissance du réseau

P_{em} : Puissance électromagnétique

P_{mec} : Pertes mécaniques

P_J : Pertes Joules

$C_{em\ nom}$: Couple nominal de la machine

C_r : Couple résistant de la machine

Ω_{nom} : Vitesse nominale de la machine

V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau

I_{eff} : Valeur efficace du courant du réseau

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction Générale

Introduction générale

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs vu la simplicité de sa commande. Néanmoins, la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients liés à son collecteur mécanique.

En revanche, les machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et une vitesse de fonctionnement élevée.

En effet, la machine synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement et son couple massique important qui l'on permis de s'imposer dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, plus particulièrement dans les domaines d'applications tels que les ateliers flexibles, la robotique, l'aéronautique et le spatial.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO (gate turn-off thyristors) et les IGBT (insulated gate bipolar transistors), ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique-machine à courant alternatif) a vu son coût diminué considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la microinformatique (microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes.

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées. On peut citer : les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, nous traitons une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux : onduleur de tension à sept niveaux à structure NPC (neutral point clamping). Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible, et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans les domaines de haute tension et forte puissance permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

Cette thèse comporte quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous élaborons le modèle de fonctionnement de cet onduleur sans a priori sur sa commande, en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri [4] [5] [6]. En suite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonction de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. De même, nous

développons son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en utilisant la notion de fonctions génératrices.

Dans le deuxième chapitre, nous développons différentes stratégies de commande de l'onduleur à sept niveaux. Les performances de chaque algorithme sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmoniques.

Dans le troisième chapitre, nous étudions les différents changeurs de fréquence, ayant pour pont de sortie l'onduleur à sept niveaux. Aussi, nous étudions l'influence du pont et du demi-pont de clamping sur les tensions d'entrée de cet onduleur.

Enfin, pour résoudre le problème des sources d'alimentation continue de l'onduleur à sept niveaux, nous proposons plusieurs algorithmes d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur en jouant sur les redresseurs à deux, à cinq ou à sept niveaux du changeur de fréquence a onduleur de sortie à sept niveaux.

Chapitre I

*Modèle de connaissance
et de commande de
l'onduleur à sept
niveaux à structure
NPC*

Introduction

Pour les domaines de hautes tensions et fortes puissances, l'alimentation des machines à courant alternatif est souvent assurée par des groupements d'onduleurs à deux niveaux [1] [2] [3] [4] [5] [6] [7] [8] [9].

Pour remédier aux problèmes associés à ces groupements, on propose d'étudier dans cette thèse un nouvel onduleur multiniveaux : onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping).

Dans ce chapitre, on étudie la structure de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Ainsi, on commencera par élaborer son modèle de fonctionnement, sans à priori sur la commande, en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [3] [10] [11] [12] [13] [14].

En suite, on développera un modèle de commande de ce convertisseur au sens des valeurs moyennes qui trouvera son application dans le chapitre II consacré aux différentes stratégies de commande MLI de cet onduleur à sept niveaux à structure NPC.

1.1. Modélisation de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC

1.1.1. Structure générale de l'onduleur à sept niveaux

L'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des moteurs à courant alternatif de forte puissance.

Plusieurs structures de l'onduleur à sept niveaux sont possibles [1] [13] [15] [16] [17] [18] [19] [20] [21] [22] [23] [24].

Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à sept niveaux de type NPC comme l'indique la figure I-1.

Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de huit interrupteurs en série et quatre autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche.

Pour différentes stratégies de commande, les tensions délivrées par ce type d'onduleur présentent un taux d'harmoniques plus faible à celui des tensions délivrées par d'autres types d'onduleurs de niveaux inférieurs.

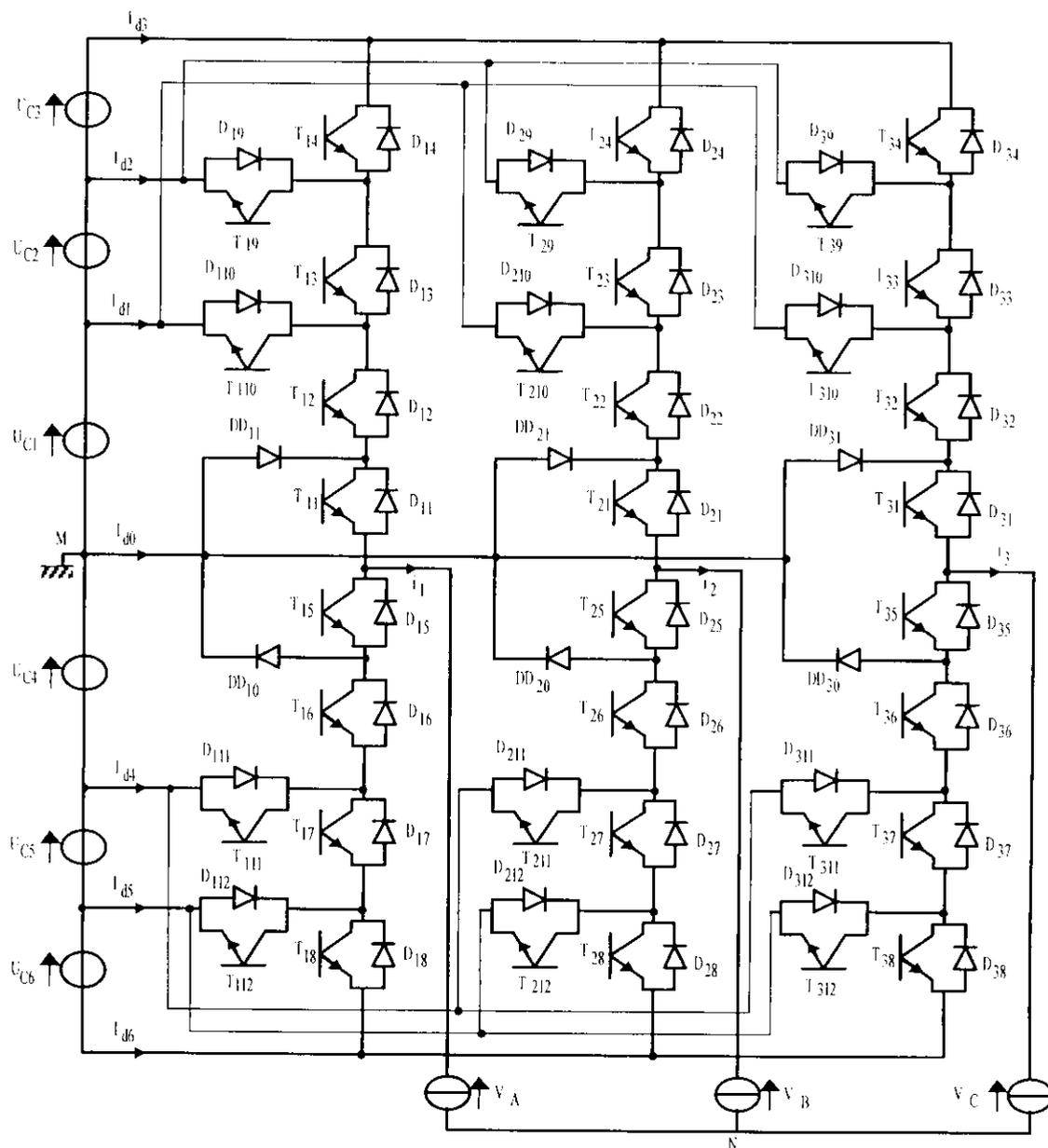


Figure I.1. Structure générale de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC

I.1.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à sept niveaux, sans a priori sur la commande, et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on considère les hypothèses suivantes [3] [5] [10] [25] [26] :

- Chaque paire transistor–diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (Figure I.2).
- Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à sept niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

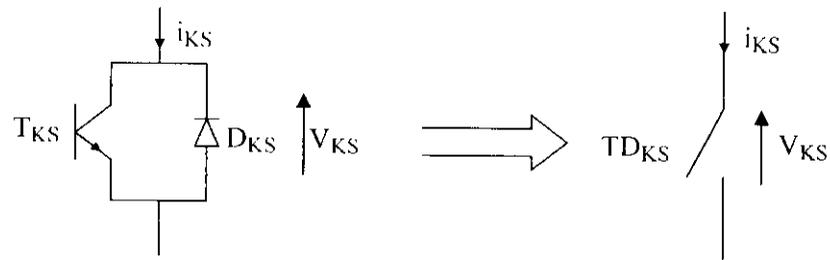


Figure I.2. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor–diode

Remarque

Les tensions U_{C1} , U_{C2} , U_{C3} , U_{C4} , U_{C5} , U_{C6} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes), $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_{C6} = U_C$.

I.1.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à sept niveaux

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC montre qu'il existe neuf configurations possibles (figure I.3).

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau I.1 (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K).

Pour la configuration E_0 , le potentiel V_K dépend de la charge de l'onduleur.

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$I_K = 0$
E_1	$V_K = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} = 3U_C$
E_2	$V_K = U_{C1} + U_{C2} = 2U_C$
E_3	$V_K = U_{C1} = U_C$
E_4	$V_K = 0$
E_5	$V_K = -U_{C4} = -U_C$
E_6	$V_K = -U_{C4} - U_{C5} = -2U_C$
E_7	$V_K = -U_{C4} - U_{C5} - U_{C6} = -3U_C$
E_8	$V_K = 0$

Tableau I.1. Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à sept niveaux à structure NPC

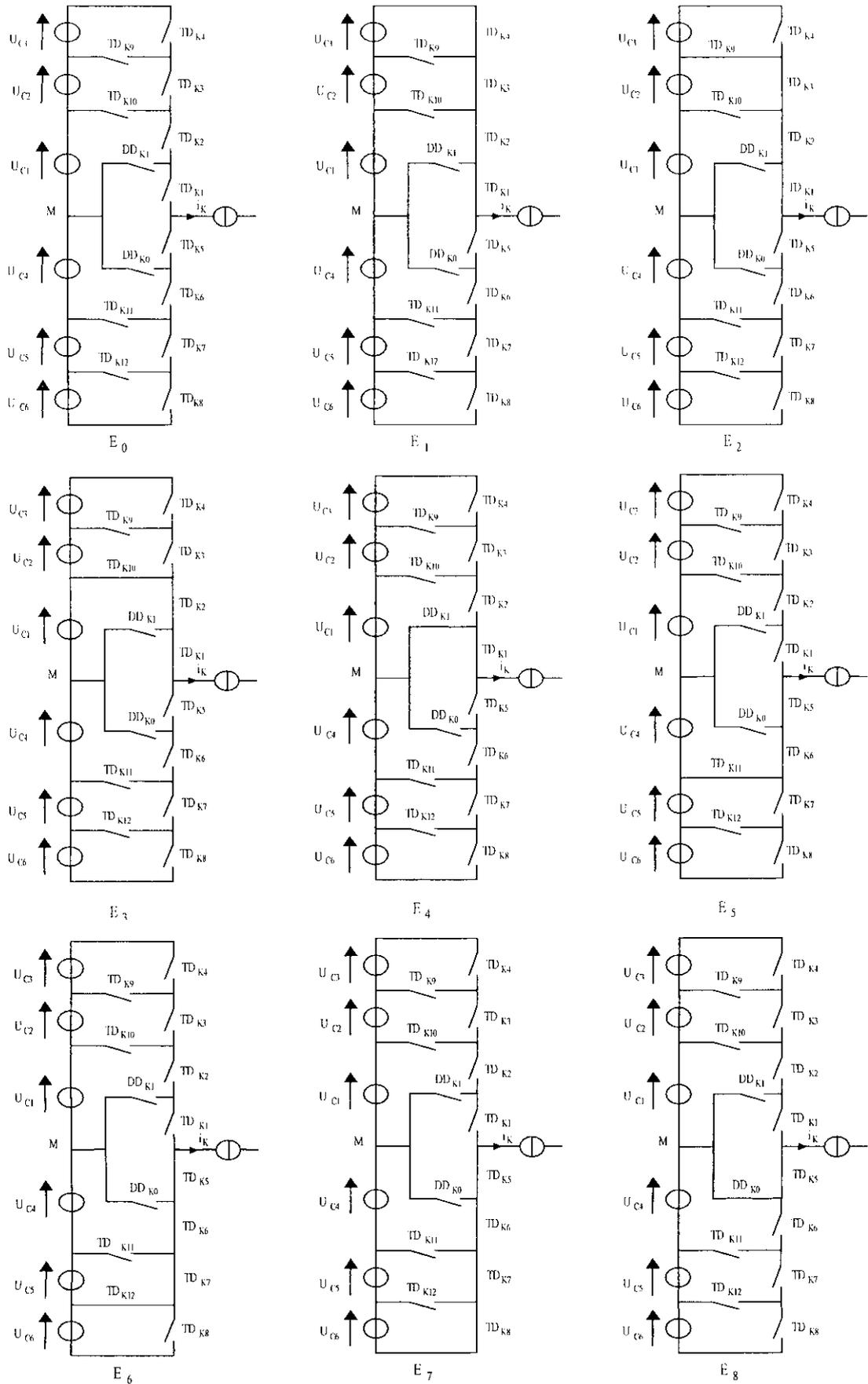


Figure I.3. Différentes configurations du bras K de l'onduleur à sept niveaux

I.1.2.2. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à sept niveaux à structure NPC

L'analyse fonctionnelle réalisée au moyen du formalisme de Petri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'entre elles un modèle électrique équivalent et à définir les conditions de changement de configuration. Ces conditions de transition donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras. Elles sont des fonctions logiques entre [3] [14] [26] :

- ✓ Une commande externe B_{K5} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- ✓ Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

La figure I.4 montre le réseau de Petri série de ce bras de l'onduleur, où R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration F_m à la configuration F_n . Ces différentes réceptivités R_{mn} sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{mk2} > 0) \wedge B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge B_{K4} \wedge (U_{mk4} > 0)] \\ + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0) \wedge (U_{mk3} < 0) \wedge (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{mk2} > 0) \wedge B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge \bar{B}_{K4}] \\ + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0) \wedge (U_{mk3} < 0) \wedge B_{K9}]$$

$$R_{03} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{mk2} > 0) \wedge B_{K3}] + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0) \wedge B_{K10}]$$

$$R_{04} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{DDK1} > 0)]$$

$$R_{05} = [B_{K5} \wedge (U_{mk5} > 0) \wedge B_{K6} \wedge (U_{mk6} > 0) \wedge \bar{B}_{K7}] + [(U_{mk5} < 0) \wedge (U_{mk6} < 0) \wedge B_{K11}]$$

$$R_{06} = [B_{K5} \wedge (U_{mk5} > 0) \wedge B_{K6} \wedge (U_{mk6} > 0) \wedge B_{K7} \wedge (U_{mk7} > 0) \wedge \bar{B}_{K8}] \\ + [(U_{mk5} < 0) \wedge (U_{mk6} < 0) \wedge (U_{mk7} < 0) \wedge B_{K12}]$$

$$R_{07} = [B_{K5} \wedge (U_{mk5} > 0) \wedge B_{K6} \wedge (U_{mk6} > 0) \wedge B_{K7} \wedge (U_{mk7} > 0) \wedge B_{K8} \wedge (U_{mk8} > 0)] \\ + [(U_{mk5} < 0) \wedge (U_{mk6} < 0) \wedge (U_{mk7} < 0) \wedge (U_{mk8} < 0)]$$

$$R_{08} = [B_{K5} \wedge (U_{mk5} > 0) \wedge B_{K6} \wedge (U_{DDK0} > 0)]$$

$$R_{10} = [i_K = 0]$$

$$R_{12} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K9} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{13} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge \bar{B}_{K3} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K10} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{14} = [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (U_{DDK1} > 0) \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{15} = [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K11} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{16} = [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{17} = [\bar{B}_{K1} \wedge \bar{B}_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{18} = [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K5} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{20} = [i_K = 0]$$

$$\begin{aligned}
R_{21} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K9} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{23} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge \bar{B}_{K3} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K10} \wedge \bar{B}_{K9} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{24} &= [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{25} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K11} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{26} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{27} &= [\bar{B}_{K1} \wedge \bar{B}_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{28} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K5} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{30} &= [i_K = 0] \\
R_{31} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{32} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{34} &= [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{35} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K11} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{36} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K12} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{37} &= [\bar{B}_{K1} \wedge \bar{B}_{K12} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{38} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K5} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{40} &= [i_K = 0] \\
R_{41} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{42} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{43} &= [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{45} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K11} \wedge (i_K > 0)] \\
R_{46} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge \bar{B}_{K10} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{47} &= [\bar{B}_{K1} \wedge \bar{B}_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge \bar{B}_{K10} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{48} &= [\bar{B}_{K1} \wedge B_{K5} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{50} &= [i_K = 0] \\
R_{51} &= [\bar{B}_{K11} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge \bar{B}_{K9} \wedge B_{K10} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{52} &= [\bar{B}_{K11} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K9} \wedge (i_K < 0)] \\
R_{53} &= [\bar{B}_{K11} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge \bar{B}_{K3} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K10} \wedge (i_K < 0)]
\end{aligned}$$

$$R_{54} = [\bar{B}_{K11} \wedge B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{56} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge \bar{B}_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{57} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{58} = [\bar{B}_{K6} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{60} = [i_K = 0]$$

$$R_{61} = [\bar{B}_{K12} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K5} \wedge B_{K9} \wedge B_{K10} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{62} = [\bar{B}_{K12} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K9} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{63} = [\bar{B}_{K12} \wedge B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge \bar{B}_{K3} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K10} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{64} = [\bar{B}_{K12} \wedge B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{65} = [\bar{B}_{K7} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{67} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{68} = [\bar{B}_{K6} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{70} = [i_K = 0]$$

$$R_{71} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{72} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K9} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{73} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge \bar{B}_{K3} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K5} \wedge B_{K10} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{74} = [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{75} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K11} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K7} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{76} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K12} \wedge (i_K > 0)] + [\bar{B}_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{78} = [\bar{B}_{K6} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{80} = [i_K = 0]$$

$$R_{81} = [\bar{B}_{K5} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{82} = [B_{K9} \wedge \bar{B}_{K5} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{83} = [B_{K10} \wedge \bar{B}_{K5} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{84} = \text{impossible}$$

$$R_{85} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge \bar{B}_{K7} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{86} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge \bar{B}_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{87} = [B_{K5} \wedge B_{K6} \wedge B_{K7} \wedge B_{K8} \wedge (i_K < 0)]$$

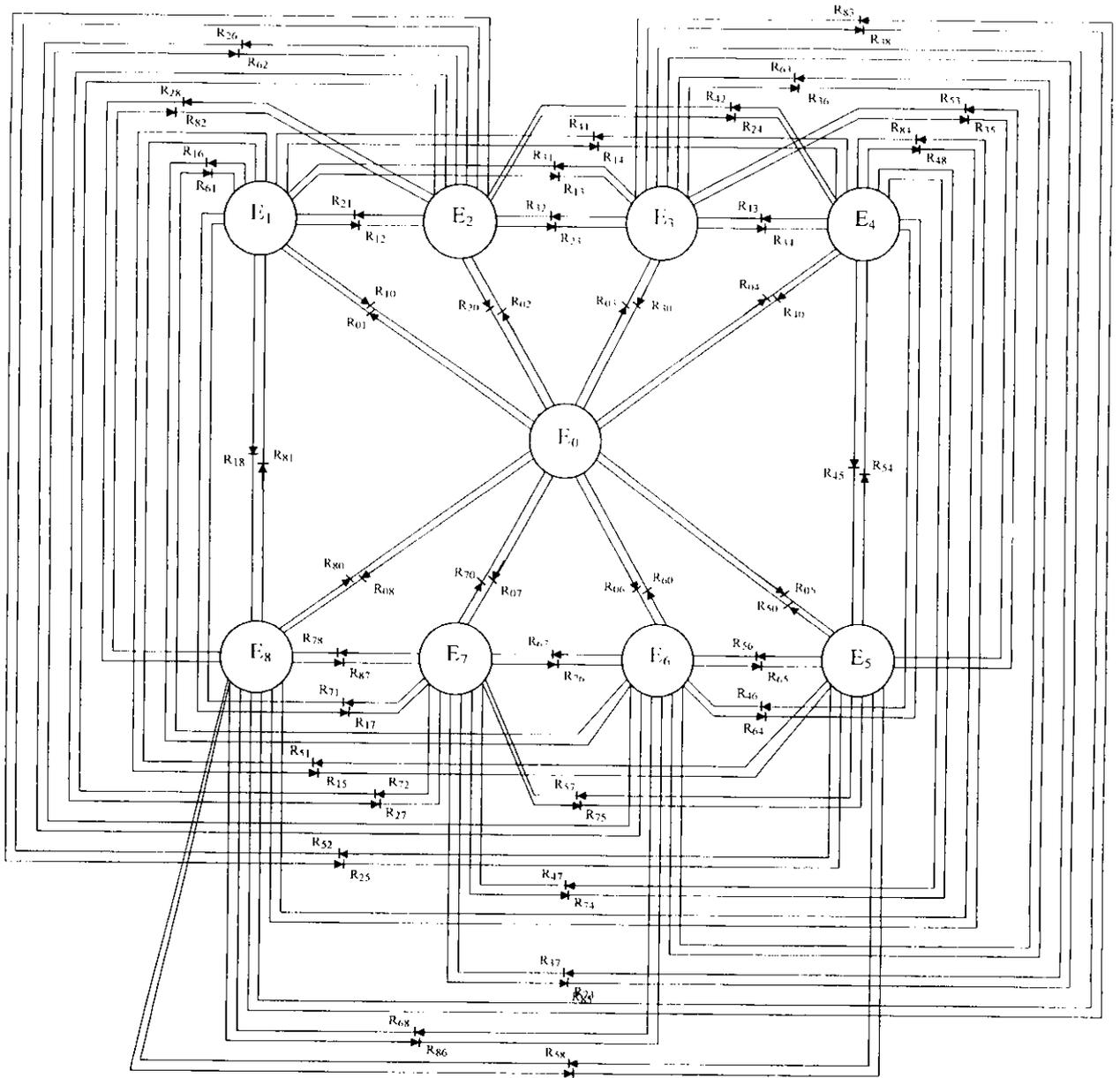


Figure I.4 Réseau de Petri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC

I.2. Modèles de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à sept niveaux à structure NPC

I.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques) [3] [26] [27] [28].

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

Hypothèses

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_C) ;
- La charge est triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ I_A + I_B + I_C = 0 \end{cases} \quad [I.1]$$

I.2.2. Fonction de connexion « F_{KS} »

Cette fonction est liée à chaque interrupteur. Elle décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction vaut «1» si l'interrupteur est fermé, «0» dans le cas contraire, tel que :

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad [I.2]$$

I.2.3. Fonction de commutation

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à «n» interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion F_i définie par :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_C \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right\} \quad [I.3]$$

Avec F_C la fonction de commutation de cette cellule, et T sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

I.2.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC

Commande complémentaire

Pour éviter la conduction simultanée des huit interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un bras, plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un onduleur à sept niveaux. La commande la plus optimale est la suivante [26] [29] [30] :

$$\begin{cases} B_{K5} = \overline{B}_{K2} \\ B_{K6} = \overline{B}_{K1} \\ B_{K7} = \overline{B}_{K3} \\ B_{K8} = \overline{B}_{K4} \end{cases} \quad [I.4]$$

Avec B_{KS} , commande de base du transistor T_{KS} de ce bras K. Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K5} = 1 - F_{K2} \\ F_{K6} = 1 - F_{K1} \\ F_{K7} = 1 - F_{K3} \\ F_{K8} = 1 - F_{K4} \end{cases} \quad [I.5]$$

Le réseau de Petri du bras de l'onduleur devient, en mode commandable, comme suit :

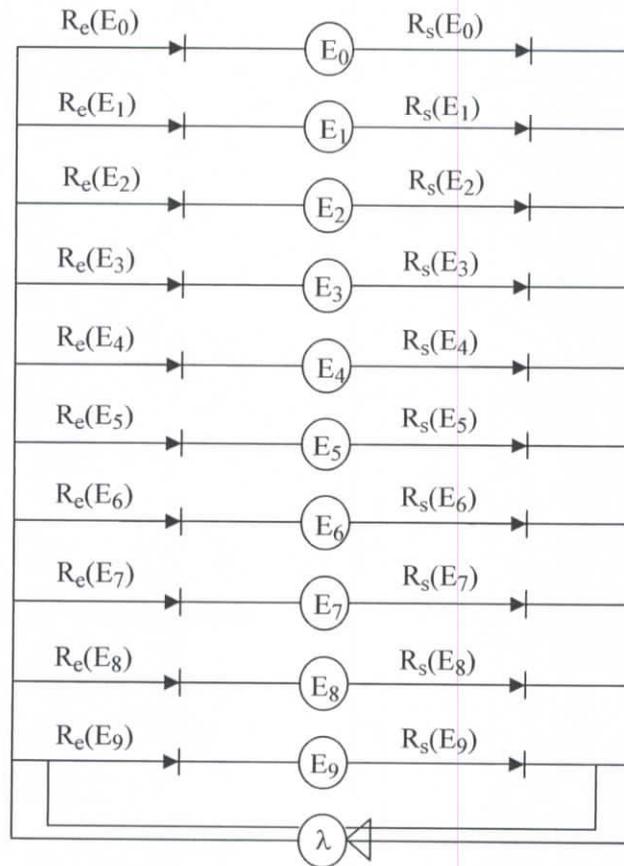


Figure I.5. Réseau de Petri parallèle de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC

Les différentes réceptivités d'entrée R_e et de sortie R_s de ce réseau de Petri s'expriment en fonction des réceptivités de transition R_{mn} comme suit :

▪ **Réceptivité d'entrée du réseau de Petri parallèle**

$$R_e(E_0) = (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{10} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{20} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{30} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{40} + (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{50} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{60} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{70} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{80}$$

$$R_e(E_1) = (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{01} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{21} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{31} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{41} + (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{51} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{61} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{71} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{81}$$

$$\begin{aligned}
R_e(E_2) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{02} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{12} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{32} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{42} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{52} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{62} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{72} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{82} \\
R_e(E_3) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{03} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{13} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{23} + (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{43} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{53} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{63} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{73} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{83} \\
R_c(E_4) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{04} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{14} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{24} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{34} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{54} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{64} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{74} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{84} \\
R_c(E_5) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{05} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{15} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{25} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{35} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{45} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{65} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{75} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{85} \\
R_c(E_6) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{06} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{16} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{26} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{36} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{46} + (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{56} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{76} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{86} \\
R_c(E_7) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{07} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{17} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{27} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{37} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{47} + (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{57} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{67} + (P_{Rdp} = E_8) \wedge R_{87} \\
R_c(E_8) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge R_{08} + (P_{Rdp} = E_1) \wedge R_{18} + (P_{Rdp} = E_2) \wedge R_{28} + (P_{Rdp} = E_3) \wedge R_{38} + \\
&\quad (P_{Rdp} = E_4) \wedge R_{48} + (P_{Rdp} = E_5) \wedge R_{58} + (P_{Rdp} = E_6) \wedge R_{68} + (P_{Rdp} = E_7) \wedge R_{78}
\end{aligned}$$

▪ Réceptivité de sortie de réseau de Petri parallèle

$$\begin{aligned}
R_s(E_0) &= (P_{Rdp} = E_0) \wedge (R_{01} + R_{02} + R_{03} + R_{04} + R_{05} + R_{06} + R_{07} + R_{08}) \\
R_s(E_1) &= (P_{Rdp} = E_1) \wedge (R_{10} + R_{12} + R_{13} + R_{14} + R_{15} + R_{16} + R_{17} + R_{18}) \\
R_s(E_2) &= (P_{Rdp} = E_2) \wedge (R_{20} + R_{21} + R_{23} + R_{24} + R_{25} + R_{26} + R_{27} + R_{28}) \\
R_s(E_3) &= (P_{Rdp} = E_3) \wedge (R_{30} + R_{31} + R_{32} + R_{34} + R_{35} + R_{36} + R_{37} + R_{38}) \\
R_s(E_4) &= (P_{Rdp} = E_4) \wedge (R_{40} + R_{41} + R_{42} + R_{34} + R_{45} + R_{46} + R_{47} + R_{48}) \\
R_s(E_5) &= (P_{Rdp} = E_5) \wedge (R_{50} + R_{51} + R_{52} + R_{53} + R_{54} + R_{56} + R_{57} + R_{58}) \\
R_s(E_6) &= (P_{Rdp} = E_6) \wedge (R_{60} + R_{61} + R_{62} + R_{63} + R_{64} + R_{65} + R_{67} + R_{68}) \\
R_s(E_7) &= (P_{Rdp} = E_7) \wedge (R_{70} + R_{71} + R_{72} + R_{73} + R_{74} + R_{75} + R_{76} + R_{78}) \\
R_s(E_8) &= (P_{Rdp} = E_8) \wedge (R_{80} + R_{81} + R_{82} + R_{83} + R_{84} + R_{85} + R_{86} + R_{87})
\end{aligned}$$

Remarque : La variable P_{Rdp} indique la configuration du bras de l'onduleur à sept niveaux.

1.2.5. Fonction de connexion du demi-bras

On définit pour l'onduleur une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{Km}^b telle que :

K : numéro du bras ($K = 1, 2, 3$)

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases}$$

Pour le bras K, les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} F_{K3} F_{K4} \\ F_{K0}^b = F_{K5} F_{K6} F_{K7} F_{K8} \end{cases} \quad [1.6]$$

Le système d'équations précédent montre que la fonction F_{Km}^b vaut «1» dans le cas où les quatre interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des quatre interrupteurs parallèles du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K9} = F_1 F_2 F_3 (1 - F_4) \\ F_{K10} = F_1 F_2 (1 - F_3) \\ F_{K11} = F_5 F_6 (1 - F_7) \\ F_{K12} = F_5 F_6 F_7 (1 - F_8) \end{cases} \quad [1.7]$$

1.3. Modélisation aux valeurs instantanées

On note :

- Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A , V_B et V_C ;
- Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM} , V_{BM} , V_{CM} ;
- La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{NM} .

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à sept niveaux par rapport au point milieu «M» s'expriment comme suit :

Au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs par :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} F_{13} F_{14} (U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_{11} F_{12} F_{13} (1 - F_{14}) (U_{C1} + U_{C2}) \\ \quad + F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) U_{C1} - F_{15} F_{16} F_{17} F_{18} (U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \\ \quad - F_{15} F_{16} F_{17} (1 - F_{18}) (U_{C4} + U_{C5}) - F_{15} F_{16} (1 - F_{17}) U_{C4} \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} F_{23} F_{24} (U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_{21} F_{22} F_{23} (1 - F_{24}) (U_{C1} + U_{C2}) \\ \quad + F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) U_{C1} - F_{25} F_{26} F_{27} F_{28} (U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \\ \quad - F_{25} F_{26} F_{27} (1 - F_{28}) (U_{C4} + U_{C5}) - F_{25} F_{26} (1 - F_{27}) U_{C4} \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} F_{33} F_{34} (U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) + F_{31} F_{32} F_{33} (1 - F_{34}) (U_{C1} + U_{C2}) \\ \quad + F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) U_{C1} - F_{35} F_{36} F_{37} F_{38} (U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \\ \quad - F_{35} F_{36} F_{37} (1 - F_{38}) (U_{C4} + U_{C5}) - F_{35} F_{36} (1 - F_{37}) U_{C4} \end{cases} \quad [1.8]$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13}F_{14} \\ F_{10}^b = F_{15}F_{16}F_{17}F_{18} \end{cases}; \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23}F_{24} \\ F_{20}^b = F_{25}F_{26}F_{27}F_{28} \end{cases}; \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33}F_{34} \\ F_{30}^b = F_{35}F_{36}F_{37}F_{38} \end{cases} \quad [I.9]$$

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

$$\begin{cases} F_{111} = F_{11}F_{12}(1-F_{13}) \\ F_{112} = F_{11}F_{12}F_{13}(1-F_{14}) \\ F_{113} = F_{15}F_{16}(1-F_{17}) \\ F_{114} = F_{15}F_{16}F_{17}(1-F_{18}) \end{cases}; \begin{cases} F_{211} = F_{21}F_{22}(1-F_{23}) \\ F_{212} = F_{21}F_{22}F_{23}(1-F_{24}) \\ F_{213} = F_{25}F_{26}(1-F_{27}) \\ F_{214} = F_{25}F_{26}F_{27}(1-F_{28}) \end{cases}; \begin{cases} F_{311} = F_{31}F_{32}(1-F_{33}) \\ F_{312} = F_{31}F_{32}F_{33}(1-F_{34}) \\ F_{313} = F_{35}F_{36}(1-F_{37}) \\ F_{314} = F_{35}F_{36}F_{37}(1-F_{38}) \end{cases} \quad [I.10]$$

En introduisant ces fonctions dans le système [I.9], on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{111}U_{C1} + F_{112}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ \quad - F_{113}U_{C4} - F_{114}(U_{C4} + U_{C5}) - F_{10}^b(U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \\ V_{BM} = F_{211}U_{C1} + F_{212}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ \quad - F_{213}U_{C4} - F_{214}(U_{C4} + U_{C5}) - F_{20}^b(U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \\ V_{CM} = F_{311}U_{C1} + F_{312}(U_{C1} + U_{C2}) + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2} + U_{C3}) \\ \quad - F_{313}U_{C4} - F_{314}(U_{C4} + U_{C5}) - F_{30}^b(U_{C4} + U_{C5} + U_{C6}) \end{cases} \quad [I.11]$$

Ce système d'équations [I.11] s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112} + F_{11}^b \\ F_{212} + F_{21}^b \\ F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} \\ - \begin{bmatrix} F_{113} + F_{114} + F_{10}^b \\ F_{213} + F_{214} + F_{20}^b \\ F_{313} + F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114} + F_{10}^b \\ F_{214} + F_{20}^b \\ F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6} \quad [I.12]$$

D'après ce système [I.12], on peut déduire que l'onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou de trois onduleurs à trois niveaux ou deux onduleurs à cinq niveaux.

Si on prend en considération l'hypothèse suivante :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_{C6} = U_C$$

Alors l'équation [I.12] devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{111} + 2F_{112} + 3F_{11}^b - F_{113} - 2F_{114} - 3F_{10}^b \\ F_{211} + 2F_{212} + 3F_{21}^b - F_{213} - 2F_{214} - 3F_{20}^b \\ F_{311} + 2F_{312} + 3F_{31}^b - F_{313} - 2F_{314} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad [I.13]$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad [I.14]$$

D'après les relations [I.12] et [I.14], découle l'équation matricielle [I.15] suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{aligned} & \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112} + F_{11}^b \\ F_{212} + F_{21}^b \\ F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} \\ & - \begin{bmatrix} F_{113} + F_{114} + F_{10}^b \\ F_{213} + F_{214} + F_{20}^b \\ F_{313} + F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114} + F_{10}^b \\ F_{214} + F_{20}^b \\ F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6} \end{aligned} \right\} \quad [I.15]$$

Dans le cas où $U_{Ci} (i=1,2,3,4,5,6) = U_c$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{111} + 2F_{112} + 3F_{11}^b - F_{113} - 2F_{114} - 3F_{10}^b \\ F_{211} + 2F_{212} + 3F_{21}^b - F_{213} - 2F_{214} - 3F_{20}^b \\ F_{311} + 2F_{312} + 3F_{31}^b - F_{313} - 2F_{314} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad [I.16]$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad [I.17]$$

Avec V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad [I.18]$$

A partir des relations [I.18] et [I.17], on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad [I.19]$$

A partir des relations [I.12] et [I.19], on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions aux bornes de la charge suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{112} + F_{11}^b \\ F_{212} + F_{21}^b \\ F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C3} \right. \\ \left. - \begin{bmatrix} F_{113} + F_{114} + F_{10}^b \\ F_{213} + F_{214} + F_{20}^b \\ F_{313} + F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} - \begin{bmatrix} F_{114} + F_{10}^b \\ F_{214} + F_{20}^b \\ F_{314} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C6} \right\} \quad [I.20]$$

Dans le cas où $U_{C_i} (i=1,2,3,4,5,6) = U_c$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{111} + 2F_{112} + 3F_{11}^b - F_{113} - 2F_{114} - 3F_{10}^b \\ F_{211} + 2F_{212} + 3F_{21}^b - F_{213} - 2F_{214} - 3F_{20}^b \\ F_{311} + 2F_{312} + 3F_{31}^b - F_{313} - 2F_{314} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} U_c \quad [I.21]$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé s'exprime en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{111} i_1 + F_{211} i_2 + F_{311} i_3 \\ i_{d2} = F_{112} i_1 + F_{212} i_2 + F_{312} i_3 \\ i_{d3} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d4} = F_{113} i_1 + F_{213} i_2 + F_{313} i_3 \\ i_{d5} = F_{114} i_1 + F_{214} i_2 + F_{314} i_3 \\ i_{d6} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad [I.22]$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} + i_{d5} + i_{d6}) \quad [I.23]$$

En utilisant la relation [I.22] dans l'équation [I.23], on obtient :

$$i_{d0} = \left[1 - (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{11}^b + F_{10}^b) \right] i_1 \\ + \left[1 - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{21}^b + F_{20}^b) \right] i_2 \\ + \left[1 - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{31}^b + F_{30}^b) \right] i_3 \quad [I.24]$$

On définit la matrice de conversion simple $[N(t)]$ reliant le vecteur d'entrée interne $[V_A, V_B, V_C, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}, i_{d5}, i_{d6}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état $[U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}, U_{C5}, U_{C6}, i_1, i_2, i_3]^t$.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [1.25]$$

De même la matrice notée $[M(t)]$ qui relie le vecteur des tensions composées $[U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}, i_{d5}, i_{d6}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état est dite matrice de conversion composée, telle que :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [1.26]$$

La figure I.6 représente le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à sept niveaux en mode commandable associé à une charge triphasée et une source de tension continue à point milieu. Dans ce modèle, on distingue deux parties :

- La partie de commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion $[M(t)]$.
- La partie opérative est constituée d'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[M(t)]$, et d'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

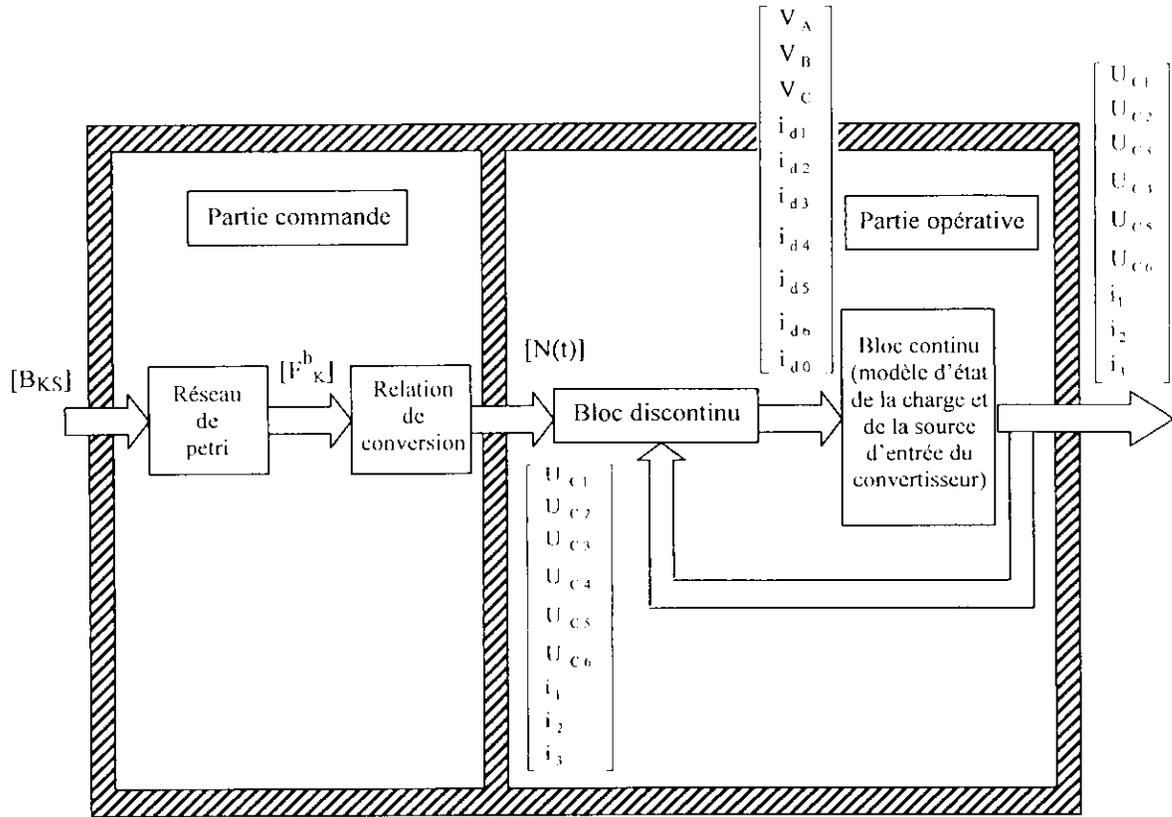


Figure I.6. Modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à sept niveaux

1.4. Modélisation aux valeurs moyennes

Afin d'homogénéiser le modèle de connaissance global de l'onduleur à sept niveaux présenté précédemment, on introduit la notion de fonctions génératrices qui permet d'approcher le bloc discontinu par un bloc continu [3].

Fonctions génératrices

On représente la fonction continue F_{KSG} , qui correspond à la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{KS} sur une période de commutation T_c supposée infiniment petite, par l'expression suivante :

$$F_{KSG} = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{KS}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \text{ avec } \begin{cases} n \in \mathbb{N} \\ T_c \rightarrow 0 \end{cases} \quad [I.27]$$

De même pour les fonctions génératrices de connexion des demi-bras :

$$F_{Kmg}^b = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{Kmb}^b(\tau) d\tau \right] \quad [I.28]$$

Les relations de conversion [I.25] et [I.26] deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d5} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [I.29]$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [I.30]$$

Nous obtenons ainsi, le modèle de commande de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC où toutes ses grandeurs sont continues comme le montre la figure I.7.

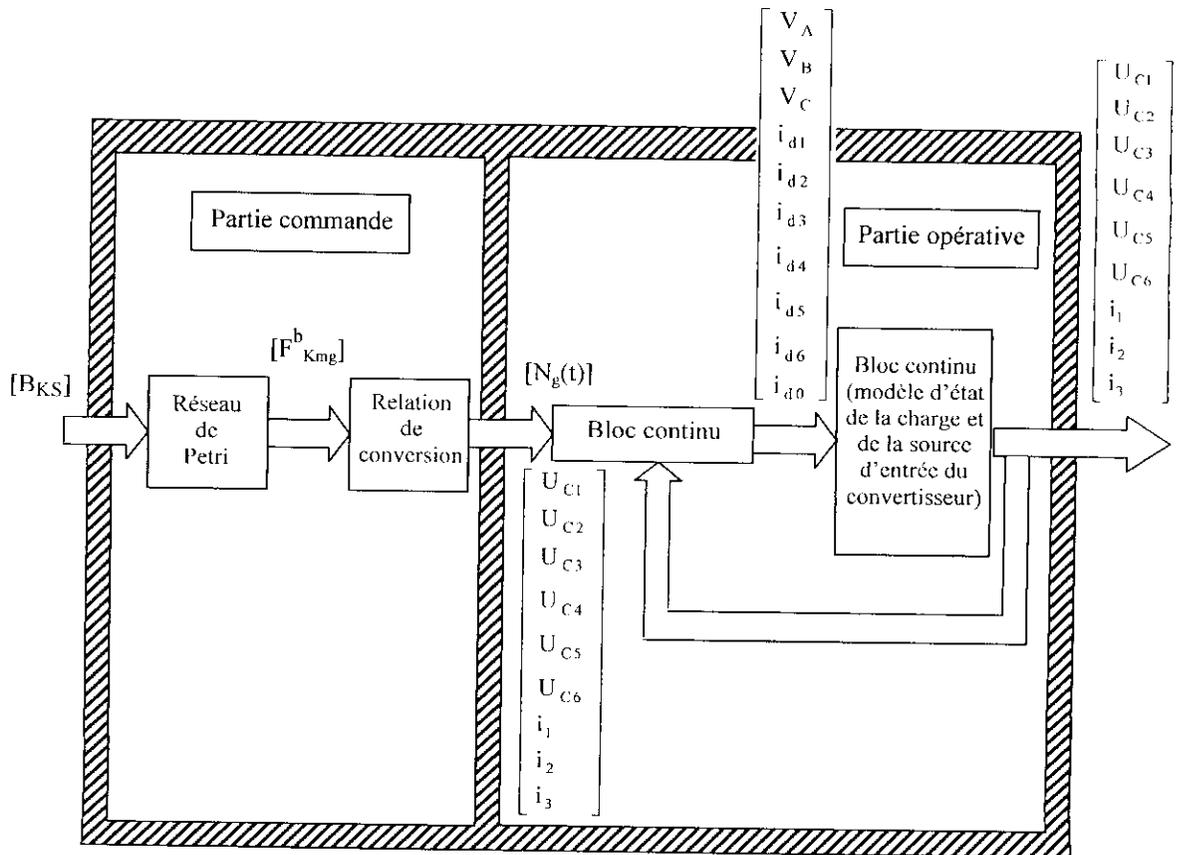


Figure I.7. Modèle de commande global de l'onduleur triphasé à sept niveaux

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à sept niveaux est isolé « charge couplée en étoile », on a :

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ V_A + V_B + V_C &= 0 \\ i_{d0} &= -\left(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3}\right) - \left(i_{d4} + i_{d5} + i_{d6}\right) \end{aligned} \quad [I.31]$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_{C6} = U_C$, les relations [I.29] et [I.30] peuvent être réduites respectivement aux relations [I.32] et [I.33] suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \end{bmatrix} = [N_{gr}(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad [I.32]$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \end{bmatrix} = [M_{gr}(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad [I.33]$$

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC sans à priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à sept niveaux, nous avons défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable.

Par la suite, on a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on a abouti à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à sept niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à sept niveaux est équivalent à six onduleurs à deux niveaux en série. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour ces derniers.

Ce modèle sera utilisé au chapitre suivant consacré à l'étude des différentes stratégies MLI appliquées à l'onduleur à sept niveaux à structure NPC alimentant la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses.

Introduction

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeurs d'impulsions dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques. L'utilisation de ces techniques pour la commande des onduleurs triphasés associés à des machines à courant alternatif rend possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de ces onduleurs. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande MLI ont été développées par différents auteurs pour les onduleurs à deux niveaux [31] [32] [33] [34] et trois niveaux [3] [35] [36] [37] [38] [39]. Comme l'onduleur à sept niveaux est la mise en série de six onduleurs à deux niveaux, les différentes stratégies destinées à la commande de ces derniers peuvent être étendues à l'onduleur à sept niveaux.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la largeur de la zone linéaire de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

Ce chapitre sera composé des parties suivantes :

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à six porteuses bipolaires;
- Modulation vectorielle;
- Modulations calculées (10 algorithmes) ;

Dans l'application de ces différentes stratégies, on utilise la commande complémentaire définie dans le chapitre I.

Pour chaque stratégie, nous étudions les caractéristiques de réglage, le spectre de fréquence, et enfin l'association de la machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse, avec cet onduleur.

On posera : $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_{C6} = U_C = 200V$.

II.1. Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à six porteuses bipolaires

La stratégie triangulo-sinusoïdale est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans notre travail, on indiquera la stratégie de commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel pour l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC.

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale, et six ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dent de scie, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Son principe est représenté par la figure ci-dessous [3] [26] [40] [41] [42] [43] [44] :

Chapitre II

*Stratégies de commande
de l'onduleur de tension
à sept niveaux à
structure NPC*

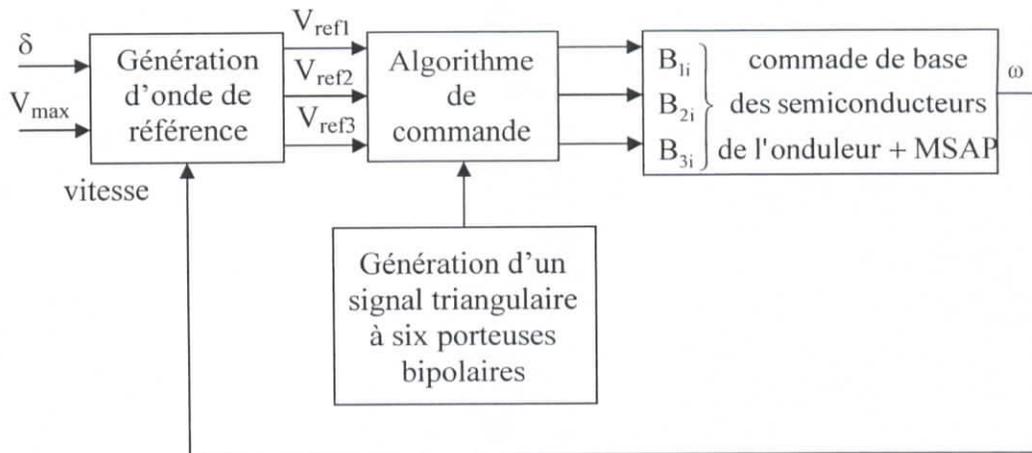


Figure II.1. Principe de la commande triangulo-sinusoïdale

II.1.1. Caractéristiques de la modulation

Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent cette modulation [36] [45] [46] [47] [48] [49] [50] :

- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left[m = \frac{f_p}{f} \right]$.
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension $\left[r = \frac{V_m}{3U_{pm}} \right]$.

La modulation est dite synchrone quand « m » est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à sept niveaux ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations [II.1] et [II.2] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin wt \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(wt - \frac{2}{3}\pi\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(wt - \frac{4}{3}\pi\right) \end{cases} \quad [II.1]$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\
 U_c \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\
 U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + \frac{T_p}{6} \\
 U_{p3}(t) = U_{p1}(t) + 2 \frac{T_p}{6} \\
 U_{p4}(t) = -U_{p1}(t) + 3 \frac{T_p}{6} \\
 U_{p5}(t) = -U_{p1}(t) + 4 \frac{T_p}{6} \\
 U_{p6}(t) = -U_{p1}(t) + 5 \frac{T_p}{6}
 \end{array} \right. \quad [II.2]$$

La figure II.2 montre les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires.

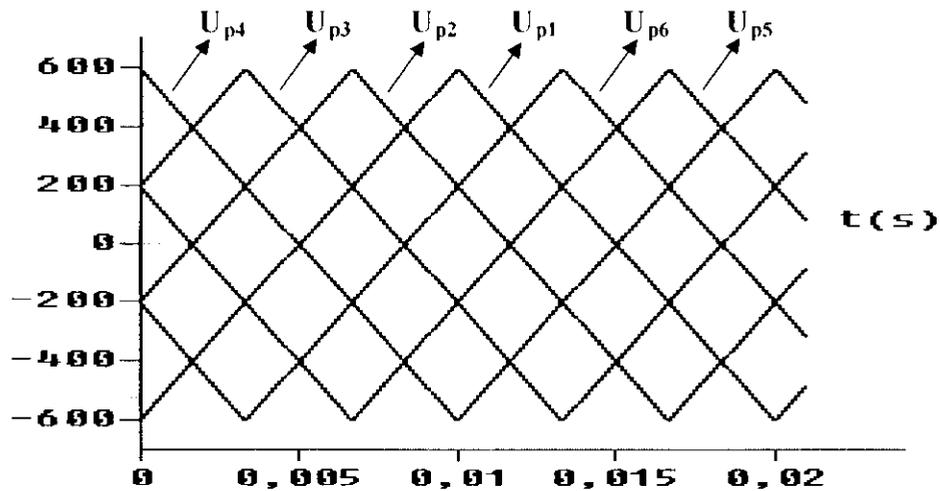


Figure II.2. Les différentes porteuses de la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires

II.1.2. Algorithme de commande

L'algorithme de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux. Pour un bras K de l'onduleur à sept niveaux, cet algorithme peut être résumé en deux étapes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{K1} , V_{K2} , V_{K3} , V_{K4} , V_{K5} , V_{K6})

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p6} \Rightarrow V_{K3} = 3U_c \\ V_{\text{refk}} < U_{p6} \Rightarrow V_{K3} = 2U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{K2} = 2U_c \\ V_{\text{refk}} < U_{p3} \Rightarrow V_{K2} = U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_p \Rightarrow V_{K1} = U_c \\ V_{\text{refk}} < U_p \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p9} \Rightarrow V_{K4} = 0 \\ V_{\text{refk}} < U_{p9} \Rightarrow V_{K4} = -U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p12} \Rightarrow V_{K5} = -U_c \\ V_{\text{refk}} < U_{p12} \Rightarrow V_{K5} = -2U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p13} \Rightarrow V_{K6} = -2U_c \\ V_{\text{refk}} < U_{p13} \Rightarrow V_{K6} = -3U_c \end{cases}$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{K_m} et les ordres de commande B_{K_s} des interrupteurs

$$V_{K_m} = 3U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1; B_{K3} = 1; B_{K4} = 1$$

$$V_{K_m} = 2U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1; B_{K3} = 1; B_{K4} = 0$$

$$V_{K_m} = U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1; B_{K3} = 0; B_{K4} = 0$$

$$V_{K_m} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 0; B_{K3} = 0; B_{K4} = 0$$

$$V_{K_m} = -U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 0; B_{K3} = 1; B_{K4} = 1$$

$$V_{K_m} = -2U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 0; B_{K3} = 0; B_{K4} = 1$$

$$V_{K_m} = -3U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 0; B_{K3} = 0; B_{K4} = 0$$

avec :

$$V_{K_m} = V_{K1} + V_{K2} + V_{K3} + V_{K4} + V_{K5} + V_{K6}$$

et :

$$\begin{cases} B_{K5} = \bar{B}_{K2} \\ B_{K6} = \bar{B}_{K1} \\ B_{K7} = \bar{B}_{K3} \\ B_{K8} = \bar{B}_{K4} \end{cases}$$

Cette commande peut également être représentée par le réseau de Petri suivant :

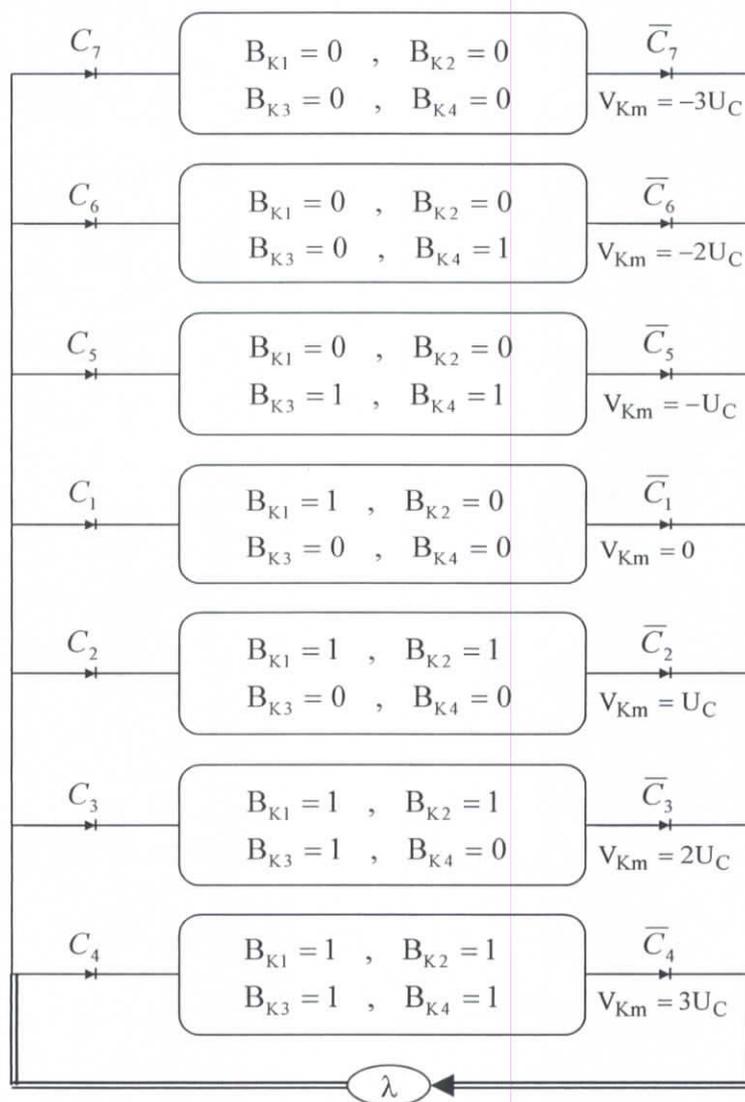


Figure II.3. Réseau de Petri parallèle de la commande triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC

Les réceptivités de ce réseau sont représentées comme suit :

$$C_1 = (V_{refK} \geq U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_2 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_3 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_4 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_5 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_6 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} < U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p6})$$

$$C_7 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p3}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p4}) \\ \text{ et } (V_{refK} < U_{p5}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p6})$$

Simulation

- Les figures II.4 et II.5 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=6 et 15 avec r = 0,8 et f = 50 Hz.
- La figure II.6 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour m = 6.

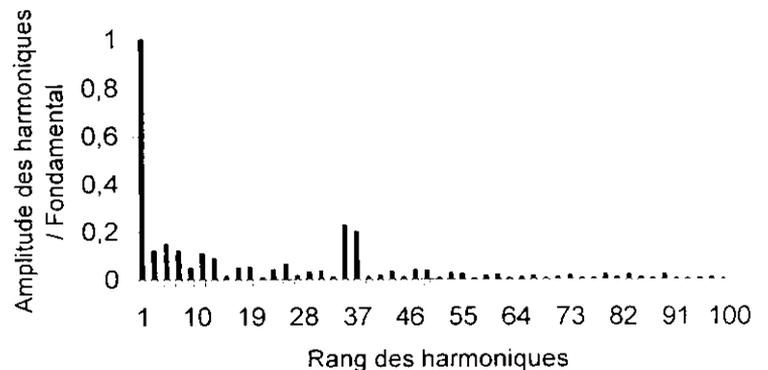
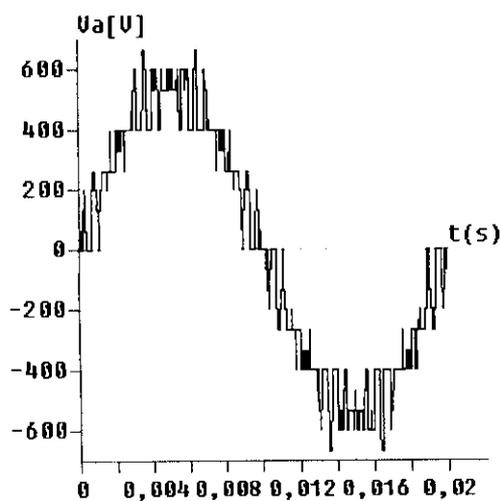


Figure II.4. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à six porteuses bipolaires (m=6)

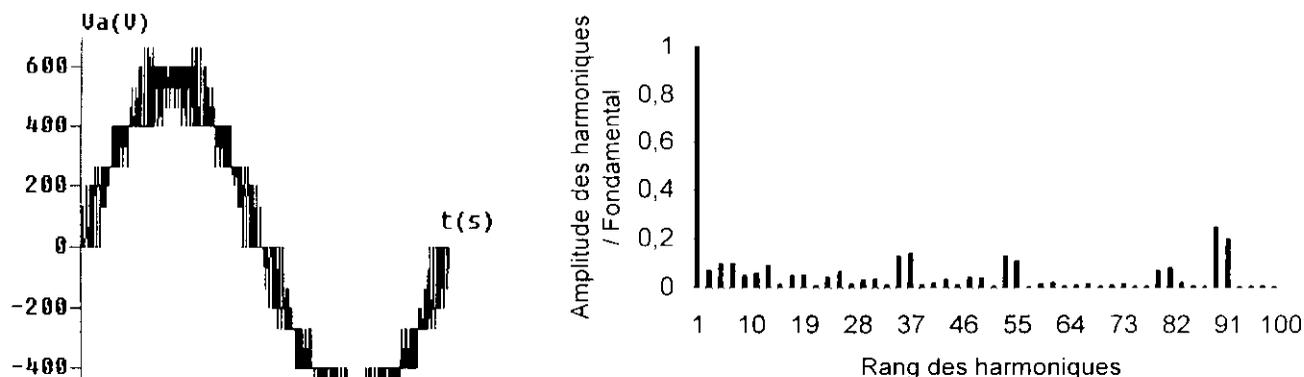


Figure II.5. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à six porteuses bipolaires ($m=15$)

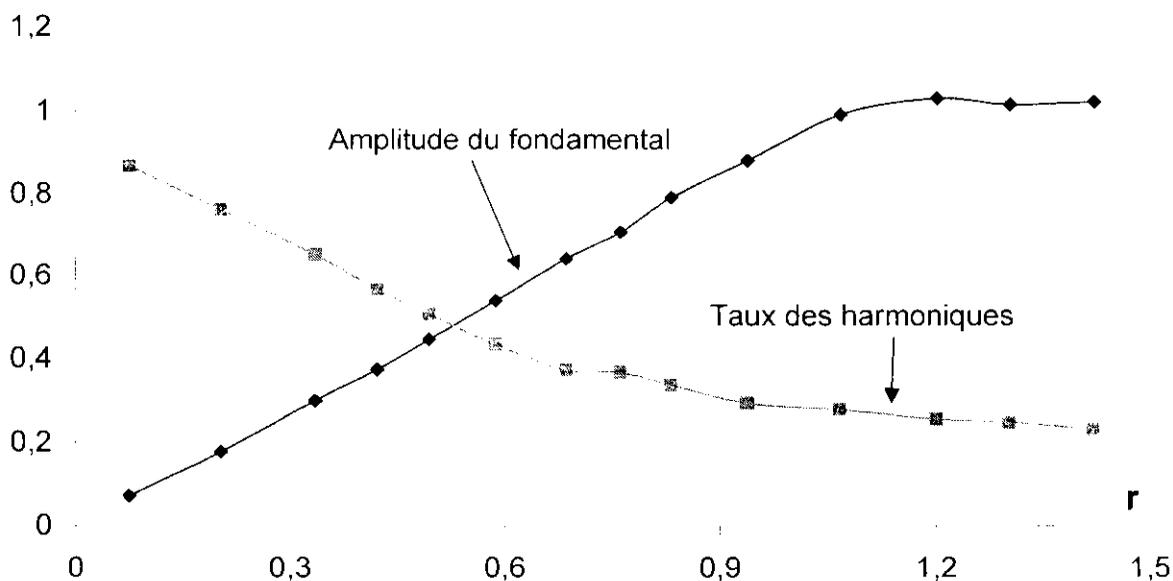


Figure II.6. Les caractéristiques de sortie de l'onduleur de tension à sept niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à six porteuses bipolaires ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impaires existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. La première famille centrée autour de $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage (Figure II.5);
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 ($r = 0$) à $3U_c$ ($r = 1$) (Figure II.6);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.6).

II.2. Modulation vectorielle

Principe

La modulation vectorielle comme l'indique son nom permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage régulier avec injection de l'harmonique trois [3] [36] [43] [51] [52] [53] [54] [55] [56] [57].

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à sept niveaux est la mise en série de six onduleurs à deux niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$, deux nouveaux vecteurs de référence V_{Sref1} et V_{Sref0} . Le vecteur de référence V_{Sref1} est associé à l'onduleur à quatre niveaux constitué des demi bras du haut de l'onduleur multiniveaux, alors que le vecteur V_{Sref0} est associé aux demi bras du bas.

