



Département de Génie Electrique



THÈSE DE DOCTORAT EN AUTOMATIQUE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus

Par
Mr Farid BOUCHAFAA

Magister (USTHB)

Thème

Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP

Soutenue publiquement le: 22 / 02 / 2006 devant le jury composé de:

F.BOUDJEMAA	Professeur à l'E.N.P	Président
E.M.BERKOUK	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
M.S.BOUCHERIT	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
M.O.MAHMOUDI	Maître de Conférences à l' ENP	Examineur
H.MOULAI	Maître de Conférences à l' USTHB	Examineur
S.ABUDURA	Maître de Conférences au C.U.de MEDEA	Examineur
A.KHELOUI	Maître de Conférences à l' EMP	Examineur

ملخص:

يختص هذا العمل، بدراسة تحكم مختلف مقومات المموج ذو تسع مستويات، بتشكيلة NPC (النقطة الحياضية المتروحة)، في النموذجين abc و DQ، لهدف علاج مشكل اضطراب كمون النقطة الوسط لتوترات كمون مدخل المموج ذو تسع مستويات، بتشكيلة NPC. حيث خصصنا الشرط الأول، لتمثيل ولتحكم الماكنة التزامنية ذات مغناطيس دائم. تم إهتمامنا في الشرط الثاني، على امثيل وتركيب إستراتيجيات تحكم المموج ذو تسع مستويات بتشكيلة NPC. كما خصصنا الشرط الثالث، لتصميم الشبكة الكهربائية في النموذجين abc و DQ، وبعدها أعددنا نموذج تشغيل مقومات التيار ذات MLI، وبعد ذلك قدمنا إستراتيجية التحكم في النموذجين abc و DQ. أما في الشرط الرابع، عالجتنا دراسة مختلف مغيرات التردد، التي لديها جسر خروج المموج ثلاثي الأطوار ذو تسع مستويات بتشكيلة NPC، مغذا الماكنة التزامنية ذات مغناطيس دائم (م ت م د)، أين وضعنا مشكل لاتوازن توترات كمون المغذيات المستمرة للمموج. أخيرا، نقترح في الشرط الخامس حلول لهذا المشكل، المتعلق بلاتوازن توترات الكمون مقارنة بالنقطة الوسط، بإدخال جسر الإتران ولوغاريثمات ضبط توتر مدخل المموج. النتائج المتحصل عليها تسمح بالحصول على معامل الإستطاعة الأحادية، نسبة التناسق من جهة الشبكة ضئيلة، والفعالية الديناميكية من جهة الحمولة حسنة.

الكلمات المفتاحية: ماكنة تزامنية ثلاثية الأطوار ذات مغناطيس ثابت، مموج ذو تسع مستويات، النقطة الحياضية المتروحة، مقومات التيار، النموذجين abc و DQ، جسر الإتران، ضبط التوتر، مغيرات التردد.

Résumé:

Ce travail est consacré à l'étude de la commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) dans les deux référentiels abc et DQ. Le but est de remédier au problème de fluctuation du potentiel du point milieu des tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC.

La première partie est consacrée à la modélisation et à la commande de la machine synchrone à aimants permanents. Ensuite dans la deuxième partie, on s'est intéressé à la modélisation et à la synthèse des stratégies de commande de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC. La troisième partie est consacrée à la modélisation du réseau électrique dans les deux repères abc et DQ, ensuite on a élaboré le modèle de fonctionnement des redresseurs de courant à MLI, puis on a présenté des stratégies de commande dans les deux repères abc et DQ.

La quatrième partie, traite l'étude des différents changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC alimentant une MSAP. On a mis en évidence le problème du déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur.

Dans la dernière partie, on propose des solutions à ce problème du déséquilibre des tensions par rapport au point milieu par l'introduction du pont d'équilibrage et les algorithmes d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur. Les algorithmes développés permettent d'avoir un facteur de puissance unitaire et un faible taux d'harmonique côté réseau et de bonnes performances dynamiques côté charge.

Mots clés : MSAP, onduleur à neuf niveaux, NPC, MLI, pont d'équilibrage, changeurs de fréquence, redresseurs multiniveaux, absorption sinusoïdale, compensation réactif, asservissement. Modèle de Park.

Abstract:

This work is consecrated to the elaboration of the control of nine levels inverter with NPC structure. In this study two modes have been used abc and DQ. The aim is to solve the problem of the middle point's potential of the inputs voltages fluctuation.

In the first part, we develop a model and a control of a permanent magnet synchronous machine. After that, in the second part, we develop a model and synthesis of control strategies of the inverter with nine levels with NPC structure. In the third part, we develop an electric network model in the abc and DQ modes. Next, we develop a current rectifier functional model with PWM with presentation of the control strategies in the two models abc and DQ. In the fourth part, we study different frequency inverter with a output bridge a three-phase inverter with nine levels NPC structure feeding a MSAP.

Finally, in the fifth part, we suggest solution, to solve the unbalancing voltages relatively to the middle point and the feed back algorithm of the inverter inputs voltages. The obtained results allow us to set a factor power equal to unit and a weak rate network harmonic and good load dynamic performance.

Keywords: PMSM, nine-level source inverter, NPC, PWM, Clamping bridge, frequency converter, rectifier multilevel, compensator reactif, feedback control. Park model.

Sommaire

Chapitre I**Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents**

Introduction	01
I.1- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	01
I.2- Mise en équations de la machine	02
I.3- Transformation de Concordia	03
I.4- Transformation de Park	03
I.5- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park lié au rotor	04
I.6- Modèle de la machine synchrone en vue de la commande	05
I.7- Commande de la machine synchrone à aimants permanents	05
I.7.1- Principe de la commande vectorielle	05
I.7.2- Stratégie de commande i_{ds} nul	06
I.8- Boucles de régulation	07
I.8.1- Régulation des courants	07
I.8.2- Régulateur de vitesse	08
I.9- Simulation numérique	09
I.10- Interprétation des résultats	10
Conclusion	11

CHAPITRE II**Modélisation et commande de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC**

Introduction	12
II.1- Structure de l'onduleur triphasé à neuf niveaux	12
II.2- Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à neuf niveaux	13
II.3- Différentes configurations d'un bras d'onduleur à neuf niveaux	14
II.4- Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à neuf niveaux	16
II.5- Modélisation en vue de la commande d'onduleur à neuf niveaux	17
II.5.1- Commandabilité des convertisseurs statiques	17
II.5.2- Fonction de connexion des interrupteurs	17
II.5.3- Commande complémentaire	17
II.5.4- Fonction de connexion du demi-bras	17
II.6- Modélisation aux valeurs instantanées	18
II.7- Modèle de connaissance	21
II.8- Modèle de commande au sens des valeurs moyennes	21
II.9- Stratégies de commande de l'onduleur de tension à neuf niveaux à structure NPC	24
II.9.1- Caractéristiques de la modulation	24
II.9.2- Commande PWM à une porteuse	25
II.9.3- Commande PWM à une porteuse avec injection de l'harmonique trois	28
II.9.4- Commande PWM à huit porteuses	30
II.9.5- Commande PWM à huit porteuses avec injection de l'harmonique trois	33
II.9.6- Modulation vectorielle	35
II.9.7- Modulation calculée	39
II.9.8- Commande par hystérésis en courant	42
II.9.9- Comparaison entre les différentes stratégies de PWM	44
II.10- Association de l'onduleur à neuf niveaux	44
Conclusion	45

CHAPITRE III

Modélisation et commande des redresseurs de courant à MLI

Introduction	46
III.1- Modélisation du réseau électrique	46
III.1.1- Mis en équations du réseau	46
III.1.1.a- Equations électriques dans l'axe abc	46
III.1.1.b- Equations électriques dans l'axe DQ	47
III.1.2- Régulation du courant	48
III.1.2.1- Régulation du courant dans l'axe abc	48
III.1.2.2- Régulation du courant dans l'axe DQ	48
III.2- Modélisation et commande d'un redresseur de courant à deux niveaux	49
III.2.1- Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux	49
III.2.2- Les stratégies de commande d'un redresseur à deux niveaux	50
III.2.2.1- Stratégies de commande dans repère abc	50
III.2.2.1.a- Commandé par la stratégie hystérésis	50
III.2.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle	52
III.2.2.2- Stratégies de commande dans repère DQ	53
III.3- Modélisation et Commande du redresseur de courant à trois niveaux	54
III.3.1- Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux	54
III.3.2- Les stratégies de commande d'un redresseur à trois niveaux	55
III.3.2.1- Stratégies de commande dans repère abc	55
III.3.2.1.a- Commande par hystérésis	56
III.3.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle	57
III.3.2.2- Stratégies de commande dans repère DQ	58
III.4- Modélisation et commande d'un redresseur de courant à cinq niveaux	59
III.4.1- Modélisation du redresseur de courant à cinq niveaux	59
III.4.2- Les stratégies de commande d'un redresseur cinq niveaux	61
III.4.2.1- Stratégies de commande dans repère abc	61
III.4.2.1.a- Commandé par la stratégie hystérésis	61
III.4.2.1.b- Commandé par la stratégie de modulation vectorielle	63
III.4.2.2- Stratégies de commande dans repère DQ	64
III.5- Modélisation et Commande d'un redresseur de courant à neuf niveaux	66
III.5.1- Modélisation du redresseur de courant à neuf niveaux	66
III.5.2- Les stratégies de commande d'un redresseur à neuf niveaux	67
III.5.2.1- Stratégies de commande dans repère abc	67
III.5.2.1.a- Commandé par la stratégie hystérésis	67
III.5.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle	69
III.5.2.2- Stratégies de commande dans repère DQ	70
Conclusion	72

CHAPITRE IV

Changeurs de fréquence utilisant l'onduleur de tension à neuf niveaux à structure NPC

Introduction	73
IV.1- Cascade d'une batterie-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP	74
IV.2- Cascade avec redresseurs de courant à deux niveaux	76
IV.2.1- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	
IV.2.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	78

IV.2.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	82
IV.2.4- Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	84
IV.3- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux	87
IV.3.1- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	88
IV.3.2- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	91
IV.3.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	94
IV.4- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux	98
IV.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	98
IV.4.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	101
IV.5- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux	104
IV.5.1- Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	104
Conclusion	108

CHAPITRE V

Asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

Introduction	109
V.1- Pont de clamping	109
V.1.1- Cascade d'une batterie-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP	110
V.1.2- Cascade avec redresseurs de courant à deux niveaux	111
V.1.2.1- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP	111
V.1.2.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	111
V.1.2.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	112
V.1.2.4- Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	113
V.1.3- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux	114
V.1.3.1- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	114
V.1.3.2- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	115
V.1.3.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	115
V.1.4- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux	116
V.1.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	116
V.1.4.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	117
V.1.5- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux	118
V.1.5.1- Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	118

V.2- Régulation de la tension du redresseur de courant triphasé à neuf niveaux	119
V.2.1- Modélisation de la boucle de tension dans l'axe abc	119
V.2.2- Modélisation de la boucle de tension dans l'axe DQ	121
V.2.3- Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade des différents redresseurs de courant triphasé multiniveaux-pont de clamping-onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC-MSAP	122
V.2.3.1.1- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux-Pont de clamping -onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP	122
V.2.3.1.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-Pont de clamping -onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	124
V.2.3.1.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-Pont de clamping -onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	126
V.2.3.1.4- Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	128
V.2.3.2- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux	130
V.2.3.2.1- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	130
V.2.3.2.2- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	132
V.2.3.2.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	135
V.2.3.3- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux	137
V.2.3.3.1- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	137
V.2.3.3.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	139
V.2.3.4- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux	140
V.2.3.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux-Pont de clamping-onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP	140
Conclusion	142
Conclusion générale	143
Bibliographie	146
Annexes	154
Nomenclature	

AVANT - PROPOS

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse se sont déroulés au 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** et **M.S.Boucherit**, Professeurs 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 suis très honoré que Monsieur le Professeur **F.Boudjema**, de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, ait accepté de juger ce mémoire pour son apport personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.

Il m'est également agréable de remercier 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.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **S.Abudura** Maîtres de Conférence à l'Université Médea, d'avoir accepté d'examiner ma thèse et trouve ici mes remerciements les plus sincères pour sa participation au sein du jury.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur **A.Kheloui**, Maîtres de Conférence à l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger (EMP), pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury.

Je tiens également à témoigner toute ma gratitude envers Monsieur **A.Rekkab** chargé de cours à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (U.S.T.H.B), pour son apport personnel. Je voudrais lui exprimer toute ma reconnaissance.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **M.Sabri** pour son aide et ses encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail. Je voudrais lui exprimer toute ma reconnaissance.

Mes remerciements vont également :

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).

à tous mes collègues de L'ex ITS et de la faculté d'électronique et informatique 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 chers parents, mes frères, mes sœurs, et ma femme pour leurs aides inestimables et leurs disponibilités tout le long de la réalisation de ce travail, sans oublier mes neveux adorables enfants **Kenza, Kahina, Celia, Mahdi, Amel** et **Sonia** pour la joie et l'ambiance particulière qu'ils ont créés autour de nous.

Introduction

Introduction générale

Les avancées technologiques obtenues ces dernières années dans le domaine des composants de l'électronique de puissance ont favorisé une croissance du marché des convertisseurs de puissance. L'électronique de puissance s'est imposée comme un des éléments essentiels dans la conversion de l'énergie électrique. Le développement de la méthode dite Modulation de largeur d'Impulsion (MLI) a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des convertisseurs autorisant une meilleure dynamique, une précision plus grande dans la régulation des machines.

Du point de vue d'utilisateur d'énergie, une meilleure qualité des alimentations est un des paramètres du développement des applications de l'électricité. Par contre, la multiplication des convertisseurs se traduit par une augmentation de la pollution harmonique des réseaux et davantage de consommation de puissance réactive.

L'évolution de l'électronique de puissance et de composants tels que les GTO et IGBT ainsi que le progrès de la micro-informatique (DSP, micro contrôleurs puissants et rapides) qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs statiques comme variateurs de vitesse à ces machines à courant alternatif [1]. Cet ensemble s'est imposé dans le monde industriel devant la machine à courant continu contrairement aux machines à courant alternatif qui, par l'absence de collecteur mécanique sont moins encombrantes, plus fiables, plus robustes, présentent une gamme de vitesse plus élevée et un coût de construction plus intéressant.

La machine synchrone à aimants permanents possède le couple massique le plus important. Elle connaît un grand développement grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants ; ce qui leur a permis de s'imposer dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées plus particulièrement dans les domaines d'application tels que la robotique, l'aéronautique, spatial et la traction électrique.

Après l'apparition des nouveaux convertisseurs multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de fortes puissances, plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées telles que: les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes, cellules imbriquées et ceux à structure NPC. Dans le cas de notre travail, nous étudions un onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge. Ainsi, il permet de générer une tension la plus sinusoïdale possible.

Ce type de convertisseurs permet de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tension par bras de l'onduleur. Plus on augmente le nombre de niveaux, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique.

Des études ont été faites dans le laboratoire de commande des processus au sein de l'Ecole Nationale de Polytechnique sur les différents onduleurs multiniveaux à structure NPC à savoir trois, cinq, sept et neuf niveaux appliquées aux machines électriques à savoir machine asynchrone et machine synchrones à aimants permanents. Néanmoins, la fluctuation du point milieu et l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur restent posés. Dans ce contexte, notre travail consiste à l'étude de la commande de différentes cascades à l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Appliquée à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents.

Cette thèse est constituée de cinq chapitres:

Le premier chapitre sera consacré, à la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où nous présenterons la commande $i_{ds}=0$.

Le deuxième chapitre comporte deux grandes parties. La première partie, sera consacré à la modélisation de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC. On présentera les modèles de connaissance et de commande de ce convertisseur. La deuxième partie présente une synthèse de différentes stratégies **MLI** de commande de l'onduleur.

Pour chaque stratégie étudiée, nous présentons l'allure des tensions de sortie et les spectres harmoniques respectifs pour différentes valeurs de l'indice de modulation m et les caractéristiques de réglage.

Dans ce chapitre, les tensions continues d'entrée de l'onduleur sont supposées idéales et constantes.

La troisième partie sera consacrée à la modélisation et la commande des redresseurs de courant à MLI dans les deux modèles **abc** et **DQ**. Pour cela, on présentera deux stratégies de commande, la commande par hystérésis en courant déjà utilisé pour les autres onduleurs à savoir trois, cinq et sept et la stratégie à modulation vectorielle avec porteuses bipolaires qui n'a jamais été utilisée. Dans le repère DQ, le modèle établi, est bien couplé suivant les axes D et Q, et ceci conduit à un modèle très complexe à la régulation. Ainsi, on procédera à la régulation des deux composantes du courant de façon indépendante en utilisant la méthode de découplage par compensation, qui consiste à ajouter une pré commande à la boucle de régulation interne.

Afin de présenter les performances de ces stratégies, on appliquera chaque commande sur le redresseur associé à une charge résistive de valeur $R=25\Omega$.

Le quatrième chapitre sera consacré à l'étude des différentes cascades: redresseurs de courant à MLI multiniveaux-Onduleur neuf niveaux-MSAP. Où on a montré l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, ce qui affecte la tension de sortie de l'onduleur.

Enfin, dans le dernier chapitre, on montrera l'intérêt d'utiliser un asservissement avec un pont de clamping sur les mêmes changeurs de fréquence définis dans le chapitre quatre. Où,

l'introduction d'un pont d'équilibrage (pont de clamping) et une régulation de la tension de sortie du redresseur permet de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC en éliminant le déséquilibre entre les différentes tensions par rapport au point milieu d'une part et de les rendre constantes égales à la tension désirée.

Chapitre I

Modélisation et Commande Vectorielle de la MSAP

CHAPITRE I

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Introduction

L'évolution des aimants modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (Alnico), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotropes) ou de terre rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones.

L'association de ces machines avec des convertisseurs statiques a trouvé de nombreuses applications, par exemple les machines synchrones autopilotées qui sont de plus en plus utilisées dans la traction électrique en remplaçant les machines à courant continu [1,2,3].

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux [4,5]:

- Suppression du système balais-collecteur, ce qui diminue les problèmes de maintenance;
- Suppression de la source d'alimentation du rotor, d'où une absence de pertes joules rotoriques et un refroidissement plus facile;
- Puissance massique plus élevée qui permet une meilleure intégration de la machine;
- Possibilité d'un réglage direct et simple du couple;
- Développement sans difficultés, du couple de maintien à l'arrêt.

I.1- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Considérons le modèle de la machine synchrone triphasée à trois paires de pôles sans amortisseurs, comme il est présenté à la figure I-3.

Afin de développer un modèle permettant une description dynamique de la machine synchrone à aimants permanents, on adopte les hypothèses suivantes [1,8,9]:

- Le stator est connecté en étoile, avec neutre en l'air pour annuler la composante homopolaire du courant.
- La saturation est négligée.
- La distribution de la F.m.m. dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables [1,5,8,9].

La structure générale d'une machine synchrone à aimants permanents est présentée à la figure I-1.

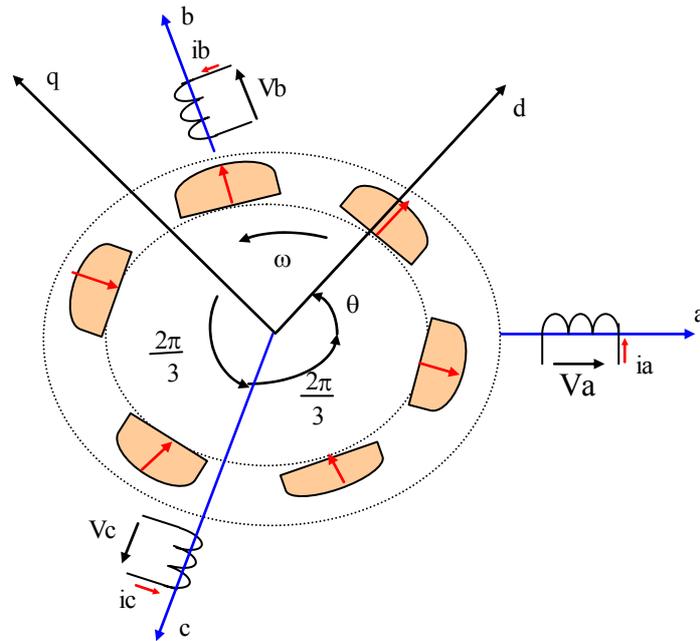


Figure I-1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

I.2-Mise en Equations de la Machine

Les équations relatives aux rotor et au stator, dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents sont les suivantes [1,9,10]:

$$[V] = [R_s][I] + \frac{d}{dt}[\Phi] \quad [I-1]$$

$$[\Phi] = [L(\theta)][I] \quad [I-2]$$

Avec:

$$[V] = (V_a, V_b, V_c, V_f, 0, 0)^t$$

$$[I] = (I_a, I_b, I_c, I_f, I_D, I_Q)^t$$

$$[\Phi] = (\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c, \Phi_f, \Phi_D, \Phi_Q)^t$$

En remplaçant l'équation (I-2) dans (I-1), cette dernière devient:

$$[V] = [R_s][I] + [L(\theta)] \frac{d}{dt}[I] + \omega \cdot [I] \frac{d}{d\theta}[L(\theta)] \quad [I-3]$$

Avec: $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

A partir de l'équation (I-3) on peut écrire:

$$\frac{d}{dt}[I] = [L(\theta)]^{-1} \left\{ [V] - \left([R_s] + \omega r \frac{d}{d\theta}[L(\theta)] \right) [I] \right\} \quad [I-4]$$

La résolution numérique de cette équation est assez lourde, du fait de la nécessité d'inversion de la matrice $[L(\theta)]^{-1}$ à chaque pas de simulation. Pour remédier à cette difficulté, il a été nécessaire d'utiliser des transformations de variables de type Clarke, Concordia et Park.

I.3-Transformation de Concordia

Cette transformation est définie par la matrice C [5,9,13]:

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [I-5]$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes:

- Elle est orthogonale.
- Elle est normée et conserve donc l'écriture de la puissance.

$$\text{Donc: } [X_{1,2,3}] = [C] [X_{\alpha,\beta,0}] \quad [I-6]$$

I.4-Transformation de Park

Afin de pouvoir travailler au niveau des algorithmes de commande avec des grandeurs électriques constantes tout en réduisant leur nombre, on introduit une transformation de variables supplémentaires. Cette transformation est appelée transformation de Park.

La méthode consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes **a,b,c** en un système équivalent à deux enroulements biphasés sur les axes **d,q**; en raison de la possibilité de créer une même force magnétomotrice indifféremment par des systèmes de courants diphasés ou triphasés.

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [8,9]:

$$[X_{\alpha,\beta}] = [P(\theta)] [X_{d,q}] \quad [I-7]$$

Avec :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad [I-8]$$

Le produit des deux transformations (Concordia et Park) est souvent appelé la transformation de Park généralisée [10]; donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la figure I-4 [5].

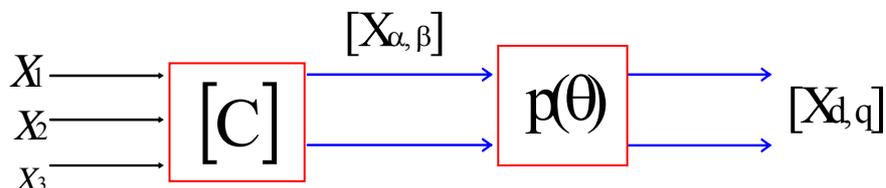


Figure I-2: Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

$$\text{Avec: } \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad [I-9]$$

I.5-Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park lié au rotor

On peut représenter l'aimant par un inducteur alimenté par une source de courant. Cet enroulement constitue un modèle élémentaire des aimants permanents qui seront remplacés par une source de courant constant I_f comme le montre la figure I-3 [8,11,12].

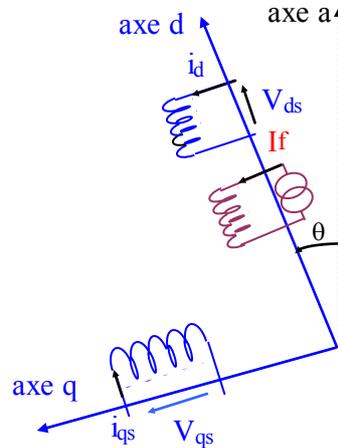


Figure I-3: Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère d-q

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équation (I-1) aux équations dans le repère (d,q) lié au rotor figure I-3, se fait en utilisant les relations suivantes [5,13,14]:

$$\begin{aligned} [V_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][V_{d,q}]^t \\ [I_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][I_{d,q}]^t \\ [\Phi_{a,b,c}]^t &= [C][p(\theta)][\Phi_{d,q}]^t \end{aligned} \quad [I-10]$$

En reportant ces transformations dans le système d'équation (I-1), on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \cdot S & -p \cdot \omega_r L_q \\ p \cdot \omega_r L_d & R_s + L_q \cdot S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \omega_r \Phi_f \end{bmatrix} \quad [I-11]$$

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad [I-12]$$

Avec: $C_f = f_r \cdot \omega_r$

Le couple électromagnétique est donné par:

$$C_{em} = p[\Phi_d \cdot i_{qs} - \Phi_q \cdot i_{ds}] = p[(L_d - L_q) \cdot i_{ds} + \Phi_f] i_{qs} \quad [I-13]$$

Pour une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses ($L_d=L_q$).

$$C_{em} = p \cdot \Phi_f \cdot i_{qs} = K_T \cdot i_{qs} \quad [I-14]$$

Avec K_T ($K_T = p \cdot \Phi_f$) est le coefficient associé à l'aimant.

I.6-Modèle de la Machine Synchrone en vue de la Commande

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations régissant son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équations d'états sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante [11,12]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} - K_T \cdot \omega_r \end{bmatrix} \quad [I-15]$$

A partir des équations (I-12) et (I-15), on peut établir le schéma bloc suivant [1,2,5,12]:

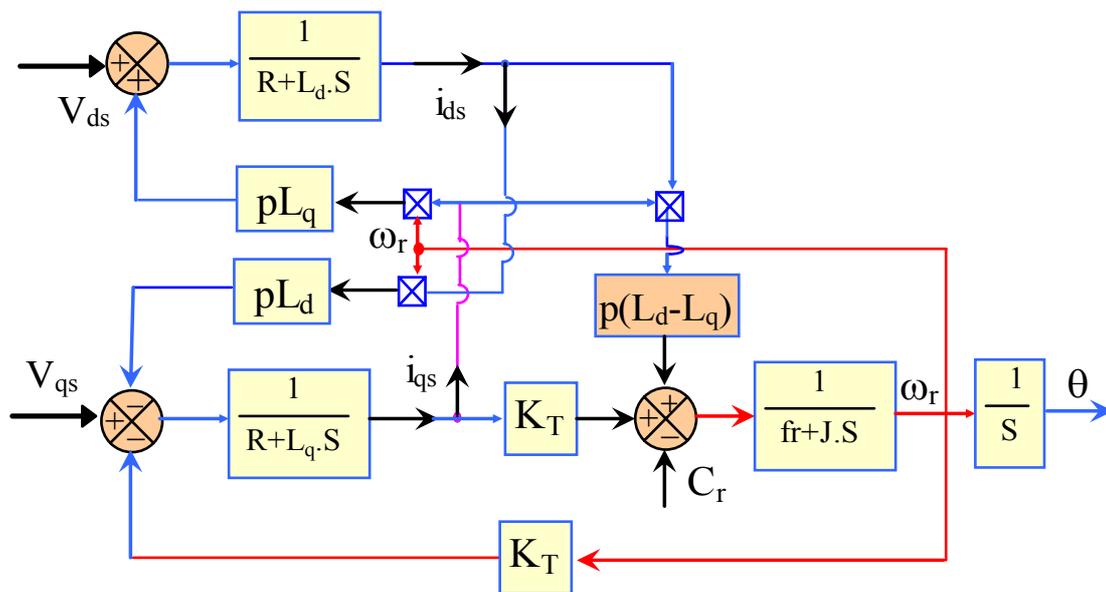


Figure I-4: Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.7- Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotoriques et statoriques [13,14,15].

Tous les dispositifs de commande modernes sont imaginés dans l'objectif de retrouver la facilité et la qualité du réglage qu'offre naturellement la machine à courant continu.

La similitude entre la MSAP et la machine à courant continu est rendue possible par la commande vectorielle; l'objectif de cette dernière est d'assurer le découplage des axes d, q en moyennant des valeurs de référence i_{dsref} et i_{qsref} , dont le but d'améliorer le comportement statique et dynamique sans dégrader de manière sensible les performances du système [16,17].

I.7.1- Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter une des composantes du flux rotorique suivant un axe de référence tournant à la vitesse du synchronisme, c'est-à-dire sur l'axe d, figure I-5 [13,16,17].

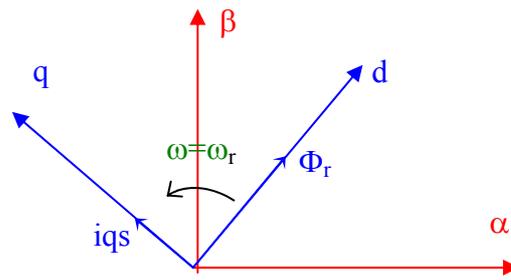


Figure I-5: Représentation Spatiale de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP

I.7.2- Stratégie de commande i_{ds} nul

La commande vectorielle permet de réaliser une commande indépendante du flux et du couple de la MSAP. Les méthodes utilisées pour assurer cette commande consistent pour une machine synchrone à pôles lisses, à maintenir le courant i_{ds} à une valeur nulle et à contrôler la vitesse et/ou la position en agissant sur le courant i_{qs} , c'est-à-dire sur le couple développé par la machine. L'objectif de cette commande est d'assurer le découplage des axes d et q comme le montre la figure I-6. La commande de la vitesse est assurée par un régulateur PI qui fournit la valeur de référence du couple C_{ref} [3,8]. Le courant de référence i_{qsref} est calculé à partir de C_{ref} . Les tensions V_{ds} et V_{qs} appliquées à la machine sont calculées à partir de i_{dsref} et i_{qsref} et dans ce système, le découplage des courants est calculé soit à partir des courants mesurés i_{ds} et i_{qs} , ou par des courants de référence et i_{dsref} et i_{qsref} comme l'indique la figure I-6 [13,17].

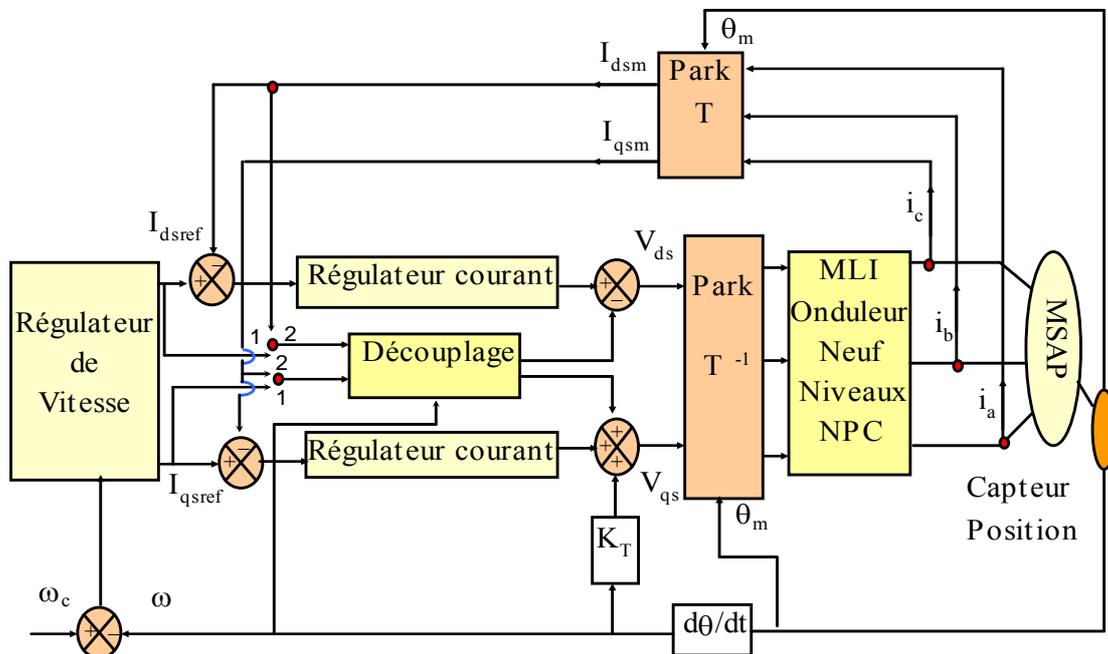


Figure I-6: Commande de vitesse de la MSAP par deux méthodes de découplage:
1- des courants de référence 2- des courants mesurés.

Lorsque le courant i_{ds} est nul, le modèle du système se réduit à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante et est représenté dans la figure I-7.

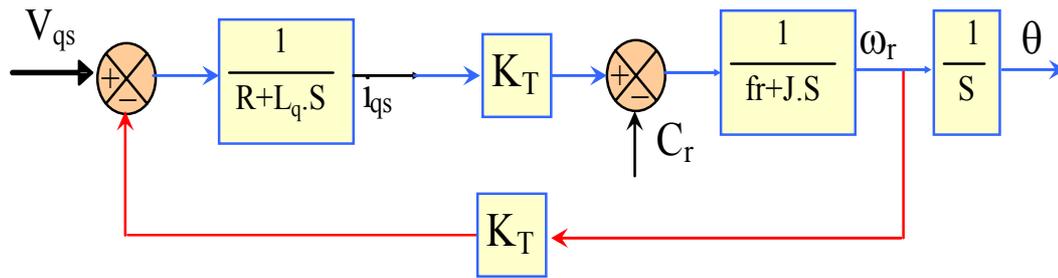


Figure I-7: Modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents parfaitement découplée

I.8- Boucles de régulation

Le trait important d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres. Pour la MSAP, la méthode du champ orienté découple les interactions entre les deux axes. Ainsi l'expression du couple montre que sa variation peut être obtenue en annulant le courant dans l'axe d, et en faisant varier la composante en quadrature i_{qs} . Ce découplage, nous a permis d'étudier séparément une boucle de régulation de courant et de vitesse.

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [12]. Parmi les critères de performances des régulateurs, il y a essentiellement [9,12,18]:

- La précision statique et dynamique, temps de réponse rapide, Limitation de processus (courant maximal admissible).

I.8.1- Régulation des courants

La boucle de régulation de courants i_{ds} est présentée comme suit [9,12]:

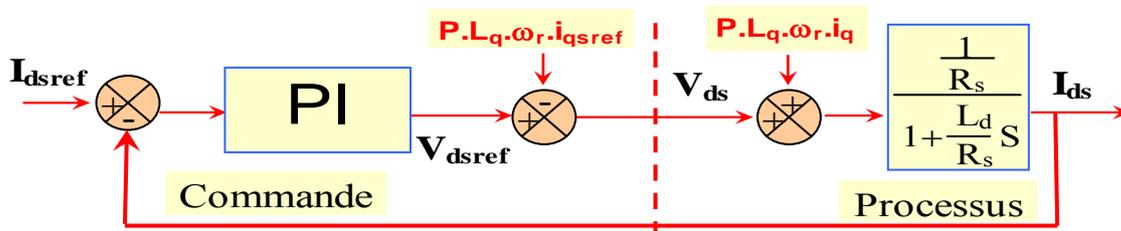


Figure I-8: Boucle de régulation d'un courant i_{ds} .

Le terme $p.L_q.ω_r.i_{qsref}$ a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q [9,11,12].

Le schéma de la boucle du courant i_{qs} est représenté sur la figure I-9 [5,9,12].

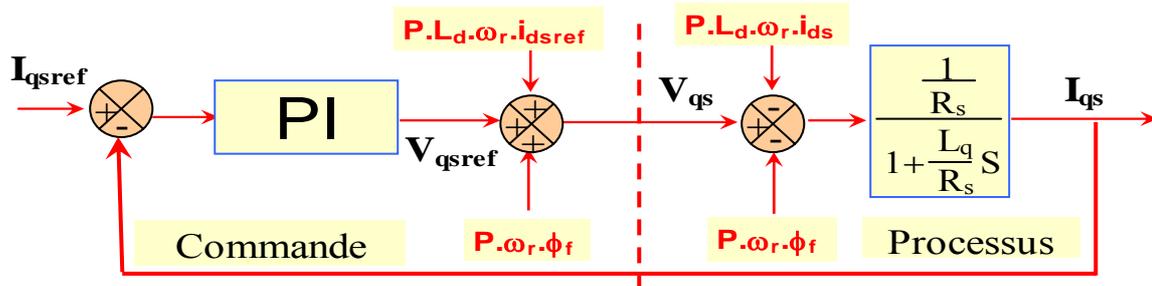


Figure I-9: Boucle de régulation d'un courant i_{qs} .

De la même manière que pour le courant i_{ds} , les termes $P.L_d.\omega_r.i_{dsref}$ et $P.\omega_r.\Phi_f$ sont utilisés pour éliminer le découplage.

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.e.m. sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [1,3,5].

La boucle de régulation des courants devient comme suit:

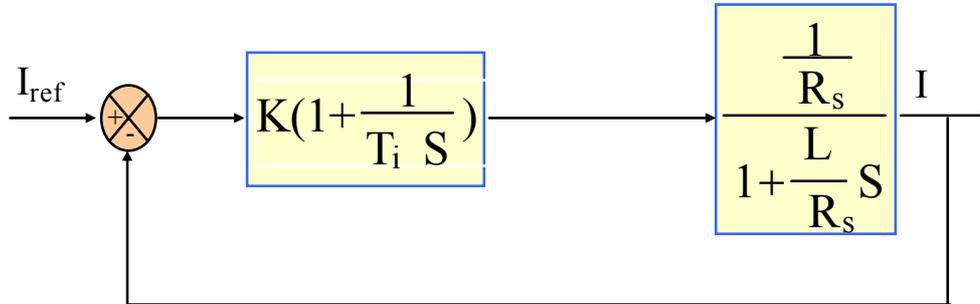


Figure I-10: Boucle de régulation d'un courant.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante:

$$F(S) = K \frac{1 + T_i S}{T_i S} \frac{1}{R_s \left(1 + \frac{L}{R_s} S\right)} \quad [I-16]$$

La constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique propre à la machine. On a alors [5,9,12]:

$$T_{id} = \frac{L_d}{R_s}, \quad T_{iq} = \frac{L_q}{R_s} \quad [I-17]$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente exigée [1,3], on a:

$$K_d = \frac{L_d}{T_e}, \quad K_q = \frac{L_q}{T_e} \quad [I-18]$$

T_{e0} représente la constante de temps exigée du régulateur de courant:

$$T_{e0} = \frac{L_d}{R_s + K_d} = \frac{L_q}{R_s + K_q} \quad [I-19]$$

I.8.2- Régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse, on utilise le schéma bloc suivant [11]:

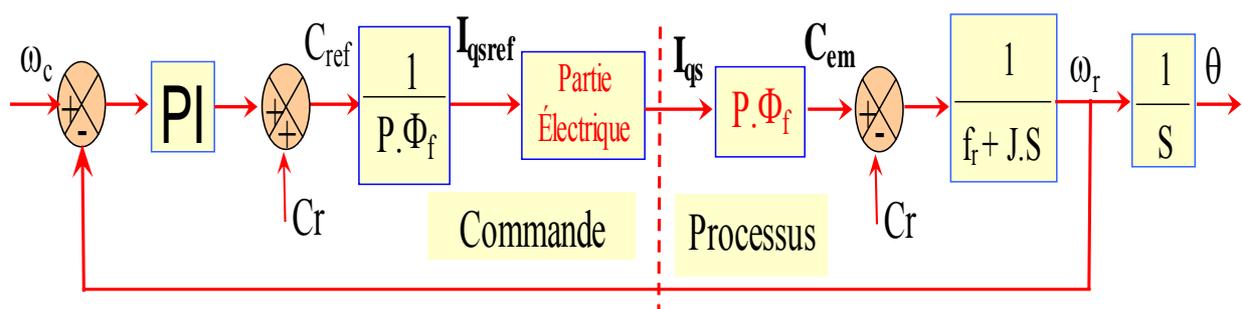


Figure I-11: Boucle de régulation de vitesse de la MSAP

Le processus à commander est constitué de la boucle interne du réglage de courant i_{qs} donc du couple et de la partie mécanique. La structure de la commande va assurer le découplage.

Le courant i_{qref} est délivré par le régulateur de vitesse. Pour faciliter le calcul du régulateur de vitesse, on néglige la constante de temps électrique $\frac{L_q}{R_s}$ [1,9,18]. Le terme intégral du

régulateur de vitesse peut être choisi pour compenser le pôle de la partie mécanique. On obtient [1]:

$$T_{i\omega} = \frac{J}{f_r} \quad [I-20]$$

Le gain K_ω est calculé suivant le temps d'établissement de la vitesse exigée $T_{\omega\theta}$:

$$K_\omega = \frac{3J}{T_{\omega\theta}} \quad [I-21]$$

Ce régulateur de vitesse PI, permet d'assurer une meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne. Cependant, ce régulateur n'assure pas une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations (variation de la charge ou des perturbations de la machine). Pour remédier à ce problème, la solution la plus simple est d'introduire une estimation de la valeur du couple résistant à la sortie du régulateur PI comme l'indique la figure I-11 Cette action permet d'augmenter la robustesse de la commande de vitesse de la machine, et fournit une réponse de la vitesse à un échelon de consigne sans dépassement et avec une erreur nulle en régime permanent.

I.9- Simulation numérique

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation numérique, on a utilisé une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses. Les performances de la commande du couple utilisant l'algorithme de découplage des courants i_{ds} et i_{qs} pour une régulation de courant et de vitesse de la MSAP ont été visualisées pour le cas suivant:

-Réponse à un échelon de couple avec application d'une perturbation de charge $C_r=5N.m$ entre les instants $t=0.1s$ et $t=0.2s$.

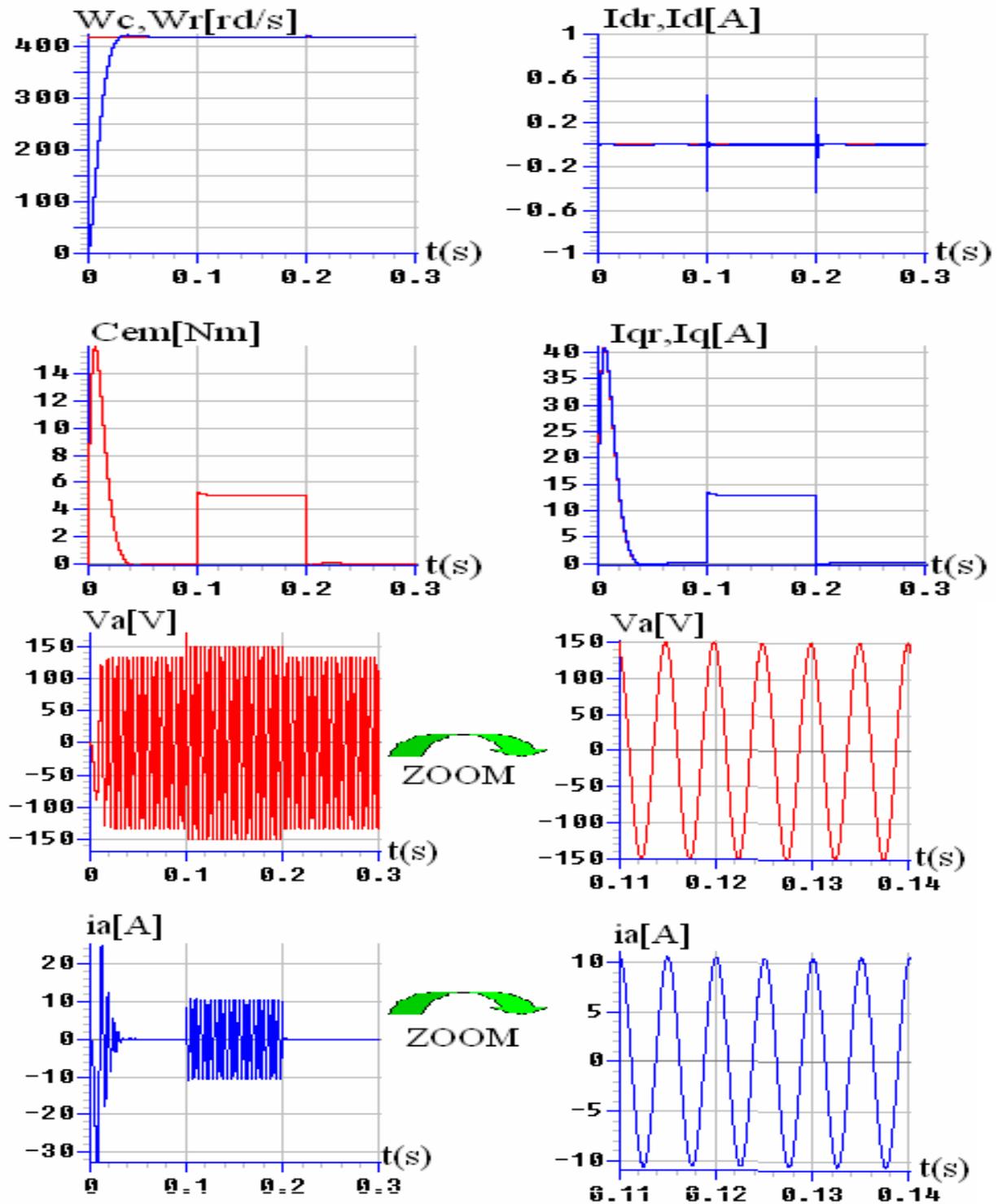


Figure I-12: Les performances de la conduite de la MSAP lors d'un réglage de vitesse avec application d'un couple résistant ($C_r=5\text{N.m}$) entre 0.1 et 0.2s

I.10-Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentée dans cette partie montrent les performances de la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents commandée en vitesse en utilisant la technique de la commande vectorielle. Il est simulé le comportement de la machine qui tourne à une vitesse de 418rd/s, avec application d'une perturbation de valeur 5N.m agissant entre les instants $t=0,1\text{s}$ et $t=0,2\text{s}$ comme l'indique la figure I-12. La vitesse atteint rapidement sa

référence, le couple électromagnétique répond très rapidement à cette charge sans atteindre une valeur inadmissible et est proportionnel au courant quadrature i_{qs} . Le courant i_{ds} suit bien sa référence nulle et peu affecté par cette perturbation. Ceci montre que le système est robuste vis-à-vis d'une perturbation de couple de charge que le système rejette cette dernière en un très bref instant, et ceci est valable lorsqu'on élimine la charge, ce qui assure le bon comportement des régulateurs. Le courant i_{qs} suit sa consigne imposée par le régulateur de vitesse. Ainsi, la figure I-12 illustre bien le bon découplage des boucles de courants i_{ds} et i_{qs} . La figure donnant l'allure du courant i_a et la tension V_a présentent des allures sinusoïdales.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la description de la MSAP à pôles lisses, en tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant un modèle mathématique qui définit les différentes équations décrivant le fonctionnement de la machine. L'utilisation de la transformation de Park a simplifié le modèle de la MSAP.

Nous avons étudié la commande vectorielle qui rend le comportement électromagnétique de la MSAP similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée par le biais d'une régulation de courant et de vitesse, puis nous avons montré à travers une simulation numérique le découplage effectif entre le flux et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre.

Finalement, nous avons montré les performances de la conduite de la MSAP alimentée par un onduleur de gain unitaire où les tensions sont supposées parfaitement sinusoïdales qui donnent des résultats très satisfaisants.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude de l'alimentation de cette machine qui se fera par un convertisseur statique multiveaux et plus précisément un onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Ainsi, on s'intéresse à la modélisation et à la commande de ce convertisseur.

Chapitre II

Modélisation et commande de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

CHAPITRE II

MODELISATION ET STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION À NEUF NIVEAUX À STRUCTURE NPC

Introduction

Dans le cadre de la nouvelle vision de l'électrotechnique du futur, nous assistons à un mouvement spécifique où, il a fallu chercher à répondre aux exigences des entraînements à vitesse variable. Les recherches se sont orientées à substituer aux alimentations fixes, des alimentations contrôlées en amplitudes et en fréquence, à l'aide des convertisseurs statiques. Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs dans les dernières années, on a vécu l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Parmi ces convertisseurs, on distingue les convertisseurs multiniveaux, à structure NPC (Neutral Point Clamping) qui permettent d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie [19,20]. Ainsi, ils permettent 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 ce convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans le domaine des fortes puissances et/ou haute tension 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'application [21].

Dans ce chapitre, on va s'intéresser à la modélisation en vue de la commande des onduleurs de tension à neuf niveaux à structure NPC.

Dans la première partie, nous élaborons le modèle de fonctionnement de cet onduleur sans à priori sur sa commande en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Petri [20]. Ensuite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras. De même, nous élaborons un modèle de commande au sens des valeurs moyennes en utilisant la notion de fonctions génératrices. Ensuite, nous représentons ce modèle sous forme de graphe informationnel de causalité qui met en évidence la nature de chaque processeur élémentaire et son interconnexion. Ce modèle sera utilisé à l'étude des différentes stratégies de commande.

II.1- Structure de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

L'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC étudié, se compose de trois bras symétriques constitués chacun de dix interrupteurs en série et six autres en parallèle, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{KM} notées DD_{i0} et DD_{i1} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation

continue de force électromotrice $E = \sum_{i=1}^8 U_{ci}$. Ces huit générateurs ainsi que les diodes DD_{i0} et

DD_{i1} se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté "M"[22,23].

La représentation schématic de cet onduleur est donnée par la figure II-1.

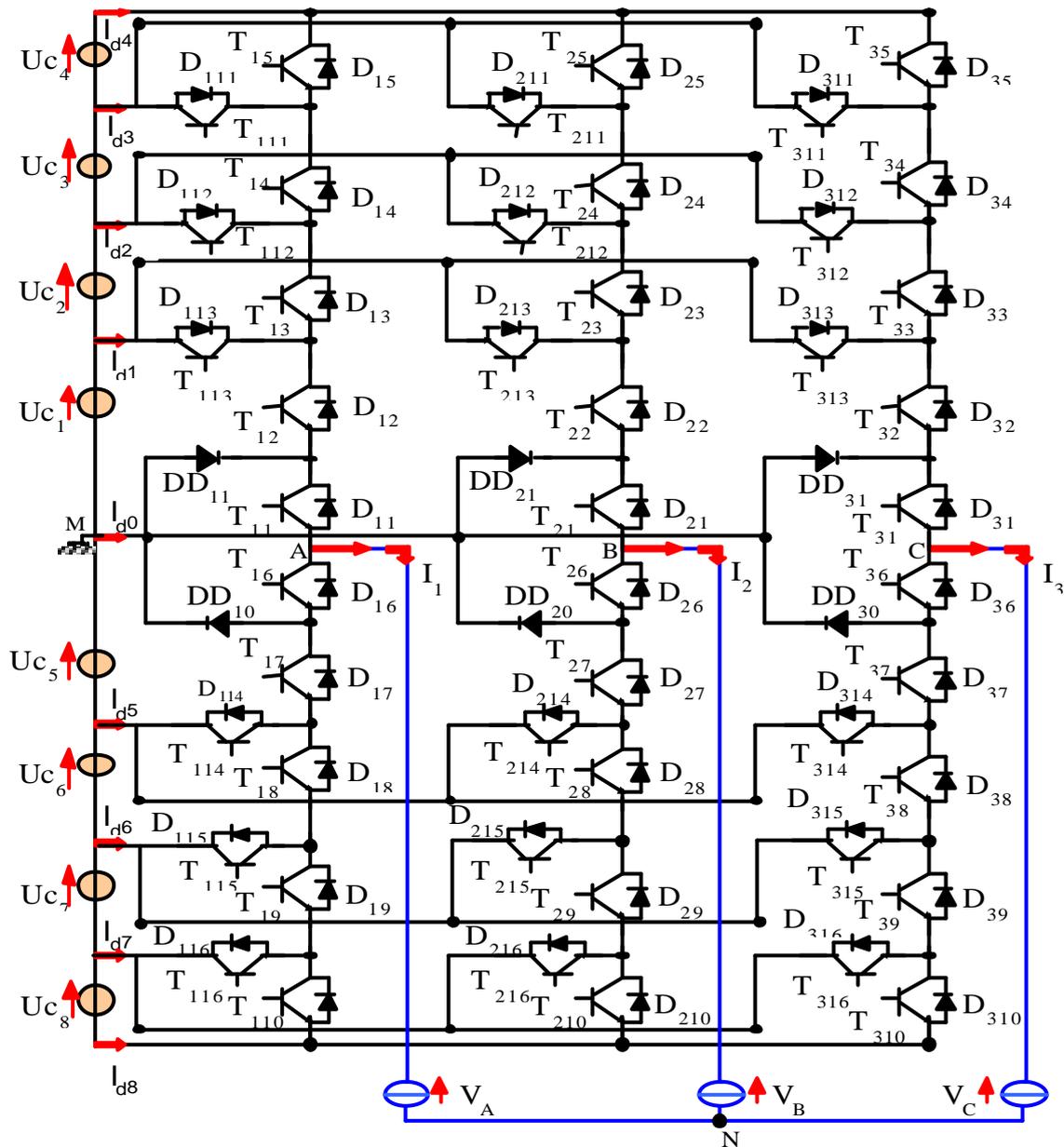


Figure II-1: Onduleur à neuf niveaux triphasé à structure NPC

II.2- Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à neuf niveaux

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à neuf niveaux, on considère les hypothèses suivantes [20,23,24,25]:

-On représente chaque paire transistor (T_{is}), diode (D_{is}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{is}), figure II-2.

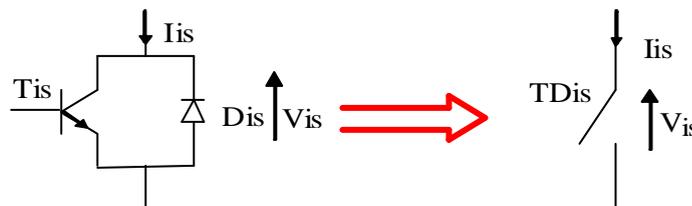


Figure II-2: Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire Transistor-diode

II.3-Différentes configurations d'un bras d'onduleur à neuf niveaux

Vu la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à neuf niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras figure II-3 [22,23].

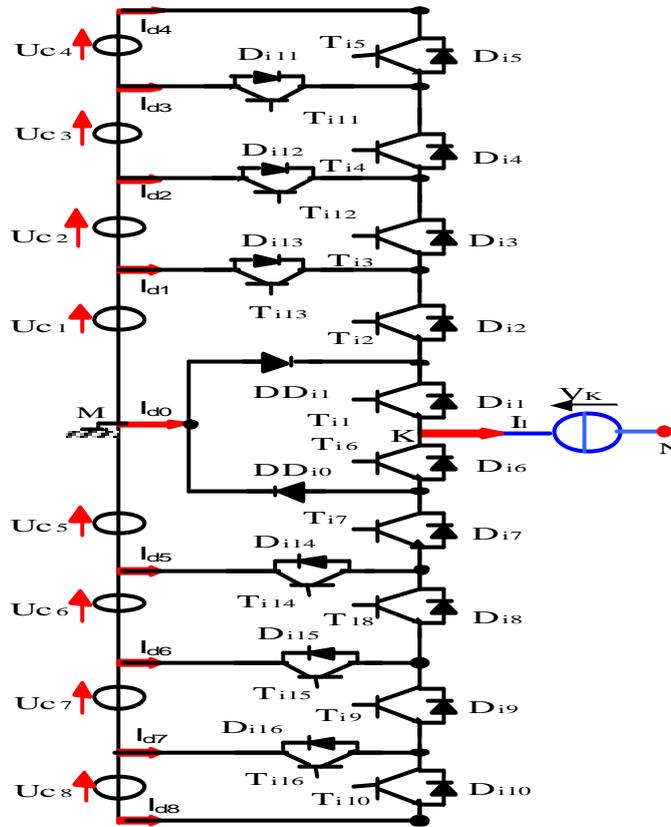
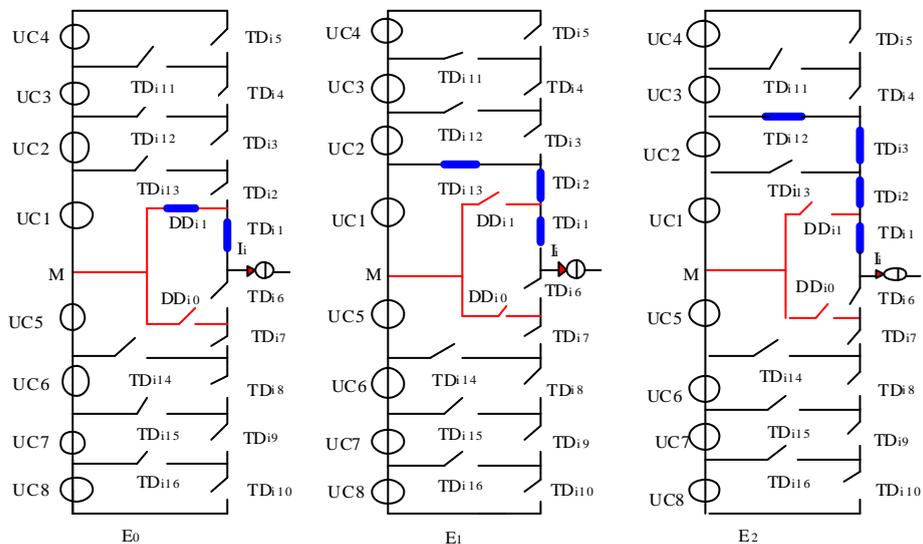


Figure II-3: Structure d'un bras de l'onduleur triphasé NPC à neuf niveaux

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à neuf niveaux montre qu'il existe neuf configurations possibles en mode commandable ; figure II-4 [22,23,25].

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



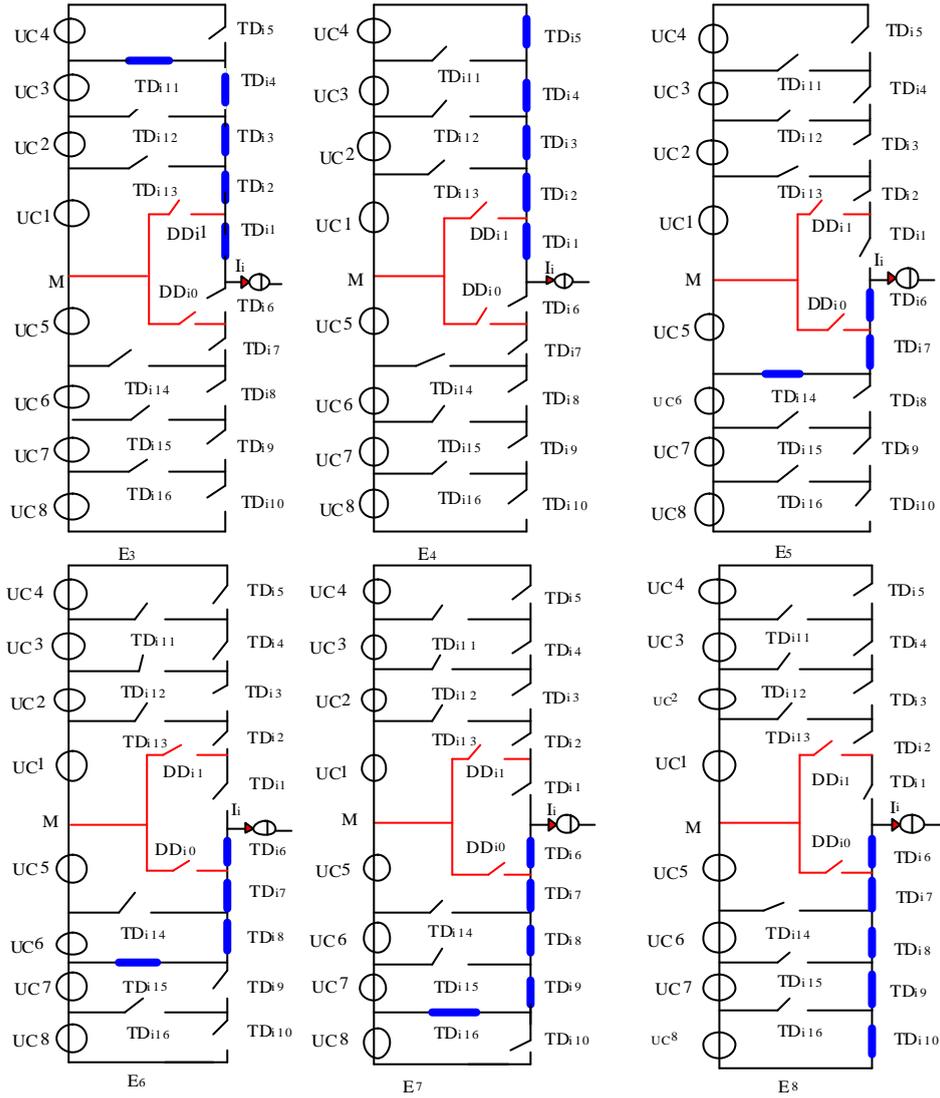


Figure II-4: Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

Configurations	Grandeurs électriques
E0	$V_{out} = 0$
E1	$V_{out} = U_C$
E2	$V_{out} = U_{C1} + U_{C2} = 2U_C$
E3	$V_{out} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} = 3U_C$
E4	$V_{out} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} + U_{C4} = 4U_C$
E5	$V_{out} = -U_{C5} = -U_C$
E6	$V_{out} = -U_{C5} - U_{C6} = -2U_C$
E7	$V_{out} = -(U_{C5} + U_{C6} + U_{C7}) = -3U_C$
E8	$V_{out} = -(U_{C5} + U_{C6} + U_{C7} + U_{C8}) = -4U_C$

Tableau II-1: Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras i d'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

II.4- Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à neuf niveaux

Une fois les neuf configurations du bras de l'onduleur sont déterminées, l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations donne les réceptivités du réseau de Petri [4,6], ce réseau est un graphe orienté, défini par un ensemble fini de transitions, de place et des arcs qui assurent la liaison d'une place vers une transition ou d'une transition vers une place [4]. La variable R_{mn} intervenant dans ce réseau de Petri représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n .