Ces deux nouveaux vecteurs de référence sont définis par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{Sref1}[i] &= V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] &= V_{Sref}[i] - V_0 \end{aligned} \tag{II.3}$$

avec $i = 1, 2, 3$

La tension V_0 de fréquence $3f$ est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = - \frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \tag{II.4}$$

La figure II.7 représente les différents signaux de la modulation vectorielle.

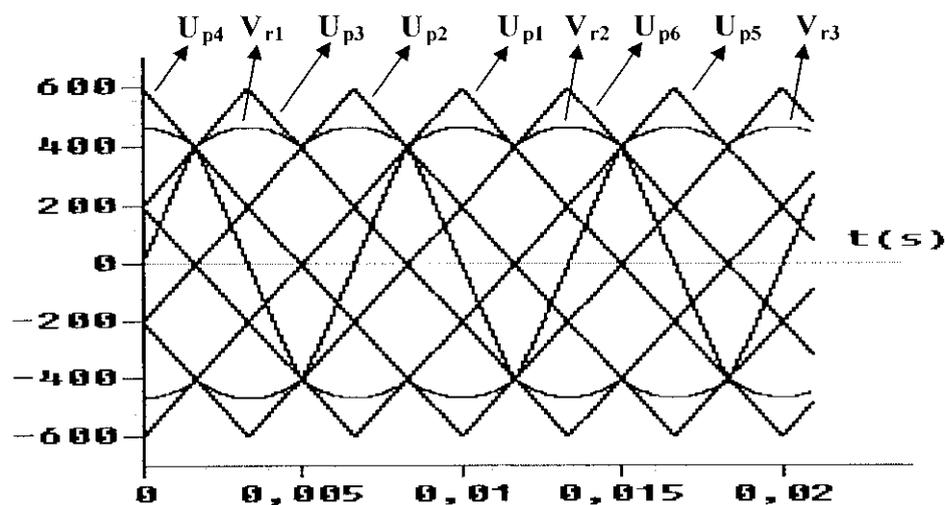


Figure II.7. Les différents signaux de la modulation vectorielle pour $m = 6$, $r = 0,8$

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande triangulo-sinusoidale à six porteuses, en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi bras de l'onduleur.

L'organigramme général de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume en trois étapes :

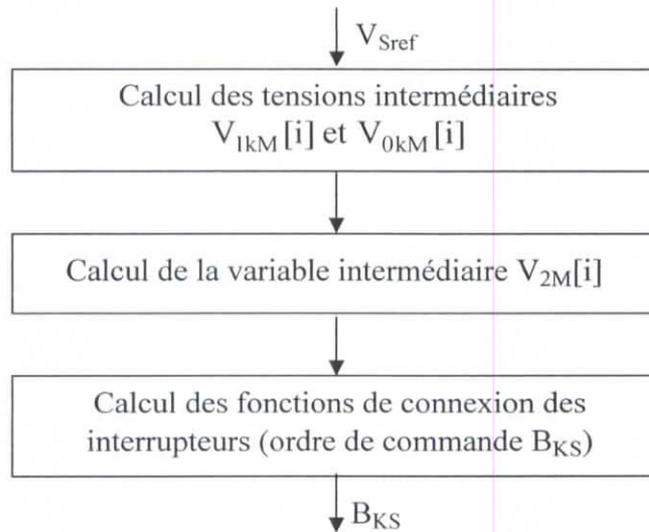


Figure II.8. Organigramme général de la modulation vectorielle

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1kM}[i]$ et $V_{0kM}[i]$, images des tensions de sortie des six onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à sept niveaux :

$$\begin{cases}
 V_{Sref1}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{13M}[i] = 3U_c \\
 V_{Sref1}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{13M}[i] = 2U_c \\
 V_{Sref1}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{12M}[i] = 2U_c \\
 V_{Sref1}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{12M}[i] = U_c \\
 V_{Sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = U_c \\
 V_{Sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = 0 \\
 V_{Sref0}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{04M}[i] = 0 \\
 V_{Sref0}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{04M}[i] = -U_c \\
 V_{Sref0}[i] \geq U_{p5} \Rightarrow V_{05M}[i] = -U_c \\
 V_{Sref0}[i] < U_{p5} \Rightarrow V_{05M}[i] = -2U_c \\
 V_{Sref0}[i] \geq U_{p6} \Rightarrow V_{06M}[i] = -2U_c \\
 V_{Sref0}[i] < U_{p6} \Rightarrow V_{06M}[i] = -3U_c
 \end{cases} \quad [II.5]$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1kM}[i] + V_{0kM}[i] \quad [II.6]$$

Etape 3 : Détermination des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{2M}[i] = 3U_c \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 1, B_{i4} = 1$$

$$V_{2M}[i] = 2U_c \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 1, B_{i4} = 0$$

$$V_{2M}[i] = U_c \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 0, B_{i4} = 0$$

$$V_{2M}[i] = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0, B_{i4} = 0$$

$$V_{2M}[i] = -U_c \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 1, B_{i4} = 1$$

$$V_{2M}[i] = -2U_c \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0, B_{i4} = 1$$

$$V_{2M}[i] = -3U_c \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0, B_{i4} = 0$$

avec :

$$\begin{cases} B_{i5} = \bar{B}_{i2} \\ B_{i6} = \bar{B}_{i1} \\ B_{i7} = \bar{B}_{i3} \\ B_{i8} = \bar{B}_{i4} \end{cases} \quad [11.7]$$

Remarque : Cette stratégie est aussi caractérisée par les deux paramètres, l'indice de modulation « m » et le coefficient de réglage de tension « r ».

Simulation

- Les figures II.9 et II.10 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par la modulation vectorielle respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.11 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

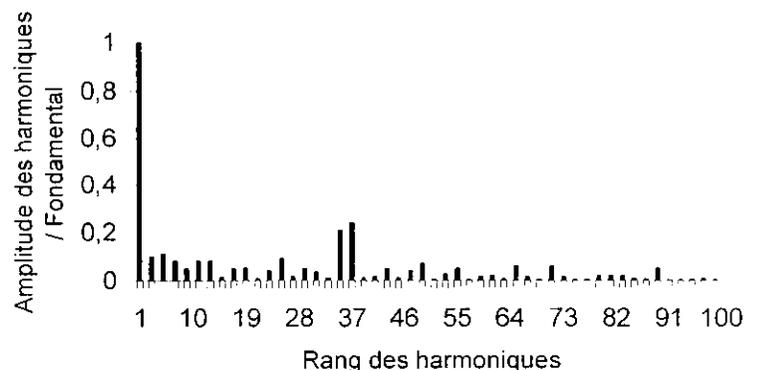
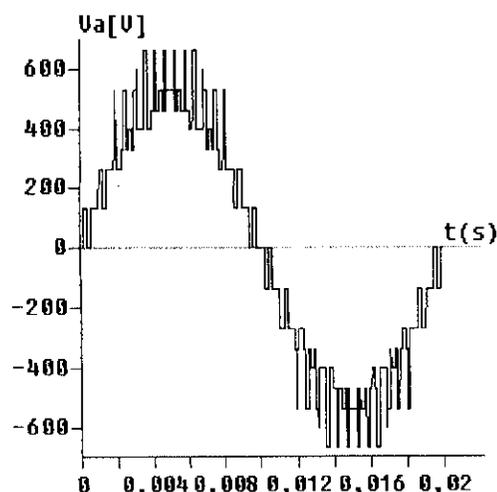


Figure II.9. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=6$)

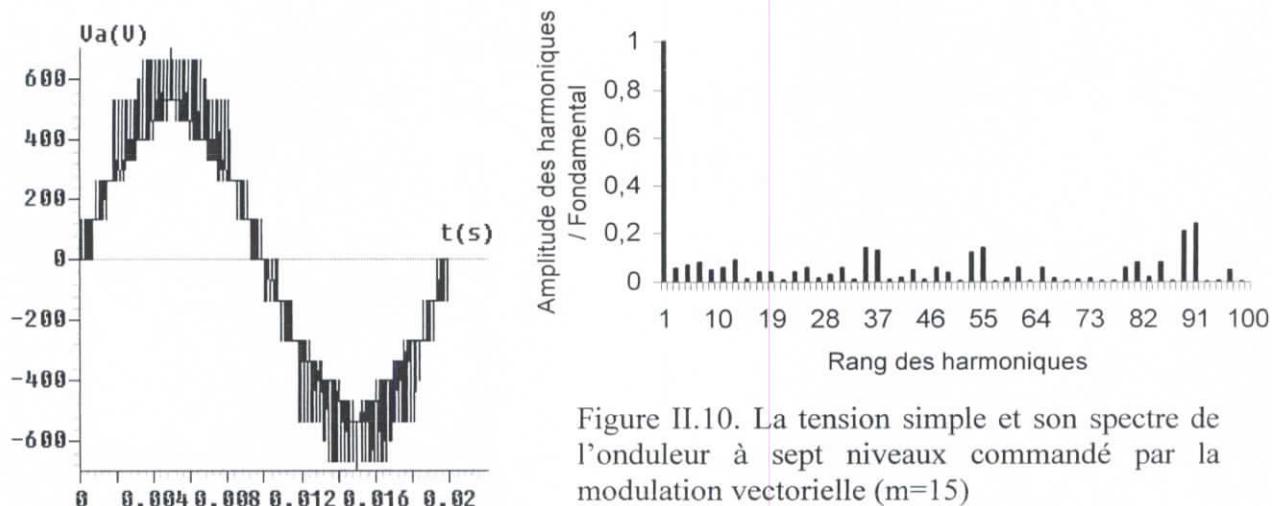


Figure II.10. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=15$)

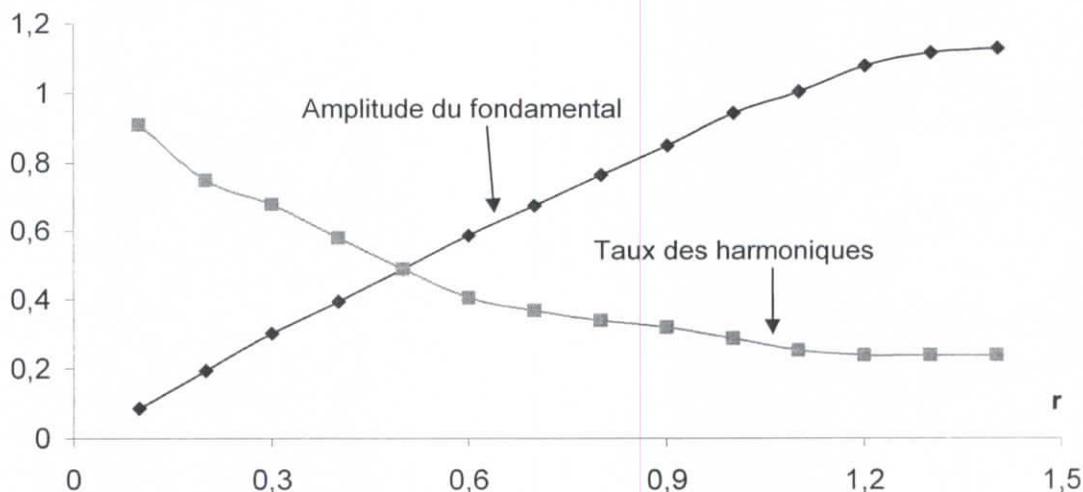


Figure II.11. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- On constate qu'il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. La première famille centrée autour de $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
 - La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{\max} = 1,15$ (Figure II.11);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.11).

II.4. Modulation calculée

Dans cette partie, nous présentons dix algorithmes de commande de l'onduleur à sept niveaux destinés à une réalisation numérique, et utilisant les modèles de commande présentés dans le chapitre I [43] [58] [59] [60] [61] [62] [63].

L'organigramme général d'une modulation calculée utilisant ces modèles de commande est représenté par la figure II.12.

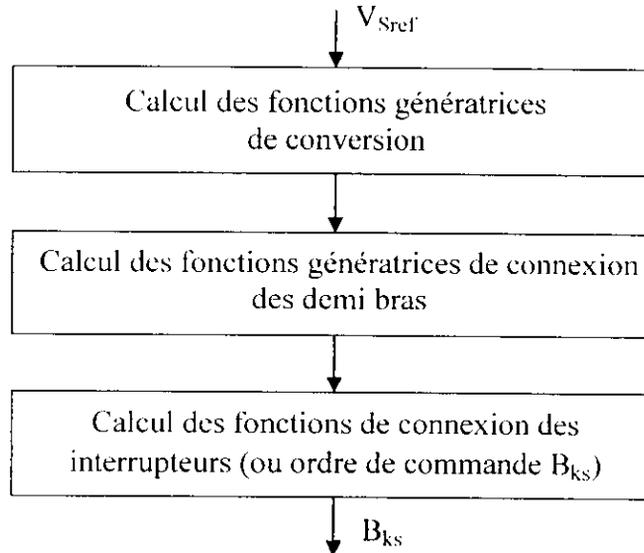


Figure II.12. Organigramme d'une modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs à sept niveaux

L'indice de modulation « **m** » et le taux de modulation « **r** » sont définis comme pour les stratégies précédentes.

II.4.1. Algorithme 1

Cet algorithme est équivalent à la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse unipolaire.

La figure II.13 représente les différents signaux de l'algorithme1 de la modulation calculée.

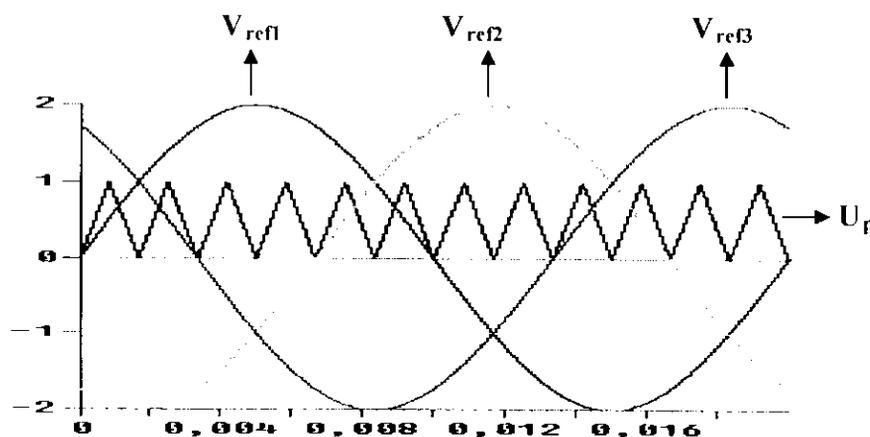


Figure II.13. Les différents signaux de l'algorithme1 de la modulation calculée

Les différentes étapes de l'algorithme de la figure II.12 s'expriment comme suit [3] [25] :

Etape 1 : Calcul des fonctions génératrices de conversion simple n_{gK} :

$$n_{gK} = \frac{V_{refK}}{U_c} \quad [II.8]$$

avec : $K = 1, 2$ et 3

Etape 2 : Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi bras :

1. Si $V_{refK} > 0$:

$$0 < n_{gK} < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{K12g} = F_{K1g}^b = 0 \\ F_{K11g} = n_{gK} \end{cases}$$

$$1 < n_{gK} < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{K1g}^b = 0 \\ F_{K11g} = 2 - n_{gK} \\ F_{K12g} = n_{gK} - 1 \end{cases}$$

$$2 < n_{gK} < 3 \Rightarrow \begin{cases} F_{K11g} = 0 \\ F_{K1g}^b = n_{gK} - 2 \\ F_{K12g} = 3 - n_{gK} \end{cases}$$

2. Si $V_{refK} < 0$:

$$0 < |n_{gK}| < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{K14g} = F_{K0g}^b = 0 \\ n_{gK} = F_{K13g} \end{cases}$$

$$1 < |n_{gK}| < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{K0g}^b = 0 \\ F_{K13g} = 2 - n_{gK} \\ F_{K14g} = n_{gK} - 1 \end{cases}$$

$$2 < |n_{gK}| < 3 \Rightarrow \begin{cases} F_{K13g} = 0 \\ F_{K14g} = 3 - n_{gK} \\ F_{K0g}^b = n_{gK} - 2 \end{cases}$$

Etape 3 : Calcul des fonctions instantanées de connexion des interrupteurs :

Le passage des fonctions génératrices de connexion à leurs fonctions instantanées est effectué selon l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K0g}^b \geq U_p \Rightarrow F_{K0}^b = 1 \\ F_{K0g}^b < U_p \Rightarrow F_{K0}^b = 0 \\ F_{K1g}^b \geq U_p \Rightarrow F_{K1}^b = 1 \\ F_{K1g}^b < U_p \Rightarrow F_{K1}^b = 0 \\ F_{K11g}^b \geq U_p \Rightarrow F_{K11}^b = 1 \\ F_{K11g}^b < U_p \Rightarrow F_{K11}^b = 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{K12g} \geq U_p \Rightarrow F_{K12} = 1 \\ F_{K12g} < U_p \Rightarrow F_{K12} = 0 \\ F_{K13g} \geq U_p \Rightarrow F_{K13} = 1 \\ F_{K13g} < U_p \Rightarrow F_{K13} = 0 \\ F_{K14g} \geq U_p \Rightarrow F_{K14} = 1 \\ F_{K14g} < U_p \Rightarrow F_{K14} = 0 \end{array} \right.$$

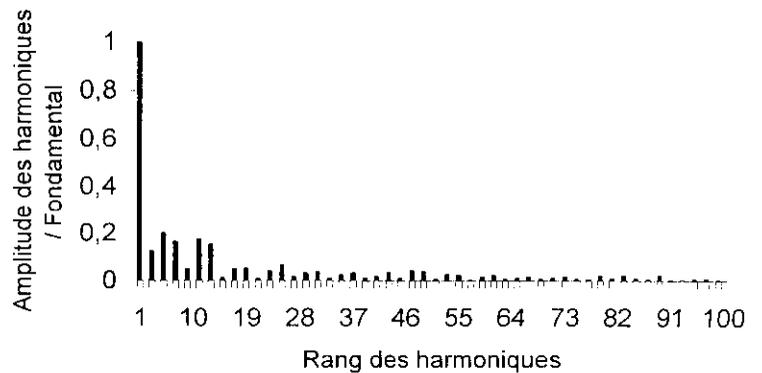
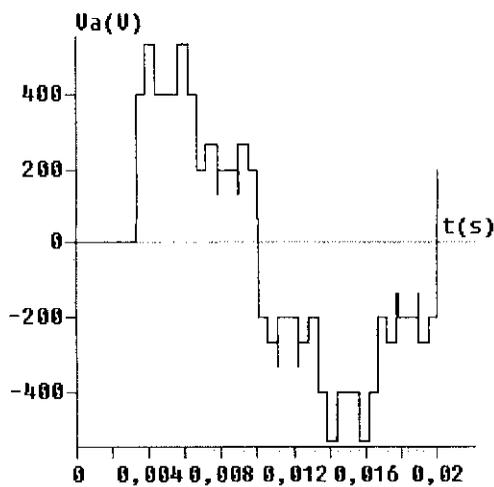
avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{Ks} = 1 \Rightarrow B_{Ks} = 1 \\ F_{Ks} = 0 \Rightarrow B_{Ks} = 0 \end{array} \right.$$

K : numéro de la phase (1, 2, 3)
s : numéro des semi-conducteurs.

Simulation

- Les figures II.14 et II.15 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme1 la modulation calculée respectivement pour m=6 et 15 avec r = 0,8 et f = 50 Hz .
- La figure II.16 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour m=6.



FigureII.14. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme1 de la modulation calculée (m = 6)

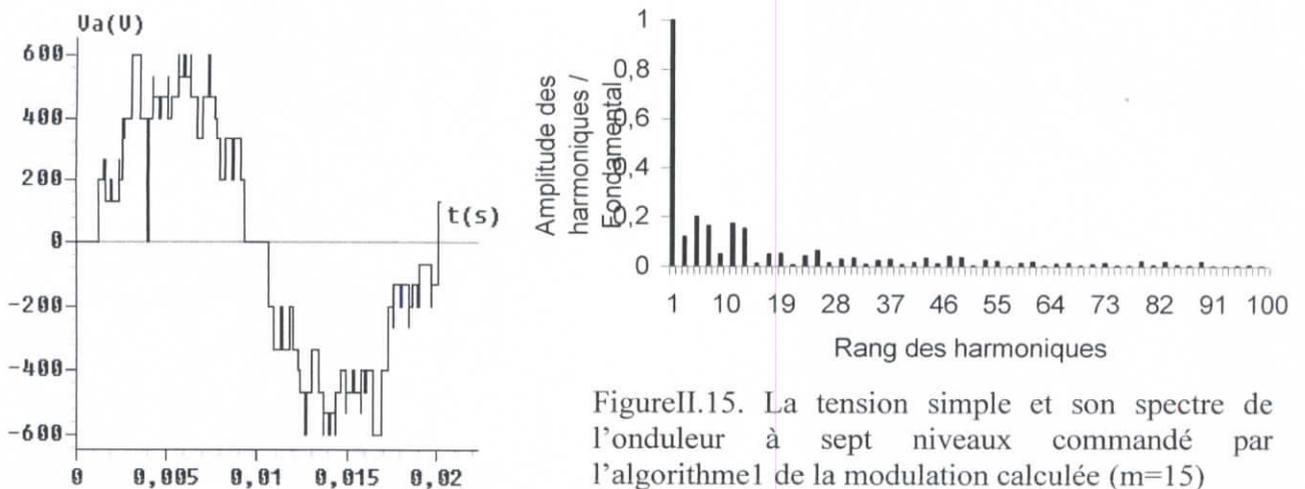


Figure II.15. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme1 de la modulation calculée ($m=15$)

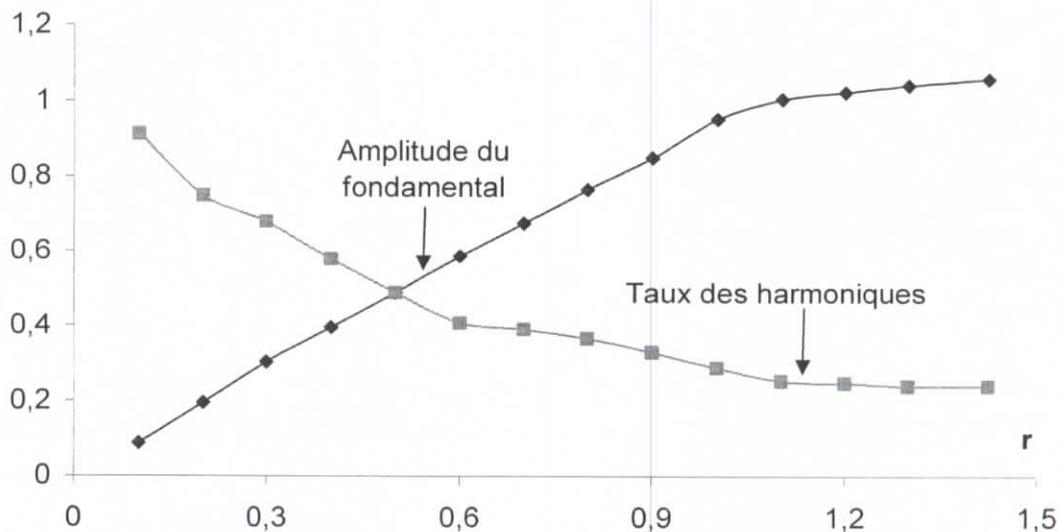


Figure II.16. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme1 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- Pour une valeur paire de « m », la tension simple de sortie V_A de l'onduleur présente une symétrie par rapport à $T/4$ et donc seuls les harmoniques impairs existent. Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $f_p = mf$. La première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude ;
- Pour une valeur impaire de « m », la symétrie disparaît, donnant ainsi naissance à des harmoniques pairs en plus des harmoniques impaires ;
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{\max}=1$ (Figure II.16);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.16).

II.4.2. Algorithme 2

Cette stratégie de commande est basée sur la modulation vectorielle présentée précédemment en utilisant une seule porteuse triangulaire. L'algorithme de cette stratégie est représenté ci-dessous :

Calcul des fonctions génératrices n_{gK} de conversion simple pour un bras K de l'onduleur :

$$n_{gK} = \frac{V_{refK}}{U_c}$$

On définit n_{gK1} tel que :

$$n_{gK1} = n_{gK} + a_0 \tag{II.9}$$

Avec a_0 image de la tension V_0 donnée par l'expression suivante :

$$a_0 = -\frac{[\max(n_{gK}) + \min(n_{gK})]}{2} \tag{II.10}$$

avec : $K = 1, 2$ et 3

L'algorithme de cette stratégie est assimilable à l'algorithme précédent (Algorithme1), mais on utilise n_{gK1} au lieu de n_{gK} .

La figure II.17 représente les différents signaux de l'algorithme2 de la modulation calculée.

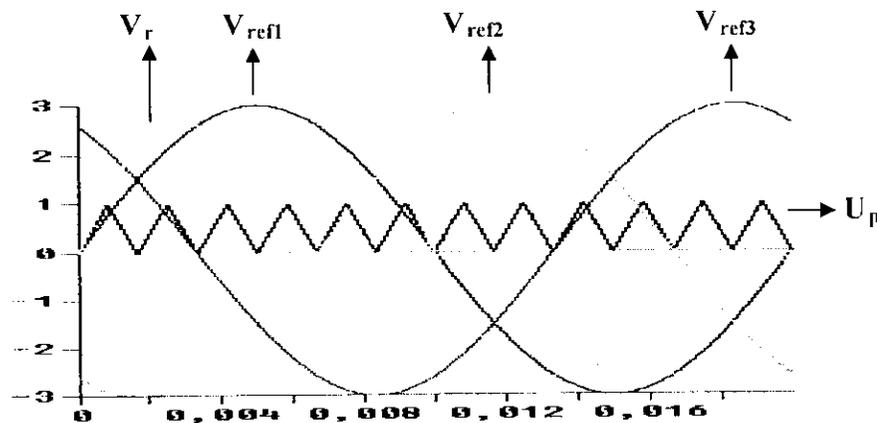


Figure II.17. Les différents signaux de l'algorithme2 de la modulation calculée

Simulation numérique

- Les figures II.18 et II.19 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme2 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.20 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

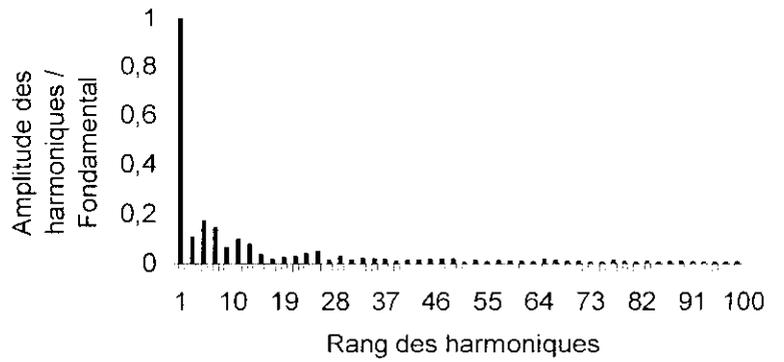
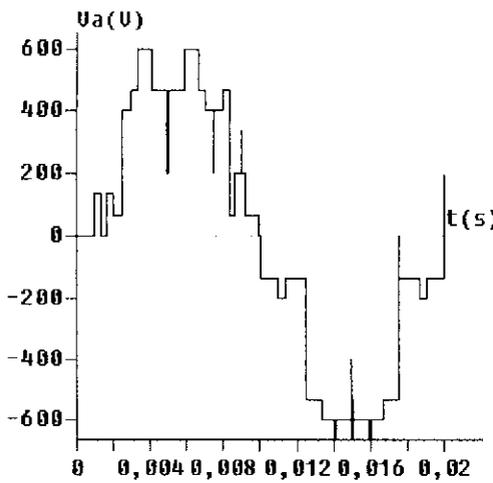


Figure II.18. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme2 de la modulation calculée ($m = 6$)

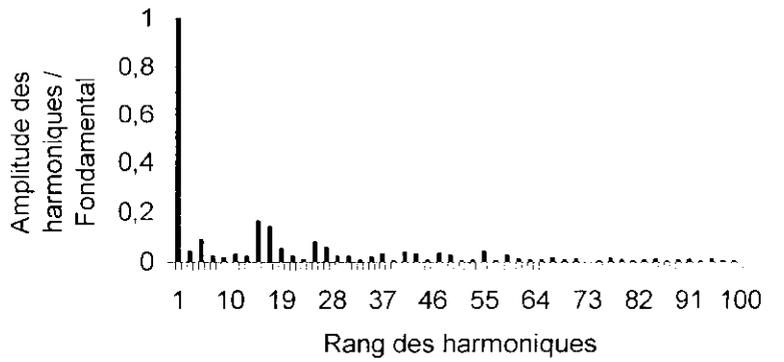
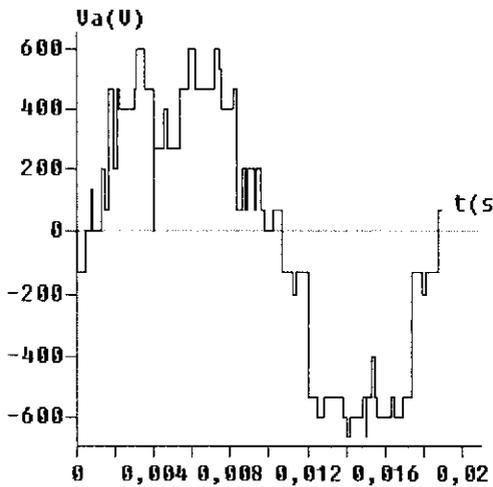


Figure II.19. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme1 de la modulation calculée type1 ($m=15$)

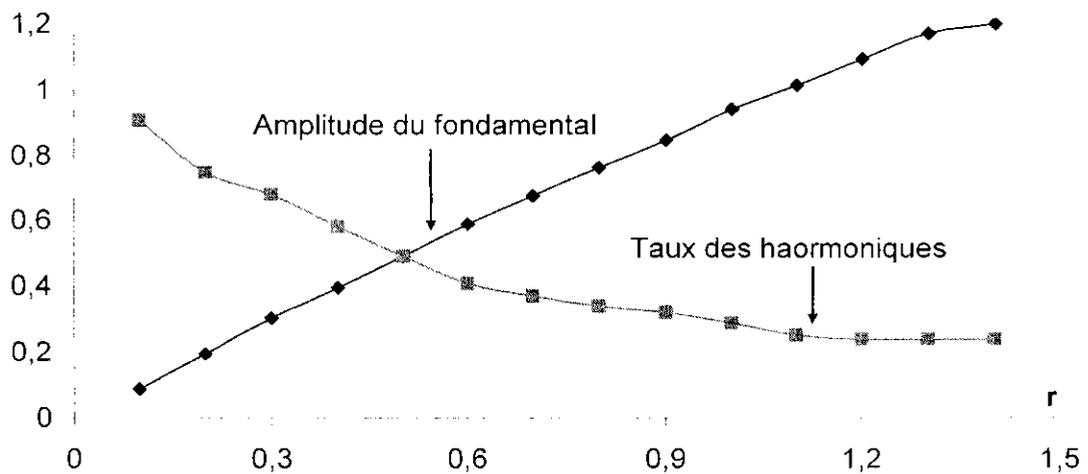


Figure II.20. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme2 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- Pour toutes les valeurs de « m » paires, on constate qu'il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf . Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0 (r = 0)$ à $3U_c (r = 1,2)$ (Figure II.20);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.20).

II.4.3. Algorithme 3

Cette stratégie de commande est équivalente à la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses unipolaires [25] [46] [63].

La figure II.21 représente les différents signaux de l'algorithme3 de la modulation calculée.

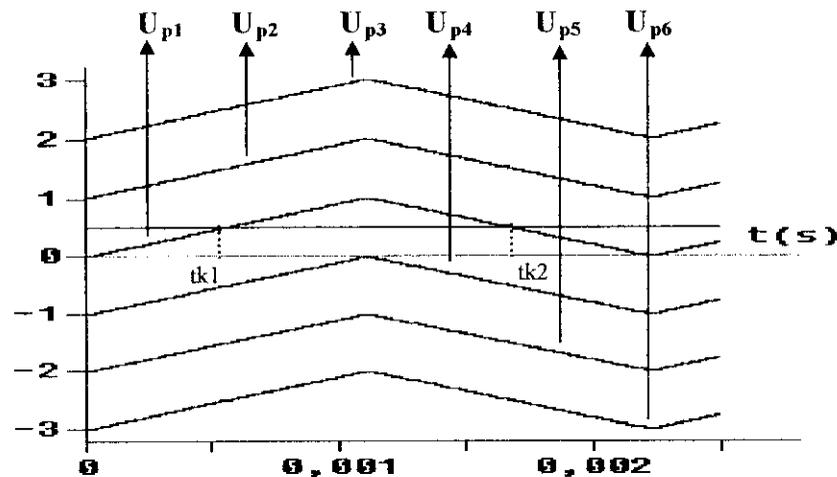


Figure II.21. Les différents signaux de l'algorithme3 de la modulation calculée

Les intersections de chaque porteuse U_{pj} ($j=1$ à 6) avec la tension de référence V_{refk} définissent deux temps $t_{k(2j-1)}$ et $t_{k(2j)}$. Ces différents temps peuvent être exprimés comme suit:

si $(0 < n_{gk} < 1)$

$$t_{k1} = (n_{gk})Th / 2,$$

$$t_{k2} = (2 - n_{gk})Th / 2$$

si $(1 < n_{gk} < 2)$

$$t_{k3} = (n_{gk} - 1)Th / 2,$$

$$t_{k4} = (3 - n_{gk})Th / 2$$

si $(2 < n_{gK} < 3)$

$$t_{k5} = (n_{gk} - 2)Th / 2,$$

si $(-1 < n_{gK} < 0)$

$$t_{k7} = (n_{gk} + 1)Th / 2,$$

si $(-2 < n_{gK} < -1)$

$$t_{k9} = (n_{gk} + 2)Th / 2,$$

si $(-3 < n_{gK} < -2)$

$$t_{k11} = (n_{gk} + 3)Th / 2,$$

$$\text{Avec: } n_{gK} = \frac{V_{refK}}{U_c}; \quad K=1,2,3$$

$$t_{k6} = (2 - n_{gk})Th / 2$$

$$t_{k8} = (1 - n_{gk})Th / 2$$

$$t_{k10} = (-n_{gk})Th / 2$$

$$t_{k12} = (-1 - n_{gk})Th / 2$$

La tension de sortie V_{AM} est donnée par l'équation suivante:

$$V_{AM} = V_{1am} + V_{2am} + V_{3am} + V_{4am} + V_{5am} + V_{6am}$$

Avec:

$$V_{1am} = U_c \text{ si } t \in [0, t_{k1}] \cup [t_{k2}, Th] \cup [0, t_{k11}] \cup [t_{k12}, Th] \text{ si non } 0$$

$$V_{2am} = 2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k3}] \cup [t_{k4}, Th] \text{ si non } U_c$$

$$V_{3am} = 3U_c \text{ si } t \in [0, t_{k5}] \cup [t_{k6}, Th] \text{ si non } 2U_c$$

$$V_{4am} = -U_c \text{ si } t \in [0, t_{k7}] \cup [t_{k8}, Th] \text{ si non } 0$$

$$V_{5am} = -2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k9}] \cup [t_{k10}, Th] \text{ si non } -U_c$$

$$V_{6am} = -3U_c \text{ si } t \in [0, t_{k11}] \cup [t_{k12}, Th] \text{ si non } -2U_c$$

Simulation numérique

- Les figures II.22 et II.23 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme3 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.24 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

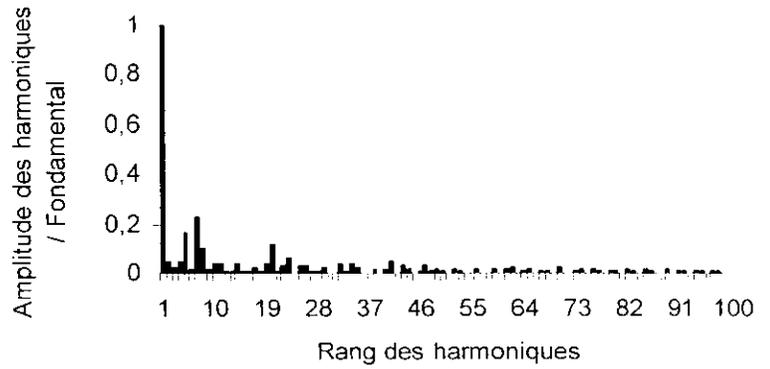
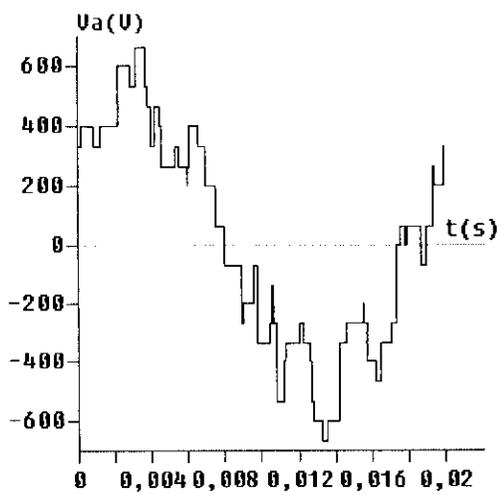


Figure II.22. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme3 de la modulation calculée ($m=6$)

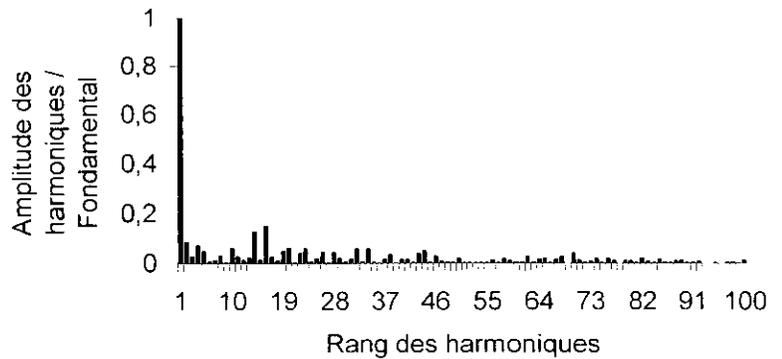
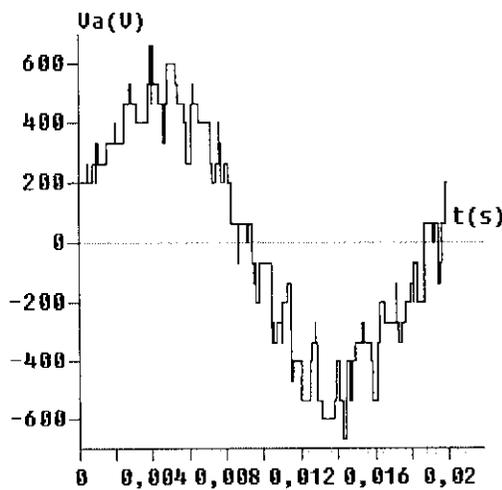


Figure II.23. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme3 de la modulation calculée ($m=15$)

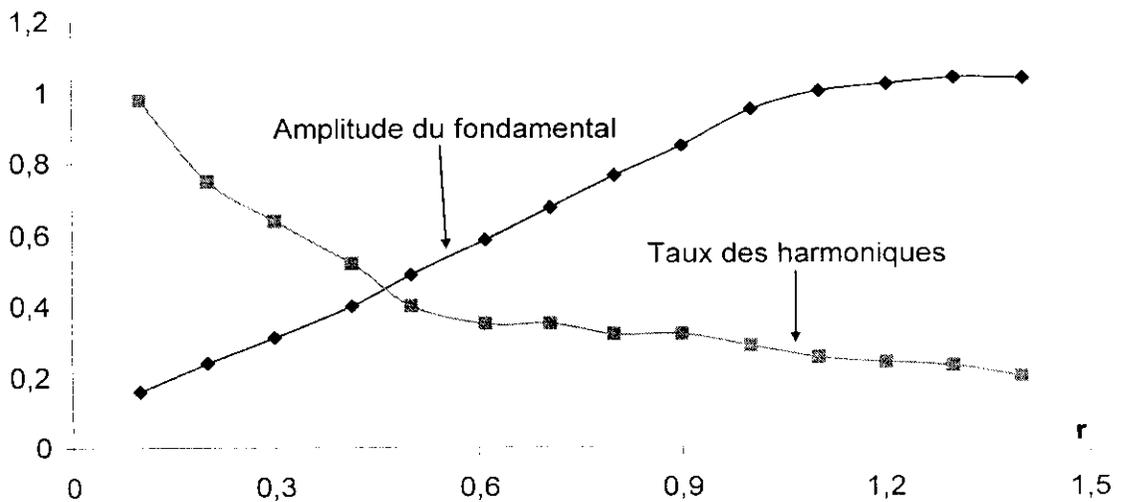


Figure II.24. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme3 de la modulation calculée ($m=6$)

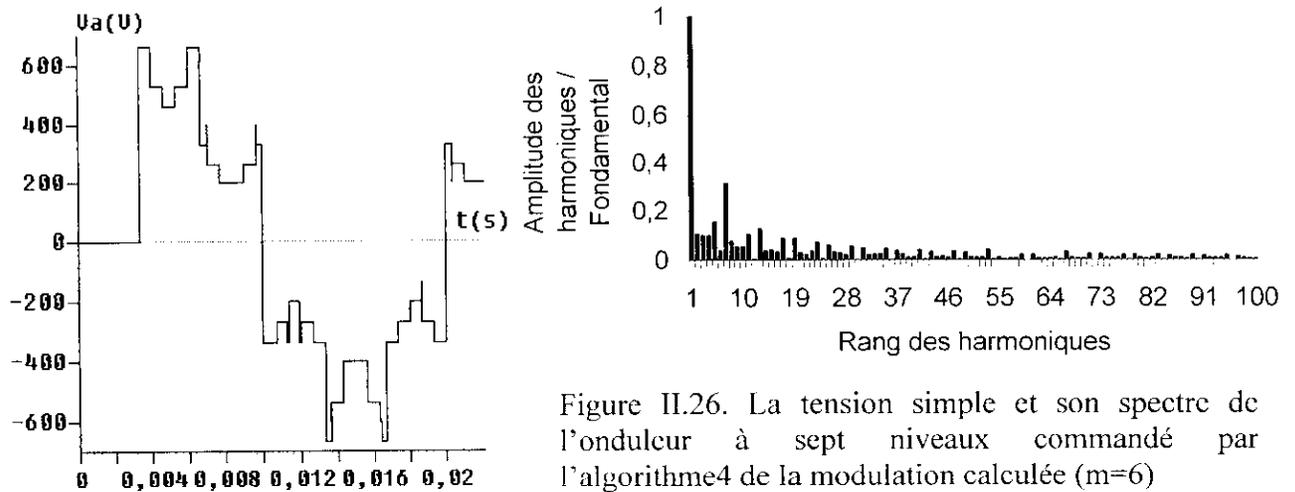


Figure II.26. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme4 de la modulation calculée ($m=6$)

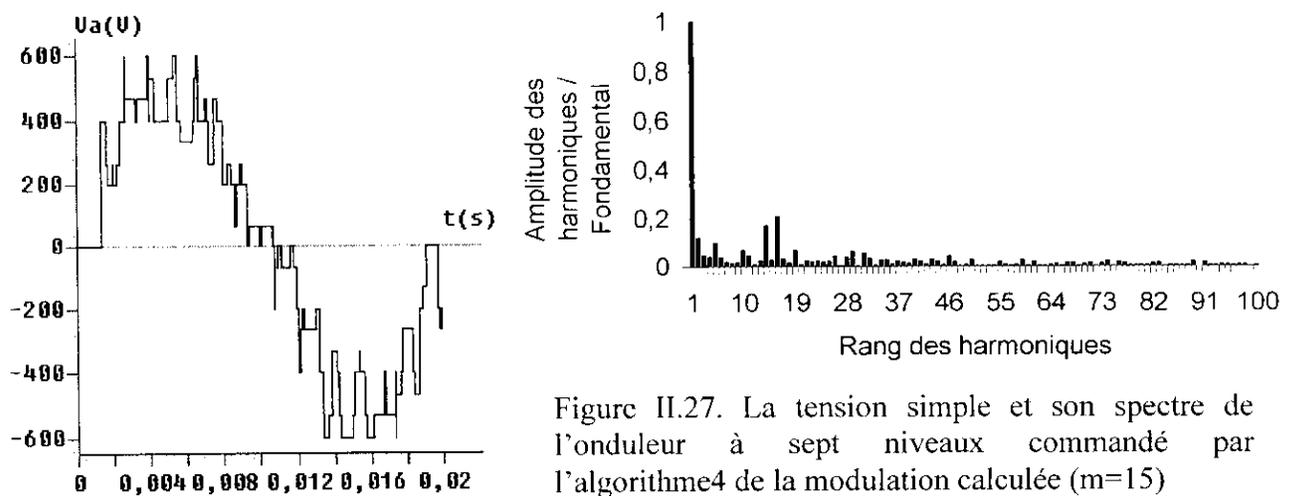


Figure II.27. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme4 de la modulation calculée ($m=15$)

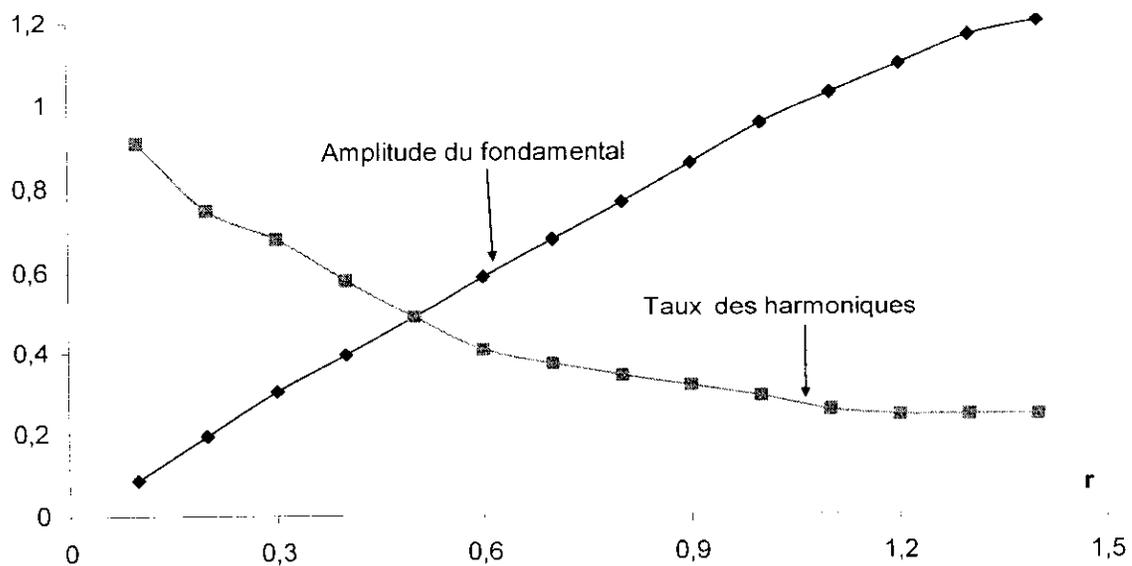


Figure II.28. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme4 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- On constate qu'il n'y a pas de symétrie dans la tension simple V_A pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », donc en plus des harmoniques impairs existent des harmoniques de rang pairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf . Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0 (r = 0)$ à $3U_c (r = 1,2)$ (Figure II.28);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.28).

II.4.5. Algorithme 5

Cette stratégie de commande est équivalente à la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses unipolaires [25] [46] [63].

Les différents signaux de l'algorithme5 de la modulation calculée sont représentés par la figure II.29.

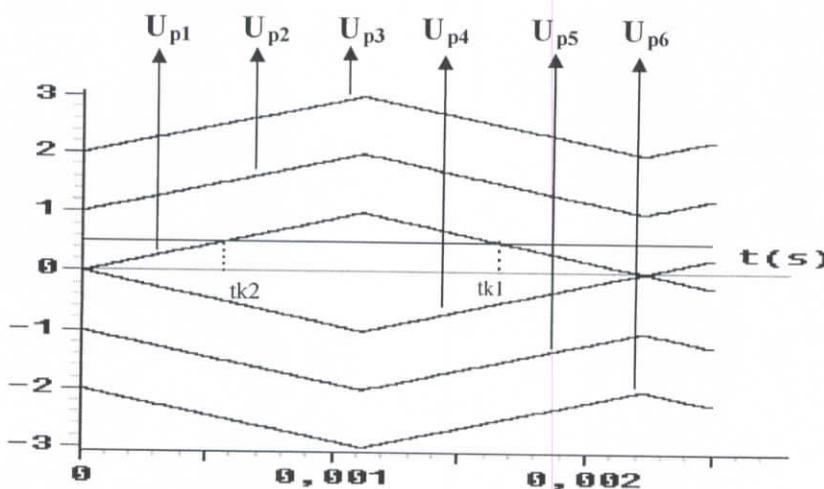


Figure II.29. Les différents signaux de l'algorithme5 de la modulation calculée

Les intersections de chaque porteuse U_{pj} ($j=1$ à 6) avec la tension de référence V_{refk} définissent deux temps $t_{K(2j-1)}$ et $t_{K(2j)}$. Ces différents temps peuvent être exprimés comme suit:

si $(0 < n_{gk} < 1)$

$$t_{k1} = (n_{gk})Th / 2,$$

$$t_{k2} = (2 - n_{gk})Th / 2$$

si $(1 < n_{gk} < 2)$

$$t_{k3} = (n_{gk} - 1)Th / 2,$$

$$t_{k4} = (3 - n_{gk})Th / 2$$

si $(2 < n_{gk} < 3)$

$$t_{k5} = (n_{gk} - 2)Th / 2,$$

$$t_{k6} = (4 - n_{gk})Th / 2$$

si $(-2 < n_{gk} < -1)$

$$t_{k7} = (-n_{gk} - 1)Th / 2,$$

$$t_{k8} = (3 + n_{gk})Th / 2$$

si $(-2 < n_{gk} < -1)$

$$t_{k9} = (-n_{gk} - 2)Th / 2,$$

$$t_{k10} = (n_{gk} + 4)Th / 2$$

si $(-3 < n_{gk} < -2)$

$$t_{k11} = (-n_{gk} - 3)Th / 2,$$

$$t_{k12} = (5 + n_{gk})Th / 2$$

Avec: $n_{gk} = \frac{V_{refK}}{U_c}$; $K=1,2,3$

La tension de sortie V_{AM} est donnée par l'équation suivante:

$$V_{AM} = V_{1am} + V_{2am} + V_{3am} + V_{4am} + V_{5am} + V_{6am}$$

Avec:

$$V_{1am} = U_c \text{ si } t \in [0, t_{k1}] \cup [t_{k2}, Th] \cup [0, t_{k11}] \cup [t_{k12}, Th] \text{ si non } 0$$

$$V_{2am} = 2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k3}] \cup [t_{k4}, Th] \text{ si non } U_c$$

$$V_{3am} = 3U_c \text{ si } t \in [0, t_{k5}] \cup [t_{k6}, Th] \text{ si non } 2U_c$$

$$V_{4am} = -U_c \text{ si } t \in [0, t_{k7}] \cup [t_{k8}, Th] \text{ si non } 0$$

$$V_{5am} = -2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k9}] \cup [t_{k10}, Th] \text{ si non } -U_c$$

$$V_{6am} = -3U_c \text{ si } t \in [0, t_{k11}] \cup [t_{k12}, Th] \text{ si non } -2U_c$$

Simulation numérique

- Les figures II.30 et II.31 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme 5 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$, et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.32 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

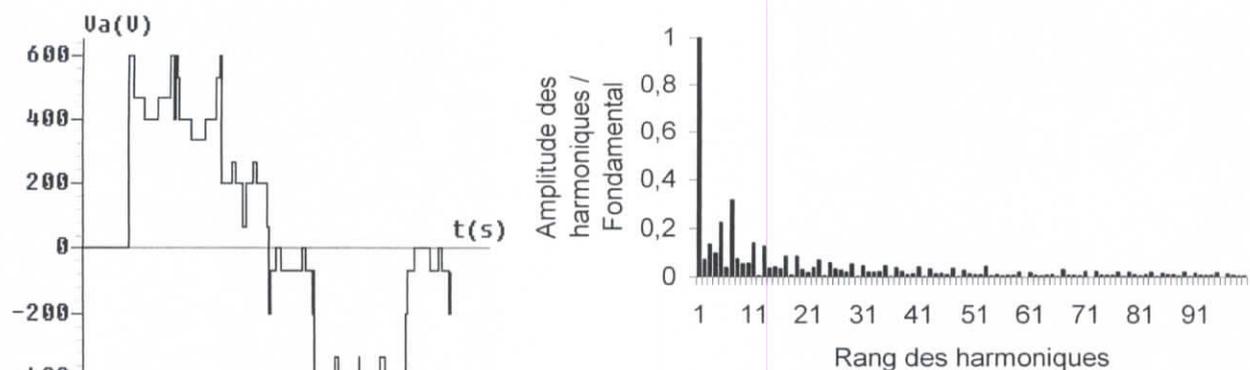


Figure II.30. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme5 de la modulation calculée ($m=6$)

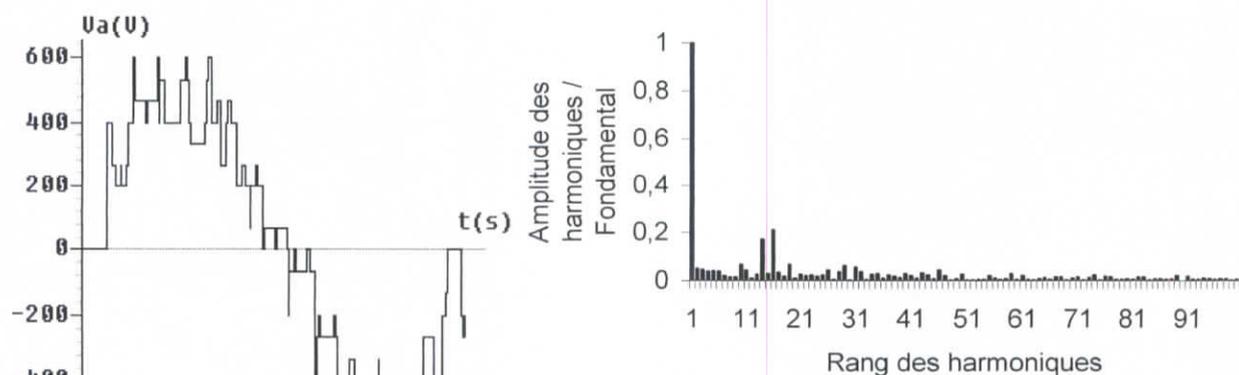


Figure II.31. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme5 de la modulation calculée ($m=15$)

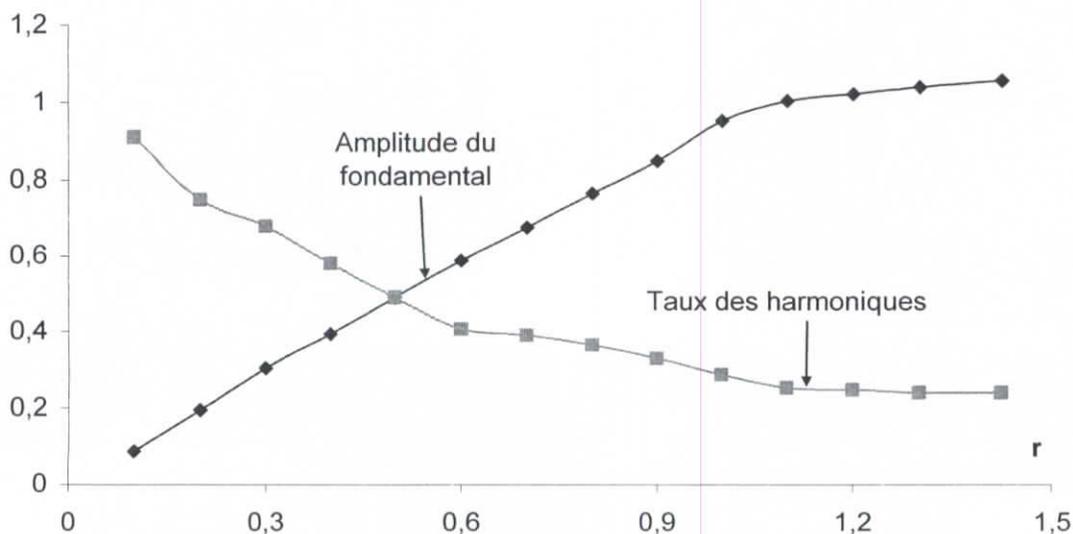


Figure II.32. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme5 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- On constate que la tension simple V_A ne présente pas une symétrie par rapport au quart de sa période. De ce fait, son spectre présente des harmoniques pairs et impairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf . Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées ce qui facilite leur filtrage ;
- La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{\max}=1$ (Figure II.32);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.32).

II.4.6. Algorithme 6

L'algorithme de cette stratégie de commande est le même que celui de l'algorithme précédent (Algorithme 5), mais on utilise n_{gk1} défini par les équations II.9 et II.10 à la place de n_{gk} .

La figure II.33 représente les différents signaux de l'algorithme6 de la modulation calculée.

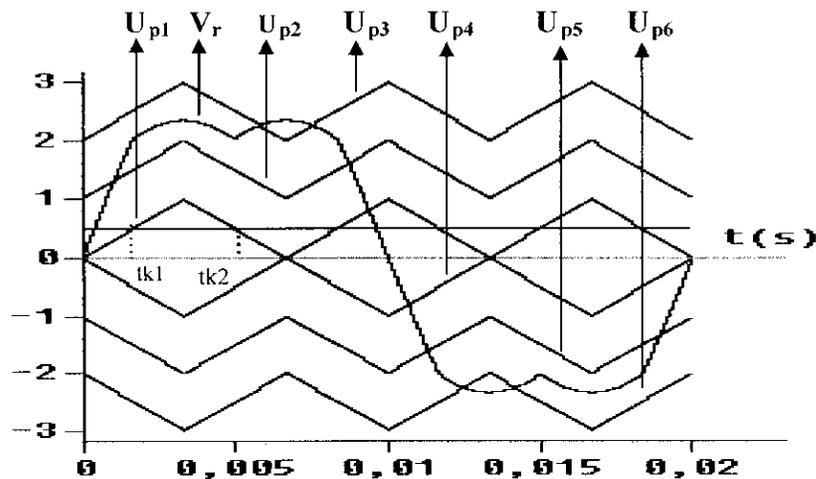


Figure II.33. Les différents signaux de l'algorithme6 de la modulation calculée

Simulation numérique

- Les figures II.34 et II.35 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme6 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.36 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

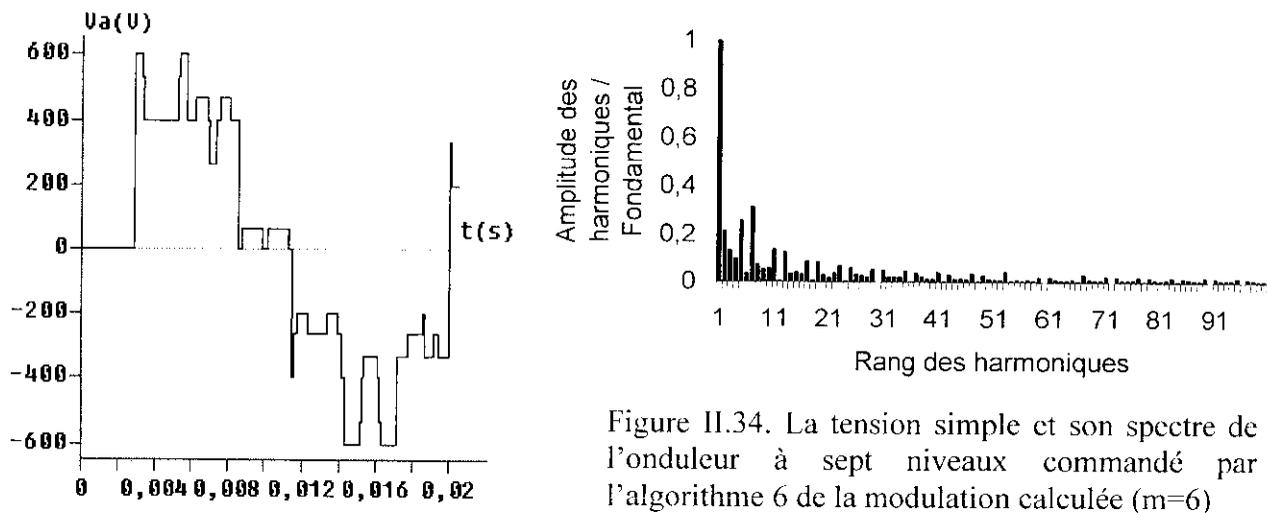


Figure II.34. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme 6 de la modulation calculée ($m=6$)

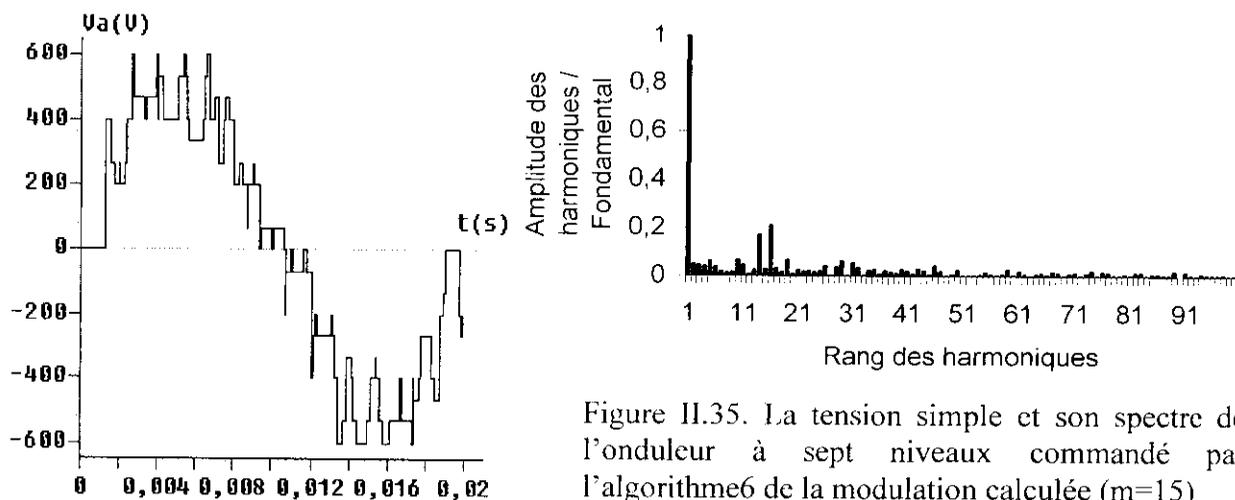


Figure II.35. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme 6 de la modulation calculée ($m=15$)

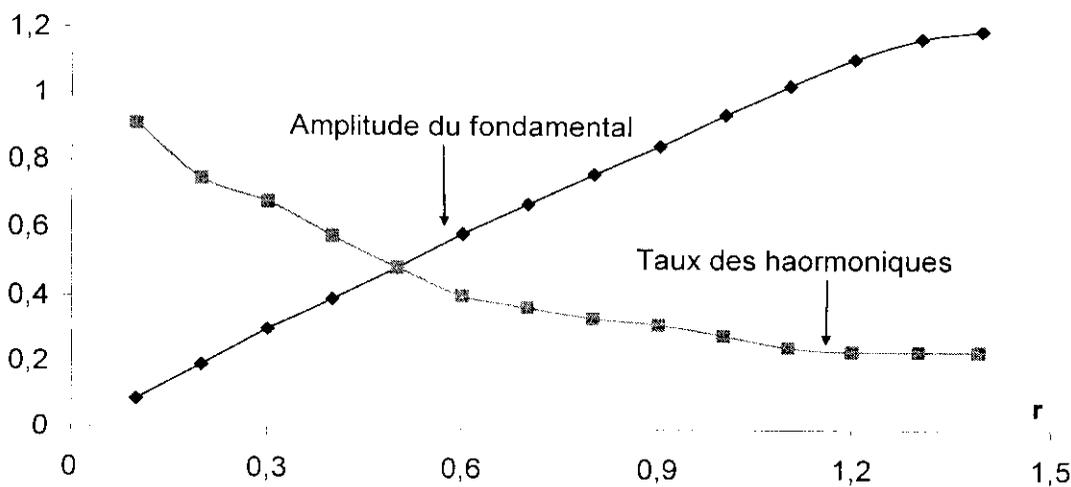


Figure II.36. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme 6 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- On constate qu'il n'y a pas de symétrie dans la tension simple V_A pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », donc en plus des harmoniques impaires existent des harmoniques de rang pairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf . Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence mf est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0 (r = 0)$ à $3U_c (r = 1,2)$ (Figure II.36);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.36).

II.4.7. Algorithme 7

Cette stratégie de commande est équivalente à la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires en dent de scie [25].

Les différents signaux de l'algorithme7 de la modulation calculée sont représentés par la figure II.37.

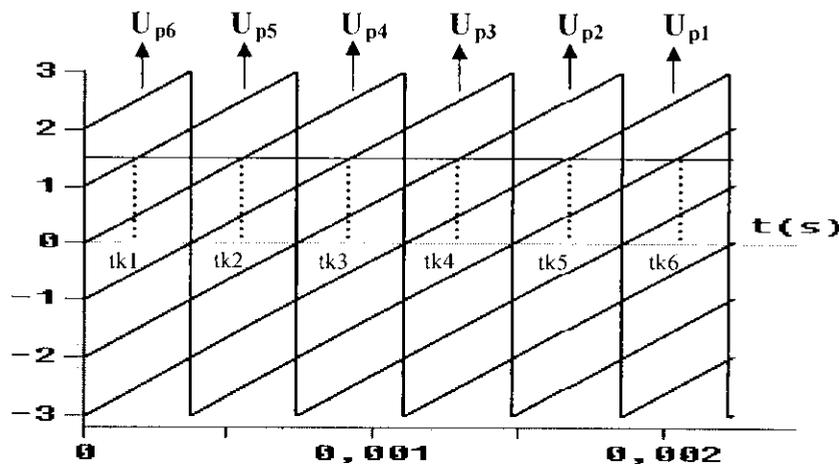


Figure II.37. Les différents signaux de l'algorithme7 de la modulation calculée

Les différents temps s'expriment comme suit:

$$t_{k1} = (n_{gk})Th / 2$$

$$t_{k2} = (n_{gk} - 2/3)Th / 2$$

$$t_{k3} = (n_{gk} - 1/3)Th / 2$$

$$t_{k4} = (n_{gk})Th / 2$$

$$t_{k5} = (n_{gk} + 1/3)Th / 2$$

$$t_{k6} = (n_{gk} + 2/3)Th / 2$$

$$\text{Avec: } n_{gK} = \frac{V_{\text{ref}K}}{U_c}; \quad K=1,2,3$$

La tension de sortie V_{AM} est donnée par l'équation suivante:

$$V_{AM} = V_{1am} + V_{2am} + V_{3am} + V_{4am} + V_{5am} + V_{6am}$$

avec:

$$V_{1am} = -3U_c \text{ si } t \in [t_{k1}, Th] \text{ si non } -2U_c$$

$$V_{2am} = -2U_c \text{ si } t \in [t_{k2}, Th/6] \text{ si non } -U_c$$

$$V_{3am} = -U_c \text{ si } t \in [t_{k3}, 2Th/3] \text{ si non } 0$$

$$V_{4am} = 0 \text{ si } t \in [t_{k4}, Th/2] \text{ si non } U_c$$

$$V_{5am} = U_c \text{ si } t \in [t_{k5}, Th/3] \text{ si non } 2U_c$$

$$V_{6am} = 2U_c \text{ si } t \in [t_{k6}, Th/6] \text{ si non } 3U_c$$

Simulation numérique

- Les figures II.38 et II.39 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme7 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.40 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

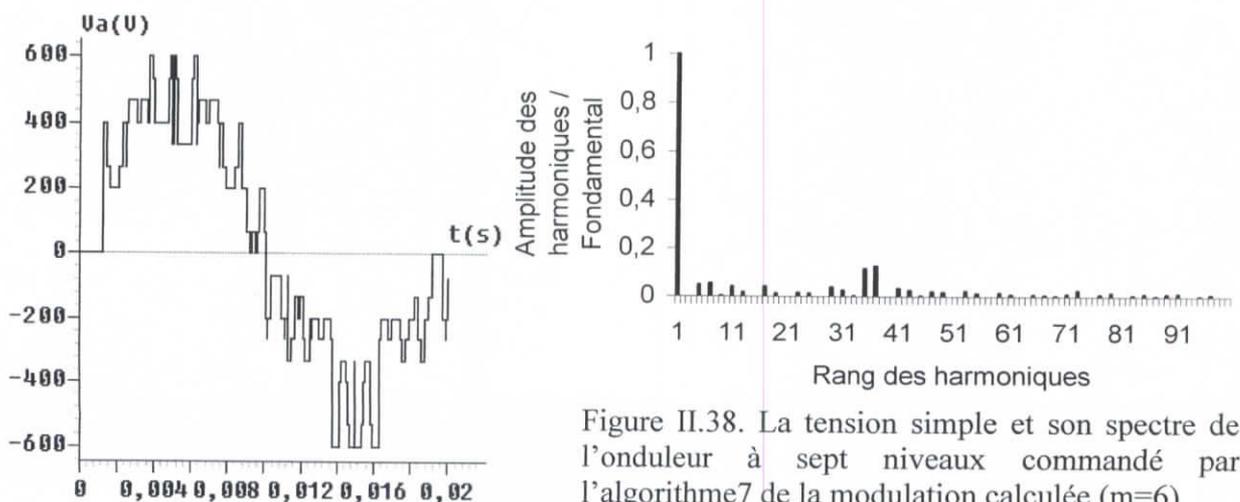


Figure II.38. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme7 de la modulation calculée ($m=6$)

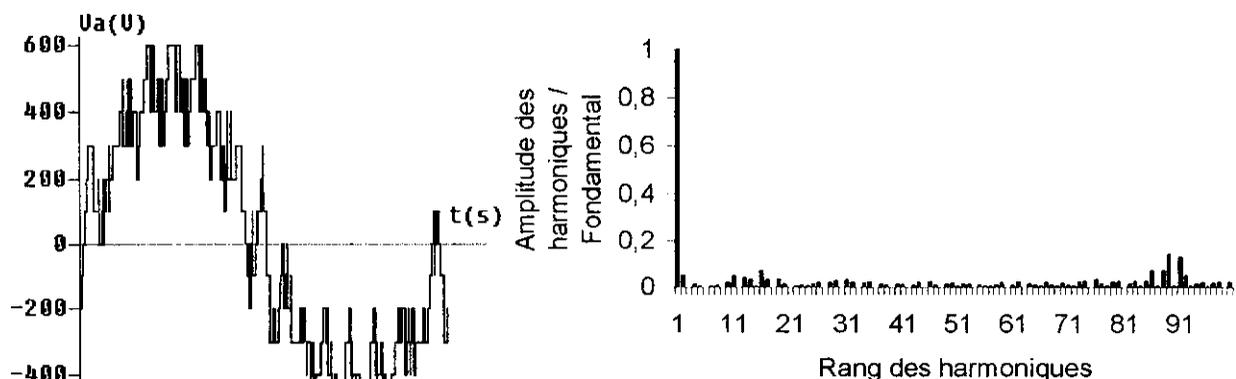


Figure II.39. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme7 de la modulation calculée ($m=15$)

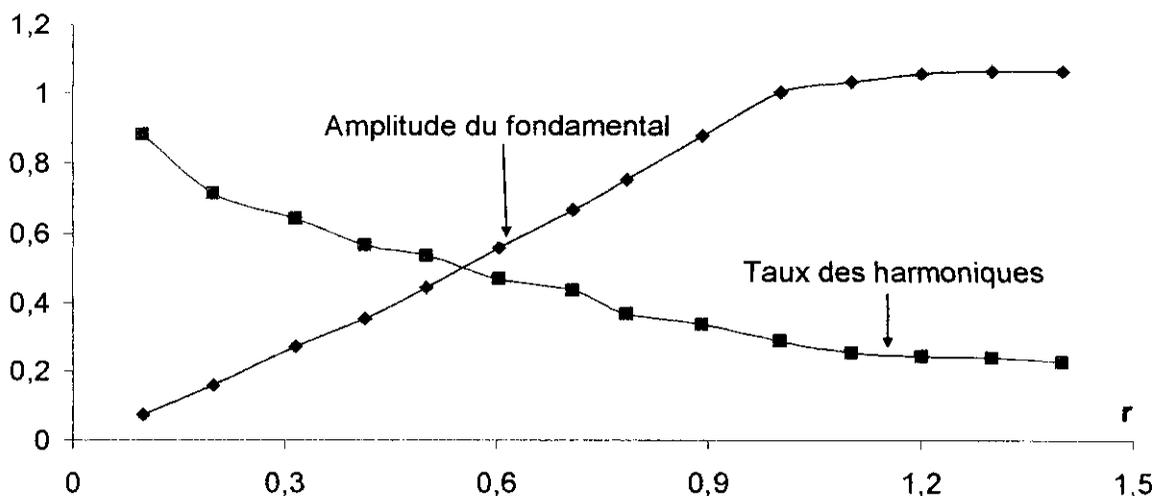


Figure II.40. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme7 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- Pour une valeur paire de « m », la tension simple de sortie V_A de l'onduleur présente une symétrie par rapport à $T/4$ et donc seuls les harmoniques impairs existent. Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude;
- Pour une valeur impaire de « m », la symétrie disparaît, donnant ainsi naissance à des harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs ;
- L'augmentation de « m » repousse les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 ($r = 0$) à $3U_c$ ($r = 1$) (Figure II.40);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.40).

II.4.8. Algorithme 8

L'algorithme de cette stratégie de commande est le même que celui de l'algorithme précédent (Algorithme 7), mais on utilise n_{gk1} défini par les équations II.9 et II.10 à la place de n_{gk} .

La figure II.41 représente les différents signaux de l'algorithme8 de la modulation calculée.

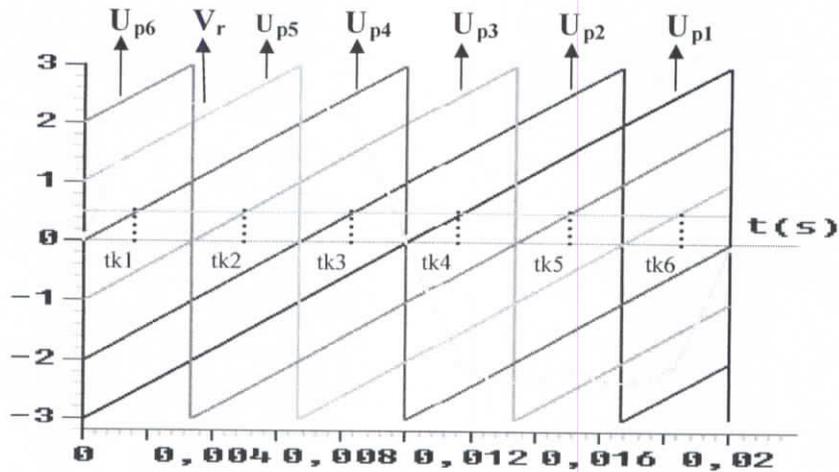


Figure II.41. Les différents signaux de l'algorithme8 de la modulation calculée

Simulation numérique

- Les figures II.42 et II.43 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme8 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz .
- La figure II.44 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

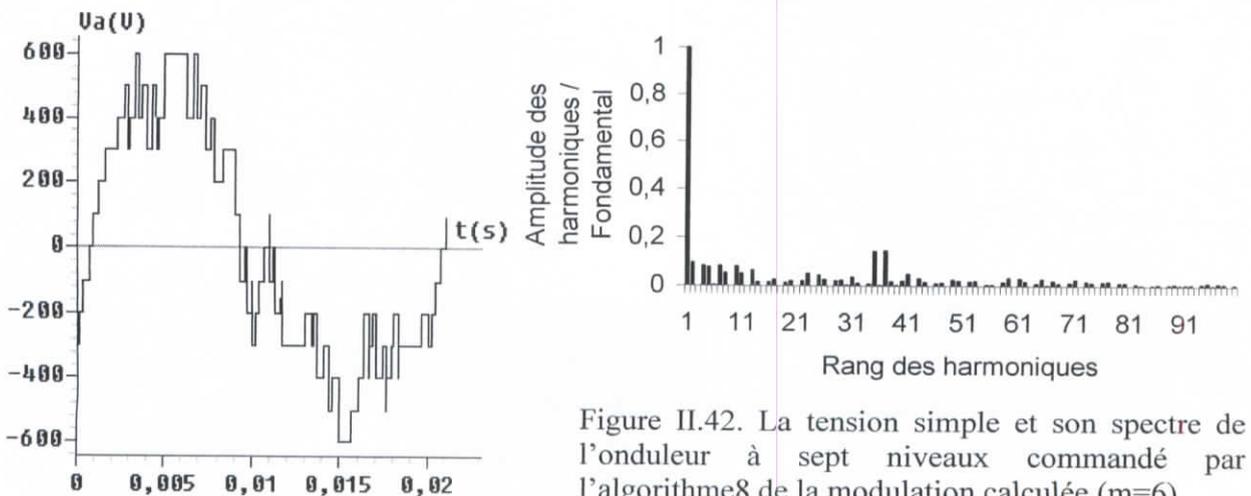
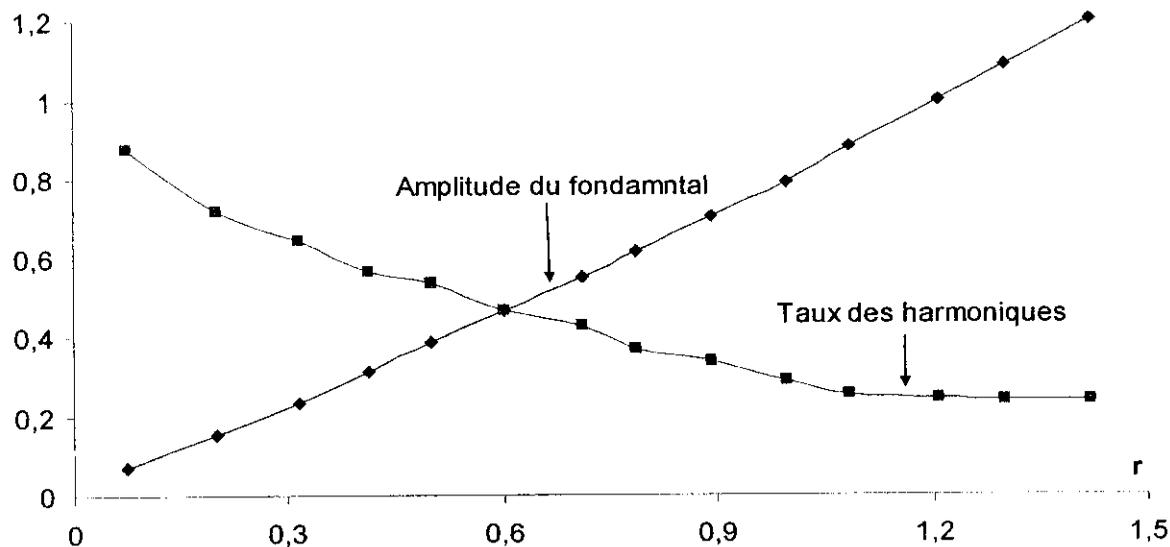
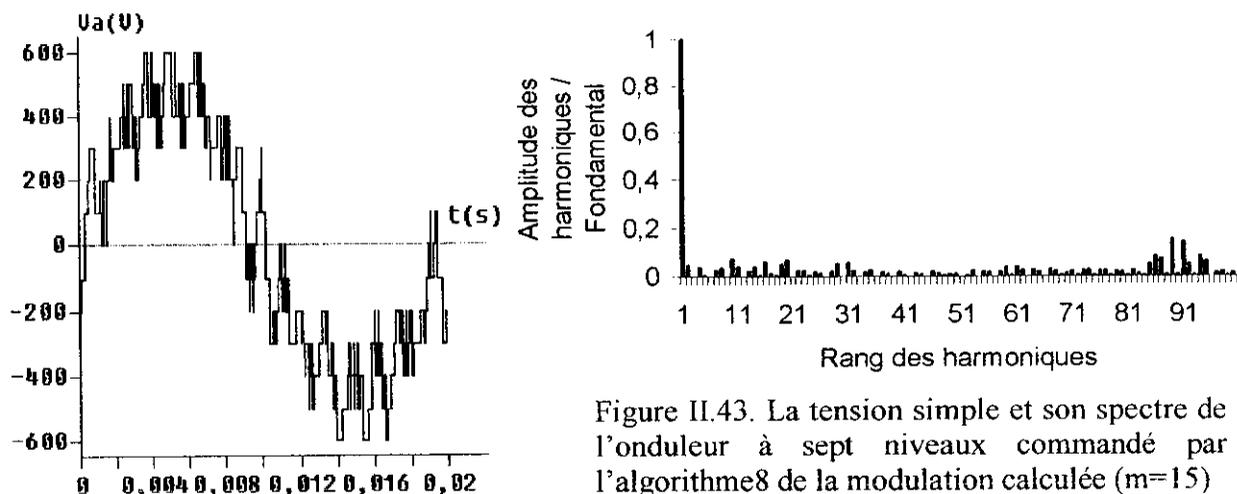


Figure II.42. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme8 de la modulation calculée ($m=6$)



Interprétations et commentaires

- On constate qu'il n'y a pas de symétrie dans la tension simple V_A pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », donc en plus des harmoniques impairs existent des harmoniques de rang pair, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0(r = 0)$ à $3U_c (r = 1,2)$ (Figure II.44);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.44).

II.4.9. Algorithme 9

Cette stratégie de commande est équivalente à la stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires [25] [44].

Les différents signaux de l'algorithme9 de la modulation calculée sont représentés par la figure II.45.

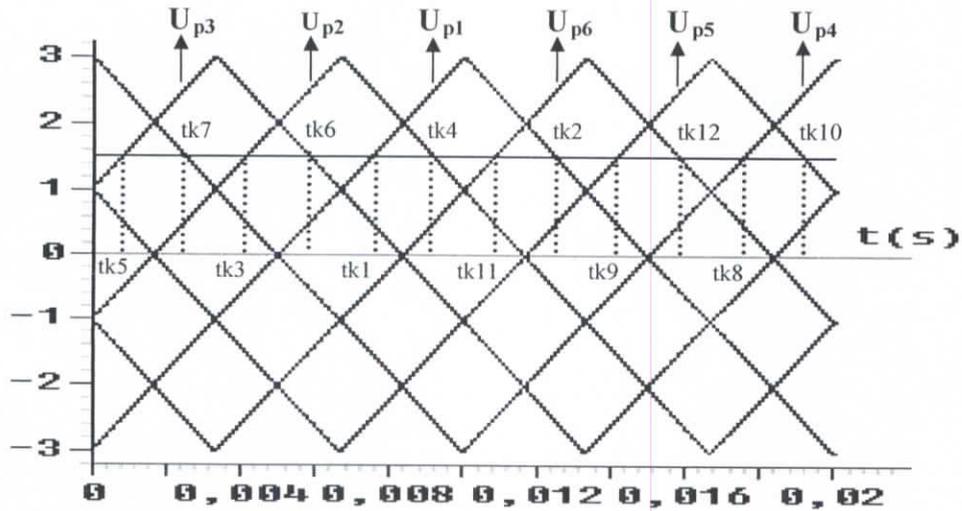


Figure II.45. Les différents signaux de l'algorithme9 de la modulation calculée

Les différents temps s'expriment comme suit:

$$t_{k1} = (n_{gk} + 1)Th / 4$$

$$t_{k2} = (-n_{gk} + 3)Th / 4$$

$$t_{k3} = (3n_{gk} + 1)Th / 12$$

$$t_{k4} = (-3n_{gk} + 7)Th / 12$$

$$t_{k5} = (3n_{gk} - 1)Th / 12$$

$$t_{k6} = (-3n_{gk} + 5)Th / 12$$

$$t_{k7} = (n_{gk} + 3)Th / 4$$

$$t_{k8} = (-n_{gk} + 5)Th / 4$$

$$t_{k9} = (3n_{gk} + 7)Th / 12$$

$$t_{k10} = (-3n_{gk} + 13)Th / 12$$

$$t_{k11} = (3n_{gk} + 5)Th / 12$$

$$t_{k12} = (-3n_{gk} + 11)Th / 12$$

$$\text{Avec: } n_{gk} = \frac{V_{refK}}{U_c}; \quad K=1,2,3$$

La tension de sortie V_{AM} est donnée par l'équation suivante:

$$V_{AM} = V_{1am} + V_{2am} + V_{3am} + V_{4am} + V_{5am} + V_{6am}$$

avec:

$$V_{1am} = 3U_c \text{ si } t \in [0, t_{k5}] \cup [t_{k5}, t_{k6}] \cup [t_{k6}, Th] \text{ si non } 2U_c$$

$$V_{2am} = 2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k3}] \cup [t_{k4}, Th] \text{ si non } U_c$$

$$V_{3am} = U_c \text{ si } t \in [0, t_{k1}] \cup [t_{k2}, Th] \text{ si non } 0$$

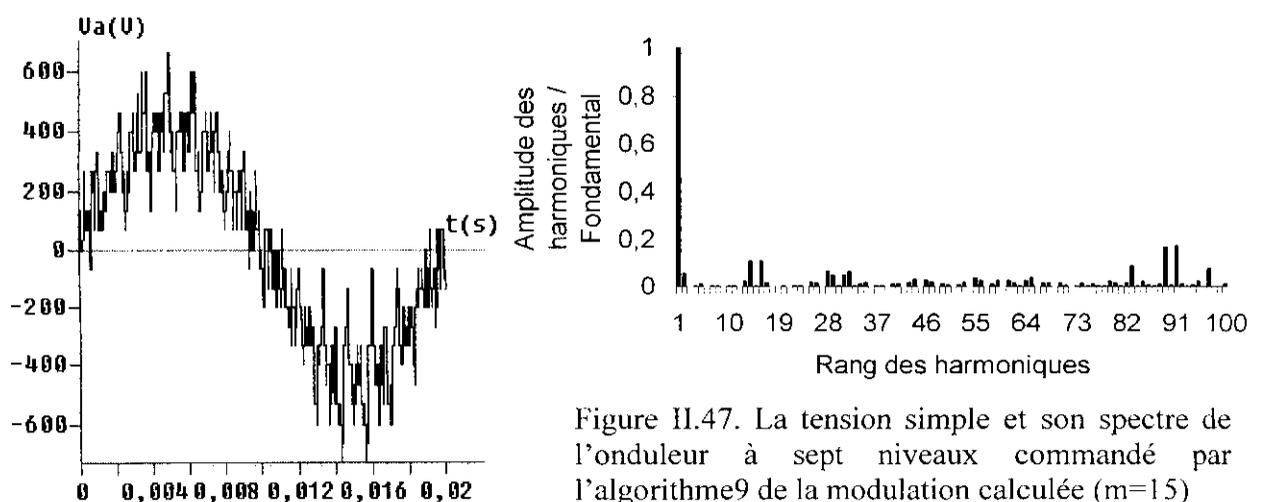
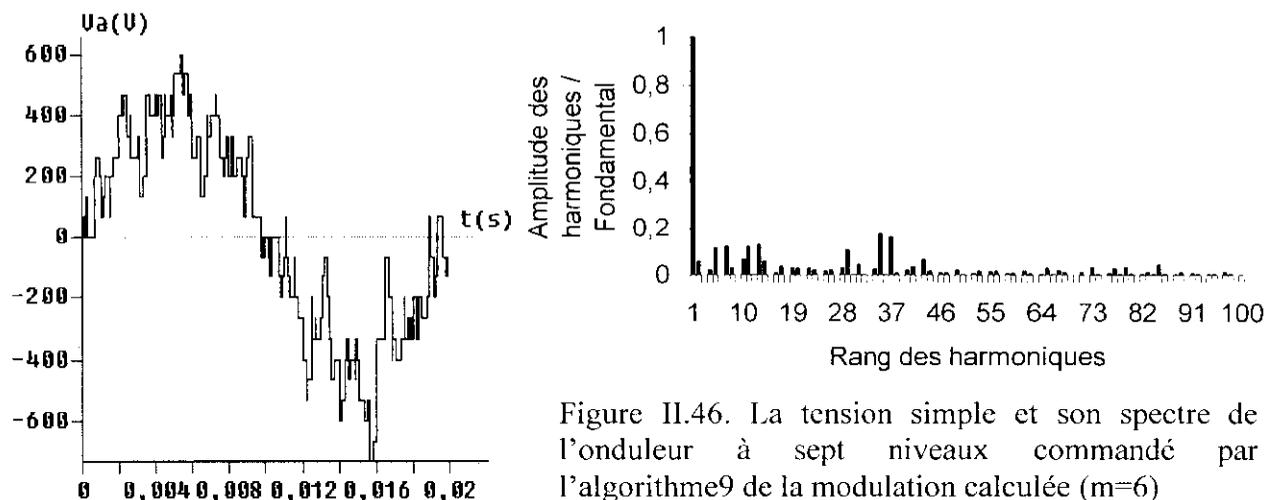
$$V_{4am} = 0 \text{ si } t \in [t_{k7}, t_{k8}] \text{ si non } -U_c$$

$$V_{5am} = -U_c \text{ si } t \in [0, t_{k9}] \cup [t_{k9}, t_{k10}] \cup [t_{k10}, Th] \text{ si non } -2U_c$$

$$V_{6am} = -2U_c \text{ si } t \in [0, t_{k11}] \cup [t_{k12}, Th] \text{ si non } -3U_c$$

Simulation numérique

- Les figures II.46 et II.47 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme9 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz.
- La figure II.48 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.



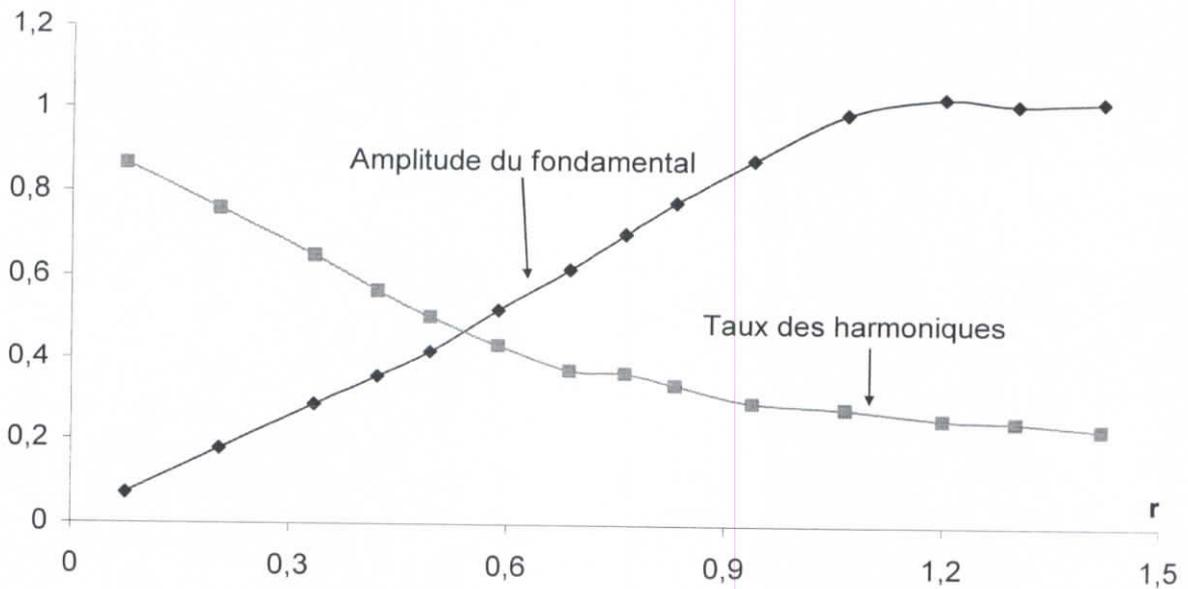


Figure II.48. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme 9 de la modulation calculée ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- Pour ce type de porteuse, la symétrie disparaît pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m ». Donc la tension simple possède des harmoniques pairs et impairs et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 ($r = 0$) à $3U_c$ ($r = 1$) (Figure II.48);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.48).

II.4.10. Algorithme 10

L'algorithme de cette stratégie de commande est le même que celui de l'algorithme précédent (Algorithme 9), mais on utilise n_{gk1} défini par les équations II.9 et II.10 à la place de n_{gk} .

La figure II.49 représente les différents signaux de l'algorithme 10 de la modulation calculée.

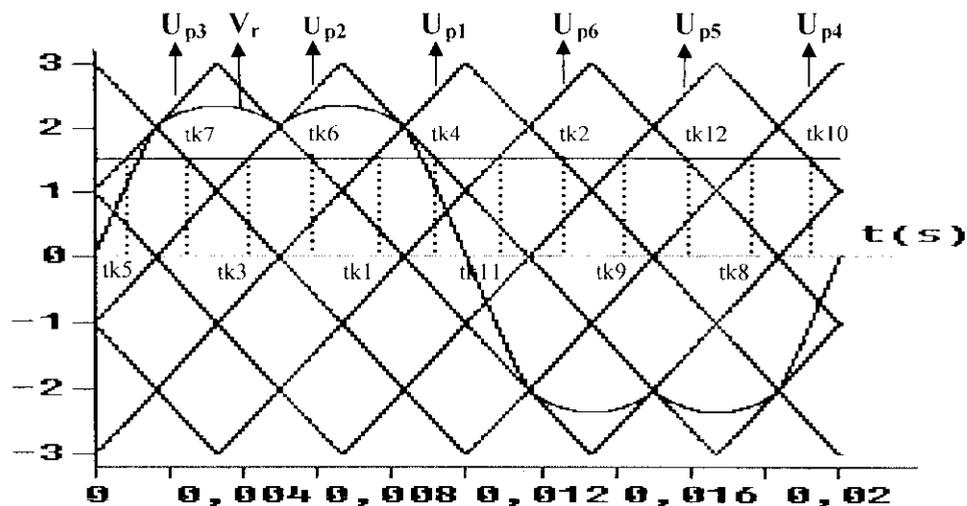


Figure II.49. Les différents signaux de l'algorithme 10 de la modulation calculée

Simulation numérique

- Les figures II.50 et II.51 représentent la tension de l'onduleur triphasé à sept niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par l'algorithme 10 de la modulation calculée respectivement pour $m=6$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz.
- La figure II.52 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

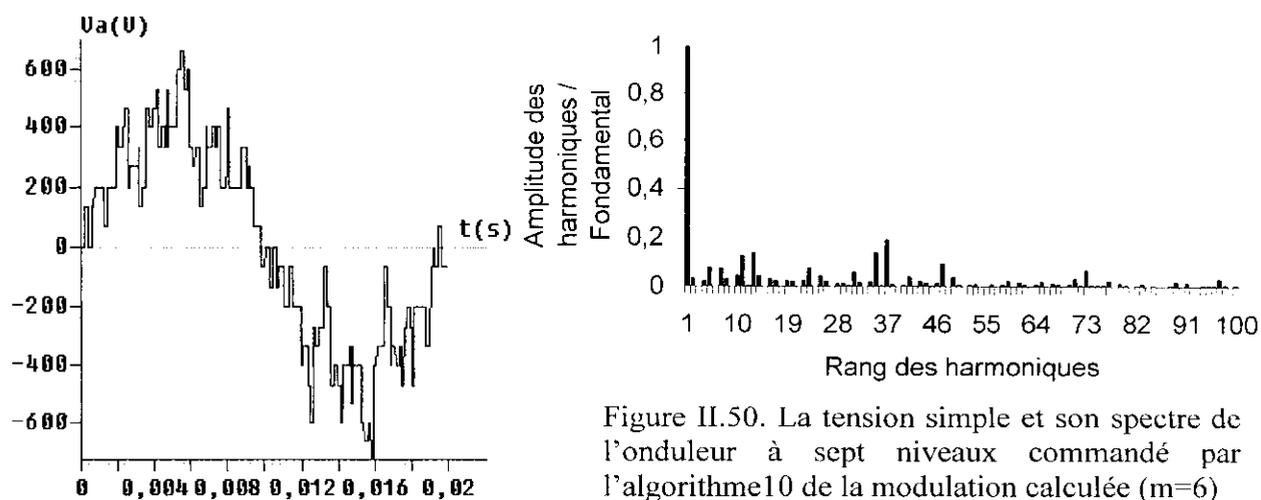
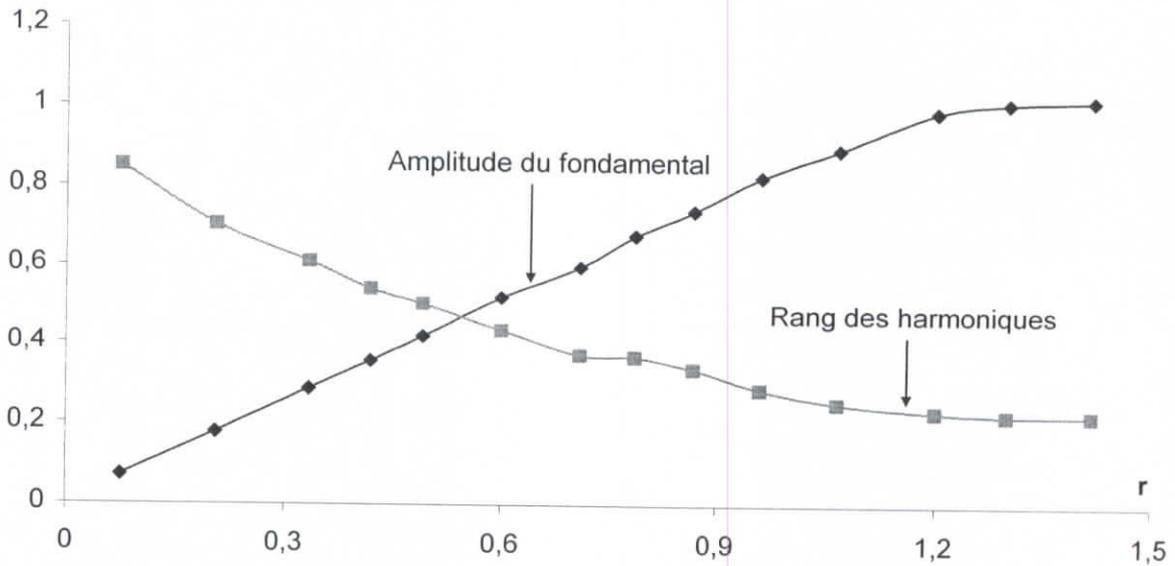
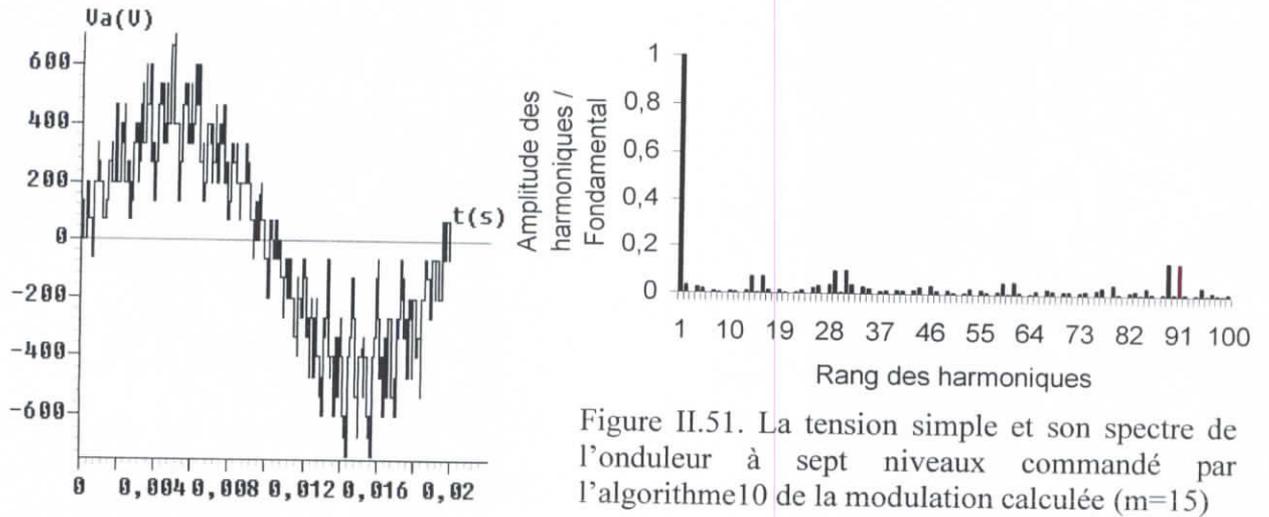


Figure II.50. La tension simple et son spectre de l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme 10 de la modulation calculée ($m=6$)



Interprétations et commentaires

- On constate qu'il n'y a pas de symétrie dans la tension simple V_A pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », donc en plus des harmoniques impairs existent des harmoniques de rang pair, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $6mf$. Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence $6mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 ($r = 0$) à $3U_c$ ($r = 1,2$) (Figure II.52);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.52).

II.4.11. Comparaison entre les différentes stratégies de la modulation calculée

Le tableau II.3 résume les caractéristiques des différents algorithmes de la modulation calculée.

La stratégie	r_{\max} de la caractéristique de réglage	THDmax	THDmin	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques
Algorithme1	1	0.912	0.24	mf
Algorithme2	1.2	0.91	0.236	mf
Algorithme3	1	0.97	0.1732	mf
Algorithme4	1.2	0.96	0.17	mf
Algorithme5	1	0.9098	0.2389	mf
Algorithme6	1.2	0.9065	0.22194	mf
Algorithme7	1	0.88033	0.2611	6mf
Algorithme8	1.2	0.875	0.249	6mf
Algorithme9	1	0.867	0.232	6mf
Algorithme10	1.2	0.852	0.225	6mf

Tableau II.3. Tableau comparatif des différents algorithmes de la modulation calculée

Ce tableau, montre que l'algorithme 10 est le meilleur, car le taux de modulation de cet algorithme permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r_{\max}=1.2$. Les harmoniques des tensions de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de **6mf** et le THDmin=0.225. Ainsi, on étudiera les performances de la conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme10 de la modulation calculée lors d'un réglage de vitesse [10][25].

La figure II.53 donne les performances de la conduite de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme10 de la modulation calculée lors d'un réglage de vitesse pour $m=6$.

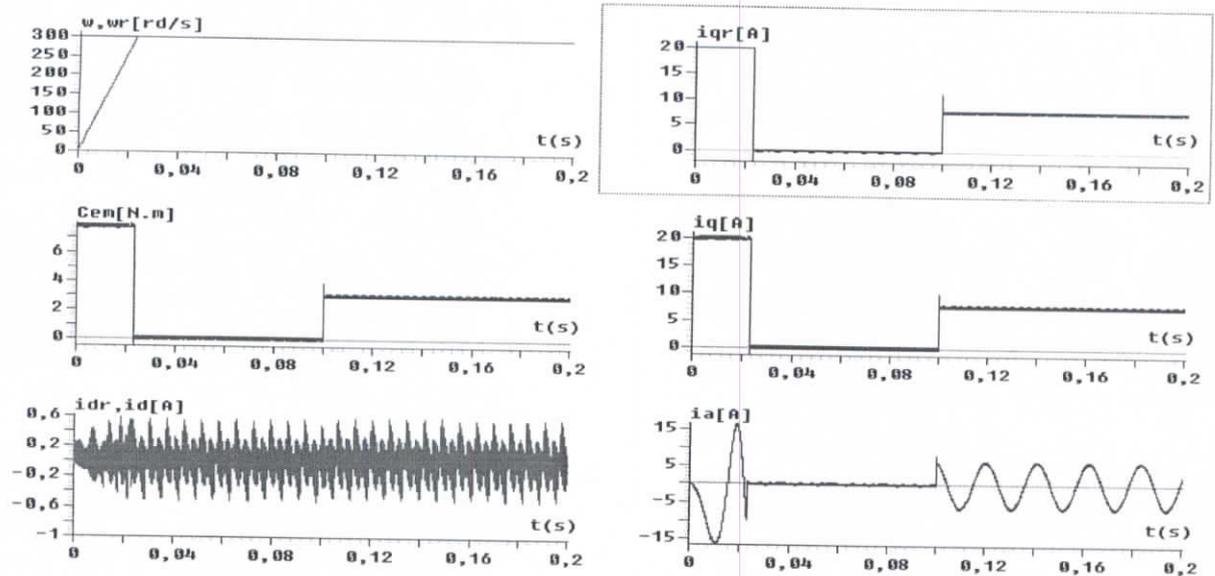


Figure II.53. Les performances de la conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par l'algorithme10 de la modulation calculée lors d'un réglage de vitesse pour ($m=6$)

Les performances de la conduite de la MSAP lors d'un réglage de vitesse montrent que :

- ❖ La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence ;
- ❖ Au démarrage, la vitesse et le couple passent par un pic avant de se stabiliser en régime permanent ;
- ❖ Le courant I_d atteint rapidement sa référence nulle;

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les différentes stratégies de commande à MLI de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux à structure NPC alimentant une machine synchrone à aimant permanent. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoidale et la modulation vectorielle, utilisant six porteuses bipolaires, peuvent être réalisées soit en analogique ou numérique. Les autres algorithmes de la modulation calculée sont adaptés surtout à une réalisation numérique.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf ou bien de $6mf$ dans certaines stratégies. L'algorithme10 de la stratégie de la modulation calculée utilisant six porteuses bipolaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 20%, sans toutefois modifier les performances de la conduite de la machine et elle présente un $THD_{min}=0.225$.

L'onduleur à sept niveaux a l'avantage d'être commandé avec six porteuses et apporte de ce fait une amélioration du taux d'harmoniques.

Dans le chapitre suivant, on étudiera les différents changeurs de fréquence utilisant l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC comme pont de sortie.

Chapitre III

*Changeurs de fréquence
utilisant l'onduleur
à sept niveaux
à structure NPC*

Introduction

Jusqu'à maintenant, nous avons supposé que les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC sont constantes et égales. Or, ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries [64] [65] [66] [67].

Dans ce chapitre, nous étudierons différentes manières pour générer ces tensions continues à partir d'un réseau alternatif 50Hz. Ainsi, on étudiera les cascades suivantes :

- ❖ Cascade batterie – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade de trois redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade de six redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux et un redresseur à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.
- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à sept niveaux – Onduleur triphasé de tension à sept niveaux – Machine synchrone à aimants permanents.

N.B : On suppose que les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux sont toutes initialisées à 40V et que les paramètres de tous les filtres intermédiaires sont $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=10\text{mF}$. On note : $U_{c14}=U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c25}=U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c36}=U_{c3}-U_{c6}$

III.1. Cascade d'une batterie – onduleur de tension à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant [64] :

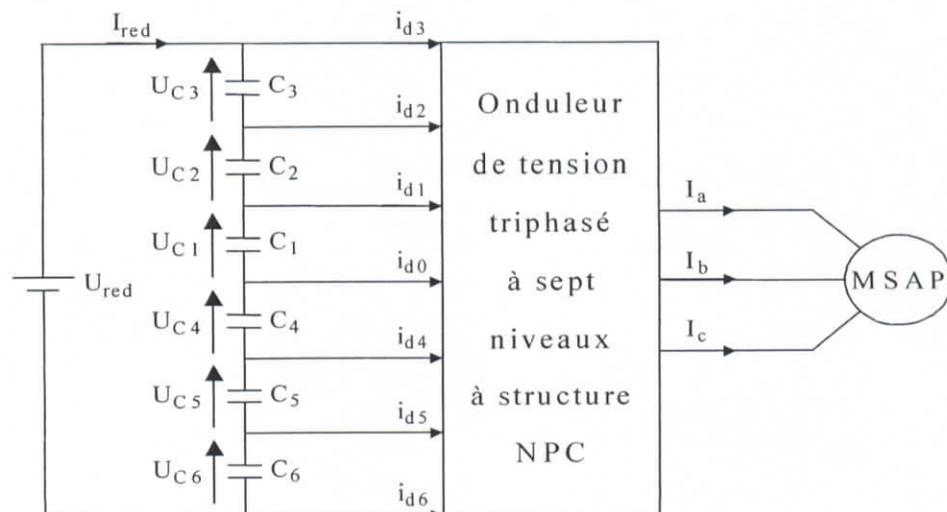


Figure III.1. Structure de la cascade batterie - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.1.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

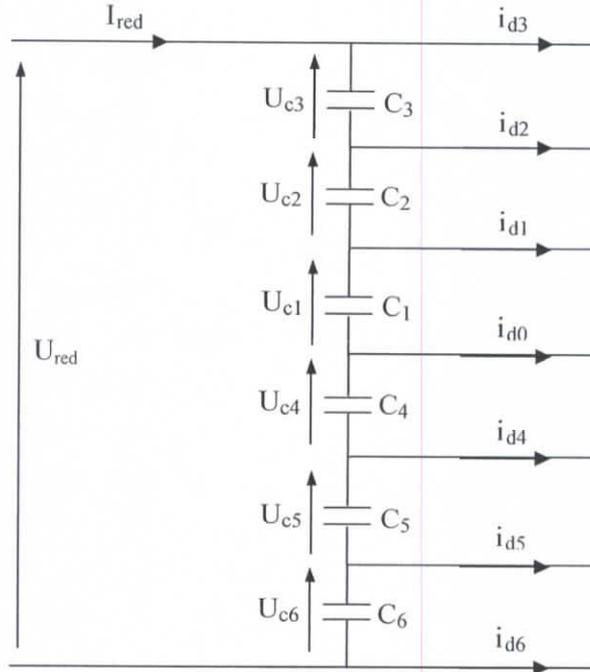


Figure III.2. Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{array} \right. \quad [II.1]$$

III.1.2. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à sept niveaux est commandé par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$.

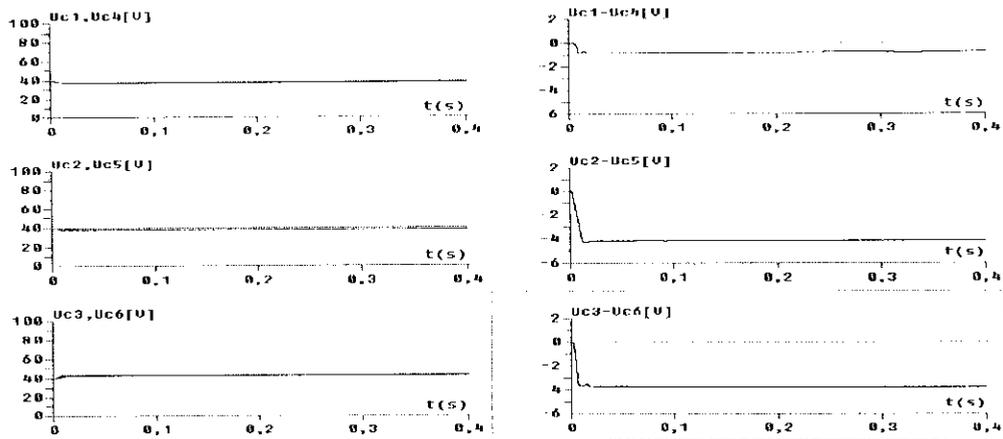


Figure III.3. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

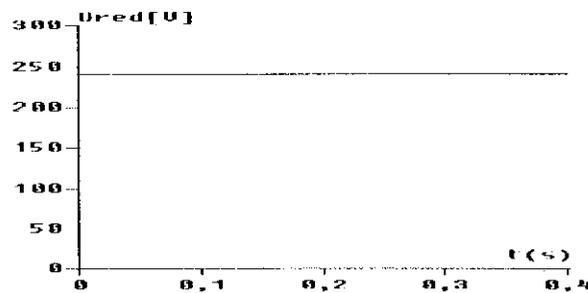


Figure III.4 Tension de sortie de la batterie

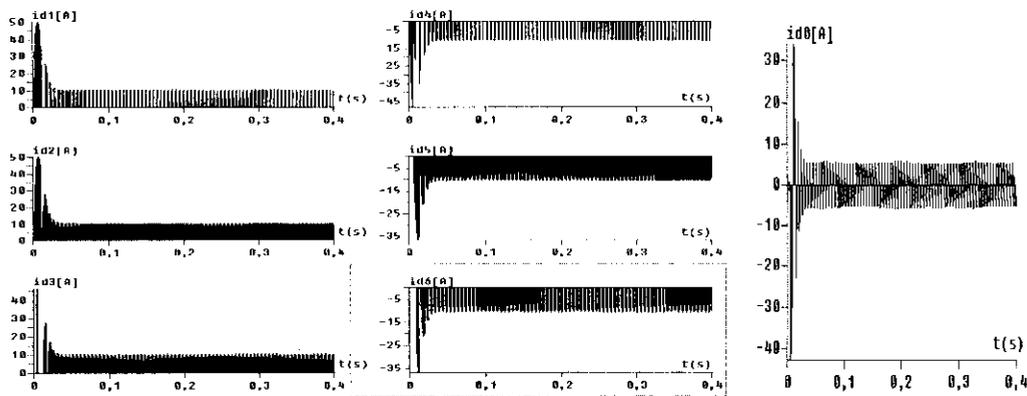


Figure III.5. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

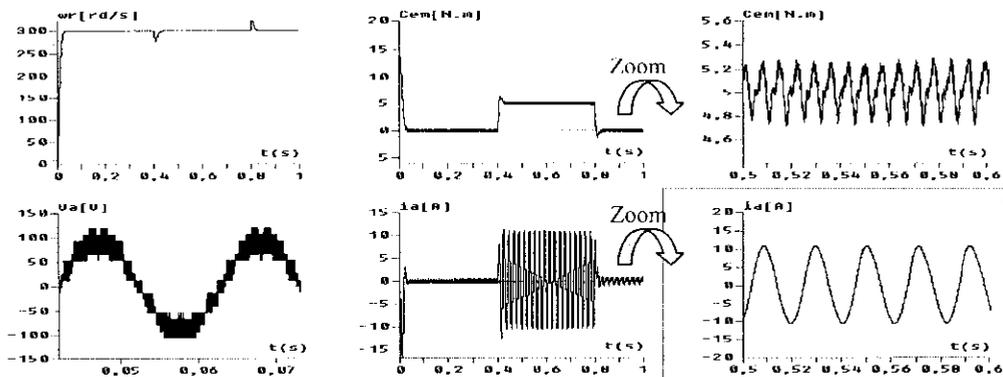


Figure III.6. Les performances de la conduite de la MSAP avec application d'un couple de charge entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$ ($C_r=5N.m$)

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont pratiquement constantes après le régime transitoire, égales par paire [$U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$] et leurs différences $U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$ sont faibles [Figure III.3].
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , [respectivement i_{d2} , et i_{d3}] et i_{d4} [respectivement i_{d5} , et i_{d6}] ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle [Figure III.5].
- La vitesse atteint rapidement sa référence au bout de 0.045s.
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.24Nm et des minimales de 4.76Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence [Figure III.6].

III.2. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – onduleur de tension à sept niveaux – MSAP

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant l'onduleur de tension à sept niveaux comme pont de sortie [68] [69]. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions à deux niveaux. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant [68]:

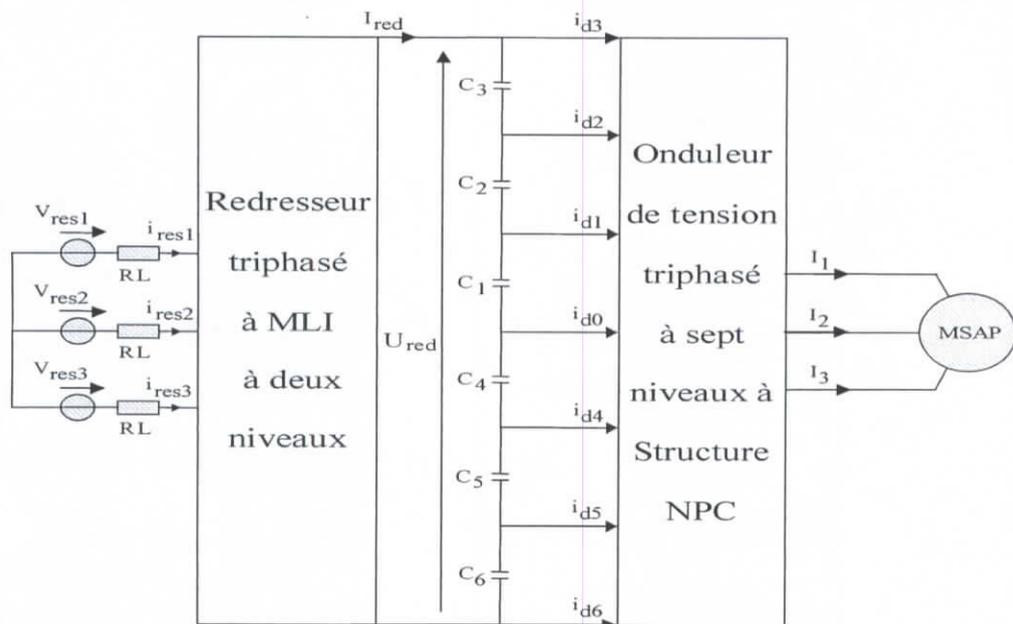


Figure III.7. Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux- onduleur de tension à sept niveaux-MSAP

III.2.1 Modélisation du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

La réversibilité de l'onduleur de tension à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à deux niveaux sont utilisables en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources (le réseau et la charge) [3] [70] [72] [72] [73] [74] [75].

La structure de ce redresseur est donnée par la figure suivante :

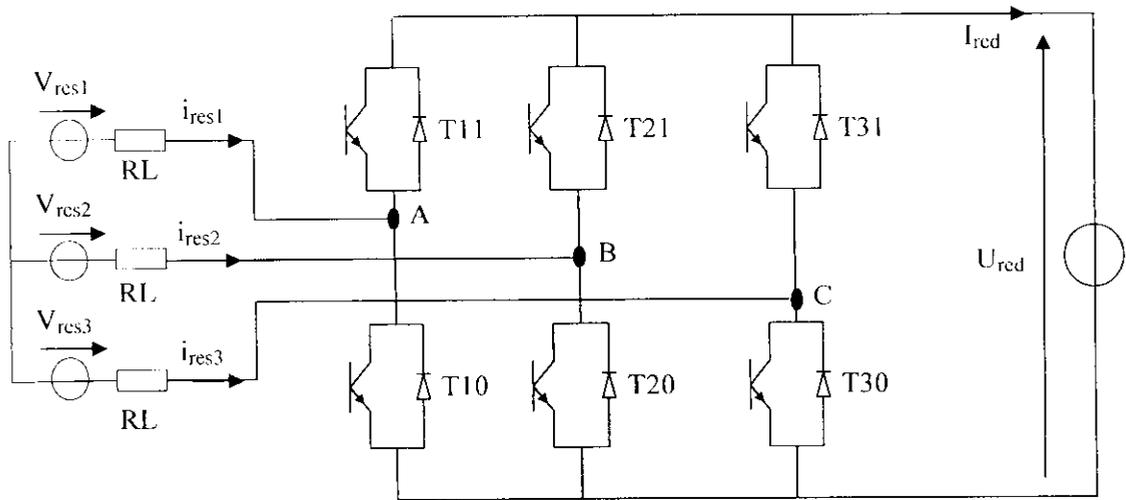


Figure III.8. Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{11} = \bar{B}_{10} \\ B_{21} = \bar{B}_{20} \\ B_{31} = \bar{B}_{30} \end{cases} \quad [III.2]$$

Avec B_{ki} est la commande de base de l'interrupteur T_{ki} .

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante :

$$V_{km} = F_{ki} U_{red} \quad [III.3]$$

F_{ki} : fonction de connexion de l'interrupteur T_{ki} .

Les tensions d'entrée du redresseur, en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_A = 1/3(2F_{11} - F_{21} - F_{31}) \\ V_B = 1/3(2F_{21} - F_{11} - F_{31}) \\ V_C = 1/3(2F_{31} - F_{21} - F_{11}) \end{cases} \quad [III.4]$$

Le courant de sortie du redresseur, en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, est donné par :

$$I_{red} = F_{11} i_{res1} + F_{21} i_{res2} + F_{31} i_{res3} \quad [III.5]$$

Toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur à deux niveaux [68] [70]. Pour notre étude, et pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible [76] [77] [78] [79], on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par la figure suivante:

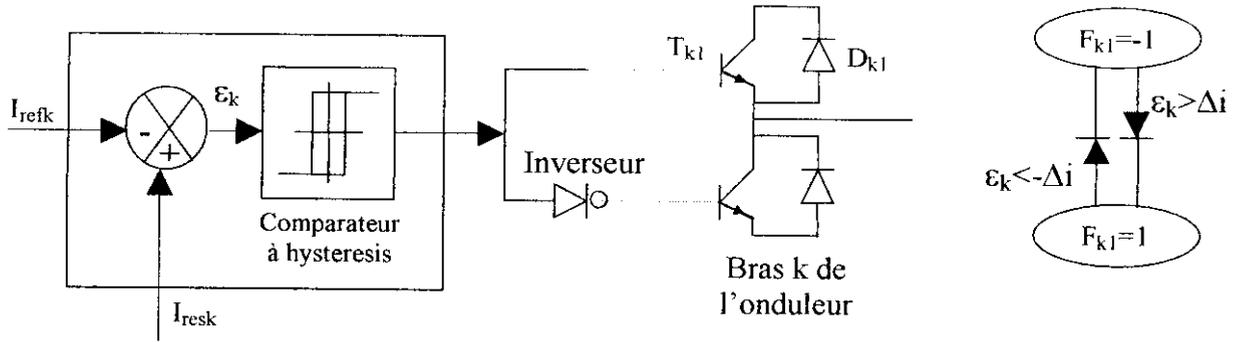


Figure III.9. Principe du contrôle par hystérésis

Les courants de référence sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref3} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad [III.6]$$

On désigne par ε_k l'écart entre le courant de référence I_{refk} et le courant réel I_{resk} tel que :

$$\varepsilon_k = i_{resk} - I_{refk} \quad [III.7]$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{ki} = 0 \\ \text{si } \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{ki} = 1 \end{cases} \quad [III.8]$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

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

$$P_{res} = P_{mec} + P_{em} + P_J \Leftrightarrow 3V_{eff} I_{eff} \cos \varphi - 3RI_{eff}^2 = P_{mec} + P_{em} + P_J \quad [III.9]$$

Pour un facteur de puissance unitaire et en négligeant les pertes Joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$3V_{eff} I_{eff} = C_{em} \Omega \quad [III.10]$$

Où V_{eff} et I_{eff} sont respectivement les valeurs efficaces des tensions et des courants du réseau.

En tenant compte des valeurs importantes du couple électromagnétique au démarrage et en imposant à I_{eff} la valeur suivante :

$$I_{eff} = \frac{C_{em max} \Omega_{nom}}{3V_{eff}} \quad [III.11]$$

Avec :

$$C_{em max} = 1.2 C_{em nom}$$

N.B : La structure ainsi que les équations du filtre intermédiaire sont similaires à ceux utilisés dans l'étude de la cascade avec batterie.

Remarque : Dans tous les résultats de simulation l'onduleur de tension à sept niveaux est commandé par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$, l'amplitude des courants de référence du réseau est de 17.7A et la MSAP est commandée en vitesse pour une consigne de 300rd/s ($C_r=5N.m$).

III.2.2. Résultats de simulation

Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

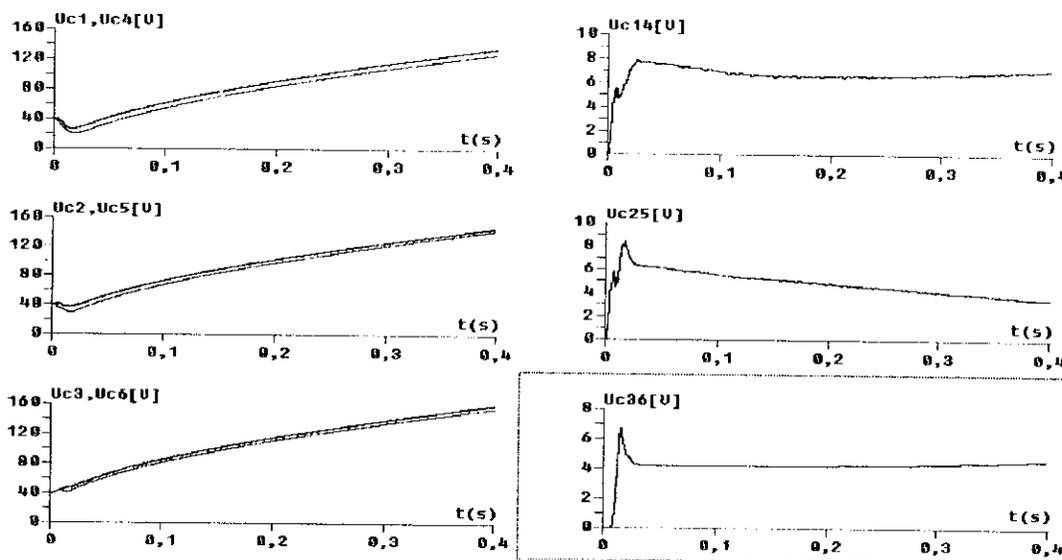


Figure III.10. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

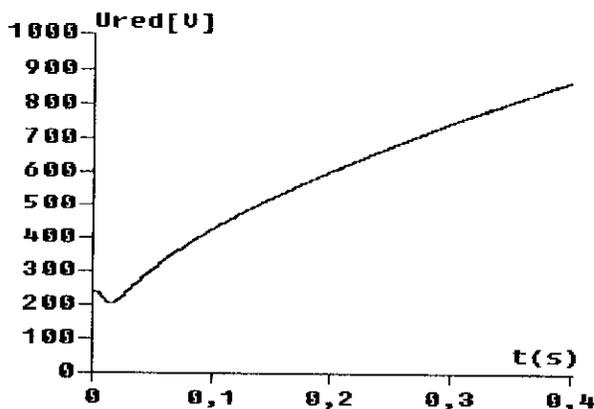


Figure III.11. Tension de sortie du redresseur

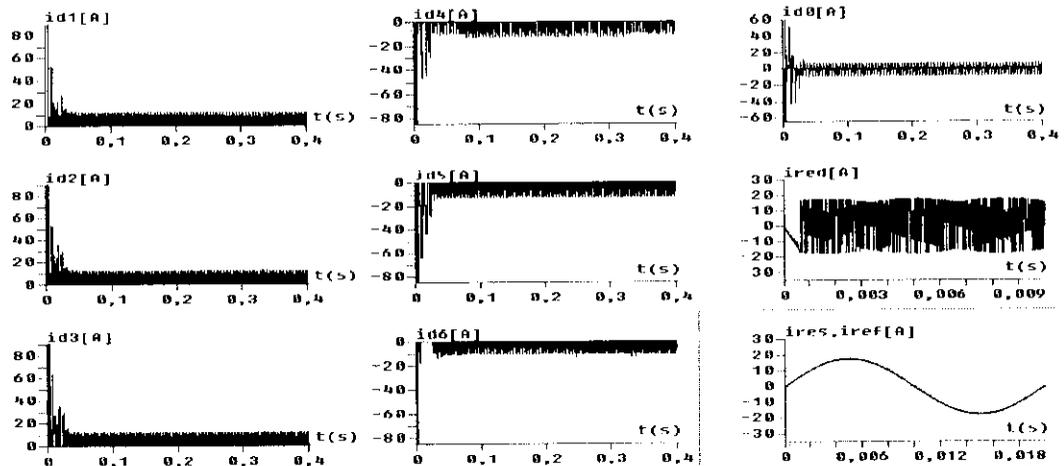


Figure III.12. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

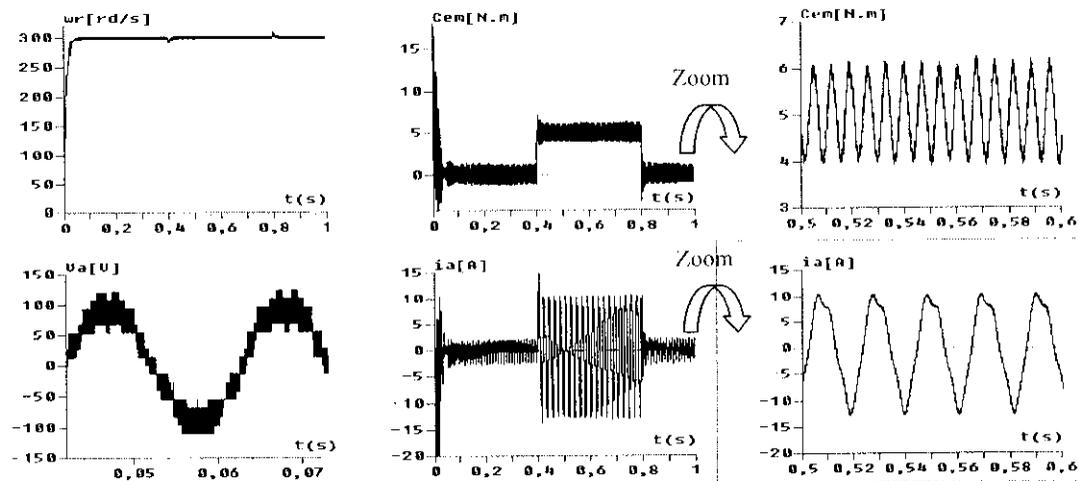


Figure III.13. Performances de la cascade d'un redresseur à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$) et leurs différences $U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$ sont faibles (Figure III.10).
- La tension de sortie du redresseur est croissante (Figure III.10).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , [respectivement i_{d2} , et i_{d3}] et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure III.12).
- Le courant I_{res1} suit bien sa référence I_{ref1} (Figure III.12).
- Nous remarquons aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à sept niveaux à structure NPC.
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 16Nm ensuite se stabilise en régime permanent établi après 0.04s et oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 6Nm et des minimales de 4Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.13).