Les conditions de transition donnant les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras sont des fonctions logiques entre [20,22,23,25]:

-Une commande externe B_{iS} (l'ordre de mise en conduction ou de blocage du semi-conducteur).

-Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des interrupteurs de ce bras.

Ces différentes réceptivités R_{mn} sont explicitées ci-dessous [20,22]:

$$R_{02} = [B_{i1} \wedge (U_{mi1} > 0) \wedge B_{i2} \wedge (U_{mi2} > 0) \wedge B_{i3} \wedge (U_{mi3} > 0) \wedge (U_{mi34} > 0) \wedge \overline{B_{i5}}] + [(U_{mi1} < 0) \wedge (U_{mi2} < 0) \wedge (U_{mi3} < 0) \wedge (U_{mi4} < 0) \wedge B_{i11}]$$

:

$$R_{108}=[B_{i6}\&B_{i7}\&B_{i8}\&B_{i9}\&(I_i<0)]+[(U_{DDi0}<0)\&B_{i16}\&(I_i>0)].$$

$$R_{109}=[B_{i6}\&B_{i7}\&B_{i8}\&B_{i9}\&B_{i10}\&(I_i<0)]+(U_{DDi0}<0).$$

Le tableau II-1 représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à neuf niveaux [20,22,23,25]:

Avec la commande complémentaire et en mode commandable [6], le réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à neuf niveaux se simplifie à neuf configurations. Le réseau de pétri obtenu dans ces conditions est montré à la figure II-5.

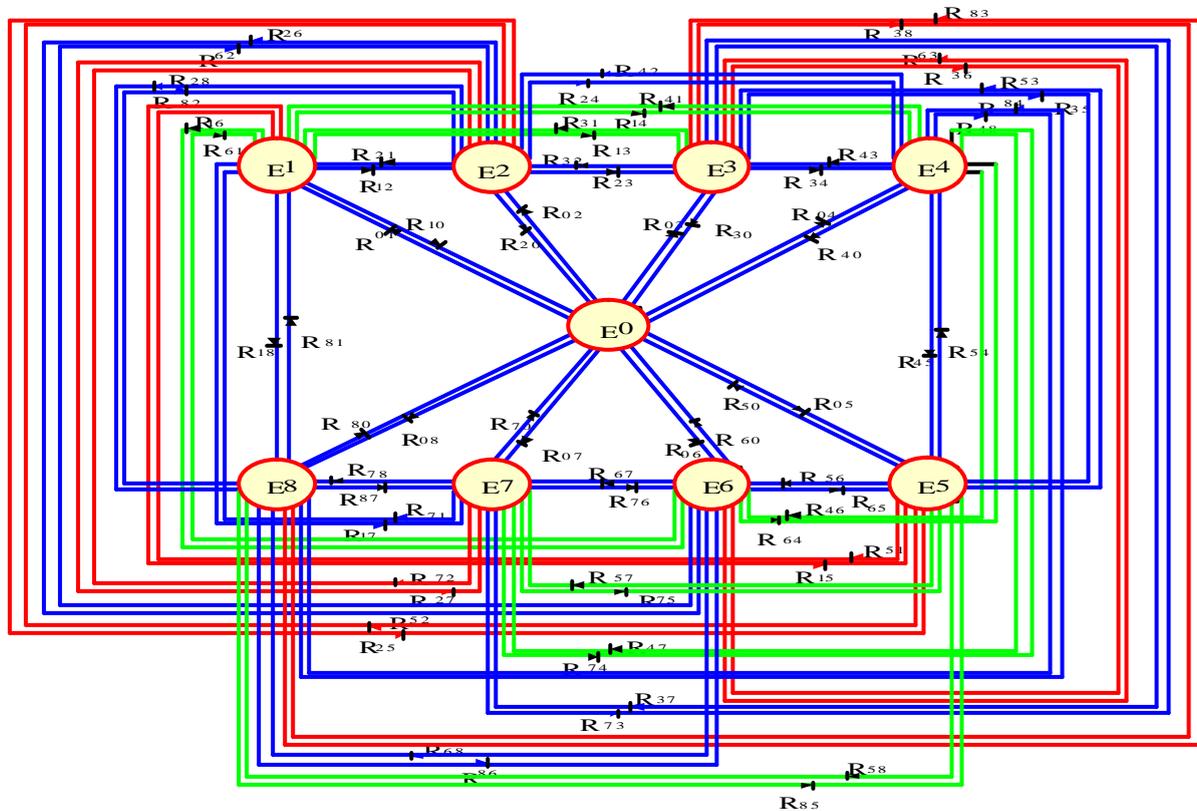


Figure II-5: Réseau de petri série de fonctionnement d'un bras d'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

II.5- Modélisation en vue de la commande de l'onduleur à neuf niveaux

II.5.1- 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), Dans ce qui va suivre, on suppose que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion, avec les hypothèses suivantes [26,27,28]:

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible.
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé. Alors on a:

$$\begin{cases} \vec{V}_A + \vec{V}_B + \vec{V}_C = 0 \\ \vec{I}_A + \vec{I}_B + \vec{I}_C = 0 \end{cases} \quad \text{[II-1]}$$

II.5.2- Fonction de connexion des interrupteurs

Cette fonction est associée à chaque interrupteur TD_{is} , et décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction vaut «1» si l'interrupteur est fermé et «0» dans le cas contraire, tel que [22,25,28]:

$$F_{is} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{is} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{is} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{[II-2]}$$

II.5.3- Commande complémentaire

Pour éviter la conduction simultanée des dix 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 la commande complémentaire suivante [22,23,29]:

$$\begin{cases} B_{i1} = \overline{B_{i7}} \\ B_{i2} = \overline{B_{i6}} \\ B_{i3} = \overline{B_{i8}} \\ B_{i4} = \overline{B_{i9}} \\ B_{i5} = \overline{B_{i10}} \end{cases} \quad \text{[II-3]}$$

Ainsi, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i7} \\ F_{i2} = 1 - F_{i6} \\ F_{i3} = 1 - F_{i8} \\ F_{i4} = 1 - F_{i9} \\ F_{i5} = 1 - F_{i10} \end{cases} \quad \text{[II-4]}$$

II.5.4- Fonction de connexion du demi-bras

On définit pour l'onduleur une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{im}^b telle que, i le numéro du bras ($i=1,2,3$).

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases} \quad \text{[II-5]}$$

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

$$\begin{cases} F_{i1}^b = F_{i1} F_{i2} F_{i3} F_{i4} F_{i5} \\ F_{i0}^b = F_{i6} F_{i7} F_{i8} F_{i9} F_{i10} \end{cases} \quad [\text{II-6}]$$

F_{i1}^b est associée au demi-bras du haut ($TD_{i1} TD_{i2} TD_{i3} TD_{i4} TD_{i5}$)

F_{i0}^b est associée au demi-bras du bas ($TD_{i6} TD_{i7} TD_{i8} TD_{i9} TD_{i10}$)

Ce système d'équations montre que la fonction F_{im}^b vaut «1» dans le cas où les cinq interrupteurs du demi-bras sont tous fermés et «0» dans tous les autres cas.

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

$$\begin{aligned} F_{i11} &= F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot F_{i4} \cdot (1 - F_{i5}) \\ F_{i12} &= F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \cdot (1 - F_{i4}) \\ F_{i13} &= F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot (1 - F_{i3}) \\ F_{i14} &= F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot (1 - F_{i8}) \\ F_{i15} &= F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \cdot (1 - F_{i9}) \\ F_{i16} &= F_{i6} \cdot F_{i7} \cdot F_{i8} \cdot F_{i9} \cdot (1 - F_{i10}) \end{aligned} \quad [\text{II-7}]$$

II.6- Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasée (MSAP), couplée en étoile avec neutre isolé. 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 neuf niveaux par rapport au point milieu « M » s'expriment comme suit [22,30]:

$$\begin{aligned} V_{kM} &= F_{i1} F_{i2} (1 - F_{i3}) U_{c1} \\ &\quad + F_{i1} F_{i2} F_{i3} (1 - F_{i4}) (U_{c1} + U_{c2}) \\ &\quad + F_{i1} F_{i2} F_{i3} F_{i4} (1 - F_{i5}) (U_{c1} + U_{c2} + U_{c3}) \\ &\quad + F_{i1} F_{i2} F_{i3} F_{i4} F_{i5} (U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} + U_{c4}) \\ &\quad - F_{i6} F_{i7} (1 - F_{i8}) U_{c5} \\ &\quad - F_{i6} F_{i7} F_{i8} (1 - F_{i9}) (U_{c5} + U_{c6}) \\ &\quad - F_{i6} F_{i7} F_{i8} F_{i9} (1 - F_{i10}) (U_{c5} + U_{c6} + U_{c7}) \\ &\quad - F_{i6} F_{i7} F_{i8} F_{i9} F_{i10} (U_{c5} + U_{c6} + U_{c7} + U_{c8}) \end{aligned} \quad [\text{II-8}]$$

Avec $k=A,B,C$ et $i=1,2,3$, on associe (A,B,C) respectivement à $(1,2,3)$.

En introduisant les fonctions dans le système, on obtient le système d'équations qui peut s'écrire sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} + \begin{bmatrix} F_{111} + F_{11}^b \\ F_{211} + F_{21}^b \\ F_{311} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c3} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c4} \\
 &- \begin{bmatrix} F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{10}^b \\ F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{20}^b \\ F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c5} - \begin{bmatrix} F_{115} + F_{116} + F_{10}^b \\ F_{215} + F_{216} + F_{20}^b \\ F_{315} + F_{316} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c6} - \begin{bmatrix} F_{116} + F_{10}^b \\ F_{216} + F_{20}^b \\ F_{316} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c7} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c8}
 \end{aligned} \quad \text{[II-9]}$$

D'après ce système, on peut déduire que l'onduleur à neuf niveaux est une mise en série de huit onduleurs à deux niveaux ou de quatre onduleurs à trois niveaux ou deux onduleurs à cinq niveaux. Si on prend en considération l'hypothèse suivante $U_{ci} (i = 1 \dots 8) = U_C$. L'équation (II-9) devient comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3F_{111} + 2F_{112} + 4F_{11}^b + F_{113} - F_{114} - 2F_{115} - 3F_{116} - 4F_{10}^b \\ 3F_{211} + 2F_{212} + 4F_{21}^b + F_{213} - F_{214} - 2F_{215} - 3F_{216} - 4F_{20}^b \\ 3F_{311} + 2F_{312} + 4F_{31}^b + F_{313} - F_{314} - 2F_{315} - 3F_{316} - 4F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad \text{[II-10]}$$

$$\begin{bmatrix} V_{KM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i12} + F_{i13} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i15} + F_{i16} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i12} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i15} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c2} + \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c3} + \begin{bmatrix} F_{i1}^b \\ F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c4} - \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i12} + F_{i13} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i15} + F_{i16} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c5} - \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i12} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i15} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c6} - \begin{bmatrix} F_{i11} + F_{i1}^b \\ F_{i14} + F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c7} - \begin{bmatrix} F_{i1}^b \\ F_{i0}^b \end{bmatrix} U_{c8} \quad \text{[II-12]}$$

D'après le système, on définit les deux fonctions de connexion globales:

$$\begin{cases} F_{i1}^{bT} = F_{i13} + 2F_{i12} + 3F_{i11} + 4F_{i1}^b \\ F_{i0}^{bT} = F_{i14} + 2F_{i15} + 3F_{i16} + 4F_{i0}^b \end{cases} \quad \text{[II-13]}$$

Les tensions composées s'expriment comme suit:

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

A partir des relations (II-10), (II-11) et (II-12), découle l'équation matricielle suivante [31]:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{bT} - F_{10}^{bT} \\ F_{21}^{bT} - F_{20}^b \\ F_{31}^{bT} - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad \text{[II-15]}$$

Pour les tensions simples, on a:

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad \text{[II-16]}$$

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

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad \text{[II-17]}$$

A partir des relations (II.14) et (II.15), on a:

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad [\text{II-18}]$$

Donc, ces tensions simples s'expriment grâce aux fonctions de connexion des demi-bras globale selon le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{bT} - F_{10}^{bT} \\ F_{21}^{bT} - F_{20}^{bT} \\ F_{31}^{bT} - F_{30}^{bT} \end{bmatrix} U_C \quad [\text{II-19}]$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé s'expriment 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 :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{113} i_1 + F_{213} i_2 + F_{313} i_3 \\ i_{d2} = F_{112} i_1 + F_{212} i_2 + F_{312} i_3 \\ i_{d3} = F_{111} i_1 + F_{211} i_2 + F_{311} i_3 \\ i_{d4} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d5} = F_{114} i_1 + F_{214} i_2 + F_{314} i_3 \\ i_{d6} = F_{115} i_1 + F_{215} i_2 + F_{315} i_3 \\ i_{d7} = F_{116} i_1 + F_{216} i_2 + F_{316} i_3 \\ i_{d8} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad [\text{II-20}]$$

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

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} + i_{d5} + i_{d6} + i_{d7} + i_{d8}) \quad [\text{II-21}]$$

En utilisant la relation (II-18) dans l'équation (II-19), on obtient:

$$\begin{aligned} i_{d0} = & \left[1 - (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{11}^b + F_{10}^b) \right] * i_1 \\ & + \left[1 - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{21}^b + F_{20}^b) \right] * i_2 \\ & + \left[1 - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{31}^b + F_{30}^b) \right] * i_3 \end{aligned} \quad [\text{I-22}]$$

On définit la matrice de conversion simple $[N(t)]$ et composée $[M(t)]$, reliant le vecteur d'entrée interne $[V_A, V_B, V_C, i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}, i_{d5}, i_{d6}, i_{d7}, i_{d8}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état $[U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}, U_{C5}, U_{C6}, U_{C7}, U_{C8}, i_1, i_2, i_3]^t$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ U_{C7} \\ U_{C8} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ U_{C7} \\ U_{C8} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [\text{II-23}]$$

II.7- Modèle de connaissance

La figure II-6 représente le schéma bloc du modèle de connaissance global de l'onduleur en mode commandable associé à une charge triphasée et une source de tension continue à point milieu. A partir de cette figure, on distingue deux parties [20,22,25,31]:

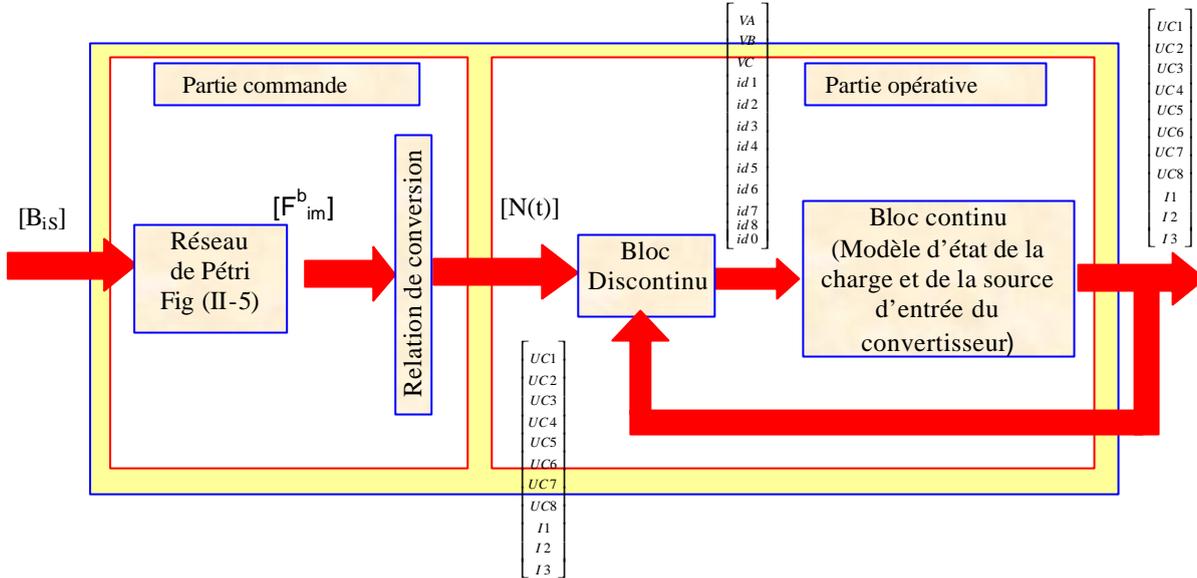


Figure II-6: Modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC

- La partie de commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable qui génère la matrice de conversion simple $[N(t)]$.
- La partie opérative est constituée de deux blocs:
 - Un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée,
 - Un bloc discontinu qui représente les entrées internes de l'onduleur.

II.8- Modèle de Commande au sens des valeurs moyennes

Afin d'homogénéiser le modèle de connaissance global de l'onduleur présenté précédemment, on introduit la notion de **fonction génératrice** F_{isg} qui permet d'approximer le bloc discontinu par un bloc continu. Cette fonction correspond à la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{is} sur une période de commutation T_e supposée infiniment petite [20,22,31].

$$F_{isg} = \left[\frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} F_{is}(t) dt \right] \in [0,1] \text{ avec } \begin{cases} n \in \mathbb{N} \\ T_e \rightarrow 0 \end{cases} \quad \text{[II-24]}$$

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

$$F_{img}^b = \left[\frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} F_{im}^b(t) dt \right] \quad \text{[II-25]}$$

Nous obtenons ainsi, un modèle de commande de l'onduleur où ces grandeurs sont toutes continues comme le montre la figure II-7.

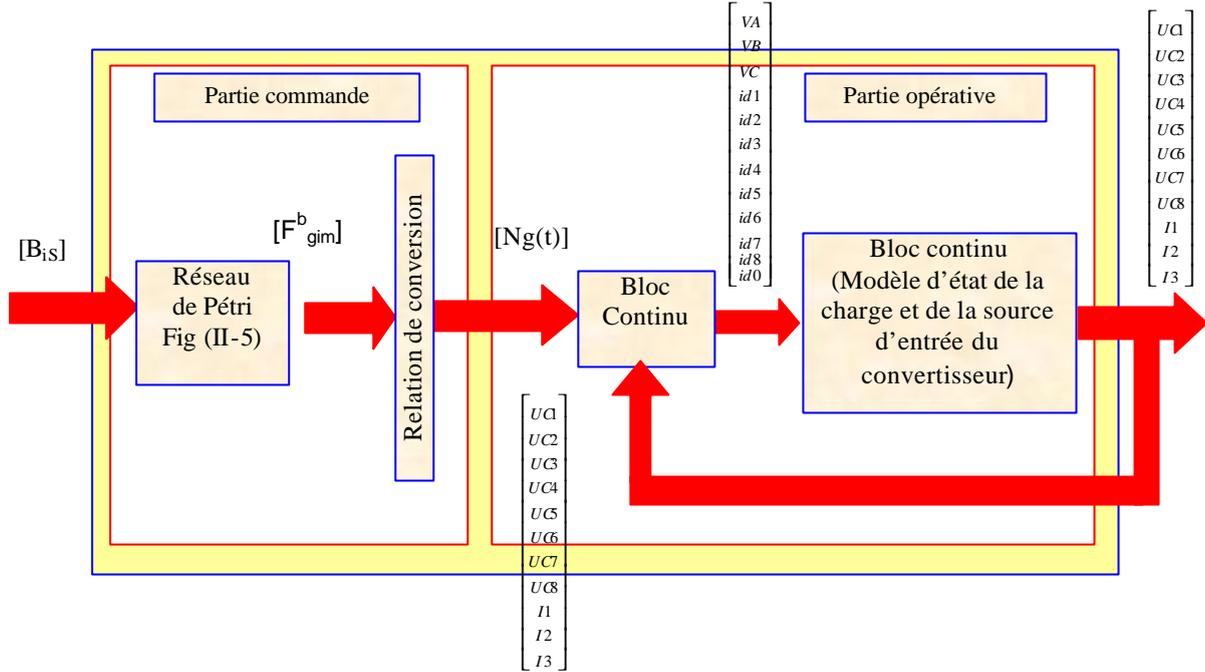


Figure II-7: Modèle de commande global de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC

Ce modèle sera utilisé pour l'élaboration des différentes stratégies de commande appliquées à l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC alimentant les machines électriques. Les tensions simples s'expriment grâce aux fonctions de génératrices de connexion des demi-bras globales selon le système suivant [31,32,33,34,35]:

$$\begin{bmatrix} \langle V_A \rangle \\ \langle V_B \rangle \\ \langle V_C \rangle \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^{bT})_g - (F_{10}^{bT})_g \\ (F_{21}^{bT})_g - (F_{20}^b)_g \\ (F_{31}^{bT})_g - (F_{30}^b)_g \end{bmatrix} U_C \quad \text{[II-26]}$$

Où:

$$\begin{cases} (F_{i1}^{bT})_g = (F_{i13})_g + 2(F_{i11})_g + 3(F_{i11})_g + 4(F_{i1}^b)_g \\ (F_{i0}^{bT})_g = (F_{i14})_g + 2(F_{i14})_g + 3(F_{i14})_g + 4(F_{i0}^b)_g \end{cases} \quad \text{[II-27]}$$

Ainsi, on définit la matrice de génératrice de conversion simple $[N_g(t)]$ comme suit:

$$[N_g(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{11}^{bT})_g - (F_{10}^{bT})_g \\ (F_{21}^{bT})_g - (F_{20}^b)_g \\ (F_{31}^{bT})_g - (F_{30}^b)_g \end{bmatrix} \quad \text{[II-28]}$$

Le graphe informationnel causal associé à cet onduleur est représenté à la figure II-8. Les relations R_1, R_2, R_3, R_4 et R_5 correspondent respectivement aux relations (II-6), (II-11), (II-23), (II-27) et (II-25). La relation R_6 représente le modèle d'état de l'ensemble de la source de tension d'entrée à point milieu de l'onduleur triphasé à neuf niveaux et sa charge (MSAP)[20,31]. On remarque bien que l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC présente une réaction d'état unitaire [20,31,36].

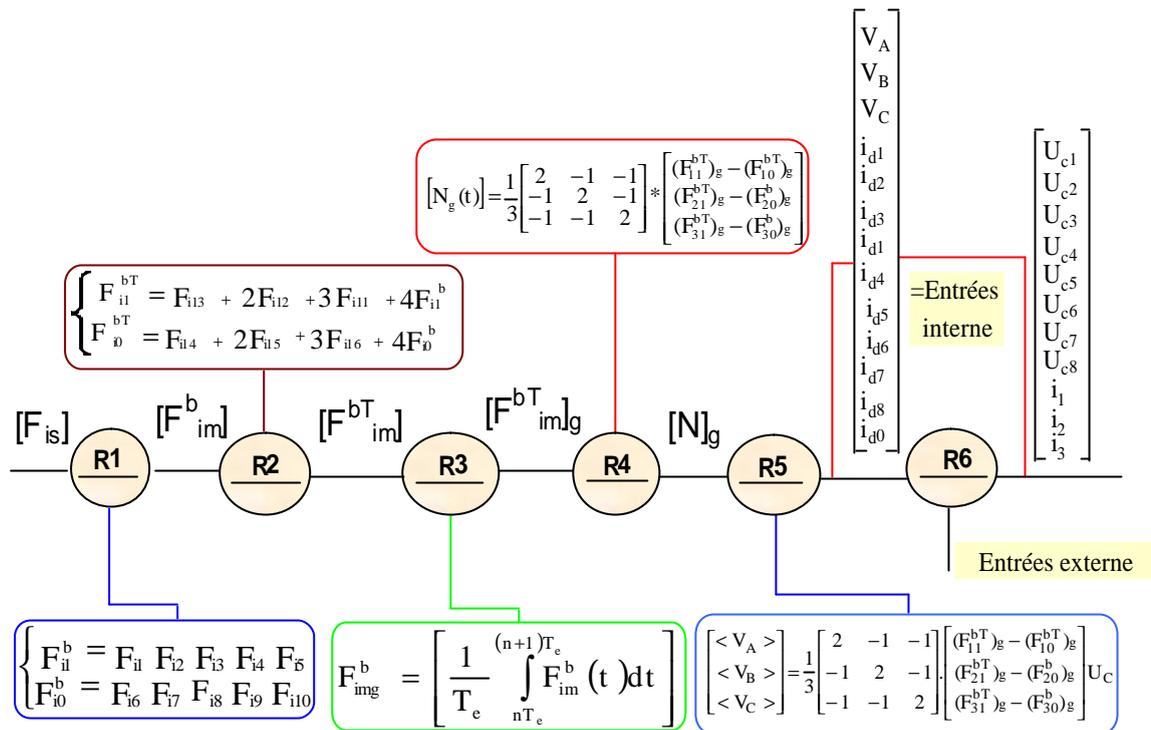


Figure II-8: Graphe informationnel causal associé au modèle de commande de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC

Comme la charge de l'onduleur triphasé à neuf niveaux couplés en étoile avec neutre isolé, on a:

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) - (i_{d5} + i_{d6} + i_{d7} + i_{d8}) \end{cases} \quad \text{[II-29]}$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{ci}(i=1\dots 8) = U_c$, les relations (II-23) deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad \text{[II-30]}$$

Ce modèle sera utilisé pour l'élaboration des différentes stratégies de commande appliquées à l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC alimentant la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses.

II.9- Stratégies de commande de l'onduleur de tension à neuf niveaux à structure NPC

Le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations: les cycloconvertisseurs et les onduleurs. Dans cette étude, c'est l'alimentation par onduleur de tension à neuf niveaux à structure NPC qui nous intéresse [35,36,37,38].

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines.

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.

Dans cette partie, nous élaborons quelques stratégies qui sont:

- Commande PWM à une porteuse;
- Commande PWM à une porteuse avec injection d'harmonique;
- Commande PWM à huit porteuses;
- Commande PWM à huit porteuses avec injection d'harmonique;
- Modulation vectorielle;
- Modulation calculée;
- Commande par hystérésis en courant.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur la bande de réglage et le spectre harmonique des tensions de sortie. A la fin, on étudiera les performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanents commandée en vitesse alimentée par cet onduleur avec la stratégie choisie.

Dans l'application de ces différentes stratégies, on posera: $U_{C(i=1\div 8)} = 40 \text{ V}$

II.9.1-Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent cette modulation [39,40,41]:

- 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 "**r**" comme étant le rapport de l'amplitude V_m de la porteuse et de la tension U_{pm} de référence $\left[r = \frac{V_m}{4U_{pm}} \right]$.

II.9.2- Commande PWM à une porteuse

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir), avec l'onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire ou en dent de scie [22,23,42,43].

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad [II.31]$$

$$U_p(t) = \begin{cases} 4U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 4U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p} \right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad [II.32]$$

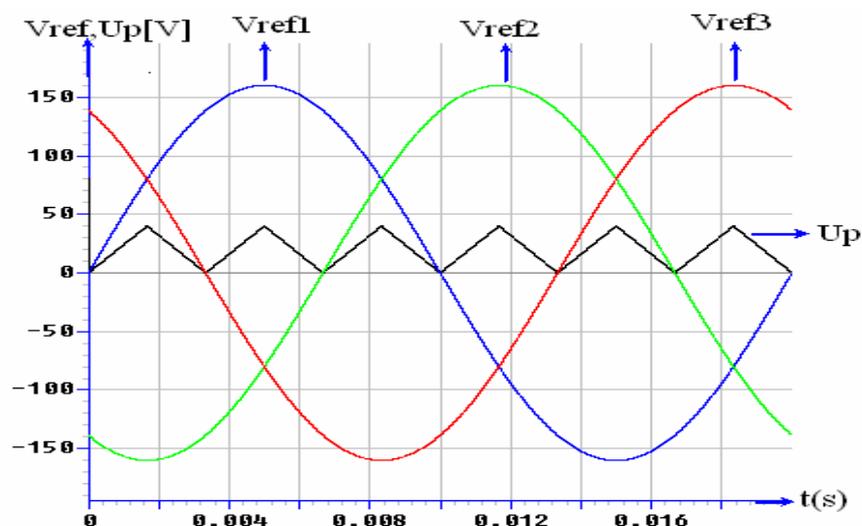


Figure II-9: Stratégie PWM à une porteuse

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\begin{aligned} [|V_{refk}| > 0 \text{ et } |V_{refk}| < U_c \text{ et } |V_{refk}| < U_p] &\Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [|V_{refk}| > 0 \text{ et } |V_{refk}| < U_c \text{ et } |V_{refk}| > U_p] &\Rightarrow V_{Km} = U_c \\ [U_c \leq |V_{refk}| \leq 2U_c \text{ et } |SV_{refk}| < U_p \text{ et } SV_{refk} > 0] &\Rightarrow V_{Km} = -U_c \\ [U_c \leq |V_{refk}| \leq 2U_c \text{ et } |SV_{refk}| > U_p \text{ et } SV_{refk} > 0] &\Rightarrow V_{Km} = 2U_c \\ [U_c \leq |V_{refk}| \leq 2U_c \text{ et } |SV_{refk}| > U_p \text{ et } SV_{refk} < 0] &\Rightarrow V_{Km} = -2U_c \\ [2U_c \leq |V_{refk}| \leq 3U_c \text{ et } |SSV_{refk}| < U_p \text{ et } SSV_{refk} > 0] &\Rightarrow V_{Km} = 2U_c \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & [2U_c \leq |V_{refk}| \leq 3U_c \text{ et } |SSV_{refk}| < U_p \text{ et } SSV_{refk} < 0] \Rightarrow, V_{Km} = -2U_c \\
 & [2U_c \leq |V_{refk}| \leq 3U_c \text{ et } |SSV_{refk}| > U_p \text{ et } SSV_{refk} > 0] \Rightarrow, V_{Km} = 3U_c \\
 & [2U_c \leq |V_{refk}| \leq 3U_c \text{ et } |SSV_{refk}| > U_p \text{ et } SSV_{refk} < 0] \Rightarrow, V_{Km} = -3U_c \\
 & [3U_c \leq |V_{refk}| \leq 4U_c \text{ et } |SSSV_{refk}| < U_p \text{ et } SSSV_{refk} > 0] \Rightarrow, V_{Km} = 3U_c \\
 & [3U_c \leq |V_{refk}| \leq 4U_c \text{ et } |SSSV_{refk}| < U_p \text{ et } SSSV_{refk} < 0] \Rightarrow, V_{Km} = -3U_c \\
 & [3U_c \leq |V_{refk}| \leq 4U_c \text{ et } |SSSV_{refk}| > U_p \text{ et } SSSV_{refk} > 0] \Rightarrow, V_{Km} = 4U_c \\
 & [3U_c \leq |V_{refk}| \leq 4U_c \text{ et } |SSSV_{refk}| > U_p \text{ et } SSSV_{refk} < 0] \Rightarrow, V_{Km} = -4U_c \\
 \\
 & SV_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_c & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_c & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases} \\
 & SSV_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - 2U_c & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + 2U_c & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases} \\
 & SSSV_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - 3U_c & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + 3U_c & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}
 \end{aligned}$$

Interprétations et commentaires

- Cette stratégie de commande permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=1$ et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (figure II-10). Où V_i est la valeur du fondamental de la tension de sortie et V_1 est la valeur de la tension du référence.
- L'analyse spectrale de la tension simple de sortie de la phase A de l'onduleur triphasé à neuf niveaux montre la présence des harmoniques seulement impairs pour des valeurs paires de m et des harmoniques pairs et impairs pour des valeurs impaires de m (figure II-11).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p=m.f$). La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude (figure II-11).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

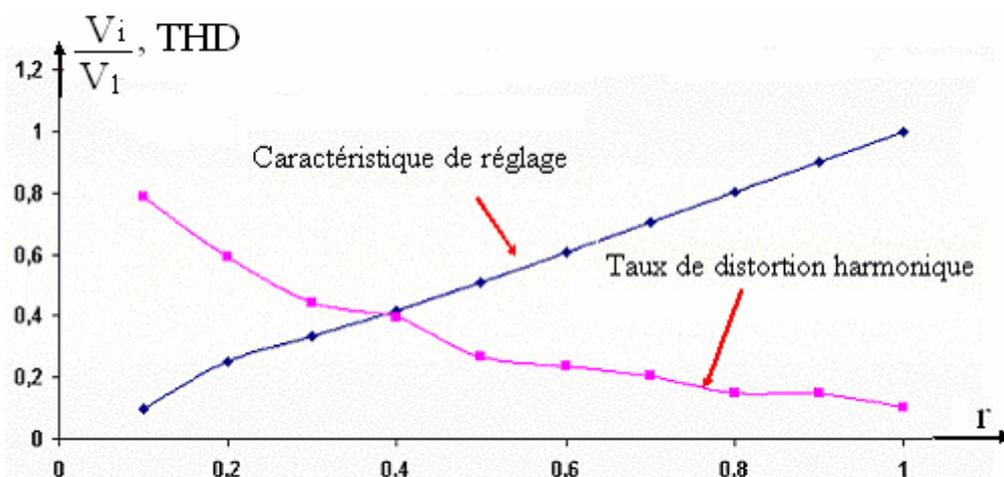


Figure II-10: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à une porteuse Unipolaire ($m=12$)

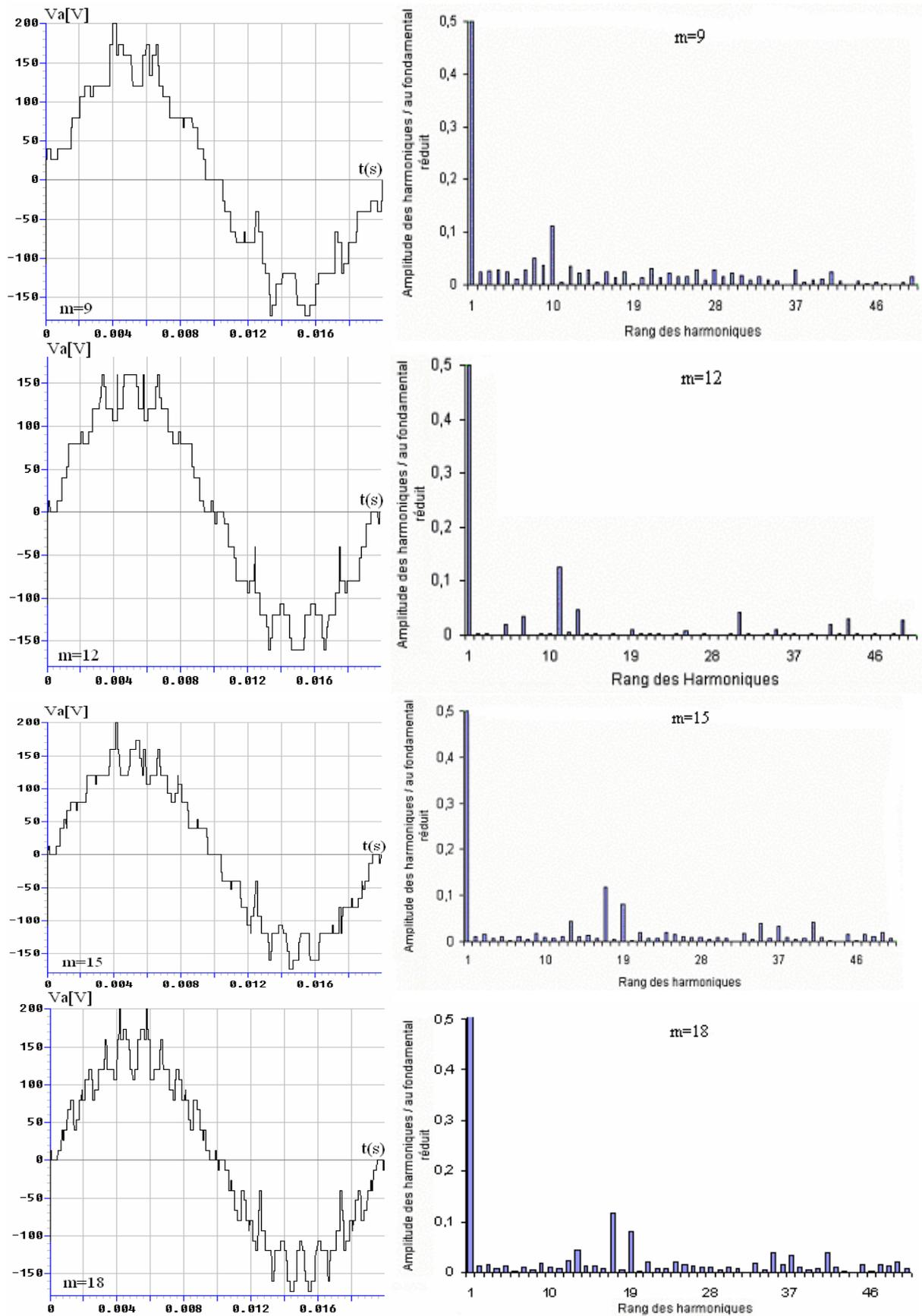


Figure II-11: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à une porteuse bipolaire ($r=0.9$)

II.9.3- Commande PWM à une porteuse avec injection de l'harmonique trois

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de référence afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à neuf niveaux. Ainsi, Cette stratégie consiste à injecter les harmoniques de rang multiples de trois appelée aussi suboptimale dans les tensions de référence. Dans ce cas, les nouvelles tensions de références sont données par le système suivant [20,22,40]:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m[\sin wt + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref2} = V_m[\sin(wt - \frac{2}{3}\pi) + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref3} = V_m[\sin(wt - \frac{4}{3}\pi) + a.\sin(3wt)] \end{cases} \quad [II-33]$$

L'algorithme de commande est le même que celui proposé dans le cas de la commande PWM à une seule porteuse vu au paragraphe précédent.

La figure II-12 représente les nouvelles tensions de référence et la porteuse utilisées.

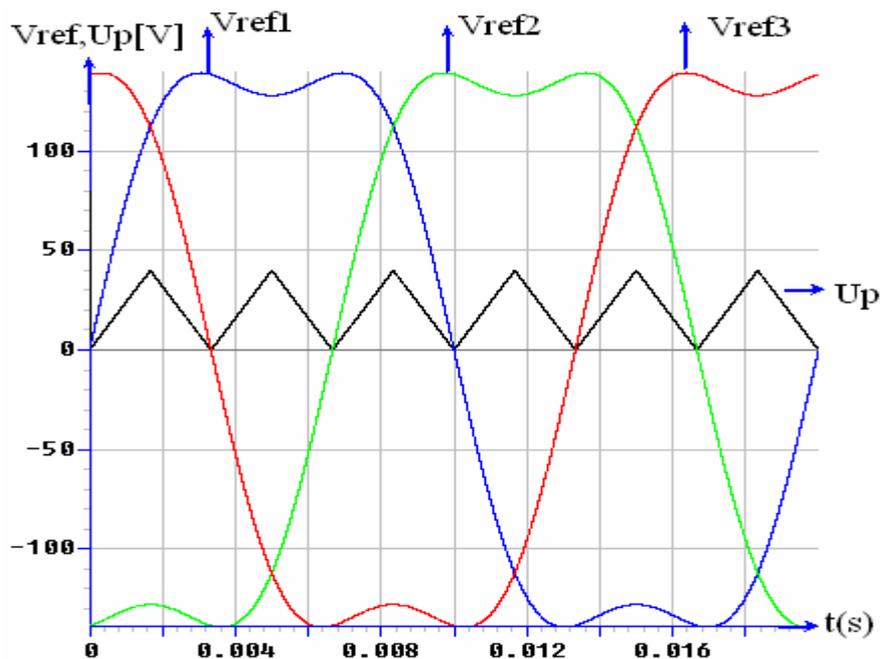


Figure II-12: Stratégie PWM à une porteuse avec injection d'harmonique

Interprétations et commentaires

La tension V_a présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et $3\pi/2$ pour des valeurs paires de m mais elle n'a aucune symétrie pour des valeurs impaires de m (figure II-13).

L'analyse spectrale de la figure II-13 montre la présence des harmoniques pairs et impairs pour des valeurs impaires et paires de m . Ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de m_f .

La figure II-14 montre que la caractéristique de réglage présente une linéarité jusqu'à $r=1,1$ et que le taux de distorsion harmonique est inversement proportionnel à r .

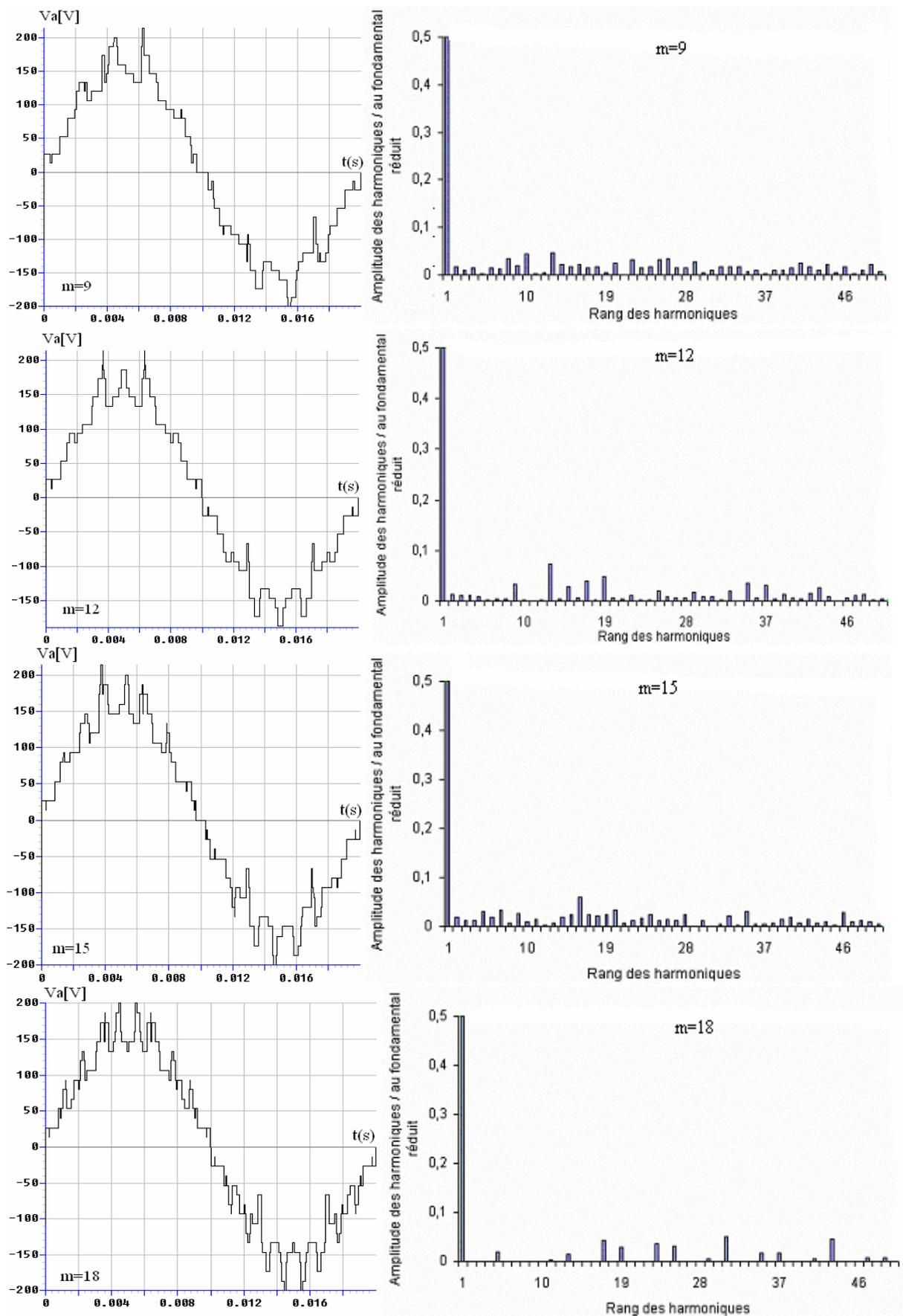


Figure II-13: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à une porteuse avec injection d'harmonique ($r=0.9$)

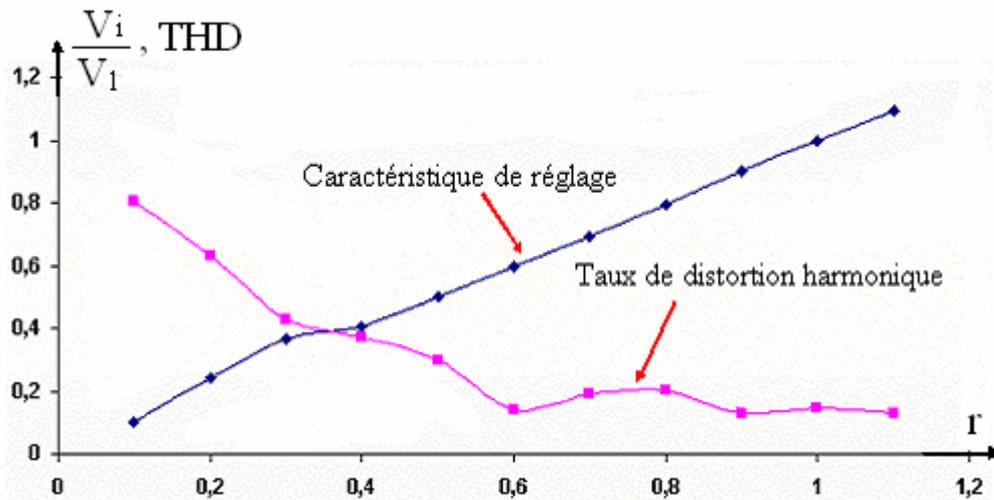


Figure II-14: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à une porteuse avec injection d'harmonique ($m=12$)

II.9.4- Commande PWM à huit porteuses

Il existe différents types de commande pour la stratégie PWM à huit porteuses. 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 avec huit porteuses triangulaires bipolaires [22,30,41].

Les huit porteuses ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}, U_{p5}, U_{p6}, U_{p7}, U_{p8}$) utilisées sont définies comme suit:

$$\left. \begin{aligned}
 U_{p1} &= \begin{cases} 4U_C \left(4\frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 4U_C \left(-4\frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\
 U_{p2} &= U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p3} &= U_{p1} \left(t - 2\frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p4} &= U_{p1} \left(t - 3\frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p5} &= U_{p1} \left(t - 4\frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p6} &= U_{p1} \left(t - 5\frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p7} &= U_{p1} \left(t - 6\frac{T_p}{8} \right) \\
 U_{p8} &= U_{p1} \left(t - 7\frac{T_p}{8} \right)
 \end{aligned} \right\}$$

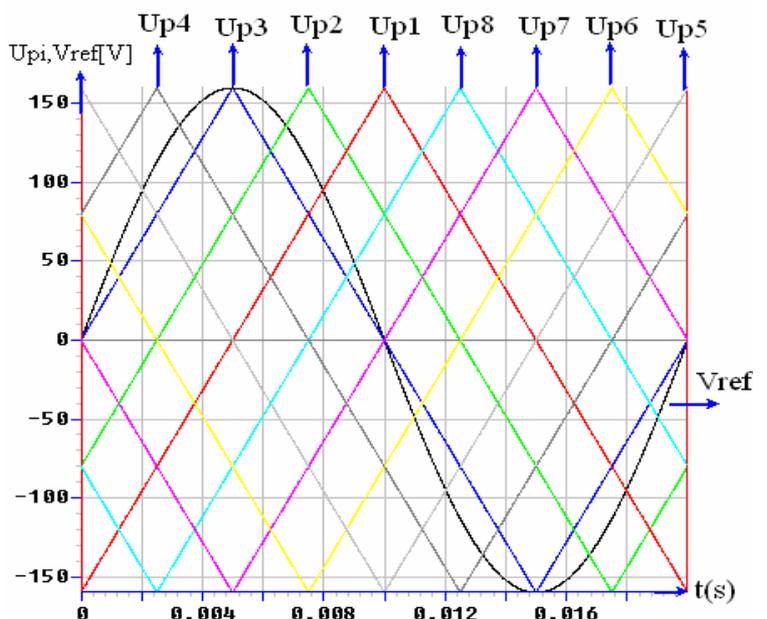


Figure II-15: Stratégie PWM à huit porteuses bipolaires

L'algorithme de commande pour un bras k de l'onduleur se résume en deux étapes:

1^{ère} étape: Détermination des tensions intermédiaires: ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}, V_{k5}, V_{k6}, V_{k7}$ et V_{k8})

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p8} \Rightarrow V_{k8} = 4U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p8} \Rightarrow V_{k8} = 3U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p7} \Rightarrow V_{k7} = 3U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p7} \Rightarrow V_{k7} = 2U_C \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p6} \Rightarrow V_{k6} = 2U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p6} \Rightarrow V_{k6} = U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p5} \Rightarrow V_{k5} = U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p5} \Rightarrow V_{k5} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 0 \\ V_{\text{refk}} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = -U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = -U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = -2U_C \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -2U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -3U_C \end{cases} \quad \begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -3U_C \\ V_{\text{refk}} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -4U_C \end{cases}$$

Étape 2: Détermination du signal V_{km} et les ordres de commande B_{is} des interrupteurs

$$V_{km} = 4U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{km} = 3U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = 1, B_{i5} = 0$$

$$V_{km} = 2U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = 1, B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{km} = U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = 1, B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{km} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{km} = -U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = 0, B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{km} = -2U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = 0, B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{km} = -3U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = 0, B_{i5} = 1$$

$$V_{km} = -4U_C \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

Avec:

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} + V_{k5} + V_{k6} + V_{k7} + V_{k8}$$

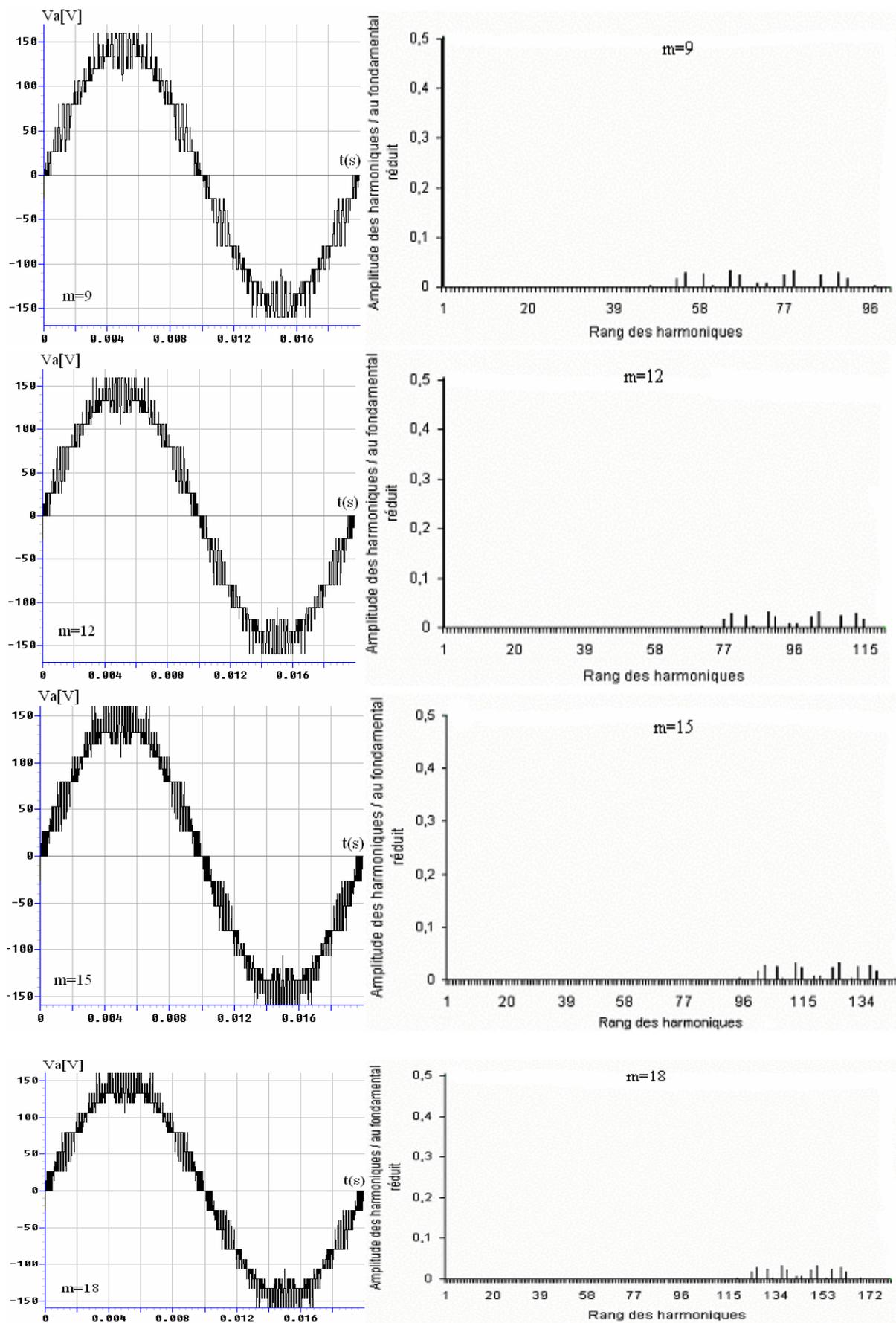


Figure II-16: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à huit porteuses bipolaires ($r=0.9$)

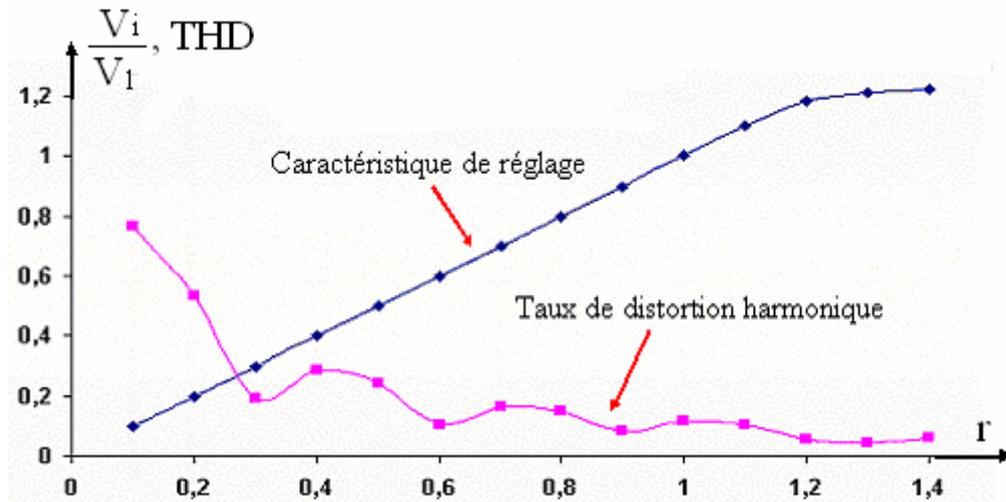


Figure II-17: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à huit porteuses bipolaires ($m=12$)

Interprétations et commentaires

On constate que quelque soit " m " pair ou impair, la tension V_a présente une symétrie par rapport à $\frac{T}{4}$ et donc seuls les harmoniques impairs existent. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent autour des fréquences multiples de $8mf$ (figure II-16). L'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées par l'inductance de la machine. Les caractéristiques de la tension simple de sortie V_a de l'onduleur triphasé montre que: Le taux de modulation " r " permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0 à $4U_c$ correspondant à $r_{max}=1.1$ (figure II-17). Le taux d'harmonique diminue quand " r " augmente.

II.9.5- Commande PWM à huit porteuses avec injection de l'harmonique trois

Comme pour la stratégie PWM à une porteuse et dans le même but d'élargir la zone linéaire de réglage de tension de l'onduleur à neuf niveaux, on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de référence comme pour la stratégie PWM à une porteuse avec injection d'harmonique.

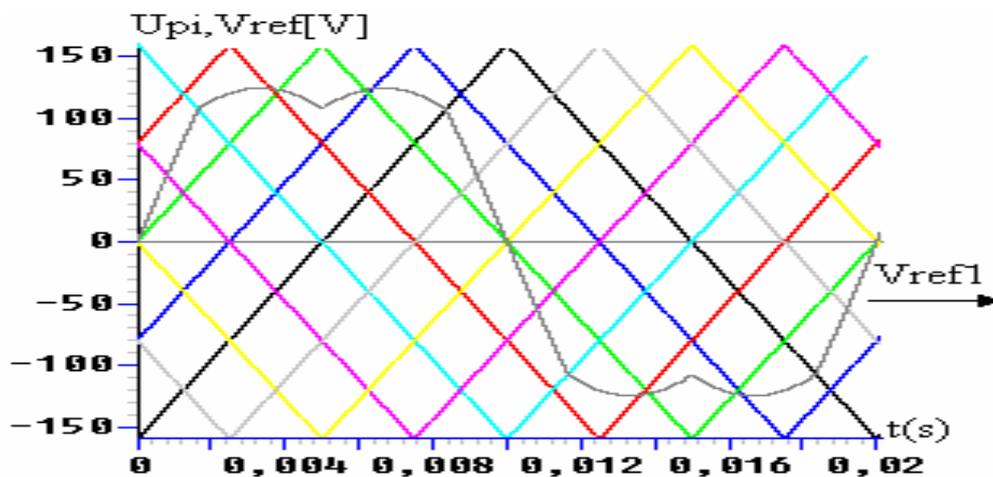


Figure II-18: Stratégie PWM à huit porteuses avec injection d'harmonique

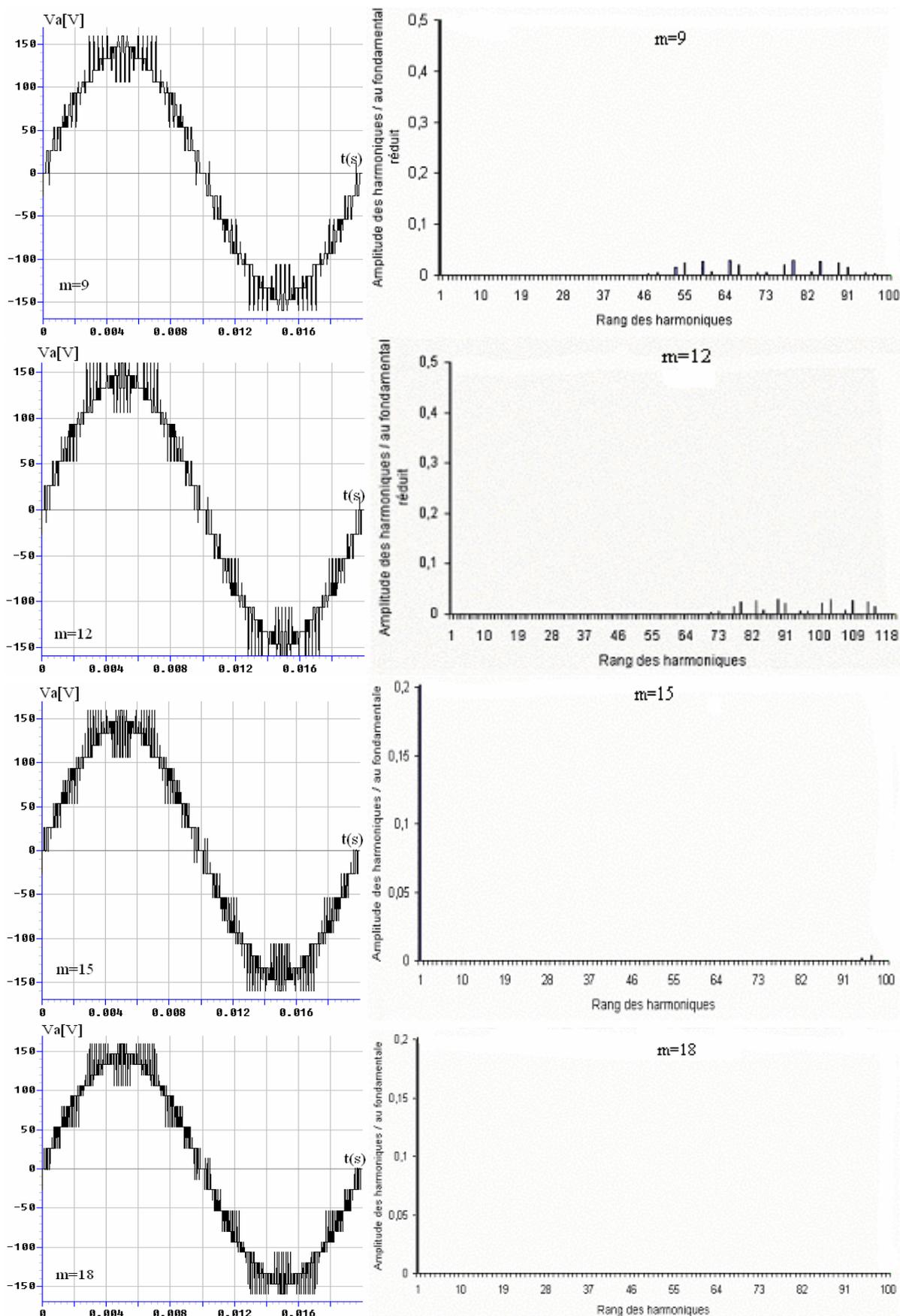


Figure II-19: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à huit porteuses avec injection d'harmonique ($r=0.9$)

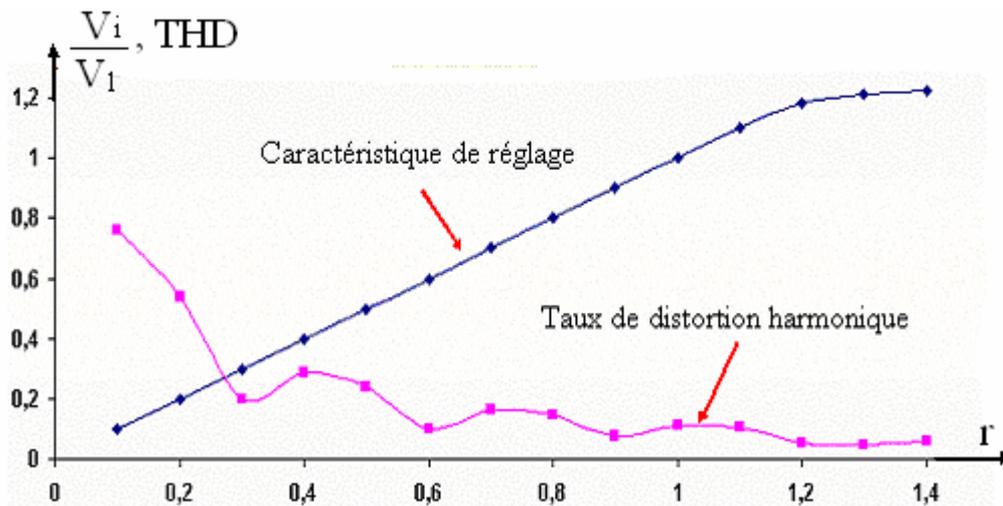


Figure II-20: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie PWM à huit porteuses avec injection d'harmonique ($m=12$)

La figure II-19 montre que pour des valeurs paires et impaires de m , la tension de sortie V_a présente une symétrie par rapport à π et $\pi/2$ d'où seuls les harmoniques impairs existent et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiple de $8mf$.