III.3. Cascade de deux redresseurs de courant triphasés à deux niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP

Un autre type de cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux pour la génération des tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux peut être envisagé [80] [81]. La figure III.14 montre la structure de cette cascade [80].

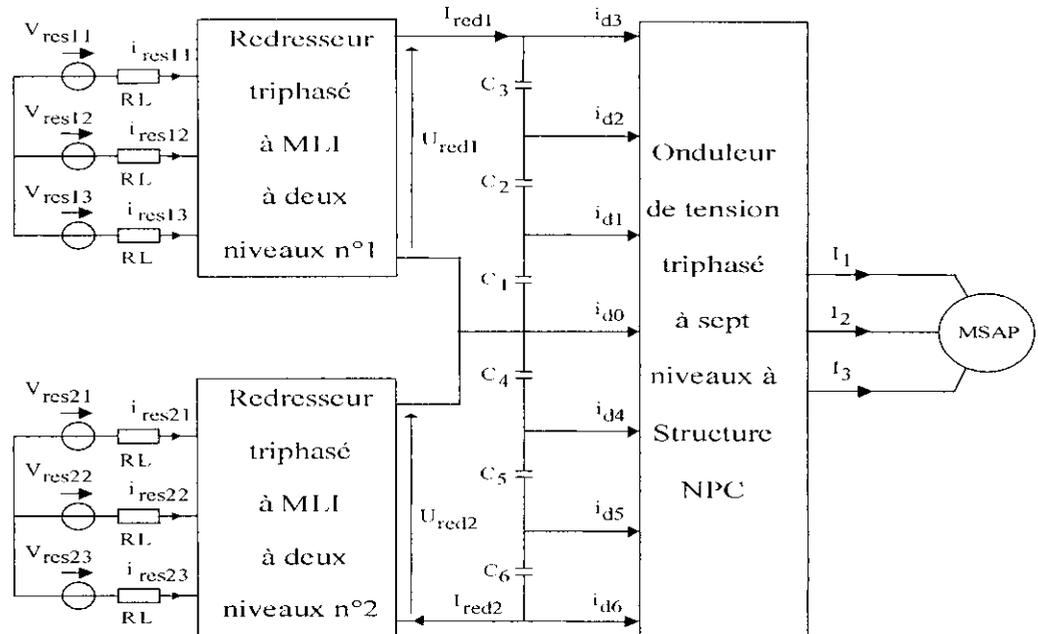


Figure III.14. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à sept niveaux-MSAP

N.B : Les redresseurs utilisés dans cette cascade sont identiques à celui utilisé dans la cascade précédente.

III.3.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

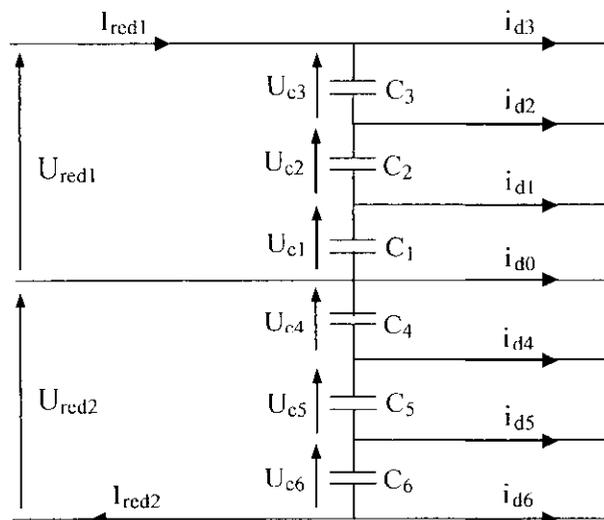


Figure III.15. Structure du premier filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{array} \right. \quad [III.12]$$

III.3.2. Résultats de simulation

Les deux redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 24V et une fréquence de 50Hz.

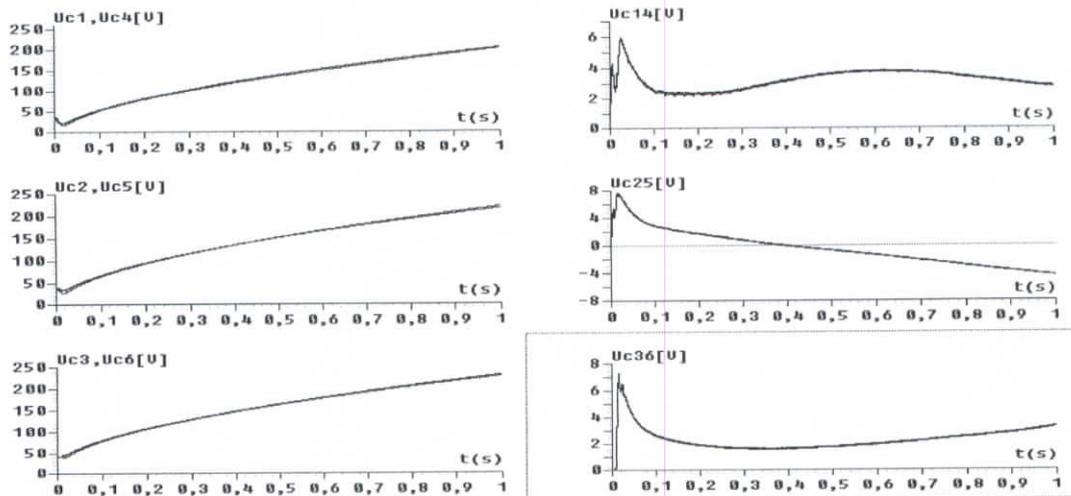


Figure III.16 Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

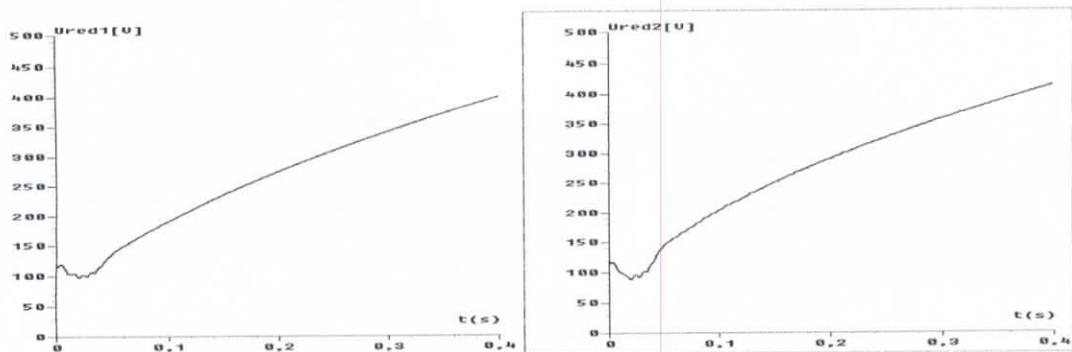


Figure III.17. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

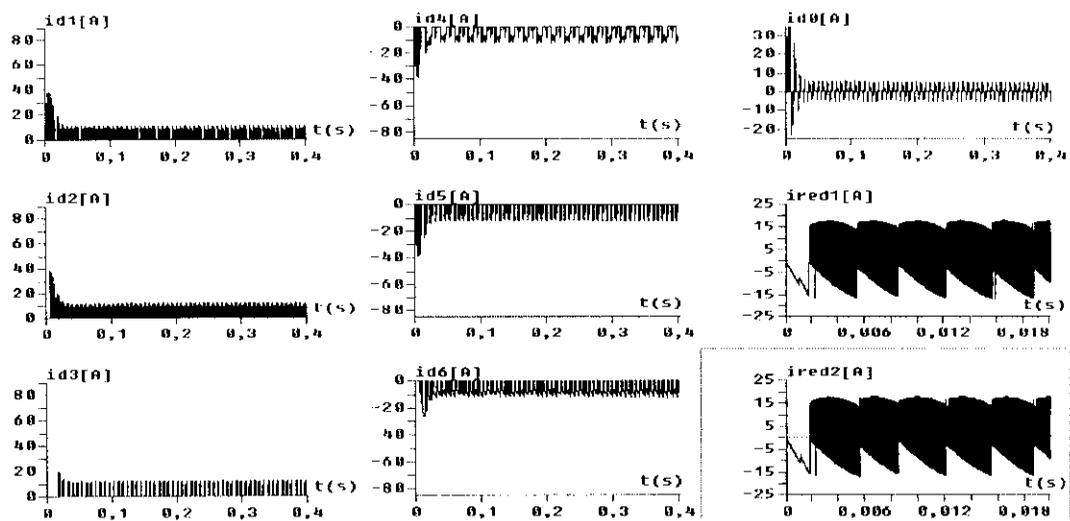


Figure III.18. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

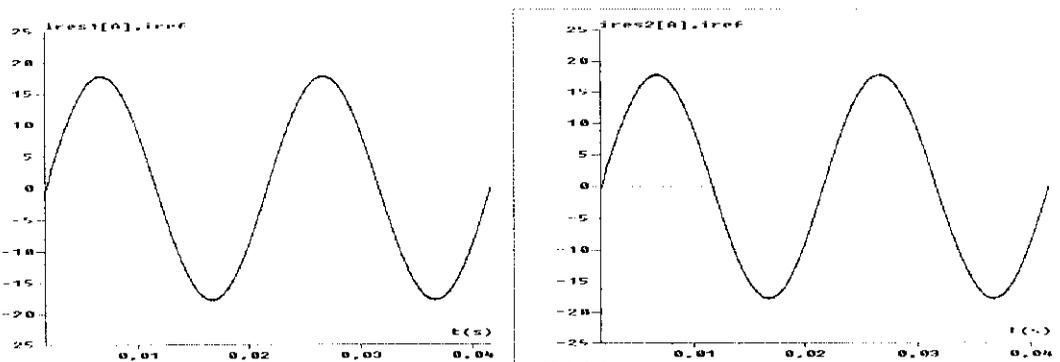


Figure III.19. Courant des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

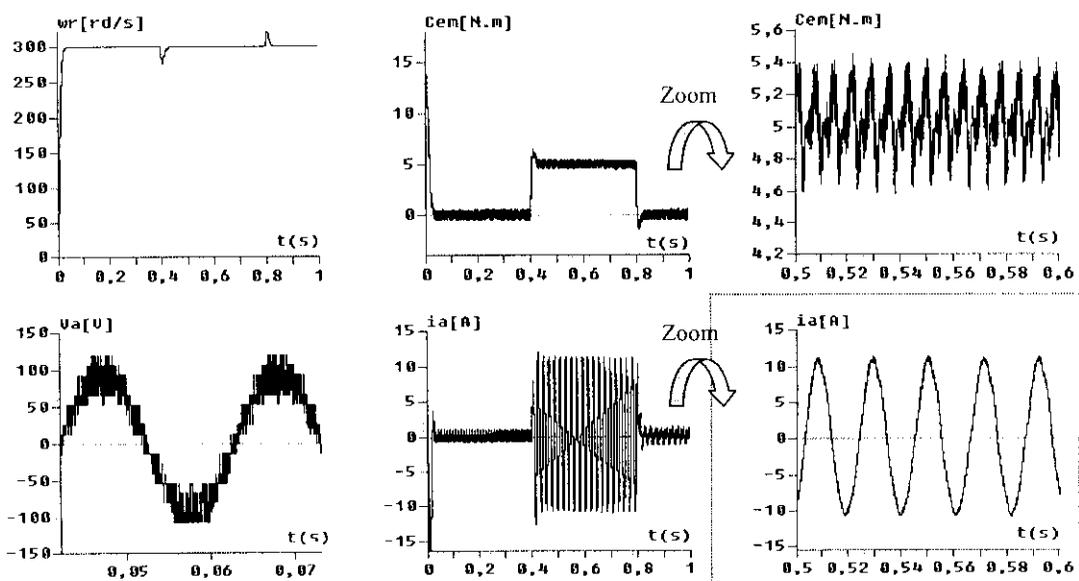


Figure III.20. Performances de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont instables et sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$) et leurs différences $U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$ sont faibles (Figure III.16).
- Les tensions de sortie des deux redresseurs sont croissantes (Figure III.17).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} [respectivement i_{d5} , et i_{d6}] ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (Figure III.18).
- Les courants des deux réseaux suivent bien leurs références (Figure III.19).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 14Nm ensuite se stabilise en régime permanent établi après 0.04s et oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.4Nm et des minimales de 4.6Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.20).

III.4. Cascade de trois redresseurs de courant triphasés à deux niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure suivante [82] [83] :

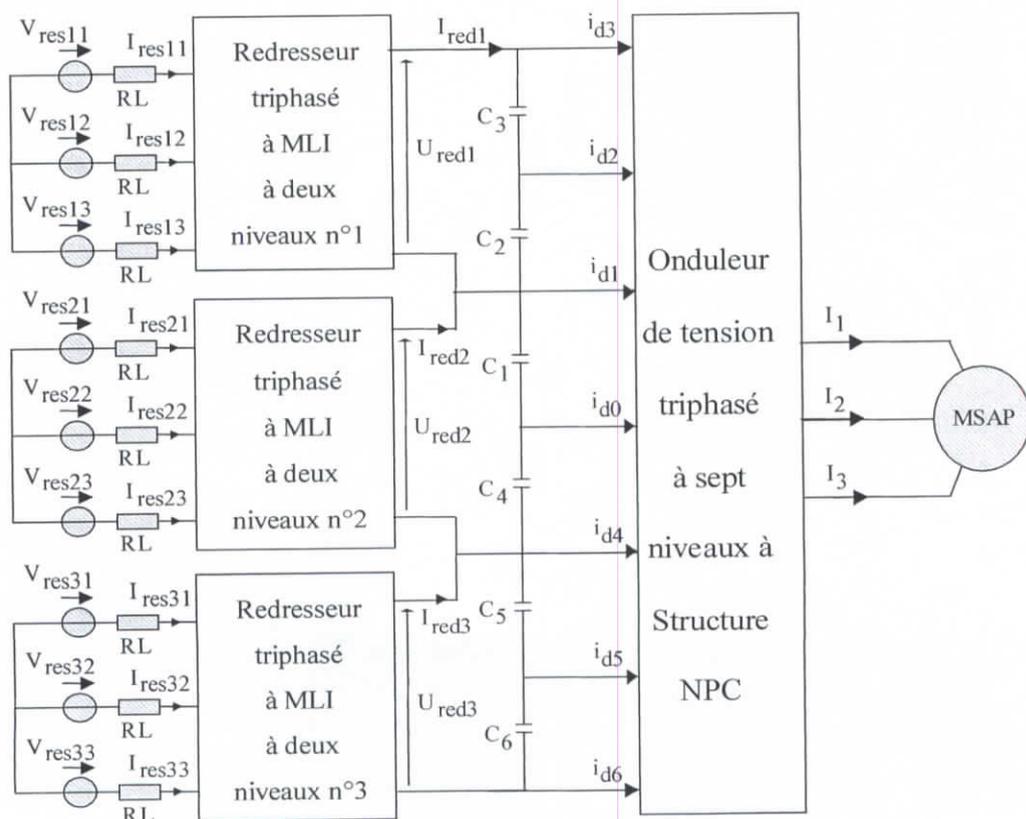


Figure III.21. Structure de la cascade de trois redresseurs de courant à MLI à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

N.B : Les redresseurs utilisés dans cette cascade sont identiques à celui présenté au paragraphe III.2.1.

III.4.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

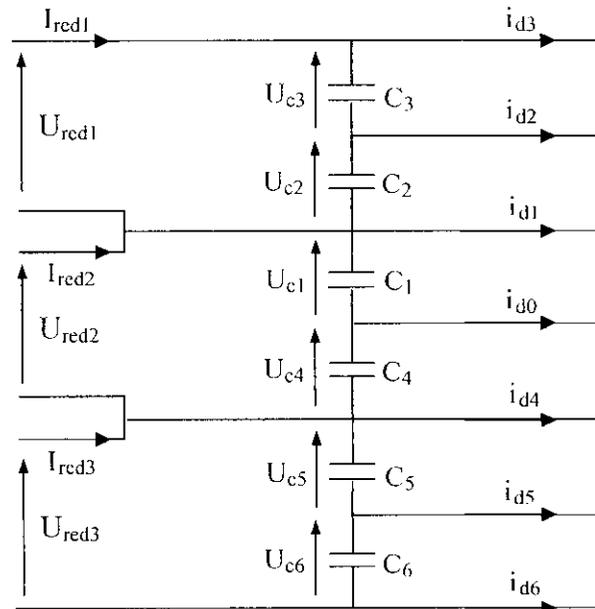


Figure III.22. Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{array} \right. \quad [III.13]$$

III.4.2. Résultats de simulation

Les trois redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$. Les trois réseaux triphasés alimentant les trois redresseurs ont une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

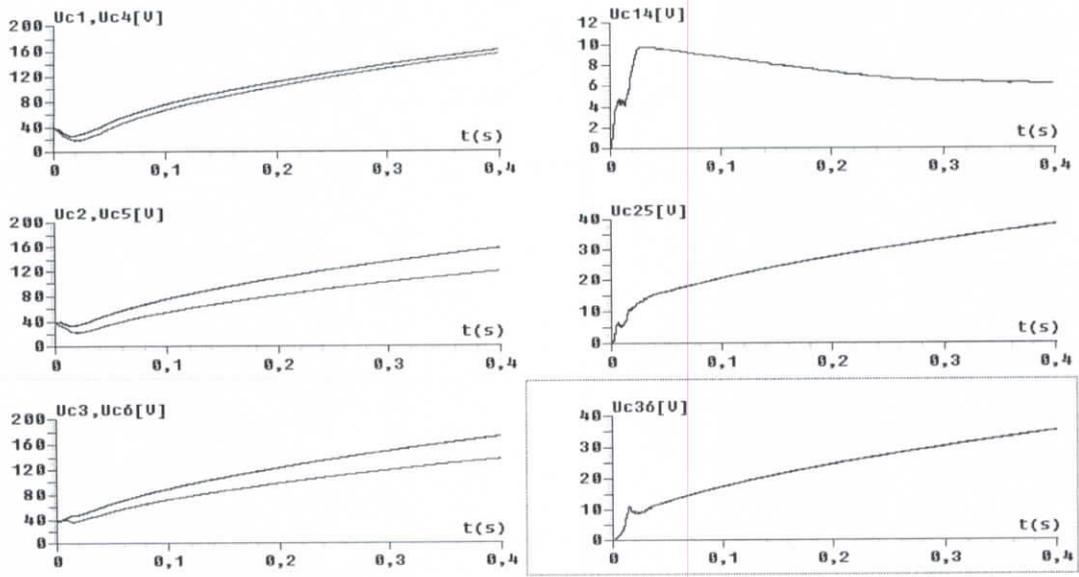


Figure III.23. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

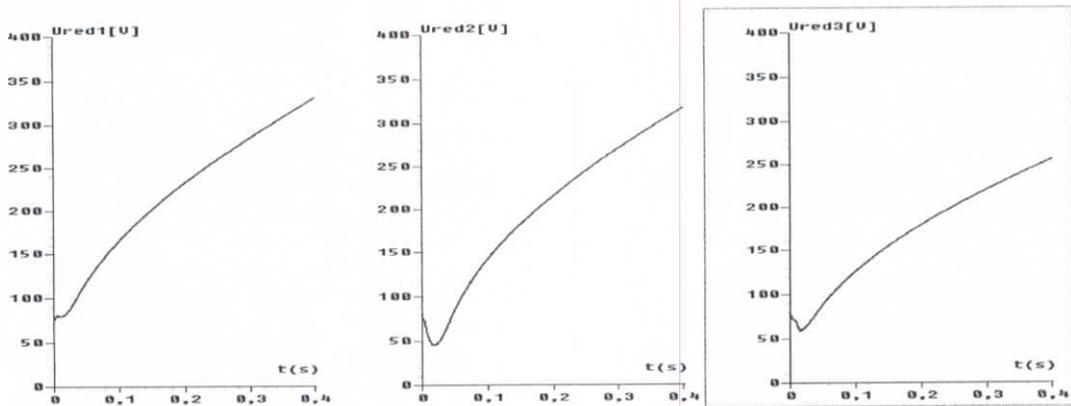


Figure III.24. Tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux

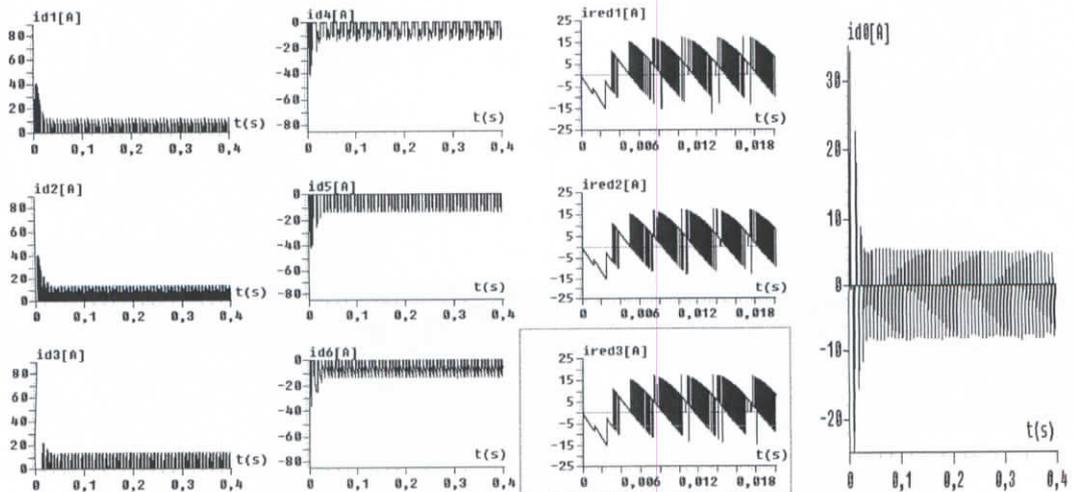


Figure III.25. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

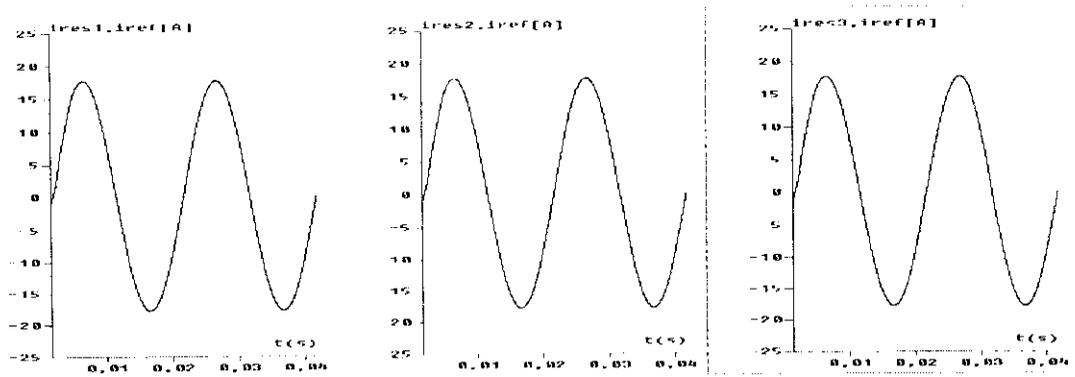


Figure III.26. Courants des trois réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

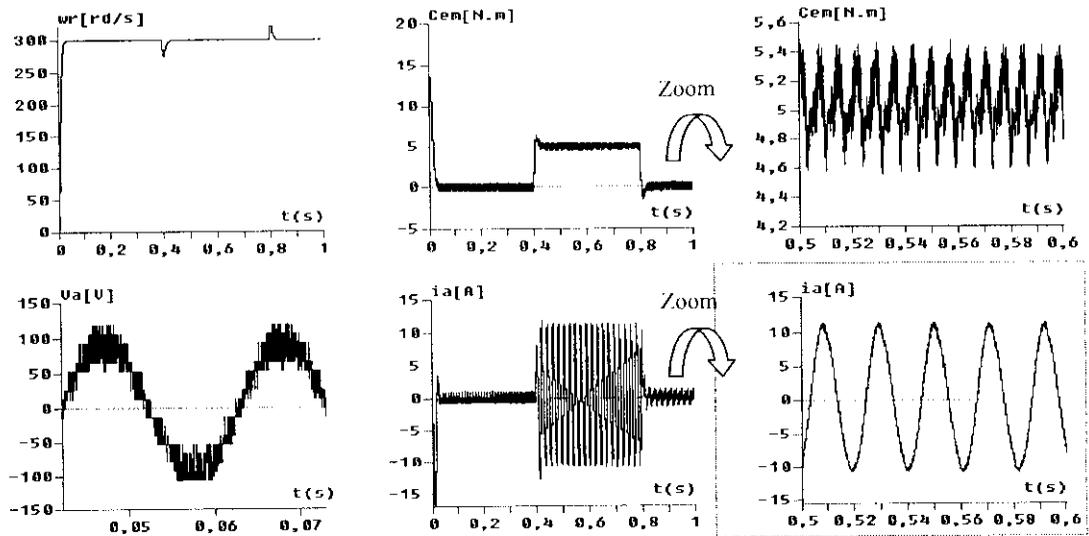


Figure III.27. Performances de la cascade de trois redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont plus stables que dans le cas des cascades précédentes et sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$) et leurs différences $U_{c1} - U_{c4}$, $U_{c2} - U_{c5}$ et $U_{c3} - U_{c6}$ sont faibles (figure III.23).
- Les tensions de sortie des trois redresseurs sont croissantes (Figure III.24).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , [respectivement i_{d2} , et i_{d3}] et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} et I_{red3} ont la même forme (Figure III.25).
- Les courants des trois réseaux suivent bien leurs références (Figure III.26).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.4Nm et des minimales de 4.6Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.27).

III.5. Cascade de six redresseurs de courant triphasés à deux niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.28 [84] [85] [86].

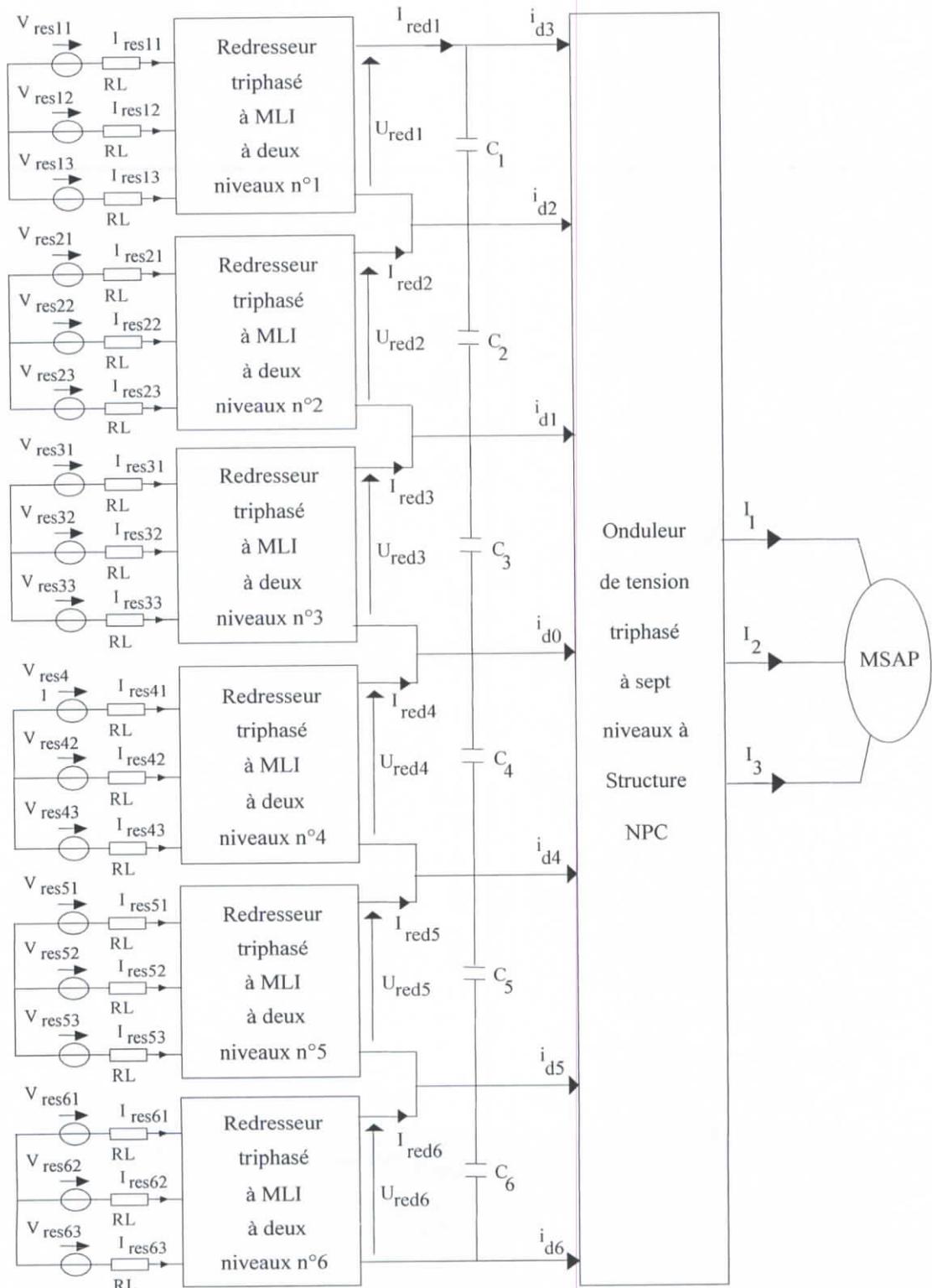


Figure III.28. Structure de la cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.5.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

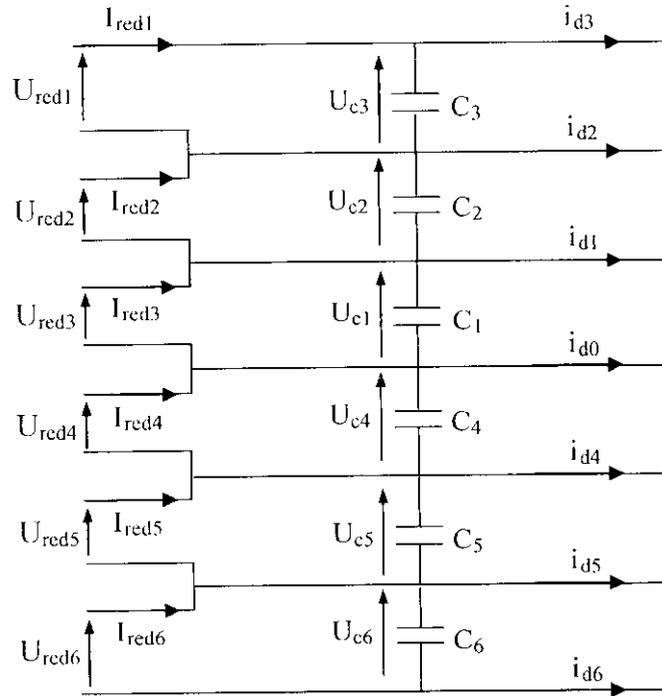


Figure III.29. Structure du filtre intermédiaire

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

$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\
 C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red5} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\
 C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red6} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0}
 \end{cases}
 \quad [III.14]$$

III.5.2. Résultats de simulation

Les six redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$. Les six réseaux triphasés alimentant les six redresseurs ont une tension de 8V et une fréquence de 50Hz.

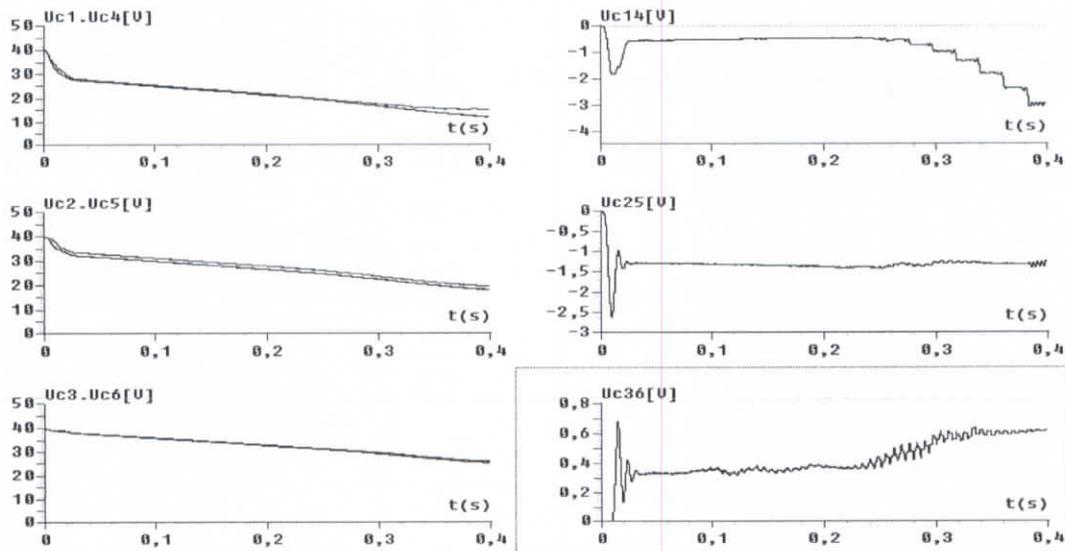


Figure III.30. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

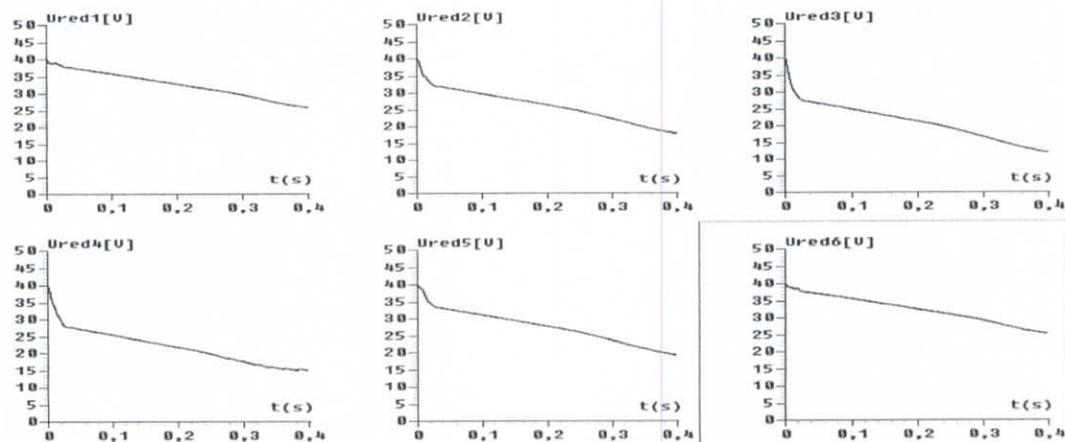


Figure III.31. Tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux

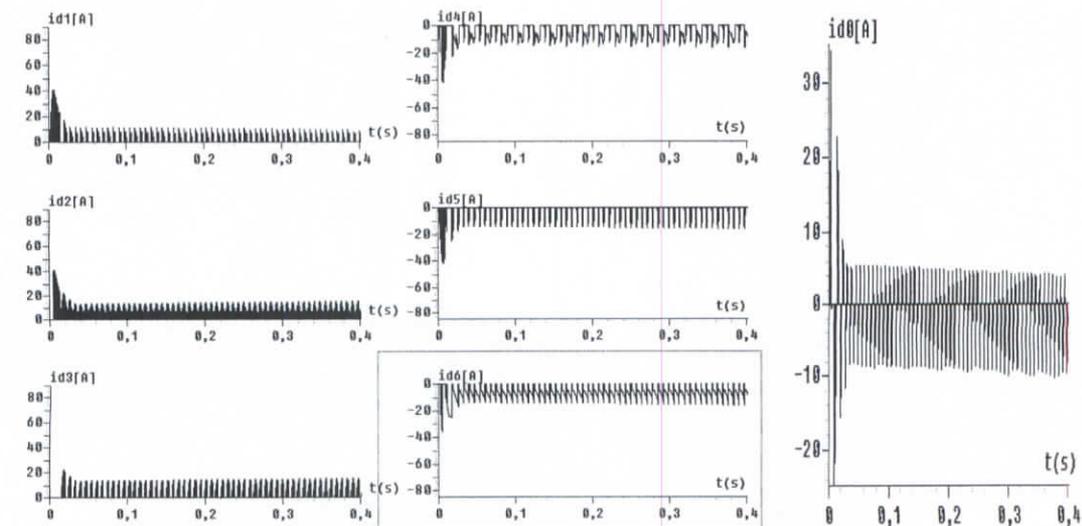


Figure III.32. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

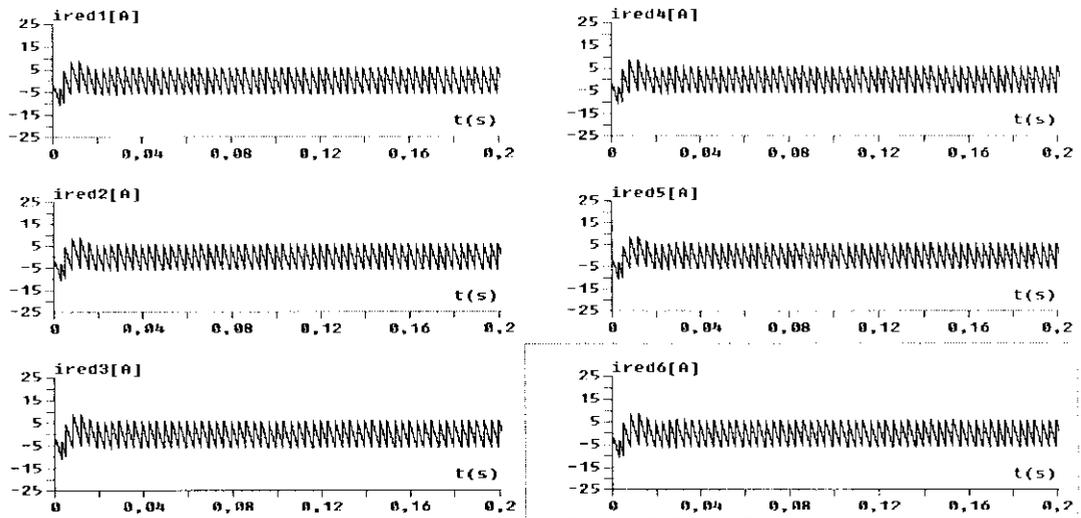


Figure III.33. Les courants de sortie des six redresseurs à deux niveaux

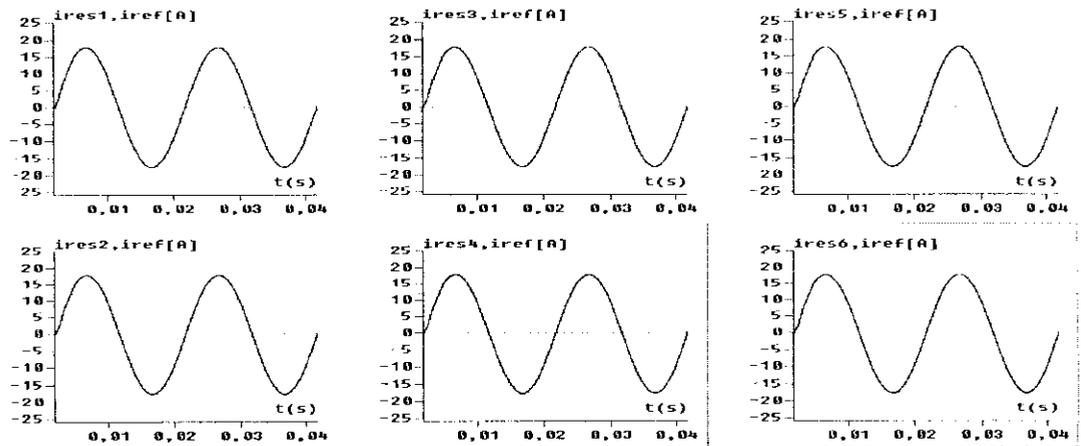


Figure III.34. Courant des six réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

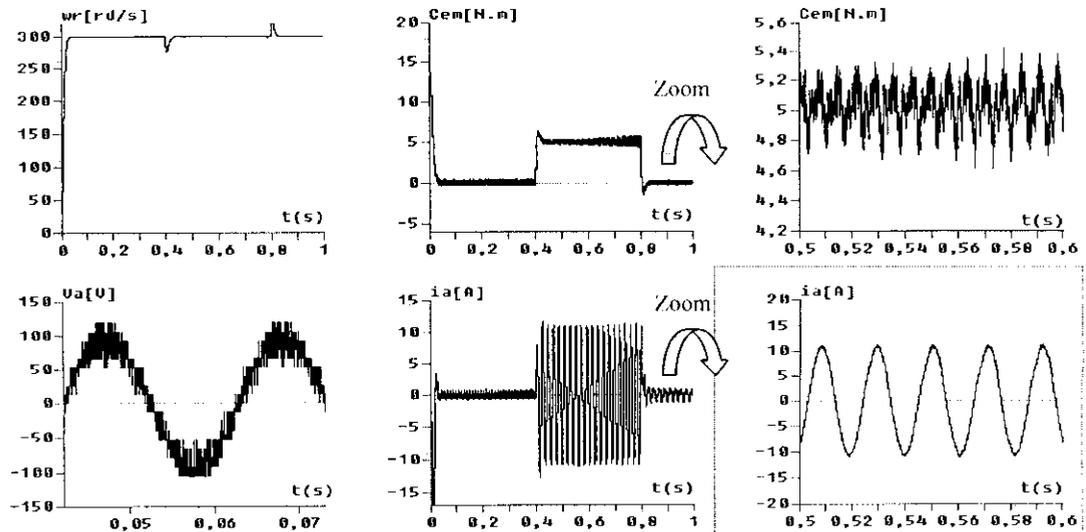


Figure III.35. Performances de la cascade de trois redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$). Leurs différences $U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$ sont faibles (Figure III.30).
- Les tensions de sortie des six redresseurs sont décroissantes (Figure III.31).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , [respectivement i_{d2} , et i_{d3}] et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure III.32). Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} , I_{red4} , I_{red5} , et I_{red6} ont la même forme (Figure III.33).
- Les courants des six réseaux suivent bien leurs références (Figure III.34).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.4Nm et des minimales de 4.6Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.35).

III.6. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux et d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP

Un autre type de cascade utilisant un redresseur à deux niveaux et un redresseur à cinq niveaux pour la génération des tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux peut être envisagé.

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.36.

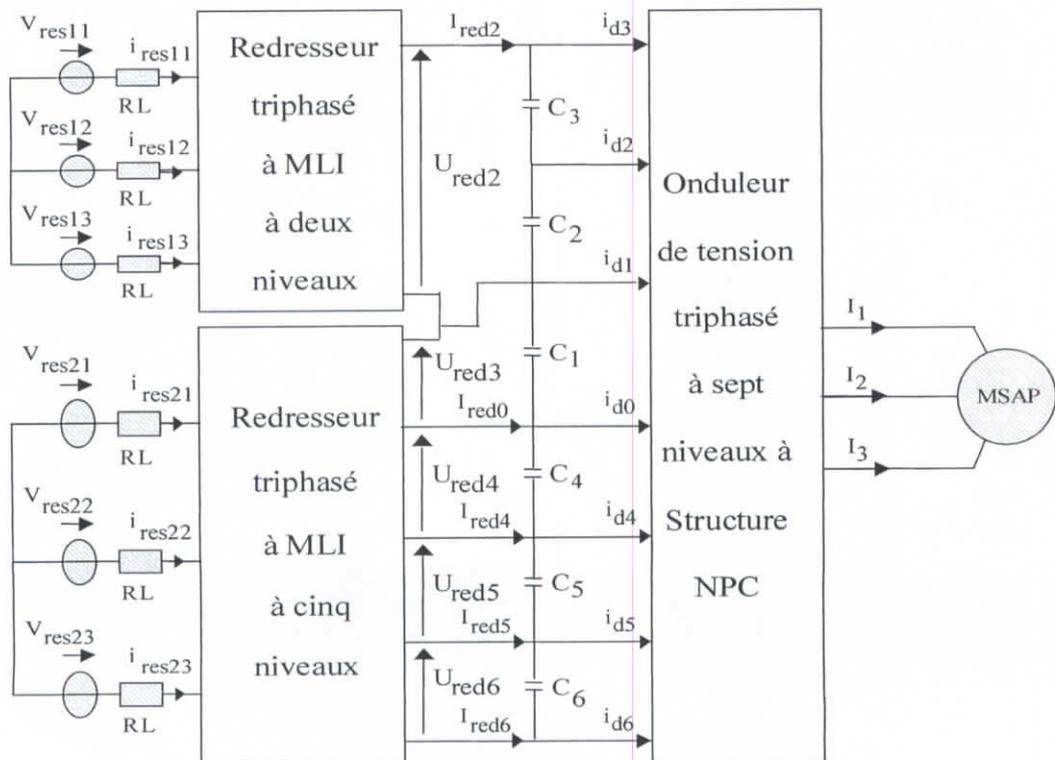


Figure III.36. Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux et un redresseur à MLI à cinq niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.6.1 Modélisation du redresseur de courant triphasé à MLI à cinq niveaux

La structure de ce redresseur est donnée par la figure suivante [7] [87] :

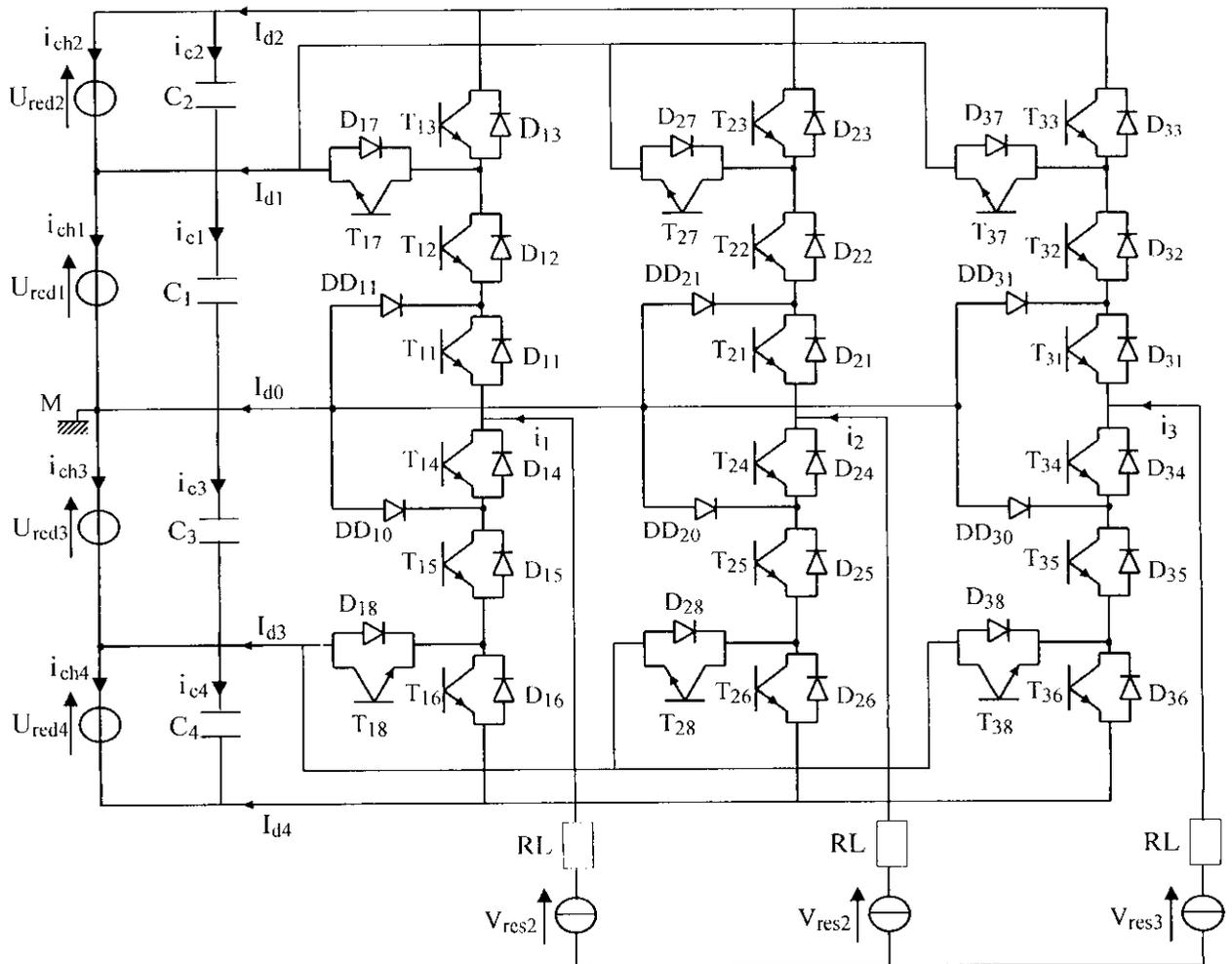


Figure III.37. Structure du redresseur de courant à cinq niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{K4} = \bar{B}_{K2} \\ B_{K5} = \bar{B}_{K1} \\ B_{K6} = \bar{B}_{K3} \end{cases} \quad [III.15]$$

K : numéro du bras [K = 1, 2, 3]

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

$$\begin{cases} V_A = 1/3(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = 1/3(2V_{BM} - V_{AM} - V_{CM}) \\ V_C = 1/3(2V_{CM} - V_{AM} - V_{BM}) \end{cases} \quad [III.16]$$

Les courants de sortie du redresseur à cinq niveaux s'expriment en fonction des courants de la charge triphasée et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par la relation suivante :

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

Toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à cinq niveaux sont utilisables pour le redresseur à cinq niveaux. Pour notre étude, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme de commande est le suivant:

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_K > 2\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = -2U_c \\ \text{Si } 2\Delta i < \varepsilon_K < 2\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 1 \Rightarrow V_{AM} = -U_c \\ \text{Si } -\Delta i < \varepsilon_K < \Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = 0 \\ \text{Si } -2\Delta i < \varepsilon_K < -\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = U_c \\ \text{Si } \varepsilon_K < -2\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1 \Rightarrow V_{AM} = 2U_c \end{cases}$$

Avec :

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

ε_k : l'écart entre le courant de référence I_{refk} et le courant réel I_{resk}

N.B : Le redresseur de courant triphasé à deux niveaux utilisé dans cette cascade est identique à celui présenté au paragraphe III.2.1.

III.6.2. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

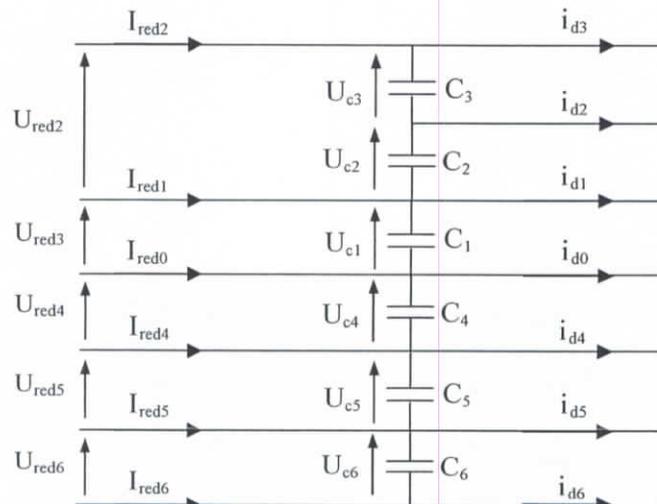


Figure III.38. Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + i_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6} \end{array} \right. \quad [III.18]$$

La tension de sortie du redresseur de courant à cinq niveaux est :

$$U_{red1} = U_{red6} + U_{red5} + U_{red4} + U_{red3}$$

III.6.3. Résultats de simulation

Les deux redresseurs de courant à deux et à cinq niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 32V et une fréquence de 50Hz, et celui alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

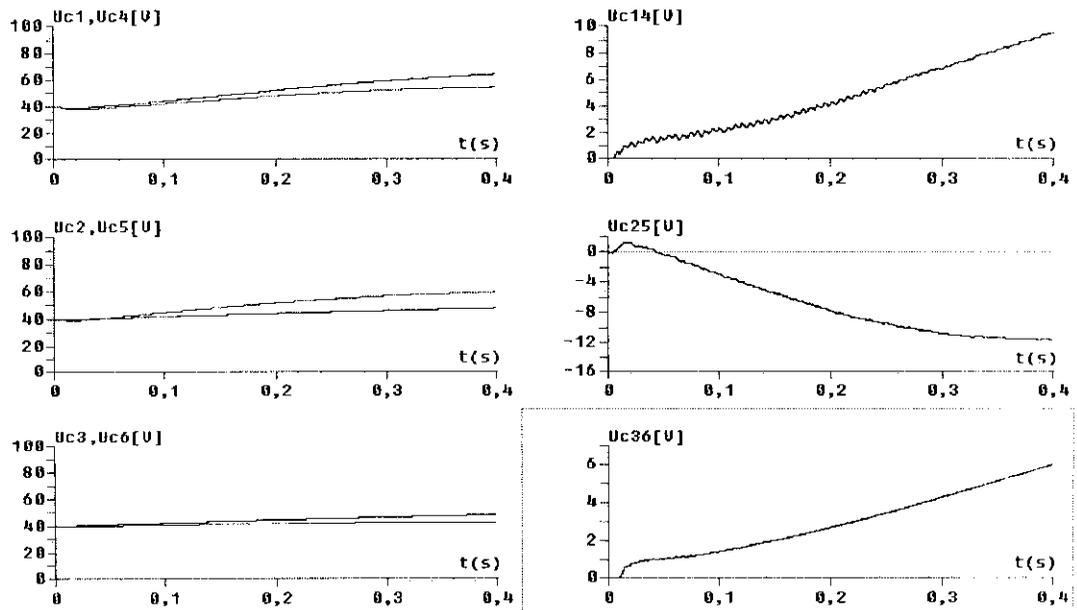


Figure III.39. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

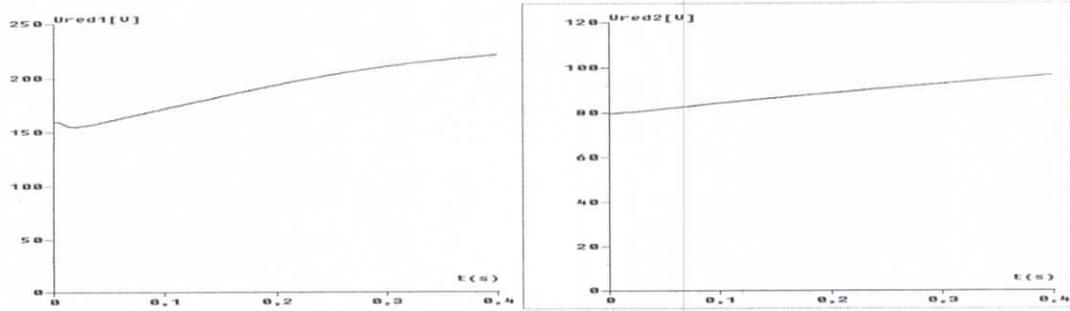


Figure III.40. Tensions de sortie des deux redresseurs

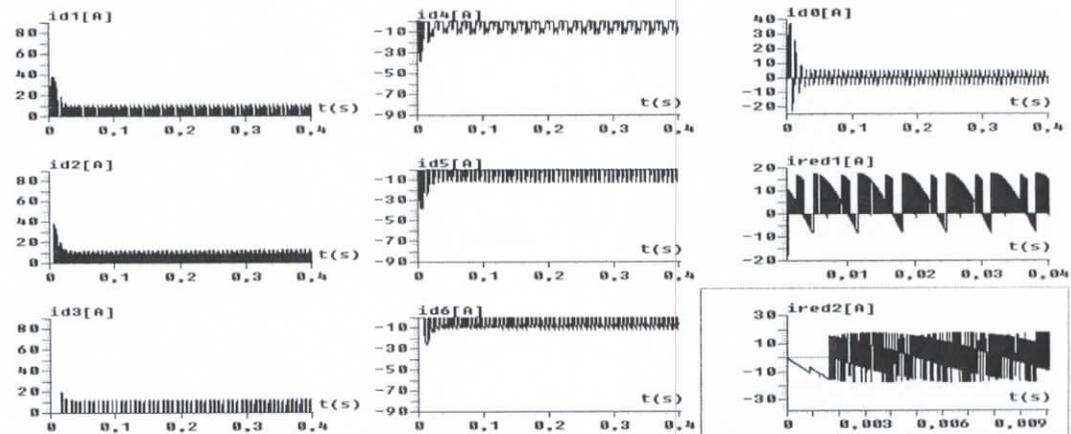


Figure III.41. Les courants de sortie des deux redresseurs

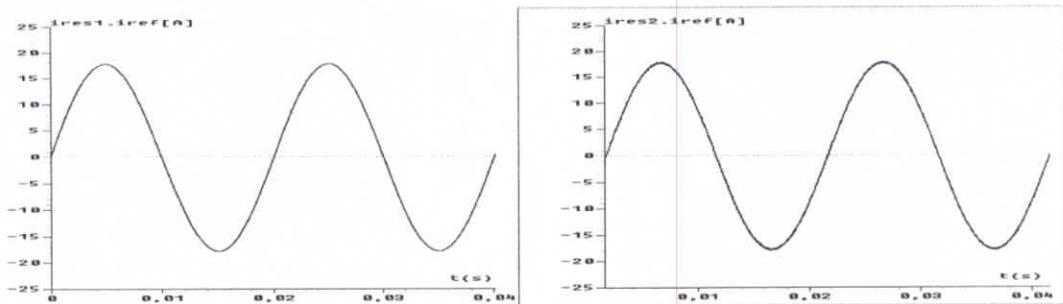


Figure III.42. Courants des deux réseaux alimentant les deux redresseurs et leurs références

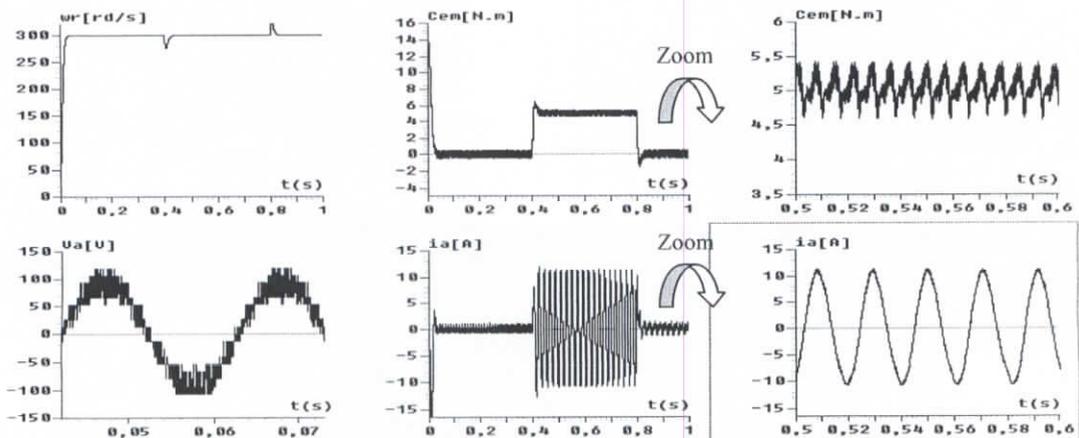


Figure III.43. Performances de la cascade d'un redresseur à cinq niveaux et d'un redresseur à deux niveaux – onduleur – MSAP

Interprétation

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont plus stables que dans le cas de la cascade utilisant deux redresseurs de courant à deux niveaux et sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$) et leurs différences $U_{c1} - U_{c4}$, $U_{c2} - U_{c5}$ et $U_{c3} - U_{c6}$ sont faibles (Figure III.39).
- Les tensions de sortie des deux redresseurs sont croissantes (Figure III.40).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont des formes différentes (Figure III.41).
- Les courants des deux réseaux suivent bien leurs références (Figure III.42).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.4Nm et des minimales de 4.6Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.43).

III.7. Cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.44.

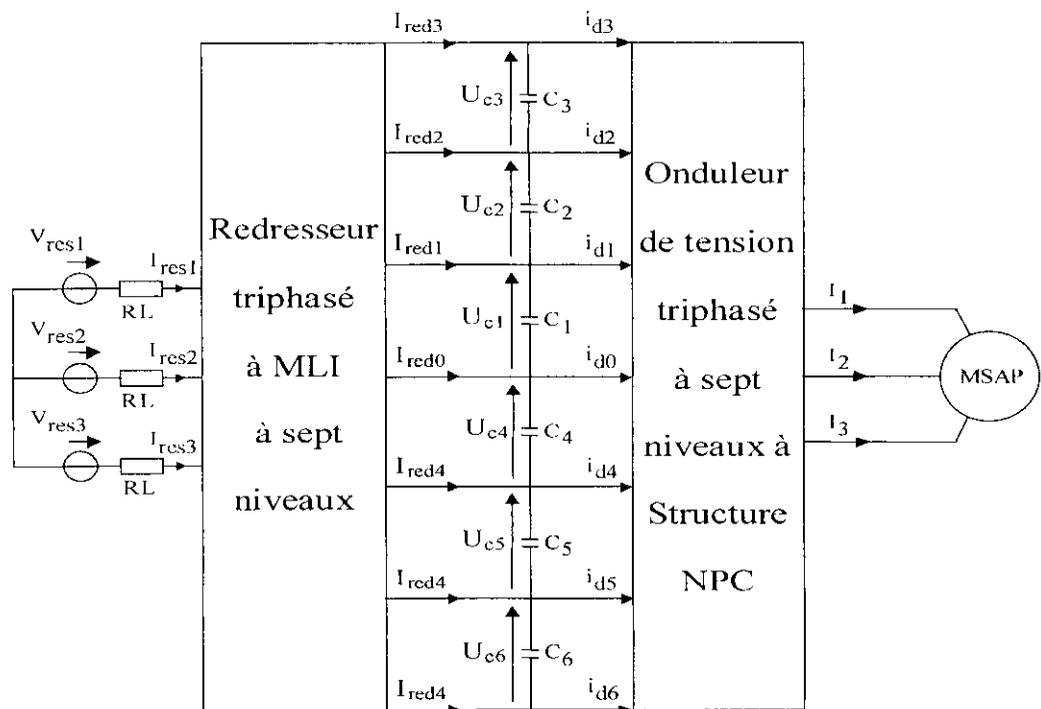


Figure III.44. Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à sept niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.7.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est la suivante:

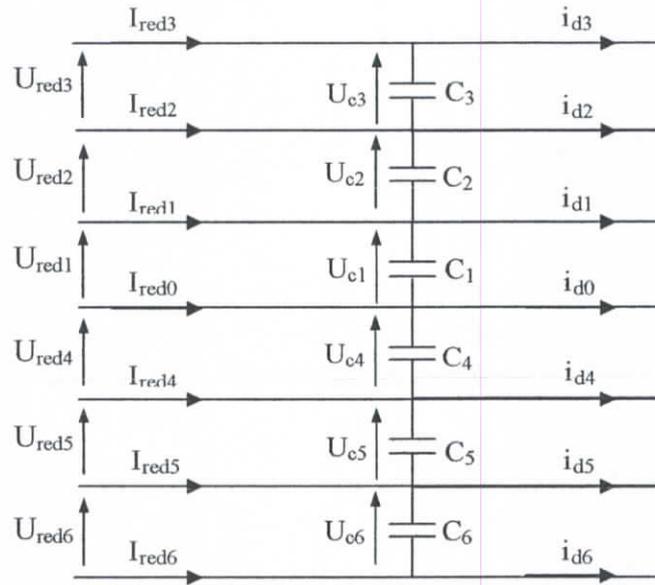


Figure III.45. Structure du filtre intermédiaire

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} + I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} \\
 C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} \\
 C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6}
 \end{array} \right. \quad [III.19]$$

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$ dont l'algorithme de commande s'exprime comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 Si \epsilon_K > 3\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \Rightarrow V_{AM} = -3U_c \\
 Si 2\Delta i < \epsilon_K < 3\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0, B_{K4} = 1 \Rightarrow V_{AM} = -2U_c \\
 Si \Delta i < \epsilon_K < 2\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0, B_{K3} = 1, B_{K4} = 1 \Rightarrow V_{AM} = -U_c \\
 Si -\Delta i < \epsilon_K < \Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \Rightarrow V_{AM} = 0 \\
 Si -2\Delta i < \epsilon_K < -\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 0, B_{K4} = 0 \Rightarrow V_{AM} = U_c \\
 Si -3\Delta i < \epsilon_K < -2\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1, B_{K4} = 0 \Rightarrow V_{AM} = 2U_c \\
 Si \epsilon_K < -3\Delta i \Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1, B_{K3} = 1, B_{K4} = 1 \Rightarrow V_{AM} = 3U_c
 \end{array} \right.$$

III.7.2. Résultats de simulation

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérésis de valeur $\Delta i = 0.1 \text{ A}$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à sept niveaux a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

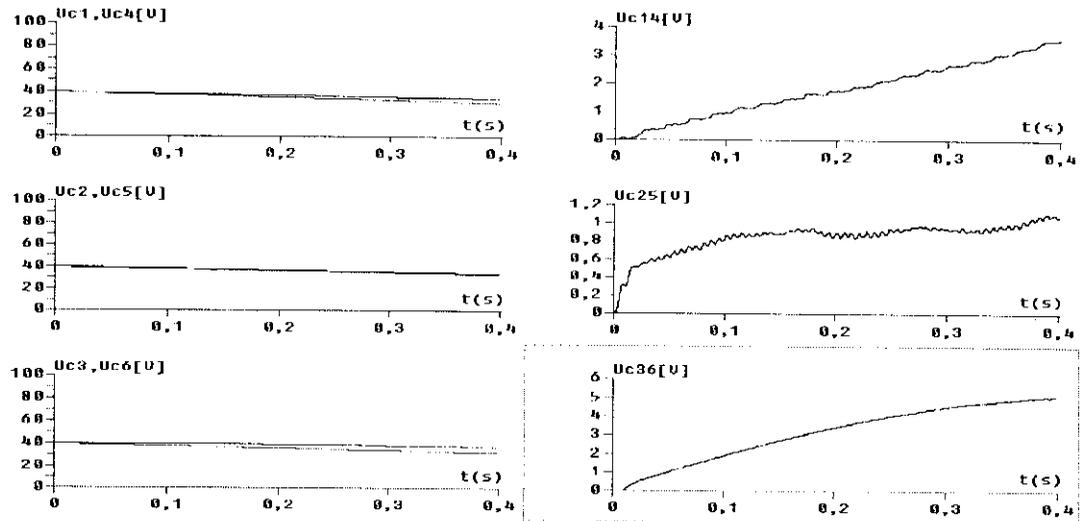


Figure III.46. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

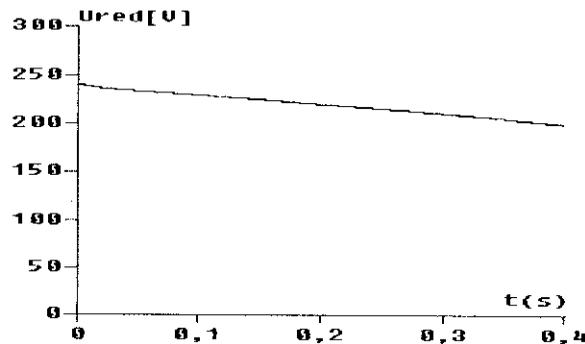


Figure III.47. Tensions de sortie du redresseur à sept niveaux

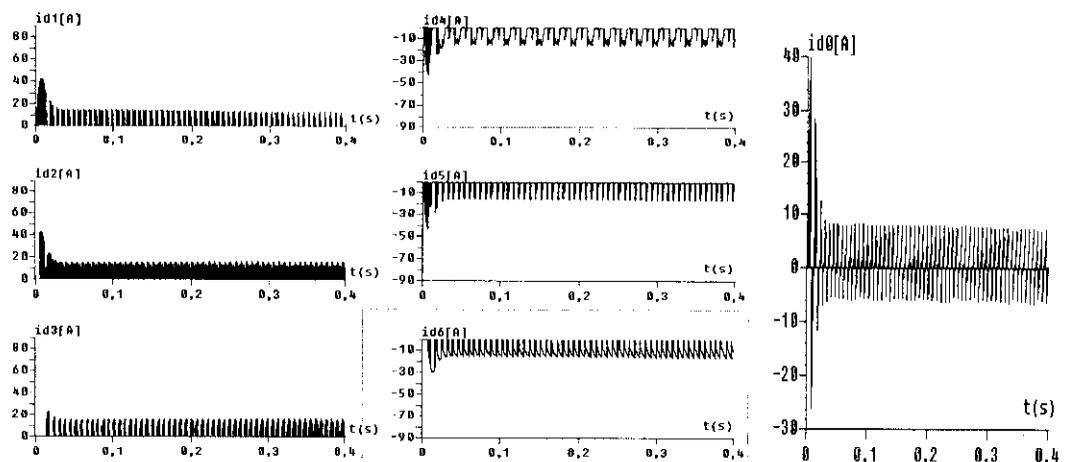


Figure III.48. Les courants de sortie du redresseur à sept niveaux

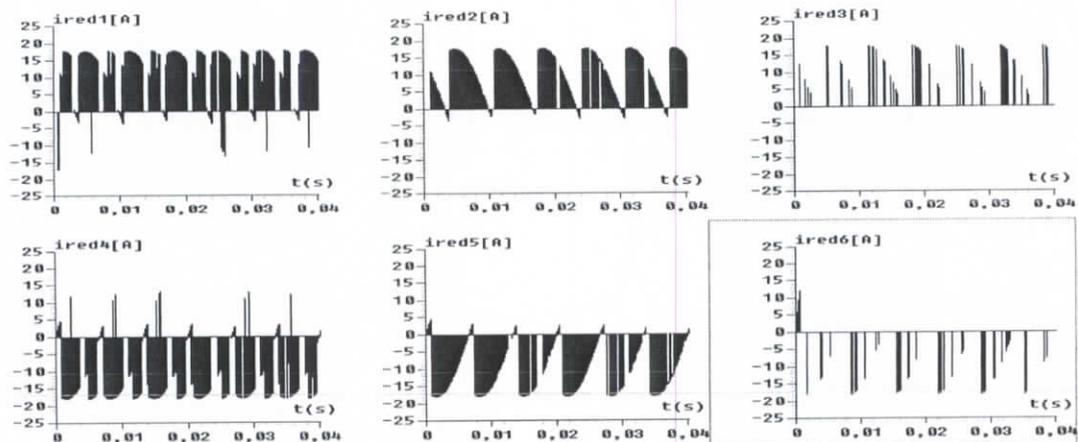


Figure III.49. Les courants redressés du redresseur à sept niveaux

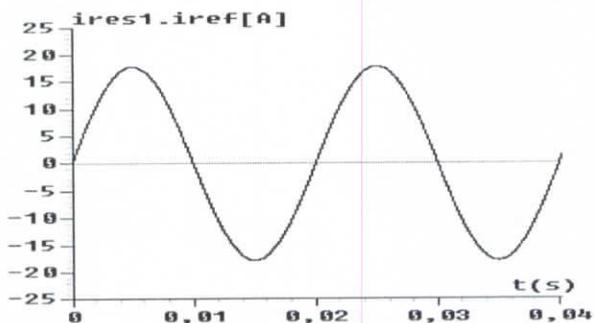


Figure III.50. Courant du réseau d'alimentation du redresseur à sept niveaux et sa référence

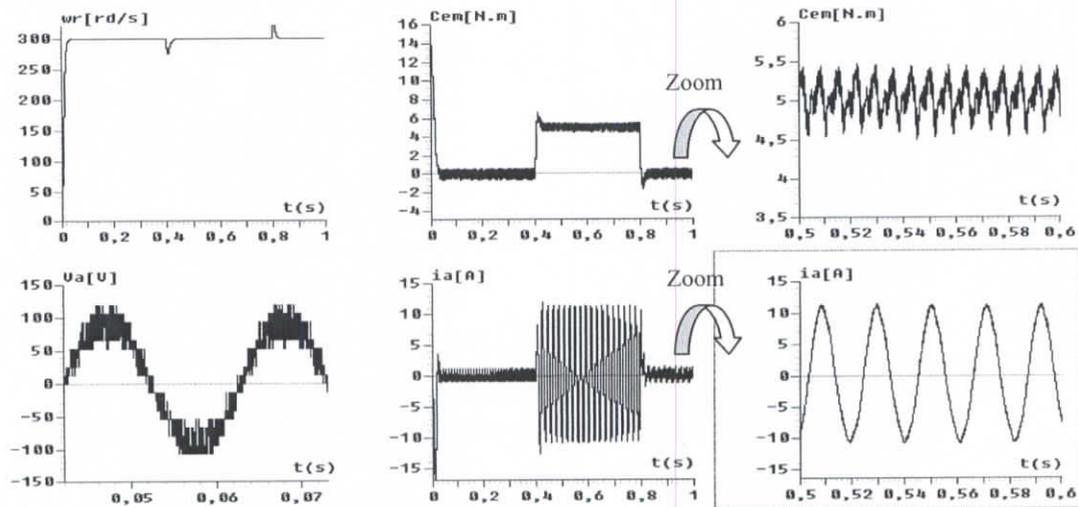


Figure III.51. Performances de la cascade d'un redresseur à sept niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

– On constate que les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} et U_{c6}) sont plus stables que dans les cascades précédentes et leurs différences ($U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$) sont faibles (Figure III.46).

- La tension de sortie du redresseur à sept niveaux est décroissante (Figure III.47).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure III.48).
- Les courants redressés I_{red4} , I_{red5} et I_{red6} de sortie du redresseur de courant à sept niveaux sont respectivement les opposés des courants I_{red1} , I_{red2} et I_{red3} (Figure III.49).
- Le courant du réseau suit bien sa référence (Figure III.50).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.4Nm et des minimales de 4.6Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure III.51).

III.8. Pont de clamping

Afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC en minimisant le déséquilibre entre les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} et U_{c6} , on propose d'utiliser un pont d'équilibrage (pont de clamping) [3] [88] [89]. Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité [90] [91] [92] [93]. Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions [3] [94] [95].

III.8.1. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.52 [96].

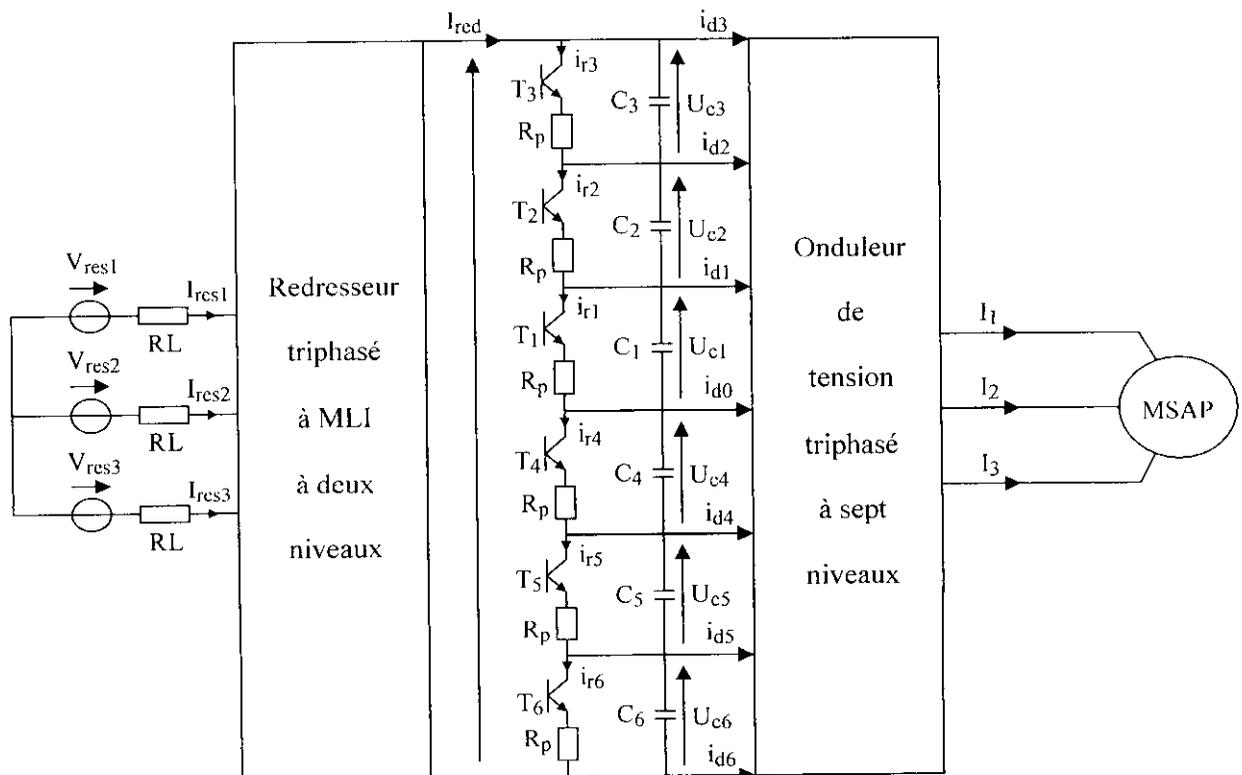


Figure III.52. Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux - pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.1.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Le filtre intermédiaire entre le redresseur triphasé à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux est donné par la figure suivante :

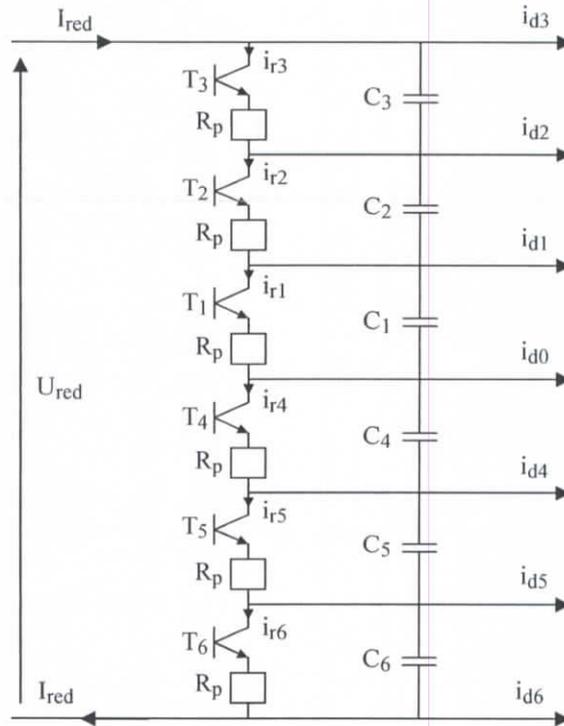


Figure III.53. Structure du pont de clamping

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} - i_{r4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} - i_{r5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} - i_{r6} \end{array} \right. \quad [III.20]$$

Pour toutes les cascades utilisées, on définit :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ i_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ i_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ i_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \\ i_{r5} = \frac{U_{c5}}{R_p} \\ i_{r6} = \frac{U_{c6}}{R_p} \end{array} \right. \quad [III.21]$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant :

$$\text{Si } U_{c1} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T1=1] \ \& \ [T2=T3=T4=T5=T6=0]$$

$$\text{Si } U_{c2} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T2=1] \ \& \ [T1=T3=T4=T5=T6=0]$$

$$\text{Si } U_{c3} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T3=1] \ \& \ [T1=T2=T4=T5=T6=0]$$

$$\text{Si } U_{c4} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T4=1] \ \& \ [T1=T2=T3=T5=T6=0]$$

$$\text{Si } U_{c5} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T5=1] \ \& \ [T1=T2=T3=T4=6=0]$$

$$\text{Si } U_{c6} > \frac{U_{red}}{6} \Rightarrow [T6=1] \ \& \ [T1=T2=T3=T4=T5=0]$$

III.8.1.2. Dimensionnement de la résistance R_p

On veut que le rendement de la cascade soit de 90%. Donc, on tolère au maximum 10% de pertes Joule en supposant que les pertes par commutation et les pertes Joule du réseau sont négligeables.

La machine synchrone utilisée est de 2kW. Donc les pertes par effet Joule seront 200W. Les pertes par effet Joule dues à la présence de six résistances dans le pont de clamping sont sous la forme suivante :

$$P = \frac{(\alpha_1 U_{c1})^2}{R_p} + \frac{(\alpha_2 U_{c2})^2}{R_p} + \frac{(\alpha_3 U_{c3})^2}{R_p} + \frac{(\alpha_4 U_{c4})^2}{R_p} + \frac{(\alpha_5 U_{c5})^2}{R_p} + \frac{(\alpha_6 U_{c6})^2}{R_p} \quad [III.22]$$

Où $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ et α_6 sont respectivement les rapports cycliques des six transistors.

Dans le pire des cas, on prend $\alpha_1=\alpha_2=\alpha_3=\alpha_4=\alpha_5=\alpha_6=1$ pour déterminer la valeur numérique de la résistance Rp. D'où :

$$R_p = \frac{6 U_c^2}{P} \tag{III.23}$$

Rp=48Ω

N.B : Les paramètres de tous les ponts et les demi-ponts de clampings sont comme suit : $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=1\text{mF}$ et $R_p=48\Omega$.

III.8.1.3. Résultats de simulation

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à sept niveaux a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

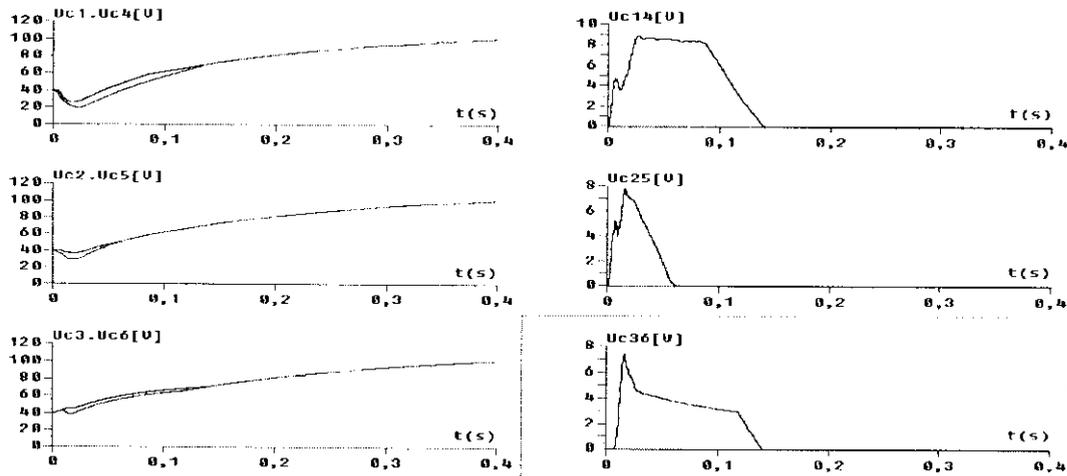


Figure III.54. Tensions du pont de clamping et leurs différences

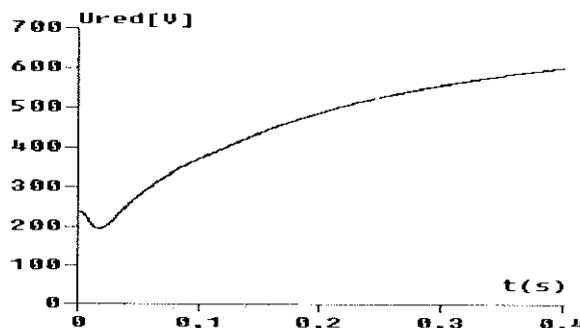


Figure III.55. Tensions de sortie du redresseur à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.54 et III.55 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que ce changement dans la structure de la

cascade a donné des résultats très satisfaisants. Ainsi la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.54). La tension de sortie du redresseur à deux niveaux est croissante (Figure III.55).

III.8.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.56 [97].

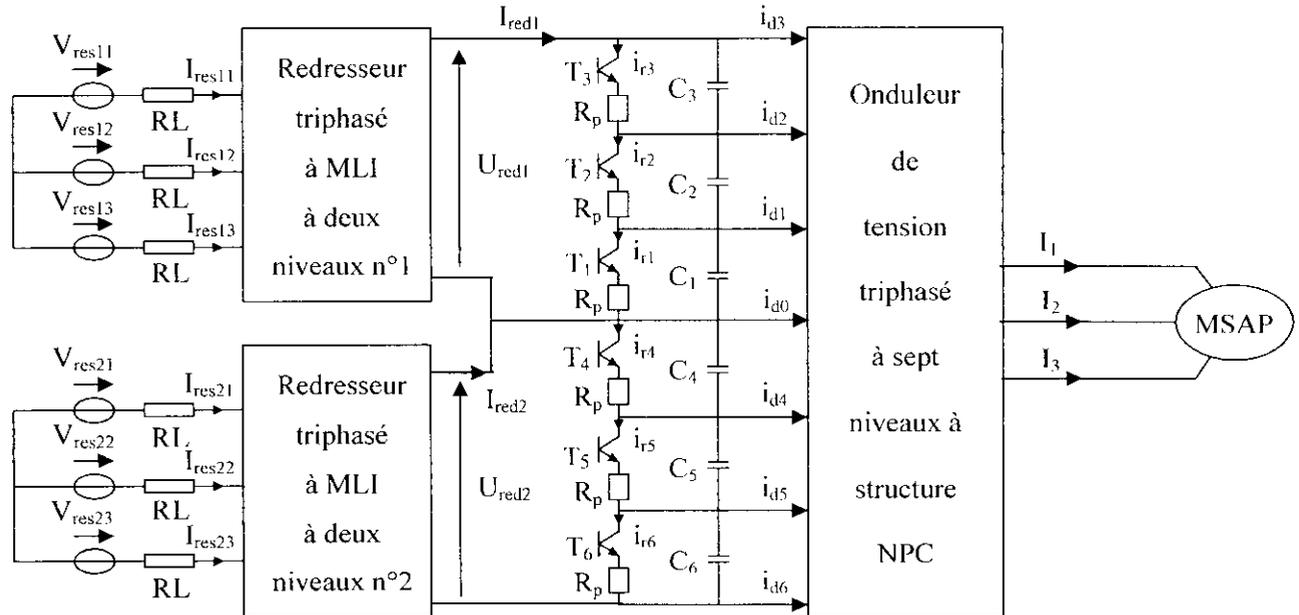


Figure III.56. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.2.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le pont de clamping est défini comme suit :

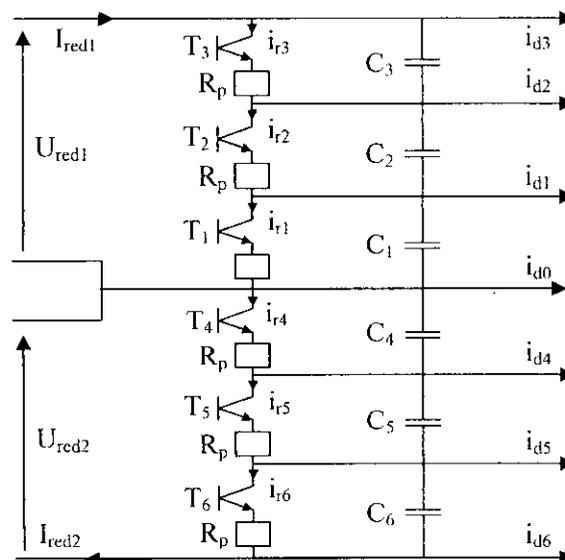


Figure III.57. Structure du pont de clamping – filtre

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} - i_{r4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} - i_{r5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} - i_{r6} \end{array} \right. \quad [III.24]$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant [97] :

$$\text{Si } U_{c1} > \frac{U_{red1}}{3} \Rightarrow (T1=1) \ \& \ (T2=T3=0)$$

$$\text{Si } U_{c2} > \frac{U_{red1}}{3} \Rightarrow (T2=1) \ \& \ (T1=T3=0)$$

$$\text{Si } U_{c3} > \frac{U_{red1}}{3} \Rightarrow (T3=1) \ \& \ (T1=T2=0)$$

$$\text{Si } U_{c4} > \frac{U_{red2}}{3} \Rightarrow (T4=1) \ \& \ (T5=T6=0)$$

$$\text{Si } U_{c5} > \frac{U_{red2}}{3} \Rightarrow (T5=1) \ \& \ (T4=T6=0)$$

$$\text{Si } U_{c6} > \frac{U_{red2}}{3} \Rightarrow (T6=1) \ \& \ (T4=T5=0)$$

III.8.2.2. Résultats de simulation

Les deux redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 24V et une fréquence de 50Hz.

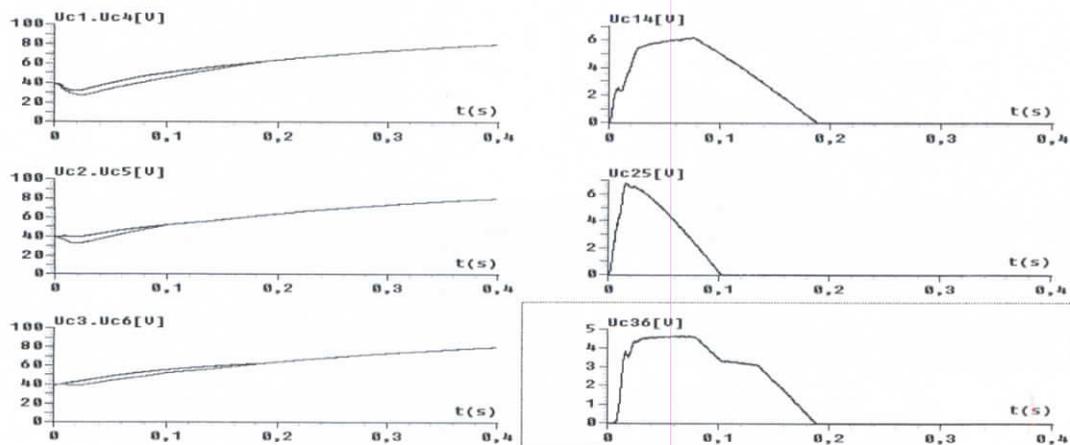


Figure III.58. Tensions du pont de clamping et leurs différences

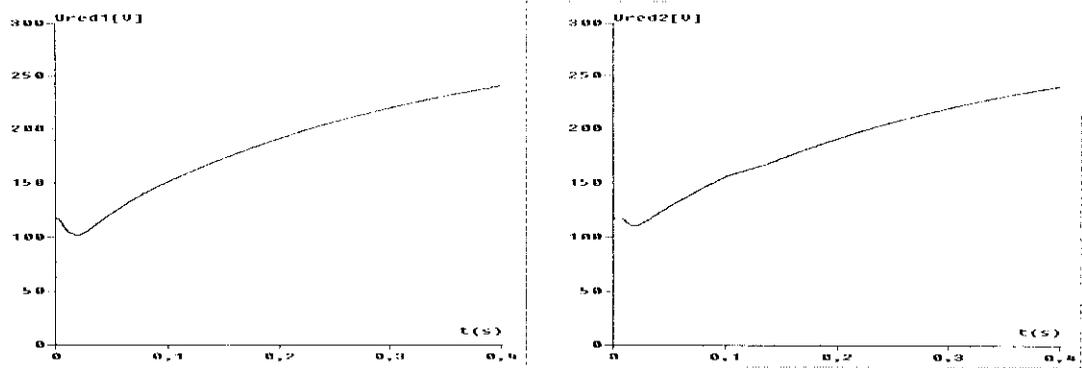


Figure III.59. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.58 et III.59 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à deux redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.58). Les tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux sont croissantes (Figure III.59).

III.8.3. Cascade de trois redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.60 [84].

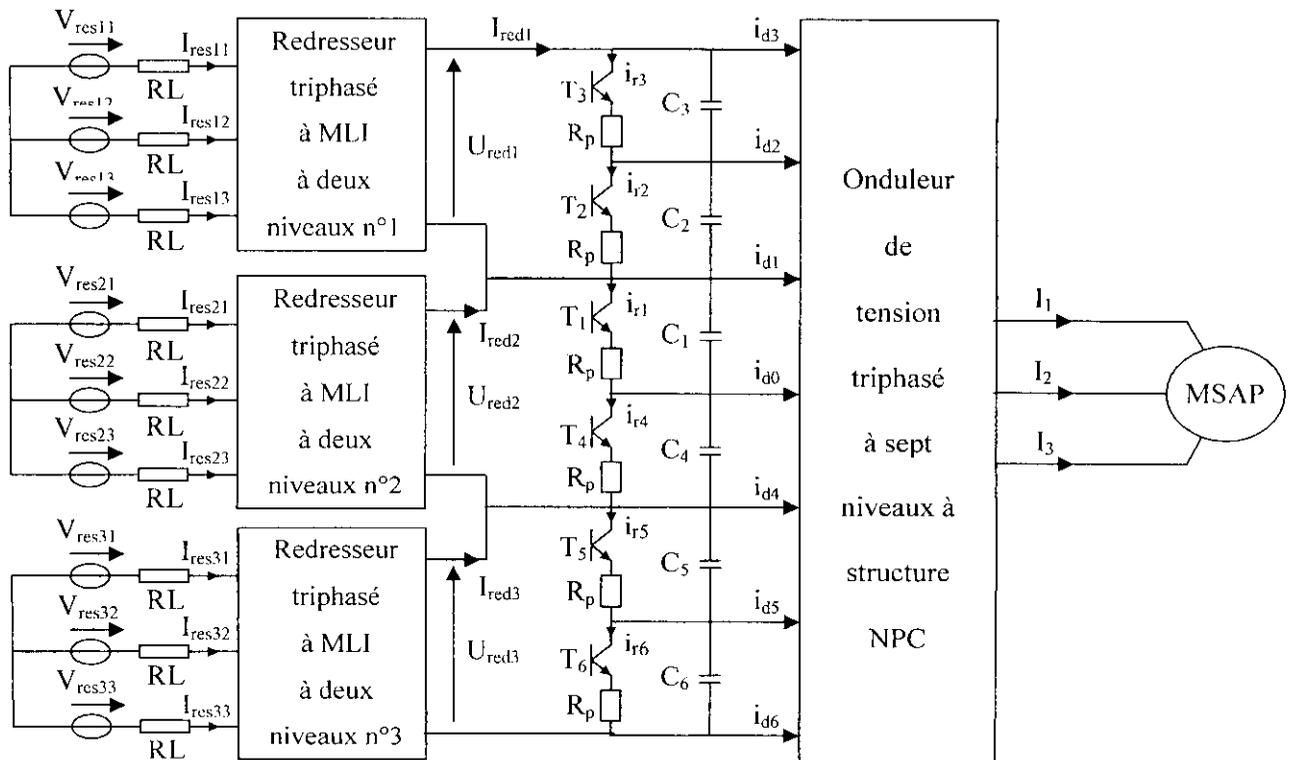


Figure III.60. Structure de la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux - pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.3.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le pont de clamping est défini comme suit :

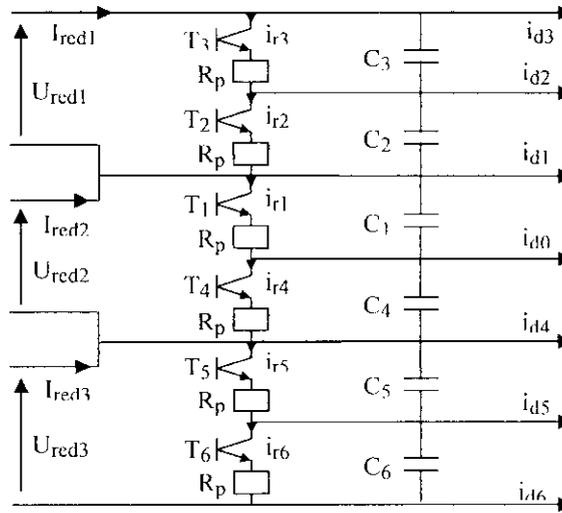


Figure III.61. Structure du pont de clamping – filtre

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

$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{r3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} - i_{r4} \\
 C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} - i_{r5} \\
 C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} - i_{r6}
 \end{cases} \quad [III.25]$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant [87] :

- Si $U_{c1} > \frac{U_{red2}}{2} \Rightarrow (T1=1) \ \& \ (T4=0)$
- Si $U_{c2} > \frac{U_{red1}}{2} \Rightarrow (T2=1) \ \& \ (T3=0)$
- Si $U_{c3} > \frac{U_{red1}}{2} \Rightarrow (T3=1) \ \& \ (T2=0)$
- Si $U_{c4} > \frac{U_{red2}}{2} \Rightarrow (T4=1) \ \& \ (T1=0)$
- Si $U_{c5} > \frac{U_{red3}}{2} \Rightarrow (T5=1) \ \& \ (T6=0)$
- Si $U_{c6} > \frac{U_{red3}}{2} \Rightarrow (T6=1) \ \& \ (T5=0)$

III.8.3.2. Résultats de simulation

Les trois redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les trois réseaux triphasés alimentant les trois redresseurs ont une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

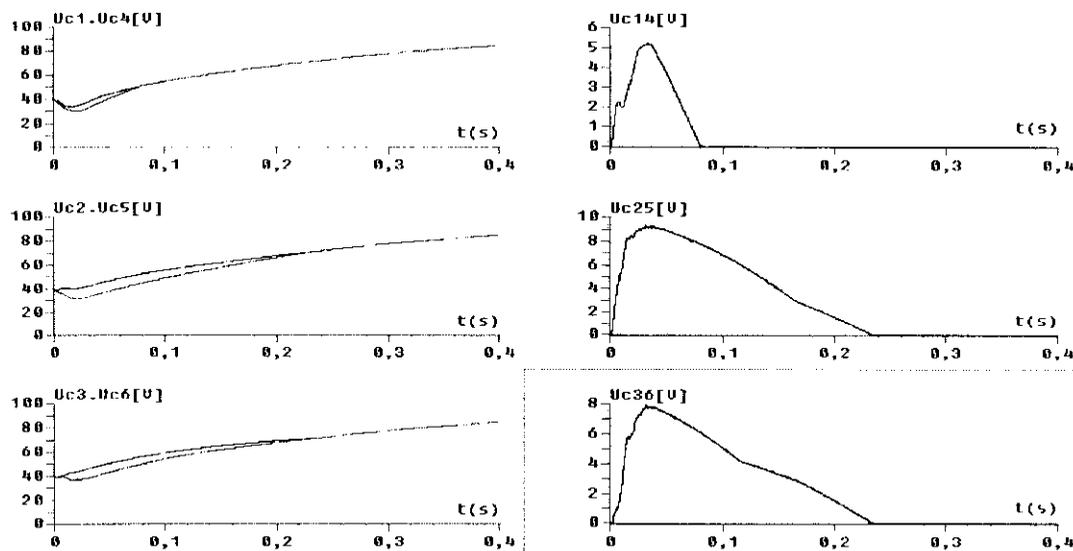


Figure III.62. Tensions du pont de clamping et leurs différences

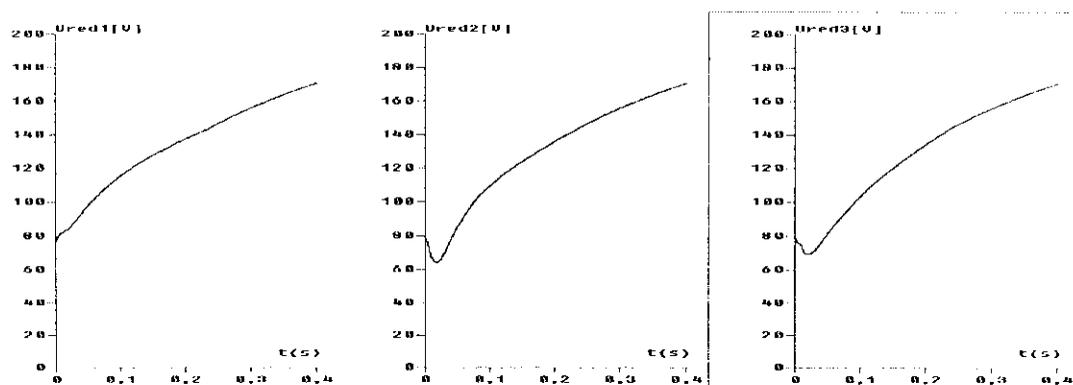


Figure III.63. Tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.62 et III.63 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à trois redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.62). Les tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux sont croissantes (Figure III.63).

III.8.4. Cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.64 [86].

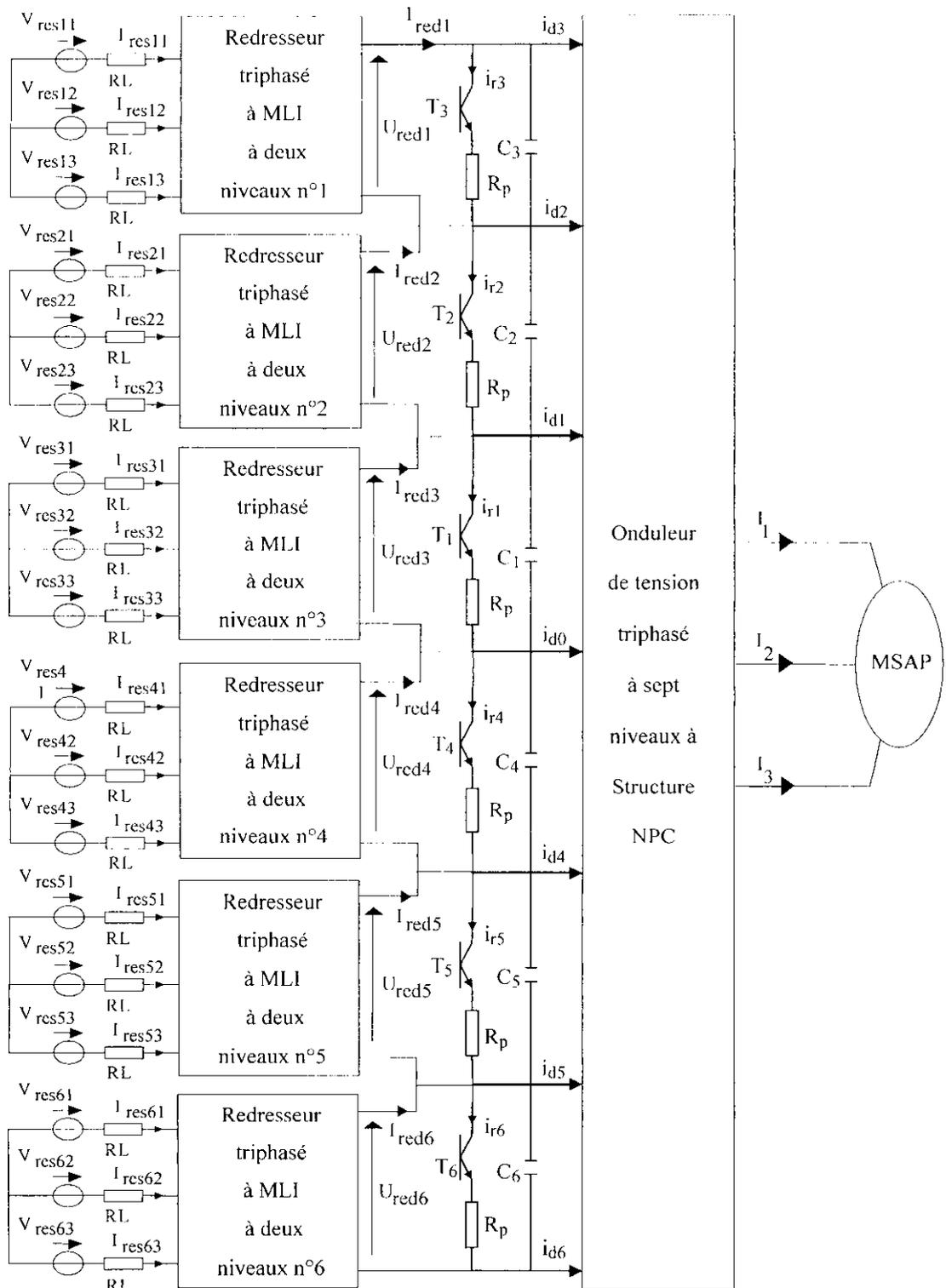


Figure III.64. Structure de la cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.4.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le pont de clamping est défini comme suit :

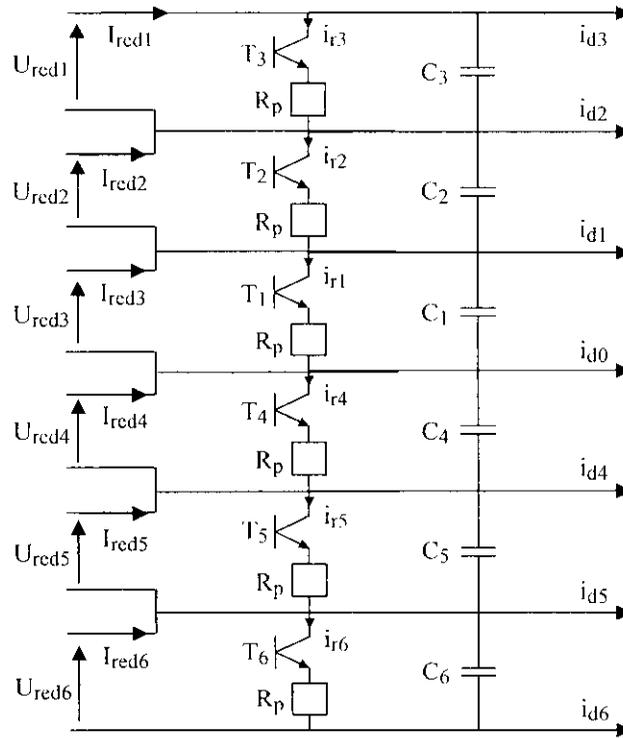


Figure III.65. Structure du pont de clamping – filtre

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

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} - i_{r4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red5} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} - i_{r5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red6} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} - i_{r6} \end{array} \right. \quad [III.26]$$

III.8.4.2. Résultats de simulation

Les six redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérésis de valeur $\Delta i=0.1A$. Les six réseaux triphasés alimentant les six redresseurs ont une tension de 8V et une fréquence de 50HZ.

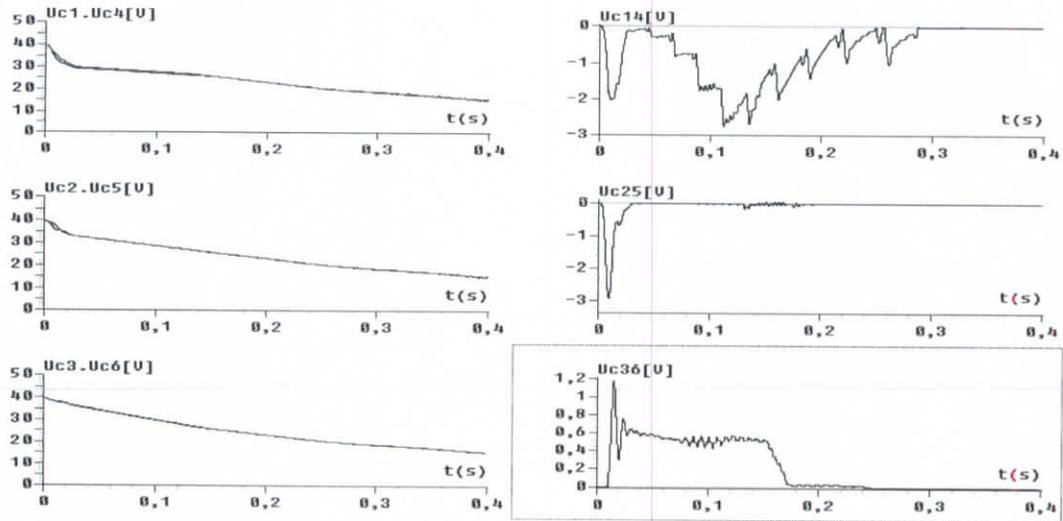


Figure III.66. Tensions du pont de clamping et leurs différences

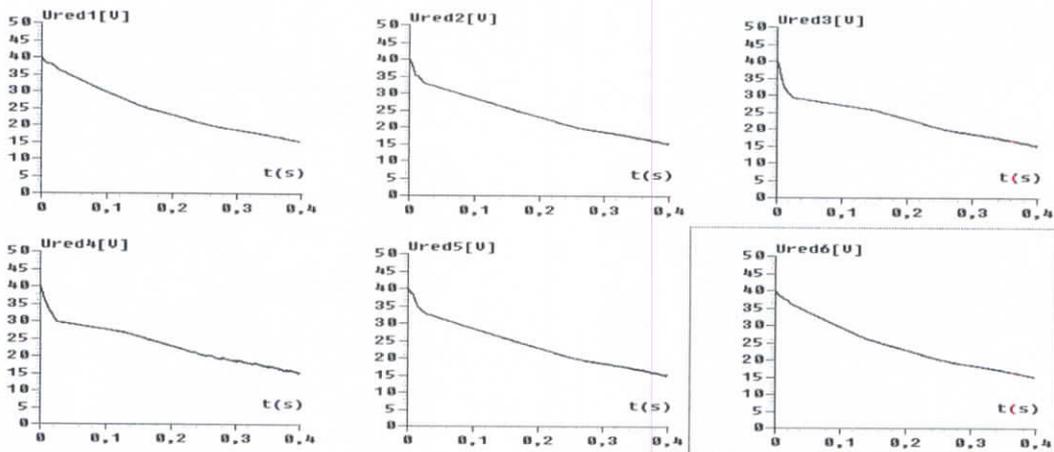


Figure III.67. Tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.66 et III.67 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à six redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.66). Les tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux sont légèrement décroissantes (Figure III.67).

III.8.5. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.68 [87].

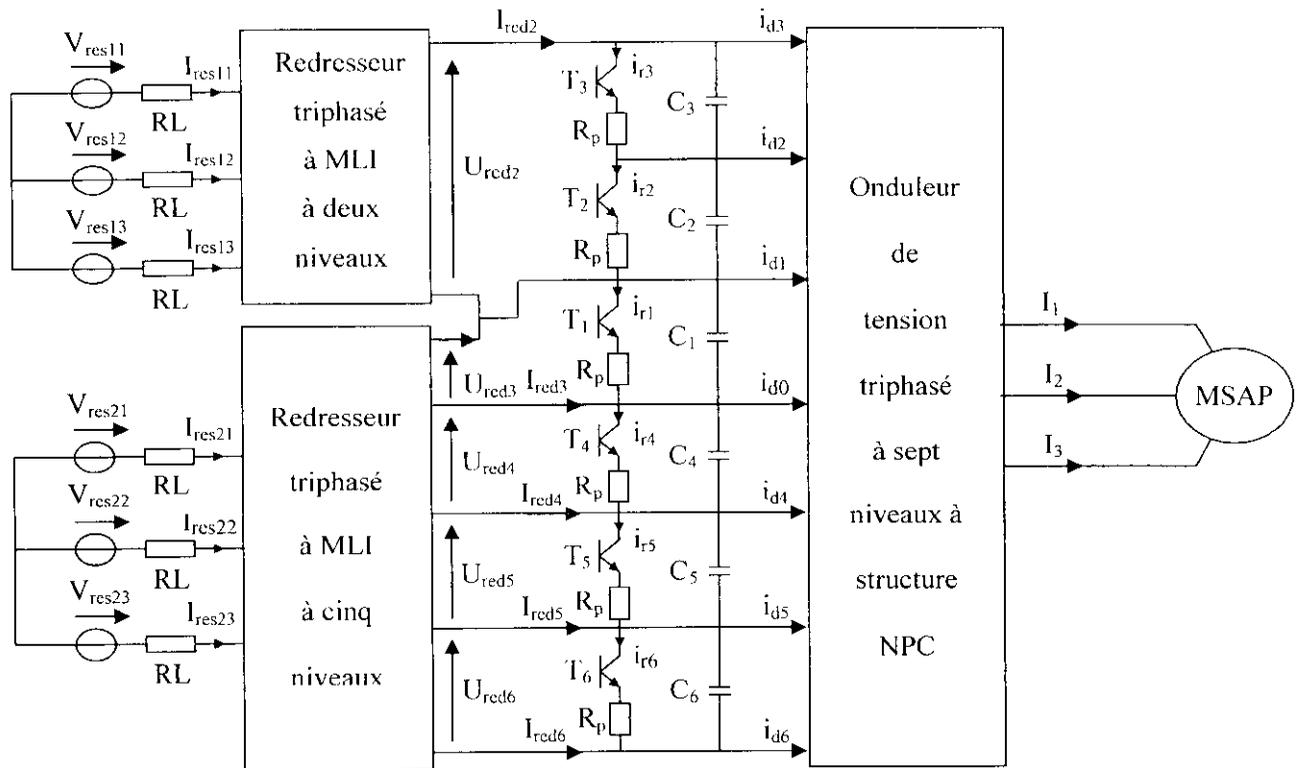


Figure III.68. Structure de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux - pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.5.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le pont de clamping est défini comme suit :

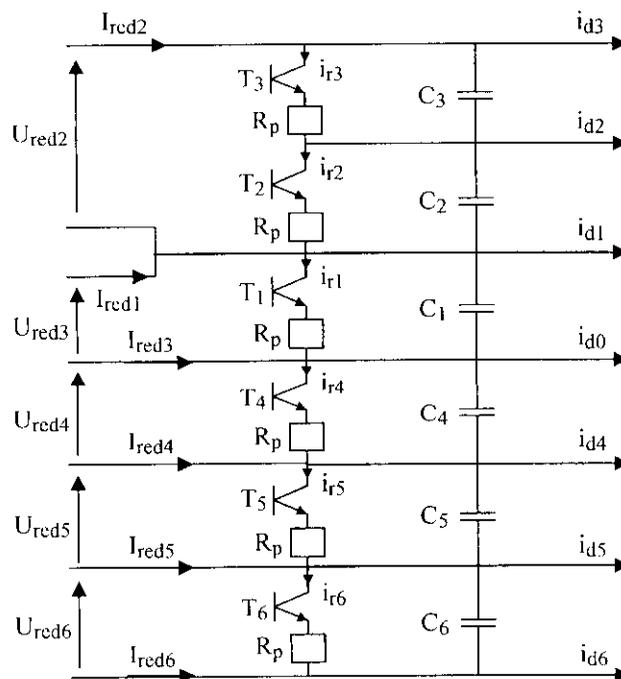


Figure III.69. Structure du pont de clamping

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

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} - i_{r4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} - i_{r5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6} - i_{r6} \end{cases} \quad [III.27]$$

III.8.2.2. Résultats de simulation

Les deux redresseurs de courant à deux et à cinq niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour une hystérésis de valeur $\Delta i=0.1A$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 32V et une fréquence de 50Hz, et celui alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

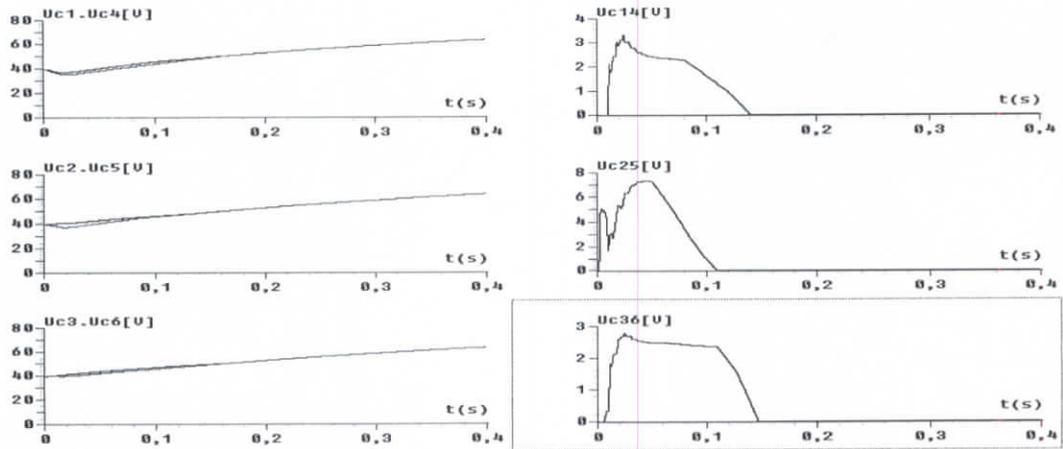


Figure III.70. Tensions du pont de Clamping et leurs différences

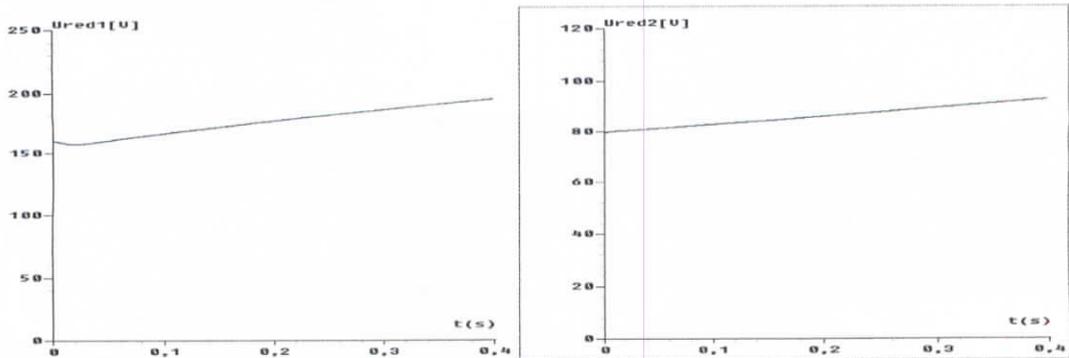


Figure III.71. Tensions de sortie des deux redresseurs

Interprétation

Les figures III.70 et III.71 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant à deux niveaux et à un redresseur à cinq niveaux- onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.70). Les tensions de sortie des deux redresseurs de courant sont croissantes (Figure III.71).

III.8.6. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à sept niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.72.

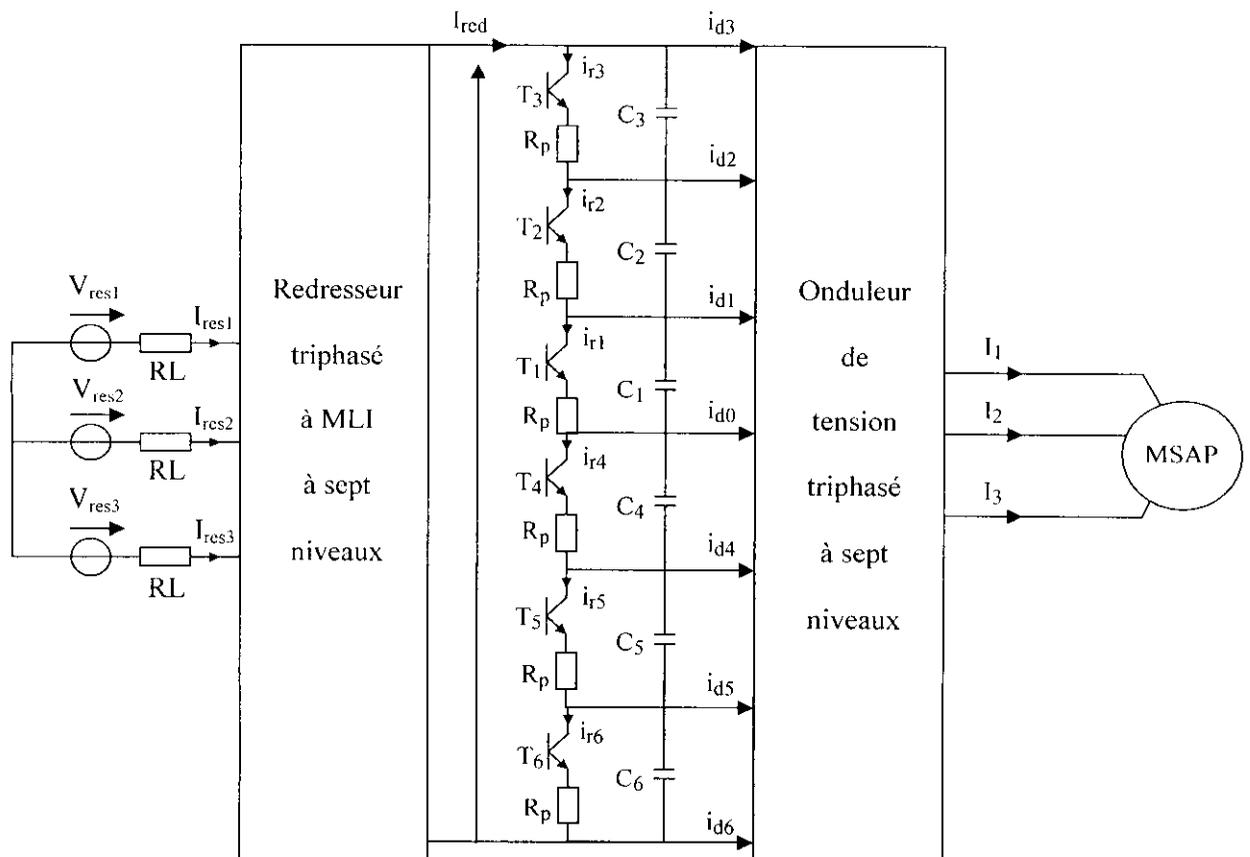


Figure III.72. Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux - pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.8.6.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

Le filtre intermédiaire entre le redresseur triphasé à sept niveaux et l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux est donné par la figure suivante :

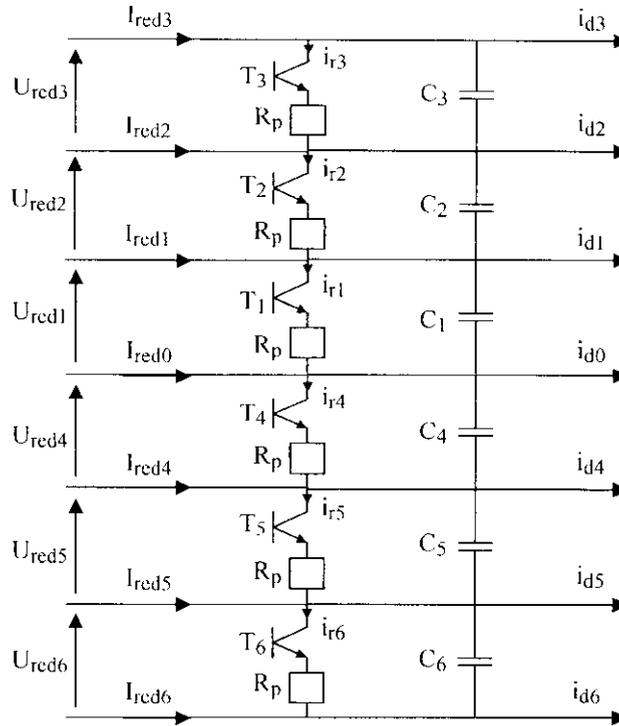


Figure III.73. Structure du pont de clamping

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} + I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{r3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} - i_{r4} \\
 C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} - i_{r5} \\
 C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6} - i_{r6}
 \end{array} \right. \quad [III.28]$$

III.8.6.2. Résultats de simulation

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant pour une hystérèse de valeur $\Delta i = 0.1A$. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à sept niveaux a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

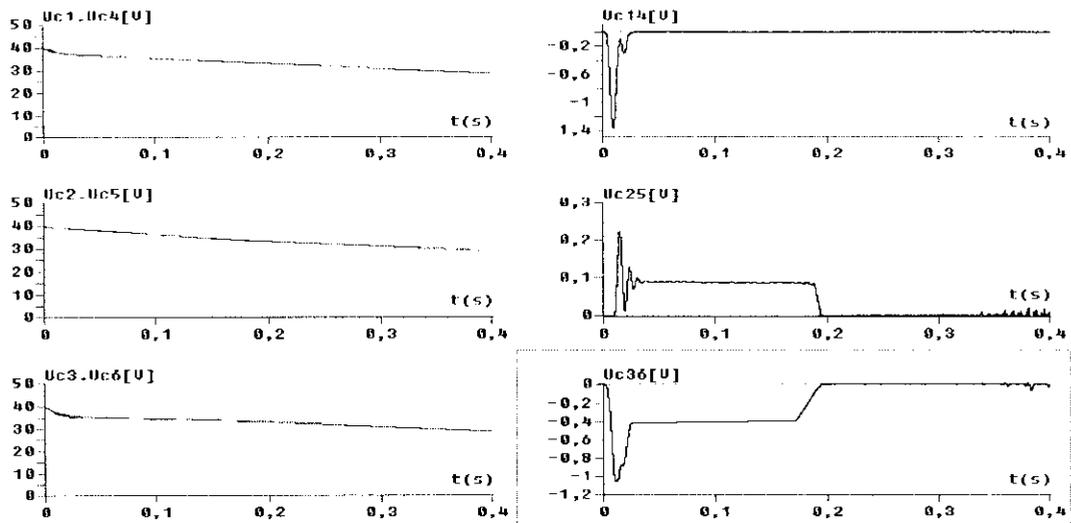


Figure III.74. Tensions du pont de clamping et leurs différences

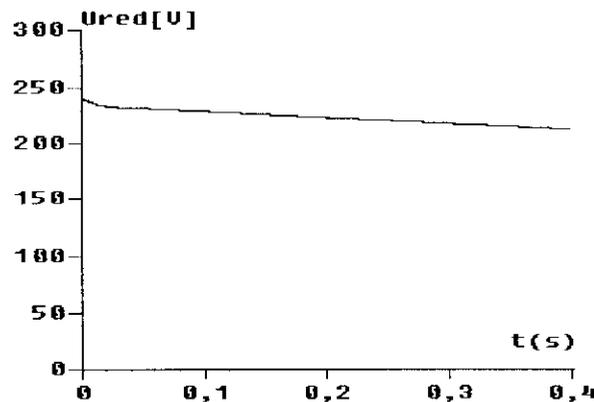


Figure III.75. Tensions de sortie du redresseur à six niveaux

Interprétation

Les figures III.74 et III.75 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant à sept niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure III.74). La tension de sortie du redresseur de courant à sept niveaux est décroissante (Figure III.75).