La figure II-20 montre que la caractéristique de réglage présente une linéarité jusqu'à $r=1,2$ et que le taux de distorsion harmonique est inversement proportionnel à r .

II.9.6- Modulation vectorielle

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou huit porteuses. Nous présentons l'algorithme utilisant huit porteuses bipolaires [44,45].

La modulation vectorielle comme l'indique son nom permet de suivre le vecteur de tension de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ et non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la stratégie PWM avec injection de l'harmonique trois [20,22,46].

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

On définit à partir du vecteur de référence $V_{Sref}[i]$, deux nouveaux vecteurs de références V_{Sref1} , V_{Sref0} [47,48].

Le vecteur V_{Sref1} (respectivement V_{Sref0}) est associé au demi bras du haut (respectivement du bas) et ces deux vecteurs sont définis par le système suivant:

$$\begin{aligned} V_{Sref1}[i] &= V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] &= V_{Sref}[i] - V_0 \end{aligned} \tag{II-34}$$

Avec: $i=1,2,3$.

La tension V_0 de fréquence $3f$ (f : est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante:

$$V_0 = - \frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \tag{II-35}$$

La figure II-21 représente les différents signaux de la modulation vectorielle [49,50].

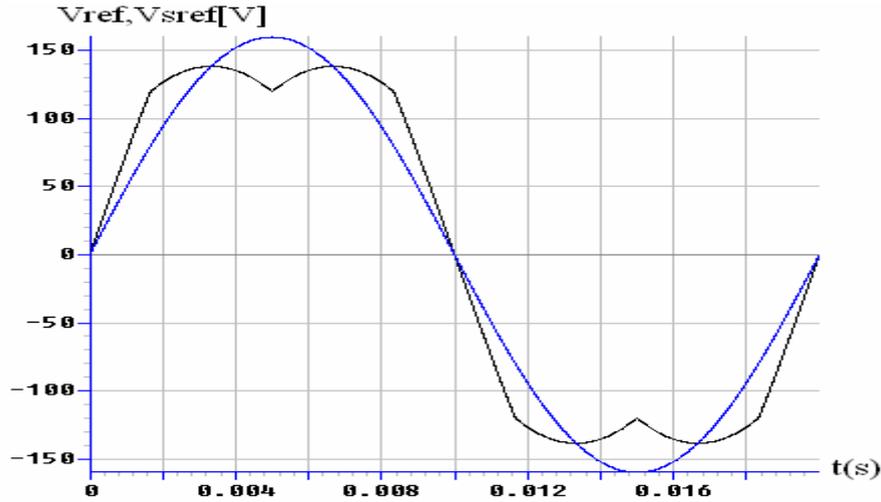


Figure II.21: Forme du signal de la tension de référence

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande PWM à huit porteuses bipolaires en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi-bras de l'onduleur. Il se résume en trois étapes [50]:

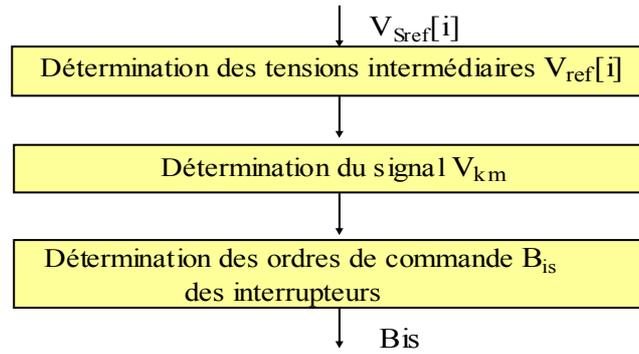


Figure II.22: Organigramme général de la Modulation Vectorielle

1^{ère} étape: Détermination des tensions intermédiaires:

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{11}[i] = 4U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{11}[i] = 3U_c \end{cases}
 \begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{12}[i] = 3U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{12}[i] = 2U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{13}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{13}[i] = U_c \end{cases}
 \begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{14}[i] = U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{14}[i] = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p5} \Rightarrow V_{15}[i] = 0 \\ V_{sref0}[i] < U_{p5} \Rightarrow V_{15}[i] = -U_c \end{cases}
 \begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p6} \Rightarrow V_{16}[i] = -U_c \\ V_{sref0}[i] < U_{p6} \Rightarrow V_{16}[i] = -2U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p7} \Rightarrow V_{17}[i] = -2U_c \\ V_{sref0}[i] < U_{p7} \Rightarrow V_{17}[i] = -3U_c \end{cases}
 \begin{cases} V_{sref0}[i] \geq U_{p8} \Rightarrow V_{18}[i] = -3U_c \\ V_{sref0}[i] < U_{p8} \Rightarrow V_{18}[i] = -4U_c \end{cases}$$

2^{ème} étape: Détermination du signal V_{km}

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} + V_{k5} + V_{k6} + V_{k7} + V_{k8}$$

3^{ème} étape: Détermination des ordres de commande B_{is} des interrupteurs:

$$V_{K_m}[i] = 4U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{K_m}[i] = 3U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = 1, B_{i5} = 0$$

$$V_{K_m}[i] = 2U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = 1, B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{K_m}[i] = U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = 1, B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{K_m}[i] = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

$$V_{K_m}[i] = -U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = 0, B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{K_m}[i] = -2U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = 0, B_{i4} = B_{i5} = 1$$

$$V_{K_m}[i] = -3U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = 0, B_{i5} = 1$$

$$V_{K_m}[i] = -4U_c \Rightarrow B_{i1} = B_{i2} = B_{i3} = B_{i4} = B_{i5} = 0$$

Interprétations et commentaires

La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{\max} = 1,2$ et le taux d'harmonique diminue quand " r " augmente figure II-23.

On constate que la tension simple V_a ne possède que des harmoniques impairs pour toutes les valeurs de " m ", et se regroupent autour des fréquences multiples de $8mf$.

La figure II-24 montre que pour des valeurs paires et impaires de m , la tension de sortie V_a présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , d'où seuls les harmoniques d'ordre impairs existent et se regroupent autour des fréquences multiples de $8mf$.

L'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, donc facilement filtrées par la machine.

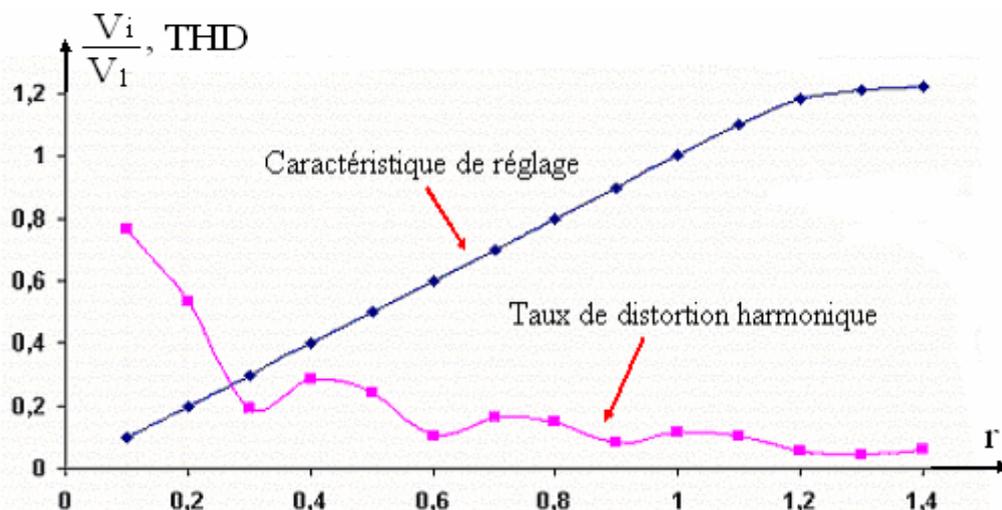


Figure II-23: Caractéristiques de la tension de sortie V_a de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie Modulation vectorielle ($m=12$)

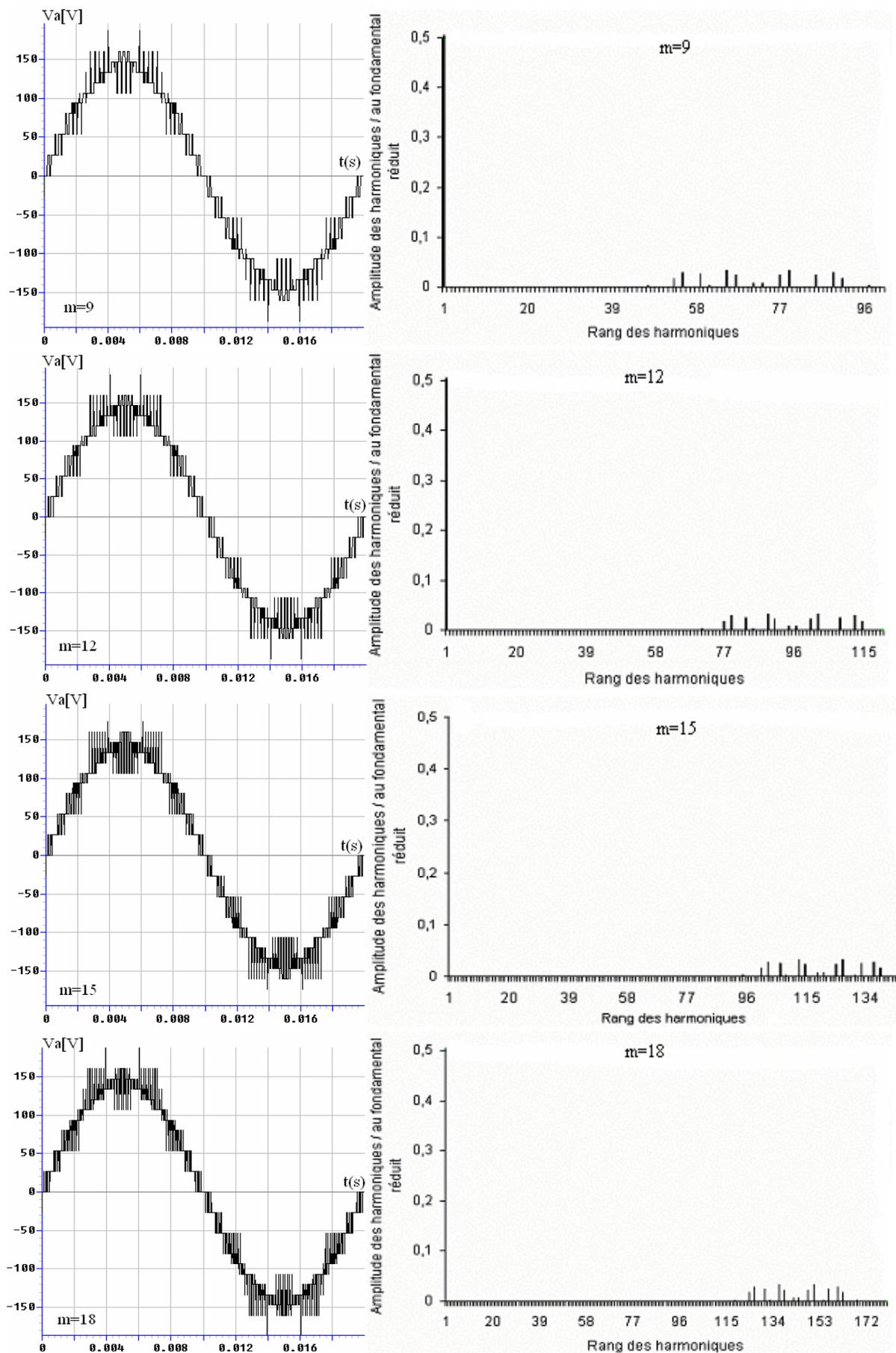


Figure II-24: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie Modulation vectorielle ($r=0.9$)

II.9.7- Modulation Calculée

En vue d'une réalisation numérique, nous présentons dans cette partie un algorithme de commande utilisant le modèle de commande défini au sens des valeurs moyennes de l'onduleur de tension à neuf niveaux développé précédemment [51,52,53]. L'algorithme général d'une stratégie de commande utilisant ce modèle de commande est composé de quatre étapes qui peuvent être résumées par l'organigramme de la figure II-25 [54].

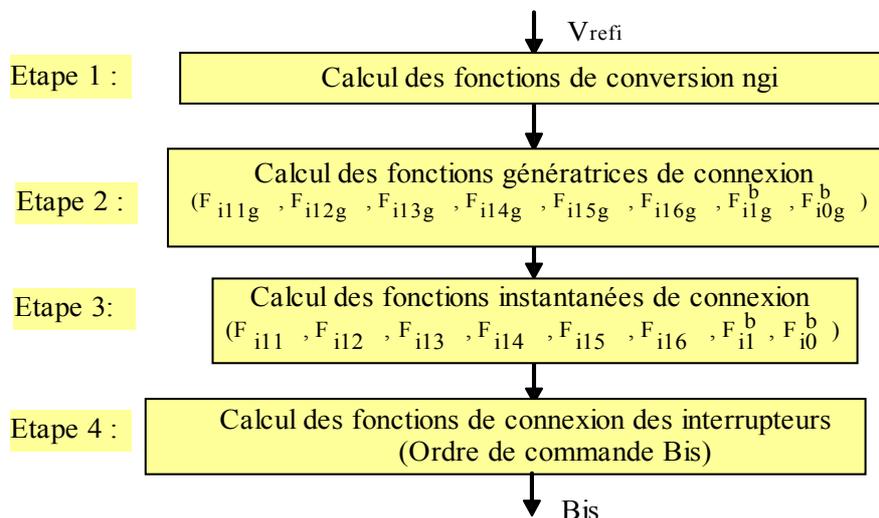


Figure II-25: Organigramme général d'une modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs

L'algorithme est basé sur la commande PWM à une seule porteuse. Il se résume aux étapes suivantes:

Etape 1: Calcul des fonctions génératrices de conversion simples n_{gi} :

$$n_{gi} = \frac{\langle V_{km} \rangle}{U_c} = \frac{V_{ref} K}{U_c} ; i=1,2,3 \quad [II-36]$$

$$\text{On a } n_{gi} = n_{gai} + n_{gbi} \Rightarrow \begin{cases} n_{gai} = 4F_{i1g}^b + 3F_{i11g} + 2F_{i12g} + F_{i13g} \\ n_{gbi} = 4F_{i0g}^b + 3F_{i16g} + 2F_{i15g} + F_{i14g} \end{cases}$$

Etape 2: Calcul des fonctions de connexion:

$$0 < |n_{gi}| < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{i1116g} = F_{i1215g} = 0 \\ F_{i1314g} = |n_{gi}| \end{cases} \quad 1 < |n_{gi}| < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{i1116g} = 0 \\ F_{i1314g} = 2 - |n_{gi}| \\ F_{i1215g} = |n_{gi}| - 1 \end{cases} \quad [II-37]$$

$$2 < |n_{gi}| < 3 \Rightarrow \begin{cases} F_{i1314g} = 0 \\ F_{i1116g} = |n_{gi}| - 2 \\ F_{i1215g} = 3 - |n_{gi}| \end{cases} \quad 3 < |n_{gi}| < 4 \Rightarrow \begin{cases} F_{i1314g} = 0 \\ F_{i10g}^b = |n_{gi}| - 3 \\ F_{i1215g} = 0 \\ F_{i1116g} = 4 - |n_{gi}| \end{cases}$$

Avec :

$F_{i1314g}, F_{i1215g}, F_{i1116g}, F_{i10g}^b$ sont des fonctions génératrices intermédiaires

Etape 3: Calcul des variables temporelles intermédiaires:

$$\begin{cases} T_{i1} = \frac{T_h}{2} |F_{i1314g}| \\ T_{i2} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{i1314g}|) \end{cases} \quad \begin{cases} T_{i3} = \frac{T_h}{2} |F_{i1115g}| \\ T_{i4} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{i1215g}|) \end{cases} \quad \text{[II-38]}$$

$$\begin{cases} T_{i5} = \frac{T_h}{2} |F_{i1116g}| \\ T_{i6} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{i1116g}|) \end{cases} \quad \begin{cases} T_{i7} = \frac{T_h}{2} |F_{i10g}^b| \\ T_{i8} = \frac{T_h}{2} (2 - F_{i10g}^b) \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} (T_{i1} \leq t \leq T_{i2}) \& (0 < |n_{gi}| < 1) \Rightarrow a_i = 0 \& b_i = 1 \\ (0 \leq t \leq T_{i1}) \text{ or } (T_{i2} \leq t \leq T_h) \& (0 < |n_{gi}| < 1) \Rightarrow a_i = 1 \& b_i = 0 \\ (T_{i3} \leq t \leq T_{i4}) \& (1 < |n_{gi}| < 2) \Rightarrow a_i = 0 \& b_i = 1 \\ (0 \leq t \leq T_{i3}) \text{ or } (T_{i4} \leq t \leq T_h) \& (1 < |n_{gi}| < 2) \Rightarrow a_i = 1 \& b_i = 0 \\ (T_{i5} \leq t \leq T_{i6}) \& (2 < |n_{gi}| < 3) \Rightarrow a_i = 0 \& b_i = 1 \\ (0 \leq t \leq T_{i5}) \text{ or } (T_{i6} \leq t \leq T_h) \& (2 < |n_{gi}| < 3) \Rightarrow a_i = 1 \& b_i = 0 \\ (T_{i7} \leq t \leq T_{i8}) \& (3 < |n_{gi}| < 4) \Rightarrow a_i = 0 \& b_i = 1 \\ (0 \leq t \leq T_{i7}) \text{ or } (T_{i8} \leq t \leq T_h) \& (3 < |n_{gi}| < 4) \Rightarrow a_i = 1 \& b_i = 0 \end{cases} \quad \text{[II-39]}$$

Etape 4: Détermination des fonctions de connexion des interrupteurs F_{is} :

$$\begin{cases} (F_{i1314g} > 0) \Rightarrow (F_{i13} = a_i) \& (F_{i14} = 0) \\ (F_{i1314g} < 0) \Rightarrow (F_{i13} = 0) \& (F_{i14} = a_i) \\ (F_{i1215g} > 0) \Rightarrow (F_{i12} = a_i) \& (F_{i15} = 0) \\ (F_{i1215g} < 0) \Rightarrow (F_{i12} = 0) \& (F_{i15} = a_i) \\ (F_{i1116g} > 0) \Rightarrow (F_{i11} = a_i) \& (F_{i16} = 0) \\ (F_{i1116g} < 0) \Rightarrow (F_{i11} = 0) \& (F_{i16} = a_i) \\ (F_{i10}^b > 0) \Rightarrow (F_{i1}^b = a_i) \& (F_{i1}^b = 0) \\ (F_{i10}^b < 0) \Rightarrow (F_{i1}^b = 0) \& (F_{i1}^b = a_i) \end{cases} \quad \text{[II-40]}$$

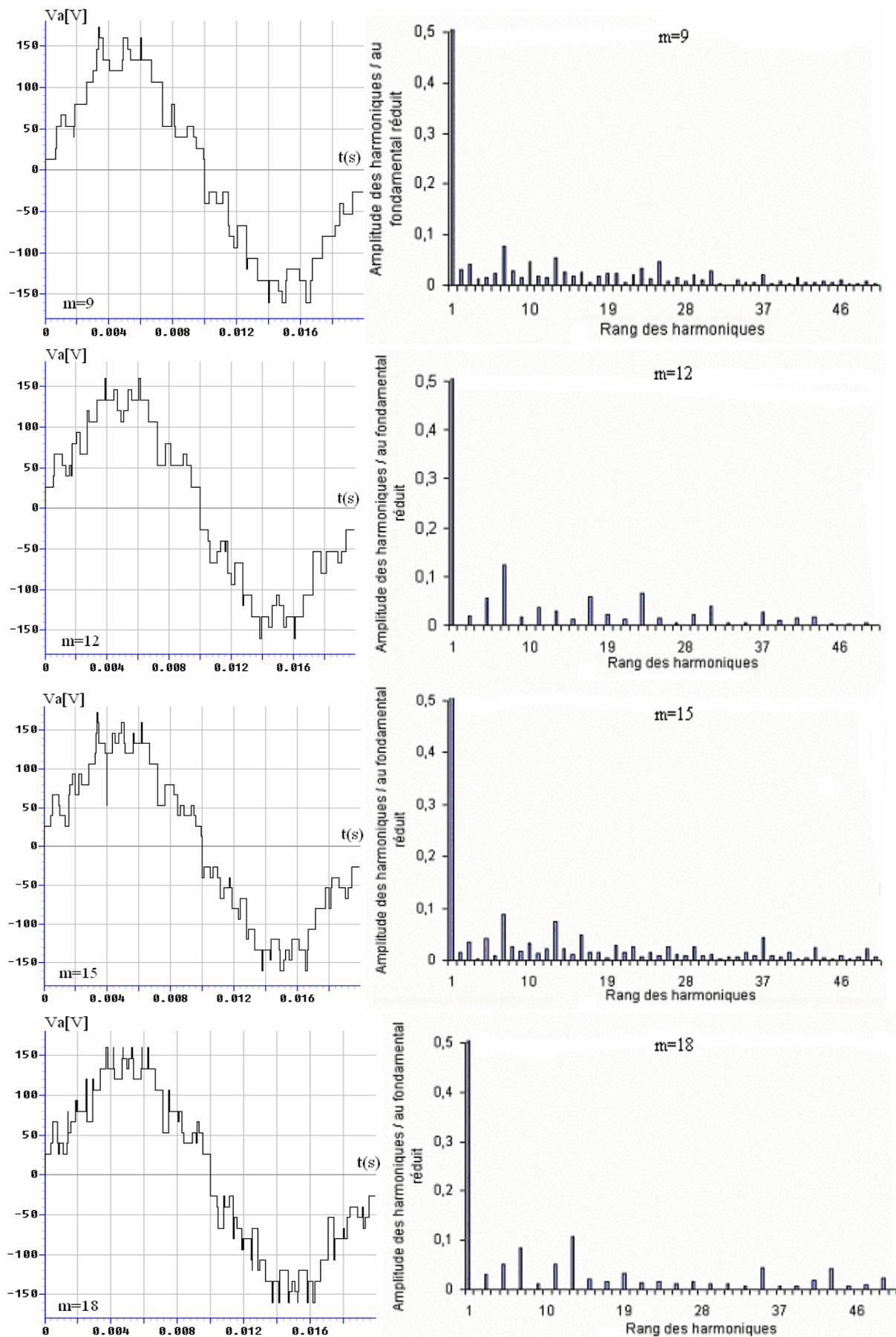


Figure II-26: La tension simple V_a et son spectre de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie Modulation calculée

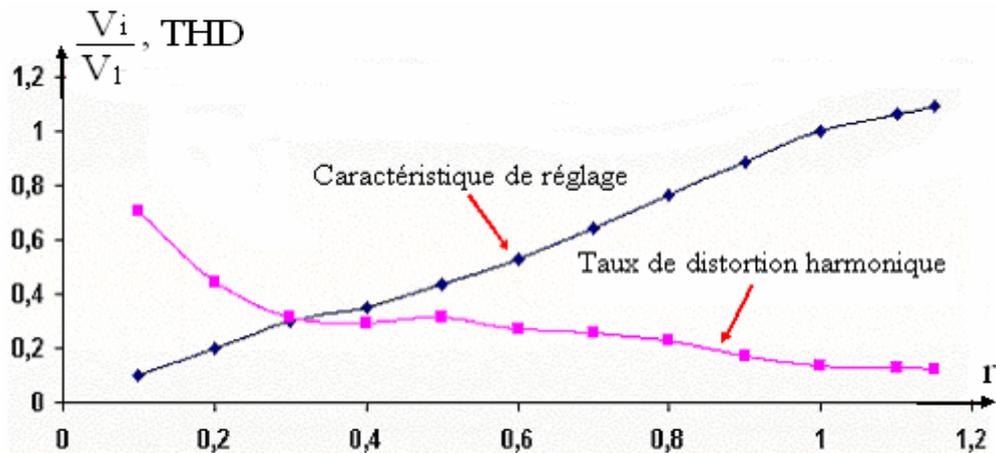


Figure II-27: Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie Modulation calculée

Interprétations et commentaires

Les figure II-26 représente la tension simple de sortie V_A de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC commandé par la modulation calculée pour différentes valeurs de m et $r=0.9$. On note que pour m pair, la tension de sortie V_A présente une symétrie par rapport à $\frac{\pi}{2}$ et π .

De ce fait, son spectre présente des harmoniques impairs. Pour m impair, on constate que la tension de sortie V_A ne présente pas une symétrie par rapport au quart de sa période. Ainsi, en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent.

Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$. En revanche, la première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées par l'inductance de la machine.

La stratégie de commande permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r_{max}=1.15$. Le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (figure II-27).

II.9.8- Commande par hystérésis en courant

Le principe de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{refi} au courant réel I_i et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur. Le schéma synoptique de cette stratégie de commande est donné par la figure II-28 [20,22].

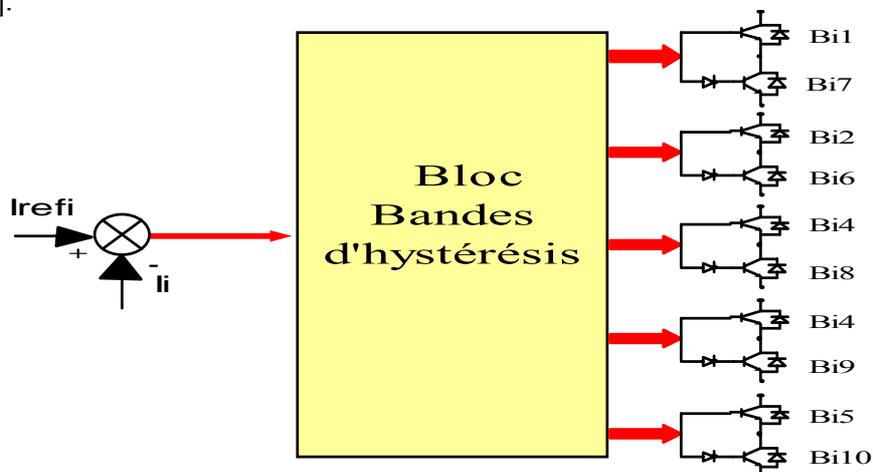


Figure.II-28: Schéma de principe d'hystérésis en courant de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

Les courants de référence de l'onduleur triphasé à neuf niveaux alimentant la MSAP sont donnés par le système suivant:

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_m \sin wt \\ I_{ref2} = I_m \sin \left(wt - \frac{2}{3} \pi \right) \\ I_{ref3} = I_m \sin \left(wt - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad [\text{II-43}]$$

Soit ε_i l'écart entre le courant de référence et le courant réel pour un bras i de l'onduleur tel que: $\varepsilon_i = i_{refi} - I_i$. Les ordres de commande B_{is} des interrupteurs du bras i sont donnés par l'algorithme suivant:

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_i > 4\Delta i \Rightarrow B_{11}=1, B_{12}=1, B_{13}=1, B_{14}=1, B_{15}=1 \Rightarrow V_{AM}=4U_c \\ \text{Si } 3\Delta i < \varepsilon_i < 4\Delta i \Rightarrow B_{11}=1, B_{12}=1, B_{13}=1, B_{14}=1, B_{15}=0 \Rightarrow V_{AM}=3U_c \\ \text{Si } 2\Delta i < \varepsilon_i < 3\Delta i \Rightarrow B_{11}=1, B_{12}=1, B_{13}=1, B_{14}=0, B_{15}=0 \Rightarrow V_{AM}=2U_c \\ \text{Si } \Delta i < \varepsilon_i < 2\Delta i \Rightarrow B_{11}=1, B_{12}=1, B_{13}=0, B_{14}=0, B_{15}=0 \Rightarrow V_{AM}=U_c \\ \text{Si } -\Delta i < \varepsilon_i < \Delta i \Rightarrow B_{11}=1, B_{12}=0, B_{13}=0, B_{14}=0, B_{15}=0 \Rightarrow V_{AM}=0 \\ \text{Si } -2\Delta i < \varepsilon_i < -\Delta i \Rightarrow B_{11}=0, B_{12}=0, B_{13}=1, B_{14}=1, B_{15}=1 \Rightarrow V_{AM}=-U_c \\ \text{Si } -3\Delta i < \varepsilon_i < -2\Delta i \Rightarrow B_{11}=0, B_{12}=0, B_{13}=0, B_{14}=1, B_{15}=1 \Rightarrow V_{AM}=-2U_c \\ \text{Si } -4\Delta i < \varepsilon_i < -3\Delta i \Rightarrow B_{11}=0, B_{12}=0, B_{13}=0, B_{14}=0, B_{15}=1 \Rightarrow V_{AM}=-3U_c \\ \text{Si } \varepsilon_i < -4\Delta i \Rightarrow B_{11}=0, B_{12}=0, B_{13}=0, B_{14}=0, B_{15}=0 \Rightarrow V_{AM}=-4U_c \end{cases}$$

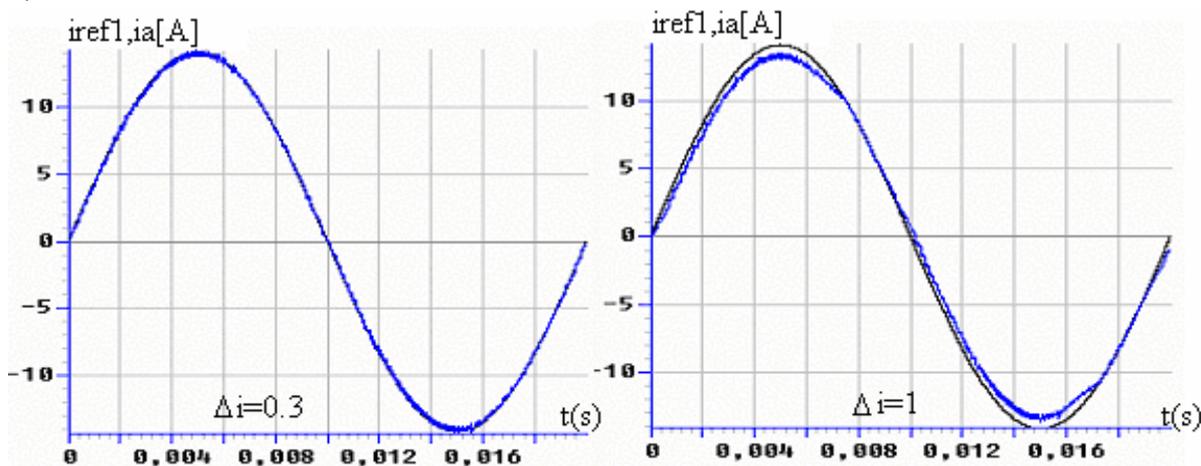


Figure II-29: Courant réel et de référence de l'onduleur triphasé à neuf niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0,3A$, $\Delta i = 1A$)

Interprétations et commentaires

Nous présentons sur la figure II-29, le courant réel avec le courant de référence pour $\Delta i = 0,3A$ et $\Delta i = 1A$. Où le courant réel suit bien sa référence pour une valeur de Δi faible ($\Delta i = 0,3A$). Par contre, en augmentant la valeur de la bande d'hystérésis ($\Delta i = 1A$), on constate que l'écart entre les deux courants croit. Ainsi, les courants suivent autant bien leur référence que la valeur Δi est faible comme le montre la figure II.29. Ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie. Lorsque Δi est très petit, le nombre des commutations est élevé.

II.9.9- Comparaison entre les différentes stratégies de PWM

En vue de faire une synthèse générale des stratégies PWM, nous avons dressé le tableau II-2 qui résume les résultats trouvés.

Stratégies	Modulation triangulo-sinusoïdale		Modulation vectorielle		Modulation avec injection de l'harmonique trois		Modulation calculée avec une porteuse Algorithmes N°1
	Avec huit porteuses bipolaires	Avec une porteuse	Avec huit porteuses bipolaires	Avec une porteuse	Avec huit porteuses bipolaires	Avec une porteuse	
Rmax	1	1	1,2	1,15	1,2	1,1	1,15
TDH min	5,97 %	10,18 %	4,59 %	10,71 %	5,40 %	13,10 %	12,49 %
TDH max	75,54 %	78,89 %	76,33 %	80,47 %	76,35 %	80,50 %	70,44 %
f	8mf	1mf	8mf	1mf	8mf	1mf	1mf

Tableau II-2: Résumé des résultats de synthèse de stratégies de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC

Interprétations et commentaires

Nous constatons avec les stratégies à huit porteuses nous obtenons un large intervalle de linéarité de la caractéristique de réglage et un meilleur taux de distorsion harmonique par rapport aux stratégies à une porteuse. Concernant maintenant les stratégies à huit porteuses entre elles, nous remarquerons que les stratégies à modulation vectorielle à huit porteuses bipolaires et la modulation PWM avec injection de l'harmonique trois à huit porteuses bipolaires ont des résultats semblables avec un léger avantage du première concernant le taux de distorsion harmonique maximal et minimal.

II.10- Association de l'onduleur à neuf niveaux - MSAP

Les figures II-30 montrent les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-MSAP.

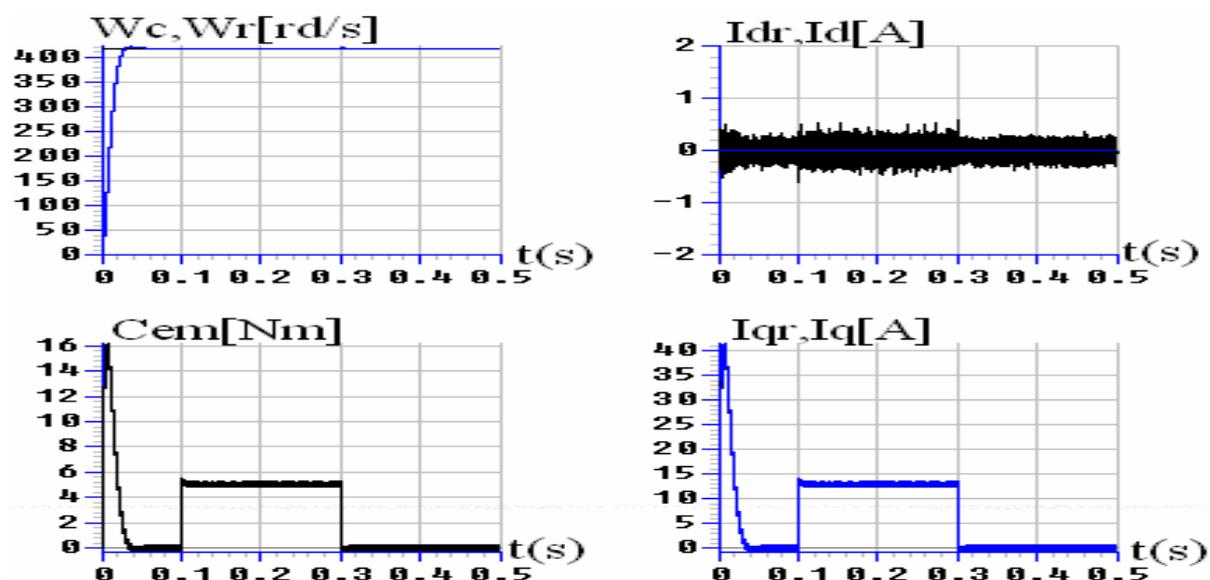


Figure II-30: Les performances de la conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur à neuf niveaux commandé par la modulation vectorielle à huit porteuses bipolaires

Cette stratégie de commande par modulation vectorielle avec huit porteuses bipolaire a donné de bonnes performances statiques et dynamiques pour la machine.

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 quadrature i_{qs} est proportionnel au couple électromagnétique C_{em} .
- Les courants i_{ds} et i_{qs} suivent parfaitement leurs références.
- Le courant i_{ds} est toujours nul, ce qui démontre le parfait découplage des deux axes dq.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à neuf 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 neuf 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 globales de l'onduleur à neuf niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à neuf niveaux est équivalent à huit onduleurs à deux niveaux en série. Aussi, on a vu que toutes les relations donnant les différentes tensions pour l'onduleur à neuf niveaux sont analogues à celles de deux niveaux. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour ces derniers.

L'utilisation des graphes informationnels causaux [20,31] associés au modèle de commande de l'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC** montre le type de relations entre les différentes grandeurs de ces modèles. On remarque en particulier l'existence d'une contre réaction d'état comme pour l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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

Nous constatons avec les stratégies à huit porteuses nous obtenons un large intervalle de linéarité de la caractéristique de réglage et un meilleur taux de distorsion harmonique (THD) par rapport aux stratégies à une porteuse. Si nous comparons maintenant les stratégies à huit porteuses entre elles nous remarquerons que la stratégie de modulation vectorielle à huit porteuses bipolaires a donnée des résultats meilleurs.

La commande de L'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC** par la modulation vectorielle permet d'élargir la zone de réglage jusqu'à $r=1,2$ et une amélioration du taux d'harmoniques.

Finalement, on choisi comme stratégie de commande pour le reste de ce travail, la modulation vectorielle avec huit porteuses bipolaires, où elle présente une linéarité de la caractéristique de réglage, et au même temps un bon taux d'harmonique.

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude de la manière comment générer les tensions continues à partir d'un réseau électrique triphasé. Ainsi, nous étudierons la modélisation et la commande des différents redresseurs de courant à **MLI** alimentant l'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC**.

Chapitre III

Modélisation et commande des redresseurs de courant à MLI

CHAPITRE III

MODELISATION ET COMMANDE DES REDRESSEURS DE COURANT À MLI

Introduction

Les onduleurs multiniveaux sont naturellement réversibles. Comme ils peuvent fonctionner en onduleur et transférer l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif, ils peuvent aussi fonctionner en redresseurs et assurer le transfert énergétique dans le sens inverse.

En adoptant la convention générateur pour la source de courant alternatif et la convention récepteur pour la source de tension continue. Le modèle établi pour un onduleur multiniveaux est aussi valable pour les redresseurs multiniveaux [55].

Ainsi, on étudiera les redresseurs permettant d'alimenter l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC qui sont:

- 1- Redresseurs de courant à deux niveaux;
- 2- Redresseur de courant à trois niveaux;
- 3- Redresseur de courant à cinq niveaux;
- 4- Redresseur de courant à neuf niveaux;

Dans ce chapitre, on présentera deux stratégies de commande, la commande par hystérésis en courant et la commande par la stratégie de modulation vectorielle avec porteuses bipolaires. Et afin de présenter les performances de ces stratégies, on appliquera chaque commande sur le redresseur associé à une charge résistive de valeur $R=25\Omega$.

Toutes les stratégies de commande possibles pour le redresseur à MLI dans le repère abc sont utilisables dans le repère DQ.

III.1- Modélisation du réseau électrique

III.1.1- Mise en équations du réseau

III.1.1.a- Equations électriques dans l'axe abc

Le réseau est modélisé par une source de tension en série avec une inductance, se comportant ainsi comme une source de courant. Vu que l'inductance du réseau est faible et mal connue, elle est généralement insuffisante pour atténuer l'ondulation du courant. Il est donc nécessaire d'ajouter une inductance L et une résistance R plus importantes en série, afin de négliger celles du réseau mal connu et de réduire l'effet de leurs variations [56,57,58].

En appliquant la loi des mailles au modèle de la figure III-1 on trouve:

$$V_{res\ i} = R \cdot i_i + L \frac{di_i}{dt} + V_{kN} \quad [III.1]$$

Avec : V_{resi} et i_i : respectivement la tension et le courant de la phase i ($i = 1,2,3$) du réseau triphasé.

V_{kN} : La tension liée au bras i du redresseur qui est en série avec l'impédance du réseau (R-L)

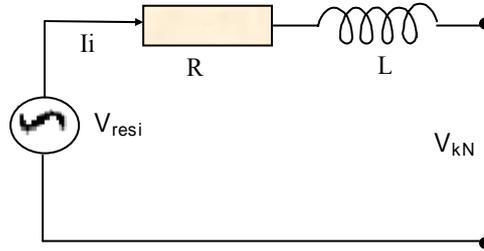


Figure III-1: Modélisation d'une phase du réseau électrique

Après la transformation de Laplace, le système prédéfini s'écrit sous la forme matricielle suivante [58,59]:

$$\begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + LS & 0 & 0 \\ 0 & R + LS & 0 \\ 0 & 0 & R + LS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad [III.2]$$

III.1.1.b- Equations électriques dans l'axe DQ

Le passage du repère abc au repère tournant DQ dans le sens direct, s'effectue à l'aide de la transformation de Park comme suit [58,59,60]:

$$T(\theta) \begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = T(\theta) \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} T(\theta) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L\omega & 0 & 0 \\ 0 & L\omega & 0 \\ 0 & 0 & L\omega \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [III.3]$$

L'utilisation des propriétés matricielles classiques permet d'obtenir le système d'équations (III.4) qui décrit le modèle présenté par la figure III-2 [58,61].

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad [III.4]$$

Dans notre cas la composante homopolaire est nulle, du fait que le neutre est isolé. La formule (III-4) s'écrit sous la forme matricielle en utilisant l'opérateur de Laplace, comme suit [48]:

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + LS & -L\omega \\ L\omega & R + LS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad [III.5]$$

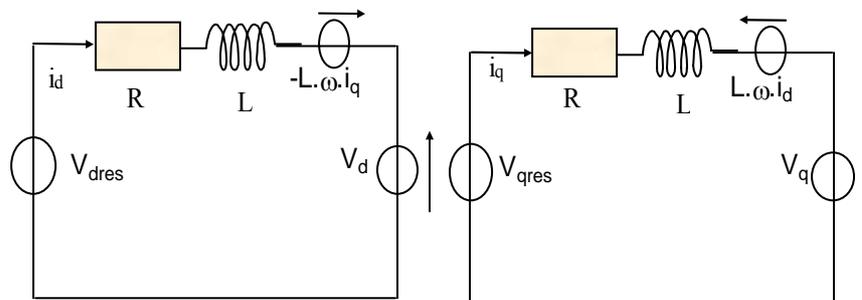


Figure III-2: Modélisation d'un réseau triphasé dans le repère DQ

III.1.2- Régulation du courant

III.1.2.1- Régulation du courant dans l'axe abc

Le modèle de la boucle de courant est celui d'une phase du réseau (figure III-1). Ainsi, la fonction de transfert en boucle ouverte peut être modélisée par un premier ordre, ayant comme variable d'entrée la tension aux bornes de l'impédance ($V_{resi} - V_{kN}$), et pour variable de sortie le courant de phase i_i . La fonction de transfert en boucle ouverte du courant peut s'écrire comme suit [58,60,61,62]:

$$GI(S) = \frac{1}{R} \frac{1}{(1 + TeS)} \quad \text{Avec} \quad Te = \frac{L}{R} \quad [III.6]$$

La fonction de transfert en boucle ouverte des boucles internes étant un premier ordre, un régulateur Proportionnel Intégral permet d'obtenir une erreur statique nulle en régime permanent [16,18]. L'algorithme de régulation de la boucle de courant avec un régulateur PI est présenté par la figure III-3. Après compensation, le système se réduit à celui présenter par la figure III-4 [60,61].

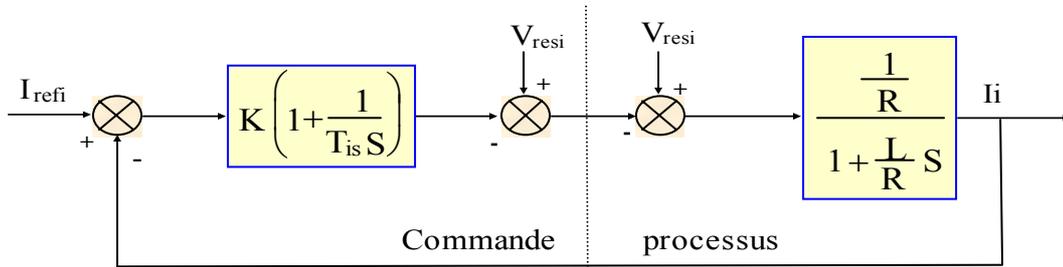


Figure III-3: Boucle de régulation d'un courant Ires

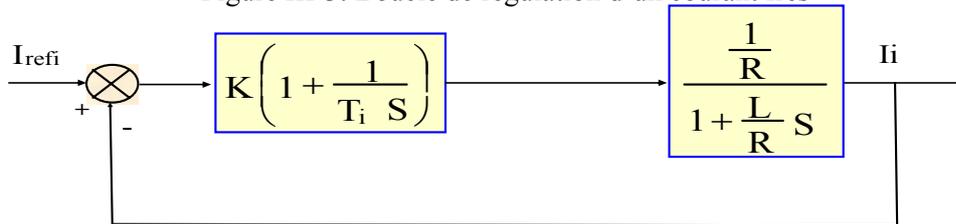


Figure III-4: Modèle équivalent de la boucle de courant Ires

III.1.2.2- Régulation du courant dans l'axe DQ

En combinant les équations électriques établies dans la modélisation du réseau dans le repère de Park, on obtient le schéma bloc de la figure III-5 [18,21]. On a comme grandeurs d'entrée V_q, V_d et pour grandeurs de sortie respectivement i_d, i_q .

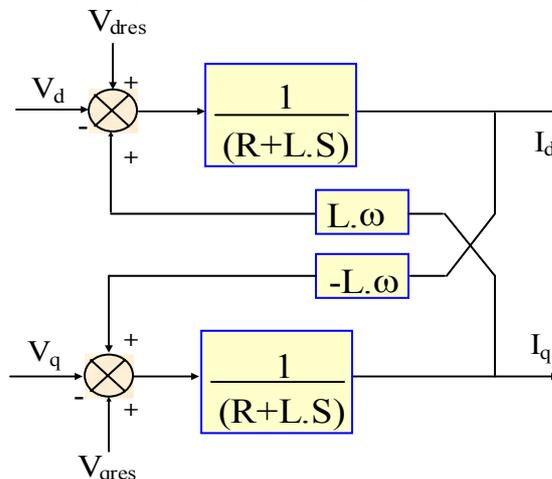


Figure III-5: Schéma équivalent du réseau électrique dans le repère DQ

D'après le modèle établi, on remarque que les courants de phase sont bien couplés suivant les axes DQ, et ceci conduit à un modèle très complexe à la régulation. Ainsi, pour rendre celui-ci plus simple, on procédera à la régulation des deux composantes du courant de façon indépendante en utilisant la méthode de découplage par compensation, qui consiste à ajouter par une pré commande les termes $L\omega i_{qref}$ et $L\omega i_{dref}$ à la boucle de régulation interne [48], comme le montre la figure III-6.

La boucle de régulation du courant i_d est représentée ci-dessous [58,59]:

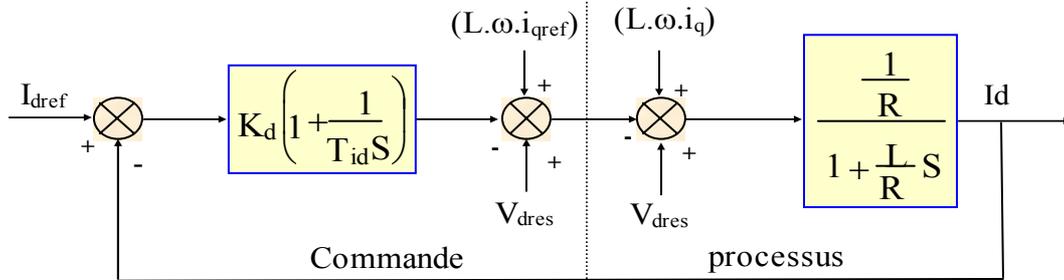


Figure III-6: Algorithmme de réglage du courant i_d

De même, le schéma bloc de régulation du courant i_q est présenté à la figure III-7. [16,18]. Les termes $(L\omega i_q)$ et $(-L\omega i_d)$ sont compensés du côté commande par respectivement $(L\omega i_{qref})$ et $(-L\omega i_{dref})$ pour un découplage, alors que le courant i_d (resp. i_q) ne dépend que de sa référence.

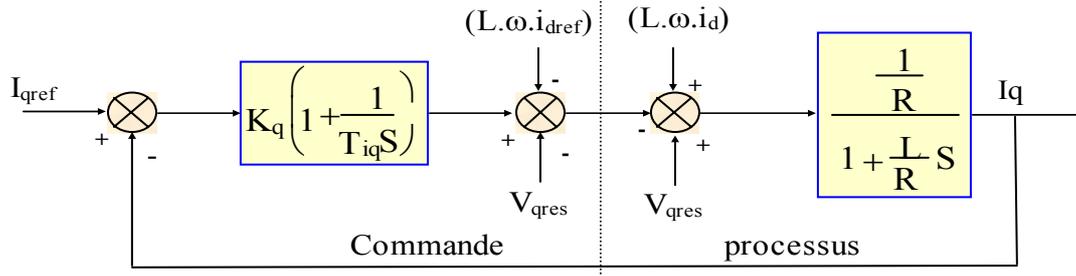


Figure III-7: Algorithmme de réglage du courant i_q

III.2- Modélisation et Commande d'un redresseur de courant à deux niveaux

III.2.1- Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux est donnée par la figure suivante [62, 63,64]:

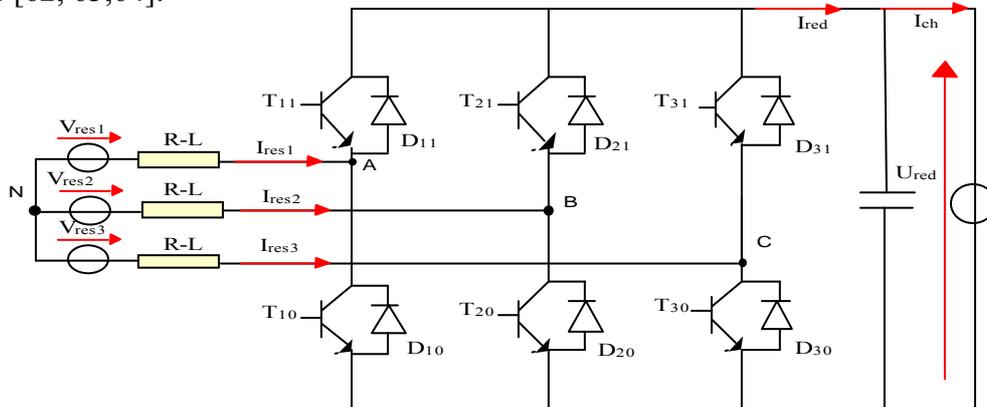


Figure III-8: Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante:

$$B_{i1} = \overline{B_{i0}} \tag{III-7}$$

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante:

$$V_{km} = F_{is} \cdot U_{red} \tag{III-8}$$

Avec: F_{is} : fonction de connexion de l'interrupteur TD_{is} .

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système (III-9):

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3}(2F_{11} - F_{21} - F_{31})U_{red} \\ V_B = \frac{1}{3}(2F_{21} - F_{11} - F_{31})U_{red} \\ V_C = \frac{1}{3}(2F_{31} - F_{21} - F_{11})U_{red} \end{cases} \tag{III-9}$$

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

$$I_{red} = F_{11} \cdot I_{res1} + F_{21} \cdot I_{res2} + F_{31} \cdot I_{res3} \tag{III-10}$$

III.2.2- Les stratégies de commande d'un redresseur à deux niveaux

III.2.2.1- Stratégies de commande dans le repère abc

III.2.2.1.a- Commande par la stratégie à hystérésis de courant

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références. Pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système III-11 [64,65,66]:

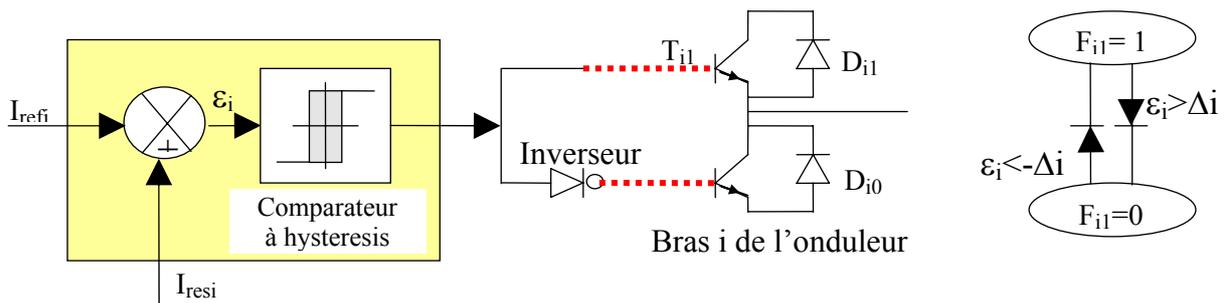


Figure III-9: Principe du contrôle par hystérésis

Les courants de référence I_{refi} sont donnés par (II-43).

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit:

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_i \geq \Delta i \Rightarrow B_{i1} = 0 \\ \text{si } \varepsilon_i \leq -\Delta i \Rightarrow B_{i1} = 1 \end{cases} \tag{III-11}$$

Pour avoir la valeur efficace du courant de référence, qu'on doit imposer, on applique la conservation de la puissance des deux cotés (réseau-charge du redresseur).

Dans le cas d'une charge résistive, on a:

$$U_{red}.I_{ch} = P_{res} \tag{III-12}$$

$$3V_{eff}I_{eff} \cos \varphi - 3RI_{eff}^2 = I_{red} U_{red} \tag{III-13}$$

Avec : I_{eff} et V_{eff} respectivement le courant et la tension efficace du réseau.

$$\Rightarrow \frac{U_{red}^2}{R_{ch}} = 3.V_{eff}.i_{eff}.\cos\varphi - 3.R.i_{eff}^2 \tag{III-14}$$

En supposant un facteur de puissance unitaire coté réseau et en négligeant les pertes joules, on trouve:

$$i_{eff} = \frac{U_{red}^2}{3.V_{eff}.R_{ch}} \tag{III-15}$$

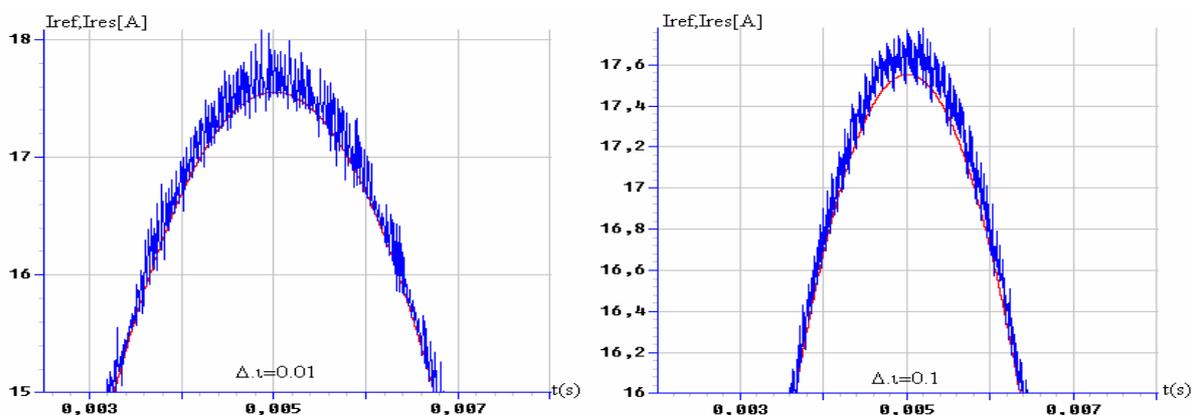


Figure III-10: Le courant du réseau et sa référence

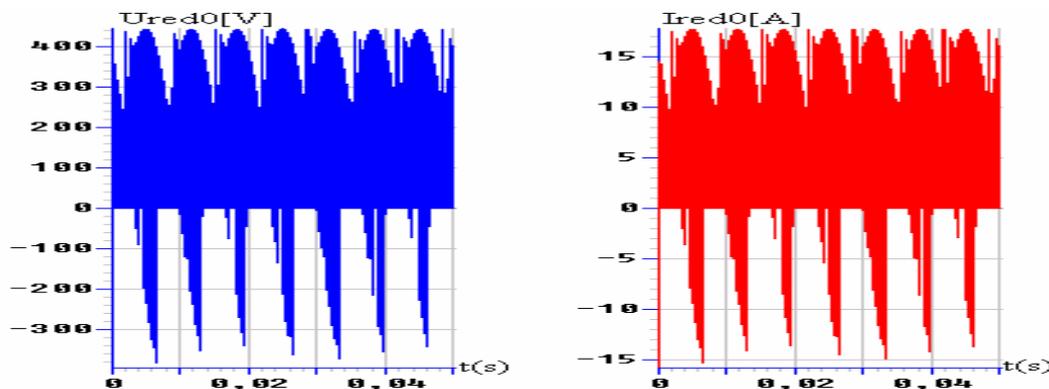


Figure III-11: Tension et courant redressés du redresseur à deux niveaux

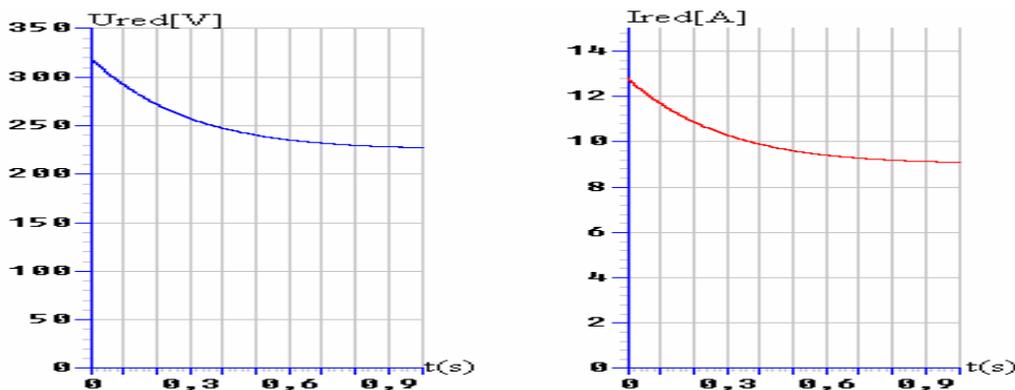


Figure III-12: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

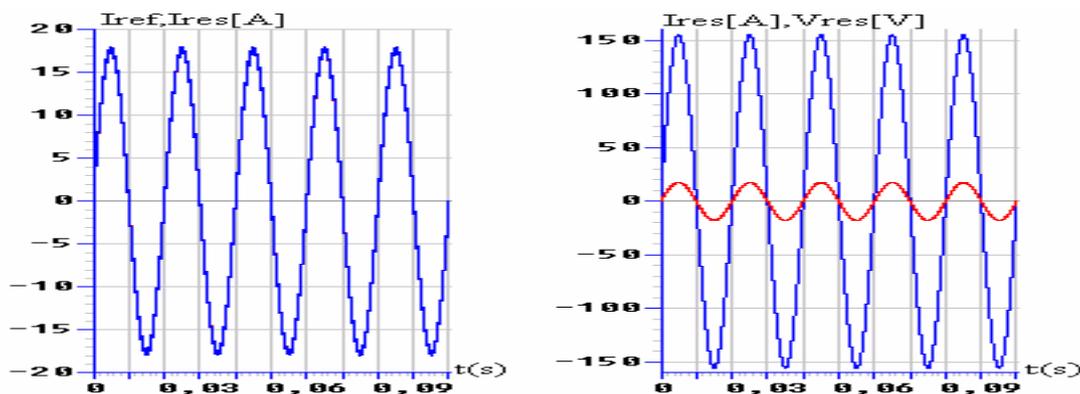


Figure III-13: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- On constate que le courant réel du réseau alimentant le redresseur à MLI à deux niveaux pour la valeur de largeur de la bande d'hystérésis $\Delta i = 0.01$ suit bien sa référence. Par contre, si on augmente la largeur de la bande d'hystérésis Δi respectivement de $\Delta i = 0.01$ à $\Delta i = 0.1$, l'écart entre le courant réel et le courant de référence croît, donc les courants du réseau suivent autant bien leurs références que la valeur Δi est faible comme le montre la figure III-10. Ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie, où lorsque Δi est très petit, le nombre des commutations est élevé.
- La figure III-11 montre que la tension U_{red0} et le courant I_{red0} sont redressés et proportionnels. On remarque que la tension U_{red} et le courant I_{red} aux bornes de la charge résistive sont constants et égaux respectivement à 320V et 12.8A (figure III-12).
- D'après la figure III-13, le courant du réseau suit bien sa référence et i_l est en phase avec sa tension du réseau, d'où le facteur de puissance est unitaire.