III.9. Demi-pont de clamping

Dans cette partie, nous étudions une autre manière d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC en utilisant un demi pont d'équilibrage [demi-pont de clamping].

III.9.1. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.76 [96].

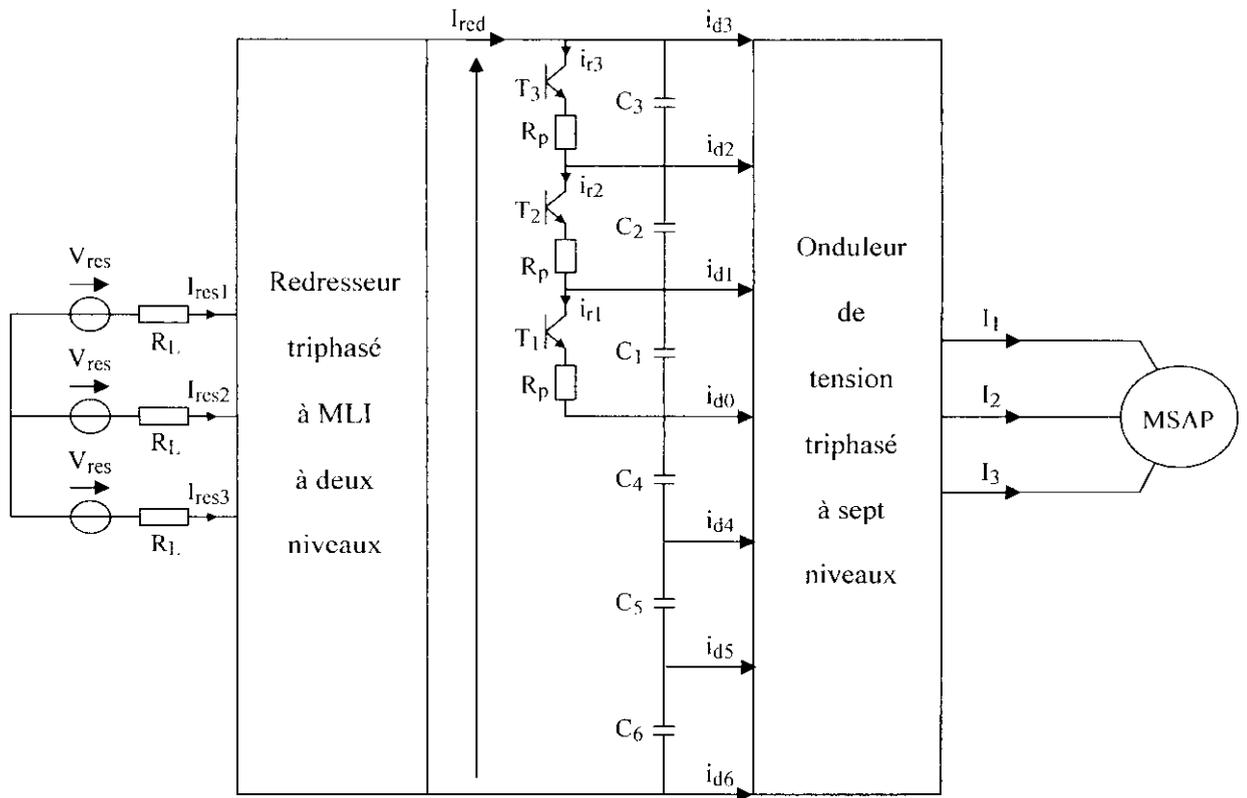


Figure III.76. Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.9.1.1. Modélisation du demi pont de clamping – filtre

Le filtre intermédiaire entre le redresseur triphasé à deux niveaux et l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux est donné par la figure suivante :

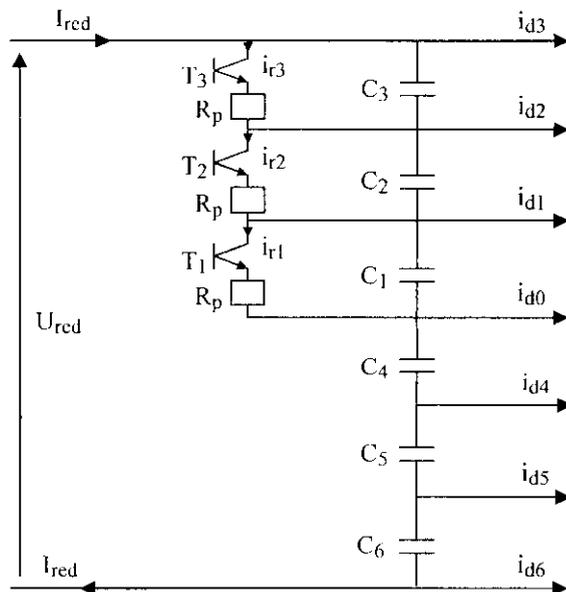


Figure III.77. Structure du demi-pont de clamping

Le modèle de ce demi-pont est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{cases} \quad [III.29]$$

Pour toutes les cascades utilisées, on définit :

$$\begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \end{cases} \quad [III.26]$$

L'algorithme de commande du demi-pont de clamping est le suivant :

Si $U_{c1} > U_{red}/6 \Rightarrow [T1=1] \ \& \ [T2=T3=0]$

Si $U_{c2} > U_{red}/6 \Rightarrow [T2=1] \ \& \ [T1=T3=0]$

Si $U_{c3} > U_{red}/6 \Rightarrow [T3=1] \ \& \ [T1=T2=0]$

III.9.1.2. Résultats de simulation

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

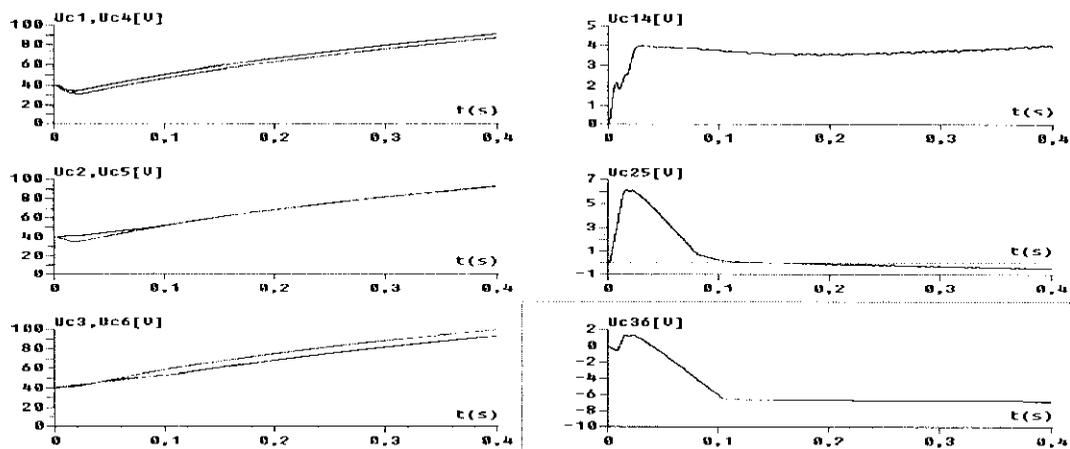


Figure III.78. Tensions du demi-pont de clamping et leurs différences

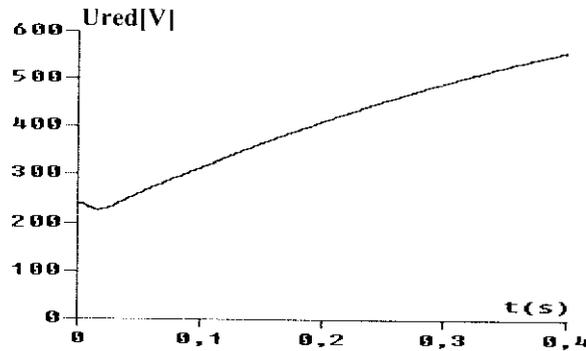


Figure III.79. Tensions de sortie du redresseur à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.78 et III.79 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que ce changement dans la structure de la cascade permet de minimiser l'écart entre les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux mais sans l'annuler (Figure III.78). La tension de sortie du redresseur à deux niveaux est croissante (Figure III.79).

III.9.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.80 [82].

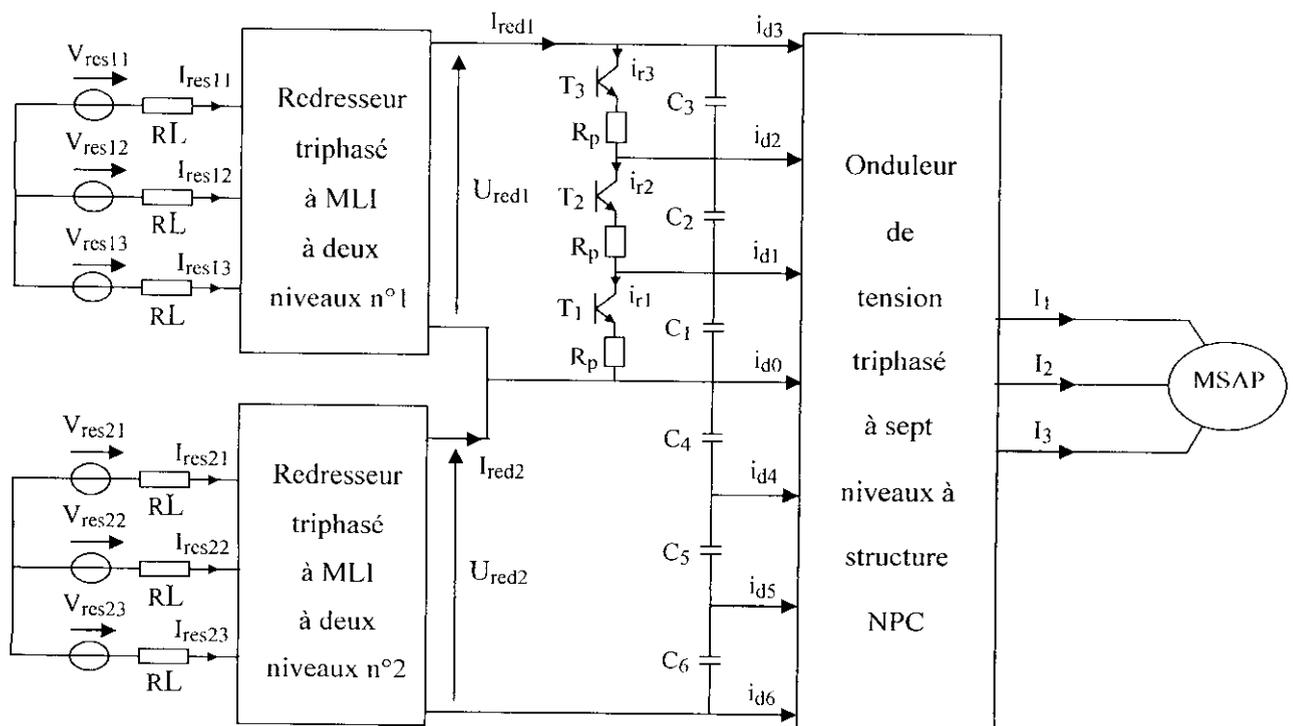


Figure III.80. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur de tension à sept niveaux – MSAP

III.8.9.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le demi-pont de clamping est défini comme suit :

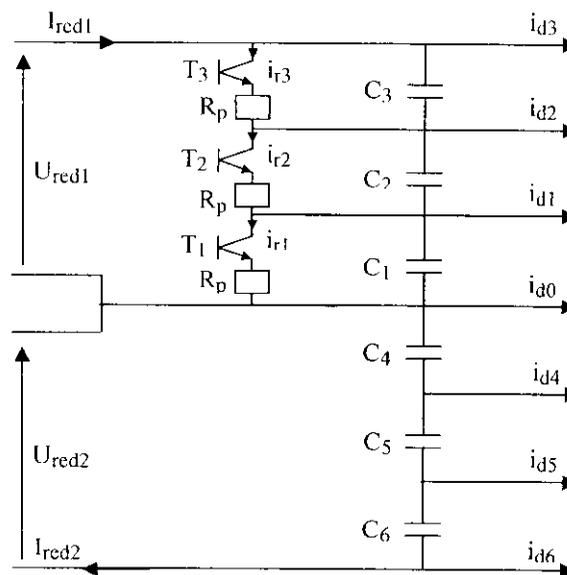


Figure III.81. Structure du demi-pont de clamping

Le modèle de ce demi-pont est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{r3} \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\
 C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\
 C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0}
 \end{array} \right. \quad [III.30]$$

L'algorithme de commande du demi-pont de clamping est le suivant :

- Si $U_{c1} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T1=1] \ \& \ [T2=T3=0]$
- Si $U_{c2} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T2=1] \ \& \ [T1=T3=0]$
- Si $U_{c3} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T3=1] \ \& \ [T1=T2=0]$

III.9.2.2. Résultats de simulation

Les deux redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 24V et une fréquence de 50Hz.

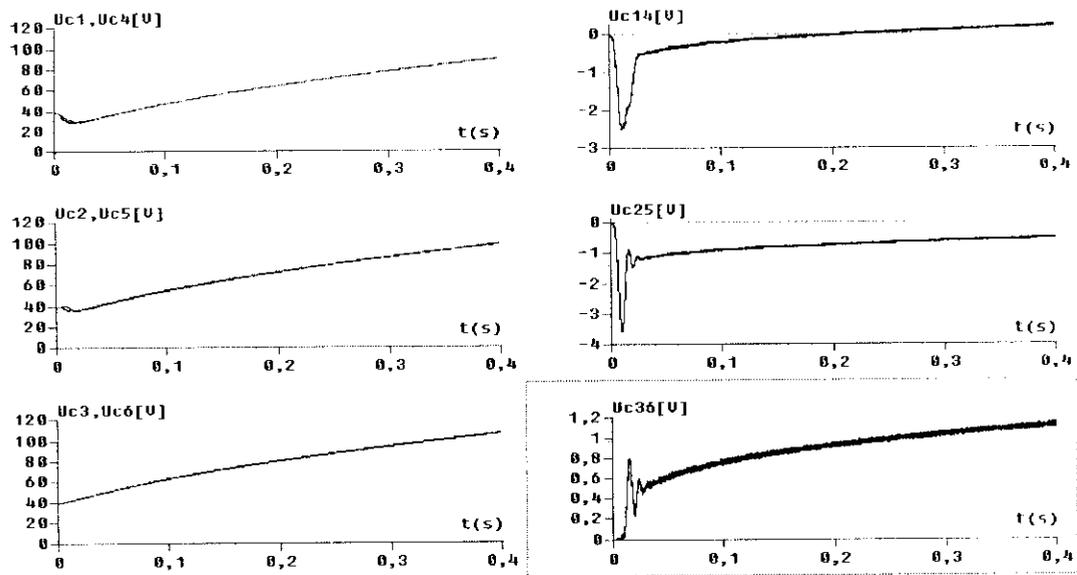


Figure III.82. Tensions de sortie du demi-pont de clamping et leurs différences

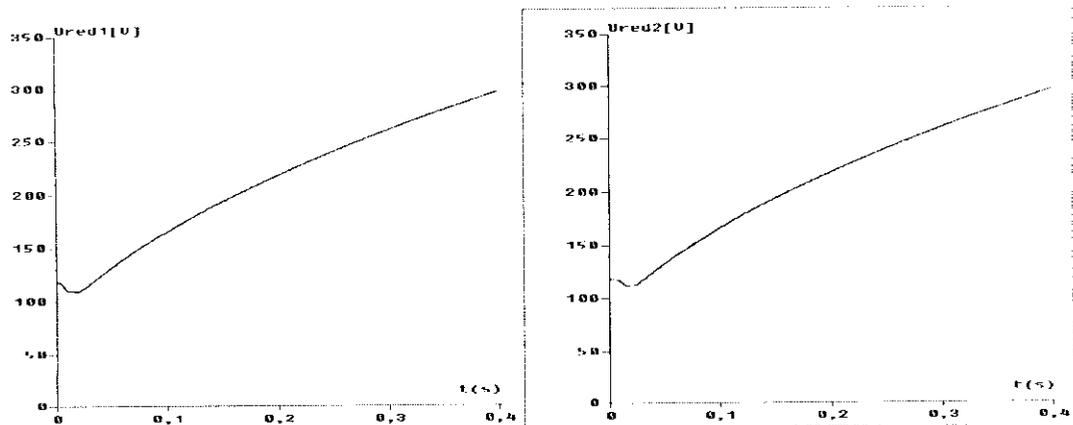


Figure III.83. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.82 et III.83 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi-pont de clamping dans la cascade à deux redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur à sept niveaux - MSAP. On constate que ce changement dans la structure de la cascade permet de minimiser l'écart entre les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux (Figure III.82). Les tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux sont croissantes (Figure III.83).

III.9.3. Cascade de trois redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.84 [82].

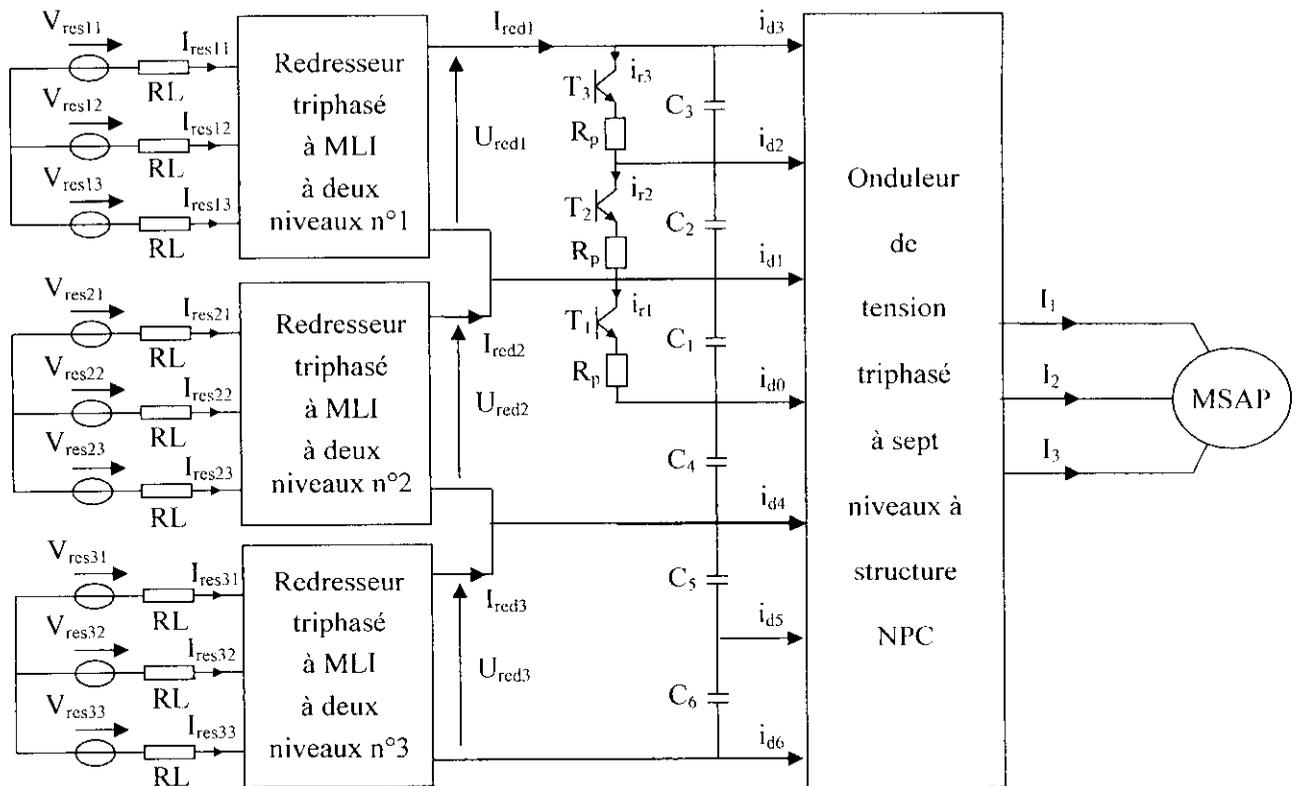


Figure III.84. Structure de la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.9.3.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le demi-pont de clamping est défini comme suit :

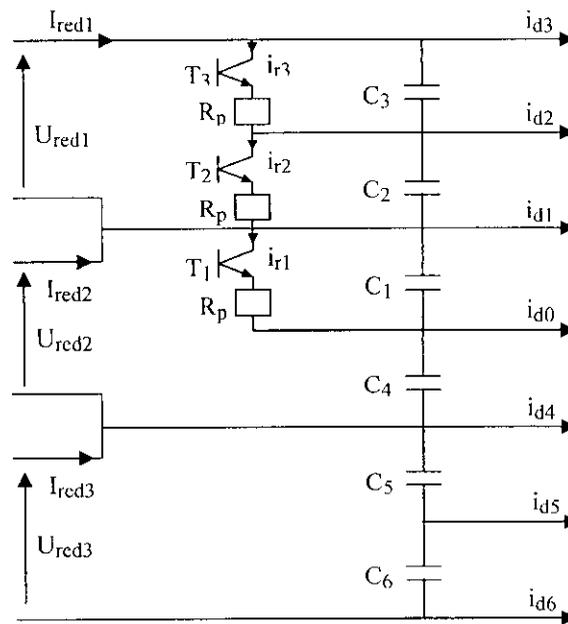


Figure III.85. Structure du demi pont de clamping

Le modèle de ce demi-pont est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{array} \right. \quad [III.31]$$

L'algorithme de commande du demi-pont de clamping est le suivant [83] :

Si $U_{c1} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T1=1] \ \& \ [T2=T3=0]$

Si $U_{c2} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T2=1] \ \& \ [T1=T3=0]$

Si $U_{c3} > U_{red1}/3 \Rightarrow [T3=1] \ \& \ [T1=T2=0]$

III.9.3.2. Résultats de simulation:

Les trois redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Les trois réseaux triphasés alimentant les trois redresseurs ont une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

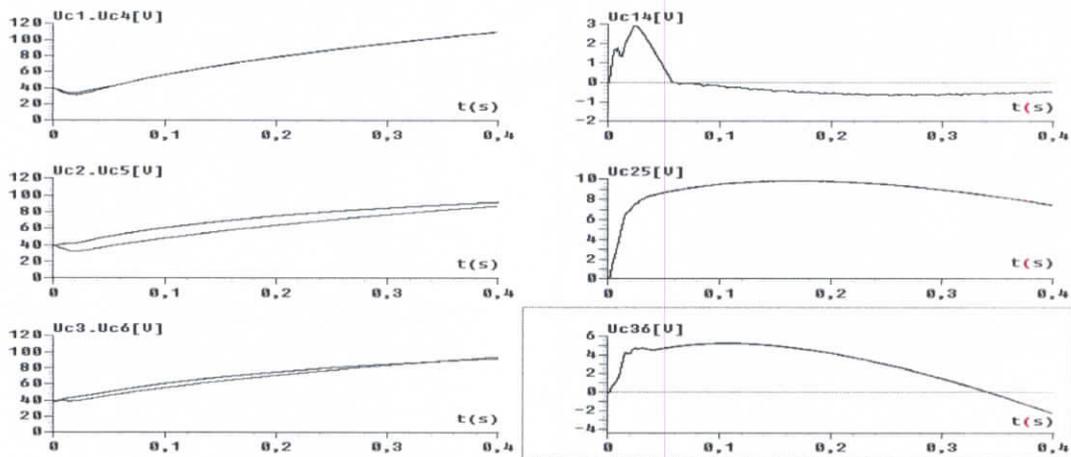


Figure III.86. Tensions du demi pont de clamping et leurs différences

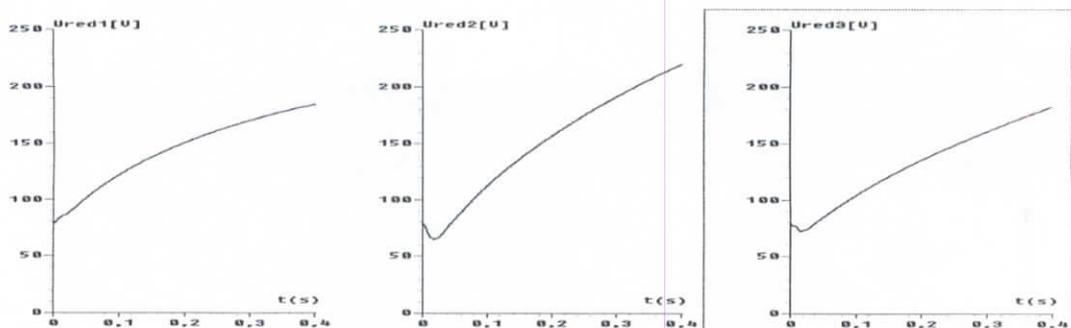


Figure III.87. Tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.86 et III.87 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi-pont de clamping dans la cascade à trois redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement (Figure III.86). Les tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux sont croissantes (Figure III.87).

III.9.4. Cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.88 [85].

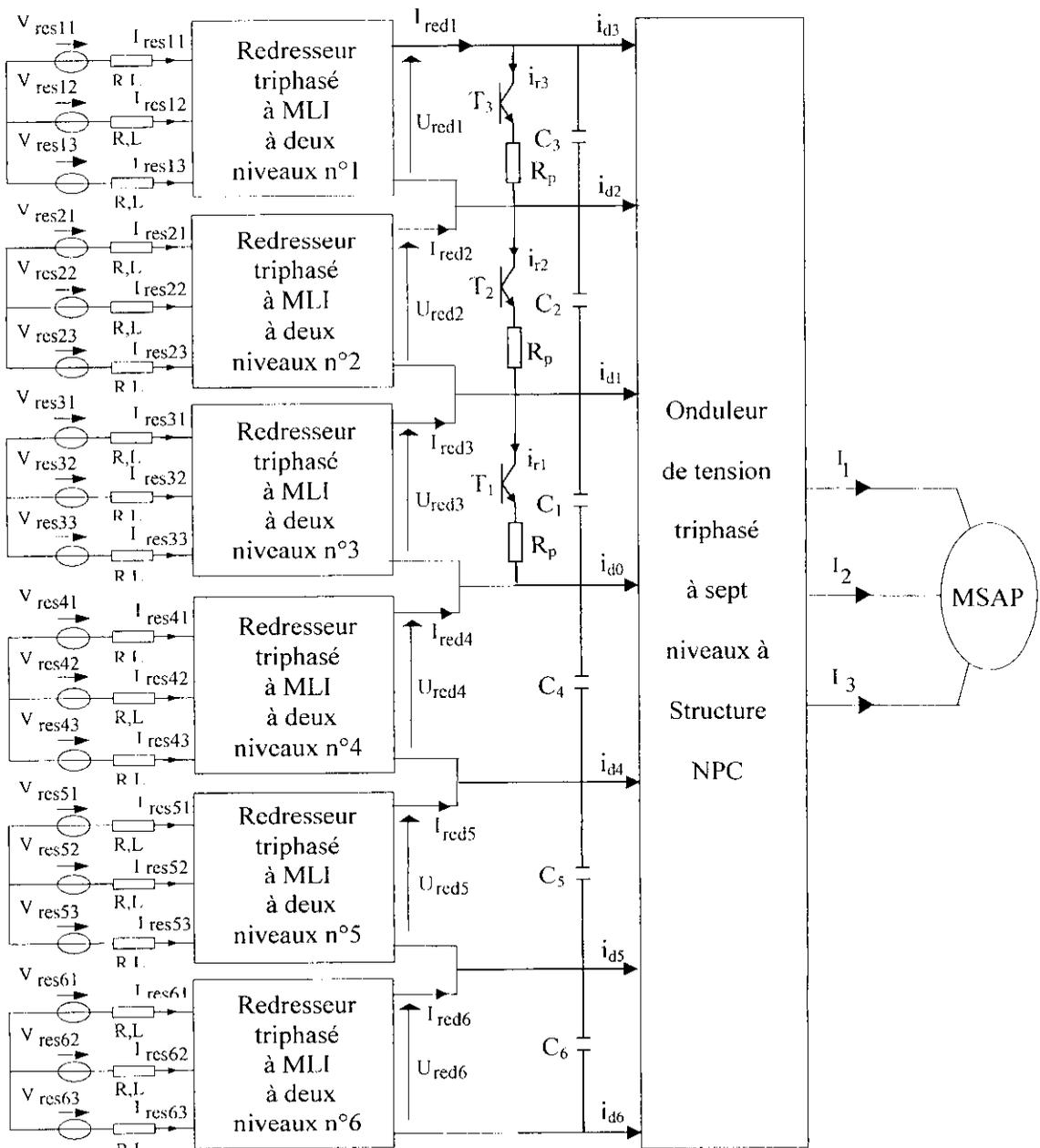


Figure III.88. Structure de la cascade de six redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.9.4.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le demi-pont de clamping est défini comme suit :

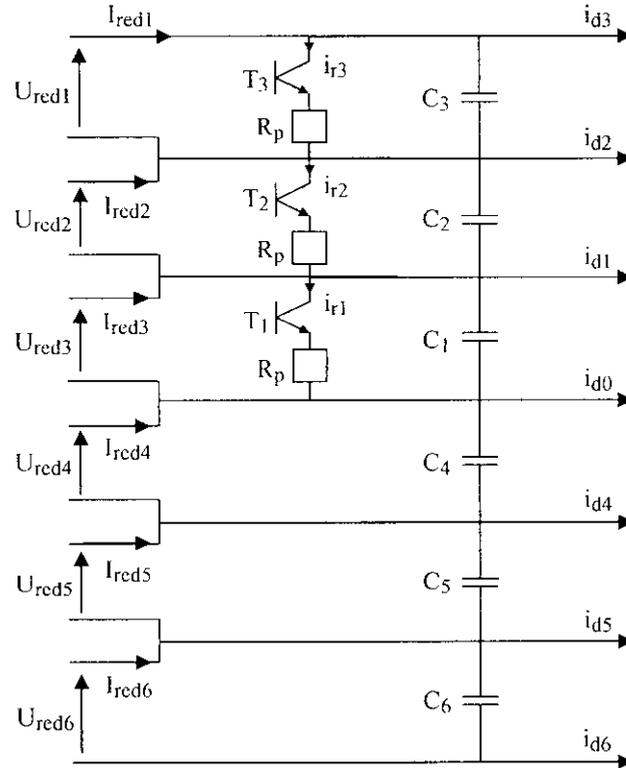


Figure III.89. Structure du demi pont de Clamping

Le modèle de ce demi-pont est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red1} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d0} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = I_{red5} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d0} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = I_{red6} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{d4} - i_{d5} - i_{d0} \end{array} \right. \quad [III.32]$$

III.9.4.2. Résultats de simulation

Les six redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Les six réseaux triphasés alimentant les six redresseurs ont une tension de 8V et une fréquence de 50Hz.

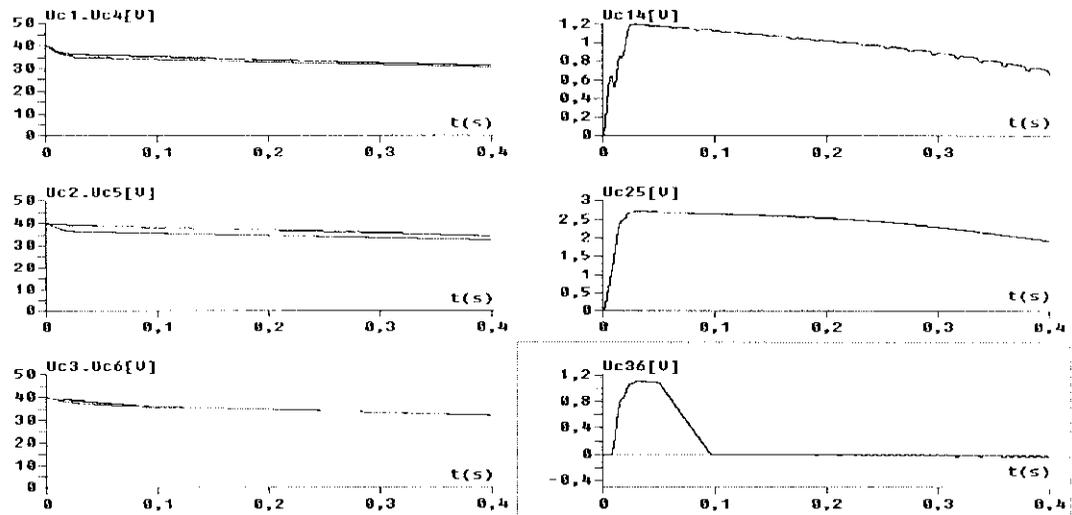


Figure III.90. Tensions du demi pont de Clamping et leurs différences

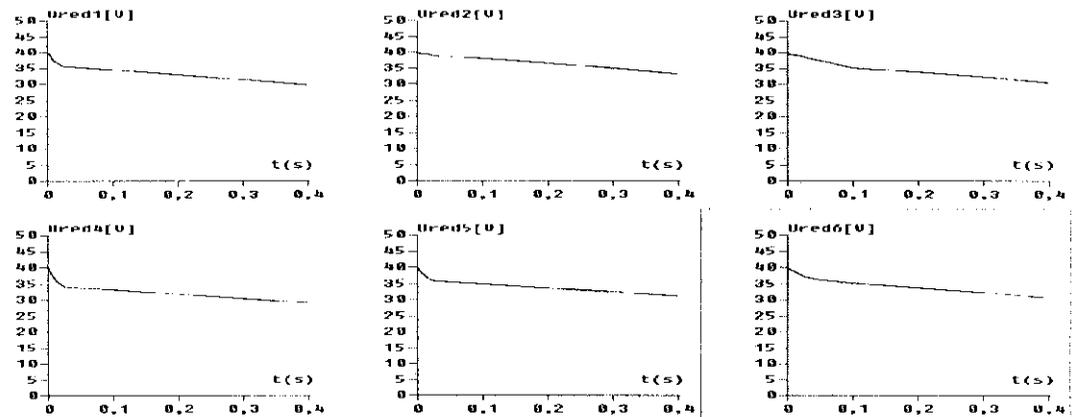


Figure III.91. Tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux

Interprétation

Les figures III.90 et III.91 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi-pont de clamping dans la cascade à six redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement (Figure III.90). Les tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux sont légèrement décroissantes (Figure III.91).

III.9.5. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – demi pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.92.

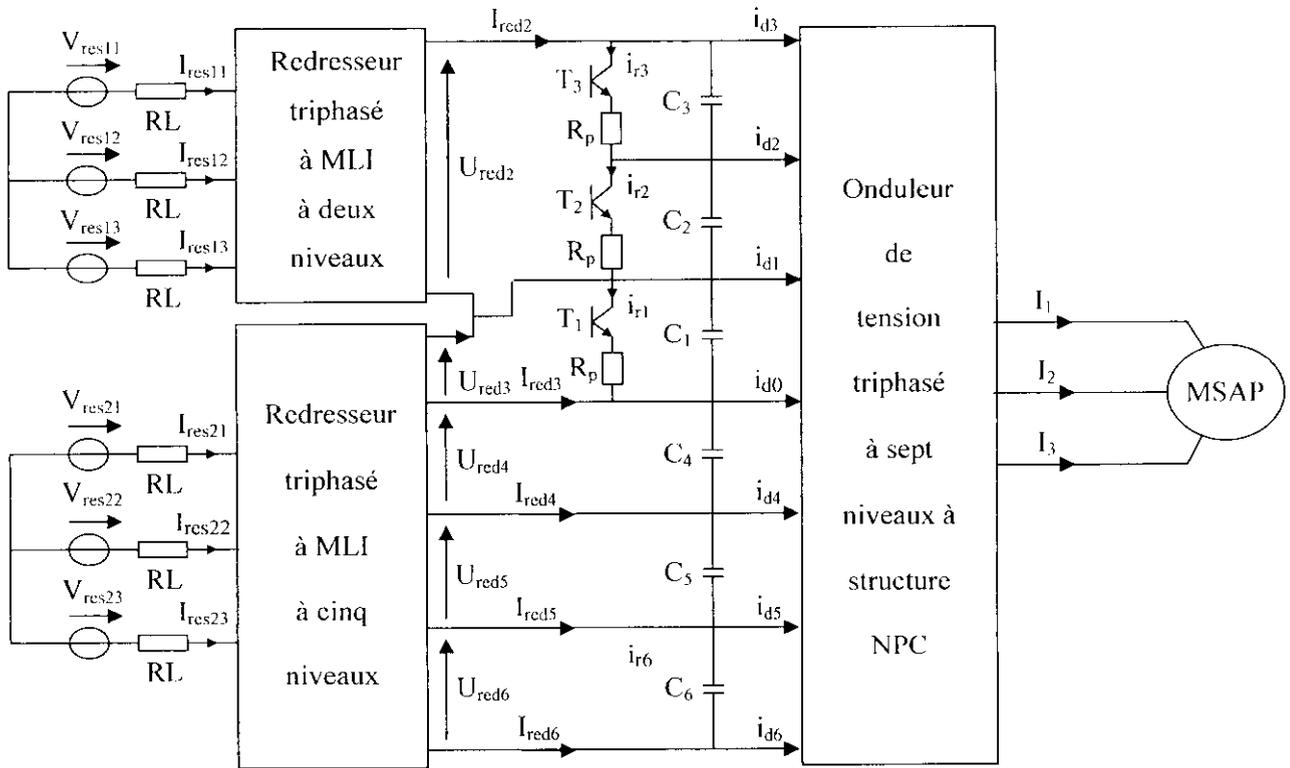


Figure III. 92. Structure de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – demi-pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.9.5.1. Modélisation du demi pont de clamping – filtre

Dans ce cas, le demi-pont de clamping est défini comme suit :

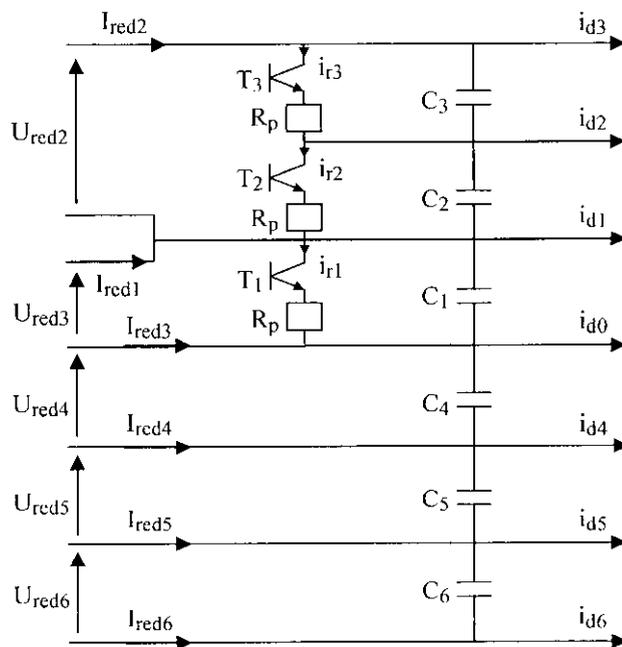


Figure III.93. Structure du demi-pont de clamping

Le modèle de ce demi pont est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6} \end{array} \right. \quad [III.33]$$

III.9.5.2. Résultats de simulation

Les deux redresseurs de courant à deux et à cinq niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 32V et une fréquence de 50Hz, et celui alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

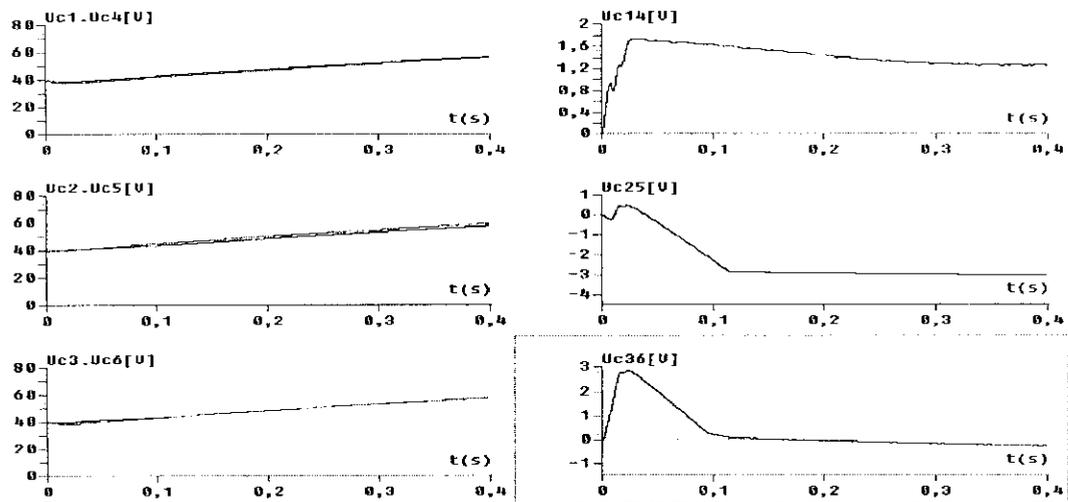


Figure III.94. Tensions du demi pont de clamping et leurs différences

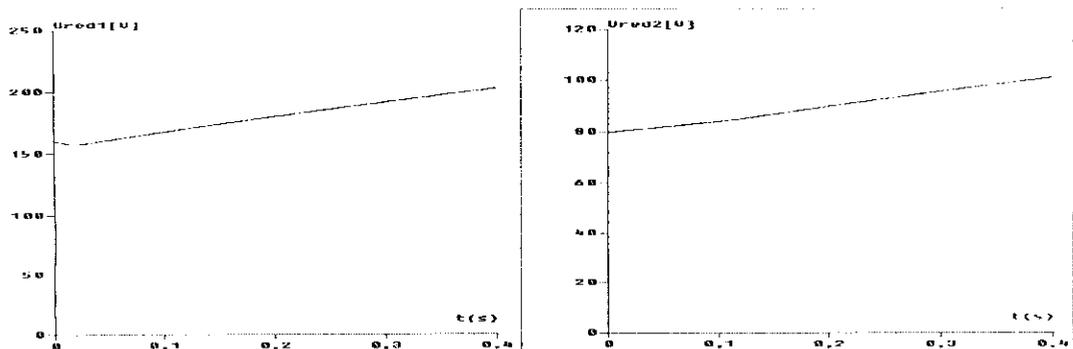


Figure III.95. Tensions de sortie des deux redresseurs

Interprétation

Les figures III.94 et III.95 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant à deux niveaux et à un redresseur à cinq niveaux- onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue (Figure III.94). Les tensions de sortie des deux redresseurs de courant sont croissantes (Figure III.95).

III.9.6. Cascade d'un redresseur de courant à MLI à sept niveaux – demi pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

La structure de cette cascade est donnée par la figure III.96.

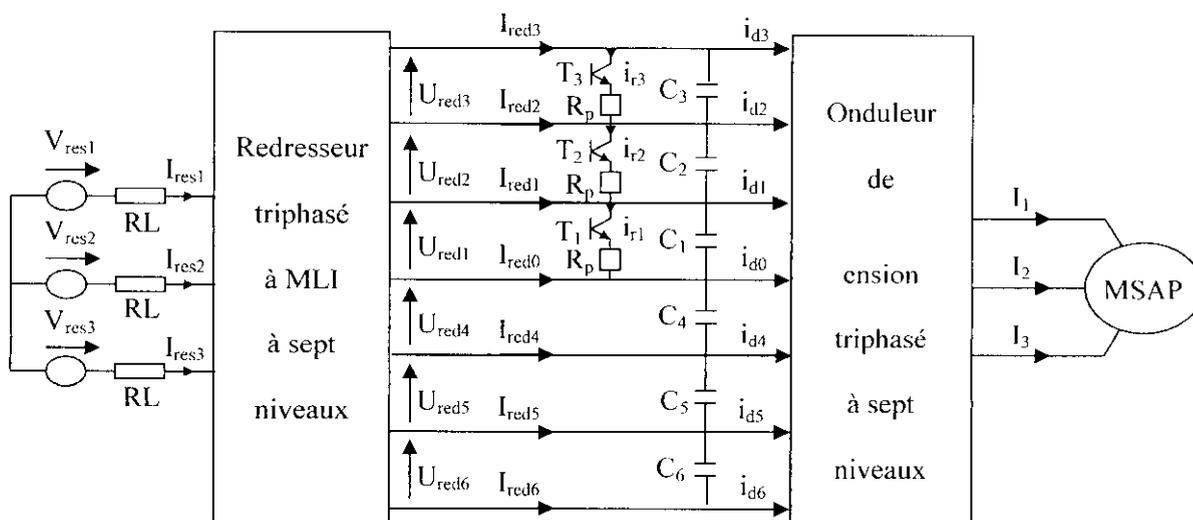


Figure III.96. Structure de la cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – demi-pont de clamping - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP

III.9.6.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

Le filtre intermédiaire entre le redresseur triphasé à sept niveaux et l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux est donné par la figure suivante :

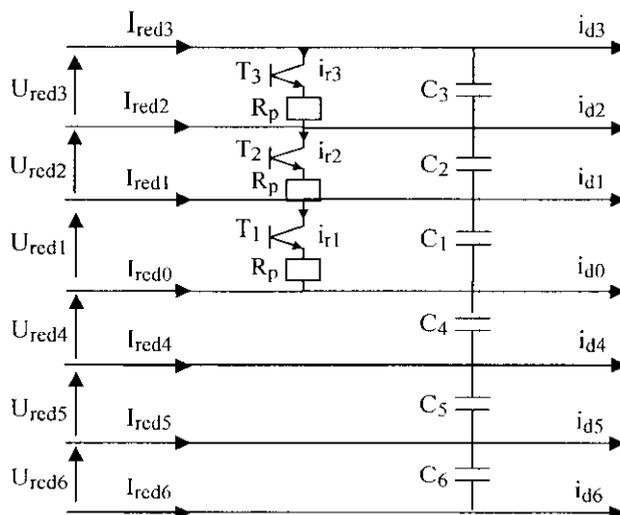


Figure III.97. Structure du demi pont de clamping

Le modèle de ce demi pont est défini par le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} + I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red3} + I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - i_{d3} - i_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} + i_{d4} - I_{red6} - I_{red5} - I_{red4} \\ C_5 \frac{dU_{c5}}{dt} = i_{d6} + i_{d5} - I_{red6} - I_{red5} \\ C_6 \frac{dU_{c6}}{dt} = i_{d6} - I_{red6} \end{array} \right. \quad [34]$$

III.9.6.2. Résultats de simulation

Le redresseur de courant à sept niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 48V et une fréquence de 50Hz.

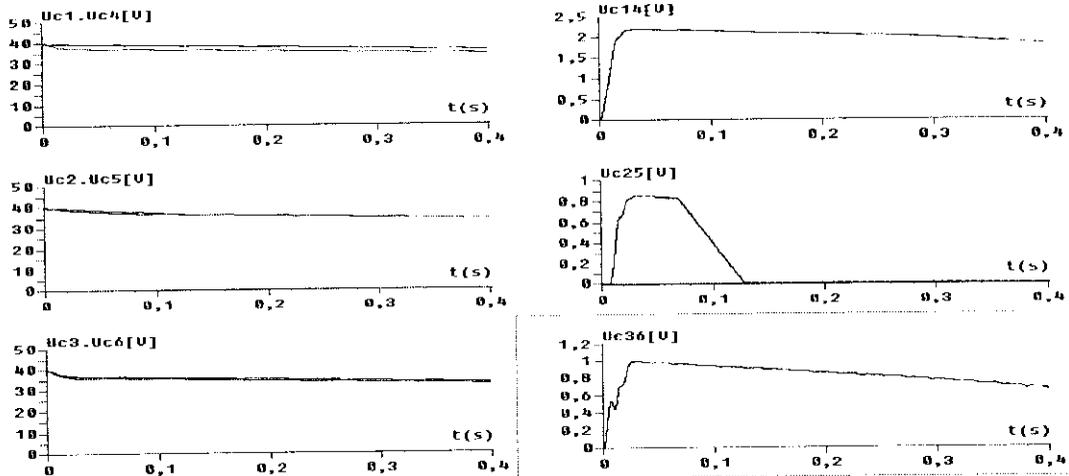


Figure III.98. Tensions du pont de demi clamping et leurs différences

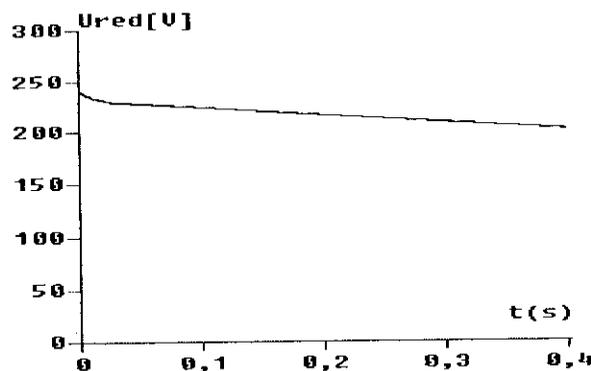


Figure III.99. Tensions de sortie du redresseur à six niveaux

Interprétation

Les figures III.98 et III.99 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant à sept niveaux - onduleur de tension à sept niveaux - MSAP. On constate que la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement (Figure III.98). La tension de sortie du redresseur de courant à sept niveaux est décroissante (Figure III.99).

III.10. Conclusion

Dans ce Chapitre, on a étudié différents chargeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à sept niveaux à structure NPC.

On a montré le déséquilibre entre les tensions (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} , et U_{c6}) d'entrée de l'onduleur de tension à sept niveaux et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur.

L'utilisation des redresseurs triphasés de courants à MLI à deux ou à cinq ou à sept 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 note surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux est moins important dans le cas de l'utilisation d'un redresseur de courant à sept niveaux.

L'utilisation du pont de clamping et du demi pont de clamping proposés, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

Néanmoins, on constate que les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux sont toujours soit croissantes ou décroissantes. Pour résoudre ce problème on fait appel à l'asservissement des redresseurs de courants qui fera l'objet d'étude dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

*Asservissement des
Changeurs de fréquence
utilisant l'onduleur
à sept niveaux
à structure NPC*

Introduction

Dans le chapitre précédent, on a étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie multiniveaux, et on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à sept niveaux à structure NPC. Pour résoudre ce problème, on propose l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux, en jouant sur le redresseur à deux ou à cinq ou à sept niveaux du changeur de fréquence.

Pour obtenir côté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité, nous avons choisi dans ce chapitre une commande par hystérésis en courant pour les différents redresseurs étudiés dans le chapitre précédent [75] [76] [98] [99].

Ces asservissements permettent non seulement d'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux mais aussi d'utiliser des capacités C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , et C_6 de valeurs raisonnables.

Dans ce chapitre, on commencera par présenter l'algorithme général de l'asservissement de la tension de sortie pour chaque redresseur. Ensuite, on présentera les performances de cet asservissement avec les cascades suivantes :

- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade de trois redresseurs de courant à deux niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade de six redresseurs de courant à deux niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux et un redresseur à deux niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade d'un redresseur de courant à sept niveaux – onduleur triphasé de tension à sept niveaux – MSAP avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.

IV.1. Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

IV.1.1. Modèle de la boucle de tension

La modélisation de cette boucle est basée sur le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes. Cette boucle impose la valeur efficace du courant de référence du réseau [90] [100] [101].

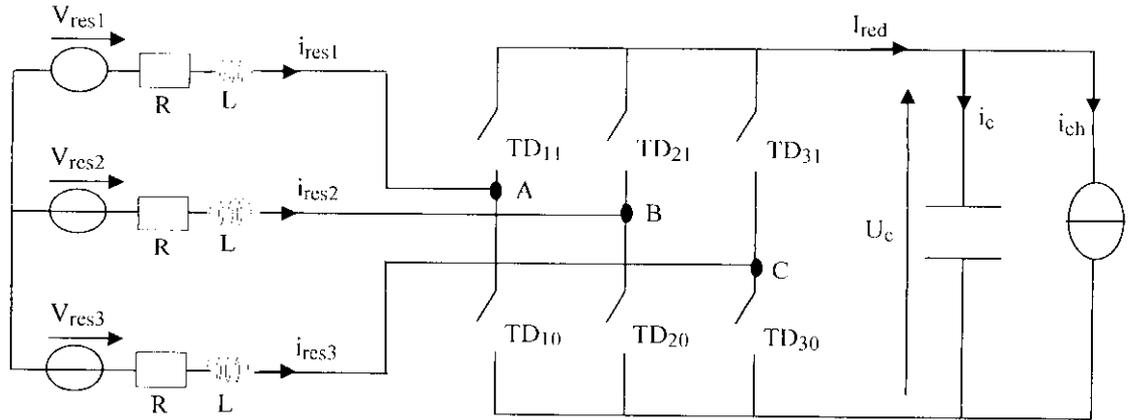


Figure IV.1. Structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

Puissance d'entrée :

$$P_e = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \quad [IV.1]$$

Puissance de sortie :

$$P_s = U_c I_{red} = U_c (i_c + i_{ch}) \quad [IV.2]$$

En utilisant le principe de la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans la résistance R, on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_c I_{red} \quad [IV.3]$$

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

$$3E_{eff} I_c = U_c I_{red} \quad [IV.4]$$

Avec :

$$V_{resk} = \sqrt{2}E_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad [IV.5]$$

$$i_{resk} = \sqrt{2}I_c \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad [IV.6]$$

k : numéro d'un bras du redresseur (k=1, 2, 3)

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux, déduit de la relation (IV.4), est présenté à la figure IV.2.

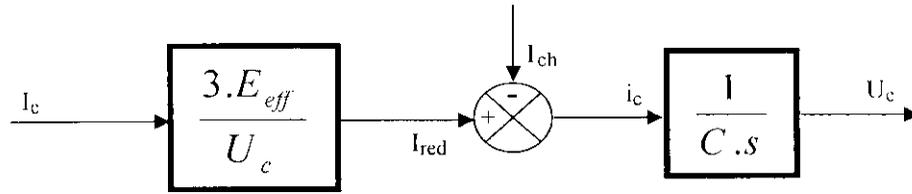


Figure IV.2. Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux

On utilise pour la boucle de tension un régulateur IP [101] [102]. Le principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux est donné par la figure IV.3.

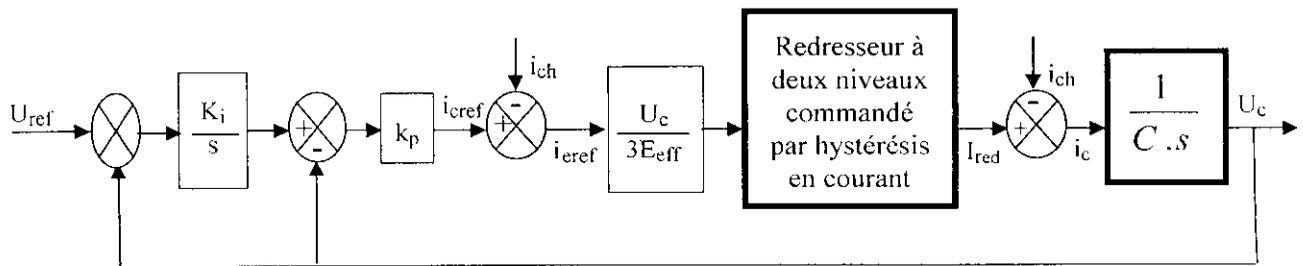


Figure IV.3. Algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à deux niveaux

Remarque : Dans tous les résultats de simulation l'onduleur de tension à sept niveaux est commandé par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$. Les redresseurs de courant sont commandés par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence des réseaux triphasés alimentant les redresseurs est imposée par la boucle de tension. Les paramètres de tous les filtres intermédiaires sont $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=10\text{mF}$ et $R_p=48\Omega$.

IV.1.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure IV.3) pour commander le redresseur de la cascade (FigureIII.52). Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

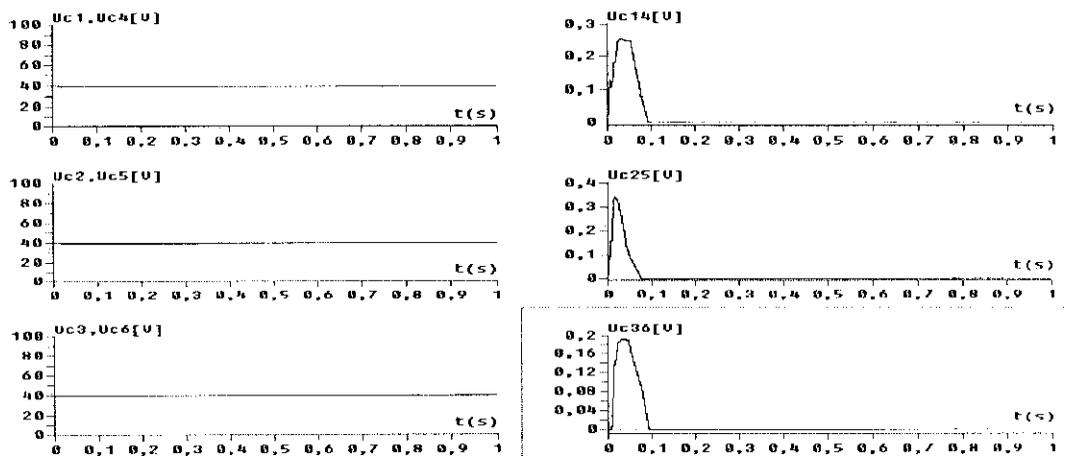


Figure IV.4. Tensions du pont de clamping et leurs différences

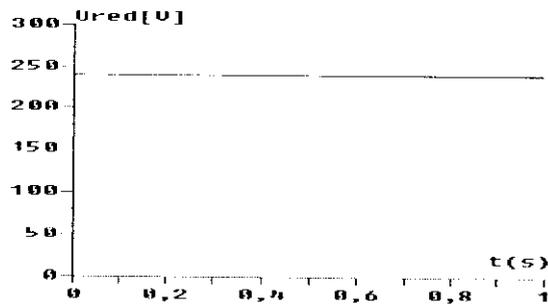


Figure IV.5. Tension de sortie du redresseur à deux niveaux

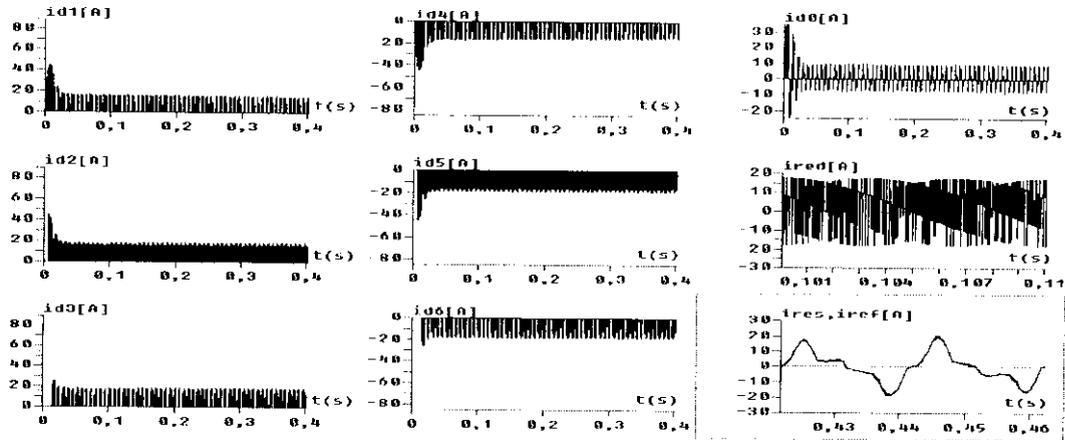


Figure IV.6. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

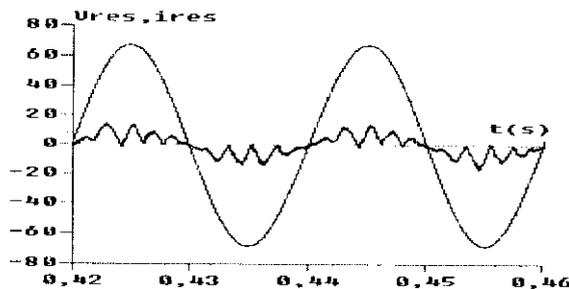


Figure IV.7. Tension et courant du réseau alimentant le redresseur à deux niveaux

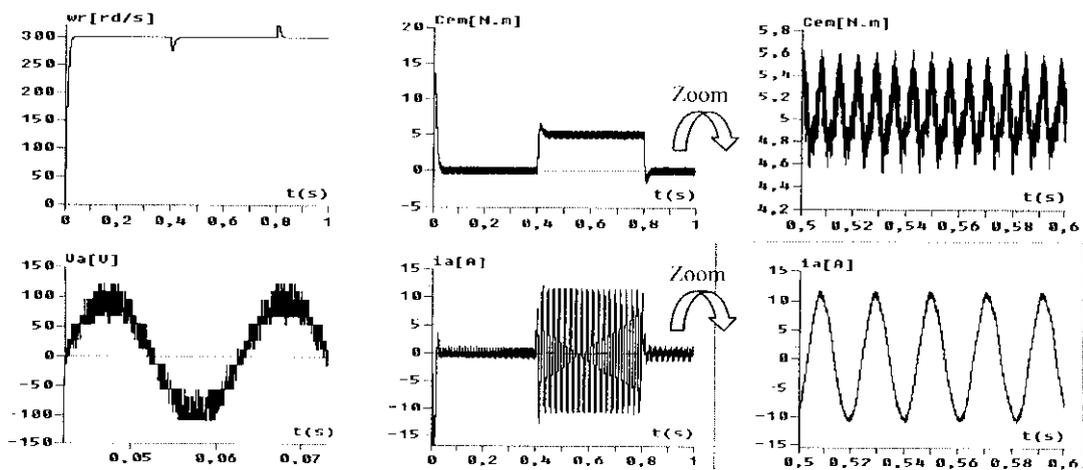


Figure IV.8. Les performances de la conduite de la MSAP avec application d'un couple de charge entre $t=0.4$ s et $t=0.8$ s ($C_r=5$ N.m)

Interprétation

- On constate que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure IV.5). Ainsi, les différences ($U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$) deviennent pratiquement nulles en régime établi (Figure IV.4).
- Le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur de la cascade, suit bien sa référence imposée par la boucle de tension (Figure IV.6). Le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire (Figure IV.7).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.6).
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 14Nm ensuite se stabilise en régime permanent établi après 0.04s et oscille autour de sa valeur nominale 5Nm avec des valeurs maximales de 5.6Nm et des minimales de 4.58Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence (Figure IV.8).