III.2.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle

Le principe de fonctionnement de cette stratégie est le même que celui défini dans le chapitre II [44,45]. On applique l'algorithme d'asservissement des courants élaboré précédemment pour chaque phase du réseau (figures III.3 et III.4) [62,63]

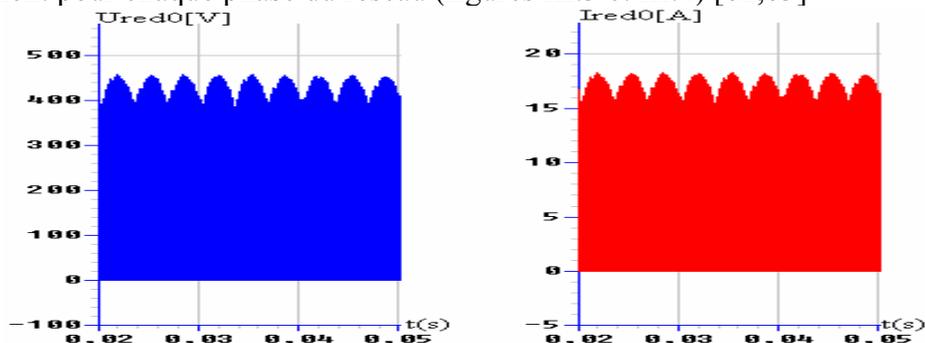


Figure III-14: Tension et courant redressés du redresseur à deux niveaux

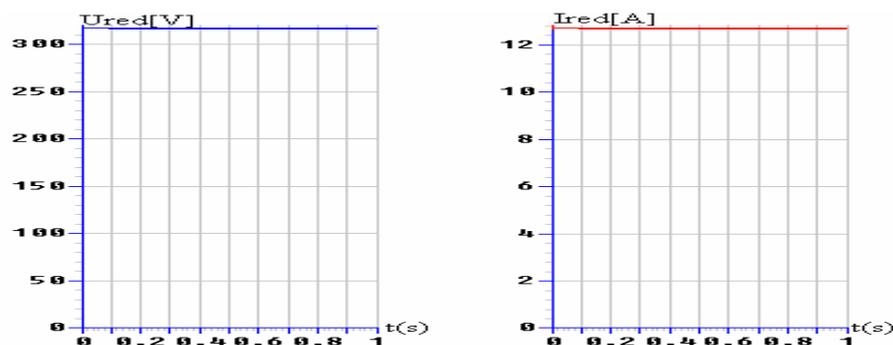


Figure III-15: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

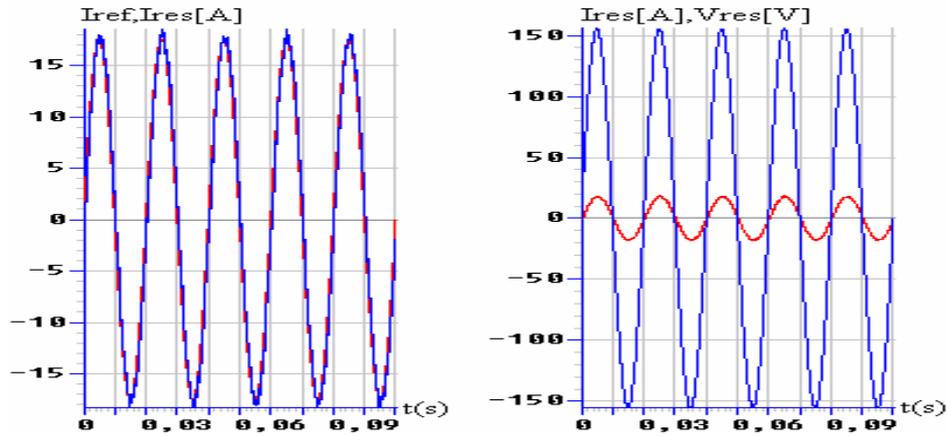


Figure III-16: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- La figure III-14 montre que la tension U_{red0} et le courant I_{red0} sont redressés et proportionnels.
- On remarque que la tension U_{red} et le courant I_{red} au borne de la charge résistive sont constants et proportionnels comme l'indique la figure III-15.
- D'après la figure III-16, le courant suit bien sa référence. Ainsi, le courant et la tension d'une phase du réseau sont en phase.

III.2.2.2- Stratégies de commande dans le repère DQ

On présentera uniquement la stratégie de modulation vectorielle à une seule porteuse bipolaire, avec l'application de l'algorithme d'asservissement des courant (i_d, i_q) élaboré précédemment (figures III-6 et III-7). Pour avoir la valeur du courant de référence i_{dref} , on applique le principe de la conservation de la puissance avec un facteur de puissance réseau unitaire, et la résistance du réseau négligeable, on écrit alors:

$$V_{d_{res}} \cdot i_{d_{ref}} = \frac{U_{red}^2}{R_c} \Rightarrow i_{d_{ref}} = \frac{U_{red}^2}{V_{d_{res}} R_c} \quad [III-16]$$

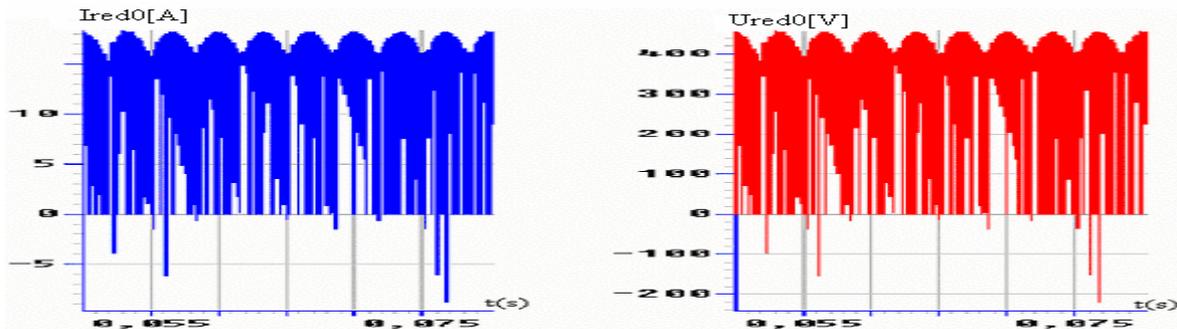


Figure III-17: Tension et courant redressés du redresseur à deux niveaux

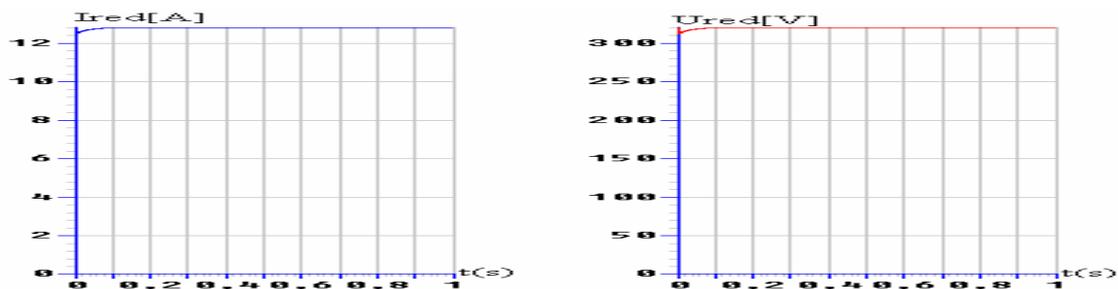


Figure III-18: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

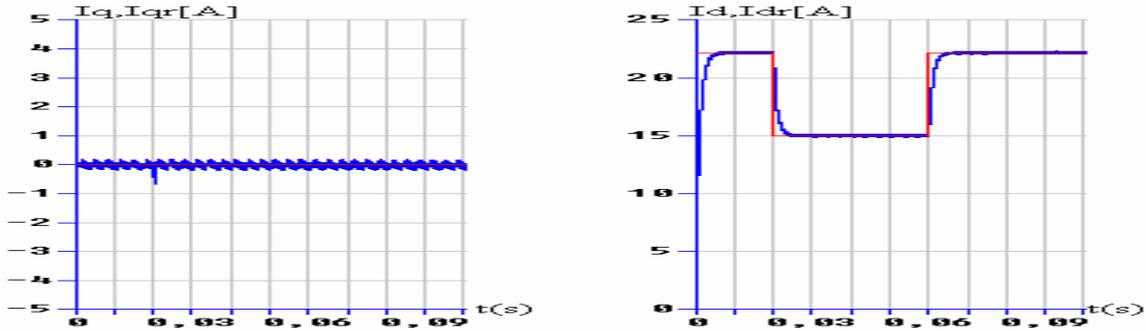


Figure III-19: Les courants i_d et i_q du réseau avec leurs références dans le repère DQ

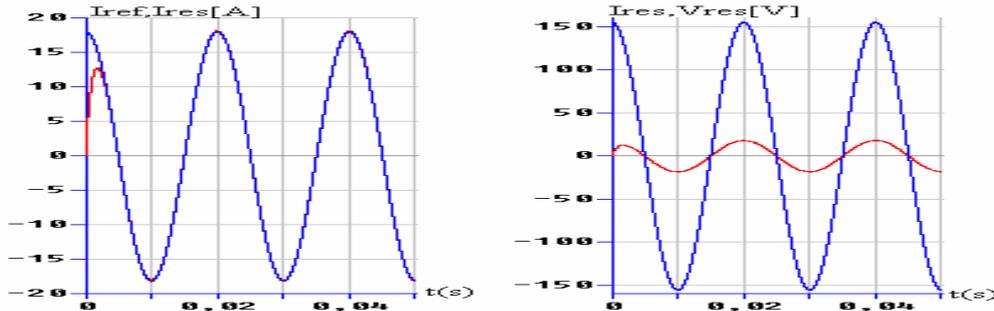


Figure III-20: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- La figure III-17 montre que la tension U_{red0} et le courant I_{red0} sont redressés et proportionnels. La tension U_{red} et le courant I_{red} aux bornes de la charge résistive sont constants (figure III-18). La figure III-19 montre que les courants i_d et i_q suivent parfaitement leurs références respectivement i_{dref} et i_{qref} . Le courant quadrature i_q est peu affecté par l'application d'un échelon de courant i_{dref} entre les instants 2ms et 6ms ce qu'illustre bien le découplage des deux axes DQ du réseau. Selon la figure III-20, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit bien sa référence avec un faible écart par rapport à la même commande dans le repère abc, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} est en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.3. Modélisation et Commande du redresseur de courant à trois niveaux

III.3.1- Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à trois niveaux est donnée par la figure suivante:[66,67,68].

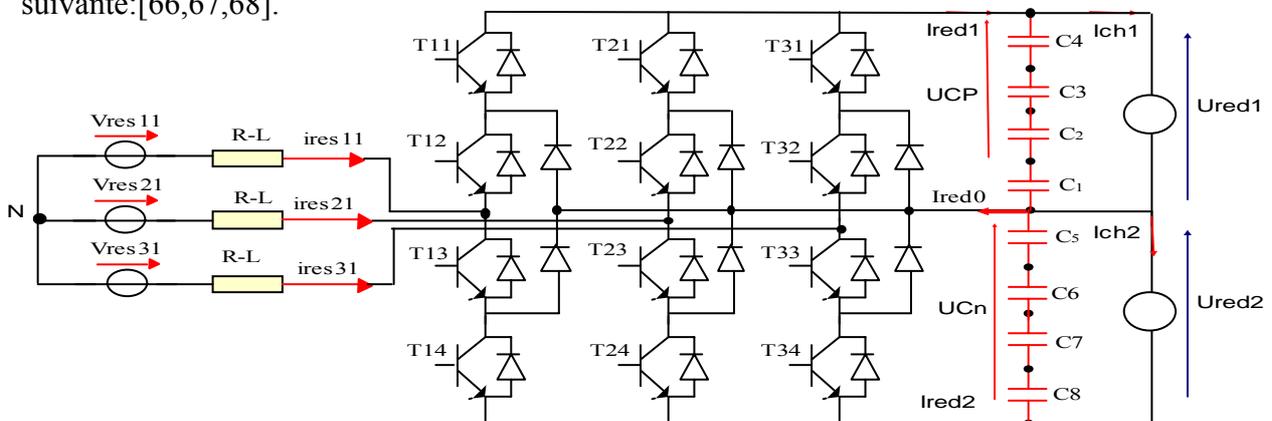


Figure III-21: Structure du redresseur à trois niveaux

La commande complémentaire associée à un bras i de ce redresseur est donnée par:

$$\begin{cases} B_{i1} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i2} = \overline{B_{i3}} \end{cases} \quad \text{[III-17]}$$

C'est à dire:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{cases} \quad \text{[III-18]}$$

Pour le bras i de redresseur triphasé à trois niveaux, les fonction de demi-bras de connexion s'exprime comme suit:

$$\begin{cases} F_{i1}^b = F_{i1} F_{i1} \\ F_{i0}^b = F_{i1} F_{i1} \end{cases} \quad \text{[III-19]}$$

Les tensions simples sont données par les fonctions de connexion de demi- bras selon le système suivant:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red2} \right) \quad \text{[III-20]}$$

Les courants de sortie du redresseur s'expriment en fonction des courants d'entrée et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{11}^b \cdot i_{res1} + F_{21}^b \cdot i_{res2} + F_{31}^b \cdot i_{res3} \\ i_{red2} = F_{10}^b \cdot i_{res1} + F_{20}^b \cdot i_{res2} + F_{30}^b \cdot i_{res3} \end{cases} \quad \text{[III-21]}$$

Avec: $i_{red0} = -(i_{red1} + i_{red2})$

III.3.2- Les stratégies de commande d'un redresseur à trois niveaux

III.3.2.1- Stratégies de commande dans le repère abc

III.3.2.1.a- Commande par la stratégie à hystérésis en courant

Pour le redresseur, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système suivant [67]:

$$\begin{cases} [(\epsilon_i \geq \Delta i) \& (\epsilon_i \leq 2 \cdot \Delta i)] \text{ Or } [(\epsilon_i \leq -\Delta i) \& (\epsilon_i \geq -2 \cdot \Delta i)] \Rightarrow B_{i1} = 1 \ B_{i2} = 0 \\ (\epsilon_i < -2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{i1} = 0 \ B_{i2} = 0 \\ (\epsilon_i < -2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{i1} = 1 \ B_{i2} = 1 \\ \text{Sinon, la commande des interrupteurs reste inchangée} \end{cases} \quad \text{[III-22]}$$

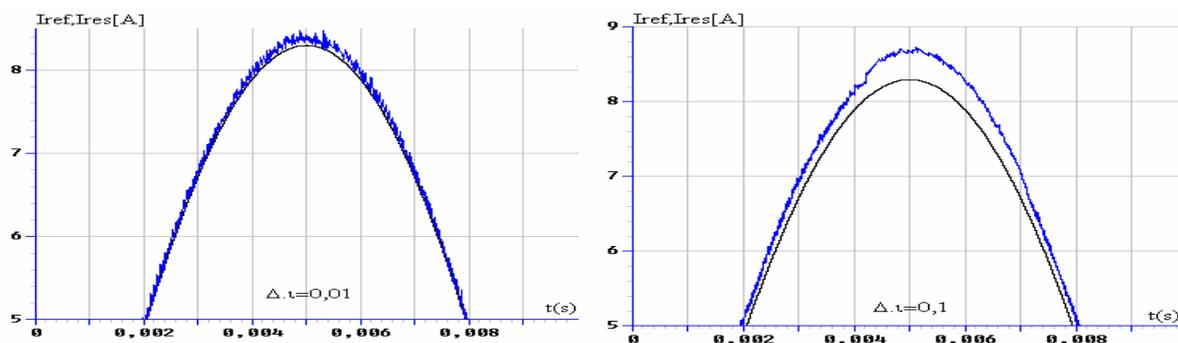


Figure III-22: Le courant du réseau et sa référence

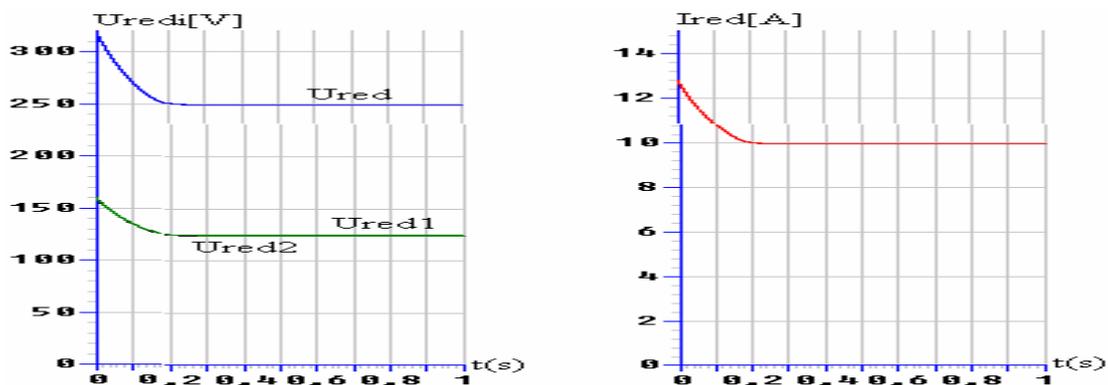


Figure III-23: Tension et courant redressés de la charge résistive

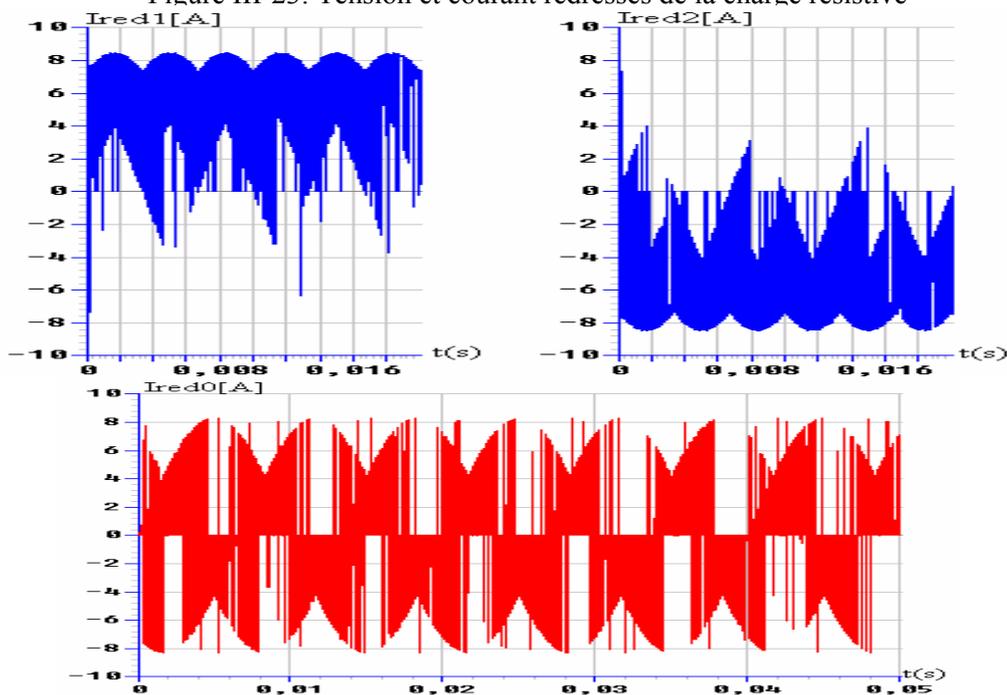


Figure III-24: Les courants redressés du redresseur à trois niveaux

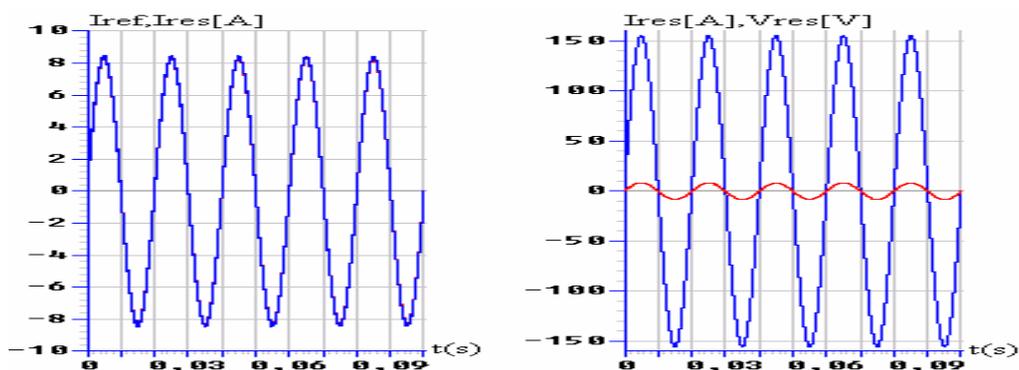


Figure III-25: Courant d'une phase i_{res} et sa référence et la tension du réseau V_{res}

- La figure III-22 montre pour un $\Delta i = 0.01$ le courant réel du réseau suit bien sa référence. Par contre, si on augmente la valeur de la bande d'hystérésis à $\Delta i = 0.1$, l'écart entre le courant réel et le courant de référence croît.

- D'après la figure III-23 les tensions U_{red1} et U_{red2} sont superposées et se stabilisent pour une valeur constante. La tension U_{red} est constante puisqu'elle est la somme de $U_{red1} + U_{red2}$, ainsi que le courant redressé I_{red} est proportionnel à la tension redressée.

- On remarque que les courants I_{red1} et I_{red2} (figure III-24) ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle. La figure III-25 montre que le courant réel du réseau suit parfaitement le courant de référence et le courant i_1 est colinéaire avec la tension du réseau.

III.3.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle

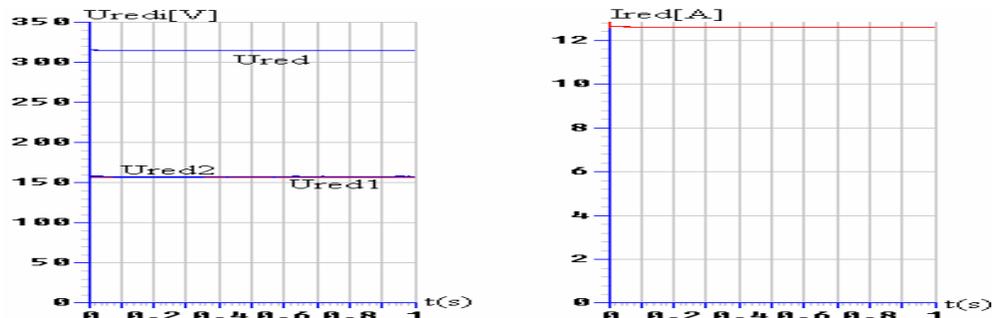


Figure III-26: Tension et courant redressés de la charge résistive

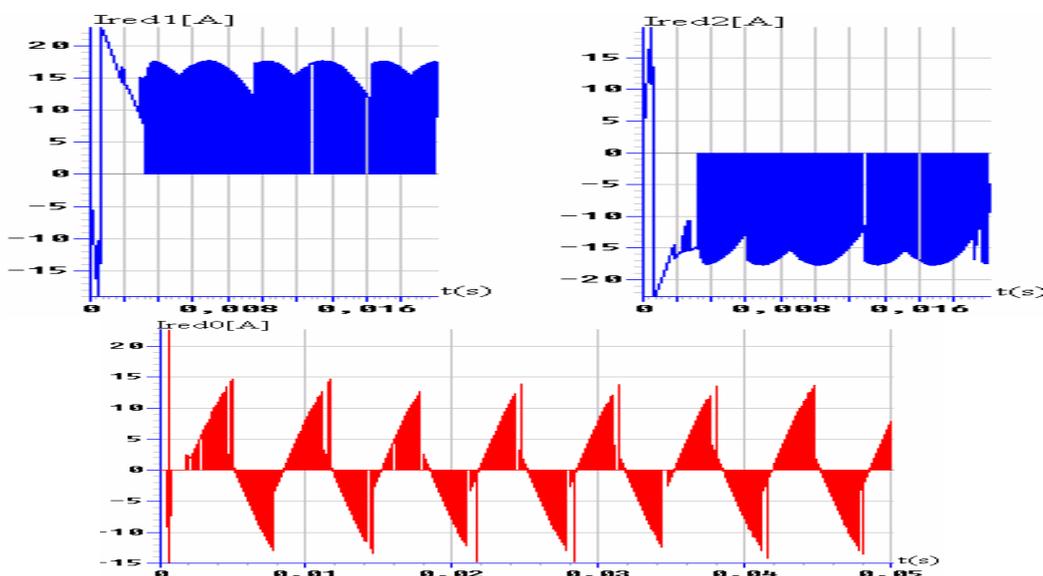


Figure III-27: Les courants redressés du redresseur à trois niveaux

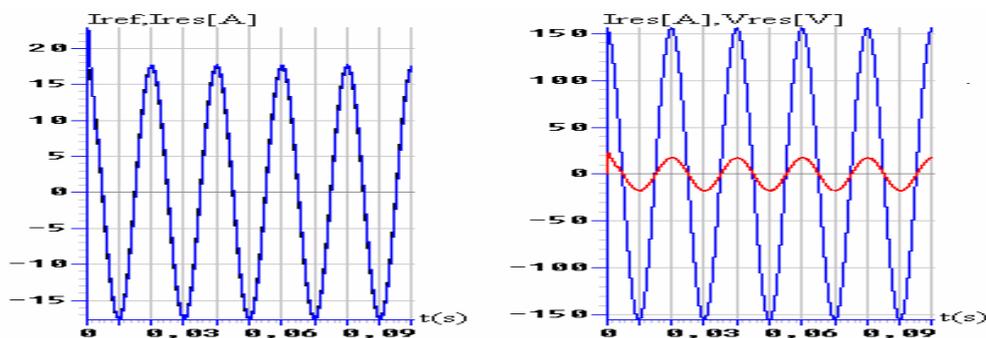


Figure III-28: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- On remarque d'après les figures III-26, les tensions U_{red1} et U_{red2} sont colinéaires d'où leurs somme est constante $U_{red}=320V$. Ainsi, le courant i_{red} est proportionnel à la tension redressée.
- D'après la figure III-27, on constate que les courants I_{red1} et I_{red2} ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne nulle.

- Selon la figure III-28, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.3.2.2- Stratégies de commande dans le repère DQ

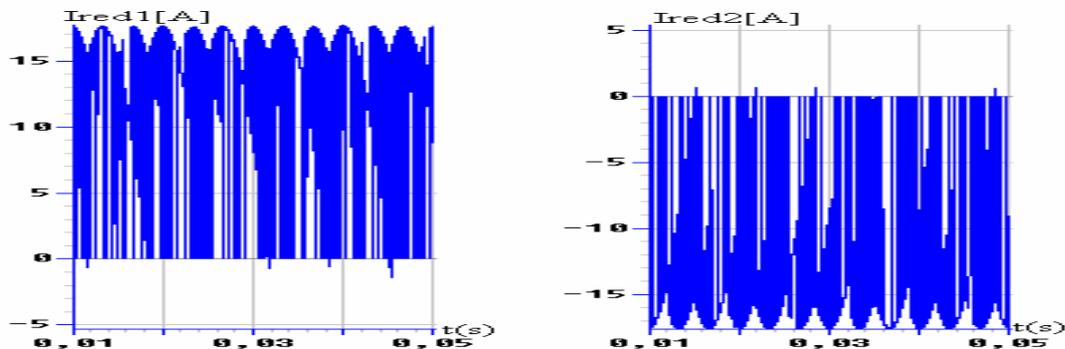


Figure III-29: Les courants redressés du redresseur à trois niveaux du demi bras du haut et de bas

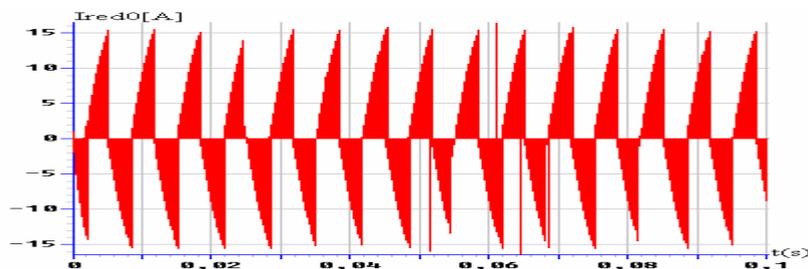


Figure III-30: Le courant du point milieu du redresseur à trois niveaux

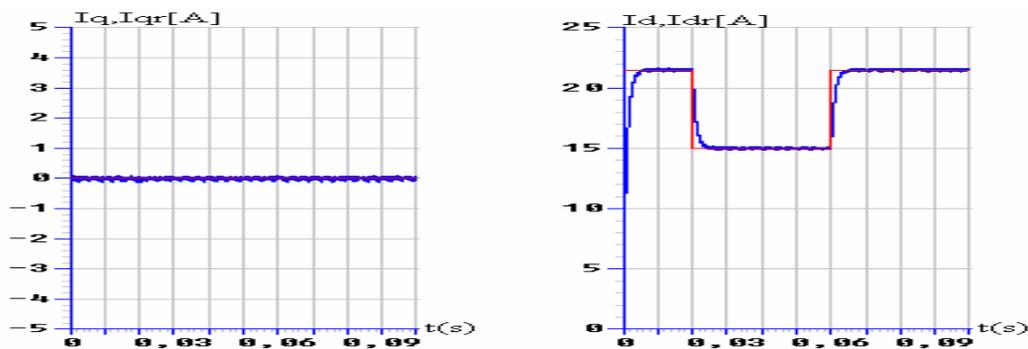


Figure III-31: Les courants i_d et i_q du réseau avec leurs références dans le repère DQ

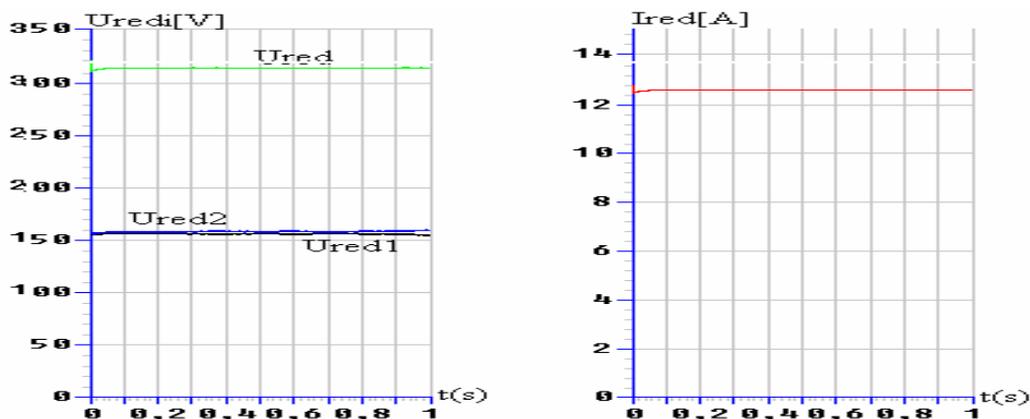


Figure III-32: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

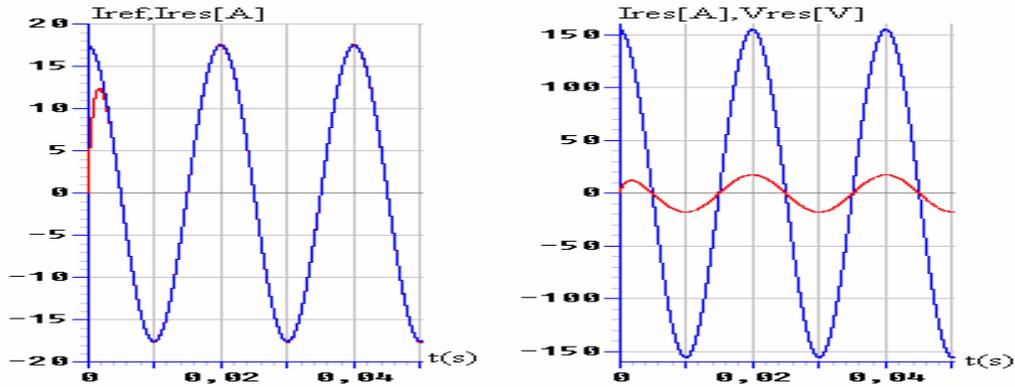


Figure III-33: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- D'après la figure III-30, on constate que les courants I_{red1} et I_{red2} ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Selon la figure III-31, les courants i_d et i_q du réseau dans le repère DQ alimentant le redresseur suivent bien leurs références en appliquant un échelon de courant i_{dref} entre [2ms et 6ms]. On constate que le courant quadrature est toujours nul, ce qui démontre le bon découplage des deux axes du réseau.
- On remarque d'après la figure III-32 que les tensions U_{red1} et U_{red2} ont la même forme, sont constantes et leur différence est pratiquement nulle. Néanmoins, la somme des deux tensions est toujours constante $U_{red}=320V$, et le courant i_{red} égale à 12.8 A.
- Selon la figure III-33 le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit bien sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.4-Modélisation et Commande d'un redresseur de courant à cinq niveaux

III.4.1- Modélisation du redresseur de courant à cinq niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux est donnée par la figure III-34 [35,37,38].

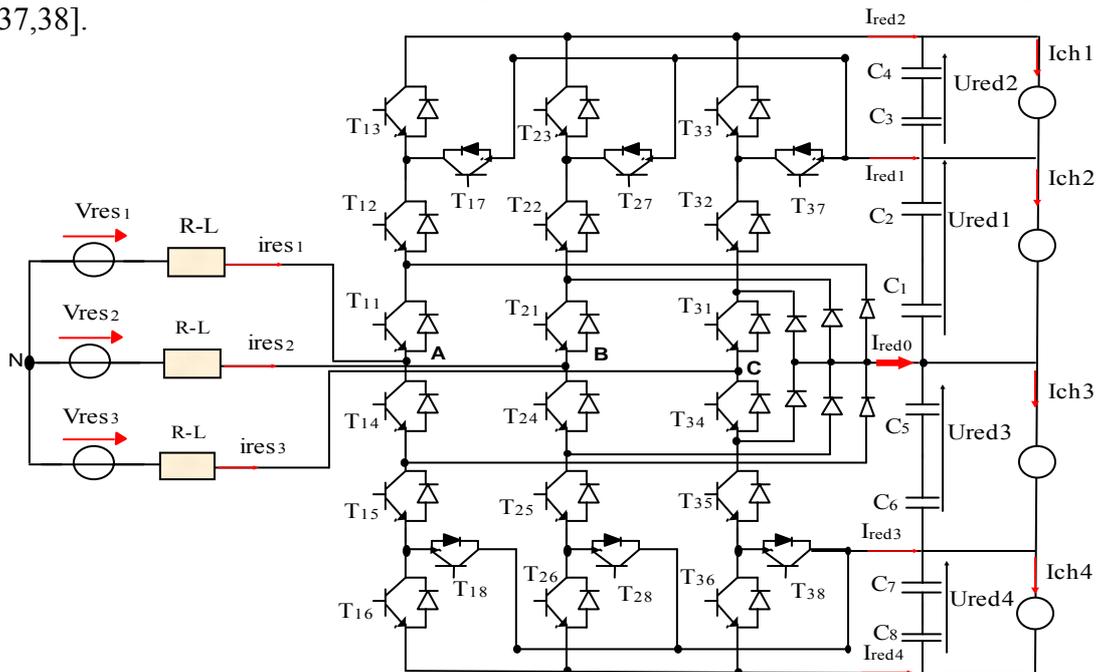


Figure III-34: Structure du redresseur de courant à cinq niveaux

La commande complémentaire optimal associée à un bras i d'un redresseur à cinq niveaux est définie comme suit [37]:

$$\begin{cases} B_{i1} = \overline{B}_{i5} \\ B_{i2} = \overline{B}_{i4} \\ B_{i3} = \overline{B}_{i6} \\ B_{i7} = B_{i1} B_{i2} \overline{B}_{i3} \\ B_{i8} = B_{i4} B_{i5} \overline{B}_{i6} \end{cases} \quad [\text{III-23}]$$

Alors, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k peuvent s'écrire comme suit:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i5} \\ F_{i2} = 1 - F_{i4} \\ F_{i3} = 1 - F_{i6} \\ F_{i7} = F_{i1} F_{i2} \cdot (1 - F_{i3}) \\ F_{i8} = F_{i4} F_{i5} \cdot (1 - F_{i6}) \end{cases} \quad [\text{III-24}]$$

Pour un bras i , les fonctions de connexion des demi-bras et des demi-bras globales s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit [37,38]:

$$\begin{aligned} F_{i1}^b &= F_{i1} \cdot F_{i2} \cdot F_{i3} \\ F_{i0}^b &= F_{i4} \cdot F_{i5} \cdot F_{i6} \end{aligned} \quad [\text{III-25}]$$

$$\begin{cases} F_{i1}^{bT} = F_{i7} + F_{i1}^b \\ F_{i0}^{bT} = F_{i8} + F_{i0}^b \end{cases} \quad [\text{III-26}]$$

Les potentiels des nœuds A,B et C par rapport au point milieu \mathbf{M} sont données par le système suivant[38]:

$$\begin{aligned} V_{KM} &= F_{i1}^{bT} U_{red1} + F_{i1}^b U_{red2} \\ &\quad - F_{i0}^{bT} U_{red3} - F_{i0}^b U_{red4} \end{aligned} \quad [\text{III-27}]$$

Les courants de sortie du redresseur s'expriment en fonction des courants d'entrée et au moyen des fonctions de connexion des demi- bras par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{17} i_{res1} + F_{27} i_{res2} + F_{37} i_{res3} \\ i_{red2} = F_{11}^b i_{res1} + F_{21}^b i_{res2} + F_{31}^b i_{res3} \\ i_{red3} = F_{18} i_{res1} + F_{28} i_{res2} + F_{38} i_{res3} \\ i_{red4} = F_{10}^b i_{res1} + F_{20}^b i_{res2} + F_{30}^b i_{res3} \end{cases} \quad [\text{III-28}]$$

Le courant i_{red0} s'exprime en fonction des courants de sortie et de la source par la relation:

$$i_{red0} = [1 - (F_{11}^{bT} + F_{10}^{bT})] i_{res1} + [1 - (F_{21}^{bT} + F_{20}^{bT})] i_{res2} + [1 - (F_{31}^{bT} + F_{30}^{bT})] i_{res3} \quad [\text{III-29}]$$

III.4.2- Les stratégies de commande d'un redresseur cinq niveaux

III.4.2.1- Stratégies de commande dans le repère abc

III.4.2.1.a- Commande par la stratégie à hystérésis en courant

Comme le redresseur à cinq niveaux possède cinq états de commande possibles pour un bras i , alors on utilise un régulateur à hystérésis à quatre positions (III.30) [38,67].

Les ordres de commande B_{is} des interrupteurs sont donnés par l'algorithme suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Si } \varepsilon_i > 2.(\Delta i) \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = -2U_c \\
 \text{Si } \Delta i < \varepsilon_i < 2.(\Delta i) \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 1 \Rightarrow V_{AM} = -U_c \\
 \text{Si } -\Delta i < \varepsilon_i < \Delta i \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = 0 \\
 \text{Si } -2.\Delta i < \varepsilon_i < -\Delta i \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 0 \Rightarrow V_{AM} = U_c \\
 \text{Si } \varepsilon_i < -2.(\Delta i) \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 1 \Rightarrow V_{AM} = 2U_c
 \end{array} \right. \quad [III-30]$$

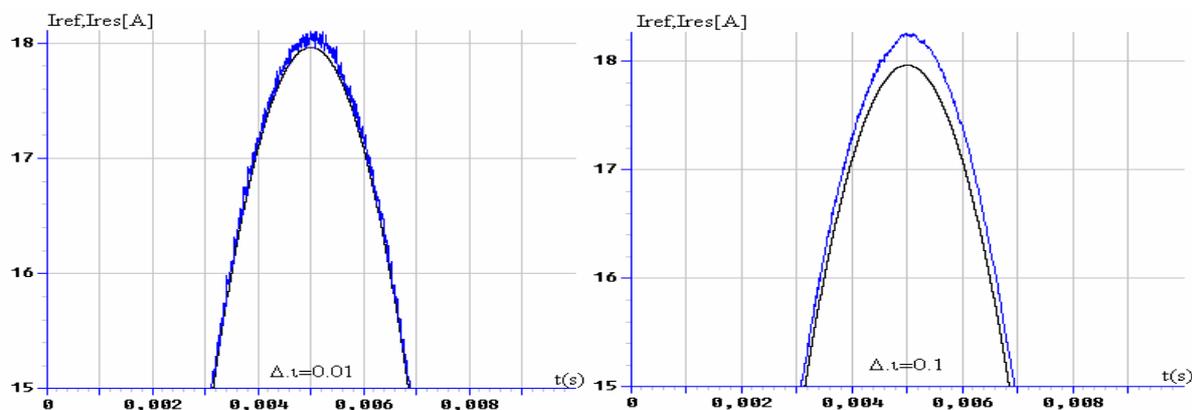


Figure III-35: Le courant du réseau et sa référence

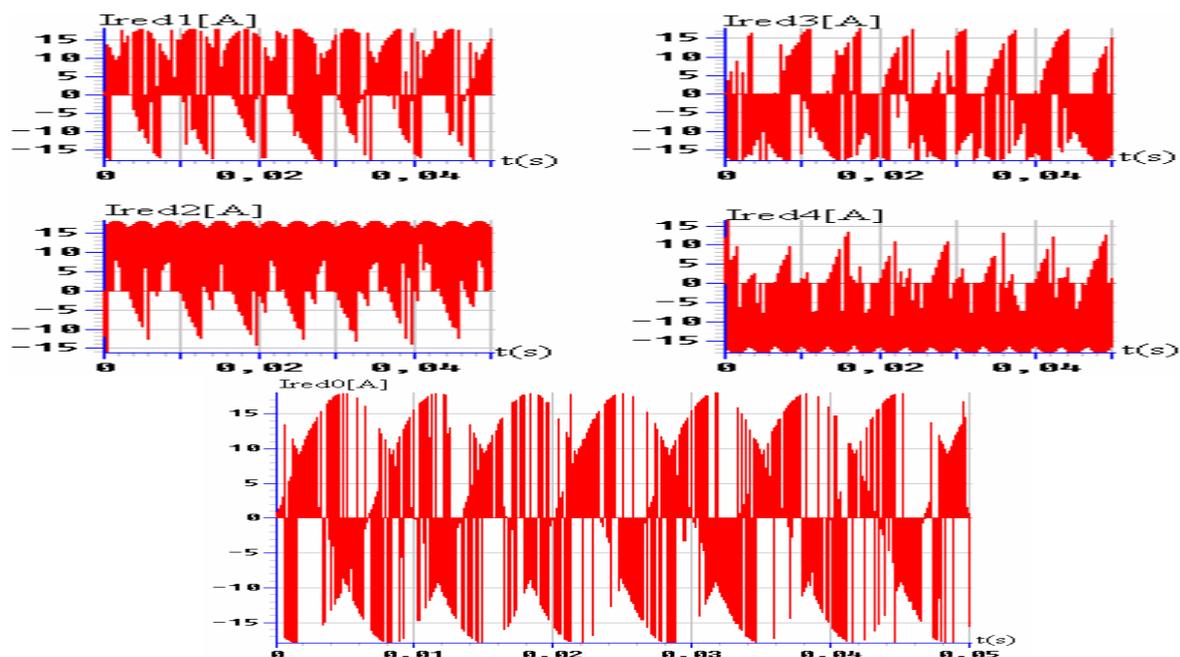


Figure III-36: Le courant du point milieu du redresseur à cinq niveaux

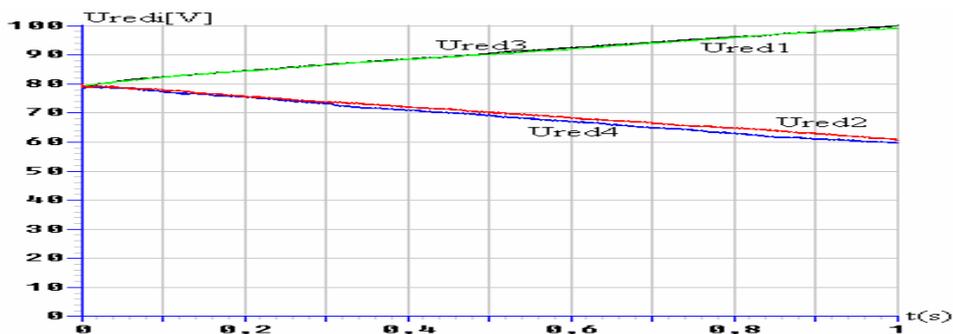


Figure III-37: Les tensions redressées du redresseur à cinq niveaux du demi bras du haut et du bas

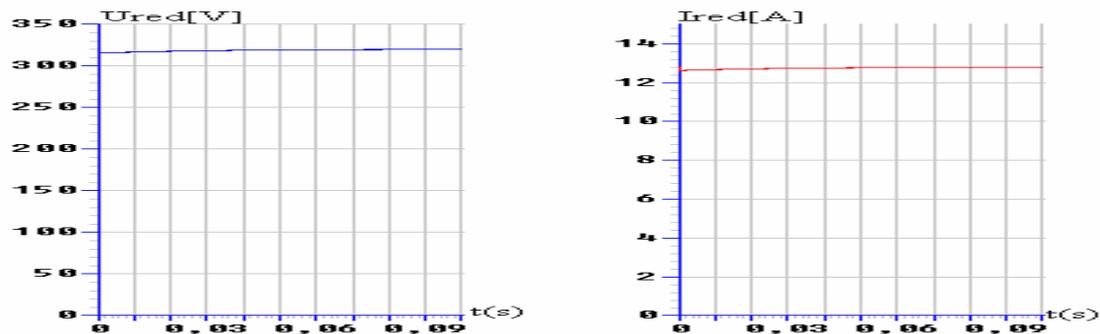


Figure III-38: Tension et courant redressés de la charge résistive

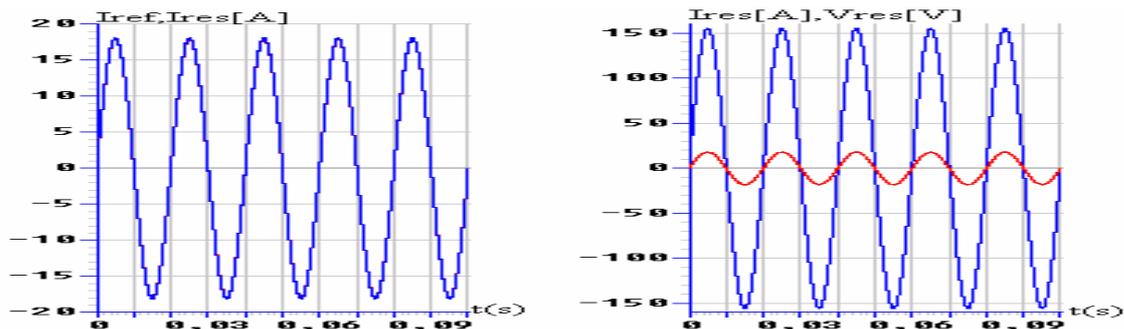


Figure III-39: Courant d'une phase i_{res} et sa référence et la tension du réseau V_{res}

- La figure III-35 montre que si on augmente la valeur de la bande d'hystérésis, l'écart entre le courant réel et le courant de référence croît, d'où les courants du réseau suivent autant bien leurs références que la valeur Δi est faible.
- On remarque d'après la figure III-36, que les courants I_{red1} , I_{red3} et I_{red2} , I_{red4} ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne.
- D'après la figure III-37, on constate que les tensions U_{red1} et U_{red3} sont croissantes et que les tensions U_{red2} et U_{red4} sont décroissantes. Part contre, la figure III.38 montre que la tension U_{red} est constante à la valeur de 320V et que le courant redressé I_{red} est proportionnel à la tension U_{red} .
- La figure III-39 montre que le courant réel (de phase) du réseau suit bien sa référence et que le facteur de puissance du réseau est unitaire où le courant i_{res} est colinéaire avec la tension du réseau V_{res} .

III.4.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle

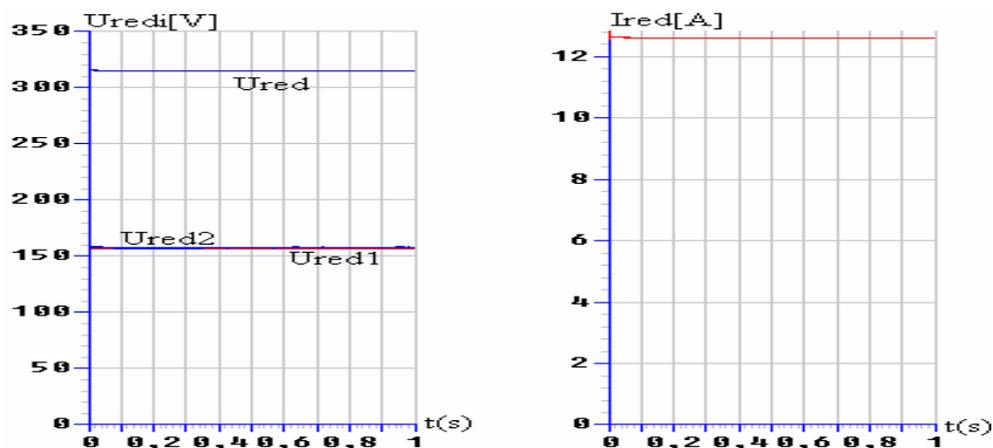


Figure III-40: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

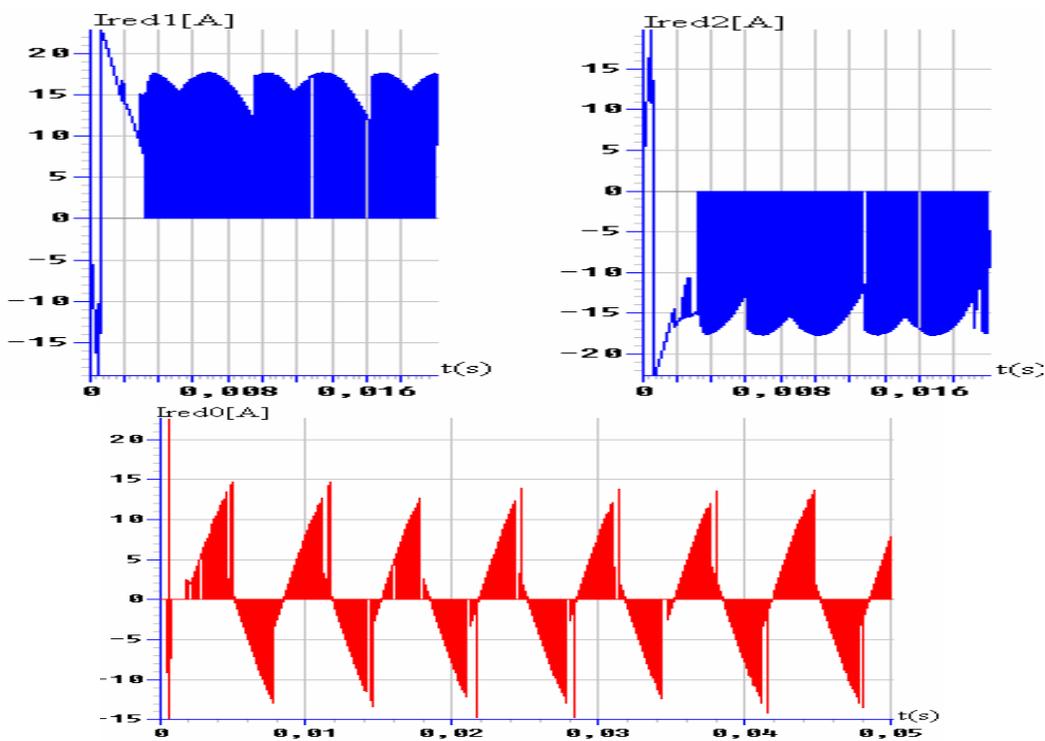


Figure III-41: Les courants redressés du redresseur à trois niveaux

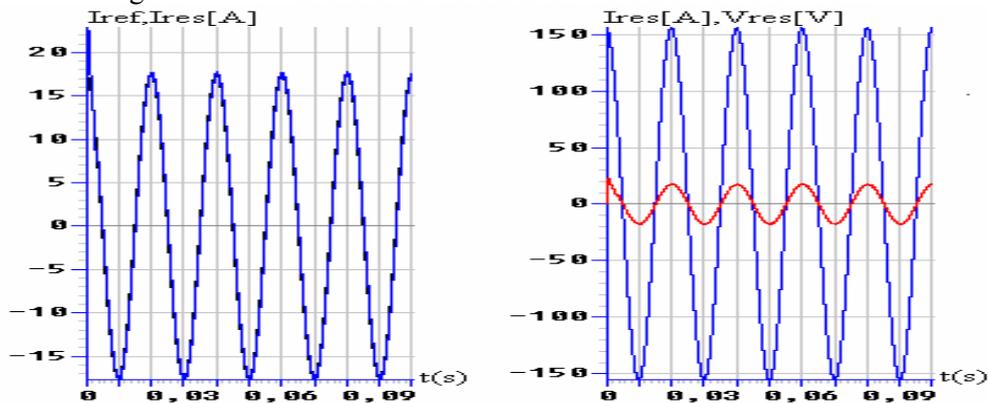


Figure III-42: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- On remarque d'après les figures III-40, les tensions U_{red1} et U_{red2} sont colinéaires et que la somme des deux tensions est toujours constante $U_{red}=320V$. Ainsi, le courant i_{red} est proportionnel à la tension redressée.
 - D'après la figure III-41, on constate que les courants I_{red1} et I_{red2} ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne nulle.
- Selon la figure III-42, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.4.2.2- Stratégies de commande dans le repère DQ

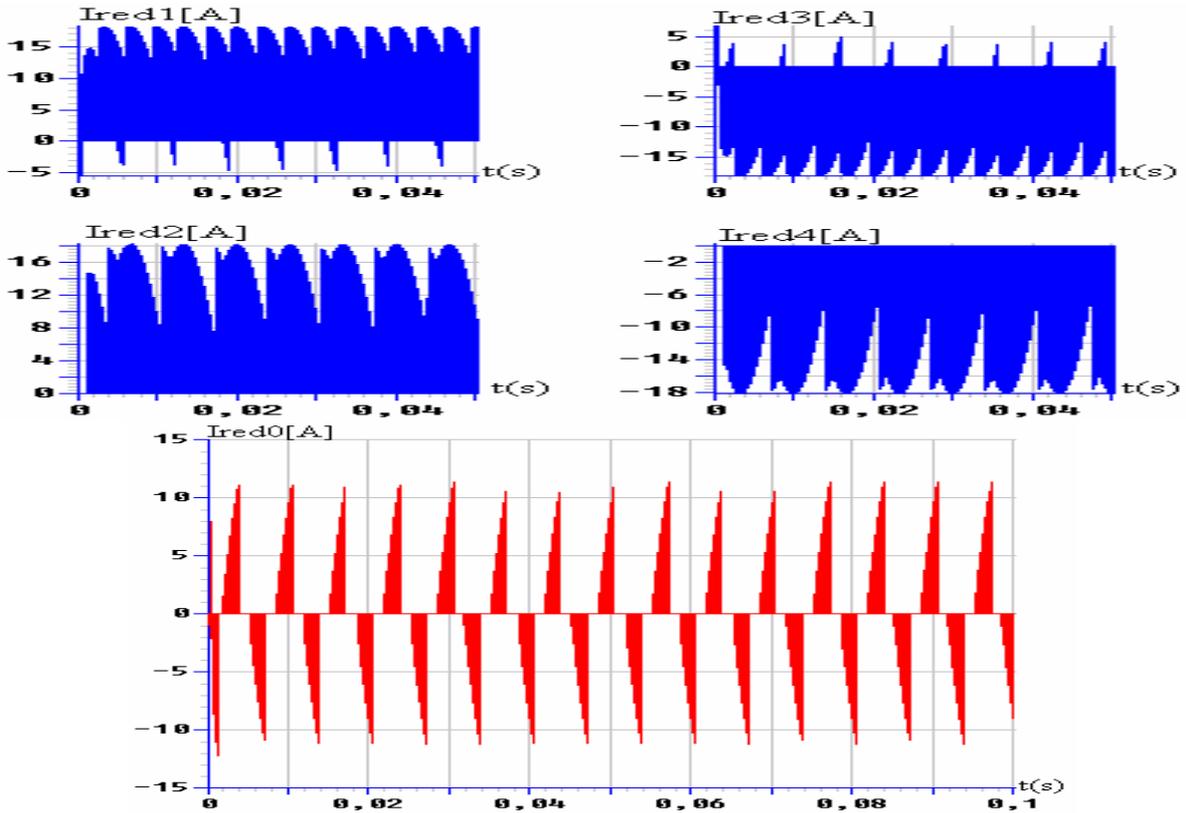


Figure III-43: Les courants de sortie du redresseur à cinq niveaux

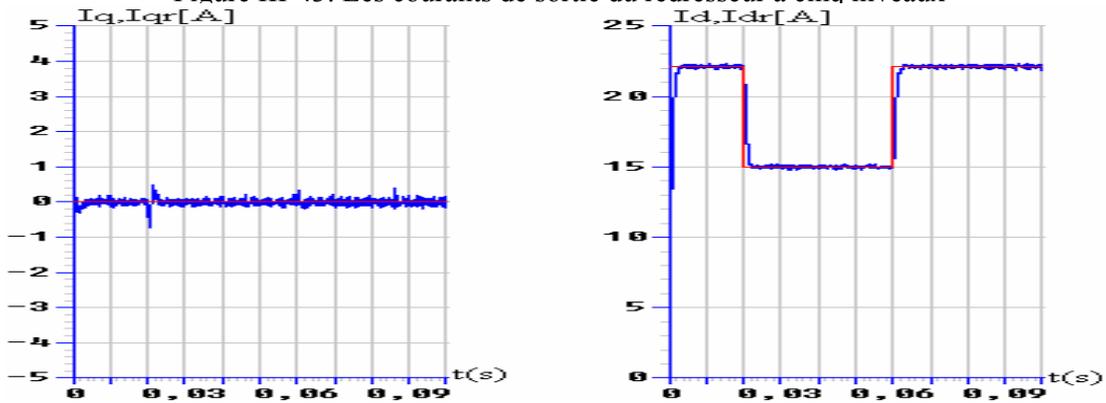


Figure III-44: Les courants id et iq du réseau avec leurs références dans le repère DQ

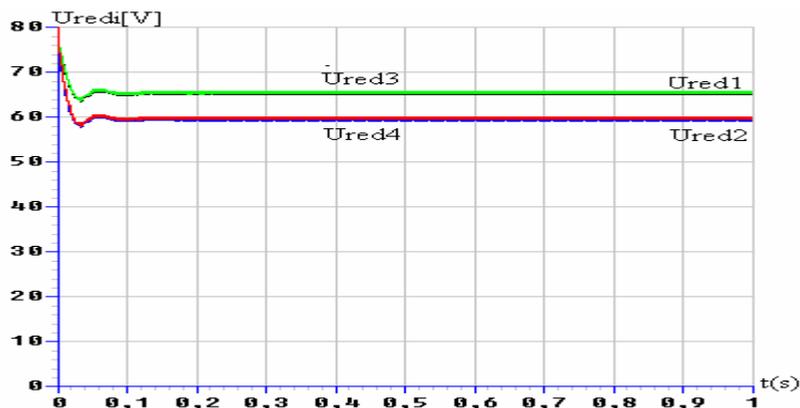


Figure III-45: Les tensions redressées du redresseur à cinq niveaux

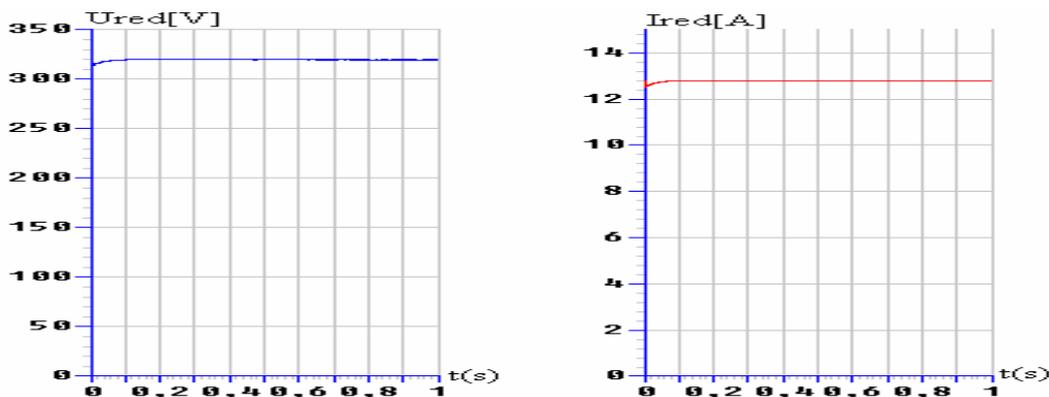


Figure III-46: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

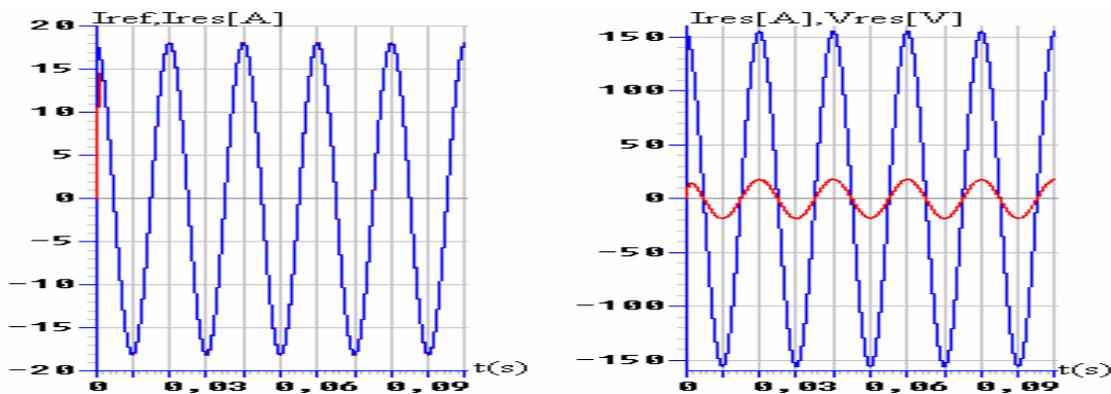


Figure III-47: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- D'après la figure III-43, on constate que les courants I_{red1} , I_{red3} et I_{red2} , I_{red4} ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- La figure III-44 montre que les courants i_d et i_q suivent parfaitement leurs références respectivement i_{dref} et i_{qref} . Le courant quadrature i_q est peu affecté par l'application d'un échelon de courant i_{dref} , ce qu'illustre bien le découplage du réseau.
- On remarque d'après la figure III-45 que les tensions U_{red1} et U_{red3} ont la même forme, et elles sont constantes, de même pour les tensions U_{red2} et U_{red4} . Néanmoins, la somme des quatre tensions est toujours constante $U_{red}=320V$. Ainsi, le courant I_{red} est égal à 12.8A (figure III-46).
- Selon la figure III-47, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit bien sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.5-Modélisation et Commande d'un redresseur de courant à neuf niveaux

III.5.1- Modélisation du redresseur de courant à neuf niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à neuf niveaux est donnée par la figure suivante:

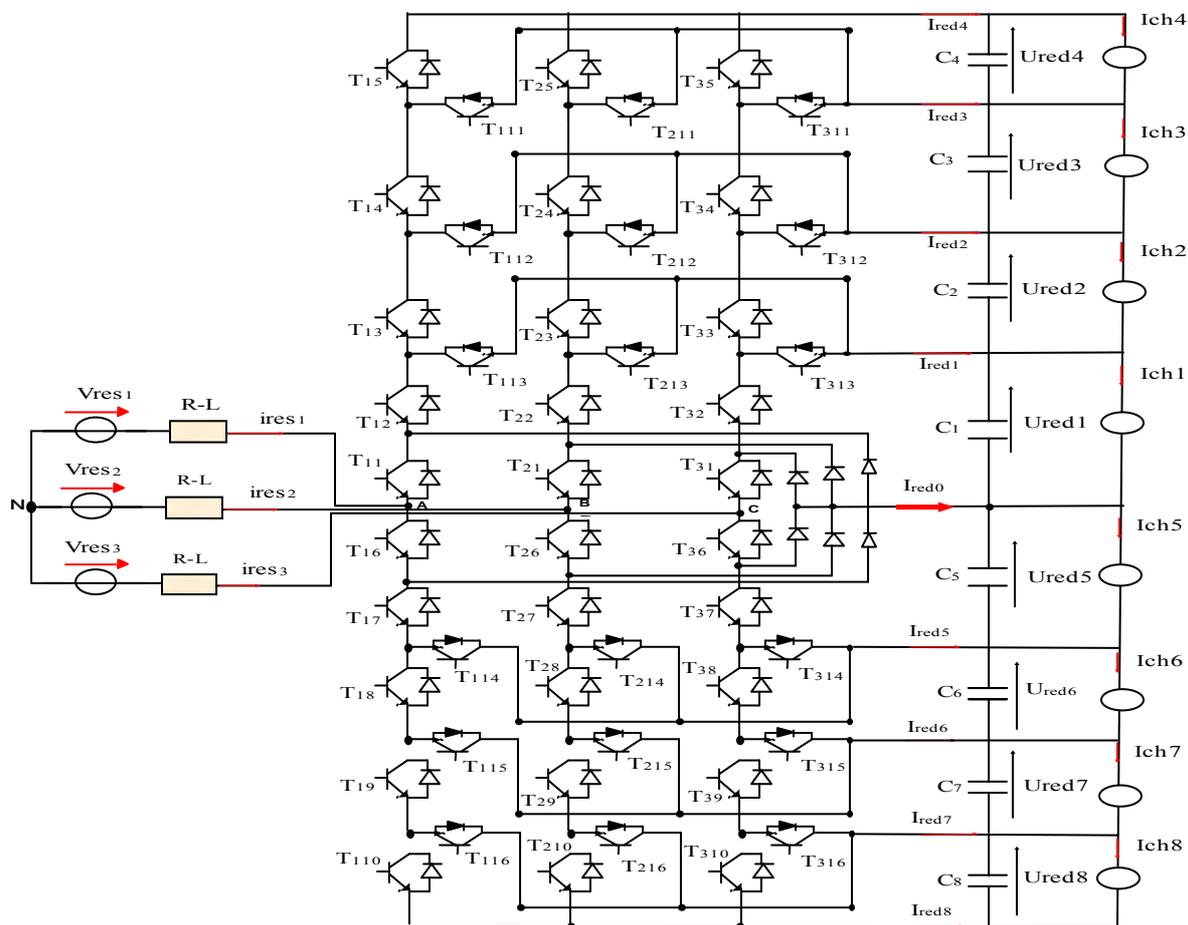


Figure III-48: Structure du redresseur à neuf niveaux

D'après le système, on définit les:

$$\begin{cases} i_{red1} = F_{113} i_{res1} + F_{213} i_{res2} + F_{313} i_{res3} \\ i_{red2} = F_{112} i_{res1} + F_{212} i_{res2} + F_{312} i_{res3} \\ i_{red3} = F_{111} i_{res1} + F_{211} i_{res2} + F_{311} i_{res3} \\ i_{red4} = F_{11}^b i_{res1} + F_{21}^b i_{res2} + F_{31}^b i_{res3} \\ i_{red5} = F_{114} i_{res1} + F_{214} i_{res2} + F_{314} i_{res3} \\ i_{red6} = F_{115} i_{res1} + F_{215} i_{res2} + F_{315} i_{res3} \\ i_{red7} = F_{116} i_{res1} + F_{216} i_{res2} + F_{316} i_{res3} \\ i_{red8} = F_{10}^b i_{res1} + F_{20}^b i_{res2} + F_{30}^b i_{res3} \end{cases} \quad [III-31]$$

Le courant i_{red0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de charge par la relation:

$$\begin{aligned} i_{red0} = & \left[1 - \left(F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{11}^b + F_{10}^b \right) \right] * i_{res1} \\ & + \left[1 - \left(F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{21}^b + F_{20}^b \right) \right] * i_{res2} \\ & + \left[1 - \left(F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{31}^b + F_{30}^b \right) \right] * i_{res3} \end{aligned} \quad [III-32]$$

III.5.2- Les stratégies de commande d'un redresseur neuf niveaux

III.5.2.1- Stratégies de commande dans le repère abc

III.5.2.1.a- Commande par la stratégie à hystérésis en courant

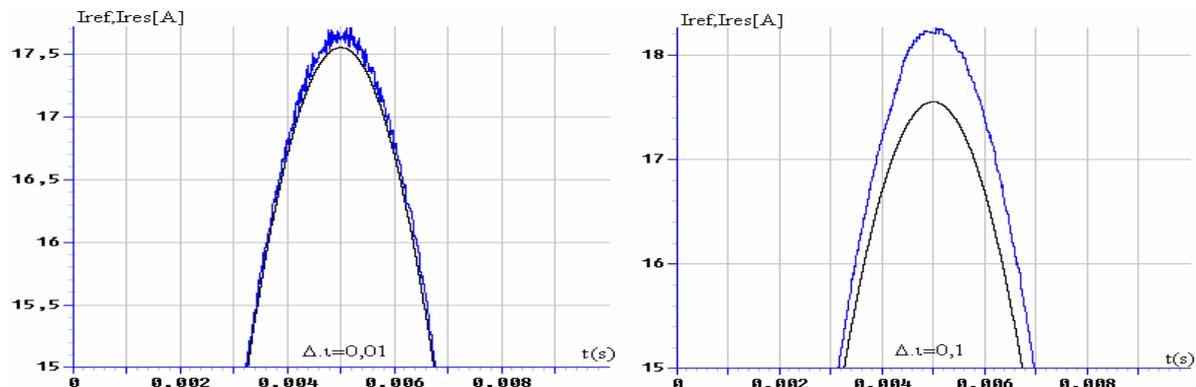


Figure III-49: Le courant du réseau et sa référence



Figure III-50: Le courant du point milieu du redresseur à neuf niveaux

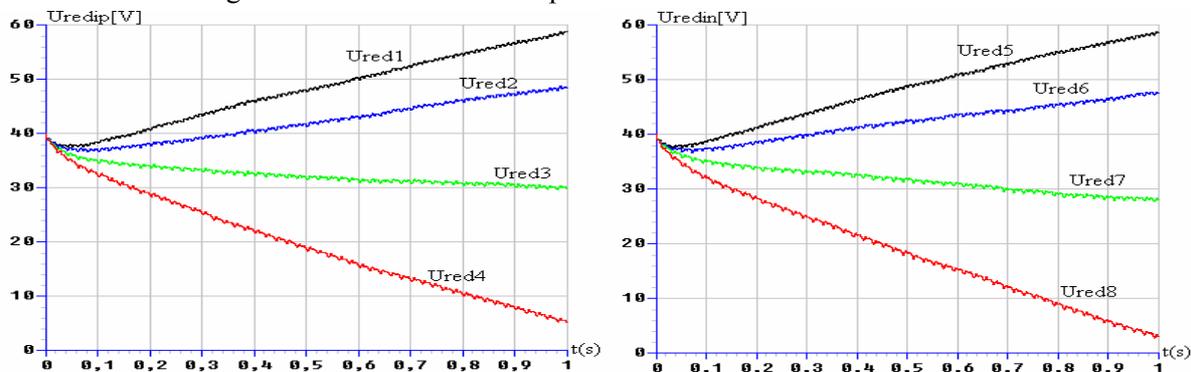


Figure III-51: Les tensions du filtre intermédiaire de l'onduleur à neuf niveaux

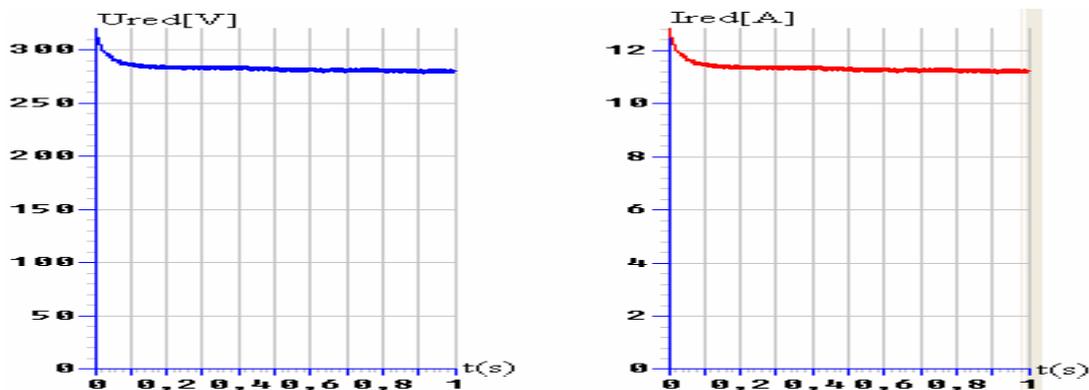


Figure III-52: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

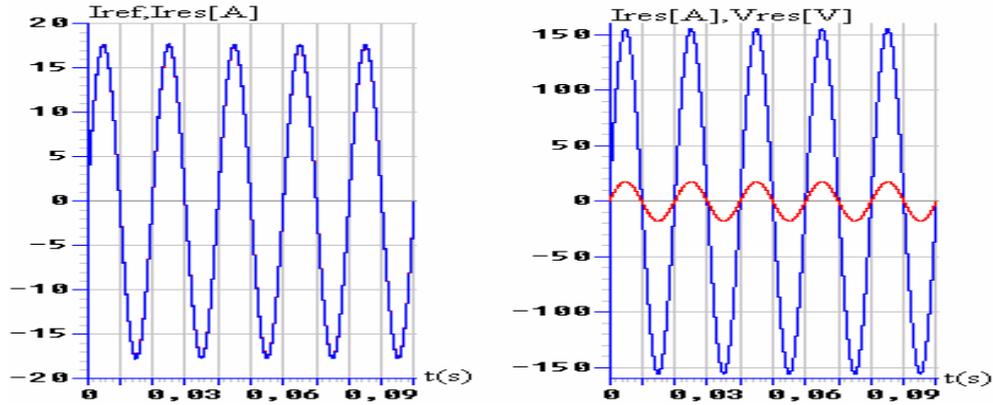


Figure III-53: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- La figure III-49 montre que si on augmente la valeur de la bande d'hystérésis, l'écart entre le courant réel et le courant de référence croît, d'où les courants du réseau suivent autant bien leurs références que la valeur Δi est faible.
- On remarque d'après la figure III-50 que le courant I_{red0} a une valeur moyenne.
- D'après la figure III-51, on constate que les tensions U_{redip} et U_{redin} sont symétriques et que leur somme U_{red} est constante et égale à 320V et que le courant redressé I_{red} est proportionnel à la tension U_{red} figure III-52.
- La figure III-53 montre que le courant réel (de phase) du réseau suit bien sa référence et que le facteur de puissance du réseau est unitaire où le courant i_{res} est en phase avec la tension du réseau V_{res} .

III.5.2.1.b- Commande par la stratégie de modulation vectorielle

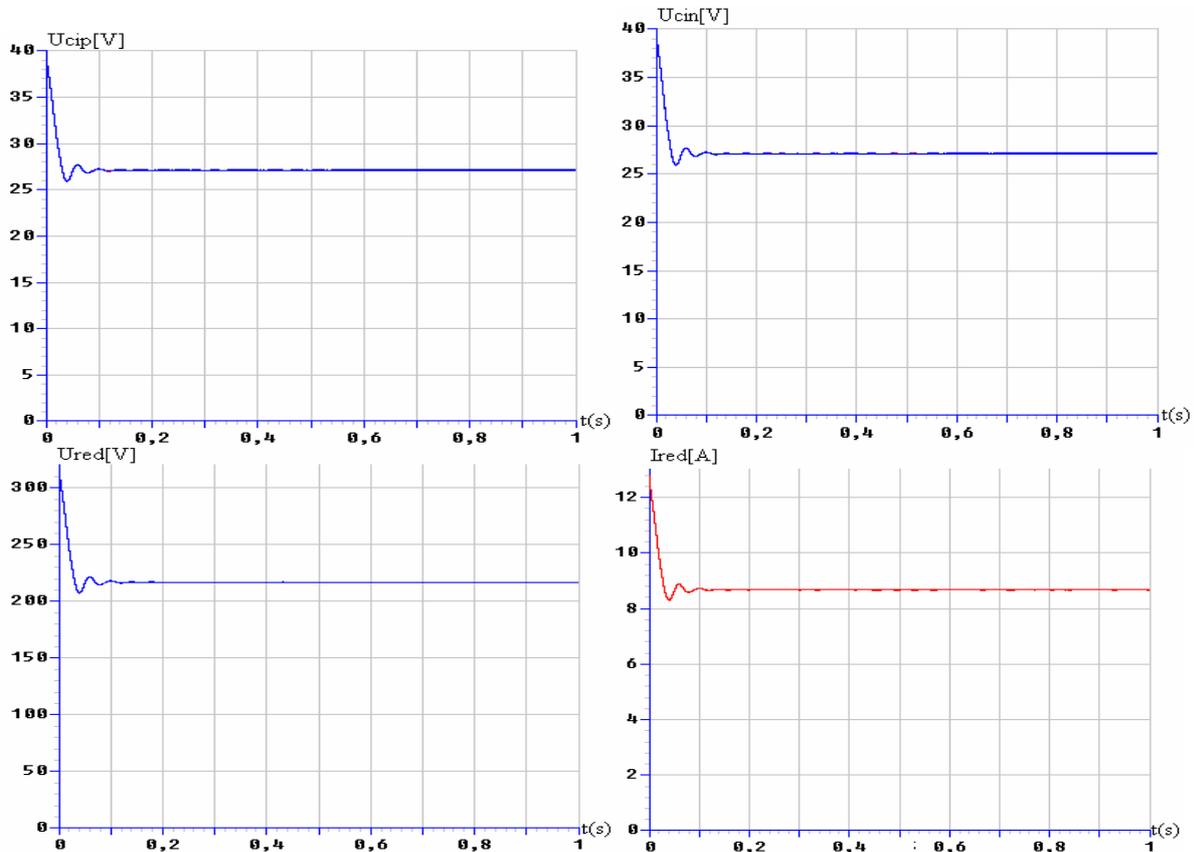


Figure III-54: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

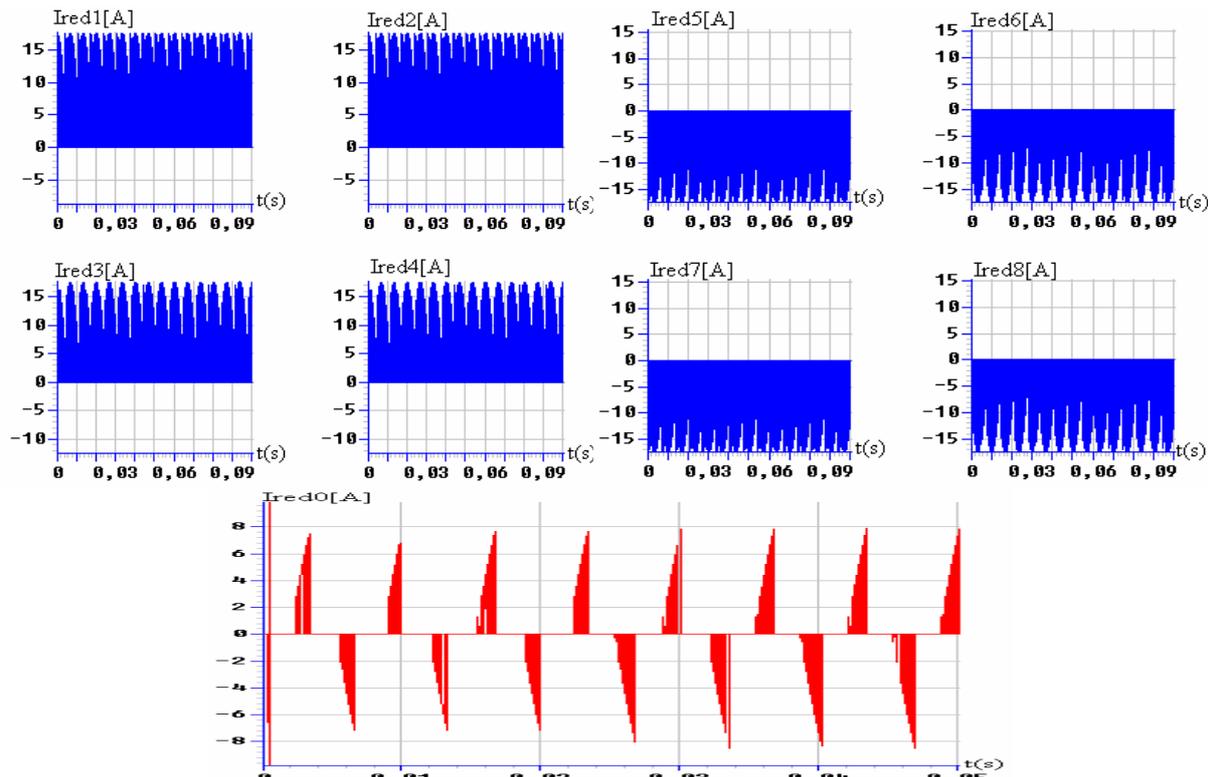


Figure III-55: Les courants redressés du redresseur à neuf niveaux

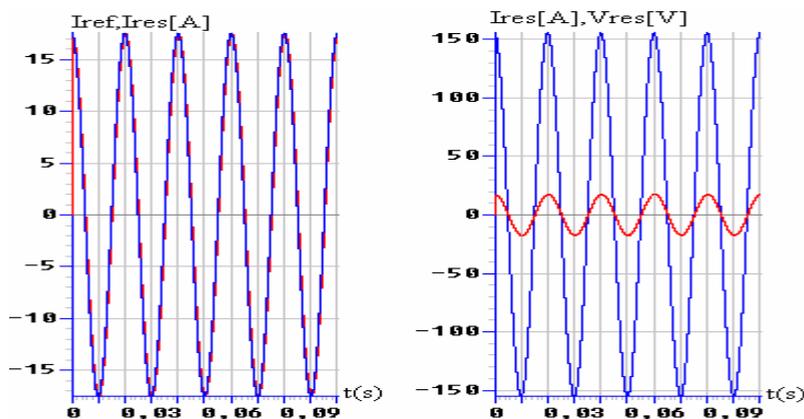


Figure III-56: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- On remarque d'après les figures III.54, la tension redressée U_{red} est toujours constante $U_{red}=320V$, et que le courant i_{red} est proportionnel à la tension redressée.
- D'après la figure III-55, on constate que les courants I_{redip} et I_{redin} ont la même allure et symétriques par rapport au point milieu. D'où le courant I_{red0} a une valeur moyenne nulle.
- Selon la figure III-56, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

III.5.2.2- Stratégies de commande dans le repère DQ

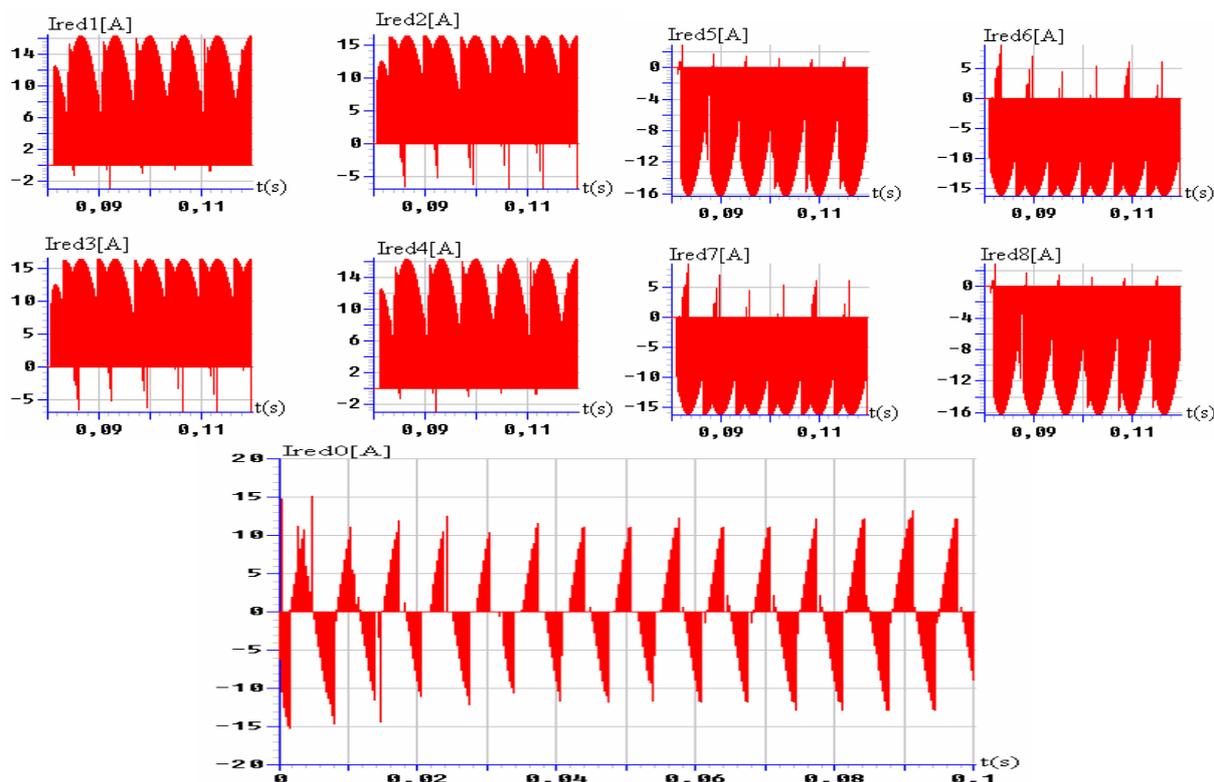


Figure III-57: Le courant du point milieu du redresseur à neuf niveaux

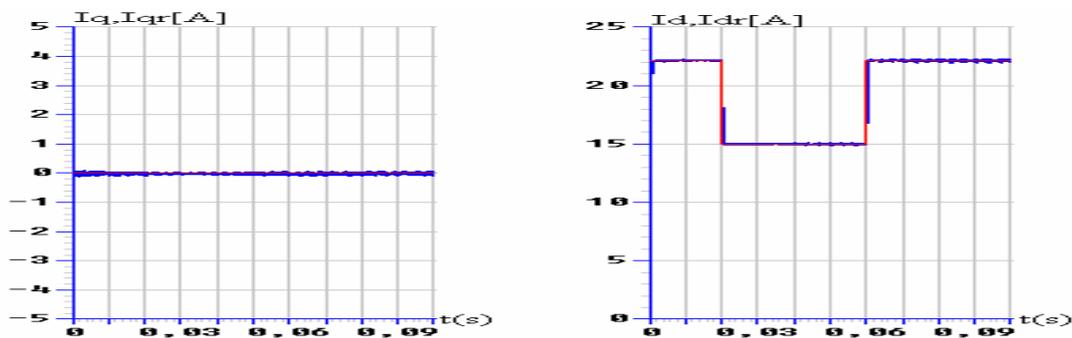


Figure III-58: Les courants id et iq du réseau avec leurs références dans le repère DQ

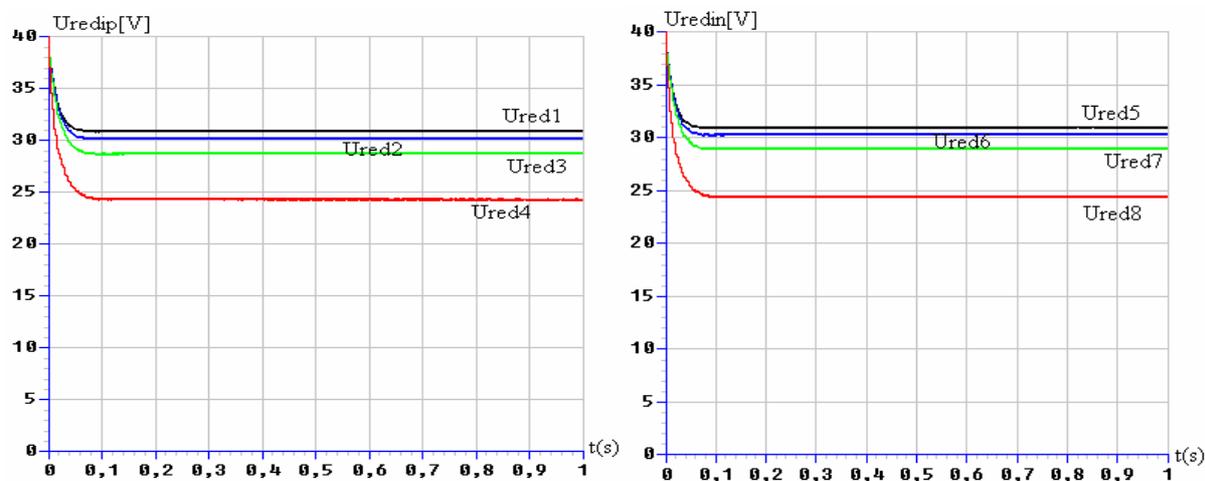


Figure III-59: Les tensions redressées du redresseur à neuf niveaux

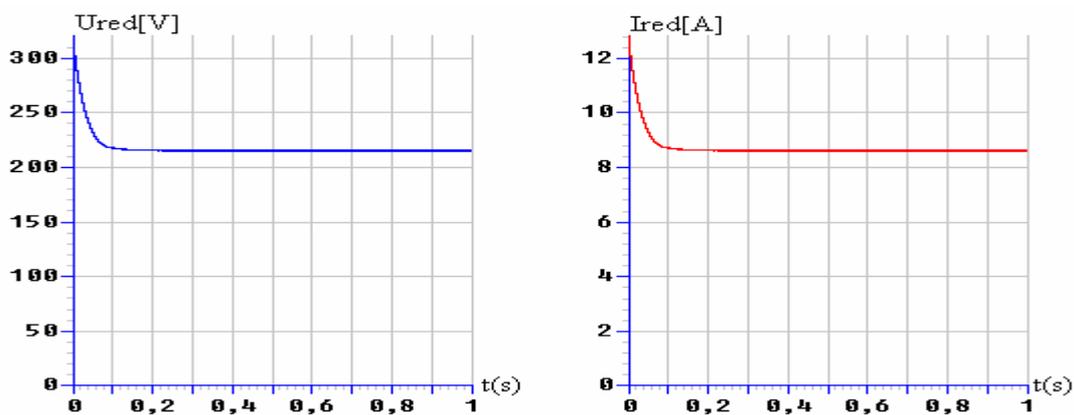
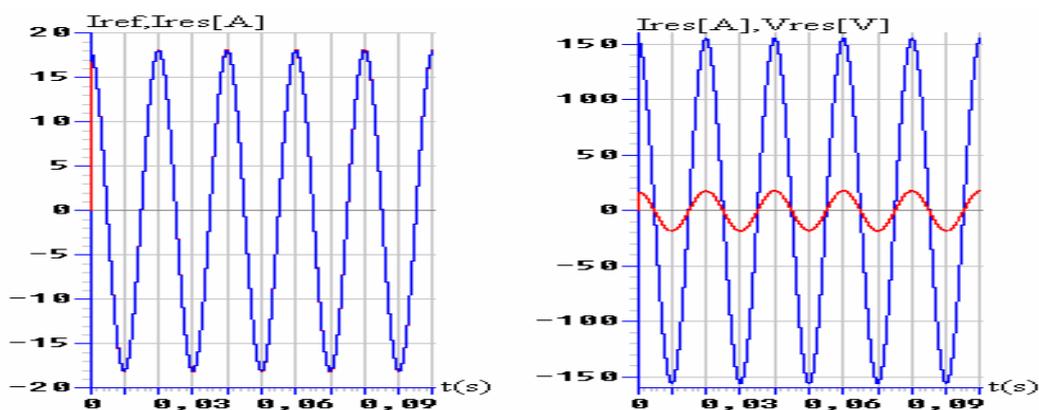


Figure III-60: Tension et courant redressés au borne de la charge résistive

Figure III-61: Courant d'une phase i_{res} , sa référence et la tension du réseau V_{res}

- D'après la figure III-57, on constate que les courants I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même allure et positive. Par contre les courants I_{red5} , I_{red6} , I_{red7} et I_{red8} ont la même allure mais négative. D'où les courants sont inversés l'un par rapport à l'autre, d'où le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- La figure III-58 montre que les courants i_d et i_q suivent parfaitement leurs références respectivement i_{dref} et i_{qref} . Le courant quadrature i_q est peu affecté par l'application d'un échelon de courant i_{dref} ce qu'illustre bien le découplage du réseau.
- On remarque d'après la figure III-59, que les tensions U_{redip} et U_{redin} ont la même forme et symétrique, et elles sont constantes. Néanmoins la somme des quatre tensions est toujours constante $U_{red}=320V$. Ainsi, le courant I_{red} égal à 12,8A (figure III-60).
- Selon la figure III-61, le courant du réseau triphasé alimentant le redresseur suit bien sa référence, et le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire du fait que la tension du réseau V_{res} et en phase avec le courant du réseau i_{res} .

Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par établir le modèle du réseau électrique dans les deux repères **abc** et **DQ** ensuite sur les boucles de régulations des courants, qui nous a permis de découpler les deux axes et de les commander séparément où ceci justifier d'avoir un facteur de puissance quasi unitaire.

Après, on a élaboré le modèle de fonctionnement des redresseurs multiniveaux, puis on a présenté deux stratégies de commande des redresseurs de courant à **MLI**:

- La commande par hystérésis en courant en **abc**.
- La commande par modulation vectorielle dont on a élaboré deux méthodes pour asservir les courants du réseau dans les repères **abc**, et **DQ**.

Pour analyser les performances des stratégies précitées, on a appliqué chaque commande sur les redresseurs multiniveaux associés à une charge résistive.

La commande par modulation vectorielle permet l'accès à une dynamique équivalente à celle de la commande par hystérésis aux prix d'une implémentation lourde. La régulation des variables s'effectue avantageusement dans le repère de Park où les variables sont constantes.

La commande en courant par hystérésis révèle une bonne dynamique, une implémentation simple, mais la fréquence de commutation des interrupteurs, non contrôlée, présente un inconvénient (fréquence élevée pour les mêmes performances) et engendre un vieillissement excessif des éléments de puissance (transistors, diodes).

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse à étudier un changeur de fréquence ayant comme pont d'entrée différents redresseurs multiniveaux à **MLI** commandé par la stratégie modulation vectorielle dans le repère **DQ**, et pour pont de sortie un onduleur à neuf niveaux à structure **NPC**.

Chapitre IV

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

CHAPITRE IV

CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT L'ONDULEUR DE TENSION À NEUF NIVEAUX À STRUCTURE NPC

Introduction

Dans les chapitres précédents, on a supposé les tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC sont constantes et égales $U_{ci (i=1...8)}=U_c$ du pont capacitif d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries [69]. Pour cela, dans ce chapitre, on étudiera quelques dispositifs permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif 50HZ. Ainsi, on étudiera les cascades suivantes [70]:

- ✓ - Cascade batterie- Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
- ✓ - Cascade avec redresseurs de courant à deux niveaux:
 - ✓ - Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
- ✓ - Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux:
 - ✓ - Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
- IV.4- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux:
 - ✓ - Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP.
 - ✓ - Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux -MSAP.
- ✓ - Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux:

On suppose que les tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux sont toutes initialisées à 40V et que les paramètres de tous les filtres intermédiaires sont $U_{ci,(i=1...8)}=20mf$.

L'onduleur de tension à neuf niveaux et les redresseurs sont commandés par la stratégie de la modulation vectorielle.

IV.1- Cascade d'une batterie-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant [69]:

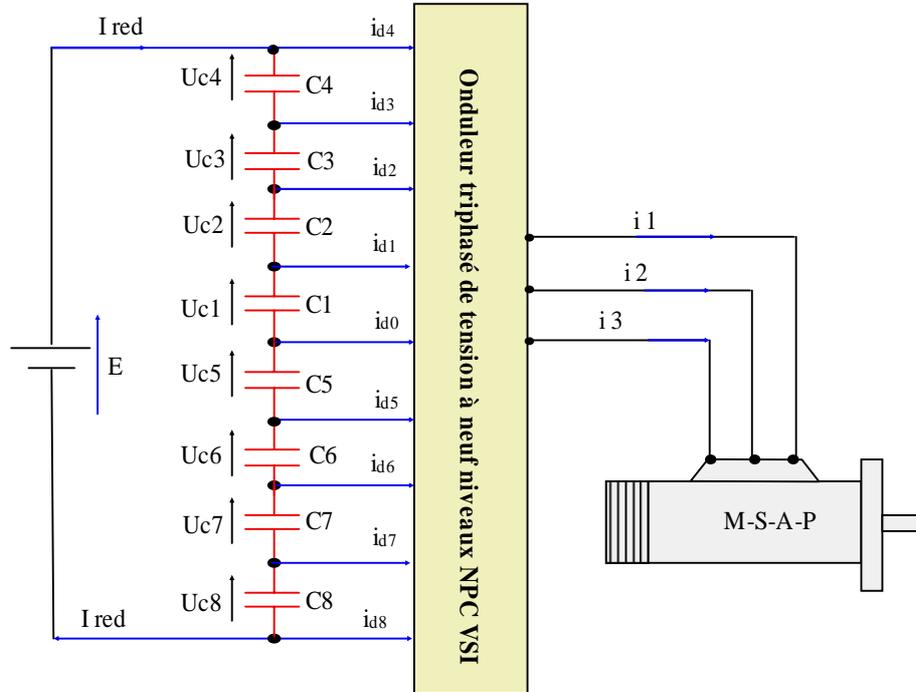


Figure IV-1: Structure de la Cascade batterie-Onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

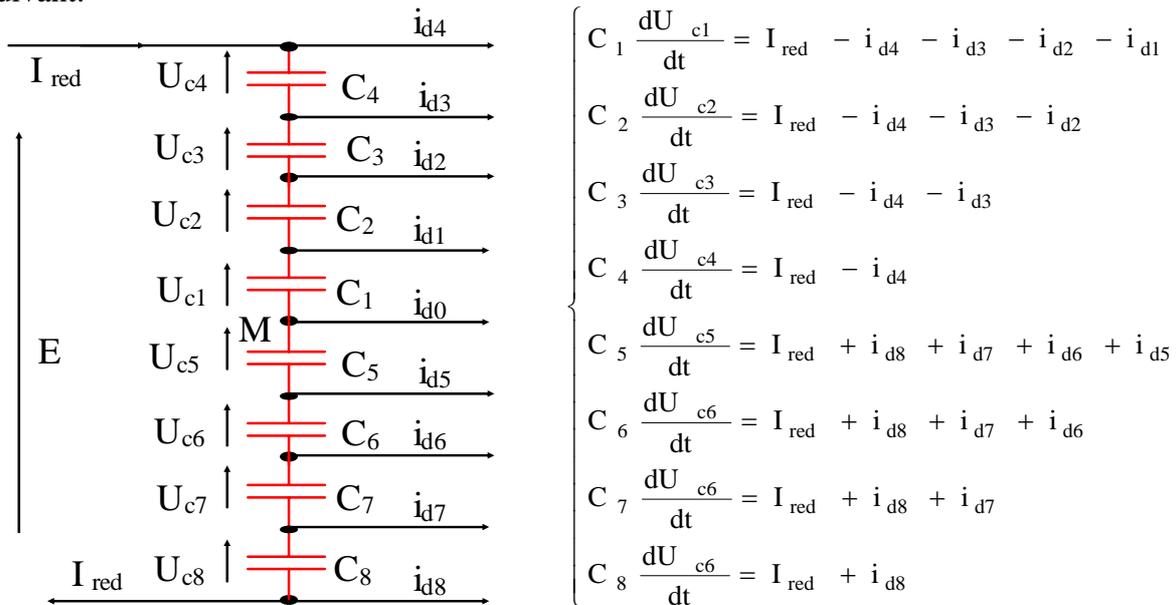


Figure IV-2: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

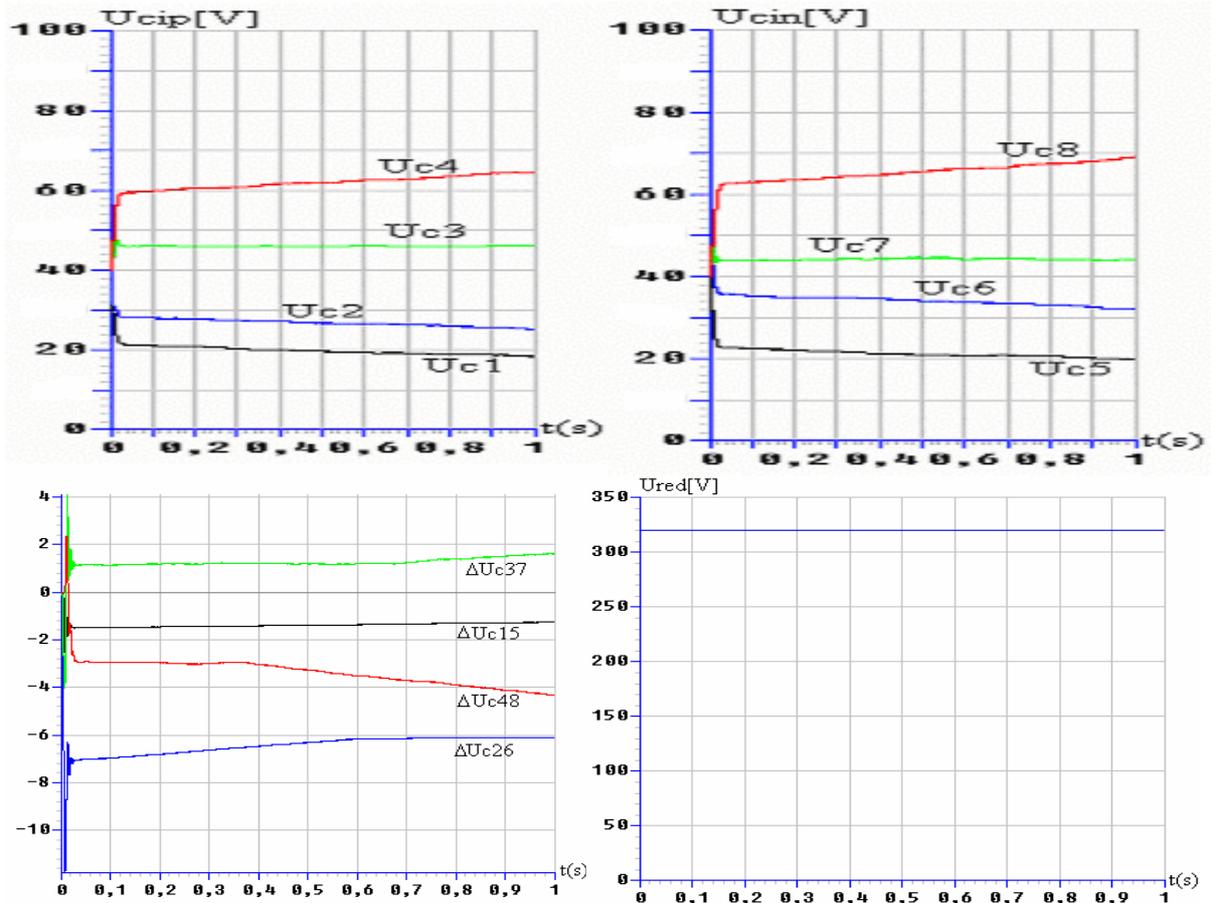


Figure IV-3: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

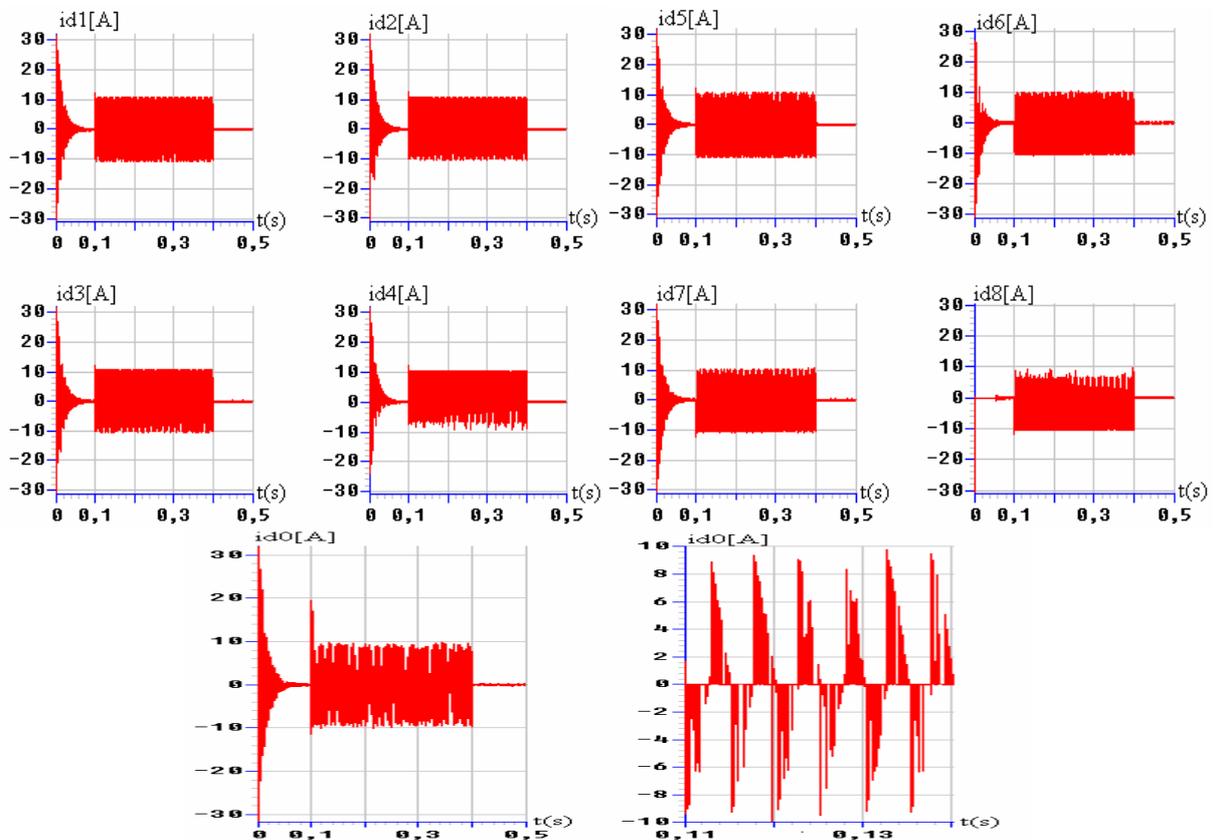


Figure IV-4: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

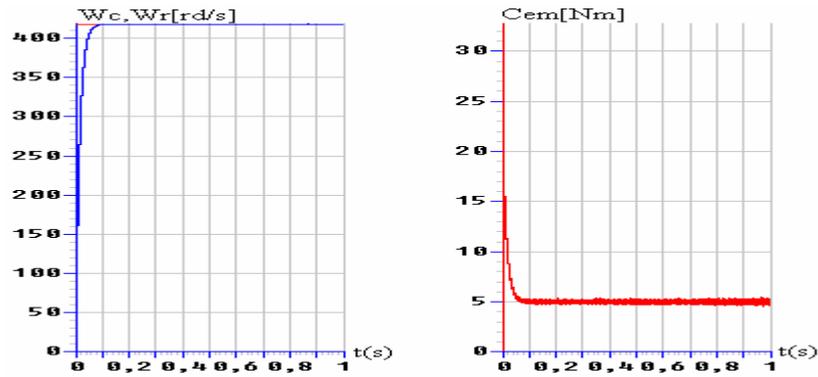


Figure IV-5: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 15%. La tension redressée U_{red} est constante (figure IV-3).
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} représentés dans la figure IV-4 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa vitesse de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-5).

IV.2- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant l'onduleur de tension à neuf niveaux comme pont de sortie [68,71,72]. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant [73,74]:

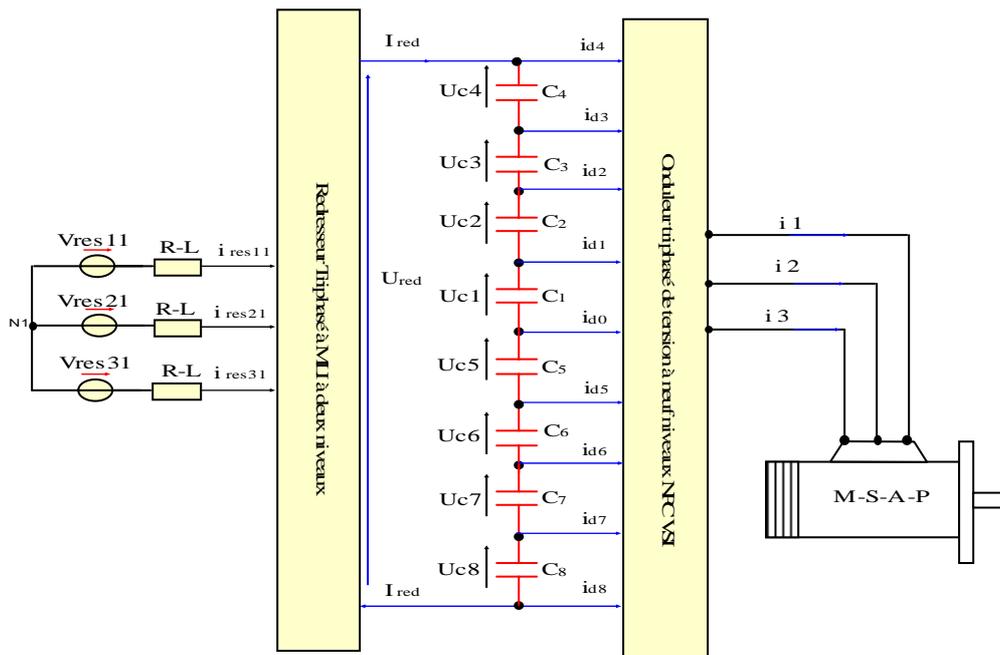


Figure IV-6: Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

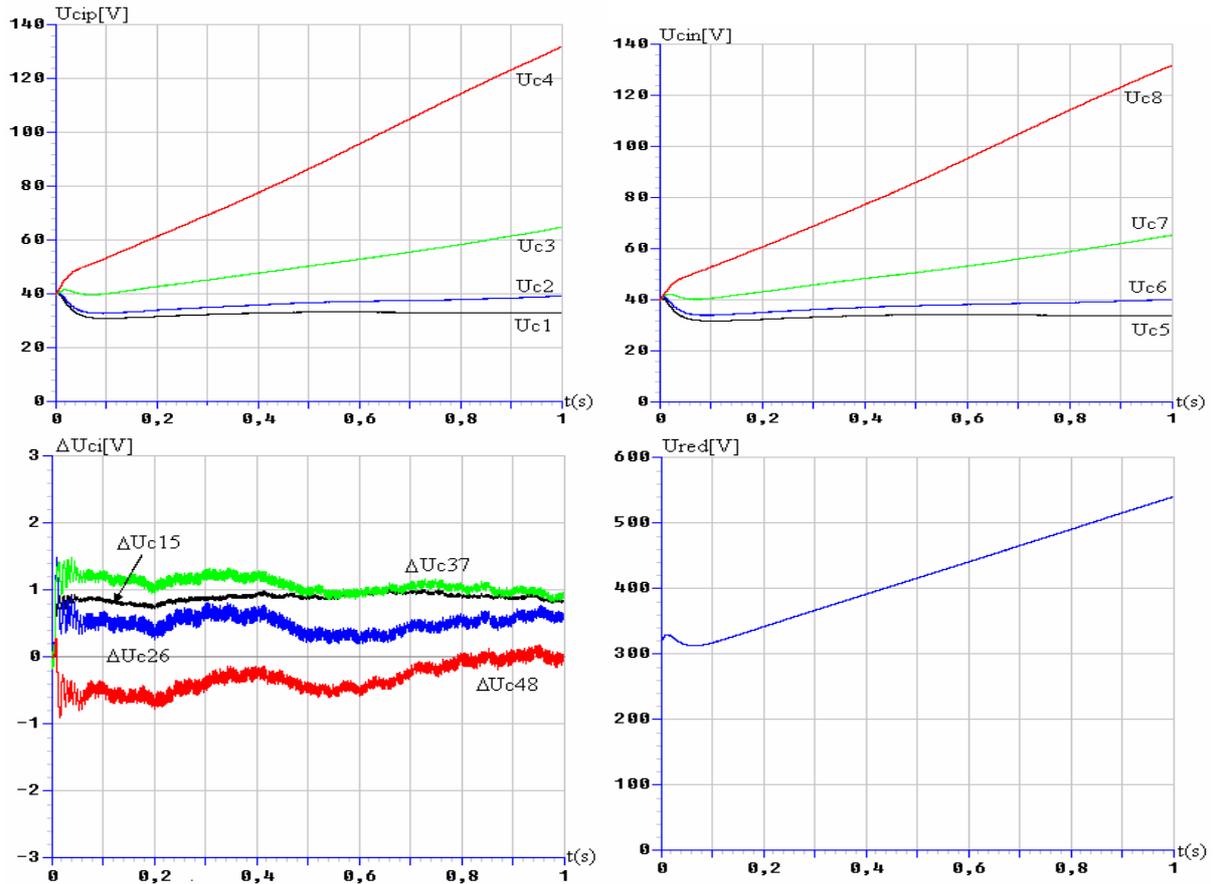


Figure IV-7: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

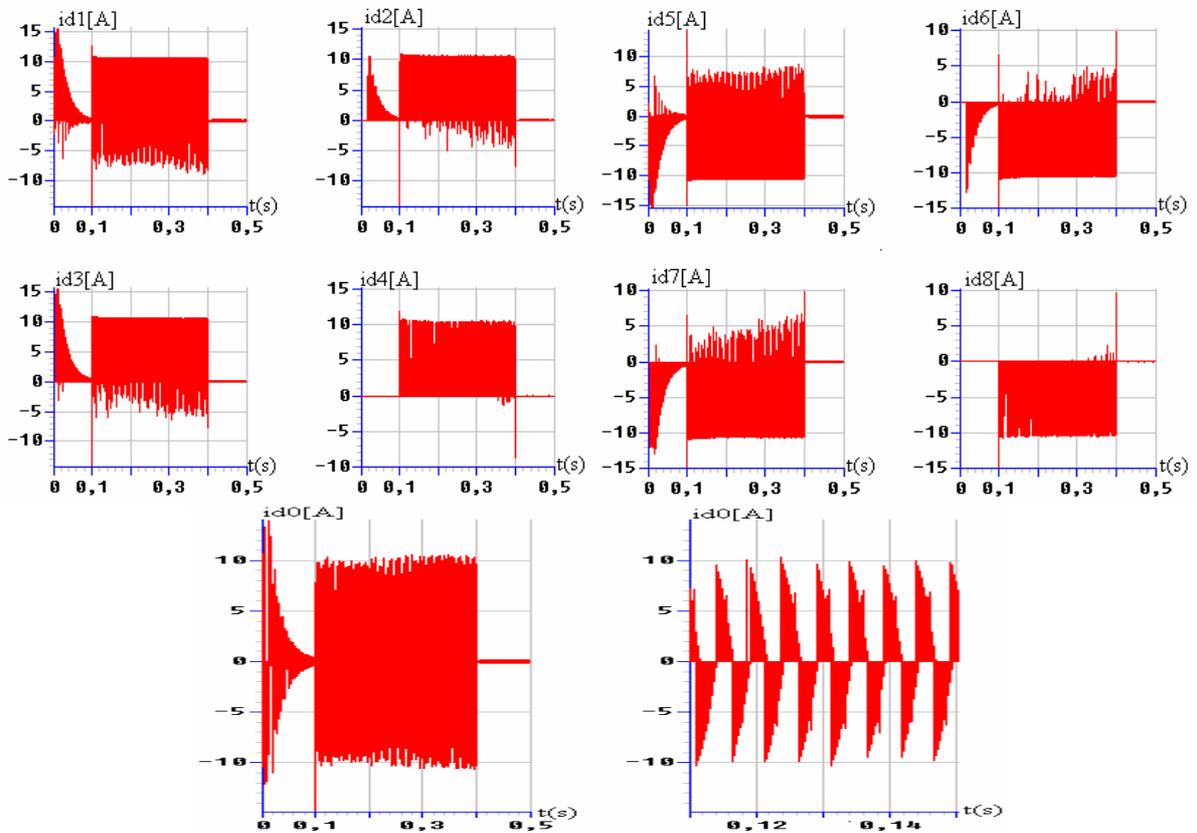


Figure IV-8: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

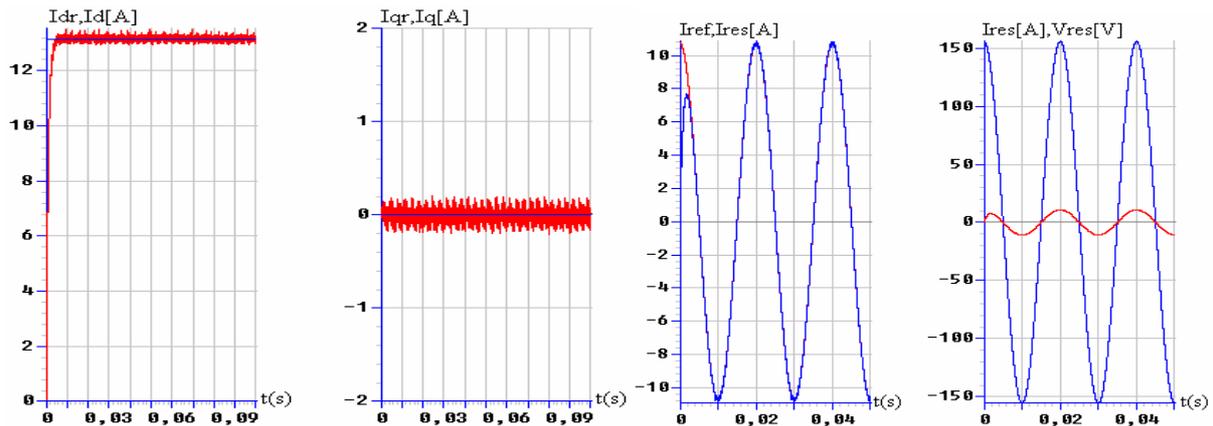


Figure IV-9: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

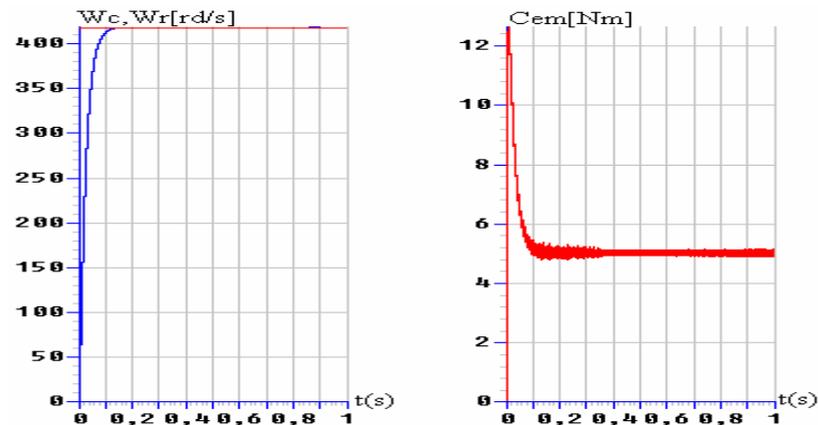


Figure VI-10: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 05%. La tension redressée U_{red} est toujours croissante (figure IV-7).
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} (figure IV-8) ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Les figures IV-9 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-10).