IV.1.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du premier pont redresseur (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du deuxième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

Résultats de simulation

Les deux réseaux alimentant les deux redresseurs ont une tension de 24V et une fréquence de 50Hz.

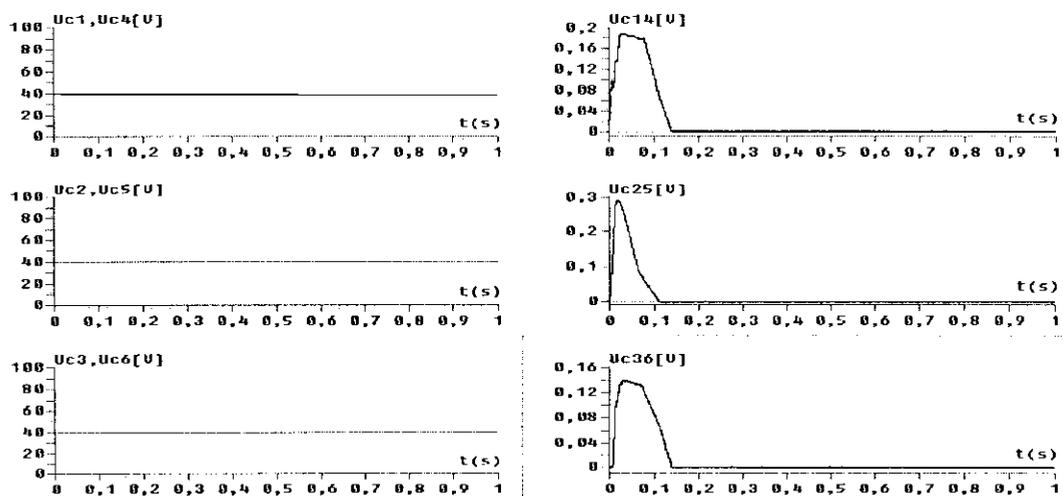


Figure IV.9. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

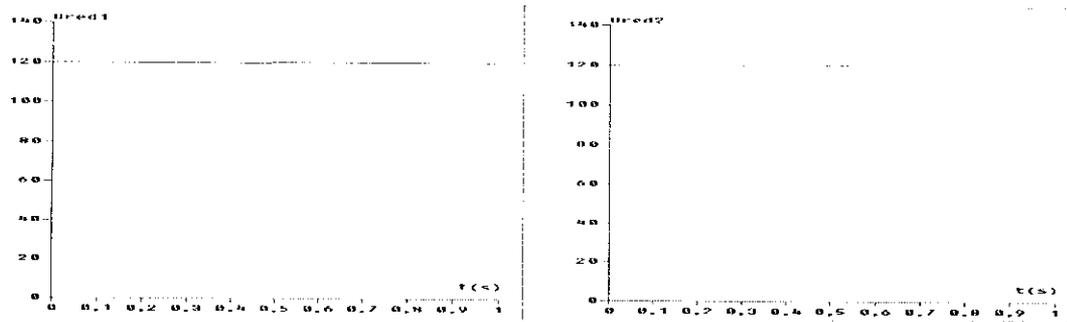


Figure IV.10. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

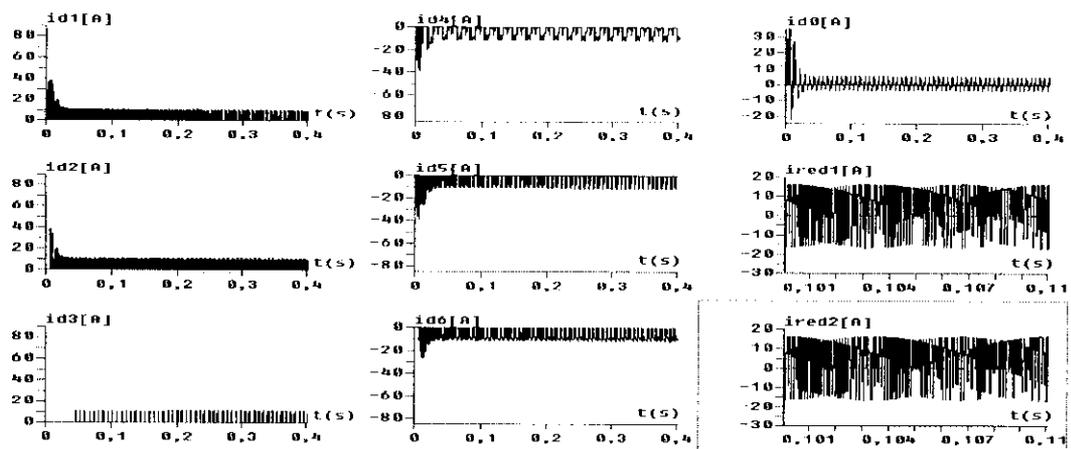


Figure IV.11. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

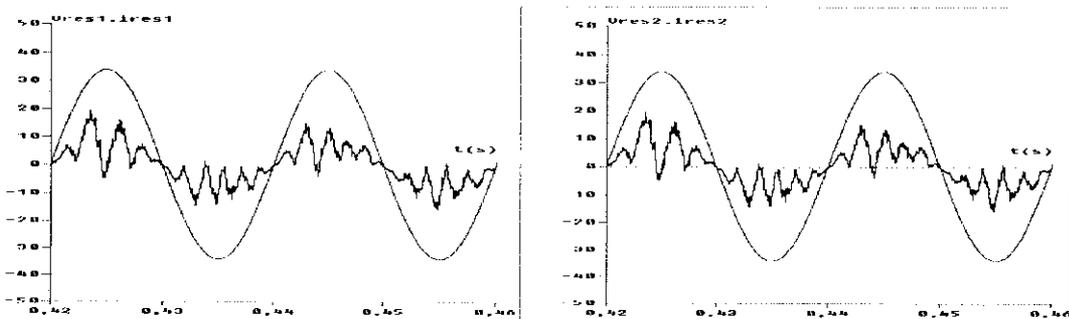


Figure IV.12. Tension et courants des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

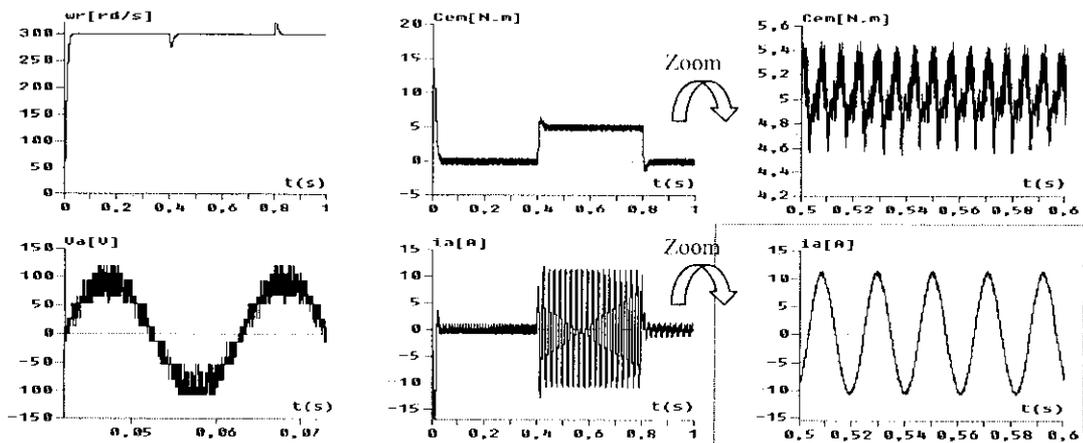


Figure IV.13. Performances de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des deux redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.10). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et sont pratiquement égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c4}$, $U_{c2} \approx U_{c5}$ et $U_{c3} \approx U_{c6}$) et leurs différences $U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$ sont nulles en régime établi (Figure IV.9).
- Les courants des deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure IV.12). Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.12).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.11).
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.13.

IV.1.4. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du premier pont redresseur (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du deuxième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du troisième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red3} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

Résultats de simulation :

Les trois réseaux alimentant les trois redresseurs ont une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

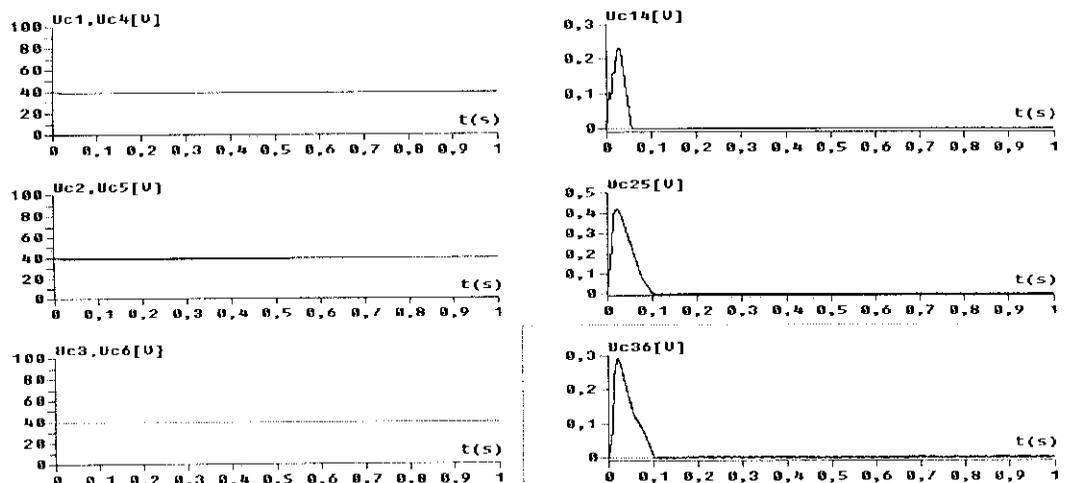


Figure IV.14. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

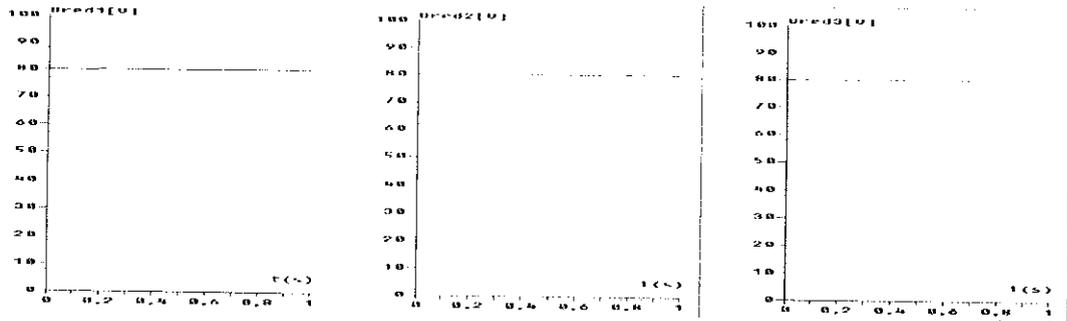


Figure IV.15. Tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux

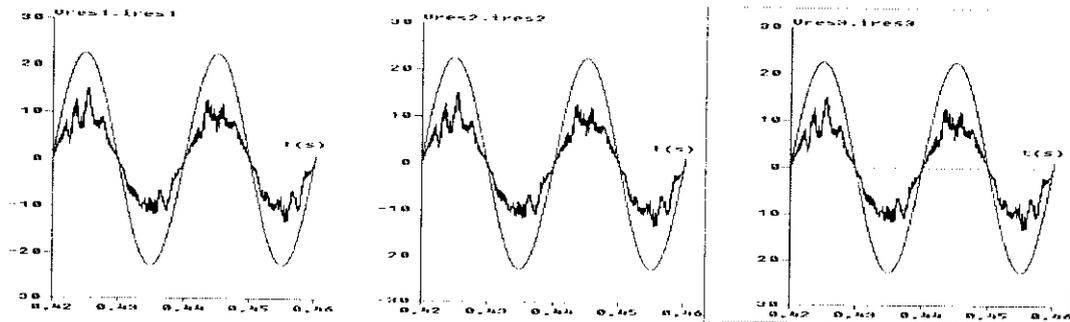


Figure IV.16. Tensions et courants des trois réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

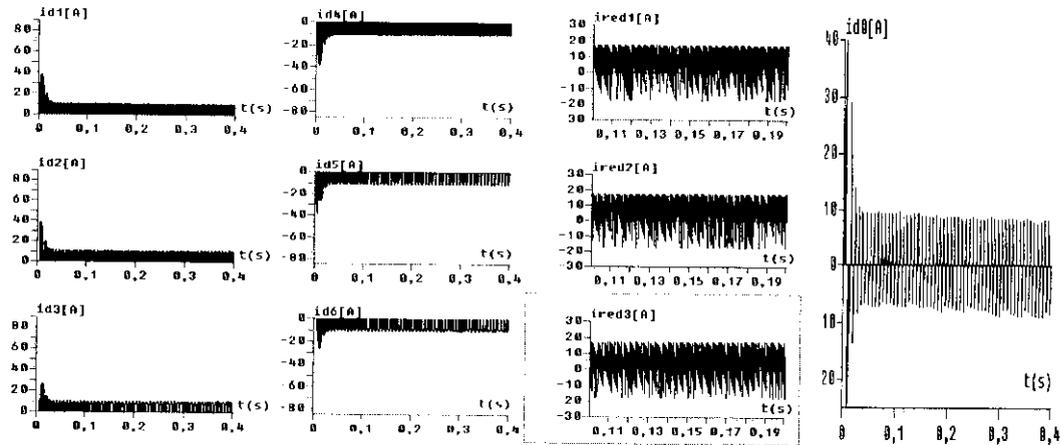


Figure IV.17. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

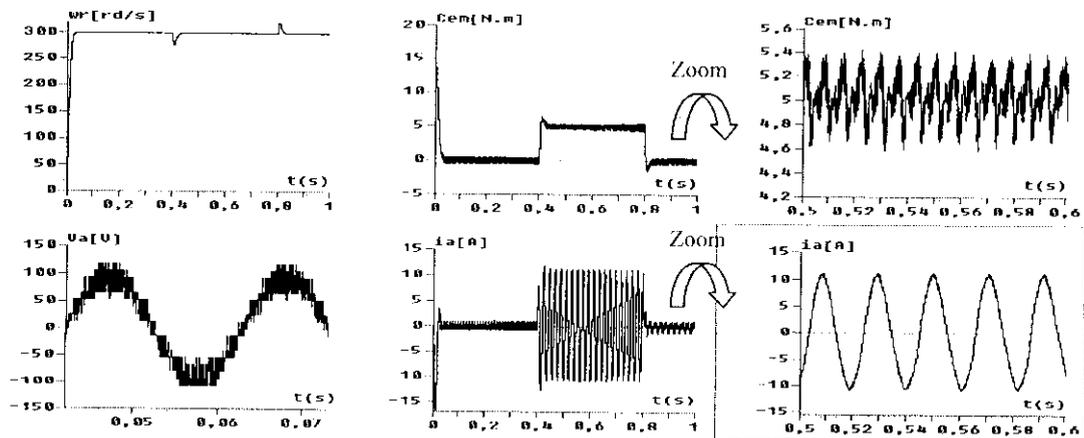


Figure IV.18. Performances de la cascade de trois redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des trois redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.15). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et sont pratiquement toutes égales. Ainsi, les différences ($U_{c1}-U_{c4}$, $U_{c2}-U_{c5}$ et $U_{c3}-U_{c6}$) deviennent pratiquement nulles en régime établi (Figure IV.14).
- Les courants des trois réseaux triphasés alimentant les trois redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure IV.16). Les facteurs de puissance de ces trois réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.16).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.17).
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.18.

IV.1.5. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de six redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du premier pont redresseur (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du deuxième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du troisième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red3} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ l'asservissement du quatrième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red4} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du cinquième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red5} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du sixième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red6} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

Résultats de simulation

Les six réseaux alimentant les six redresseurs ont une tension de 8V et une fréquence de 50Hz.

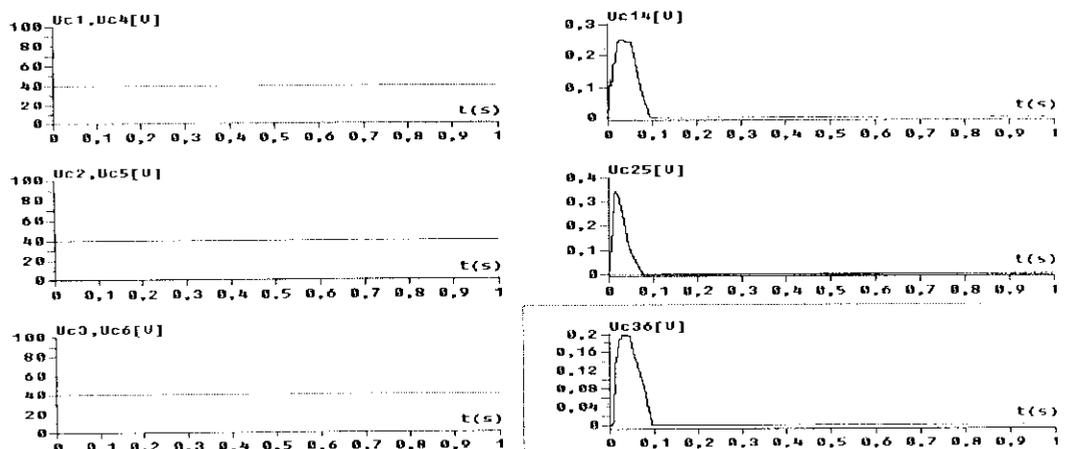


Figure IV.19. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

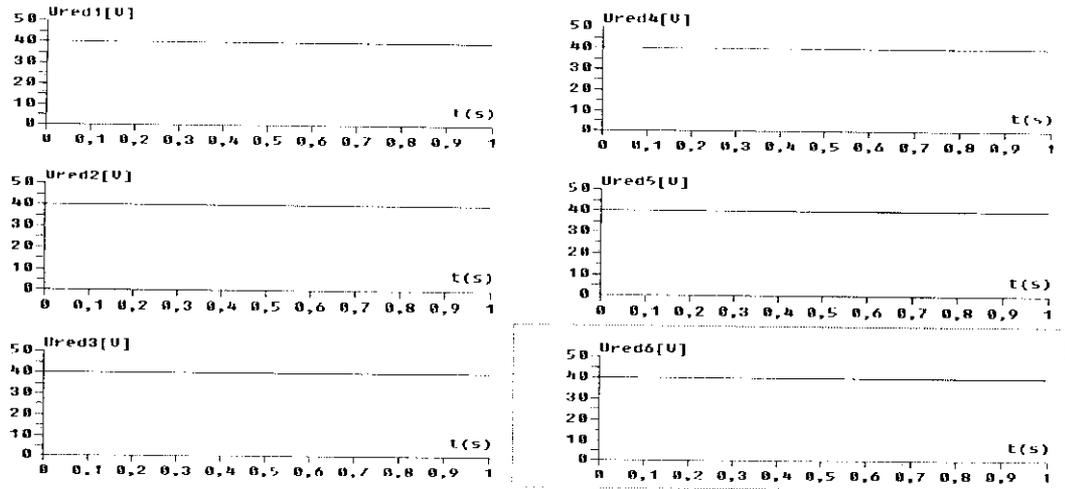


Figure IV.20. Tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux

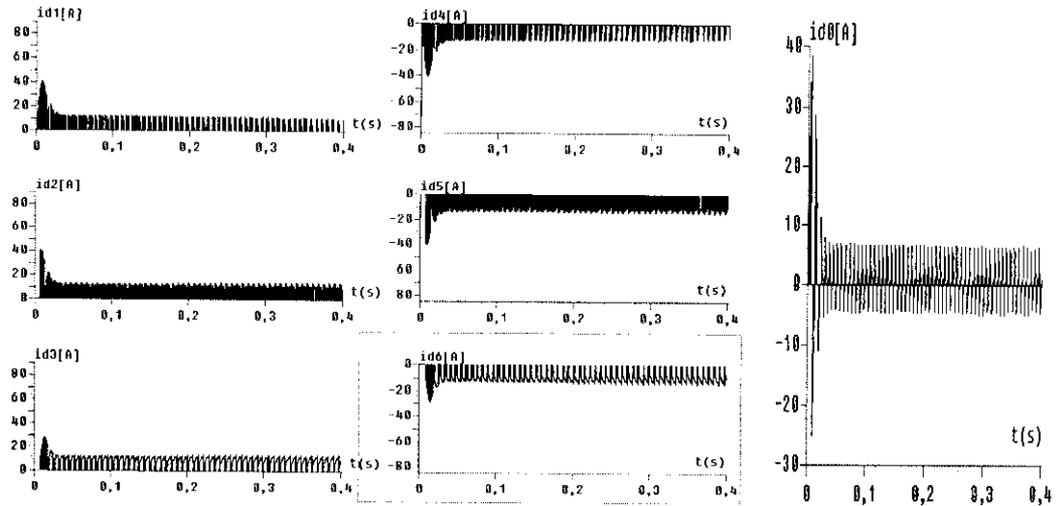


Figure IV.21. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

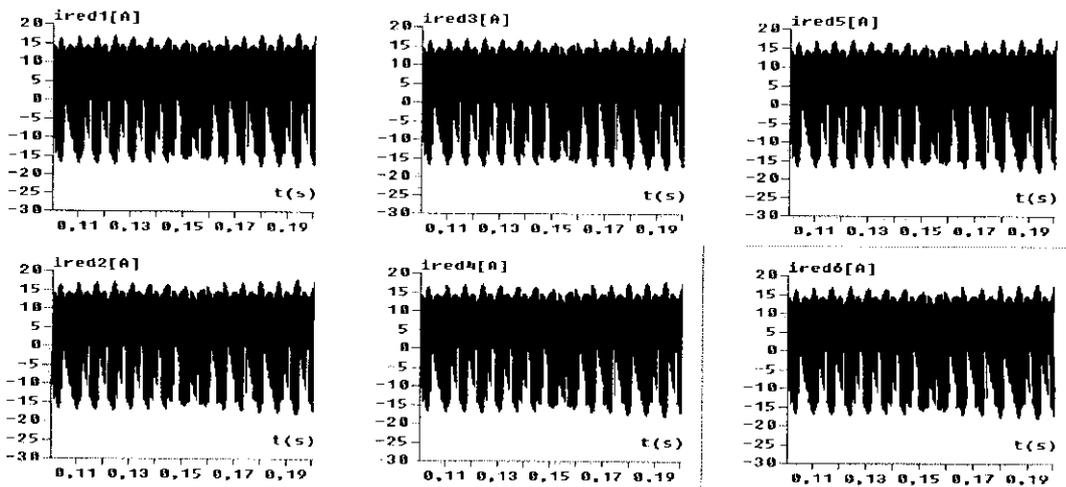


Figure IV.22. Les courants de sortie des six redresseurs à deux niveaux

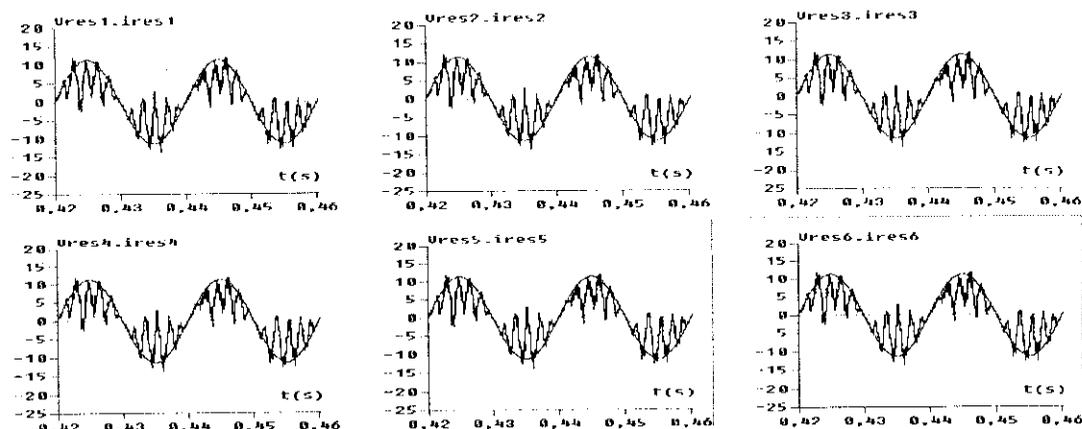


Figure IV.23. Tensions et courants des six réseaux alimentant les six redresseurs à deux niveaux

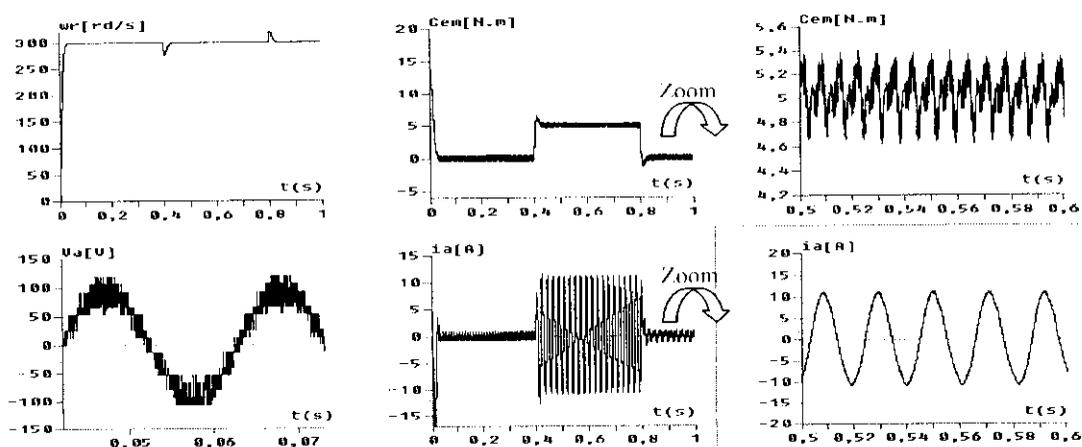


Figure IV.24. Performances de la cascade de six redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des six redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.20). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et pratiquement toutes égales (Figure IV.19).
- Les courants des six réseaux triphasés alimentant les six redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure IV.23). Les facteurs de puissance de ces six réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.23).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.21).
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.24.

IV.1.6. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

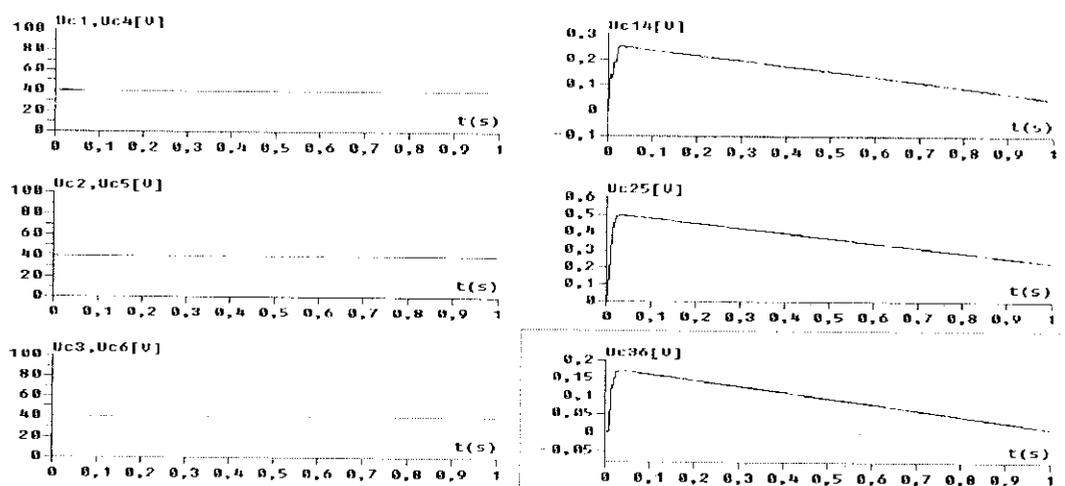


Figure IV.25. Tensions du demi-pont de Clamping et leurs différences

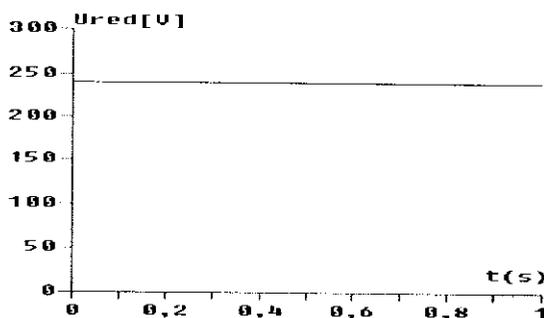


Figure IV.26. Tension de sortie du redresseur à deux niveaux

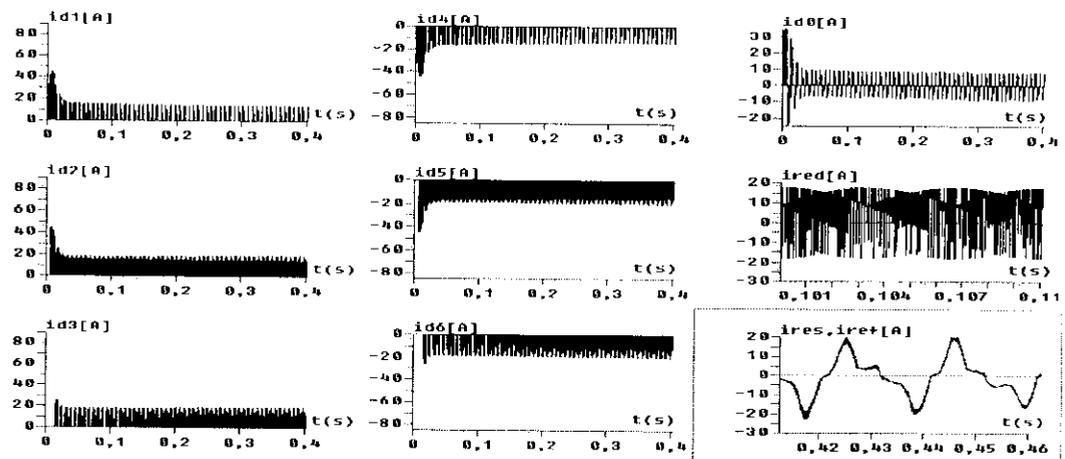


Figure IV.27. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

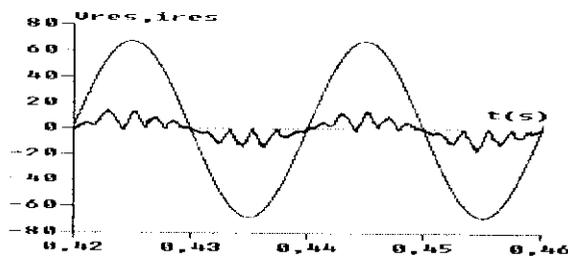


Figure IV.28. Tension et courant du réseau alimentant le redresseur à deux niveaux

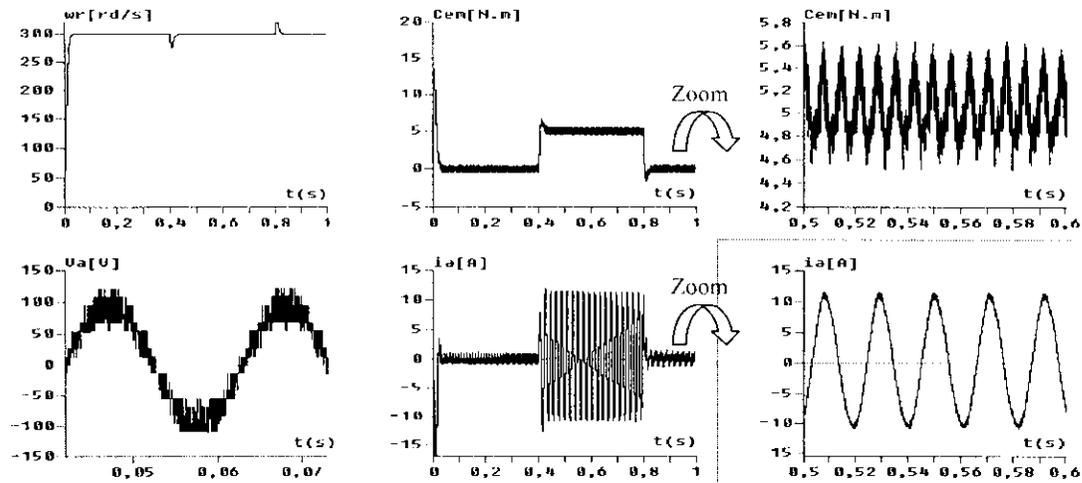


Figure IV.29. Les performances de la conduite de la MSAP avec application d'un couple de charge entre $t=0.4$ s et $t=0.8$ s ($C_r=5$ N.m)

Interprétation

- On constate que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure IV.26). L'écart entre les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue mais sans être annulé (Figure IV.25).
- Le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire (Figure IV.28).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.27.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.29.

IV.1.7. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Le réseau alimentant les deux redresseurs a une tension de 24V et une fréquence de 50Hz.

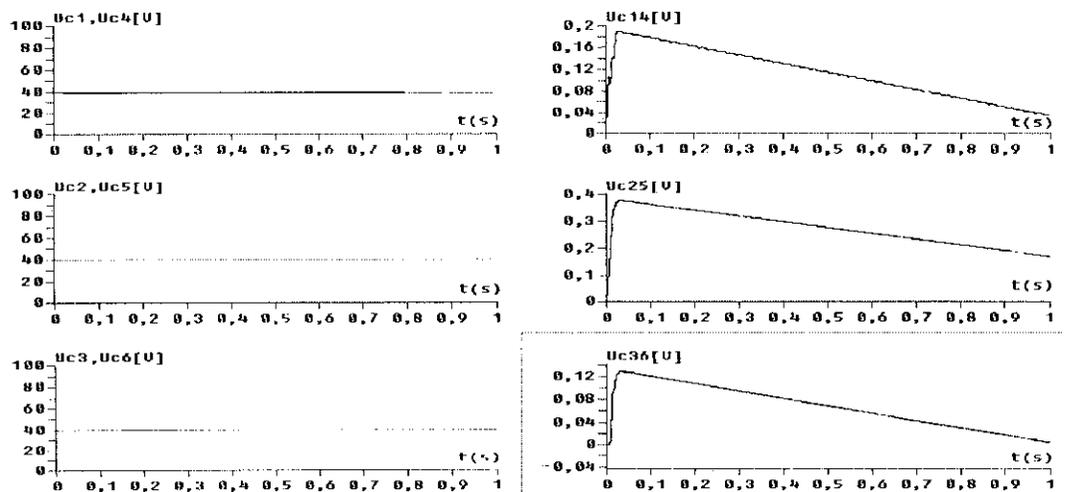


Figure IV.30. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

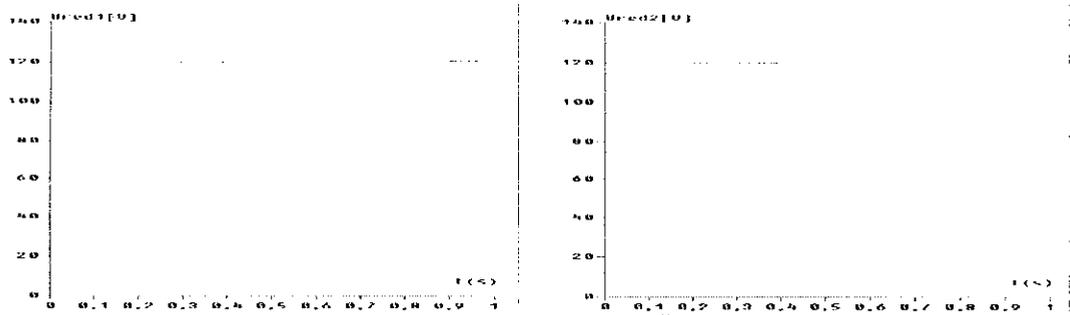


Figure IV.31. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

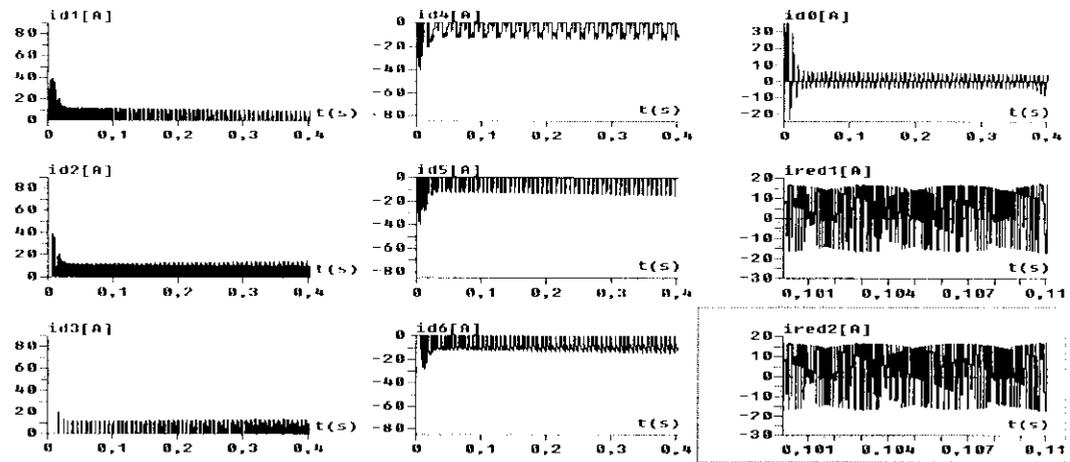


Figure IV.32. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

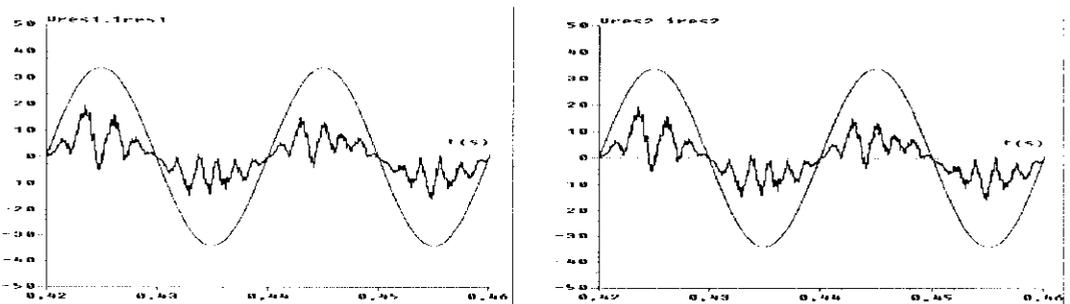


Figure IV.33. Tensions et courants des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

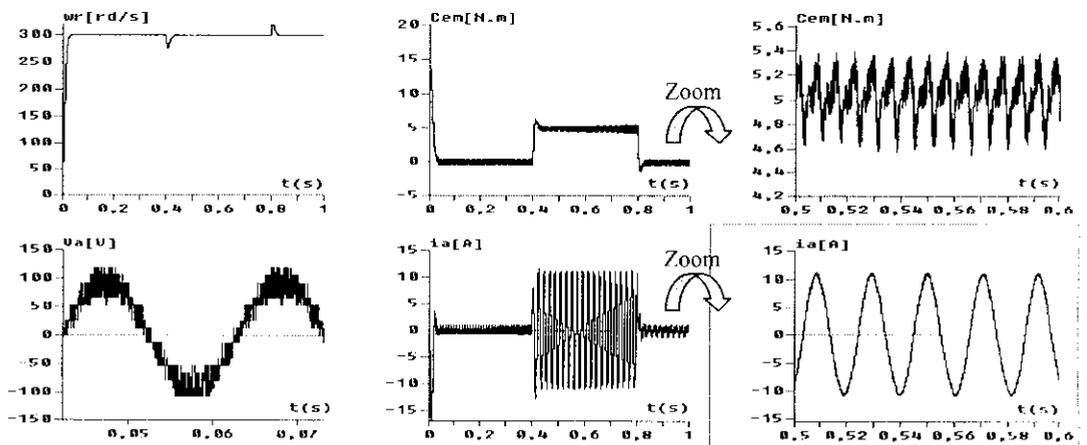


Figure IV.34. Performances de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des deux redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.31). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables (Figure IV.30).
- Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.33).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.32.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.34.

IV.1.8. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de trois redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans de cette cascade sont les mêmes que ceux utilisés dans la cascade IV.1.4.

Résultats de simulation

Les trois réseaux alimentant les trois redresseurs ont une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

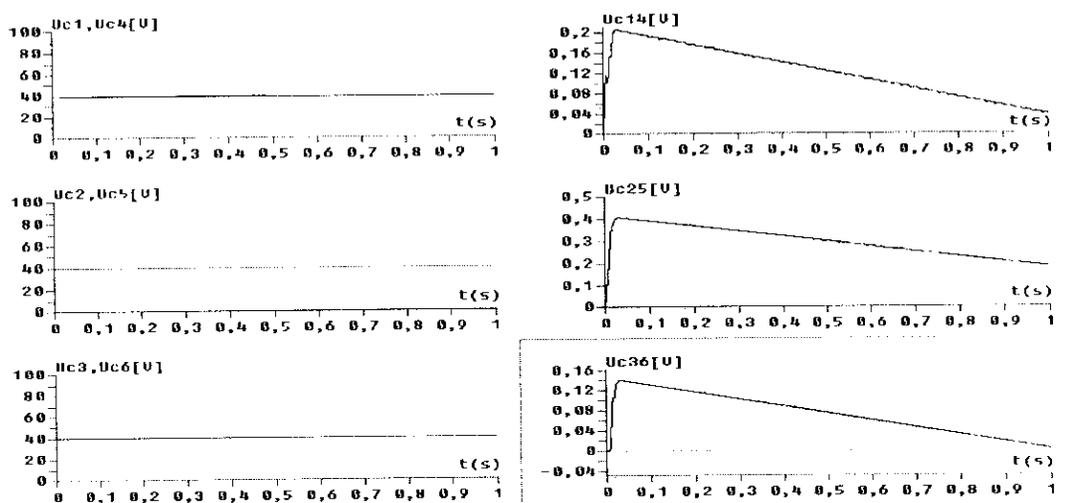


Figure IV.35. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

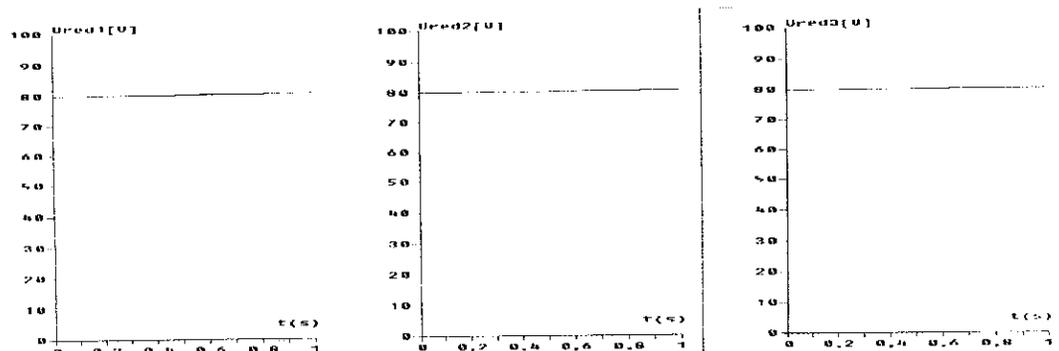


Figure IV.36. Tensions de sortie des trois redresseurs à deux niveaux

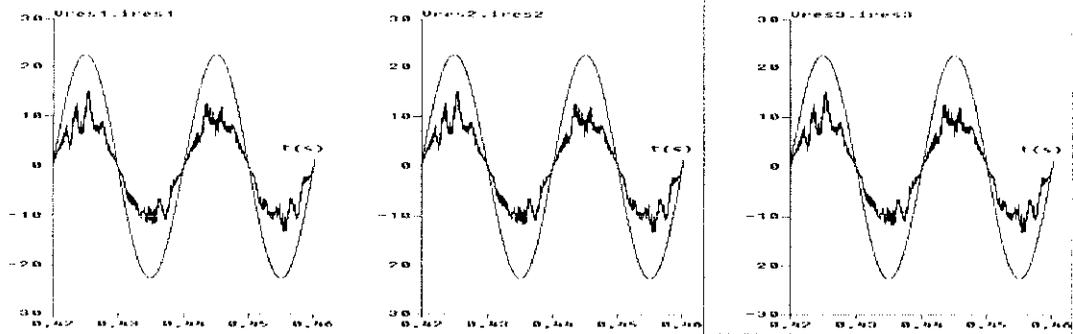


Figure IV.37. Tensions et courants des trois réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

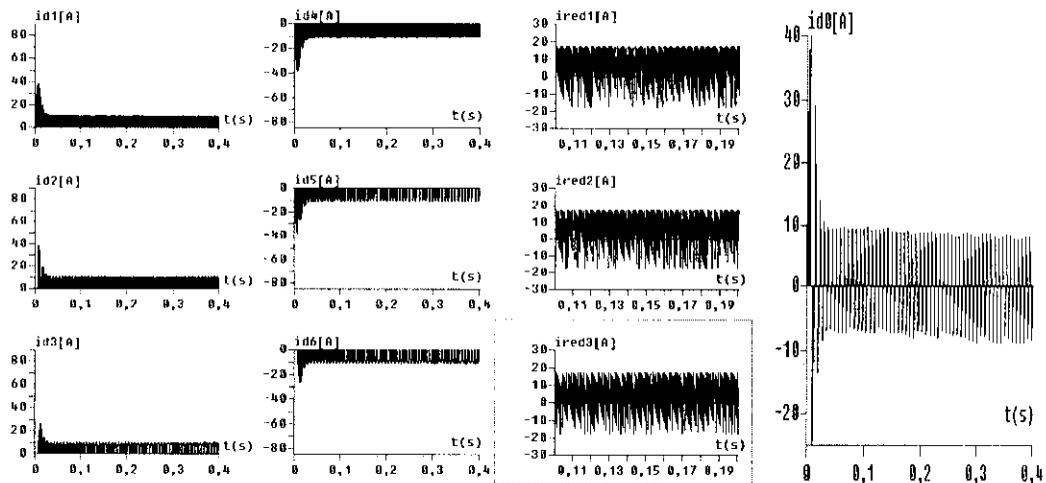


Figure IV.38. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

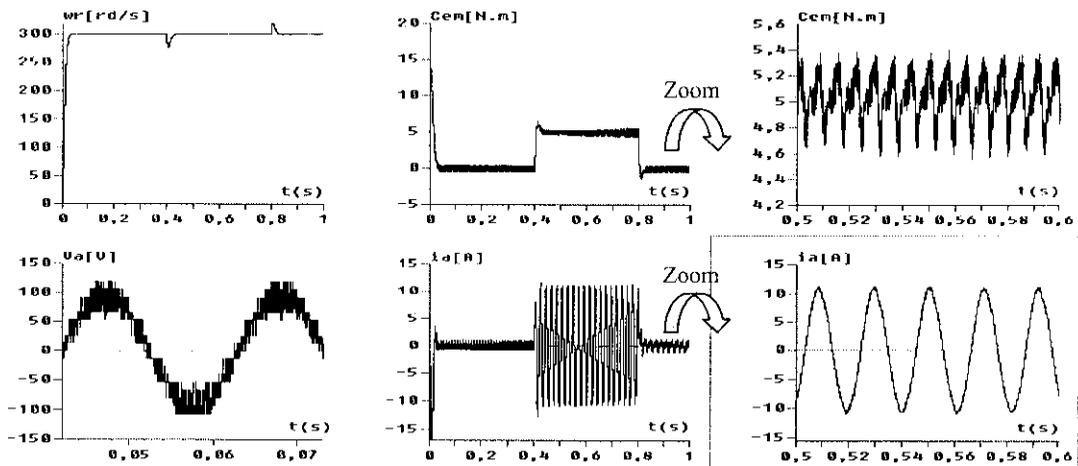


Figure IV.39. Performances de la cascade de trois redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

On constate que les tensions de sortie des trois redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.36). L'écart entre les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue mais sans être annulé (Figure IV.35).

- Les facteurs de puissance de ces trois réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.37).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.38.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.39.

IV.1.8. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de six redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans de cette cascade sont les mêmes que a ceux utilisés dans la cascade IV.1.5.

Résultats de simulation

Les six réseaux alimentant les six redresseurs ont une tension de 8V et une fréquence de 50Hz.

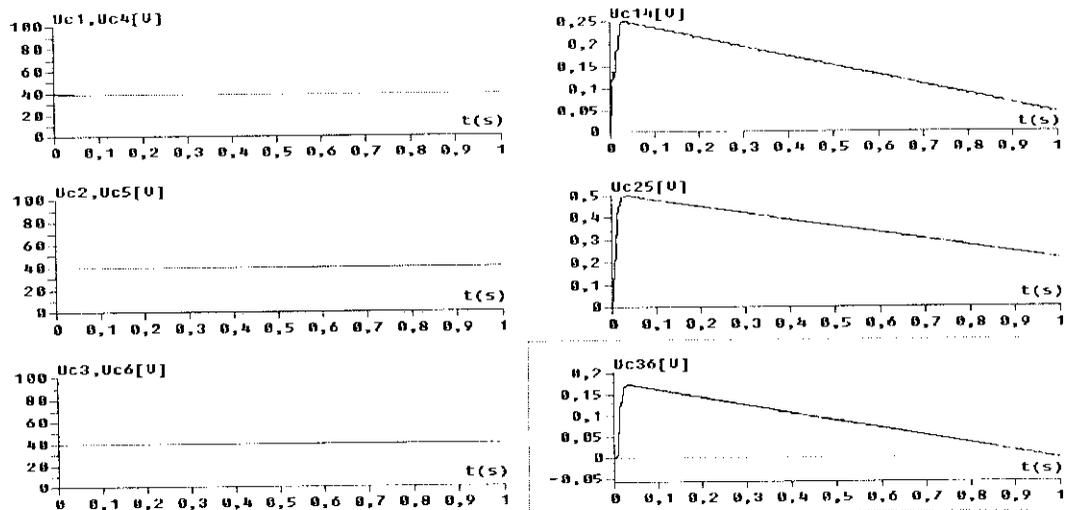


Figure IV.40. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

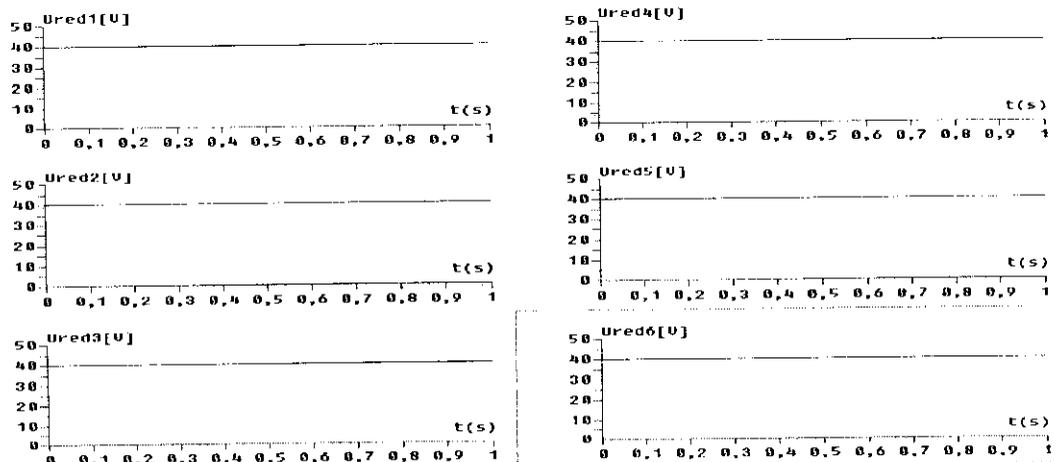


Figure IV.41. Tensions de sortie des six redresseurs à deux niveaux

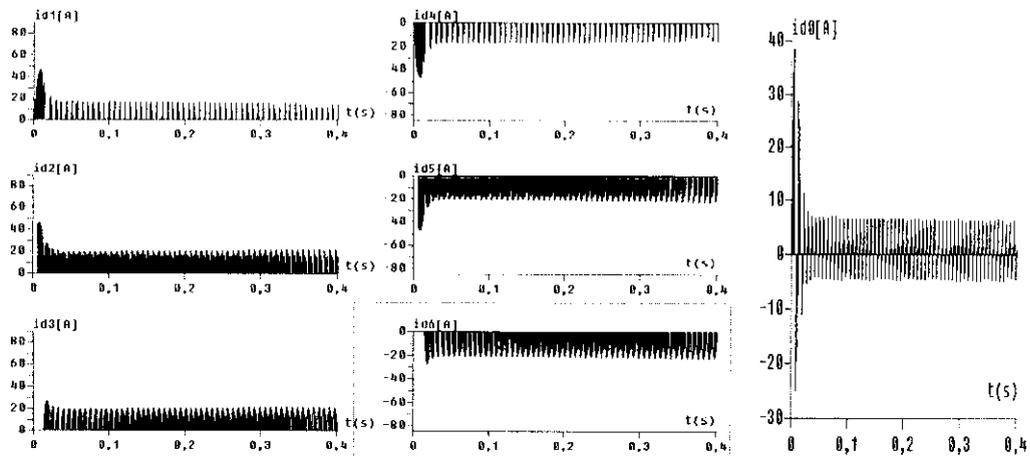


Figure IV.42. Les courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

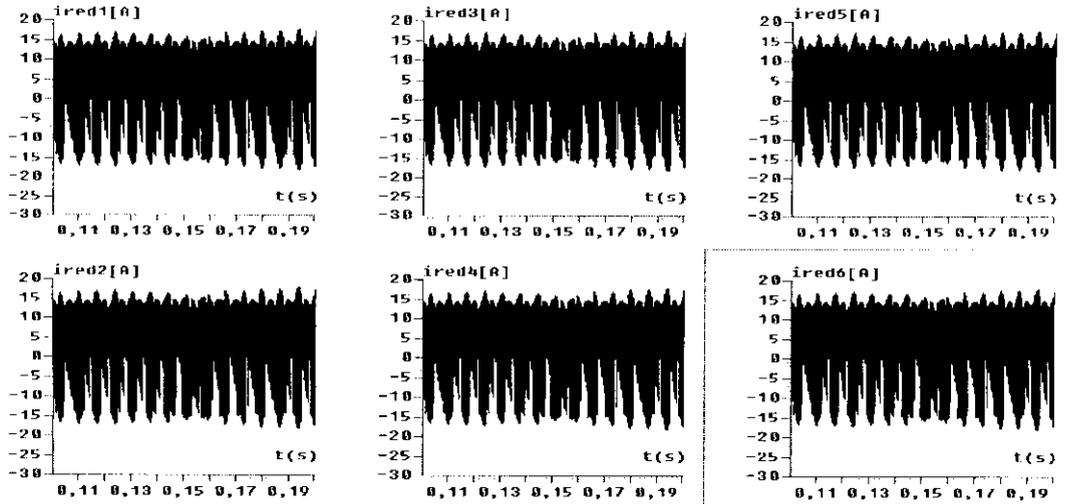


Figure IV.43. Les courants de sortie des six redresseurs à deux niveaux

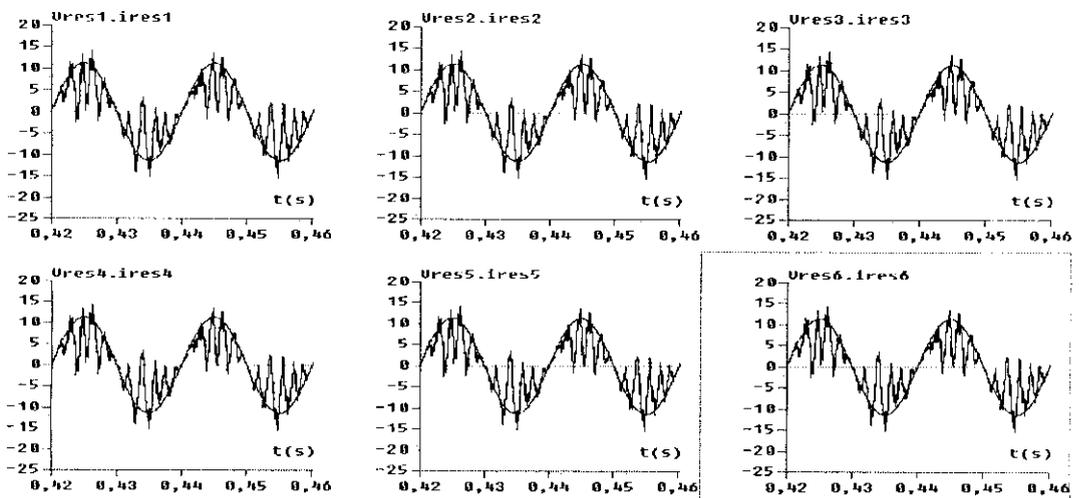


Figure IV.44. Tensions et courants des six réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

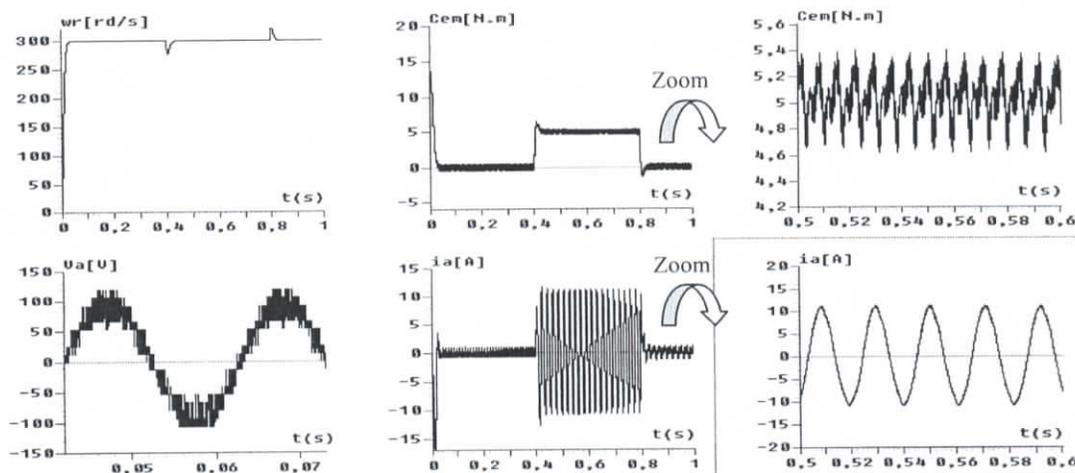


Figure IV.45. Performances de la cascade de six redresseurs à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des six redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.41). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et pratiquement toutes égales (Figure IV.40).
- Les facteurs de puissance de ces six réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.44).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.42.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.45.

IV.2. Asservissement du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux

IV.2.1. Modèle de la boucle de tension

Comme pour le redresseur à deux niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de puissance instantanée, on peut écrire :

Puissance d'entrée :

$$P_e = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \quad [IV.7]$$

Puissance de sortie :

$$P_s = U_{red1} (i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2} (i_{c2} + i_{ch2}) + U_{red3} (i_{c3} + i_{ch3}) + U_{red4} (i_{c4} + i_{ch4}) \quad [IV.8]$$

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_{red} comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4} \quad [IV.9]$$

$$i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4} \quad [IV.10]$$

$$U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U_{red3} + U_{red4}}{4} \quad [IV.11]$$

$$i_{red} = i_c + i_{ch} \quad [IV.12]$$

En utilisant le principe de la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans les résistances du réseau, on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + 4U_{red} (i_c + i_{ch}) \quad [IV.13]$$

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

$$3E_{eff} I_c = 4U_{red} (i_c + i_{ch}) \quad [IV.14]$$

De cette dernière relation, on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux (Figure IV.46).

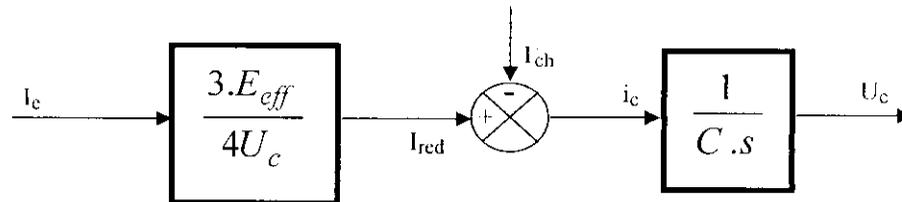


Figure IV.46. Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à cinq niveaux

Comme dans le cas de l'asservissement d'un redresseur à deux niveaux, le régulateur de tension utilisé pour cet asservissement est un régulateur IP. L'algorithme d'asservissement du redresseur à cinq niveaux est donné par la figure IV.47 [91].