IV.2.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Un autre type de cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux. La figure IV-11 montre la structure de cette cascade.

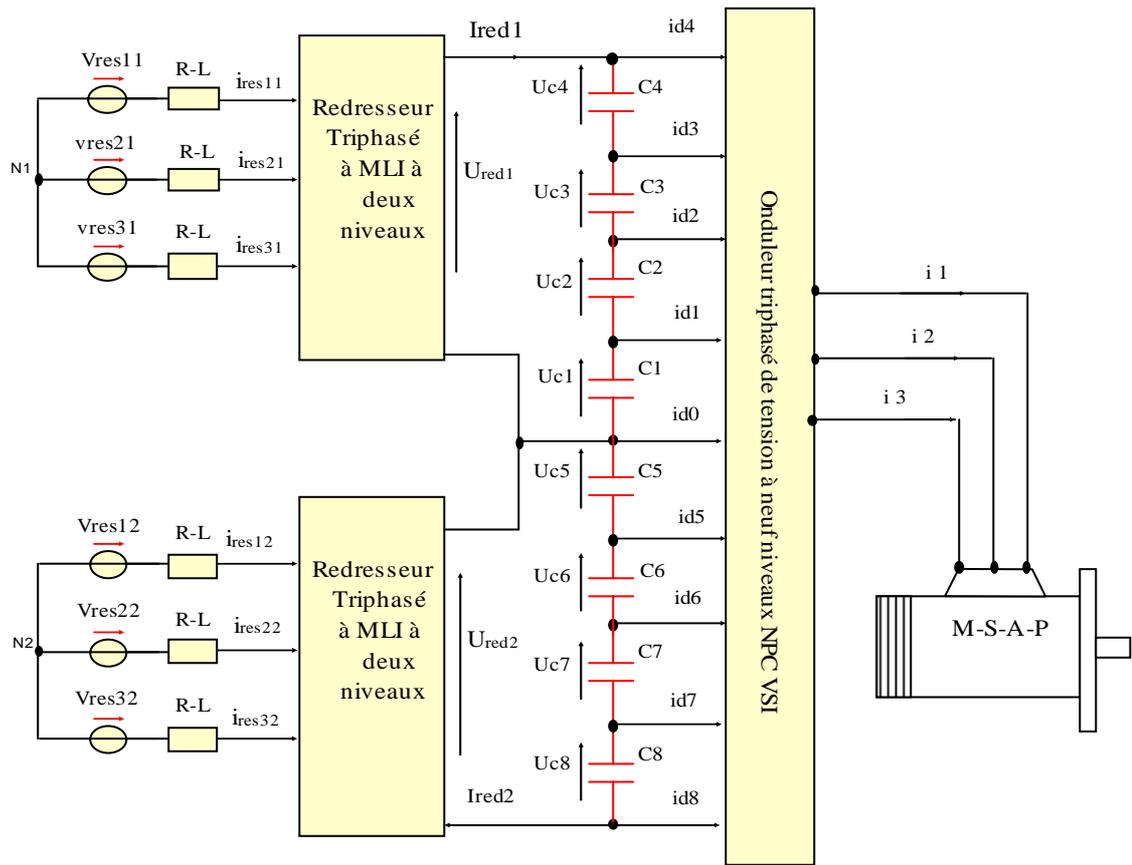


Figure IV-11: Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

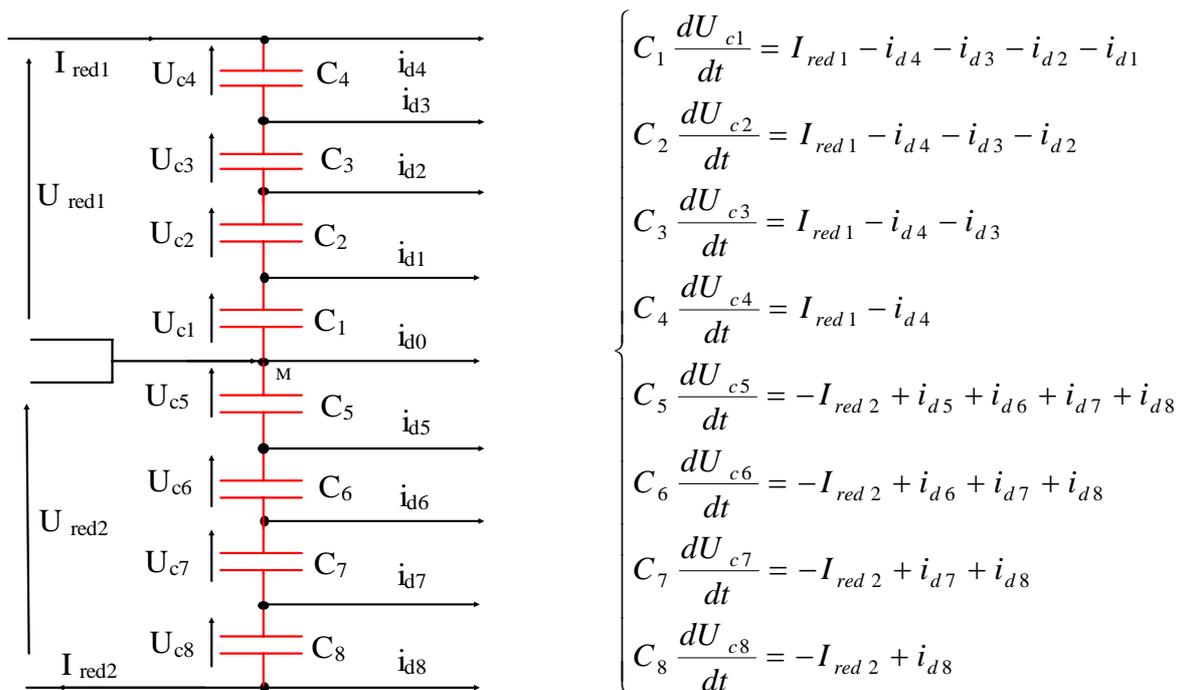


Figure IV-12: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

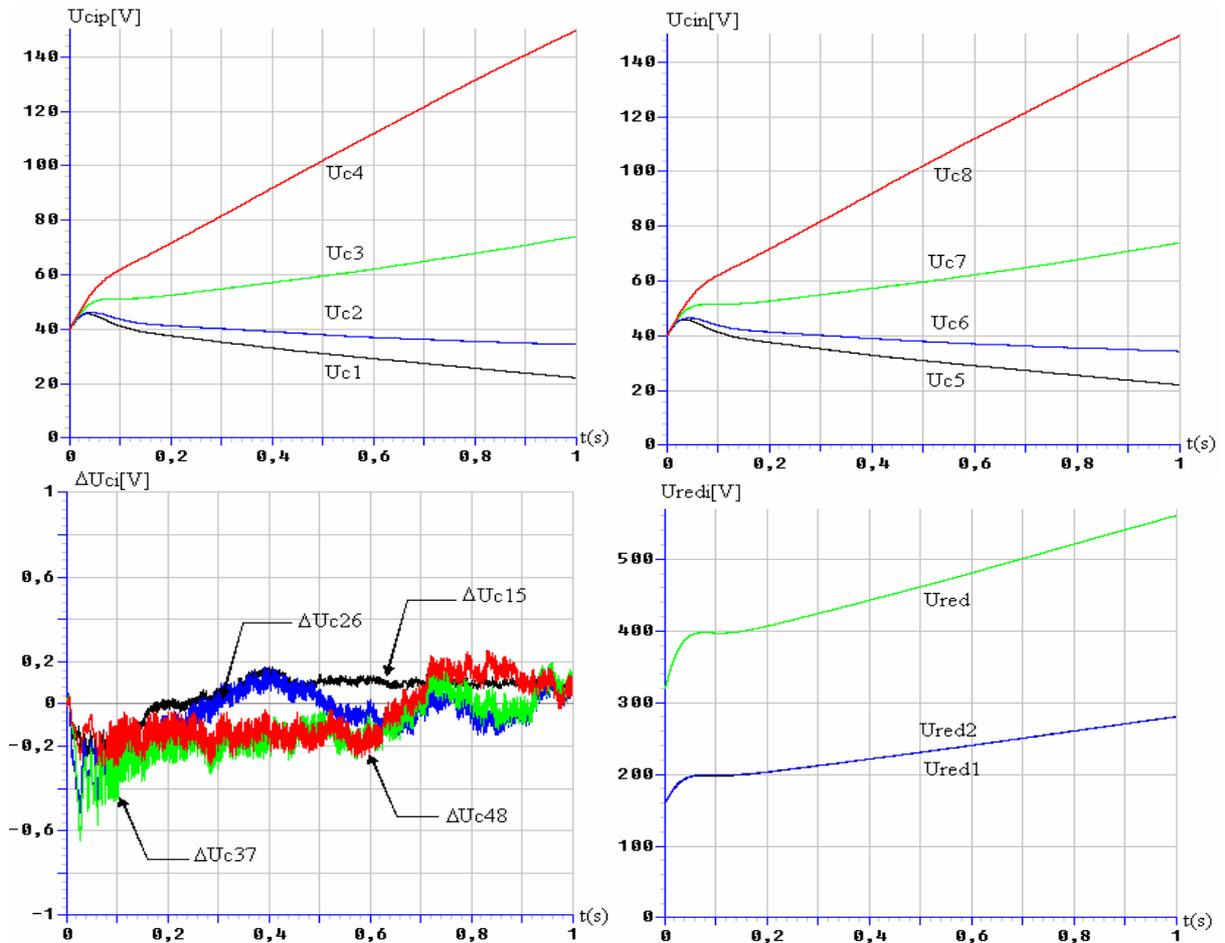


Figure IV-13: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

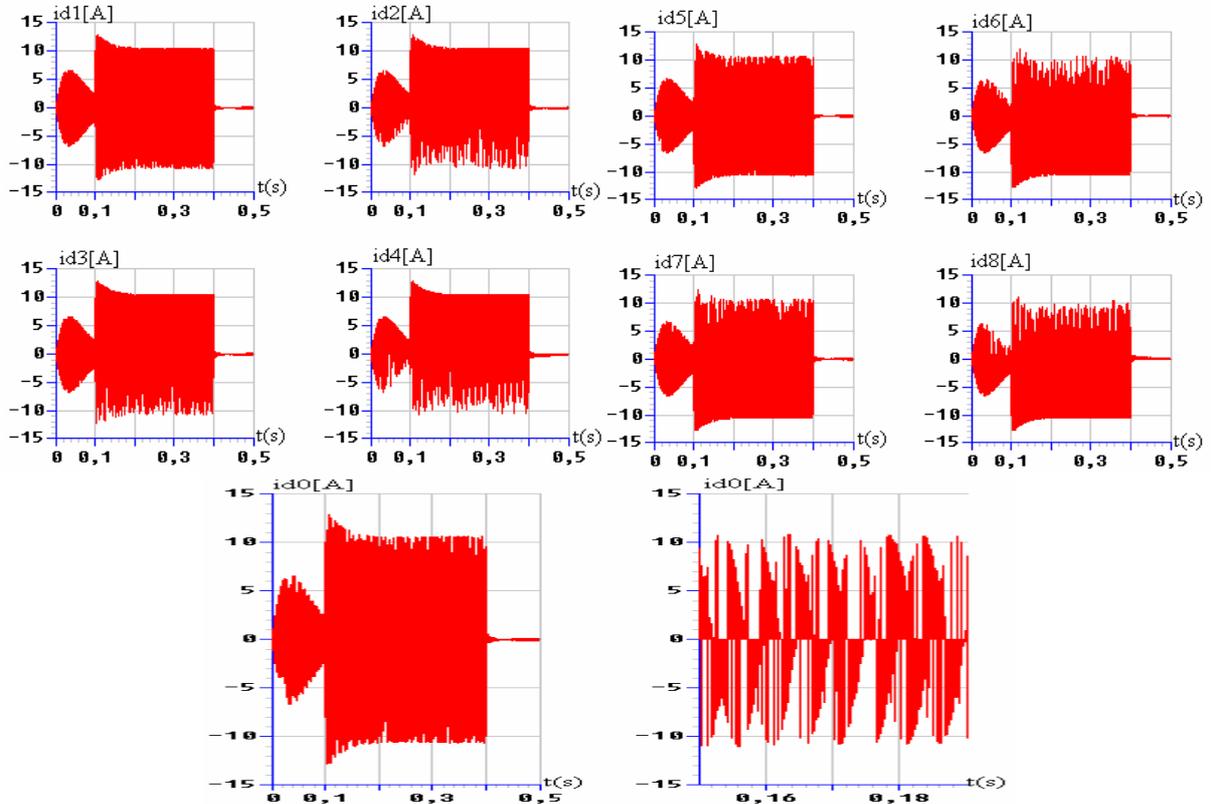


Figure IV-14: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

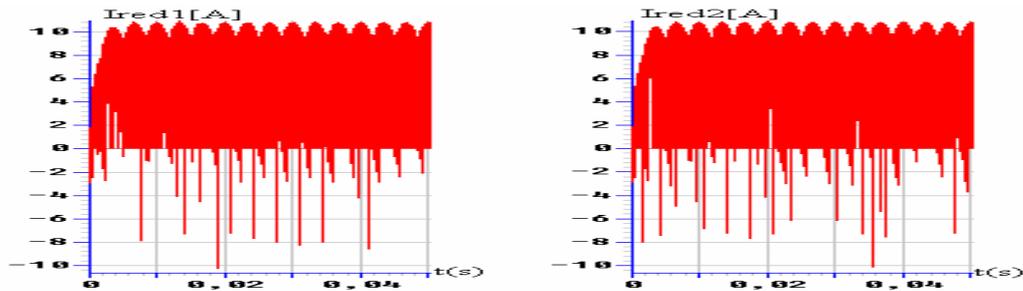


Figure IV-15: Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

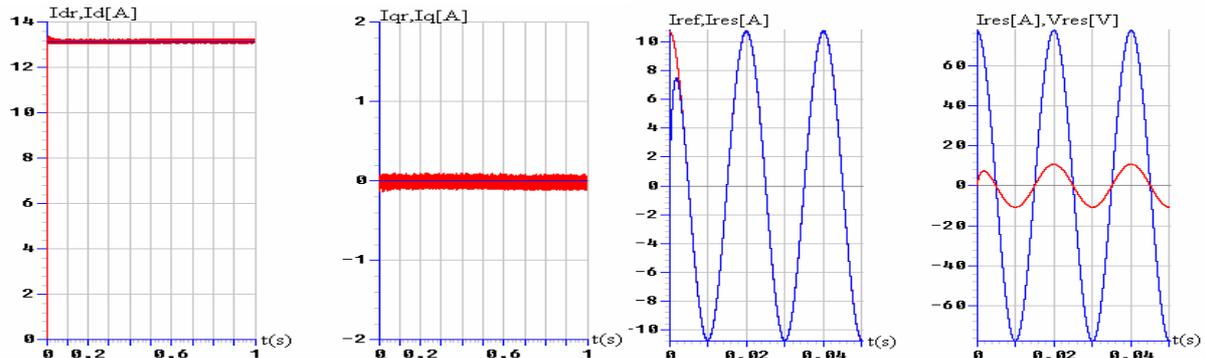


Figure IV-16: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

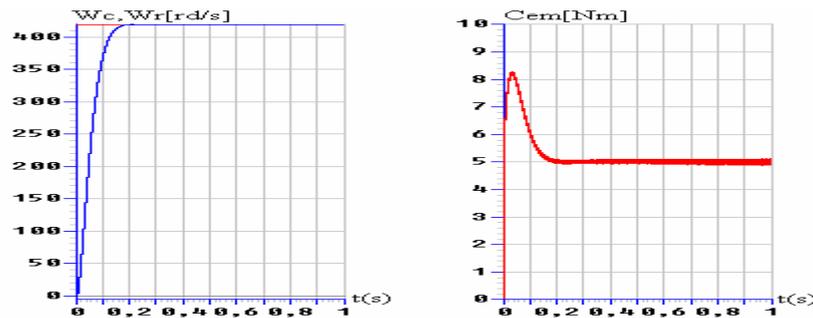


Figure VI-17: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et égales par paire ($U_{c1} \approx U_{c5}$, $U_{c2} \approx U_{c6}$, $U_{c3} \approx U_{c7}$ et $U_{c4} \approx U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu sont pratiquement nulles (figure IV-13). La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elles sont les sommes des tensions U_{red1} et U_{red2} .
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-14 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur, I_{red1} et I_{red2} (figure IV-15), sont identiques et de même forme.
- Les figures IV-16 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-17).

IV.2.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

Un autre type de cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux. La figure IV-18 montre la structure de cette cascade [75,76].

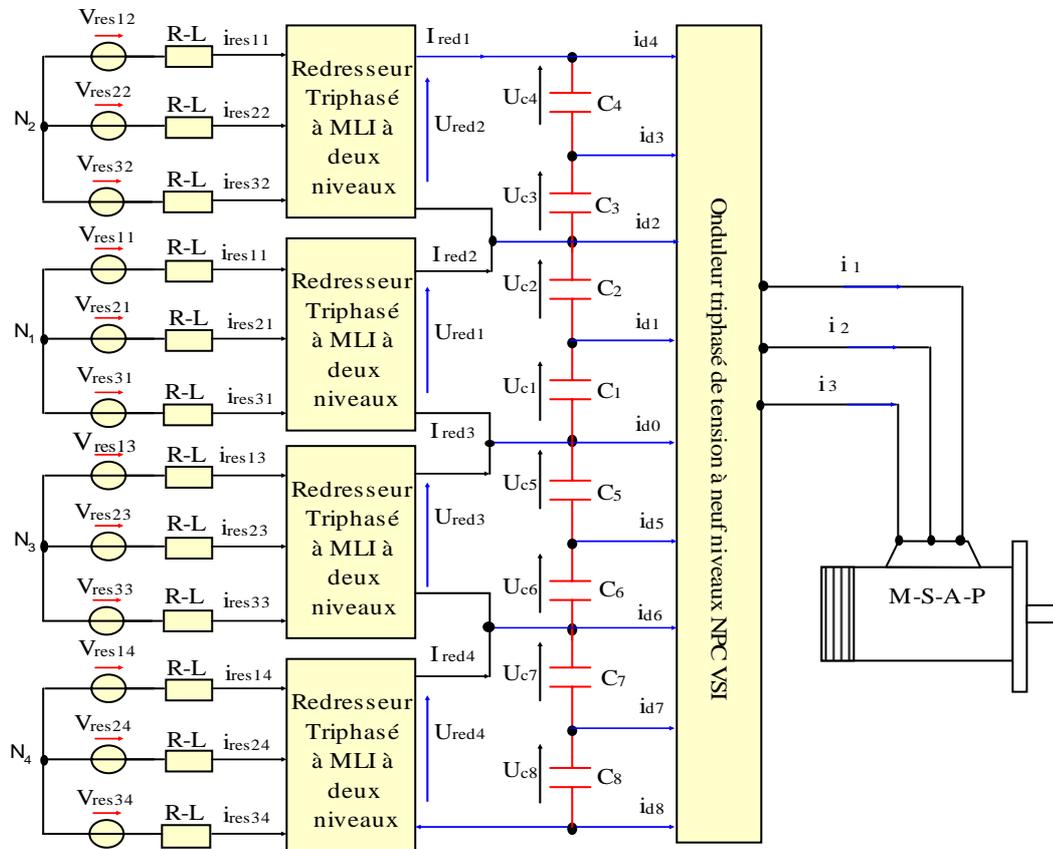


Figure IV-18: Structure de la cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

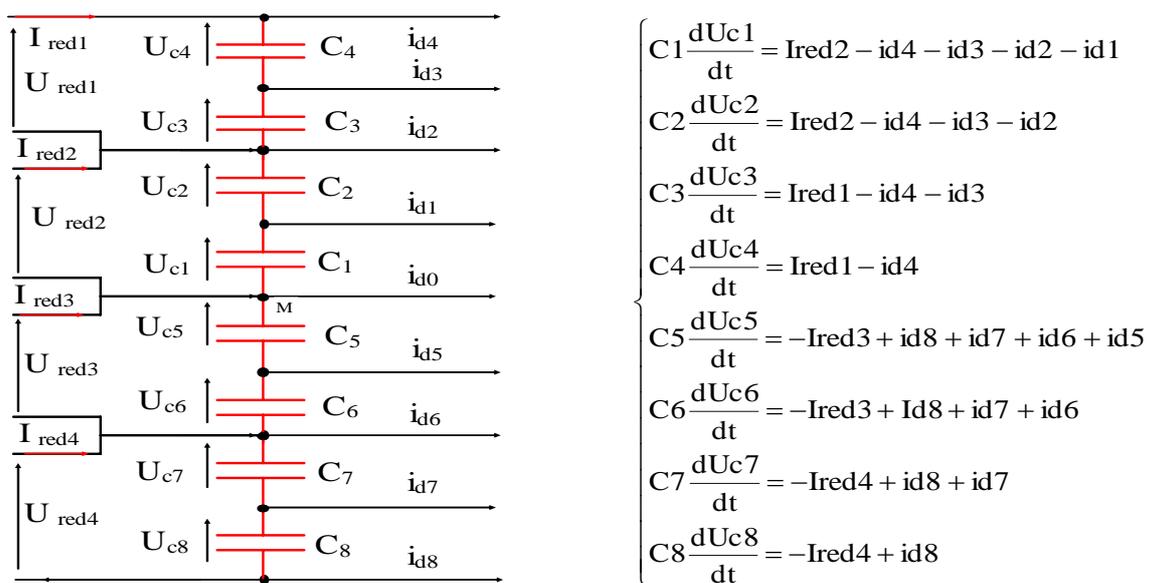


Figure IV-19: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

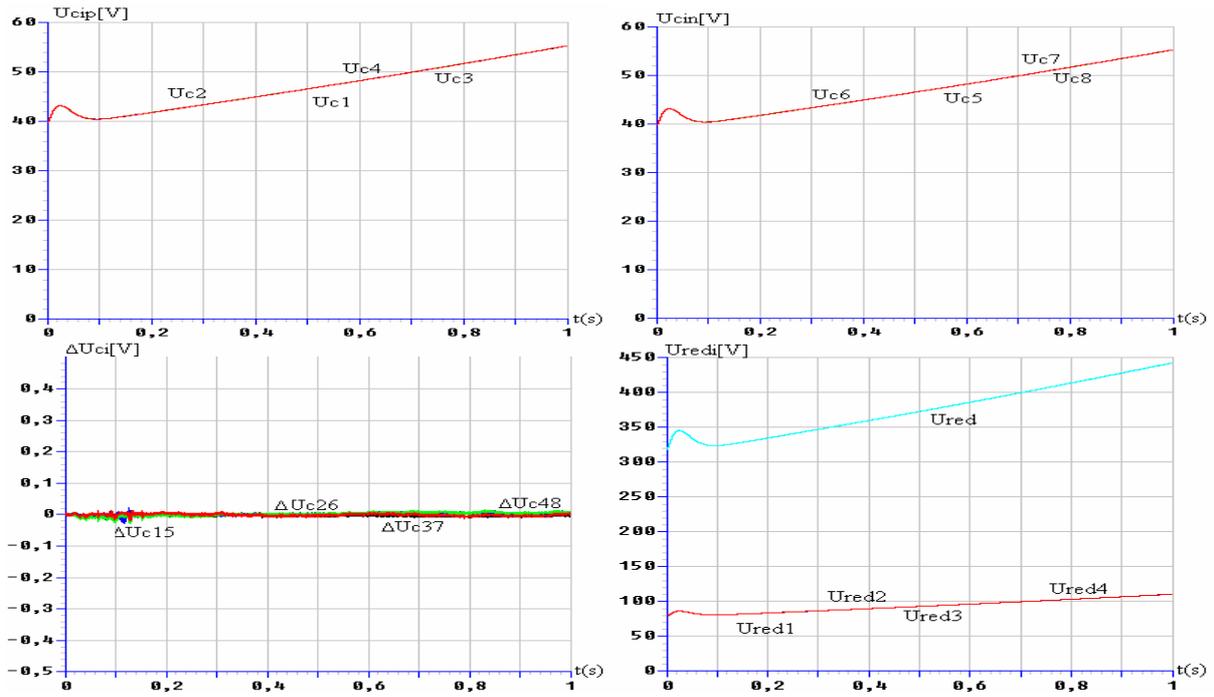


Figure IV-20: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

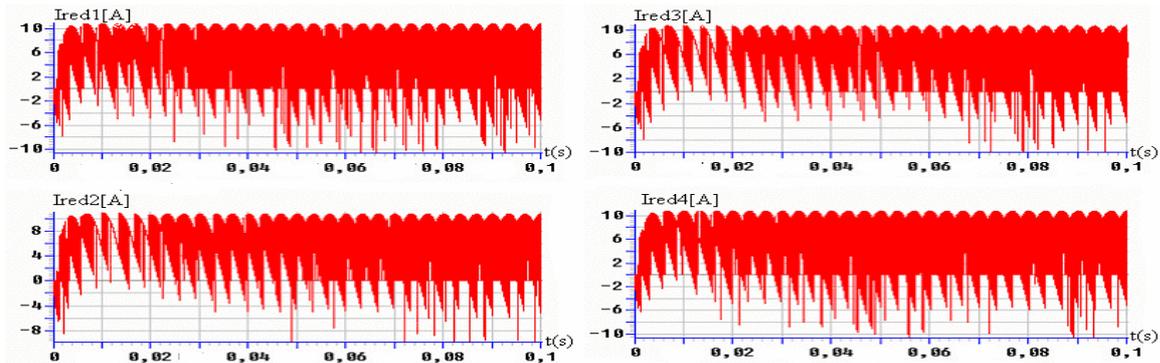


Figure IV-21: Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

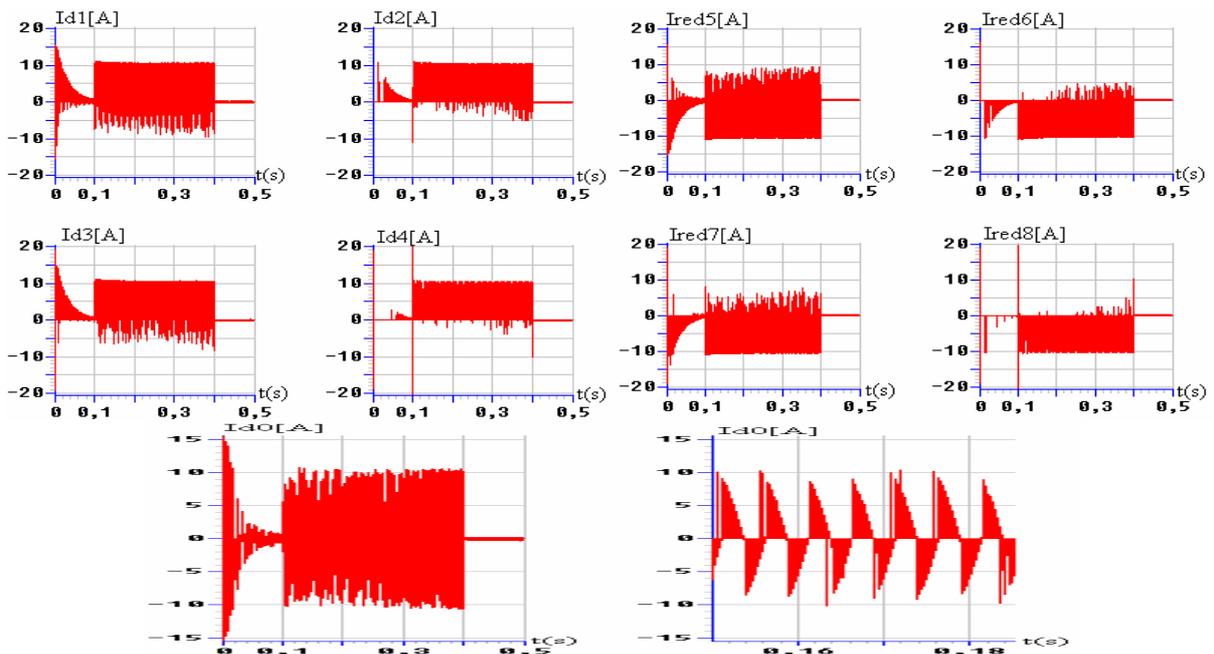


Figure IV-22: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

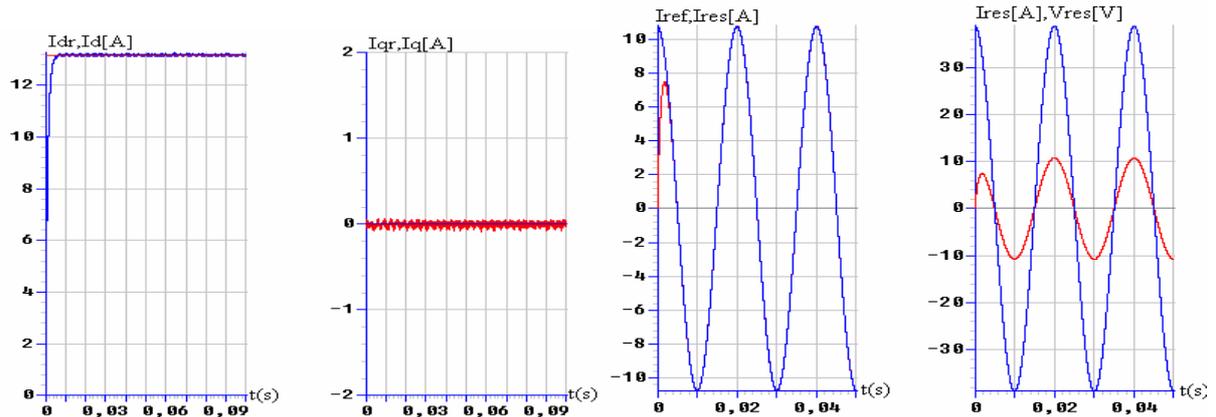


Figure IV-23: Courants et tensions de réseau alimentant les quatre redresseurs à deux niveaux

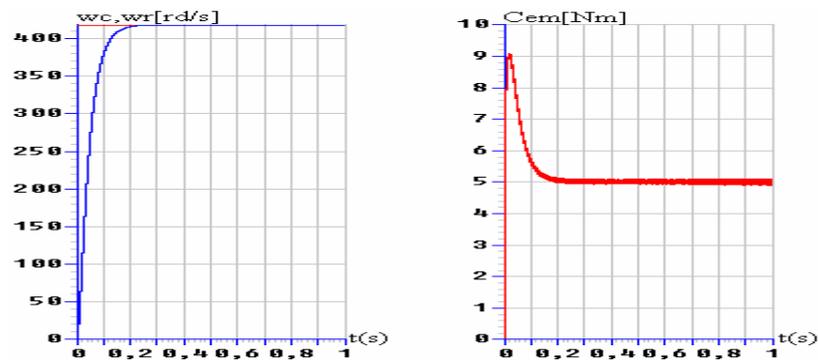


Figure IV-24: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \approx U_{c5}$, $U_{c2} \approx U_{c6}$, $U_{c3} \approx U_{c7}$ et $U_{c4} \approx U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont pratiquement nulles (figure IV-20). La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elles sont les sommes des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red2} et U_{red4} .
- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} (figure IV-21) sont identiques et de même forme.
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-22 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Les figures IV-23 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-24).

IV.2.4- Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

Un autre type de cascade utilisant huit redresseurs à deux niveaux. La figure IV.25 montre la structure de cette cascade.

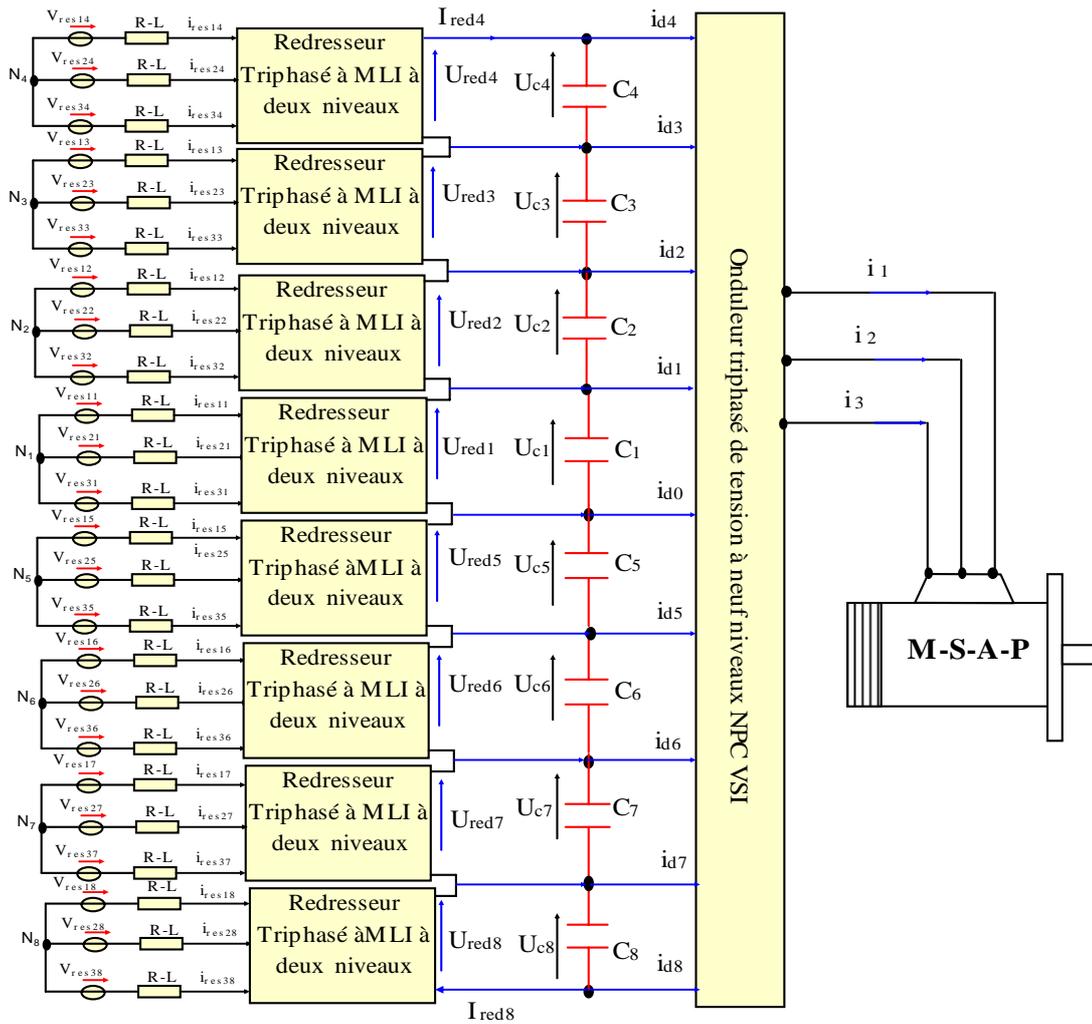


Figure IV-25: Structure de la cascade de huit redresseurs de courant à MLI à deux niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

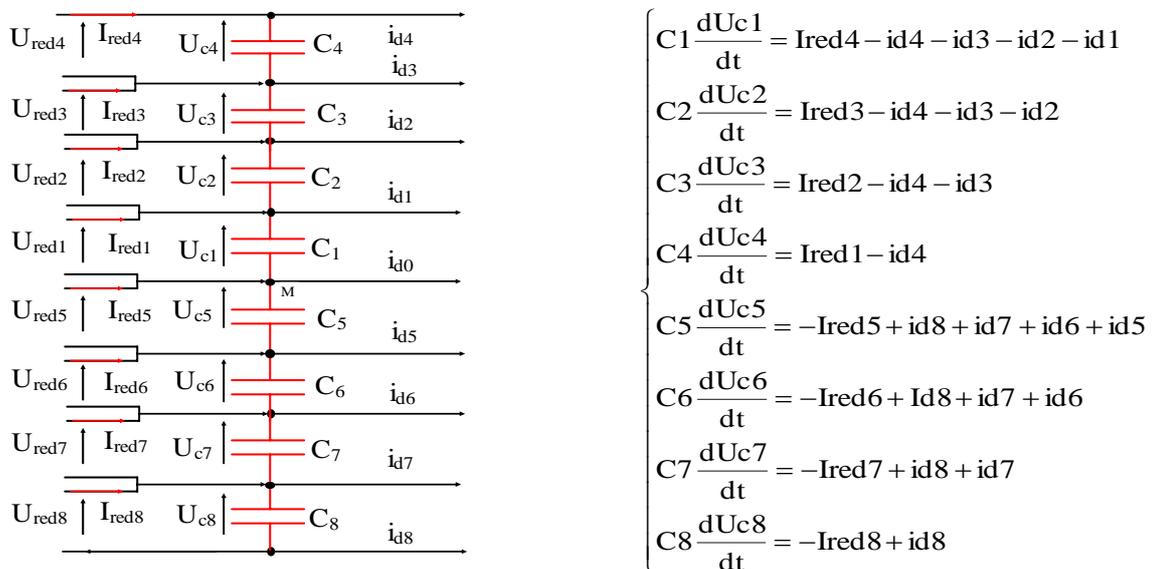


Figure IV-26: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

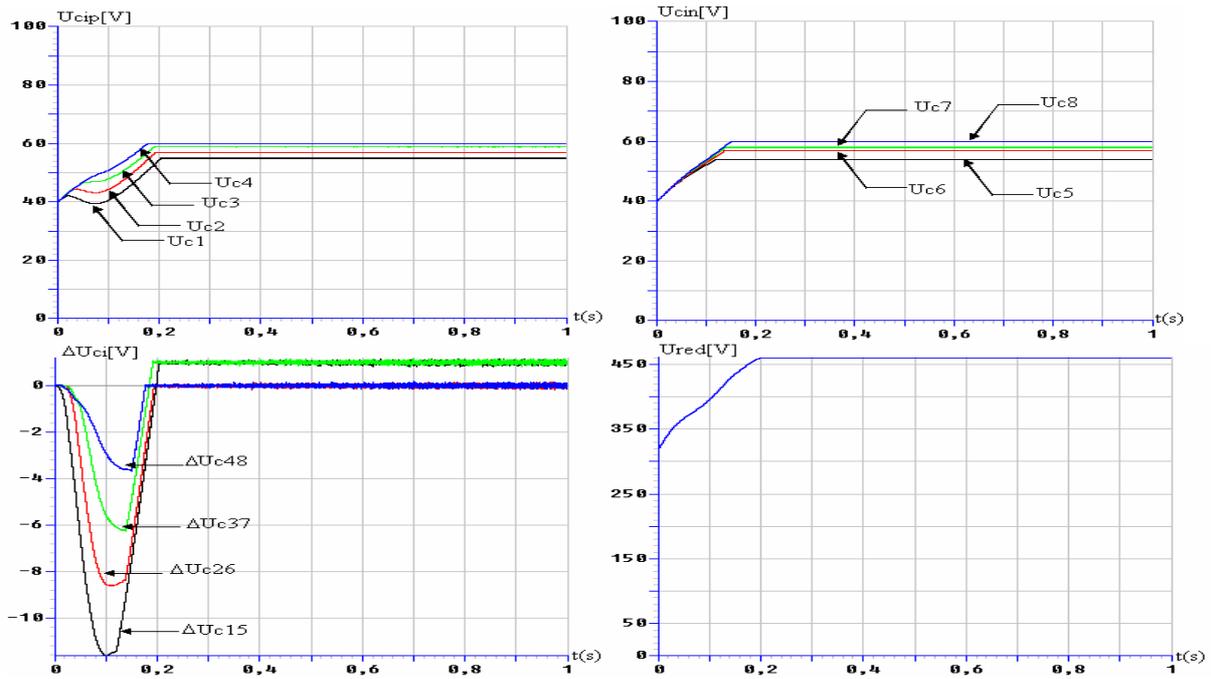


Figure IV-27: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

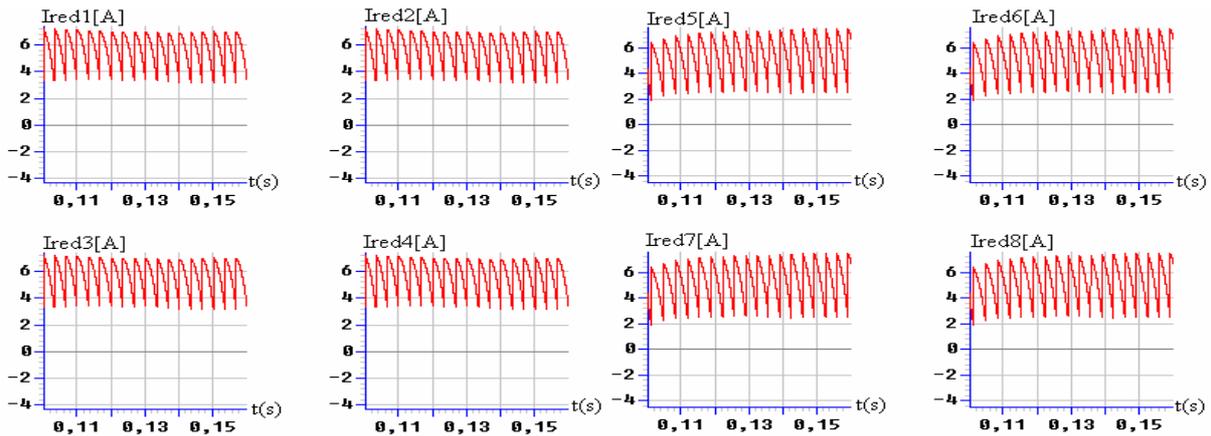


Figure IV-28: Les courants de sortie des huit redresseurs à deux niveaux

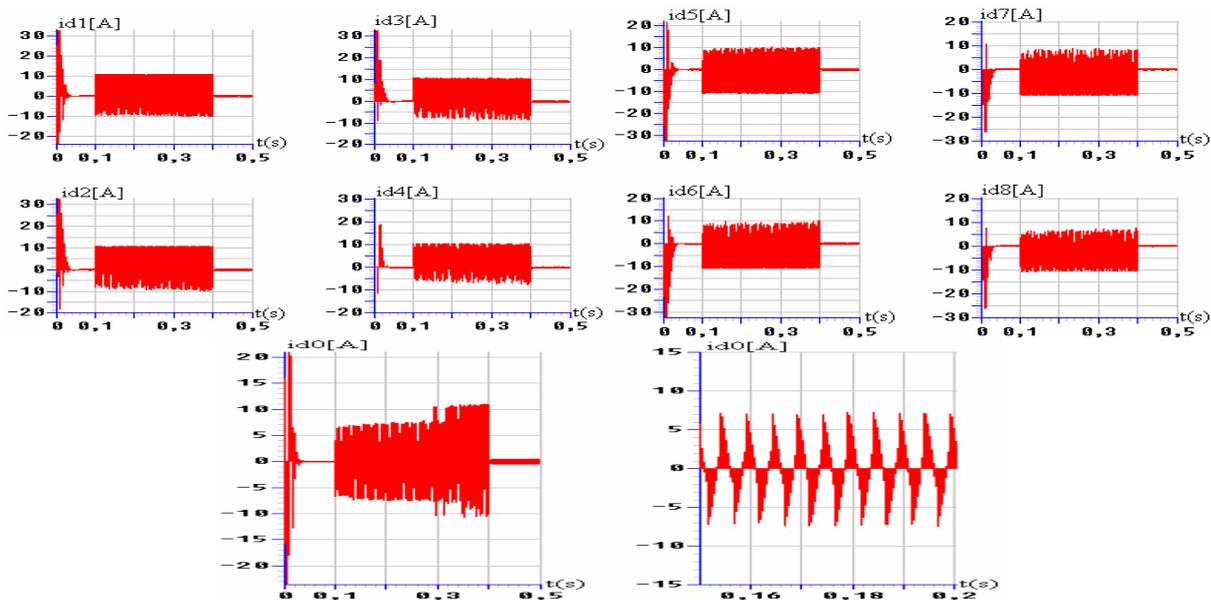


Figure IV-29: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

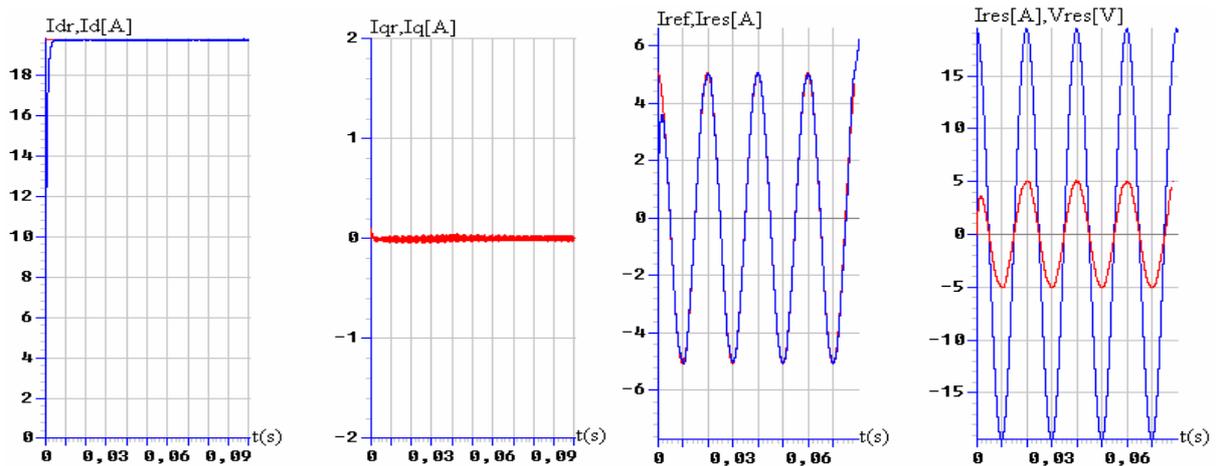


Figure IV-30: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

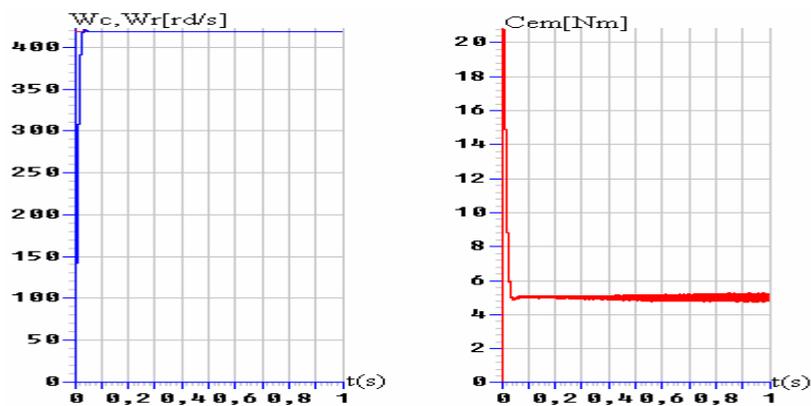


Figure VI-31: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

– On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \approx U_{c5}$, $U_{c2} \approx U_{c6}$, $U_{c3} \approx U_{c7}$ et $U_{c4} \approx U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont pratiquement nulles (figure IV-27). La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elles sont les sommes des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} .

- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} (figure IV-28) sont identiques et de même forme.

- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-29 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-30 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

– Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-31).

IV.3- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux

Dans cette partie, on étudiera un autre type de cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant un pont d'entrée constitué d'un redresseur de courant à trois niveaux et un onduleur de tension à neuf niveaux comme pont de sortie.

IV.3.1- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

La figure IV-32 présente la structure de la cascade:

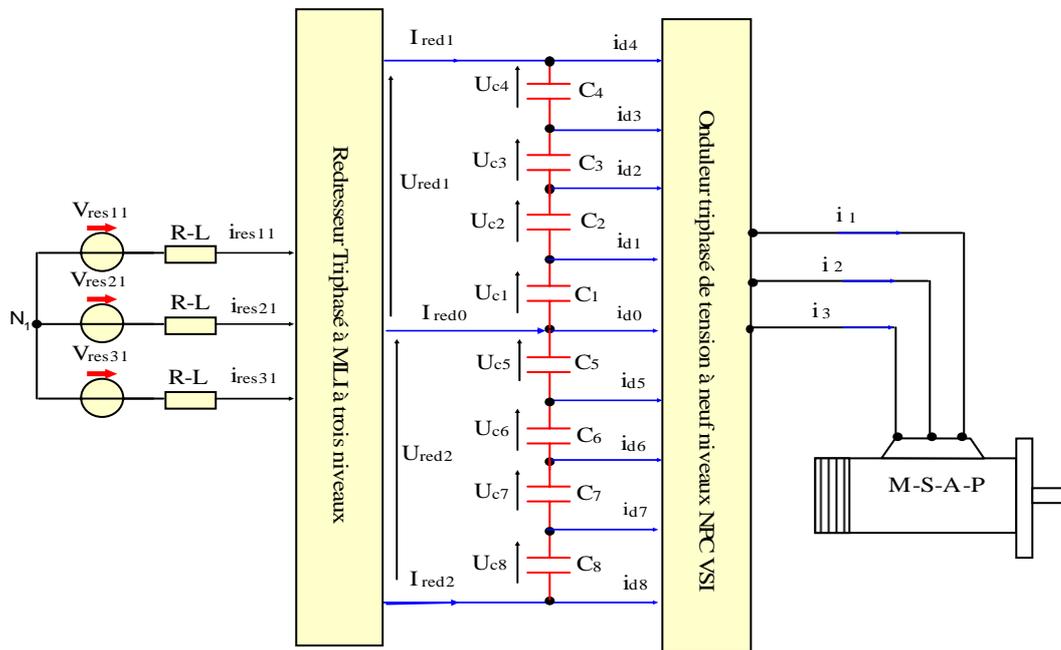


Figure IV-32: Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

Dans ce cas, le filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont présentés par la figure IV-33.

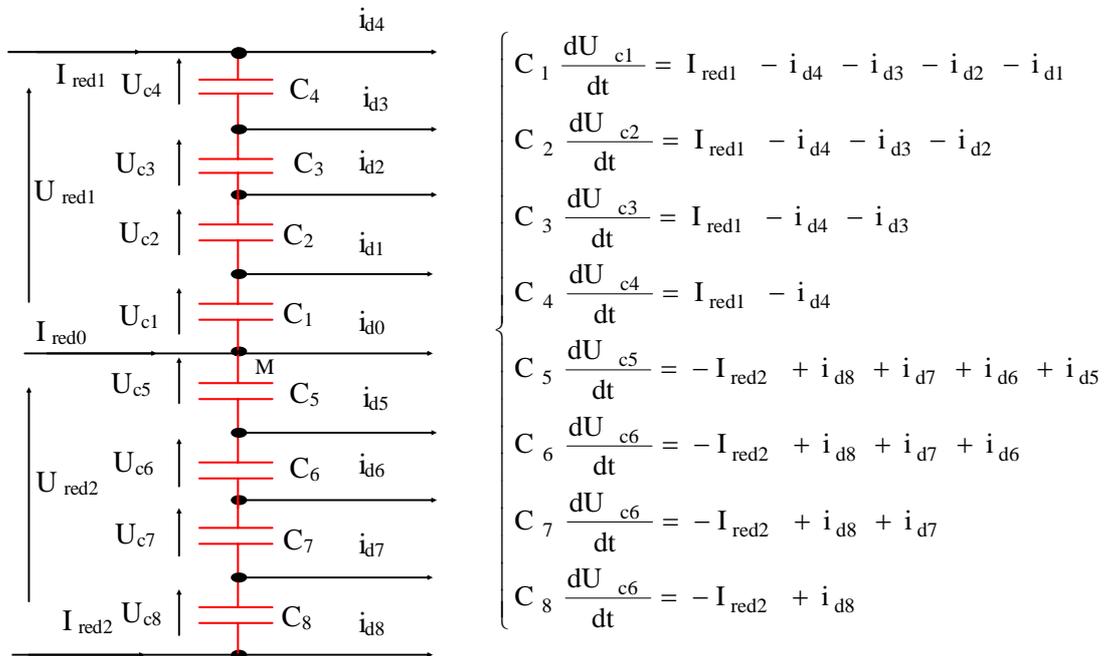


Figure IV-33: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

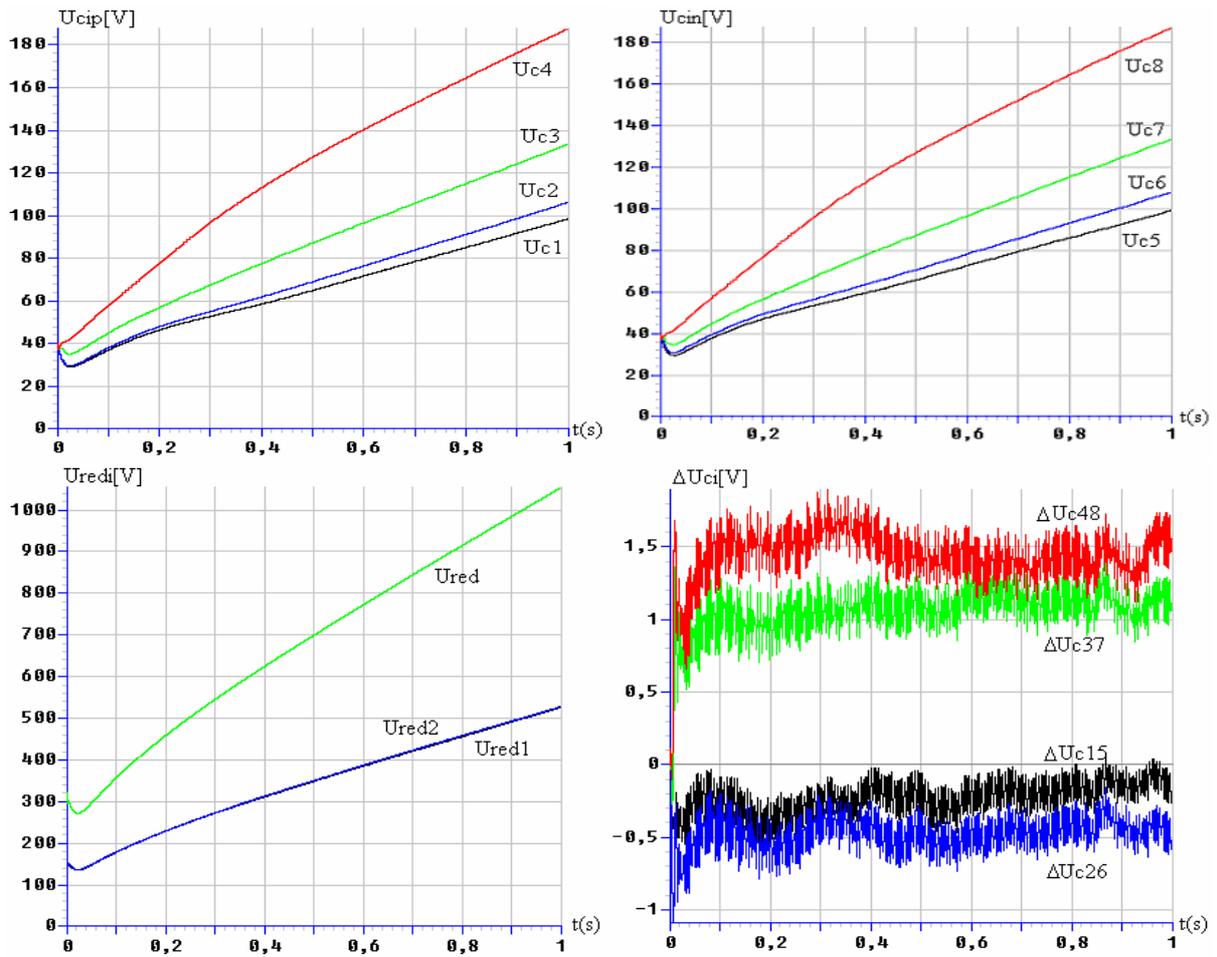


Figure IV-34: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

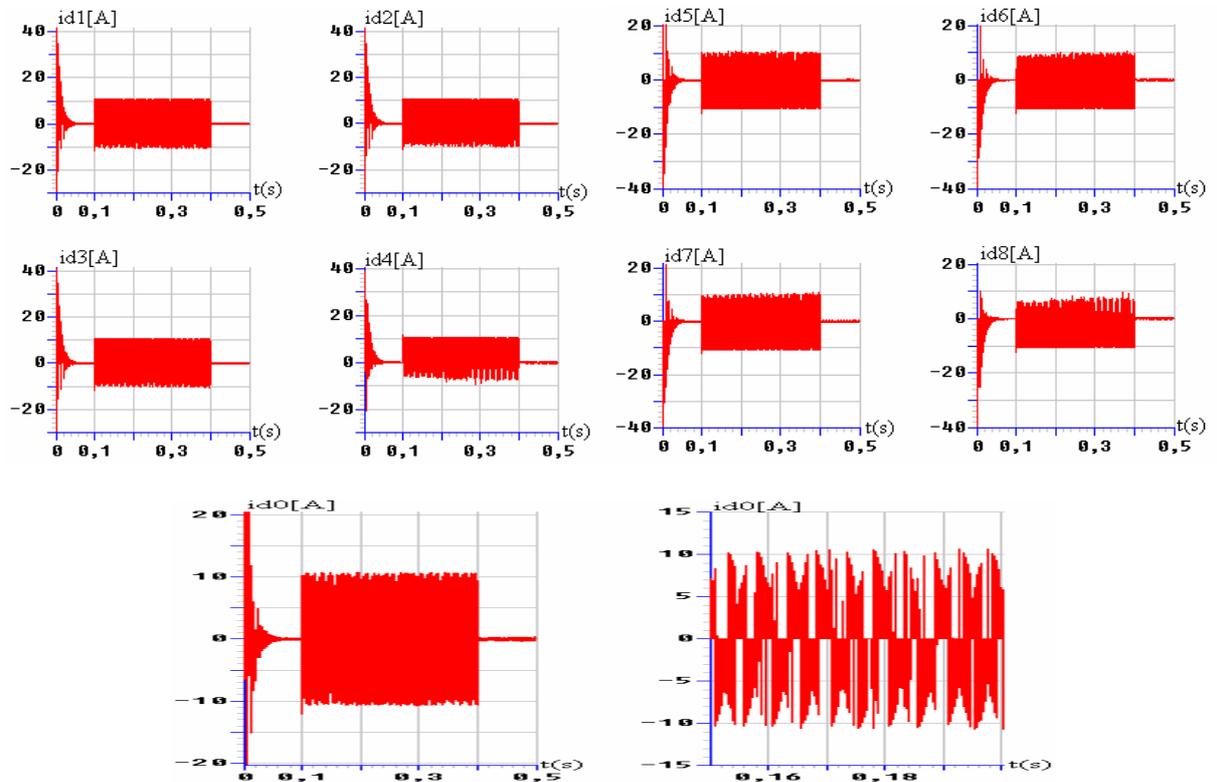


Figure IV-35: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

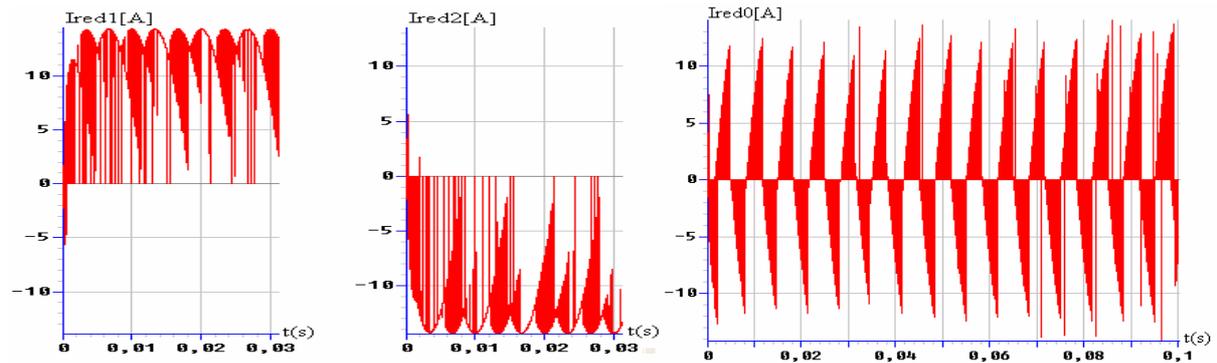


Figure IV-36: Les courants de sortie de redresseur à trois niveaux

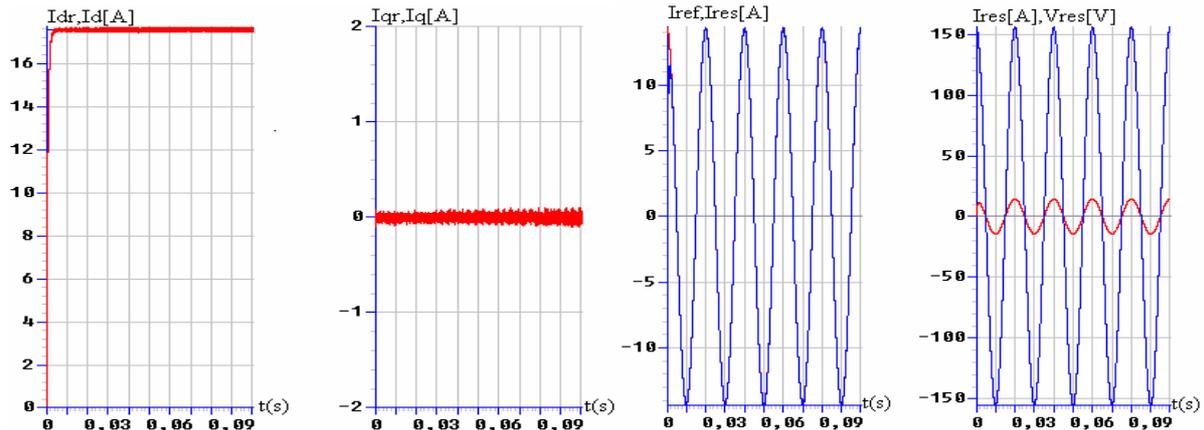


Figure IV-37: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

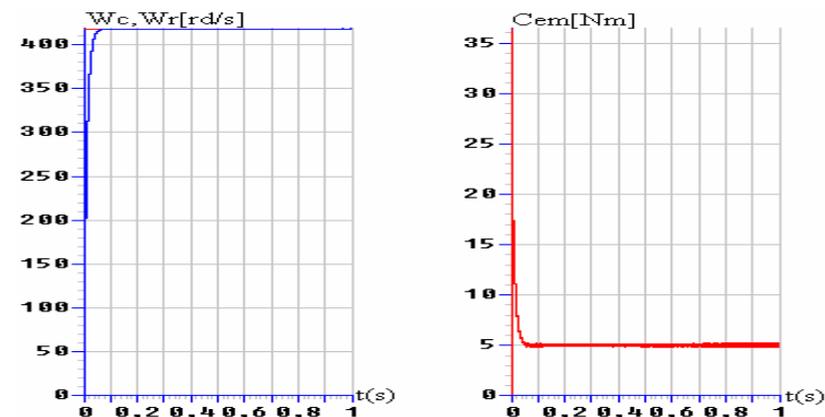


Figure IV-38: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 05% (figure IV-34). Les tensions U_{red1} et U_{red2} sont croissantes, du fait qu'elles sont les sommes des tensions respectivement ($U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}$) et ($U_{c5}, U_{c6}, U_{c7}, U_{c8}$) de même pour la tension redressée U_{red} .
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-35 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur, I_{red1} et I_{red2} (figure IV-36), ils ont la même forme mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-37 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa vitesse de consigne et le couple électromagnétique reste constant à la valeur nominale 5Nm après le régime établi (figure IV-38).

IV.3.2- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

La figure IV-39 présente la structure de la cascade:

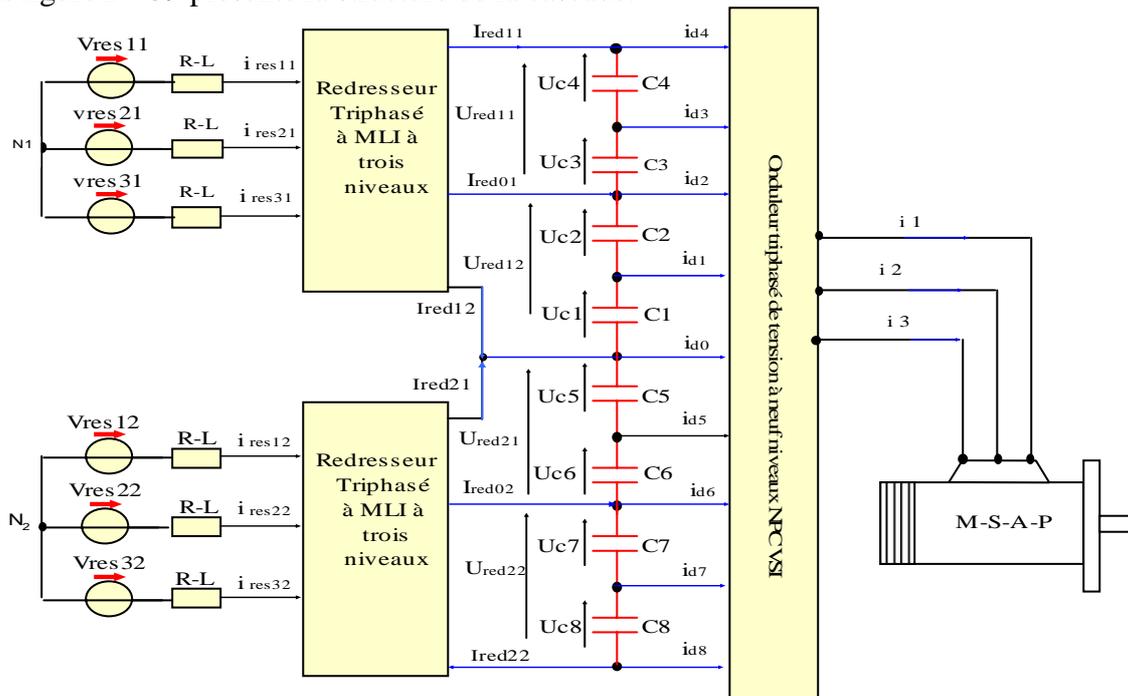


Figure IV-39: Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à MLI à trois niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant est la suivante:

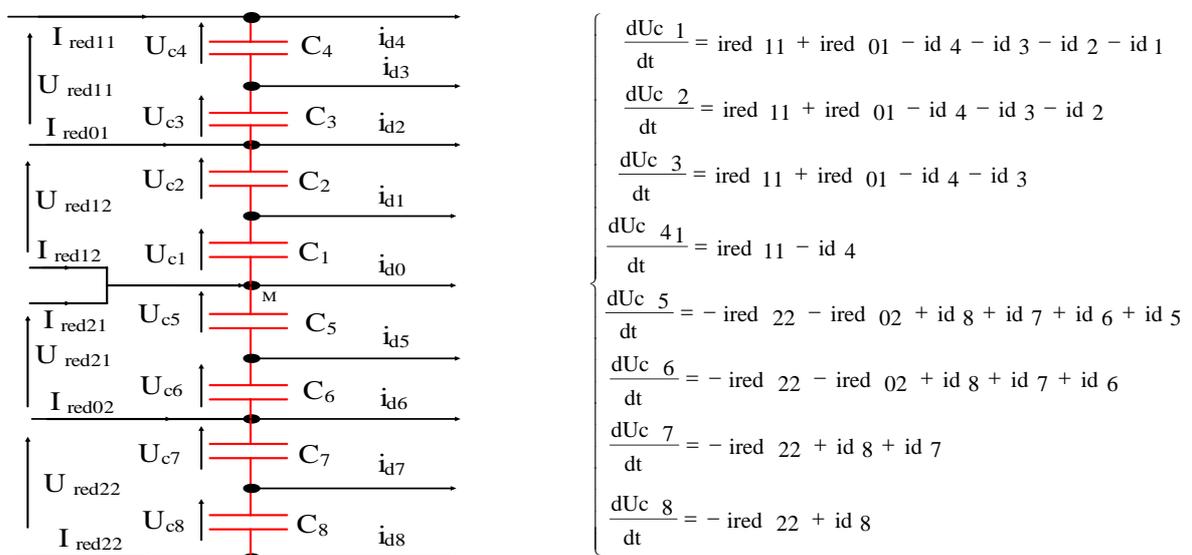


Figure IV-40: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

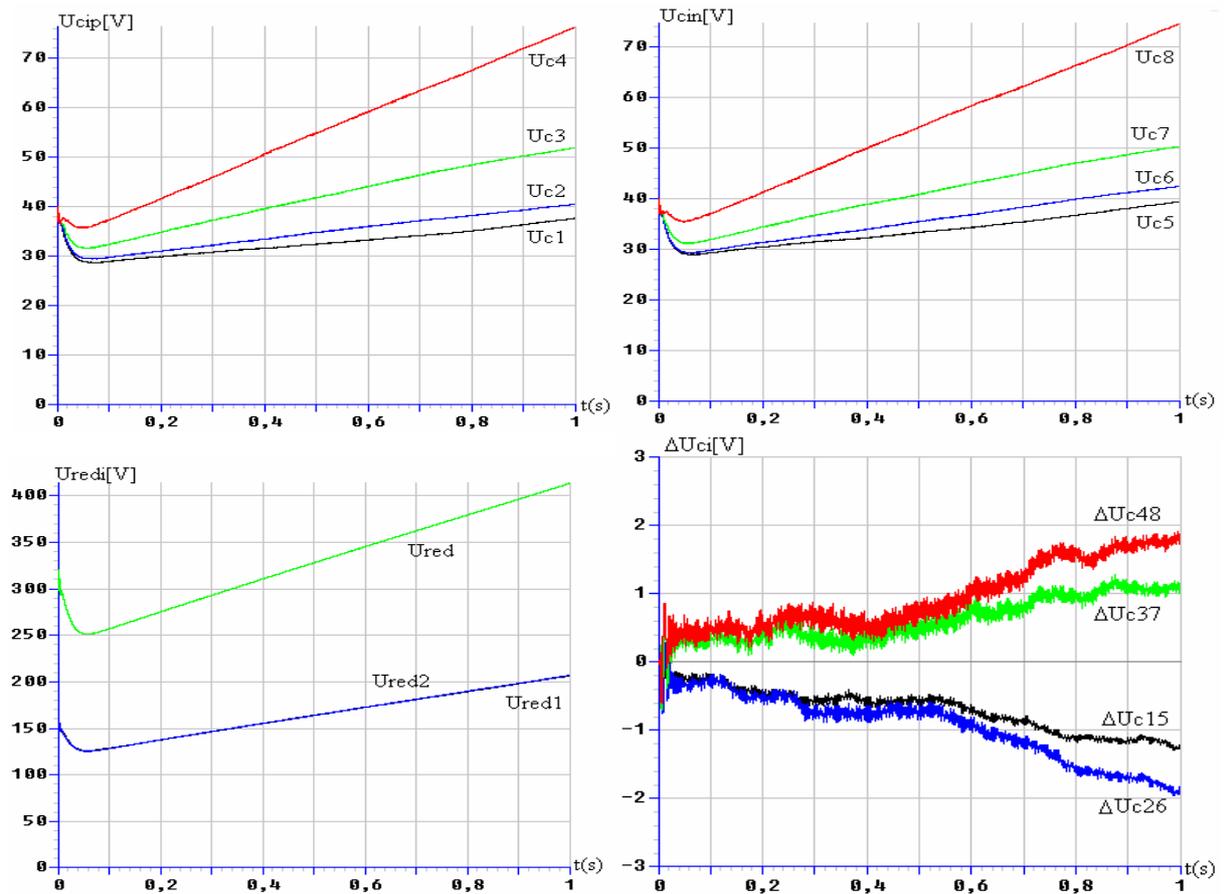


Figure IV-41: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

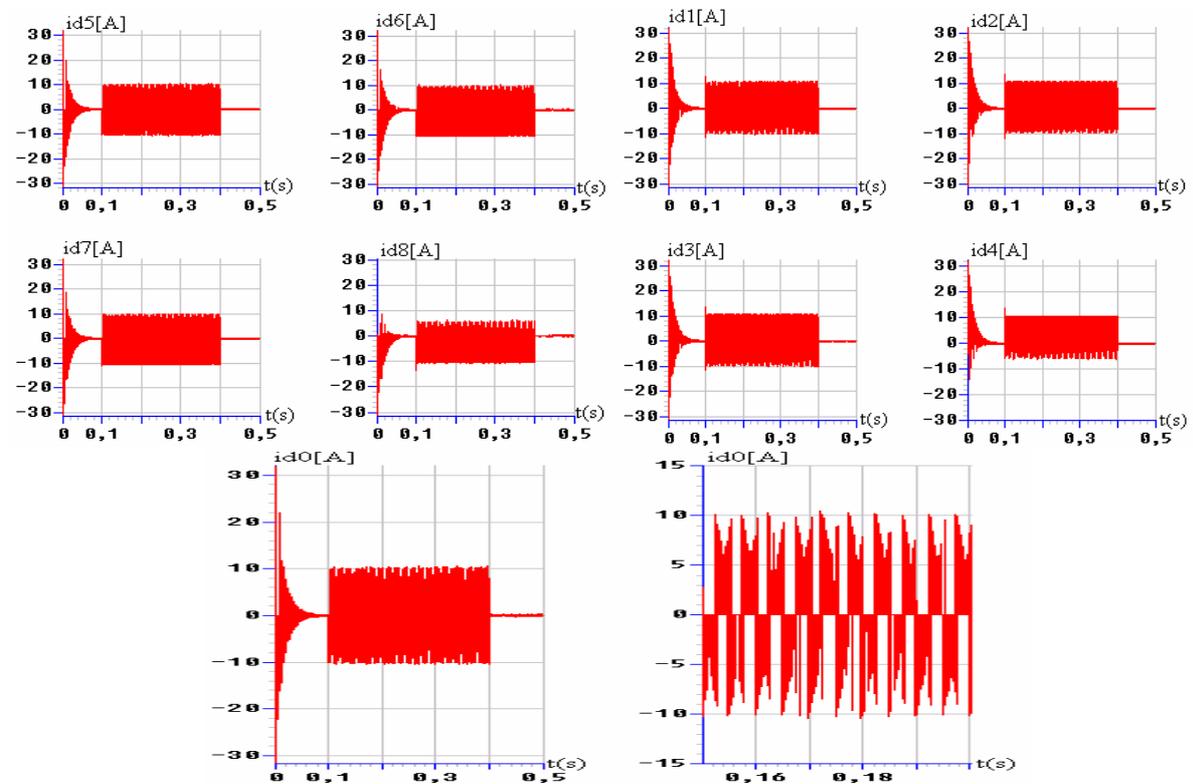


Figure IV-42: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

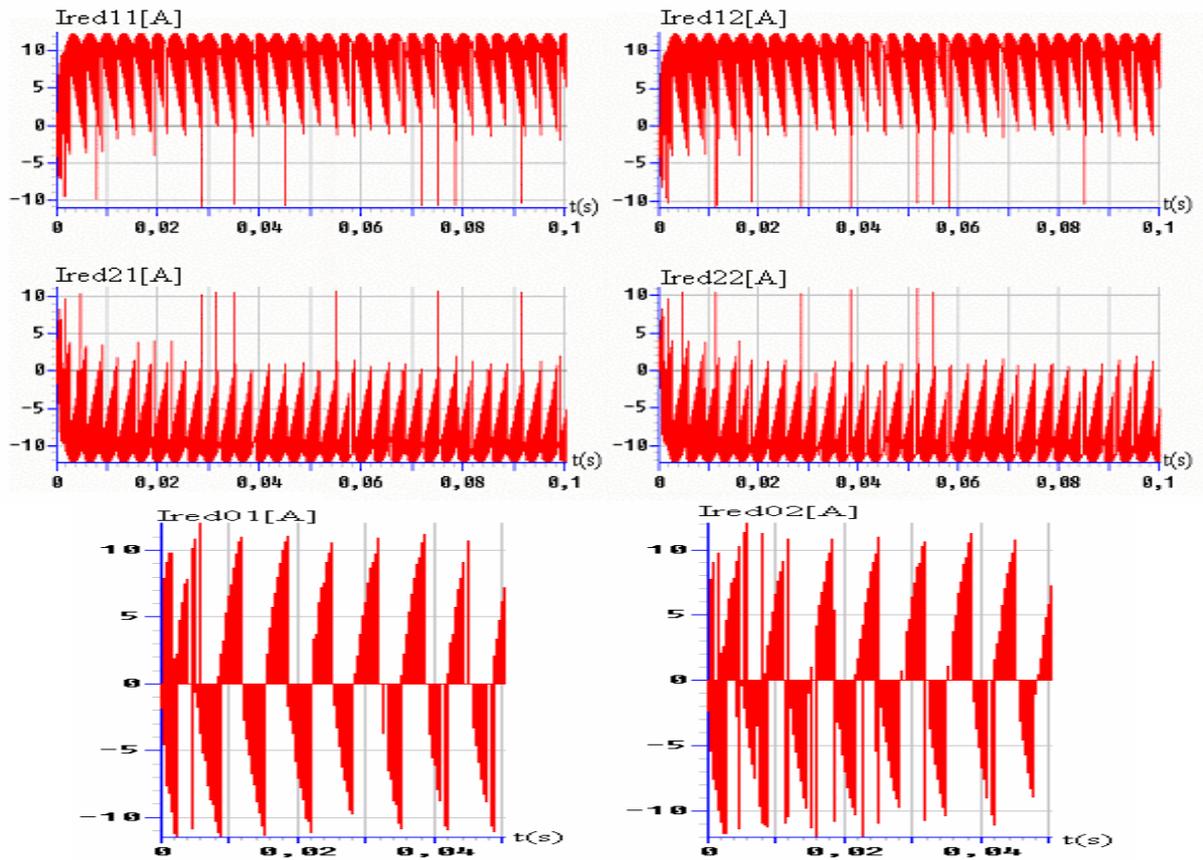


Figure IV-43: Les courants de sortie des deux redresseurs à trois niveaux

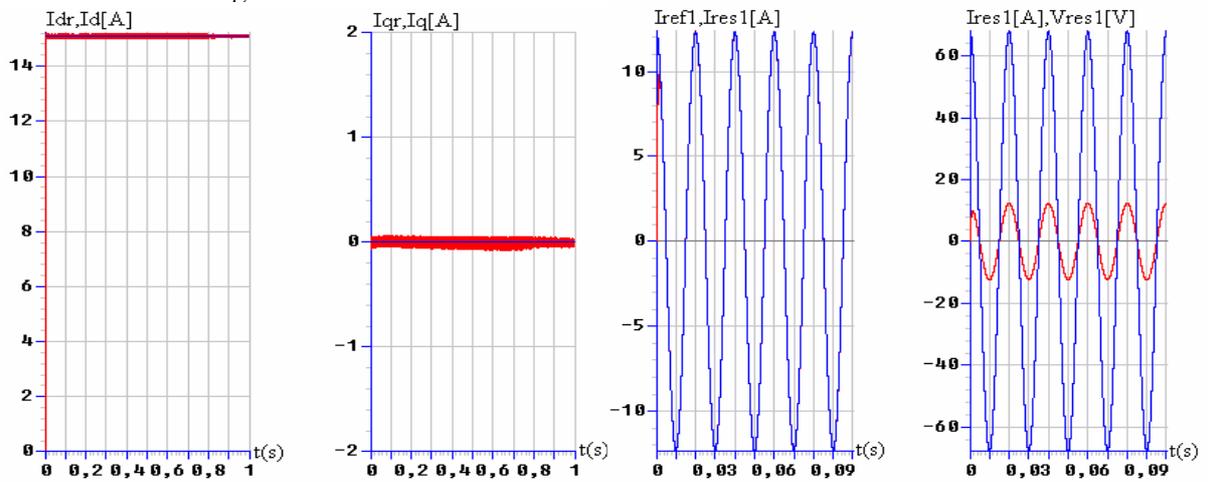


Figure IV-44: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

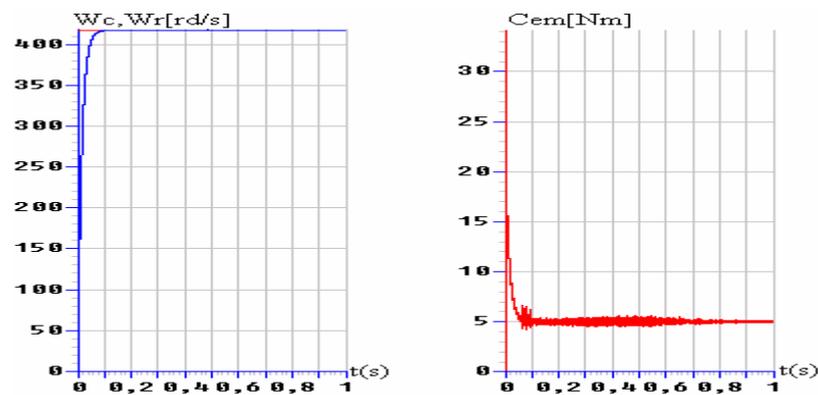


Figure IV-45: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

– On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 05% (figure IV-41). Les tensions U_{red1} et U_{red2} sont croissantes, figure IV-41, du fait qu'elles sont les sommes des tensions respectivement, (U_{red11} et U_{red12}) et (U_{red21} et U_{red22}). La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elles sont les sommes des tensions U_{red1} , U_{red2} .

- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-42 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Pour ce qui concerne les courants de sortie des deux redresseurs, I_{red11} et I_{red12} , I_{red21} et I_{red22} sont identiques et même allures (figure IV-43) et que pour chaque redresseur les courants sont inversés par rapport au point milieu. Ainsi, les courants I_{red01} et I_{red02} ont une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-44 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

– Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique reste constant et égal à sa valeur nominale (figure IV-45).

IV.3.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

La figure IV-46 présente la structure de la cascade:

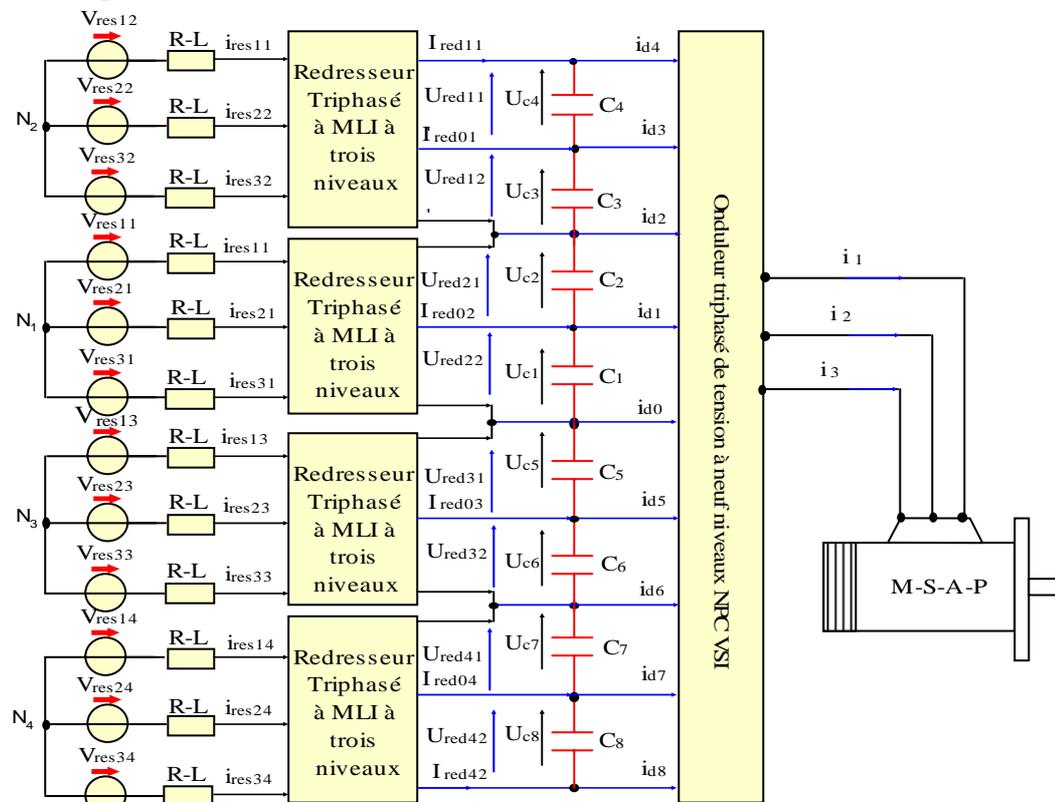


Figure IV-46: Structure de la cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à trois niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

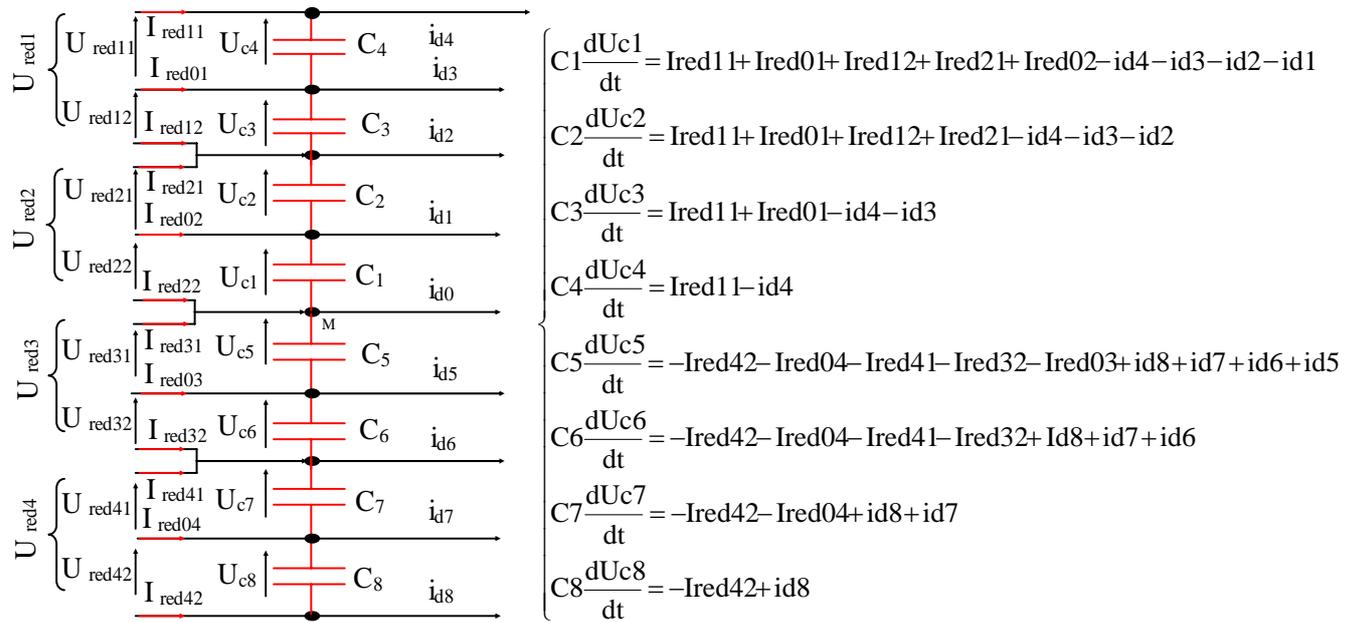


Figure IV-47: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

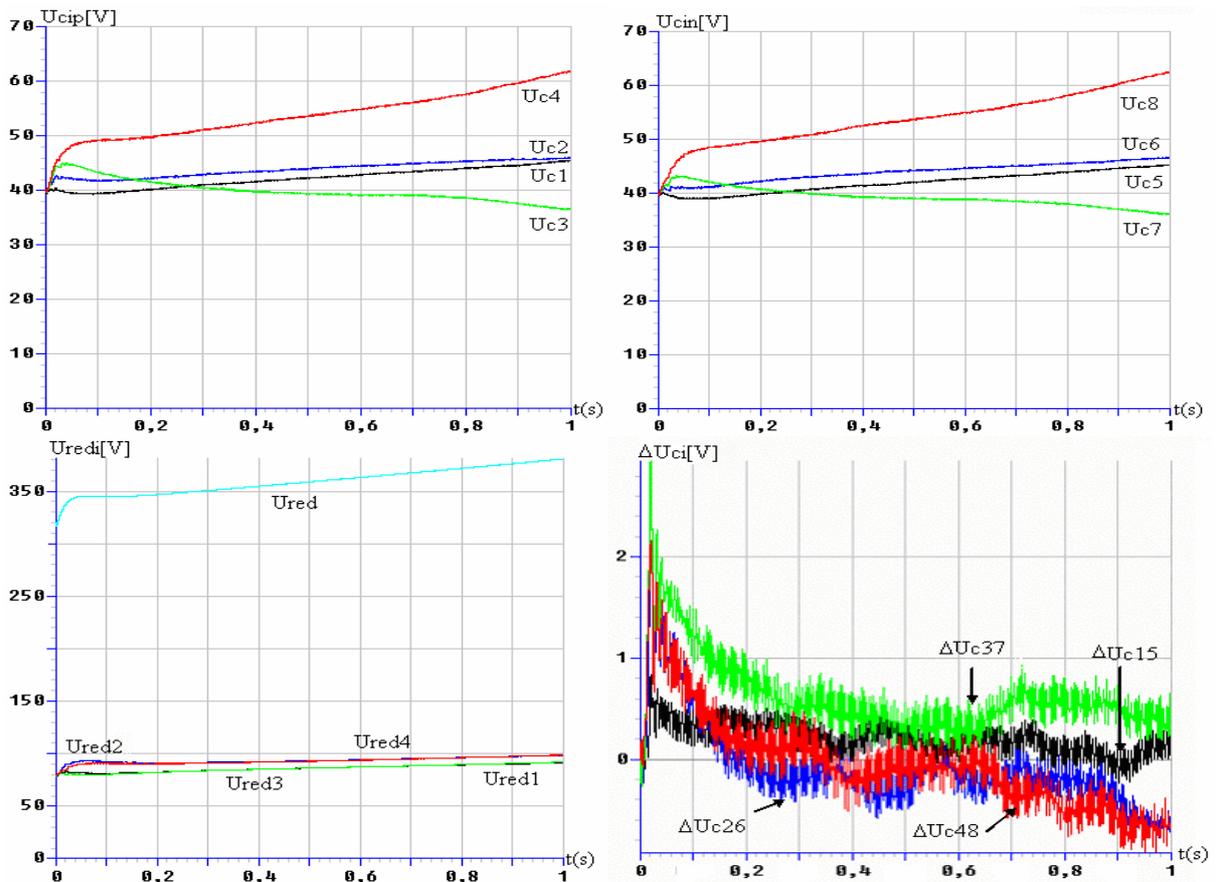


Figure IV-48: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

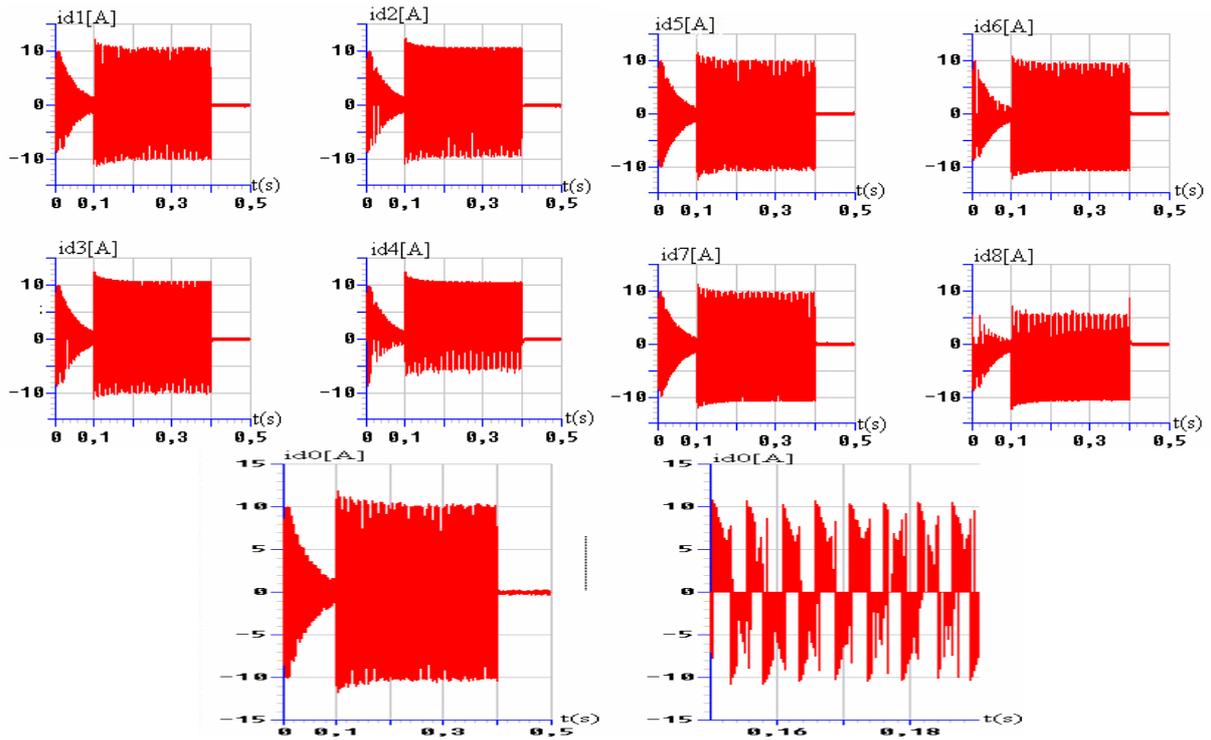


Figure IV-49: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

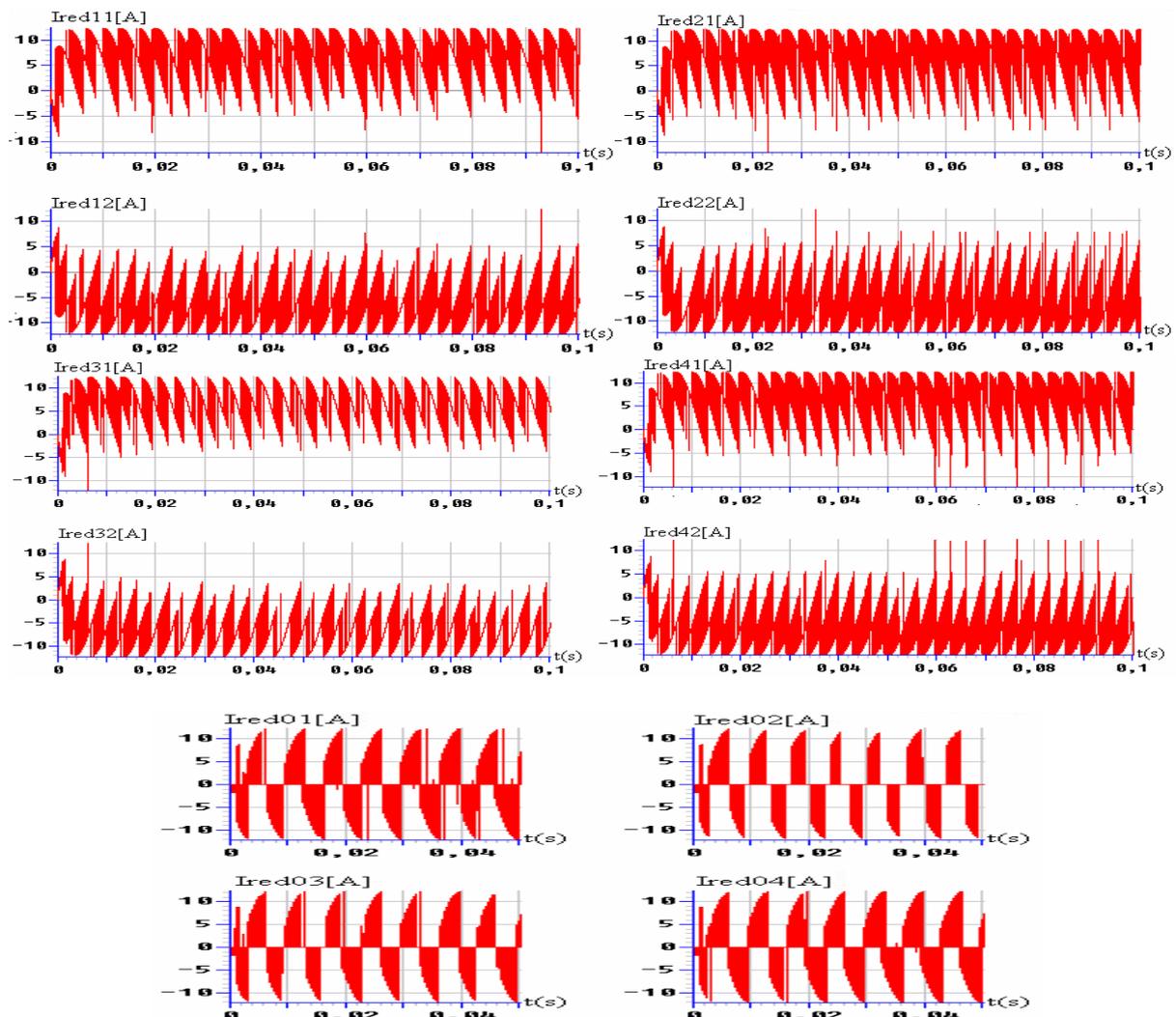


Figure IV-50: Les courants de sortie des quatre redresseurs à trois niveaux

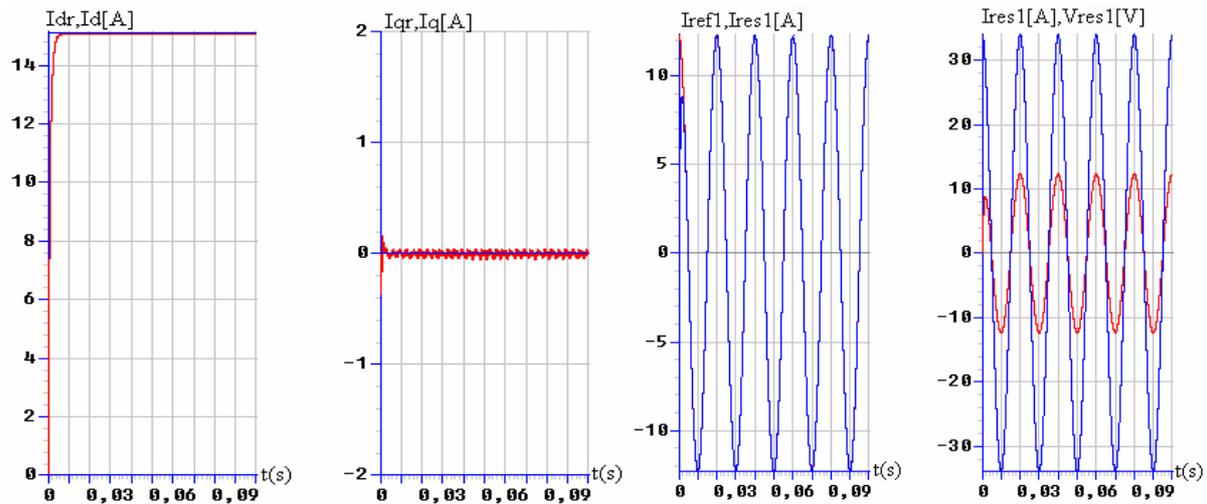


Figure IV-51: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

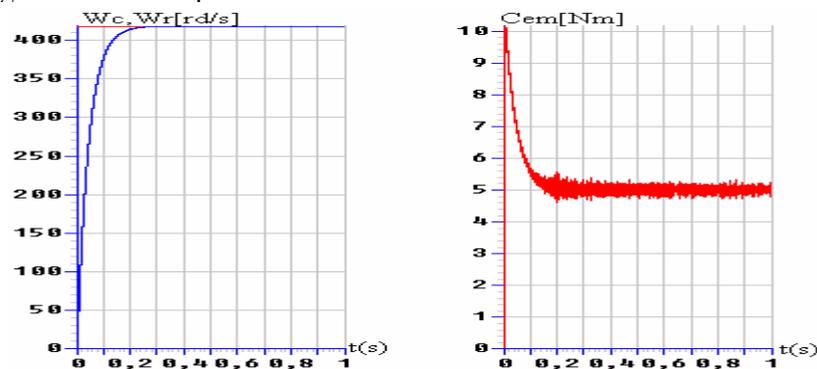


Figure IV-52: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 02% (figure IV-48). Les tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} sont croissantes, du fait qu'elles sont les sommes des tensions respectivement, (U_{c1} et U_{c2}), (U_{c3} et U_{c4}), (U_{c5} et U_{c6}) et (U_{c7} et U_{c8}). La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elle est la somme des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red2} et U_{red4} .

- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-49 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Pour ce qui concerne les courants de sortie des quatre redresseurs à trois niveaux ils sont identiques et ont même allure (figure IV-50) et que pour chaque redresseur les courants sont inversés par rapport au point milieu. Ainsi les courants I_{red01} , I_{red02} , I_{red03} et I_{red04} ont une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-51 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-52).

IV.4- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux

Dans cette partie, on étudiera un autre type de cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant un pont d'entrée constituant un redresseur de courant à cinq niveaux et un onduleur de tension à neuf niveaux comme pont de sortie [77,78,79].

IV.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

La cascade est présentée par la figure IV-53.

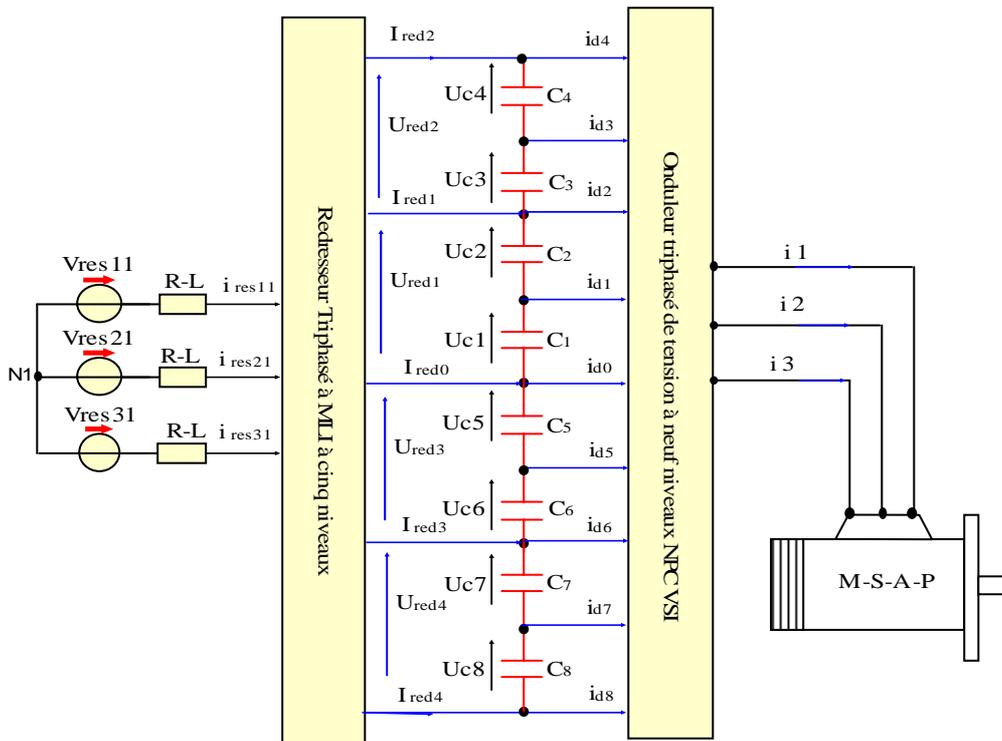


Figure IV-53: Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son graphe informationnel sont présentés par la figure IV-54.

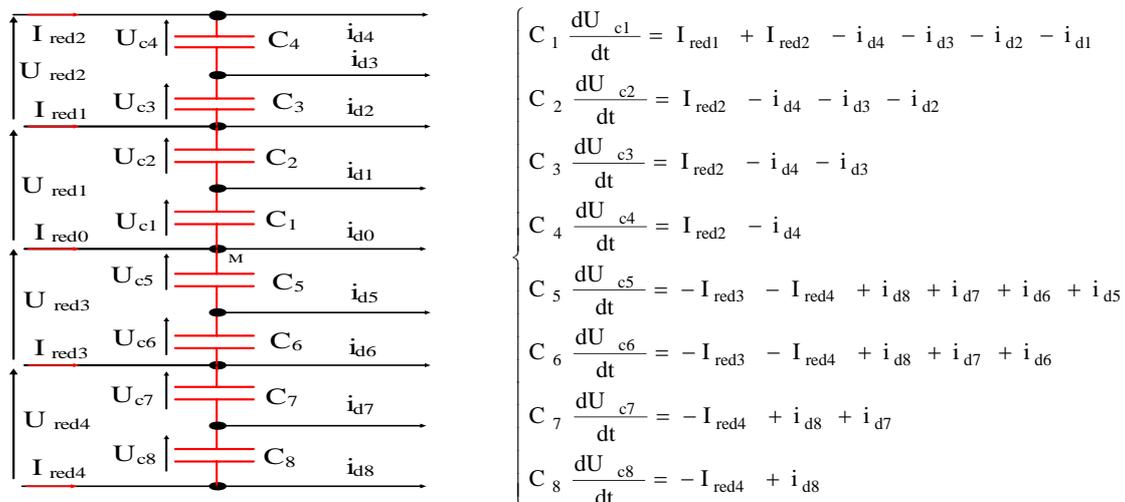


Figure IV-54: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

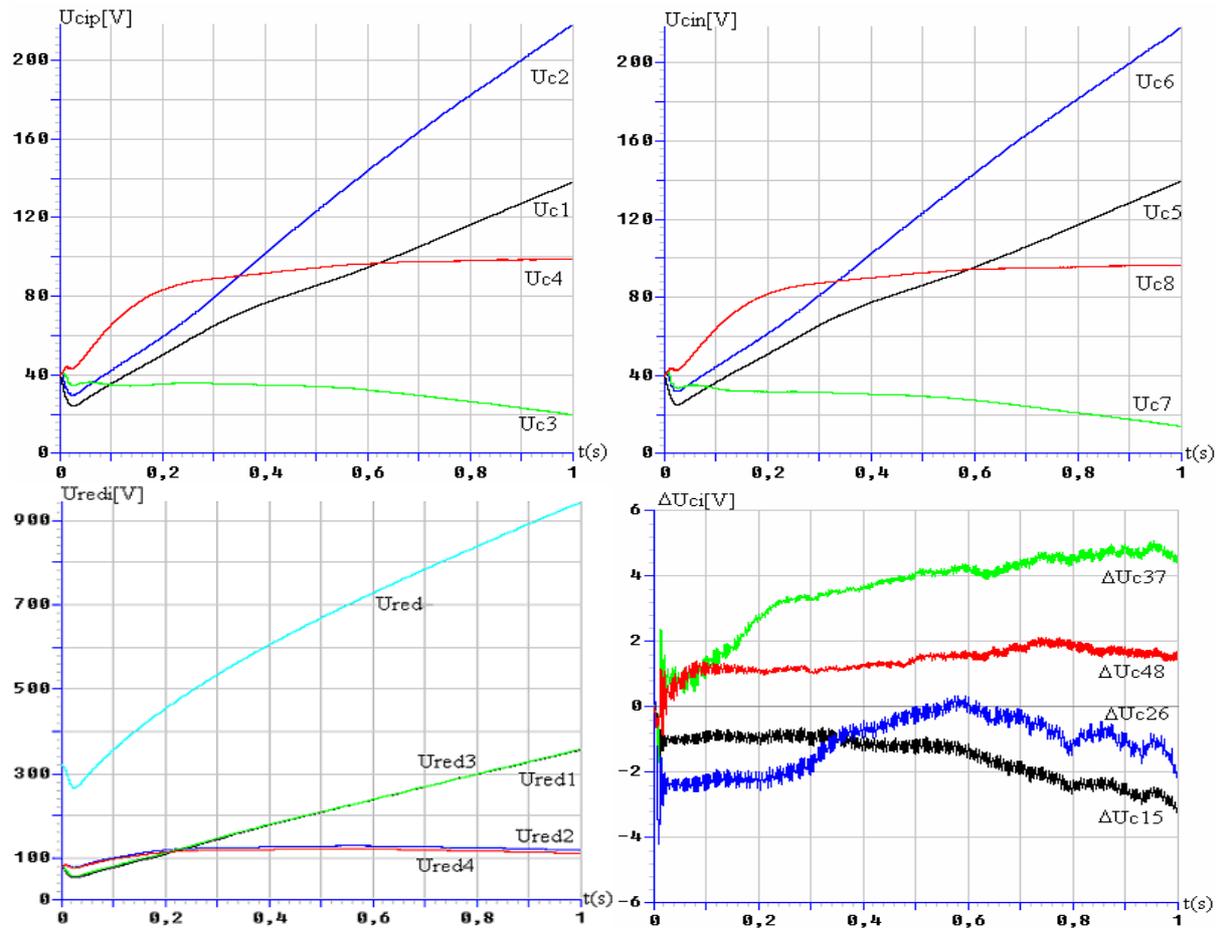


Figure IV-55: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

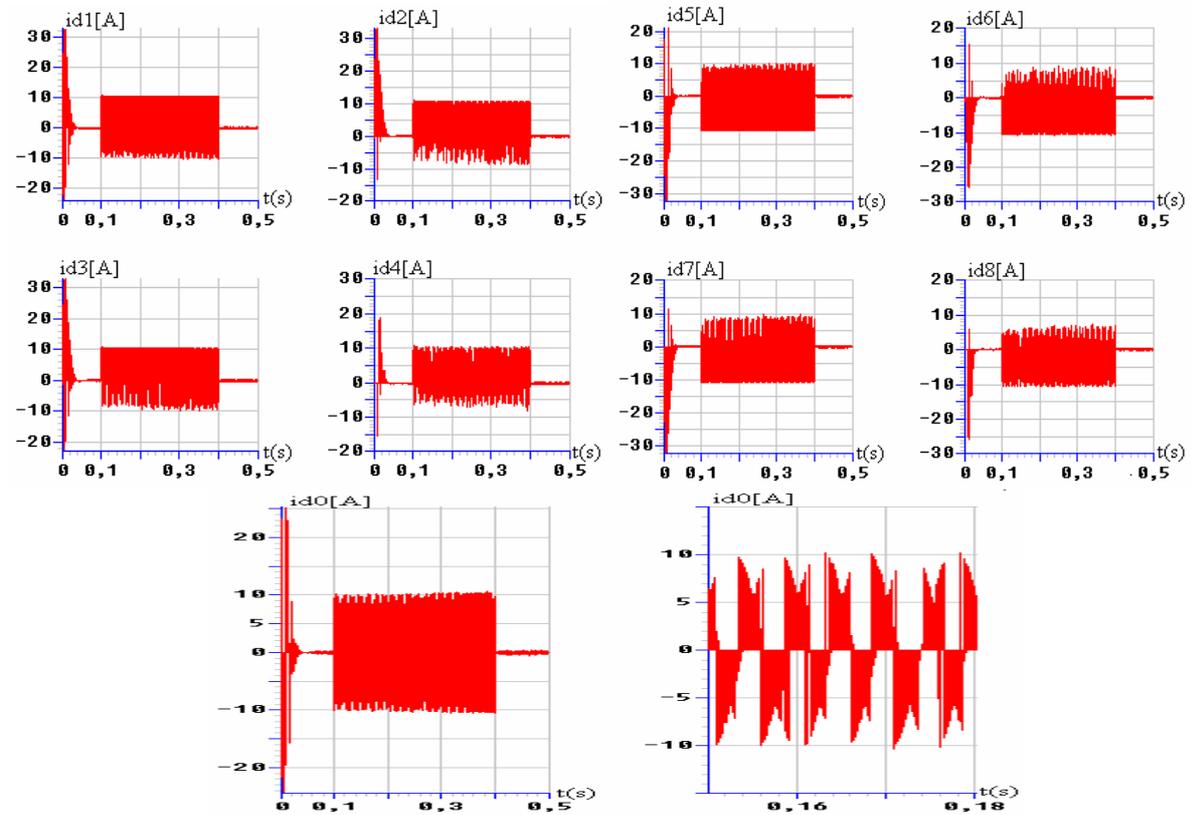


Figure IV-56: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

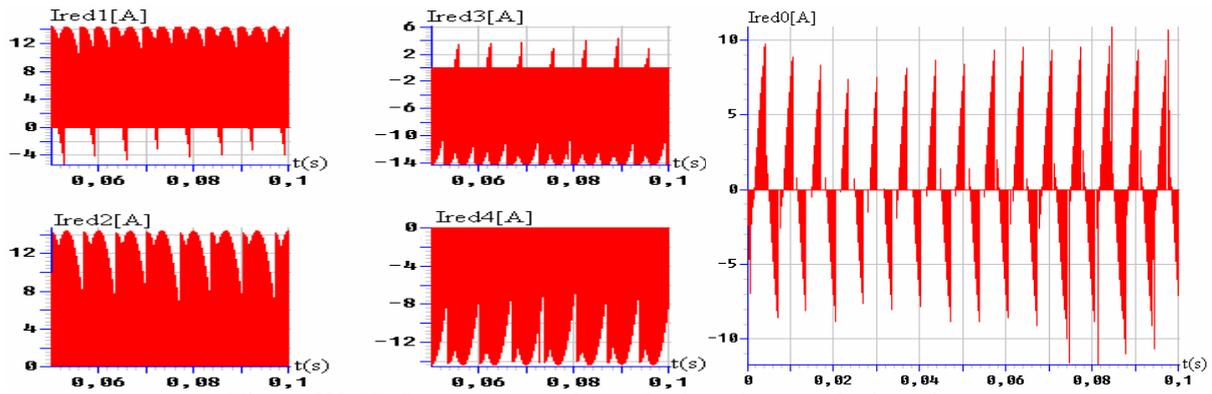


Figure IV-57: Les courants de sortie de redresseur à cinq niveaux

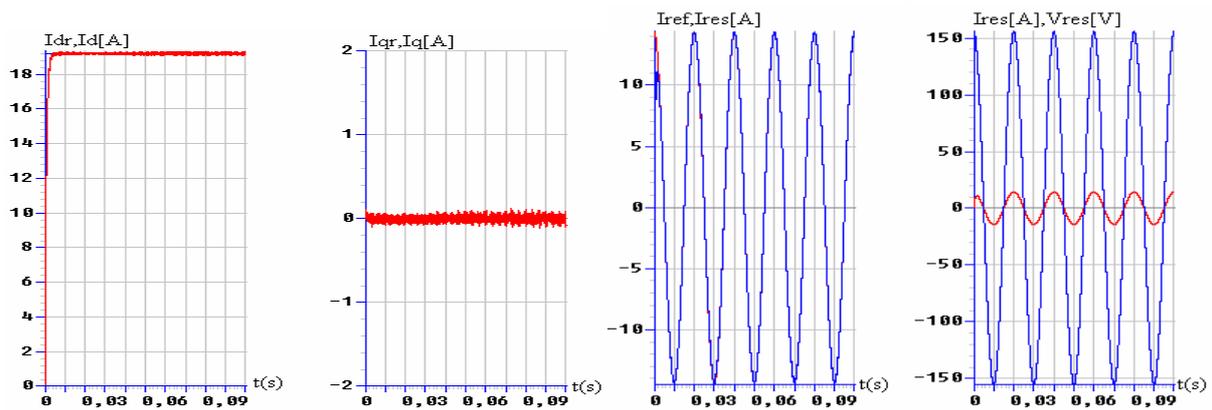


Figure IV-58: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

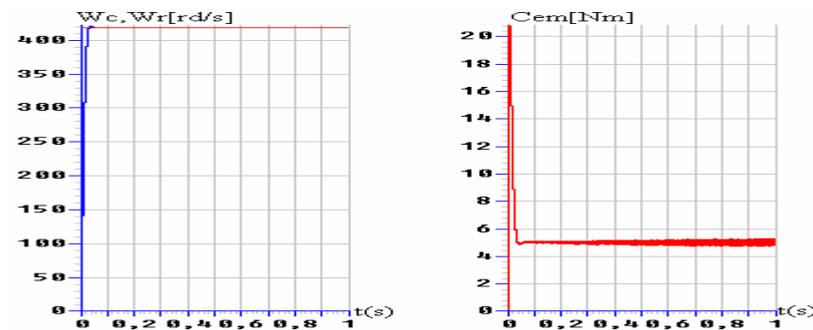


Figure IV.59: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 12% (figure IV-55). Les tensions U_{red1} et U_{red3} sont croissantes (figure IV-55), par contre les tensions U_{red2} et U_{red4} augmentent aussi, puis elles se maintiennent constantes. La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elle est la somme des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} .
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} (figure IV-56) ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur à cinq niveaux (I_{red1} et I_{red3}), (I_{red2} et I_{red4}) ils sont identiques et ont même allure (figure IV-57) mais inversés par rapport au point milieu. Ainsi le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-58 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-59).

IV.4.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

La cascade est présentée par la figure IV-60.

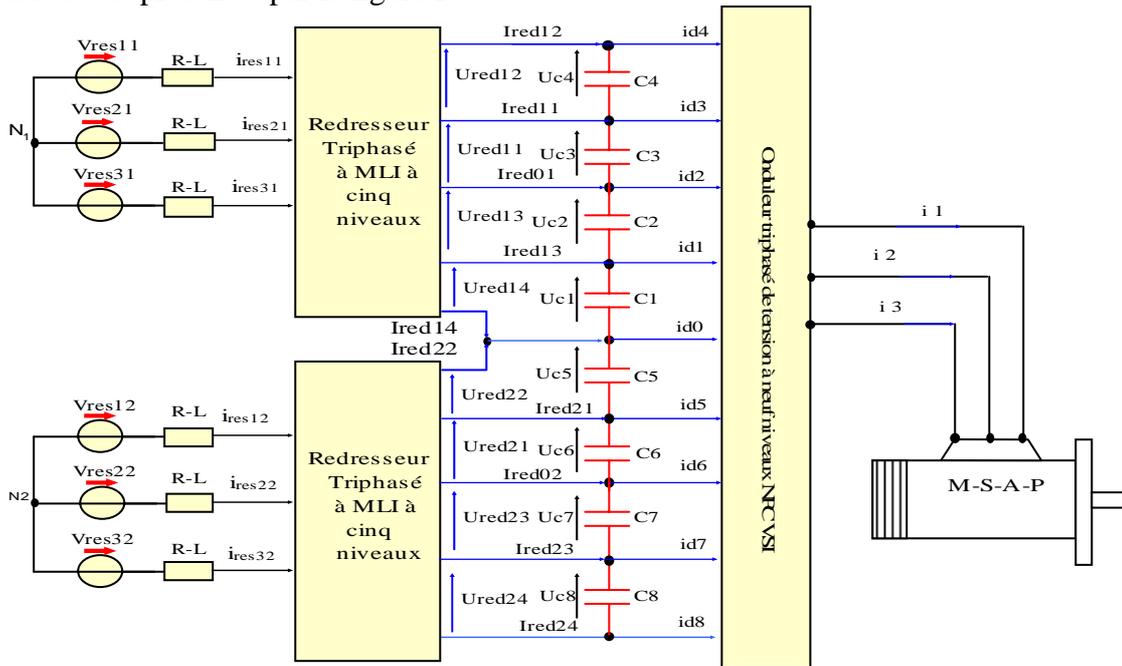


Figure IV.60: Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à MLI à cinq niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont présentés par la figure IV-61.