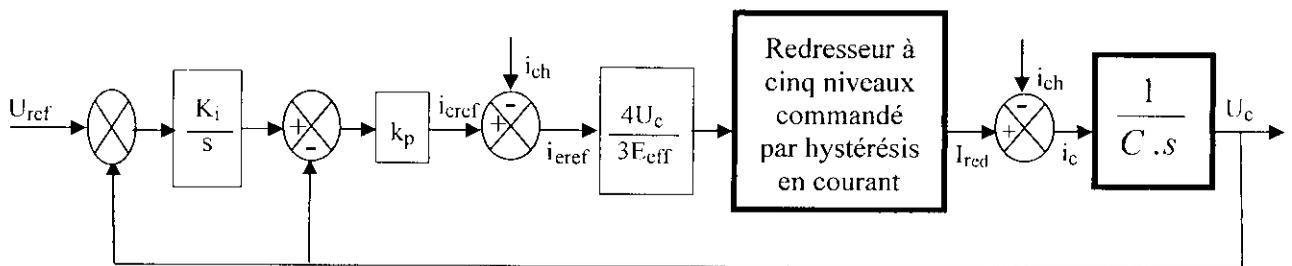


Figure IV.47. Algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à cinq niveaux

IV.2.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux et d'un redresseur de courant triphasé – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du pont redresseur à deux niveaux (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du pont redresseur à cinq niveaux (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

Résultats de simulation

Le réseau triphasé alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 32V et une fréquence de 50Hz, et celui qui alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

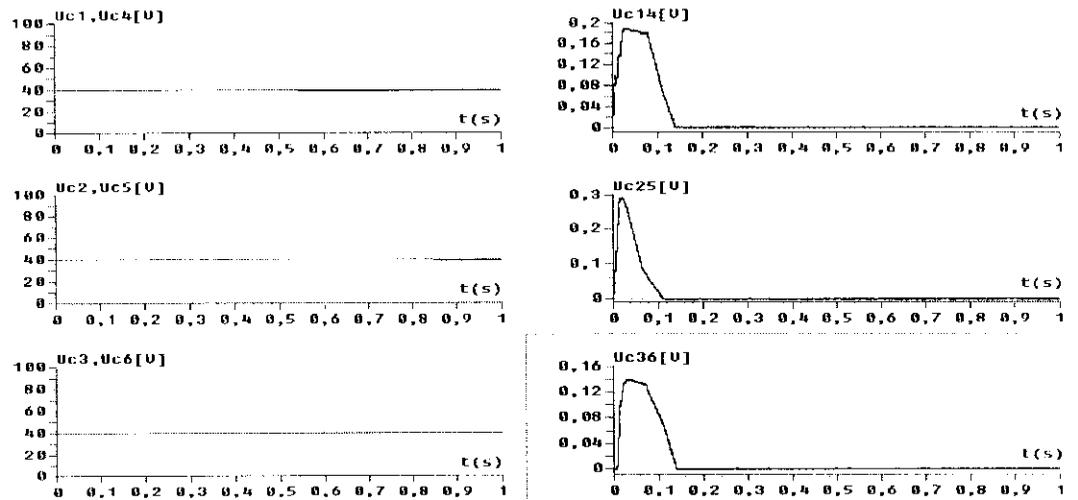


Figure IV.48. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

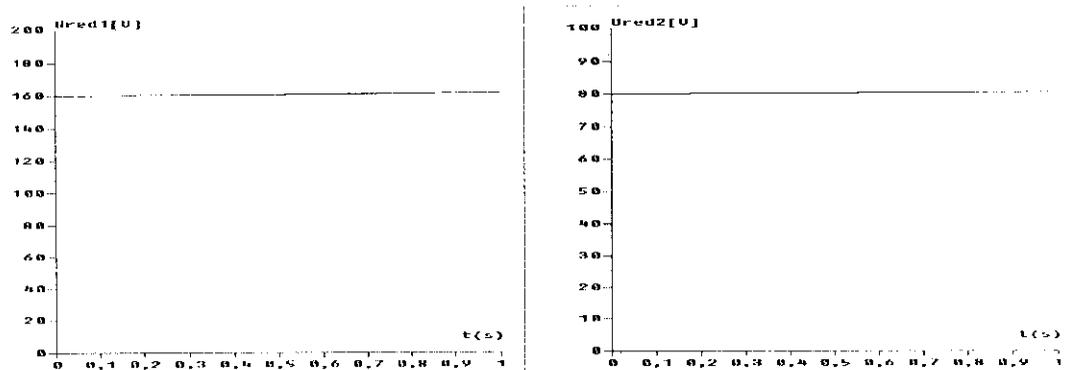


Figure IV.49. Tensions de sortie des deux redresseurs

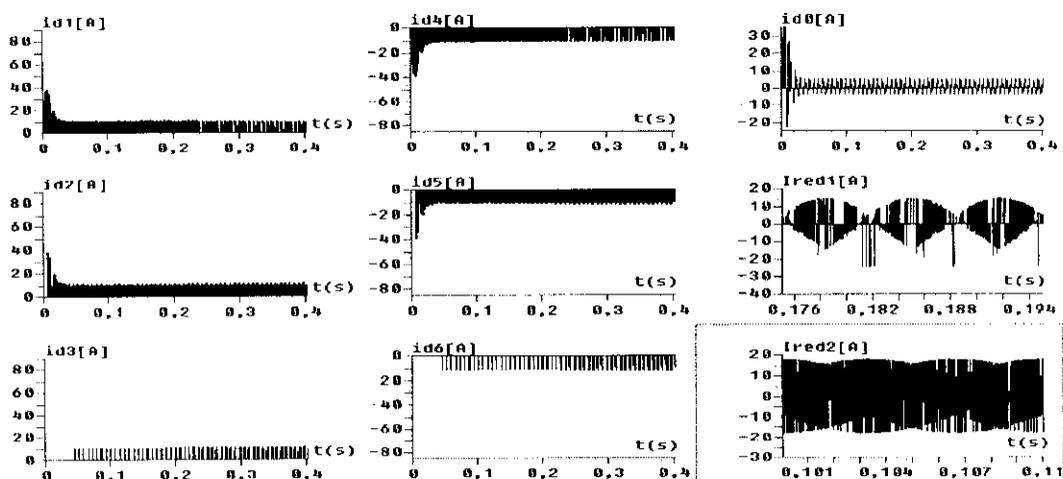


Figure IV.50. Les courants de sortie des deux redresseurs

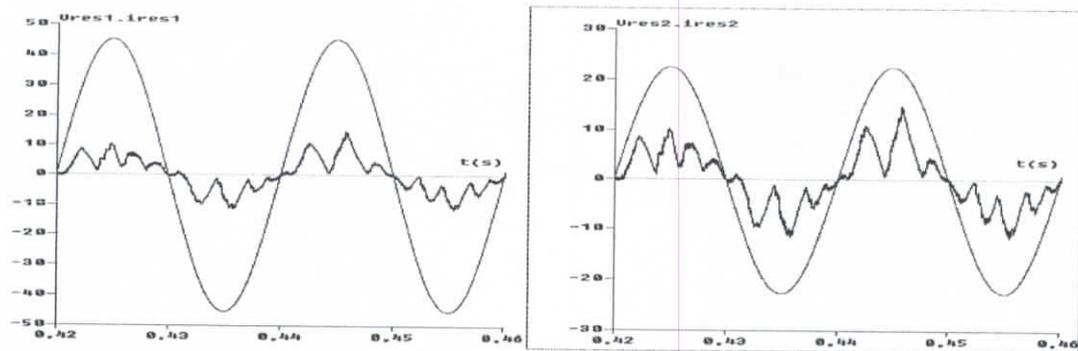


Figure IV.51. Tension et courants des deux réseaux alimentant les deux redresseurs

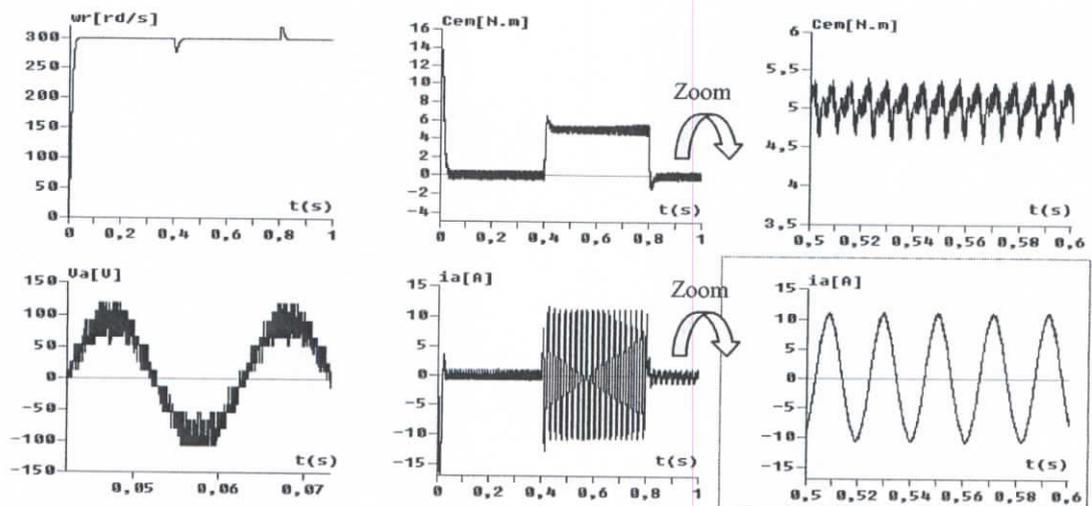


Figure IV.52. Performances de la cascade d'un redresseur à cinq niveaux et d'un redresseur à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des deux redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.49). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et pratiquement toutes égales (Figure IV.48).
- Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.51).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3} et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.50).
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.52.

IV.2.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à deux niveaux et d'un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans cette cascade sont les mêmes que ceux utilisés dans la cascade précédente (paragraphe IV.2.2).

Résultats de simulation

Le réseau triphasé alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 32V et une fréquence de 50Hz, et celui qui alimentant le redresseur à deux niveaux a une tension de 16V et une fréquence de 50Hz.

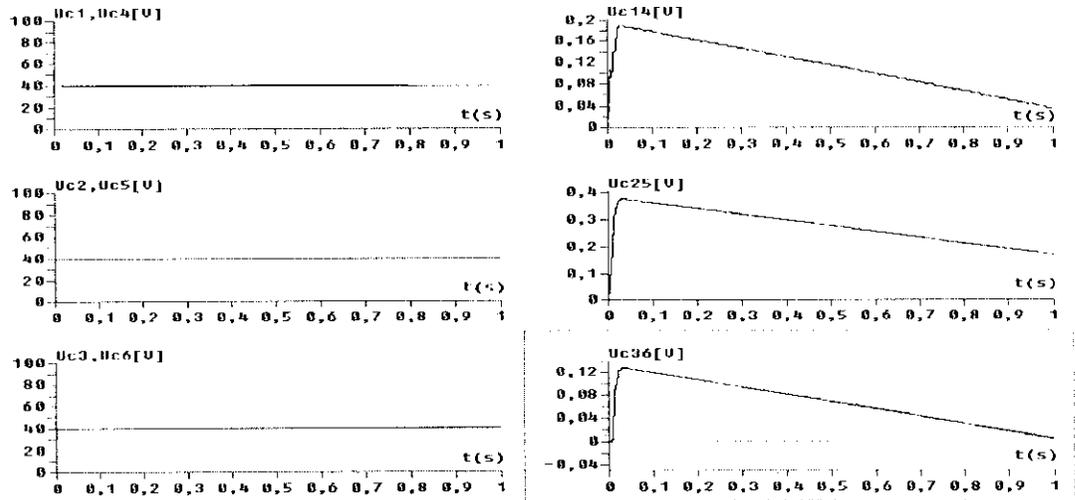


Figure IV.53. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

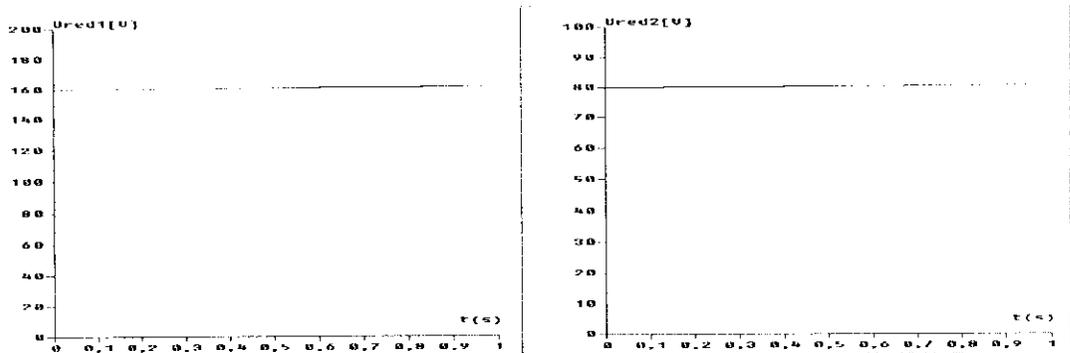


Figure IV.54. Tensions de sortie des deux redresseurs

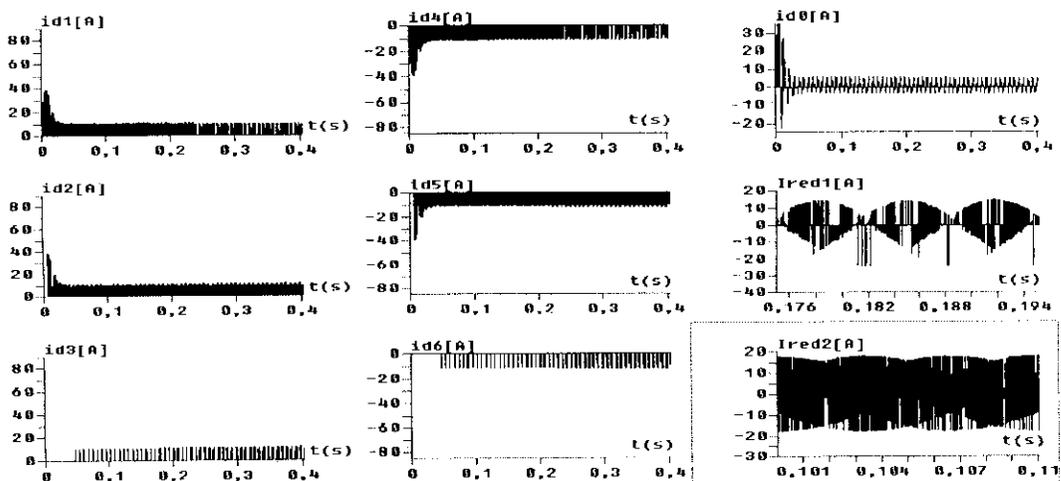


Figure IV.55. Les courants de sortie des deux redresseurs

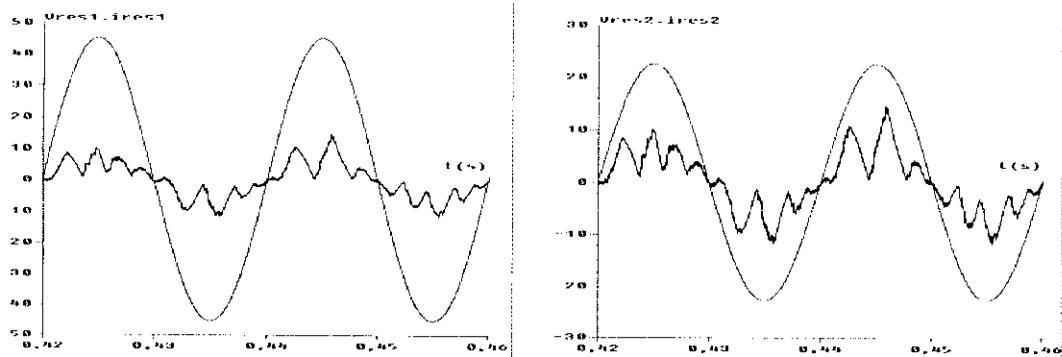


Figure IV.56. Tension et courants des deux réseaux alimentant les deux redresseurs

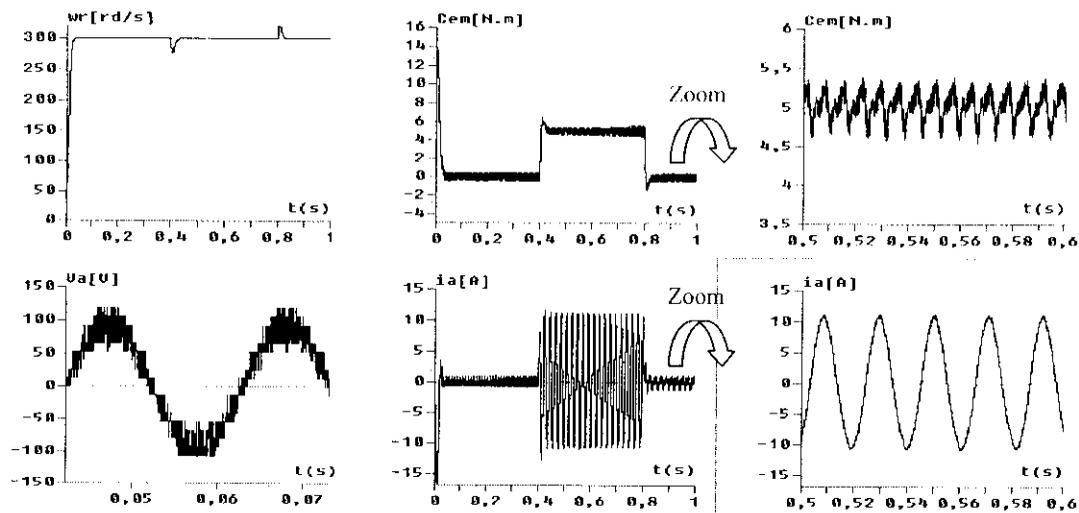


Figure IV.57. Performances de la cascade d'un redresseur à cinq niveaux et d'un redresseur à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des deux redresseurs suivent bien leurs références (Figure IV.54). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et pratiquement toutes égales (Figure IV.53).
- Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure IV.56).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.55.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.57.

IV.3. Asservissement du redresseur de courant triphasé à sept niveaux

IV.3.1. Modèle de la boucle de tension

Comme pour le redresseur à deux niveaux et à cinq niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de puissance instantanée, on peut écrire :

Puissance d'entrée :

$$P_c = \sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \quad [IV.15]$$

Puissance de sortie :

$$P_s = U_{red1}(i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2}(i_{c2} + i_{ch2}) + U_{red3}(i_{c3} + i_{ch3}) + U_{red4}(i_{c4} + i_{ch4}) + U_{red5}(i_{c5} + i_{ch5}) + U_{red6}(i_{c6} + i_{ch6}) \quad [IV.16]$$

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_{red} comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4} + i_{c5} + i_{c6}}{6} \quad [IV.17]$$

$$i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4} + i_{ch5} + i_{ch6}}{6} \quad [IV.18]$$

$$U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U_{red3} + U_{red4} + U_{red5} + U_{red6}}{4} \quad [IV.19]$$

$$i_{red} = i_c + i_{ch} \quad [IV.20]$$

En utilisant le principe de la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans les résistances du réseau, on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + 6U_{red}(i_c + i_{ch}) \quad [IV.21]$$

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

$$3E_{eff} I_c = 6U_{red}(i_c + i_{ch}) \quad [V.22]$$

De cette dernière relation, on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à sept niveaux (Figure IV.58).

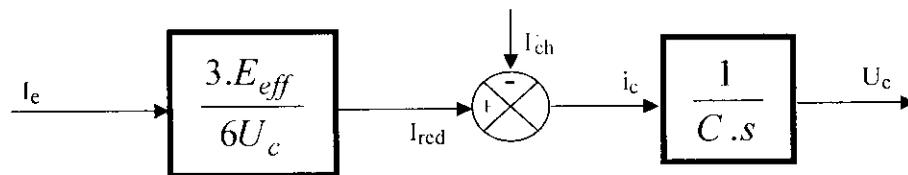


Figure IV.58. Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à sept niveaux

Comme dans le cas de l'asservissement des redresseurs à deux et à cinq niveaux, le régulateur de tension utilisé pour cet asservissement est un régulateur **IP**. L'algorithme d'asservissement du redresseur à sept niveaux est donné par la figure IV.59.

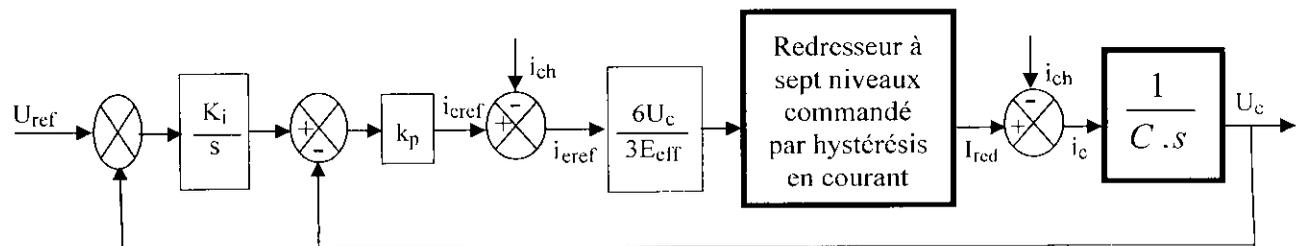


Figure IV.59. Algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à sept niveaux

IV.3.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

Le réseau triphasé alimentant le redresseur à sept niveaux a une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

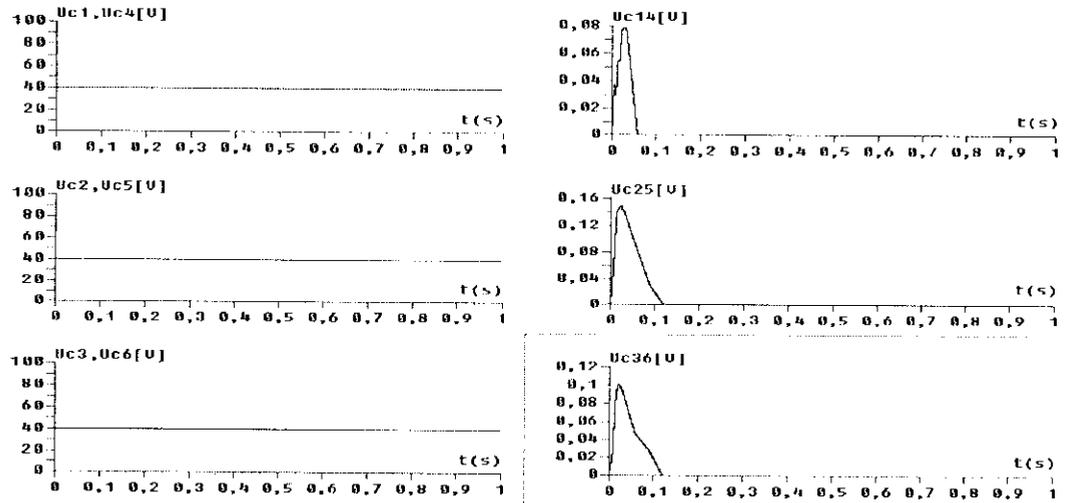


Figure IV.60. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

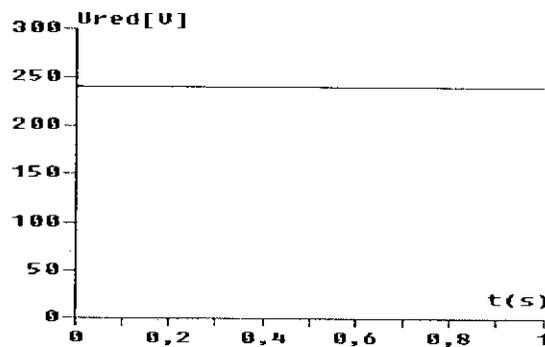


Figure IV.61. Tension de sortie du redresseur à sept niveaux

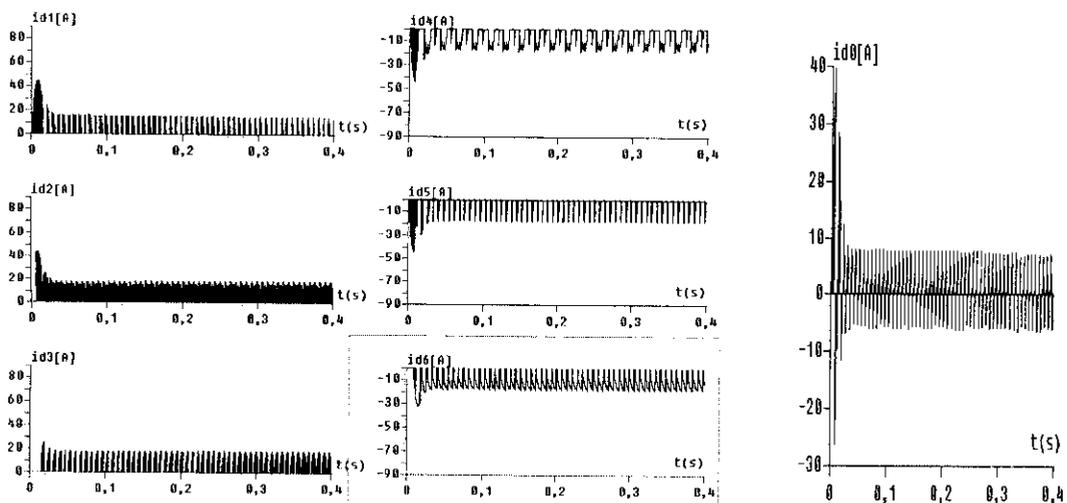


Figure IV.62. Les courants de sortie du redresseur à sept niveaux

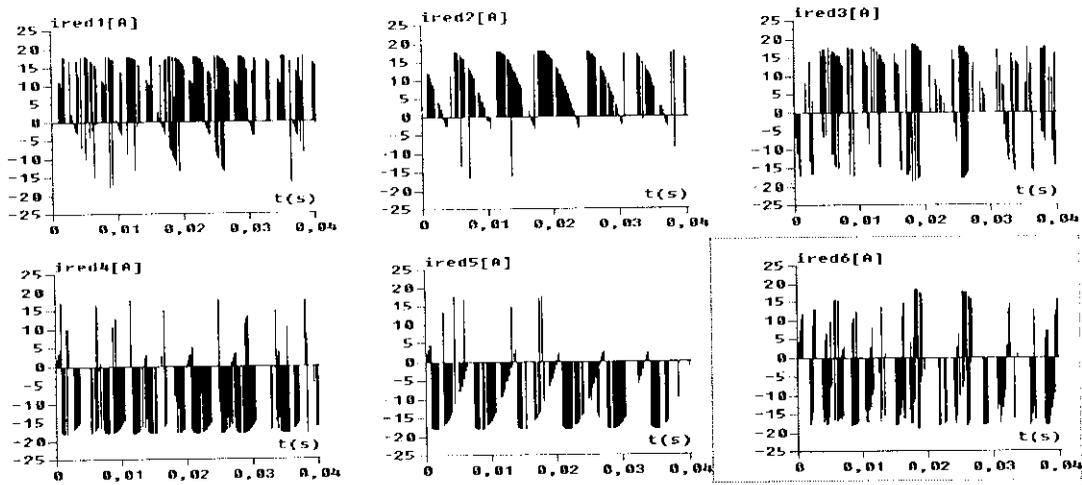


Figure IV.63. Les courants redressés du redresseur à sept niveaux

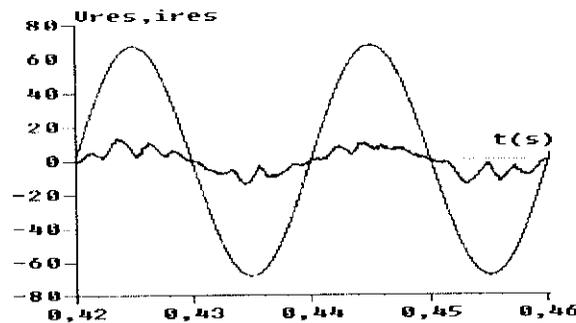


Figure IV.64. Tension et courant du réseau alimentant le redresseur à sept niveaux

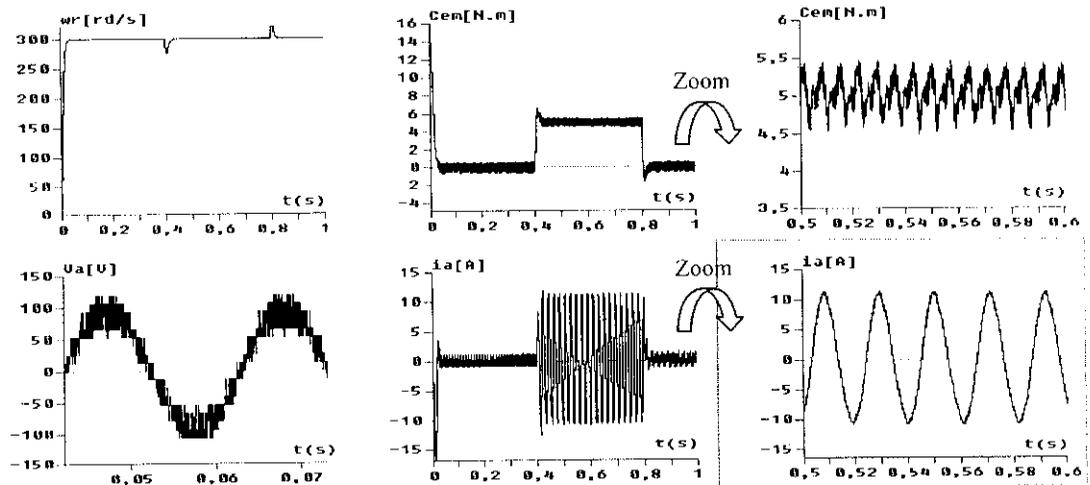


Figure III.65. Performances de la cascade d'un redresseur à sept niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

– On constate que la tension de sortie du redresseur à sept niveaux suit bien sa référence (Figure IV.61). Les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont stables et pratiquement toutes égales (Figure IV.60).

- Le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire (Figure IV.64).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{d1} , (respectivement i_{d2} , et i_{d3}) et i_{d4} (respectivement i_{d5} , et i_{d6}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.62).
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.65.

IV.3.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade d'un redresseur de courant triphasé à sept niveaux – demi-pont de clamping – onduleur à sept niveaux – MSAP

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans cette cascade sont les mêmes que ceux utilisés dans la cascade précédente (paragraphe IV.3.2).

Résultats de simulation

Le réseau triphasé alimentant le redresseur à sept niveaux a une tension efficace de 48V et une fréquence de 50Hz.

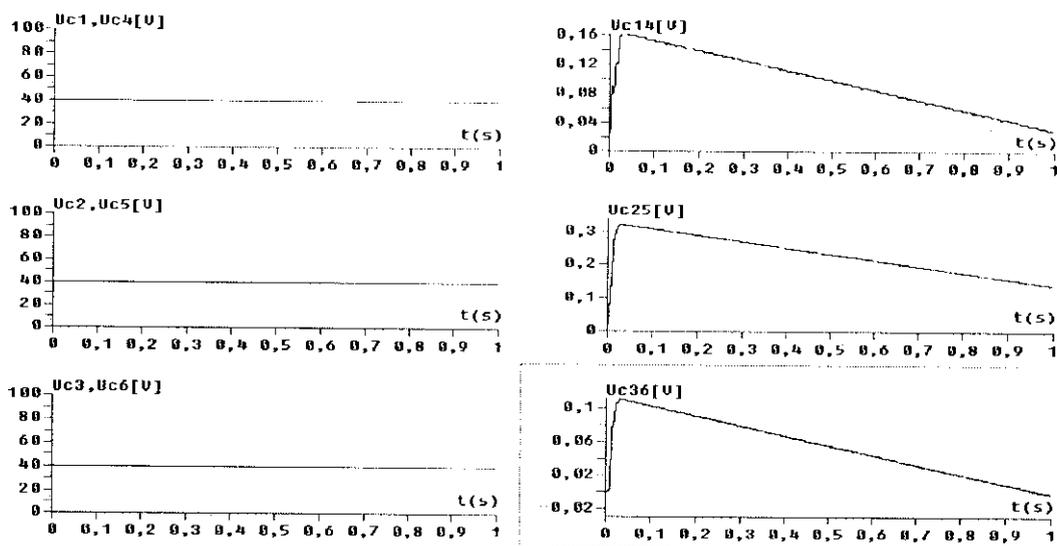


Figure IV.66. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

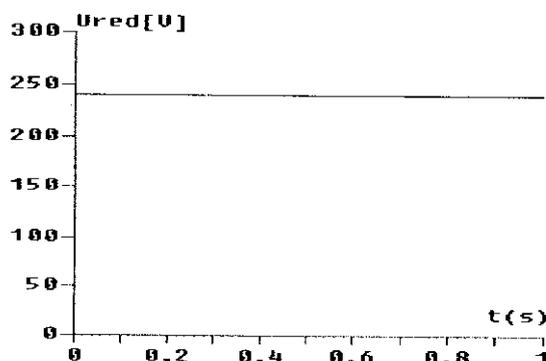


Figure IV.67. Tension de sortie du redresseur à sept niveaux

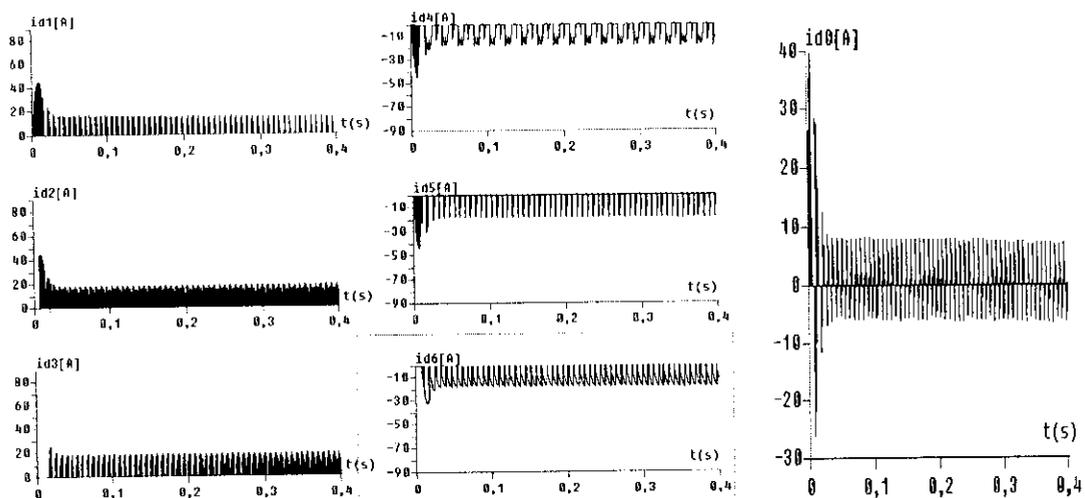


Figure III.68. Les courants de sortie du redresseur à sept niveaux

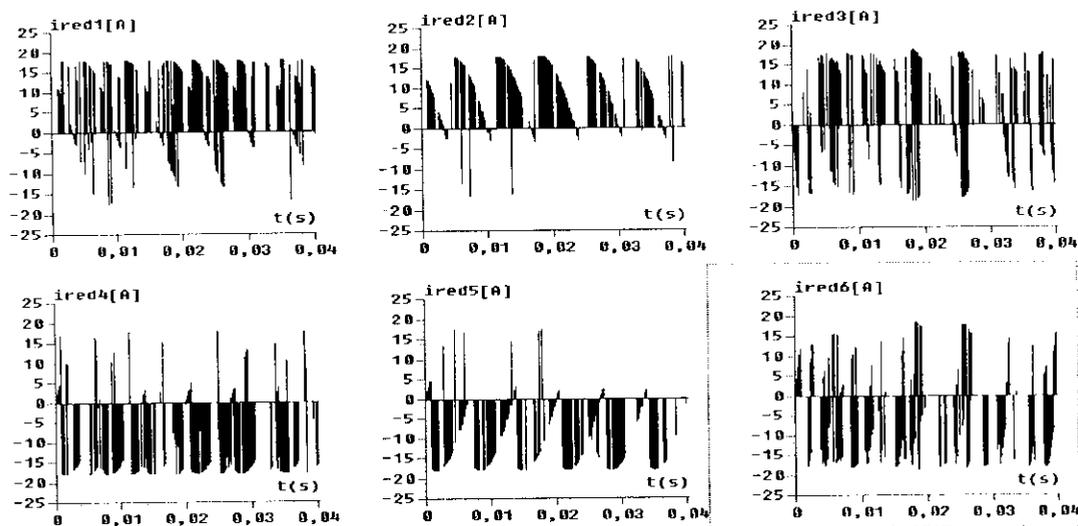


Figure IV.69. Les courants redressés du redresseur à sept niveaux

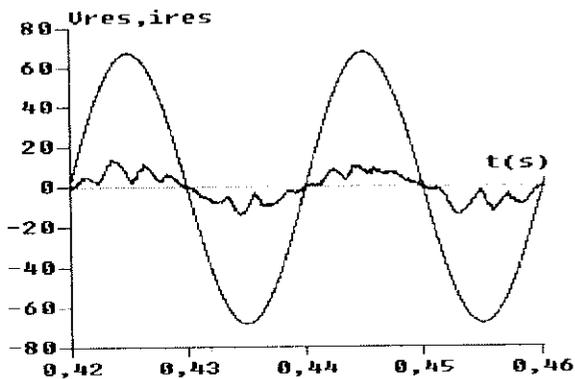


Figure IV.70. Tension et courant du réseau alimentant le redresseur à sept niveaux

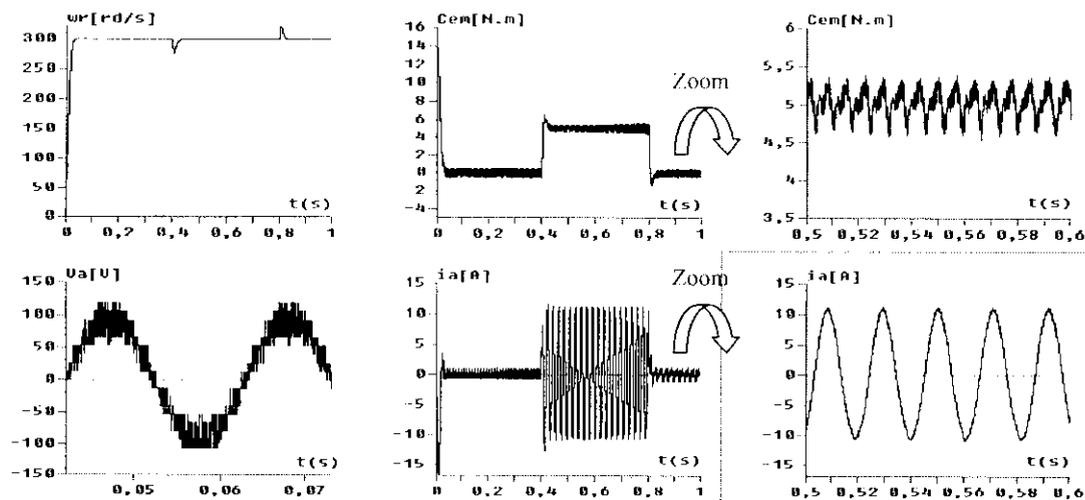


Figure IV.71. Performances de la cascade d'un redresseur à sept niveaux et d'un redresseur à deux niveaux – onduleur à sept niveaux - MSAP

Interprétation

- On constate que la tension de sortie du redresseur à sept niveaux suit bien sa référence (Figure IV.67). Ainsi, l'écart entre les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux diminue considérablement mais sans être annulé (Figure IV.66).
- Le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire (Figure IV.70).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux sont donnés à la figure IV.68.
- Les résultats de la conduite de la MSAP sont représentés par la figure IV.71.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré plusieurs algorithmes d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux, à cinq et à sept niveaux. Les algorithmes d'asservissement des redresseurs triphasés à cinq et à sept niveaux sont déterminés à partir de celui du redresseur à deux niveaux.

On a montré la possibilité de réaliser un convertisseur AC/AC à pont de sortie à sept niveaux absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

L'utilisation de l'algorithme d'asservissement avec pont de clamping nous a permis d'obtenir des résultats meilleurs que ceux obtenus dans le cas d'utilisation du demi-pont de clamping. Aussi, on a montré l'efficacité de l'asservissement unique de la tension moyenne U_c au lieu de six asservissements séparés des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} et U_{c6} pour les redresseurs à sept niveaux.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence dont l'onduleur de sortie est à sept niveaux, des variateurs synchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire côté réseau et à de bonnes performances dynamiques côté charge. La commande de vitesse de ces machines est également possible.

Conclusion générale

Cette thèse est consacrée à l'élaboration des différentes stratégies de commande numérique et à la résolution du problème de flottement du potentiel du point milieu des tensions d'entrée de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux à structure NPC.

Dans le chapitre I, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri. Ainsi, nous avons établi un modèle de l'onduleur en vue de la commande, et nous avons proposé une commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras permettent l'élaboration d'un modèle en vue de la simulation : c'est le modèle de connaissance. Ce modèle a permis de montrer que la structure de l'onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux ou trois onduleurs à trois niveaux. L'utilisation des fonctions génératrices permet l'élaboration d'un modèle homogène de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC, où toutes ces grandeurs sont continues : c'est le modèle de commande. Ce modèle de commande est très utilisable pour l'élaboration des stratégies de commande numérique.

Dans le chapitre II, on a étudié les différentes stratégies de commande à MLI de l'onduleur de tension triphasé à sept niveaux NPC alimentant une machine synchrone à aimant permanent. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoidale et la modulation vectorielle, utilisant six porteuses bipolaires, peuvent être réalisées soit en analogique ou numérique. Les autres algorithmes de la modulation calculée sont adaptés surtout à une réalisation numérique.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de mf ou bien de $6mf$ dans certaines stratégies.

La stratégie de la modulation calculée type10 utilisant six porteuses bipolaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 20%, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine et elle présente un $THD_{min}=0.225$.

L'onduleur à sept niveaux a l'avantage d'être commandé avec six porteuses et apporte de ce fait une amélioration du taux d'harmoniques.

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions du filtre capacitif de l'onduleur à sept niveaux constantes. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries

Dans le chapitre III, on a étudié différents chargeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à sept niveaux à structure NPC.

On a montré le déséquilibre entre les tensions (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} , et U_{c6}) d'entrée de l'onduleur de tension à sept niveaux et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur.

L'utilisation des redresseurs triphasés de courants à MLI à deux, cinq ou à sept 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 note surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux est moins important dans le cas de l'utilisation d'un redresseur de courant à sept niveaux.

L'utilisation du pont de clamping et du demi-pont de clamping proposés, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

Néanmoins, on a constaté que les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux sont toujours soit croissantes ou décroissantes.

Pour résoudre ce problème, on a fait appel dans le dernier chapitre à l'asservissement des différents redresseurs de courant. Ainsi, on a élaboré plusieurs algorithmes d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux, à cinq et à sept niveaux. Les algorithmes d'asservissement des redresseurs triphasés à cinq et à sept niveaux sont déterminés à partir de celui du redresseur à deux niveaux.

On a montré la possibilité de réaliser un convertisseur AC/AC à pont de sortie à sept niveaux absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

L'utilisation de l'algorithme d'asservissement avec pont de clamping nous a permis d'obtenir des résultats meilleurs que ceux obtenus dans le cas de l'utilisation du demi-pont de clamping.

Aussi, on a montré l'efficacité de l'asservissement unique de la tension moyenne U_c au lieu de six asservissements séparés des tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} , U_{c4} , U_{c5} et U_{c6} pour les redresseurs à sept niveaux.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence dont l'onduleur de sortie est à sept niveaux, des variateurs synchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire côté réseau et à de bonnes performances dynamiques côté charge.

Bibliographie

- [1] A. Bendre, S. Norris, D. Divan, I. Wallace, R. W. Gascoigne, "New High Power DC-DC Converter With Loss Limited Switching and Lossless Secondary Clamp", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 4, pp. 1020–1028, Jul 2003.
- [2] E.M. Berkouk and al, "High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control", *IEEE conference*, Stockholm, June 1995.
- [3] E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", *Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France* 1995.
- [4] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, and E. A. Lewis, "Use of multilevel converters in ship propulsion drives", *All Electrical. Ship Conference*, London, United Kingdom, pp. 155–163, September 1998.
- [5] EDF Direction des Etudes et Recherches, "Fonctionnement d'un onduleur de tension à trois niveaux en pleine onde pour moteur asynchrone, service matériel électrique", *Département machines électriques*, November 1993.
- [6] J. S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel converters-A New Breed of Power Converters", *IEEE-IAS'95*, pp. 2348–2356, 1995.
- [7] R. W. Menzies, P. Steimer, J. K. Steinke, "Five-level GTO inverters for large induction motor drives", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30, No. 4, pp. 938–944, July 1994.
- [8] N. Schibli, T. Nguyen, A. Rufer, "Three-phase multilevel converter for high-power induction motors", *IEEE Trans. on Power Electrical*, Vol. 13, No. 5, September 1998.
- [9] J. Zhang, "High performance control of a three-level IGBT inverter fed AC drive," *IEEE Trans. on Indus. Applic.*, Vol. 1, pp. 22–28, 1995.
- [10] R. Guedouani, "Commande d'un onduleur multiniveaux. Application à la conduite d'une machine asynchrone à aimants", *Thèse de Magister, E.N.P.Alger* 1998.
- [11] JP. Hautier, X. Guillaud, "Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques", *RGE-N° 1/95 - Janvier* 1995.
- [12] JP. Hautier, G. Manesse, "Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", *Technique de l'Ingénieur (D3 740)*, 1996.
- [13] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications", *IEEE Trans. on Power Electron.*, pp. 523–529, 1996.
- [14] P. Marseille, "Modèles pour onduleurs en ponts monophasés et triphasés", *Journées EEA. Electrotechnique*, 26-27 Mars 1992.
- [15] 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 Trans. on Power Electron.*, Vol. 11, No. 1, pp. 57–65, January. 1996.
- [16] M. Kazerani, "A Direct AC/AC Converter Based on Current-Source Converter Modules", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 5, pp. 1168–1175, September 2003.

- [17] Y. H. Lee, B. S. Suh, and D. S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors," *IEEE Trans. on Indus. Applicat.*, Vol. 32, No. 2, pp. 260–268, Mar/Apr 1996.
- [18] M. D. Manjrekar, P. Steimer, and T. A. Lipo, "Hybrid multilevel conversion system: A competitive solution for high power applications", *IEEE Trans. on Indus. Applicat.*, Vol. 36, pp. 834–841, May/June 2000.
- [19] T. A. Meynard, "Modeling of multilevel converters," *IEEE Trans. on Indus. Electron.*, Vol. 44, pp. 356–364, June 1997.
- [20] A Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 17, No. 5, pp. 518–523, 1981.
- [21] S. J. Park, F. S. Kang, M. H. Lee, C. Kim, "A New Single-Phase Five-Level PWM Inverter Employing a Deadbeat Control Scheme", *IEEE Trans on Power Electron*, Vol. 18, No. 3, pp. 831–844, May 2003.
- [22] F. Z. Peng, "A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing", *IEEE Trans. on Indus. Applic.*, Vol.37, No.2, pp. 611–618, March/April 2001.
- [23] X. Yuan, I. Barbi, "Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 15, No. 4, pp. 711-719, July 2000.
- [24] E.M. Berkouk and al, "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", *International Journal "systems Analysis Modelling Simulation" (SAMS) published by "Gordon and Breach Science Publishers"*, Vol. 18-19, pp. 511-521, 1995.
- [25] **A. Talha**, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, USTHB1999.
- [26] Y. Benromdhane, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée", *EPE'94, Lausanne, Suisse, Octobre 1997*, pp. 167-172.
- [27] S. C. Yip, D. Y. Qiu, H. Shu-Hung Chung, S. Y. R. Hui, "A Novel Voltage Sensorless Control Technique for a Bidirectional AC/DC Converter", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 6, pp. 1346 -1355, November 2003.
- [28] X. Guillaud, JP. Hautier, "Modèle de commande d'un convertisseur monophasé", *Journée SEE, Lille 1994*.
- [29] **A. Talha**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Modélisation et command de l'onduleur à sept niveaux a structure NPC. Application a la MSAP commandée en vitesse", *CMGE'99, Constantine, Algérie 1999*.
- [30] A. M. De Broe, A. L. Julian, and T. A. Lipo, "Neutral-to-ground voltage minimization in a PWM-rectifier/inverter configuration", *PEVD96*, pp. 564–568, 1996.
- [31] G. Seguier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Tome 1 et Tome 4, 1989.

- [32] M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages", *IEEE Trans. on Indus. Applicat.*, Vol. 32, No. 2, pp. 250–259, 1996.
- [33] P. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, "A Comparative Analysis of Multi loop Voltage Regulation Strategies for Single and Three-Phase UPS Systems", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 5, pp. 1176–1184, September 2003.
- [34] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, A. M. Trzynadlowski, "A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 6, pp. 1390–1396, November 2003.
- [35] E.M. Berkouk, G. Manesse, "PWM Strategies to control three-level inverters. Application to the induction motors drive", *EPE'95, Spain*, September 1995.
- [36] M. Cosan, H. Mao, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Space vector modulation of three-level voltage source inverter", *VPEC Seminar*, pp. 123–128, September 1996.
- [37] A. M. Cross, A. J. Forsyth, "A High-Power-Factor, Three-Phase Isolated AC–DC Converter Using High-Frequency Current Injection", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 18, No. 4, pp. 1012–1020, July 2003.
- [38] T. Maruyama, M. Kumano, "New PWM control method for a three level inverter", *IPEC'90*, pp. 870–878, Tokyo, Japan 1990.
- [39] J.K. Steinke, "Control strategy for a three phase AC traction drive with three-level GTO PWM inverter", *PESC'88*, Kyoto 1988.
- [40] F. Bouchafaa, **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Modelling and control of one three-level PWM rectifier-clamping bridge-nine-level NPC VSI Cascade", *MS'2004, Lyon, France 2004*, pp. 5.5-5.8, July 2004.
- [41] N. Boudjerda, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : Etude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", *Thèse de Magister, E.N.P.Alger 1993*.
- [42] H. Gheraia, E. M. Berkouk, **A. Talha**, G. Manesse, "Control strategies for three-phase seven level NPC voltage source inverter", *Electromotion international journal*, Vol. 9, No. 1, pp. 41–54, Jan./Mar. 2002.
- [43] **A. Talha**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Four PWM strategies of seven levels voltages source inverters. Application to the PMSM speed control", *CICEM'99, Chine 1999*.
- [44] **A. Talha**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Stratégie triangulo-sinusoidale à six porteuses bipolaires d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application a la MSAP commandée en vitesse", *Laghout, Algérie 2000*.
- [45] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "The space vector modulation strategy of a seven levels NPC voltages source inverter. Application to the speed control of the PMSM", *European Conference on Power Electronics and Applications, FPE'2001, Graz, Austria 2001*.
- [46] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "La stratégie triangulo-sinusoidale a six porteuses unipolaires d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application a la MSAP commandée en vitesse», *JTEA'2002, Sousse, Tunisie 2002*.

- [47] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, "Multilevel PWM methods at Low Modulation indices", IEEE-APEC'99, pp. 1032-1038, 1999.
- [48] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Stratégies PWM triangulo-sinusoidale a six porteuses pour l'onduleur a sept niveaux a structure NPC. Application a la conduite d'une MSAP", ICEE'2000, Boumerdes, Algérie 2000.
- [49] B. Kaku, I. Miyashita, and S. Sone, "Switching loss minimized space vector PWM method for IGBT three-level inverter", IEE Proceeding Electric Power Application, Vol. 144, pp. 182-190, May 1997.
- [50] H. L. Liu and G. H. Cho, "Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem," IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 9, No. 5, pp. 481-486, September 1994.
- [51] K. Matsui, Y. Kawata, F. Ueda, "Application of Parallel Connected NPC-PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 15, No. 5, pp. 901-908, September 2000.
- [52] F. Blaabjerg, S. Freysson, H. H. Hansen, S. Hansen, "A New Optimized Space-Vector Modulation Strategy for a Component-Minimized Voltage Source Inverter", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 12, No. 4, pp. 704-715, July 1997.
- [53] H. W. V. D. Broeck, H. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", IEEE Trans. on Indus. Applicat., Vol. 24, pp. 142-150, Jan./Feb. 1988.
- [54] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", IEEE Trans. on Indus. Applicat., Vol. 31, pp. 1234-1246, Nov./Dec. 1995.
- [55] H. L. Liu, N. S. Choi, and G. H. Cho, "DSP based space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing," IEEE-IECON, Vol. 1, pp. 197-203, 1991.
- [56] S. K. Mazumder, "A Novel Discrete Control Strategy for Independent Stabilization of Parallel Three-Phase Boost Converters by Combining Space-Vector Modulation With Variable-Structure Control", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 18, No. 4, pp. 1070-1084, July 2003.
- [57] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "An improved voltage vector control method for neutral-point-clamped inverters," IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 10, No. 6, pp. 666-672, November 1995.
- [58] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Algebraic PWM strategy of seven levels NPC VSI. Application to the speed control of the PMSM", Africon'99, IEEE conference, South Africa 1999.
- [59] **A. Talha**, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Algebraic PWM strategies of seven levels NPC voltages source inverters. Application to the speed control of the PMSM", EM'99, Greece 1999.
- [60] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Stratégies de modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux a structure NPC. Application a la MSAP commandée en vitesse", CIMASI'2000, Casablanca, Maroc 2000.

- [61] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Stratégies de modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux a structure NPC. Application a la MSAP commandée en position", ICEL'2000, Oran, Algérie 2000.
- [62] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Algebraic PWM strategies of seven levels NPC voltages source inverters. Application to the position control of the PMSM", International Conference on Electrical Machines, ICEM'2000, Helsinki, Finland 2000.
- [63] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Nouvelle stratégie de modulation calculée utilisant six porteuses unipolaires pour la commande de l'onduleur a sept niveaux a structure NPC", CNEA'2004, Sidi Bel-Abbès, Algérie 2004.
- [64] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 15, No. 2, pp. 242-250, March 2000.
- [65] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Study and control of a cascade using battery-capacitor filter-seven levels NPC voltage source inverter. Application to PMSM speed control", International Conference on Electrical Machines, ICEM'2002, Bruges, Belgium 2002.
- [66] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Etude et commande d'une cascade utilisant un onduleur à sept niveaux a structure NPC. Application a la MSAP commandée en vitesse", Conférence Internationale sur les Mathématiques Appliquées et les Sciences de l'Ingénieur, CIMASI'2002, Casablanca, Maroc 2002.
- [67] X. Yuan, H. Stemmler, and I. Barbi, "Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation," IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 16, pp. 256–263, March 2001.
- [68] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Study and control of two levels PWM rectifier seven levels NPC voltage source inverter cascade. Application to PMSM speed control", International Universities Power Engineering Conference, UPEC'2002, Stafford, United Kingdom 2002.
- [69] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Etude de stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur a sept niveaux a structure NPC", JTEA'2004, Hammamet, Tunisie 2004.
- [70] M. A. Abbas, R. Christen, and T. M. Jahns, "Six-phase voltage source inverter driven induction motor", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-20, pp. 1251–1259, Sept./Oct. 1984.
- [71] S. G. Abeyratne, S. G. Aydemir, and S. G. Lipo et al., "Current clamped, PWM quasi resonant DC link series resonant converter", IEEE-IAS, pp. 820–826, 1994.
- [72] S. G. Abeyratne, J. Horikawa, Y. Murai, T. A. Lipo, "Current-clamped modified series resonant dc link power converter for a general purpose induction motor drive", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 12, pp. 201–212, Mar. 1997.
- [73] E.M. Berkouk and al, "Study of two different structures of three level rectifier- three phases three level voltage inverter-three phases induction motor cascade", EPE'96, Nancy, France, pp. 121-128, June 1996.
- [74] E.M. Berkouk, G. Manesse, "Multilevel PWM rectifier- multilevel inverter cascade. Application to the speed control of the PMSM", IEEE proceedings, International Conference on Control Applications, Trieste, Italy, September 1998.

- [75] A. Donzel and G. Bornard, "New control law for capacitor voltage balance in multilevel inverter with switching rate control (CVC)", IEEE Trans. on Indus. Applicat., Vol. 3, pp. 2037–2044, October 2000.
- [76] V. B. Sriram, S. SenGupta, A. Patra, "Indirect Current Control of a Single-Phase Voltage-Sourced Boost-Type Bridge Converter Operated in the Rectifier Mode", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 18, No. 5, pp. 1130-1138, September 2003.
- [77] F. Zare, G. Ledwich, "A Hysteresis Current Control for Single-Phase Multilevel Voltage Source Inverters: PLD Implementation", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 17, No. 5, pp. 731-738, September 2002
- [78] F. Z. Peng, H. Akagi, A. Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 5, pp. 9–15, January 1990.
- [79] F. Z. Peng, J. W. McKeever, D. J. Adams, "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems", IEEE Trans. on Indus. Applic., Vol. 34, No. 6, pp.1293–1998, November/December 1998.
- [80] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, **A. Talha**, "Study and Control of Two Two - Level PWM Rectifiers – Clamping Bridge – Two Three Level NPC VSI Cascade. Application to Double Stator Induction Machine", PESCE-IEEE'2004, Aachen, Germany, June 2004.
- [81] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Etude et Commande d'une Cascade Utilisant Deux Redresseurs à Deux Niveaux – Demi-pont de Clamping – Onduleur à Sept Niveaux à Structure NPC", SETIT'2004, Sousse, Tunisie 2004.
- [82] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Control of Three Two - Level PWM Rectifiers– Half Clamping Bridge - Seven Level NPC VSI Cascade", BTM'2004, Al-Baha, Saudi Arabia, May 2004.
- [83] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Study and control of three two levels PWM rectifiers - clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade», **submitted** to the Arabian Journal for Science and Engineering (AJSE).
- [84] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Control of a Resistively-Half Clamped Seven-Level NPC VSI Cascade fed by Six Two - Level PWM Rectifiers", MS'2004, pp. 5.25-5.28, Lyon, France 2004.
- [85] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Control of Six Two - Level PWM Rectifiers – Half Clamping Bridge - Seven Level NPC VSI Cascade", International Conference on Electrical Machines, ICEM'2004, Cracow, Poland 2004.
- [86] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Study and control of six two levels PWM rectifiers - clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade», **submitted** to the European Power Electronics Journal (EPE).
- [87] S. Boukhrachef, "Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique floue", Thèse de Magister, E.N.P.Alger, Mai 2001.

- [88] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, **A. Talha**, "Study and Control of Four Two - Level PWM Rectifiers – Clamping Bridge – Two Three Level NPC VSI Cascade. Application to Double Stator Induction Machine", BTM'2004, Al-Baha, Saudi Arabia, May 2004.
- [89] S. Ogasawara and H. Akagi, "A vector control system using a neutral-point-clamped voltage source PWM inverter", IEEE Trans. on Indus. Applicat., pp. 422–427, 1991.
- [90] X. Kou, K. A. Corzine, Y. L. Familant, «Full Binary Combination Schema for Floating Voltage Source Multilevel Inverters», IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 17, No. 6, pp. 891-898, November 2002.
- [91] A. V. Jouanne, H. Zhang, "A Dual-Bridge Inverter Approach to Eliminating Common-Mode Voltages and Bearing and Leakage Currents", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 14, No. 1, pp. 43-49, January 1999.
- [92] A. L. Julian, T. Lipo, and G. Oriti, "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters", PESC1996, pp. 1968–1972, 1996.
- [93] K. Matsui, "A pulse width modulated inverter with parallel- connected transistors using current-sharing reactor", IEEE-IAS 1985, pp. 1015–1022, 1985.
- [94] D. A. Rendusara, E. Cengelci, N. Enjeti, V. R. Stefanovic, J. W. Gray, "Analysis of Common Mode Voltage "Neutral Shift" in Medium Voltage PWM Adjustable Speed Drive (MV-ASD) Systems", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 15, No. 6, pp. 1124-1134, November 2000.
- [95] J. Rodríguez, L. Morán, J. Pontt, R. Osorio, S. Kouro, "Modelling and Analysis of Common-Mode Voltages Generated in Medium Voltage PWM-CSI Drives", IEEE Tran. on Power Electron., Vol. 18, No. 3, pp. 873–880, May 2003.
- [96] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Etude de Stabilité des Tensions d'Entrée de l'Onduleur à Sept Niveaux à Structure NPC en Utilisant un Demi Pont de Clamping", First International Conference on Energy Efficiency ICEE'2003, Boumerdes, Algeria 2003.
- [97] **A. Talha**, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Study and control of two two-level PWM rectifier - clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade. Application to PMSM speed control", **Accepted for publication in European Transactions on Electrical Power (ETEP)**.
- [98] J. W. Dixon, J. M. Contardo, L. A. Moran, "A Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 14, No. 4, pp. 724-729, July 1999.
- [99] M. C. Klabunde, Y. Zhao, and T. A. Lipo, "Current control of a 3-level rectifier/inverter drive system," IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 11, No. 1, pp. 57–65, January 1996.
- [100] N. Aouda, L. Prissé, T. A. Meynard, H. Foch, "A multilevel rectifier with unity power factor and sinusoidal input current for high voltage applications", EPE Journal, Vol. 6, No. 3-4, 1996.
- [101] F. Milsant, "Asservissements linéaires", Tome II, Editions Eyrolles, 1976.
- [102] H. Bühler, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Presses Polytechniques et universitaires romandes 1997.

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses

❖ Puissance nominale	$P_n=2\text{Kw}$
❖ Nombre de paires de pôles	$p=3$
❖ Résistance statorique par phase	$R_s=1\Omega$
❖ Inductance cyclique	$L_d=L_q=3.2\text{mH}$
❖ Moment d'inertie	$J=6.10^{-4}\text{Kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f=9.510^{-5}\text{Nms/rd}$
❖ Fréquence nominale	$f=200\text{Hz}$
❖ Vitesse nominale	$N_n=4000\text{tr/min}$
❖ Flux des aimants	$\Phi_f=0.13\text{Wb}$

Commande N°3 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K5} = \bar{B}_{K2} \\ B_{K6} = \bar{B}_{K1} \\ B_{K7} = B_{K3} \\ B_{K8} = \bar{B}_{K4} \end{cases}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	B_{K5}	B_{K6}	B_{K7}	B_{K8}	V_{AM}
0	0	0	0	1	1	1	1	$3U_C$
0	0	0	1	1	1	1	0	U_C
0	0	1	0	1	1	0	1	$2U_C$
0	0	1	1	1	1	0	0	U_C
0	1	0	0	1	0	1	1	inconnue
0	1	0	1	1	0	1	0	inconnue
0	1	1	0	1	0	0	1	inconnue
0	1	1	1	1	0	0	0	inconnue
1	0	0	0	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	U_C
1	1	0	1	0	0	1	0	U_C
1	1	1	0	0	0	0	1	$2U_C$
1	1	1	1	0	0	0	0	$3U_C$

Tableau A.3

Le tableau A.3 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable en sept niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5, 6, 7 et 8 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commandes complémentaires pour les onduleurs à sept niveaux

Il ya vingt quatre commandes complémentaires pour un bras K de l'onduleur à sept niveaux. Nous présenterons trois commandes complémentaires possibles à titre d'exemple :

Commande N°1 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K5} = \bar{B}_{K1} \\ B_{K6} = B_{K2} \\ B_{K7} = B_{K3} \\ B_{K8} = \bar{B}_{K4} \end{cases}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	B_{K5}	B_{K6}	B_{K7}	B_{K8}	V_{AM}
0	0	0	0	1	1	1	1	$-3U_C$
0	0	0	1	1	1	1	0	$-2U_C$
0	0	1	0	1	1	0	1	$-U_C$
0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_C$
0	1	0	0	1	0	1	1	inconnue
0	1	0	1	1	0	1	0	inconnue
0	1	1	0	1	0	0	1	inconnue
0	1	1	1	1	0	0	0	inconnue
1	0	0	0	0	1	1	1	inconnue
1	0	0	1	0	1	1	0	inconnue
1	0	1	0	0	1	0	1	inconnue
1	0	1	1	0	1	0	0	inconnue
1	1	0	0	0	0	1	1	U_C
1	1	0	1	0	0	1	0	U_C
1	1	1	0	0	0	0	1	$2U_C$
1	1	1	1	0	0	0	0	$3U_C$

Tableau A.1

Le tableau A.1 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en six niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11 et 12 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande N°2 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K5} = B_{K2} \\ B_{K6} = B_{K1} \\ B_{K7} = B_{K4} \\ B_{K8} = B_{K3} \end{cases}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	B_{K5}	B_{K6}	B_{K7}	B_{K8}	V_{AM}
0	0	0	0	1	1	1	1	$-3U_C$
0	0	0	1	1	1	1	0	$-U_C$
0	0	1	0	1	1	0	1	$-2U_C$
0	0	1	1	1	1	0	0	$-U_C$
0	1	0	0	1	0	1	1	inconnue
0	1	0	1	1	0	1	0	inconnue
0	1	1	0	1	0	0	1	inconnue
0	1	1	1	1	0	0	0	inconnue
1	0	0	0	0	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	U_C
1	1	0	1	0	0	1	0	U_C
1	1	1	0	0	0	0	1	$2U_C$
1	1	1	1	0	0	0	0	$3U_C$

Tableau A.2

Le tableau A.2 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable en sept niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 5, 6, 7 et 8 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).