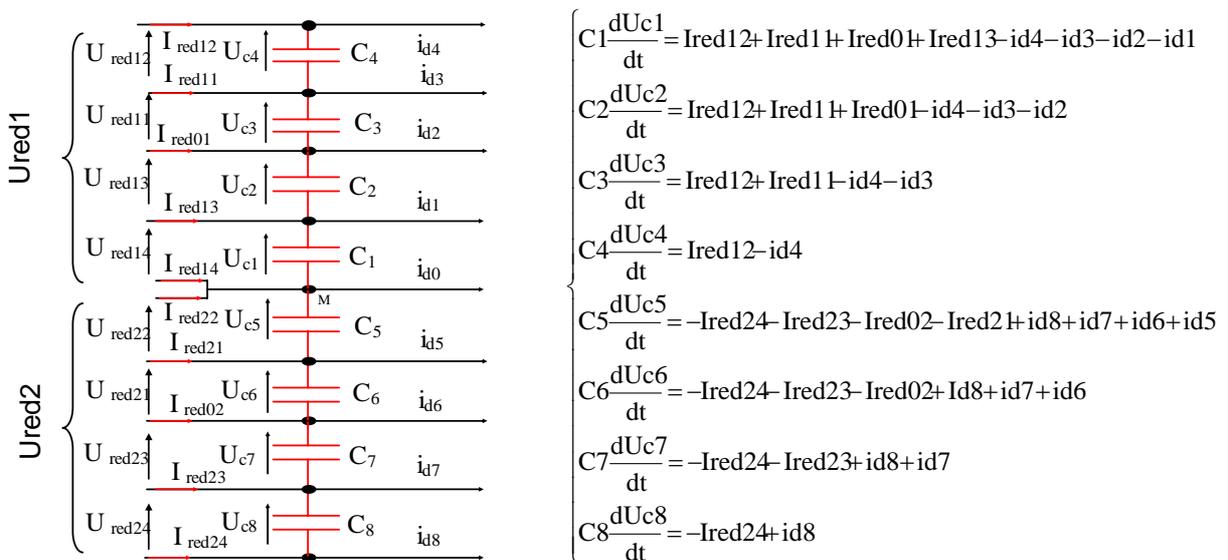


Figure IV-61: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

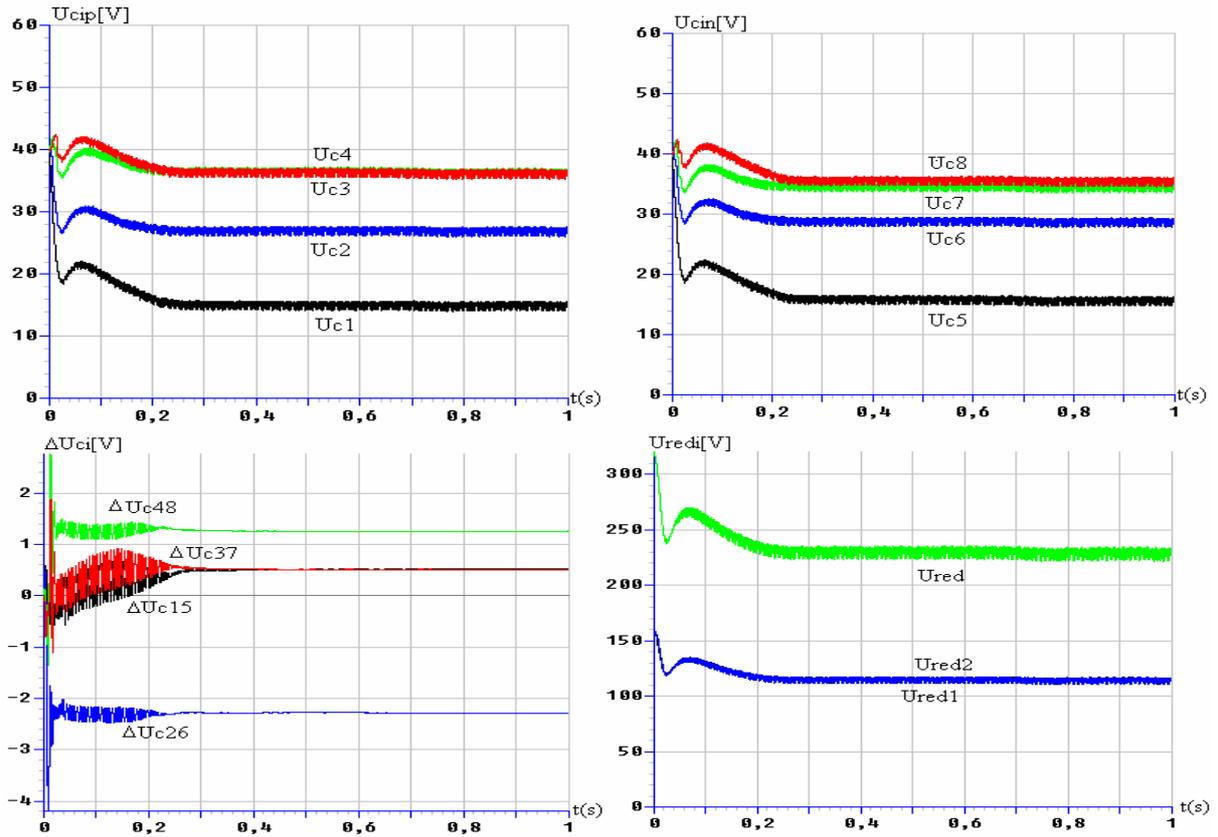


Figure IV-62: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

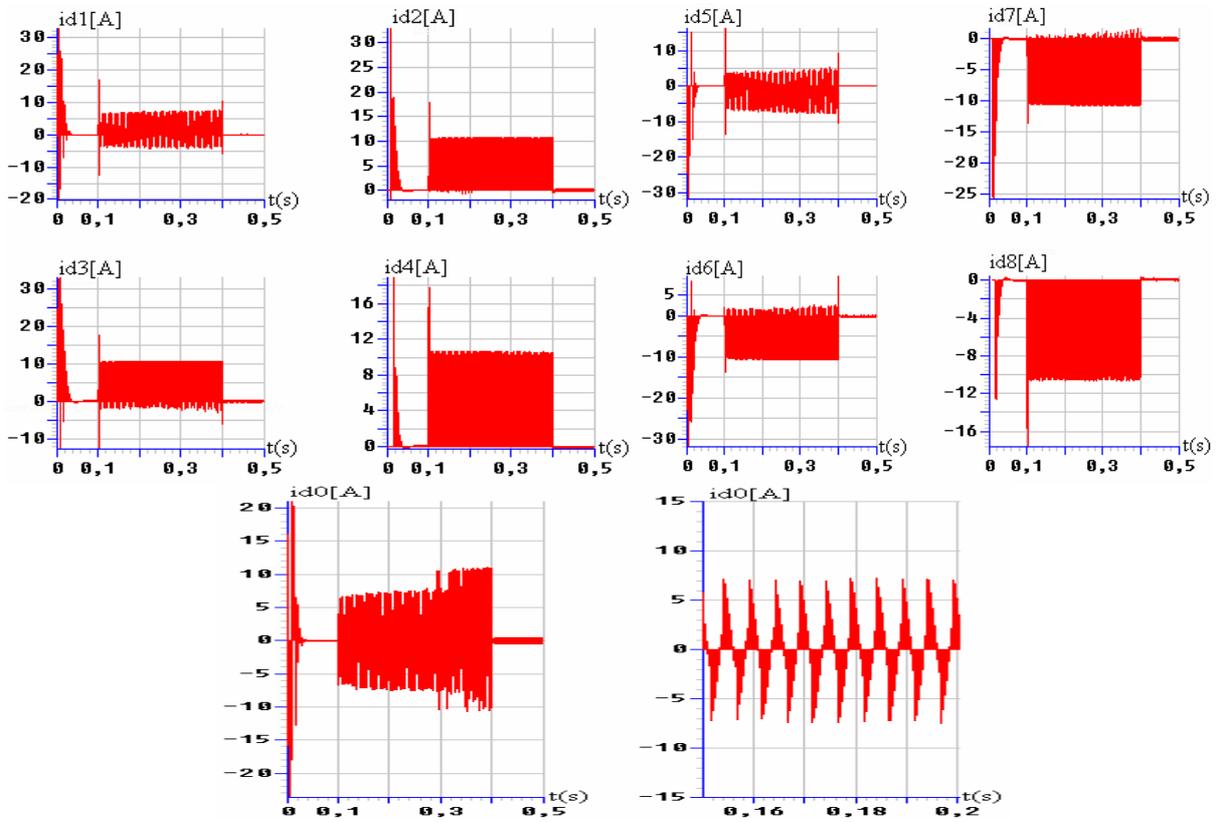


Figure IV-63: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

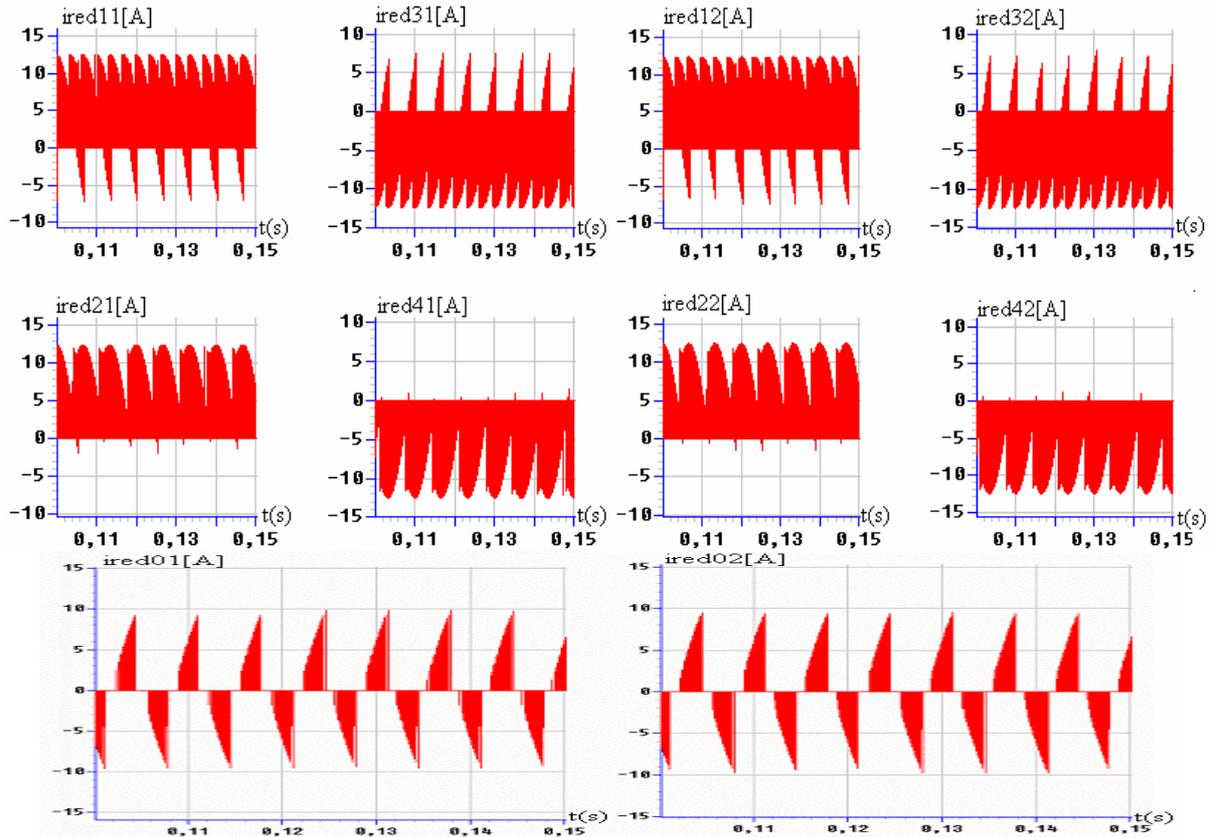


Figure IV-64: Les courants de sortie des deux redresseurs à cinq niveaux

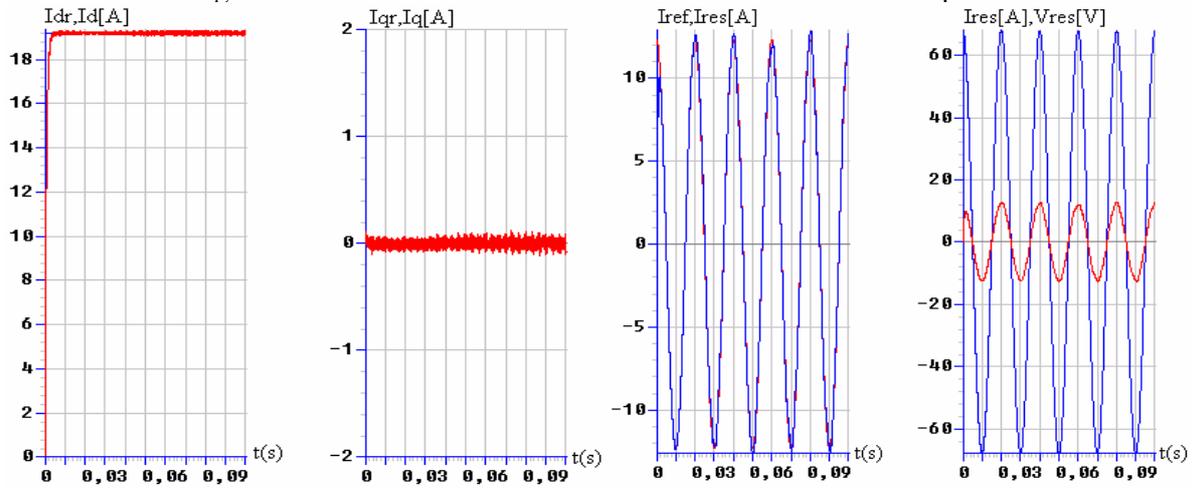


Figure IV-65: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

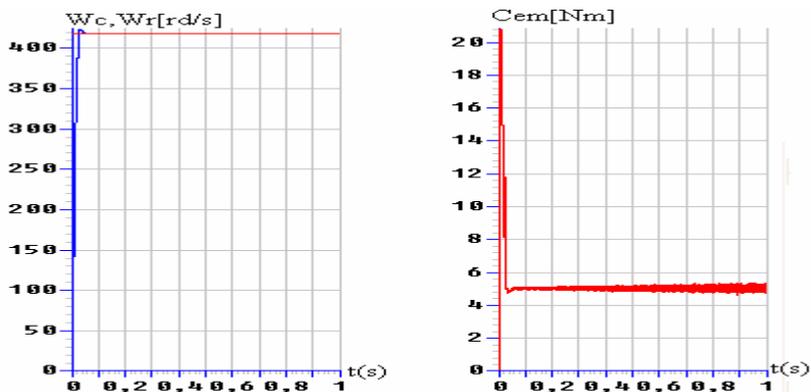


Figure IV-66: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 15% (figure IV-62). Les tensions U_{red1} et U_{red3} sont croissantes (figure IV-62), par contre les tensions U_{red2} et U_{red4} augmentent aussi, puis elles se maintiennent constantes. La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elle est la somme des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} .
- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-63 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Pour ce qui concerne les courants de sortie des deux redresseurs à cinq niveaux I_{red11} et I_{red13} , I_{red21} et I_{red41} sont identiques et ont même allure (figure IV-64) mais inversés par rapport au point milieu. Ainsi le courant I_{red01} a une valeur moyenne pratiquement nulle.
- Les figures IV-65 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .
- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-66).

IV.5- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux

IV.5.1- Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux- Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

La cascade est présentée par la figure IV-67.

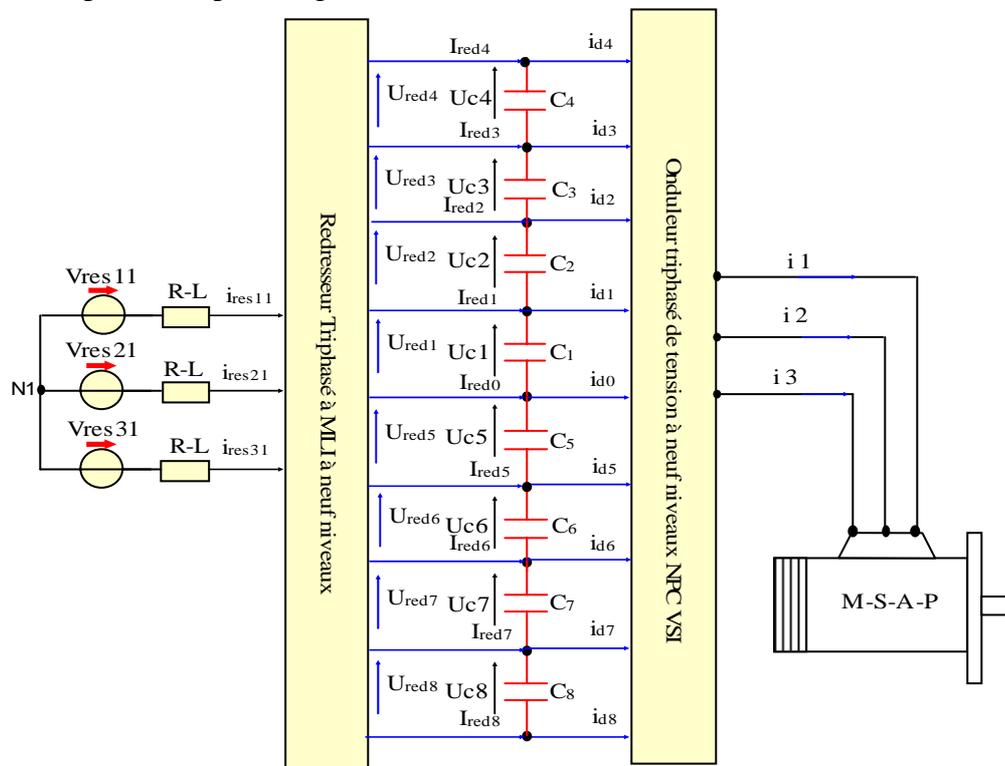


Figure IV.67: Structure de la cascade d'un redresseur de courant à MLI à neuf niveaux-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

La structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique sont présentés par la figure IV-68.

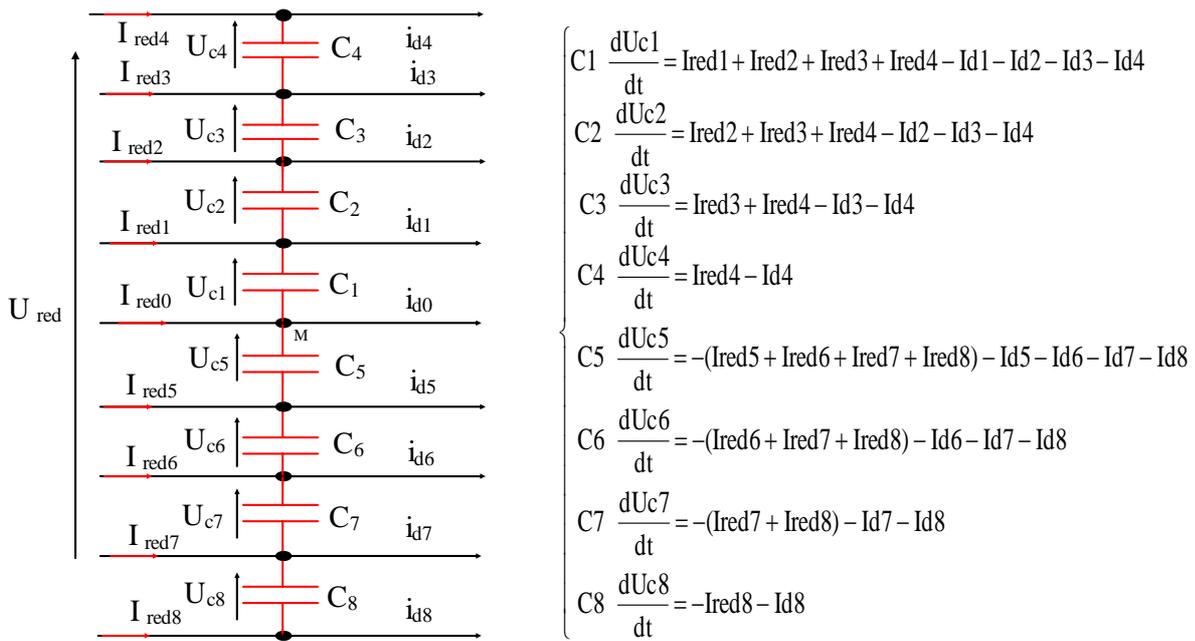


Figure IV-68: Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

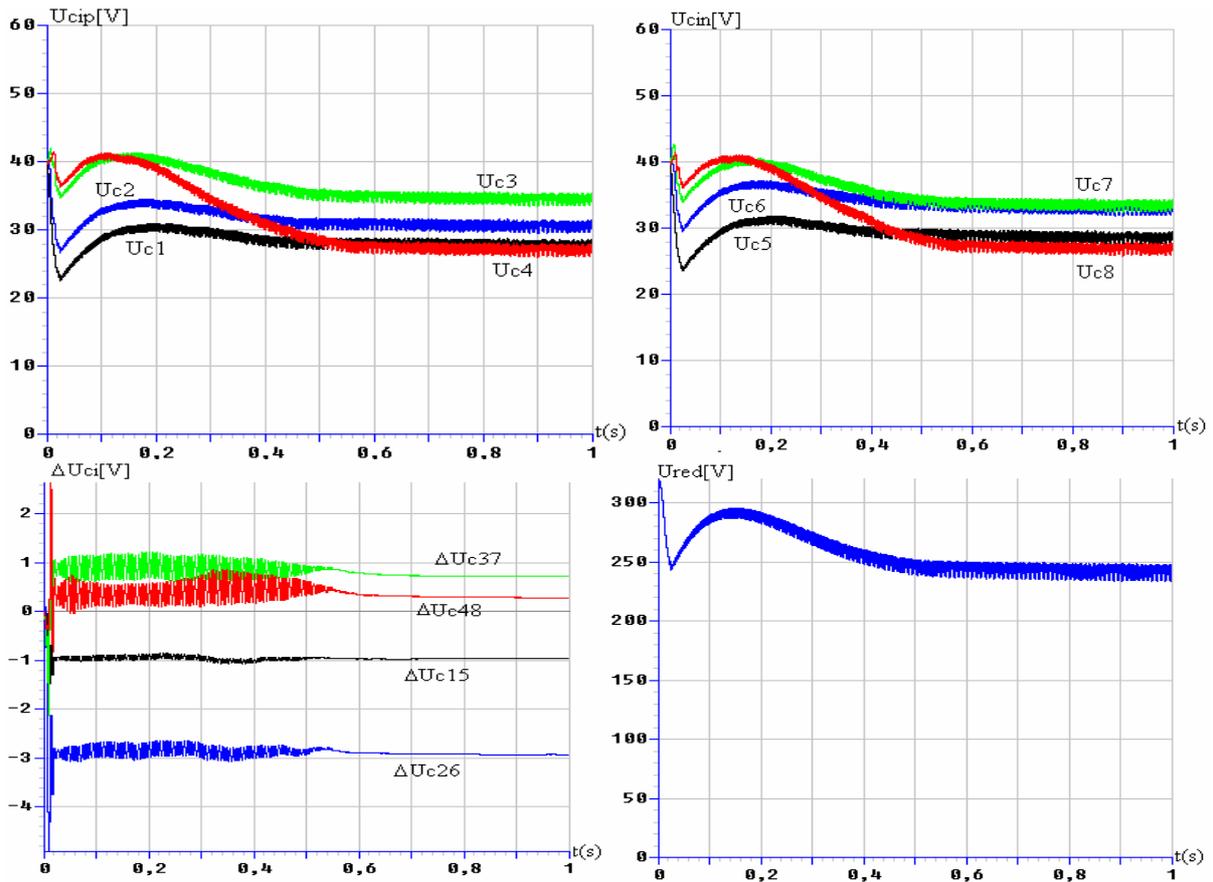


Figure IV-69: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

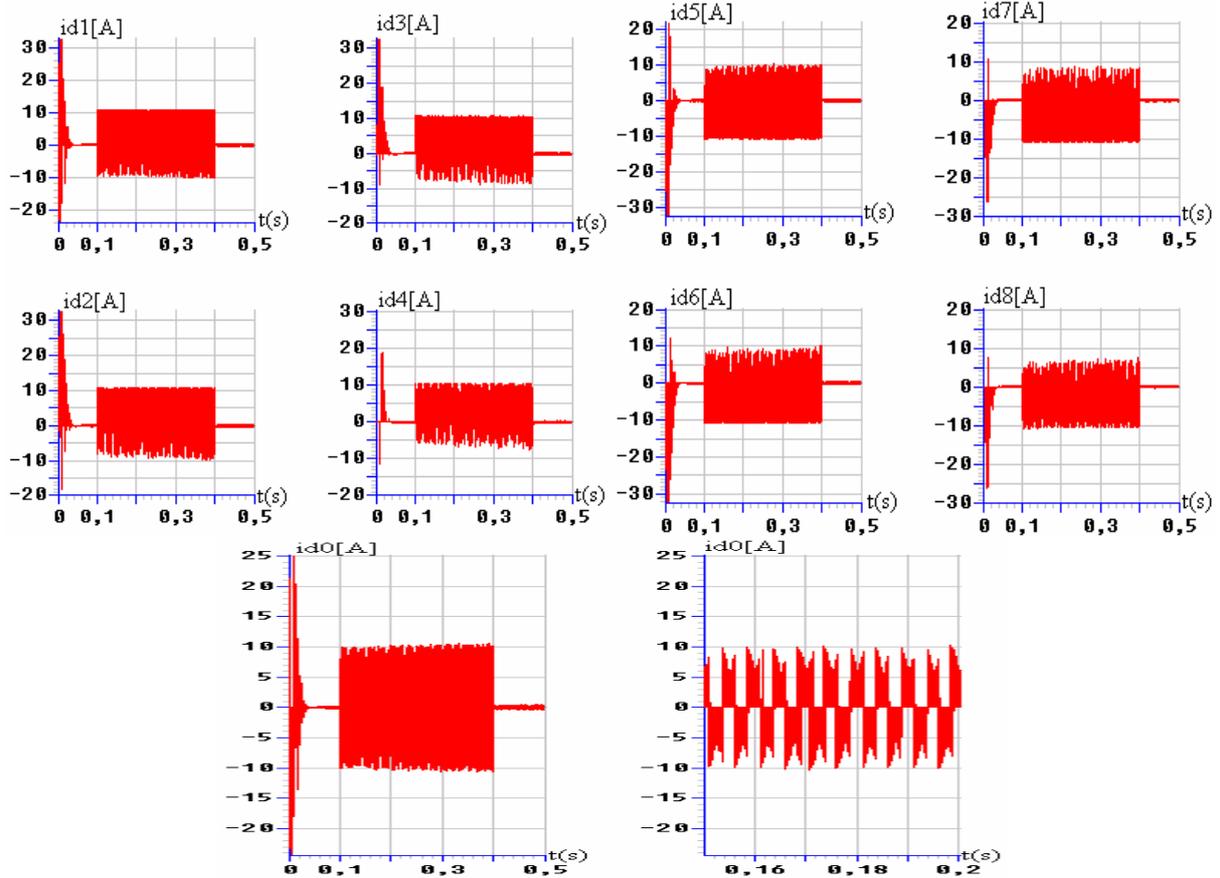


Figure IV-70: Les courants d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux

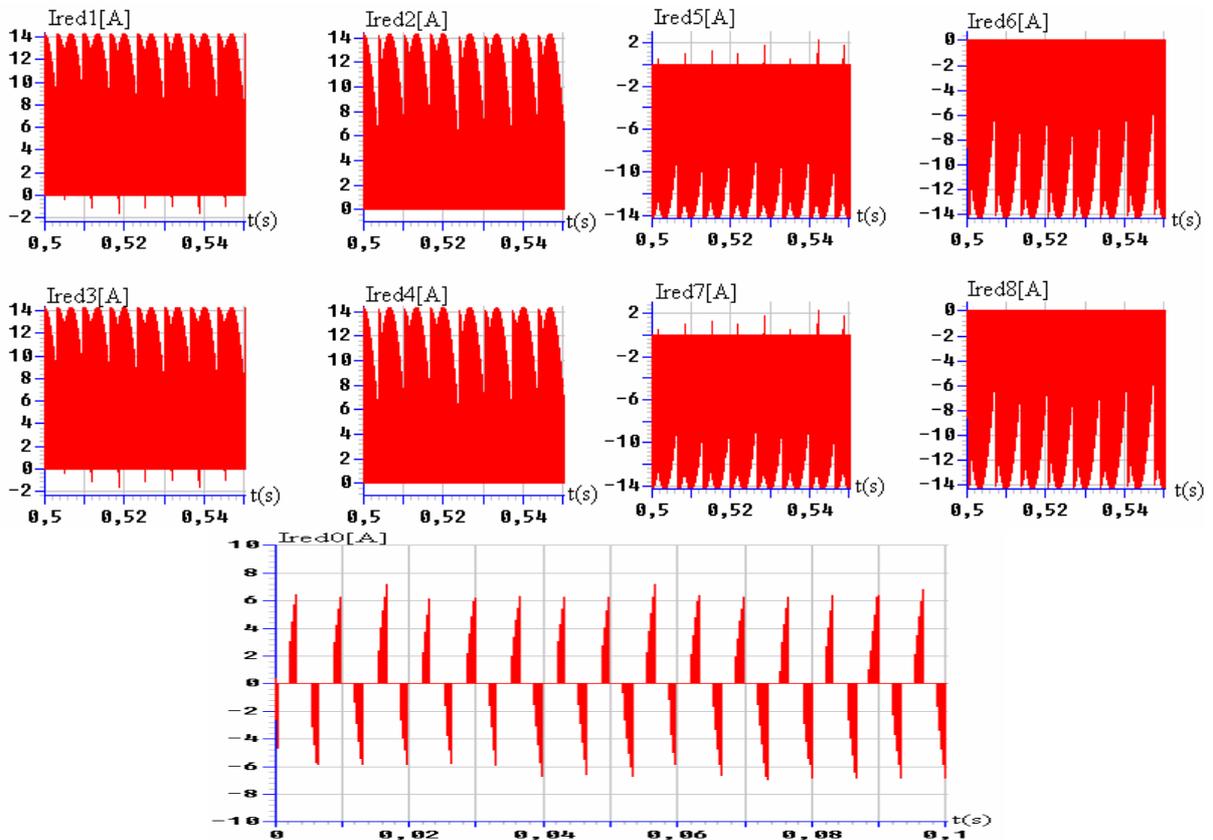


Figure IV-71: Les courants de sortie du redresseur à neuf niveaux

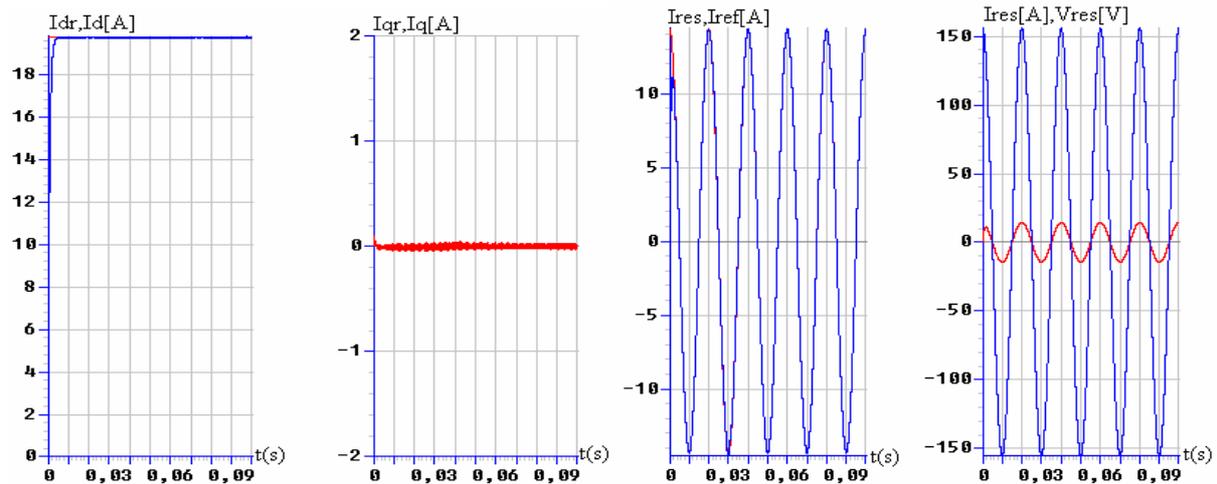


Figure IV-72: Les performances de la cascade côté réseau d'alimentation

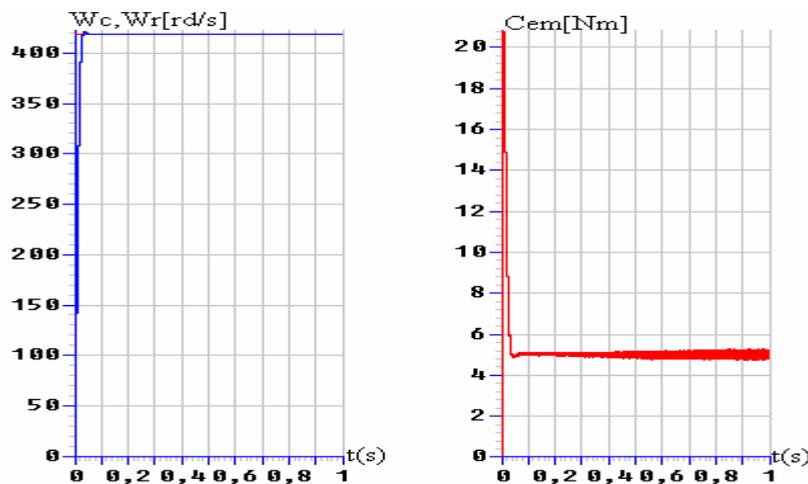


Figure IV.73: Les performances de la conduite de la MSAP

Interprétation des résultats

- On constate que les différentes tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ne sont pas constantes et inégales par paire ($U_{c1} \neq U_{c5}$, $U_{c2} \neq U_{c6}$, $U_{c3} \neq U_{c7}$ et $U_{c4} \neq U_{c8}$) et leurs différences par rapport au point milieu ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48} sont de l'ordre de 15% (figure IV-69). Les tensions U_{red1} et U_{red3} sont croissantes (figure IV-69), par contre les tensions U_{red2} et U_{red4} augmentent aussi, puis elles se maintiennent constantes. La tension U_{red} est croissante, du fait qu'elle est la somme des tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} , U_{red4} , U_{red5} , U_{red6} , U_{red7} et U_{red8} .

- On remarque que les courants d'entrée de l'onduleur I_{dip} et I_{din} figure IV-70 ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant I_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Pour ce qui concerne les courants de sortie du redresseur à neuf niveaux I_{red1} et I_{red5} , I_{red2} et I_{red6} , I_{red3} et I_{red7} , I_{red4} et I_{red8} sont identiques et même allures (figure IV-71) mais inversés par rapport au point milieu. Ainsi le courant I_{red0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

- Les figures IV-72 présentent les courants du réseau avec leurs références respectivement dans les repères DQ et abc. On remarque que le courant du réseau i_{res} est en phase avec la tension V_{res} .

- Les résultats de la conduite de la MSAP montrent que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence et le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 5Nm (figure IV-73).

CONCLUSION

Dans ce Chapitre, on a étudié différents chargeurs de fréquence ayant comme pont d'entrée différents redresseurs de courant à MLI à structure NPC et comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à neuf niveaux à structure NPC.

L'utilisation des redresseurs triphasés de courants à MLI à deux, trois, cinq ou à neuf niveaux commandés par la stratégie de modulation vectorielle à porteuses bipolaires, avec une régulation des courants du réseau dans le repère de Park par un régulateur classique PI, permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On a mis en évidence le déséquilibre entre les tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC $U_{ci(i=1..8)}$. Où, on a constaté que leur différence par rapport au point milieu est non nulle, ce qui affecte sur la fluctuation du point milieu et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur.

Pour remédier à ce problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC, on propose d'étudier dans le prochain chapitre deux étapes pour stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC qui sont:

- l'utilisation du pont de clamping, qui permet, d'une part à rendre les erreurs $(U_{ci}-U_{ci+4})_{(i=1\div 4)}$ nulles, et d'autre part d'égaliser les tensions du filtre intermédiaire.
- L'introduction de l'asservissement pour une régulation globale de la tension redressée du filtre intermédiaire.

Ainsi, Dans le chapitre suivant, nous étudierons les performances de l'introduction du pont de clamping et de l'asservissement avec les mêmes cascades.

Chapitre V

Asservissement des

tensions d'entrée de

l'onduleur à neuf niveaux

à structure NPC

CHAPITRE V

ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTRÉE DE L'ONDULEUR À NEUF NIVEAUX À STRUCTURE NPC

Introduction

Dans le chapitre précédent, on a étudié un changeur de fréquence à pont de sortie onduleur à neuf niveaux à structure NPC et comme pont d'entrée différents redresseurs de courant à MLI multiniveaux, où on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux ou la fluctuation du potentiel du point milieu [80,81]. Afin de stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC en éliminant le déséquilibre entre les tensions U_{cip} et U_{cin} par rapport au point milieu d'une part et de les rendre constantes égales à la tension désirée, on propose d'utiliser [82]:

- Un pont d'équilibrage (pont de clamping).
- Une régulation de la tension de sortie du redresseur

Dans ce chapitre, on commencera par l'introduction du pont de clamping au niveau de chaque cascade. Ainsi, on étudie, la modélisation du nouveau filtre intermédiaire avec le pont de clamping et de vérifier l'impact de la commande du pont d'équilibrage sur la stabilité des tensions d'entrée [83,84,85].

Pour la deuxième partie, on va présenter l'algorithme général de l'asservissement de la tension de sortie du redresseur pour deux types de commande, la commande dans le repère abc, et la commande dans le repère DQ. Cette dernière sera choisie par la suite pour présenter ces performances avec les différentes cascades déjà citées dans le chapitre précédent.

V.1- Pont de clamping

Le pont d'équilibrage (pont de clamping) est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire de la cascade utilisée, comme l'indique la figure V-1. Où, chaque transistor est commandé de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions [28,86].

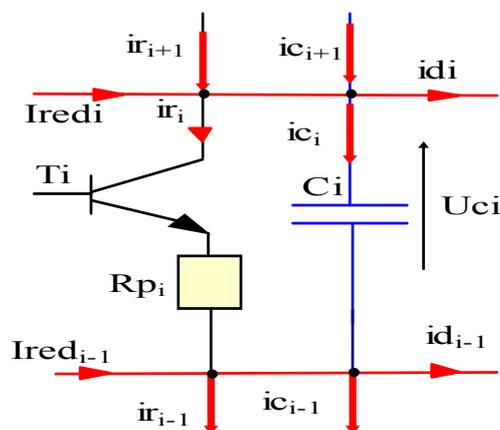


Figure V-1: Structure de la cellule du pont d'équilibrage

Dans ce cas, le modèle mathématique du filtre intermédiaire avec le pont clamping pour chaque cascade étudiée défini comme suit [82,84,85]:

$$C_i \frac{dU_{ci}}{dt} = I_{redi} + i_{r(i+1)} + i_{c(i+1)} - i_{di} - i_{ri} \quad [V-1]$$

Avec:

$$i_{ri} = T_i \cdot \frac{U_{ci}}{R_{pi}} \quad [V-2]$$

L'algorithme de commande utilisé pour conserver une tension constante égale à la tension de référence aux bornes de chaque condensateur est le suivant [85]:

$$\left\{ \begin{array}{l} - (U_{ci} - U_{ref}) = \varepsilon_i \\ - \text{Si } \varepsilon_i > 0 \text{ On a } T_i = 1 \Rightarrow i_{ri} = T_i \cdot \frac{U_{ci}}{R_{pi}} \\ - \text{Si } \varepsilon_i < 0 \text{ On a } T_i = 0 \Rightarrow i_{ri} = 0 \end{array} \right.$$

V.1.1-Cascade d'une batterie-onduleur de tension à neuf niveaux-MSAP

Les figures V-2 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade avec batterie-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP [87,88].

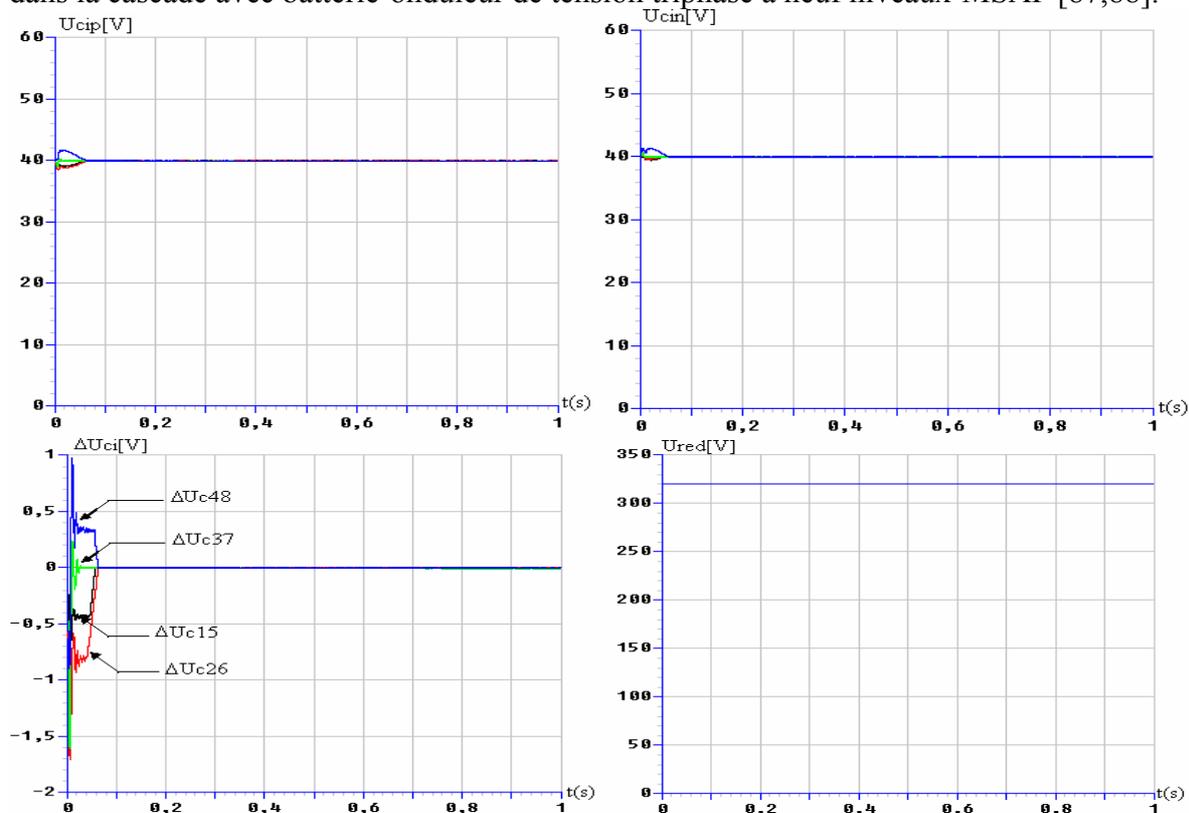


Figure V-2: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut (U_{cip}) et du bras (U_{cin}) du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et parfaitement égales après un régime transitoire, où leurs différences par rapport au point milieu (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime établi (figure V-2). Ainsi, la tension redressée U_{red} est constante.

V.1.2- Cascade avec redresseur de courant à deux niveaux

V.1.2.1- Cascade d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux- Onduleur de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-3 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à deux niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP [89,90].

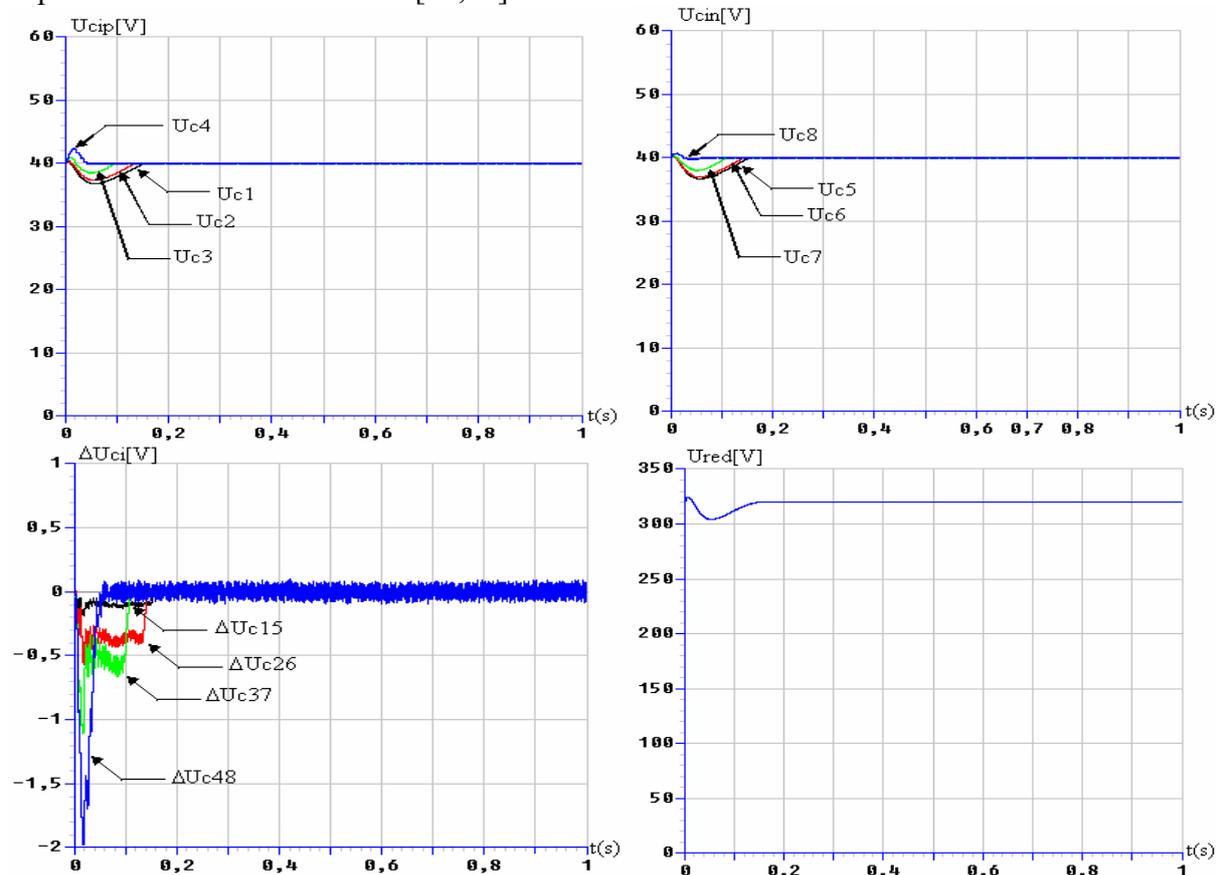


Figure V-3: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut ($U_{c_{ip}}$) et du bras ($U_{c_{in}}$) du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire. Ainsi, leurs différences ($\Delta U_{c_{15}}$, $\Delta U_{c_{26}}$, $\Delta U_{c_{37}}$ et $\Delta U_{c_{48}}$) deviennent nulles en régime permanent (figure V-3). La tension redressée U_{red} devient constante et égale 320V comme l'indique la figure V-3.

V.1.2.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-4 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux -onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP [912,92,93].

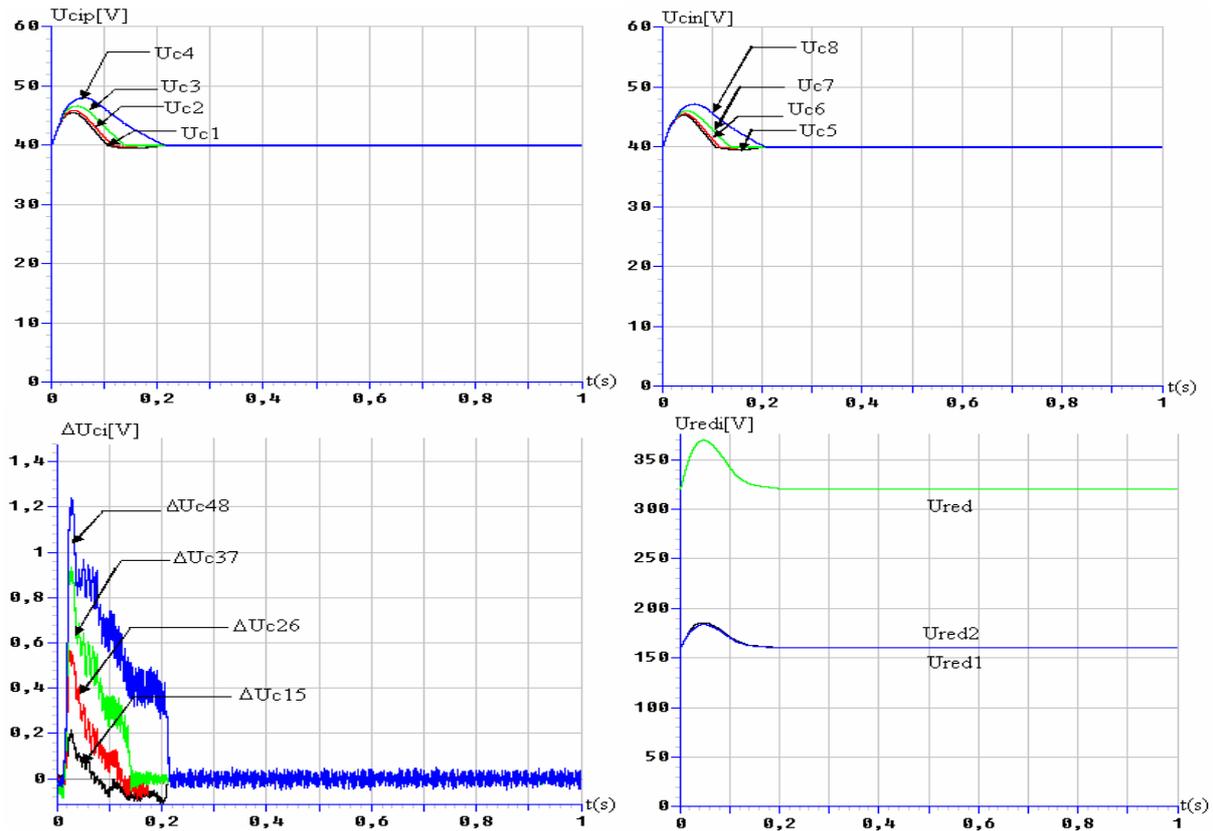
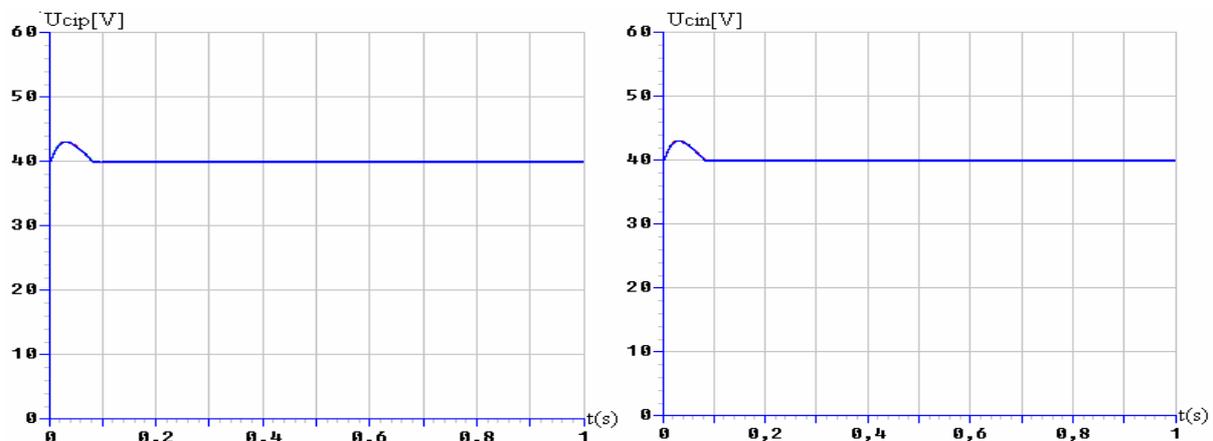


Figure V-4: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire, Ainsi, leurs différences respectivement par rapport au point milieu deviennent nulles en régime permanent (figure V-4). Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} pour les deux redresseurs à deux niveaux deviennent constantes et égales.

V.1.2.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-5 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP [94,95].



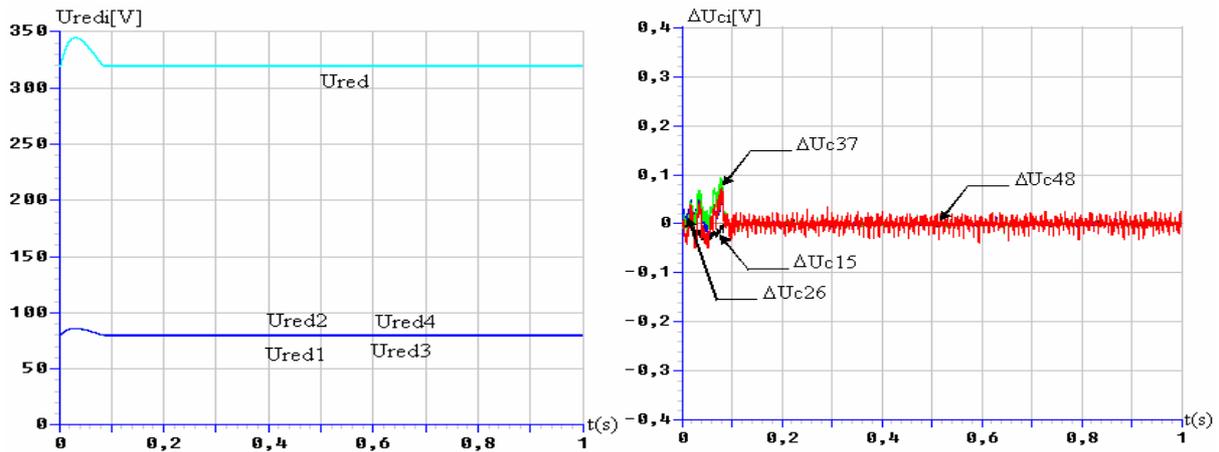


Figure V- 5: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que ce changement dans la structure de la cascade a donné des résultats satisfaisants, car d'après les figures V-5, les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et parfaitement égales après un régime transitoire. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent. Concernant les tensions redressées U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} pour les quatre redresseurs, elles sont stables et égales.

V.1.2.4- Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-6 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à huit redresseurs de courant triphasé à deux niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

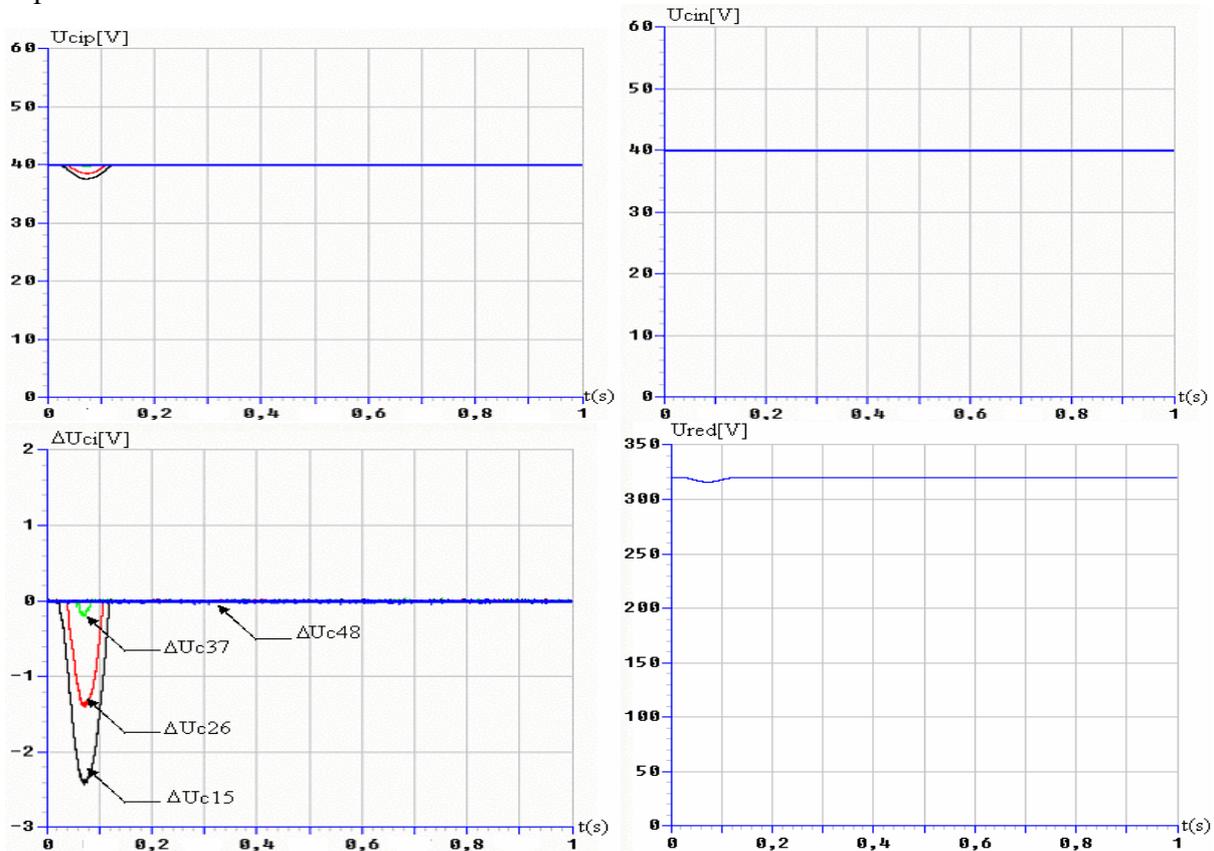


Figure V-6: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que ce changement dans la structure de la cascade a donné des résultats satisfaisants, car d'après les figures V-6, les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire. Ainsi leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent. Pour la tension redressée U_{red} , elle devient constante et égale à la somme des tensions U_{ci} de l'onduleur.

V.1.3- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux

V.1.3.1- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

Les figures V.7 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à trois niveaux -onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

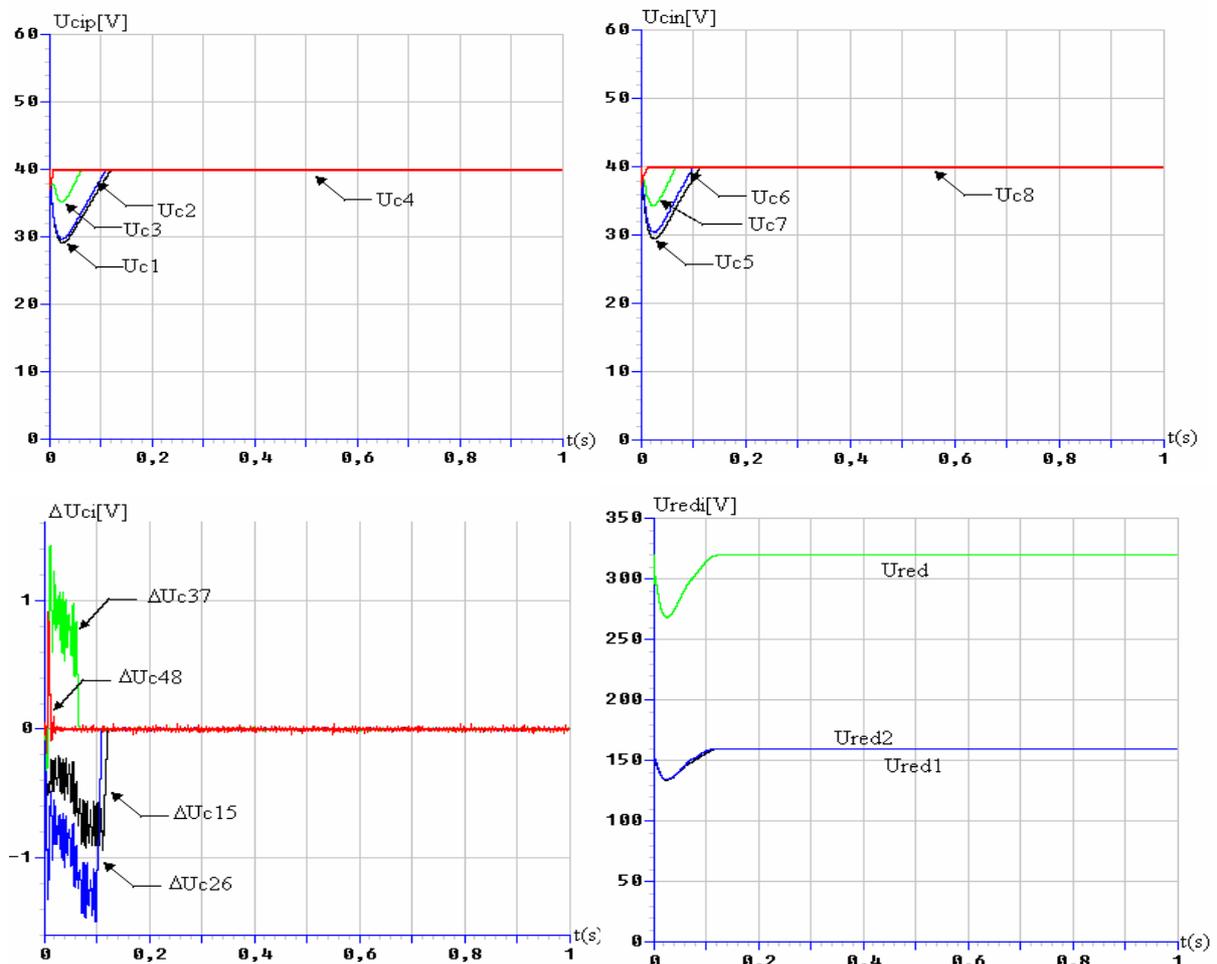


Figure V-7: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire, Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-7). Les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} pour le redresseur à trois niveaux deviennent constantes et égales.

V.13.2- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-8 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à deux redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

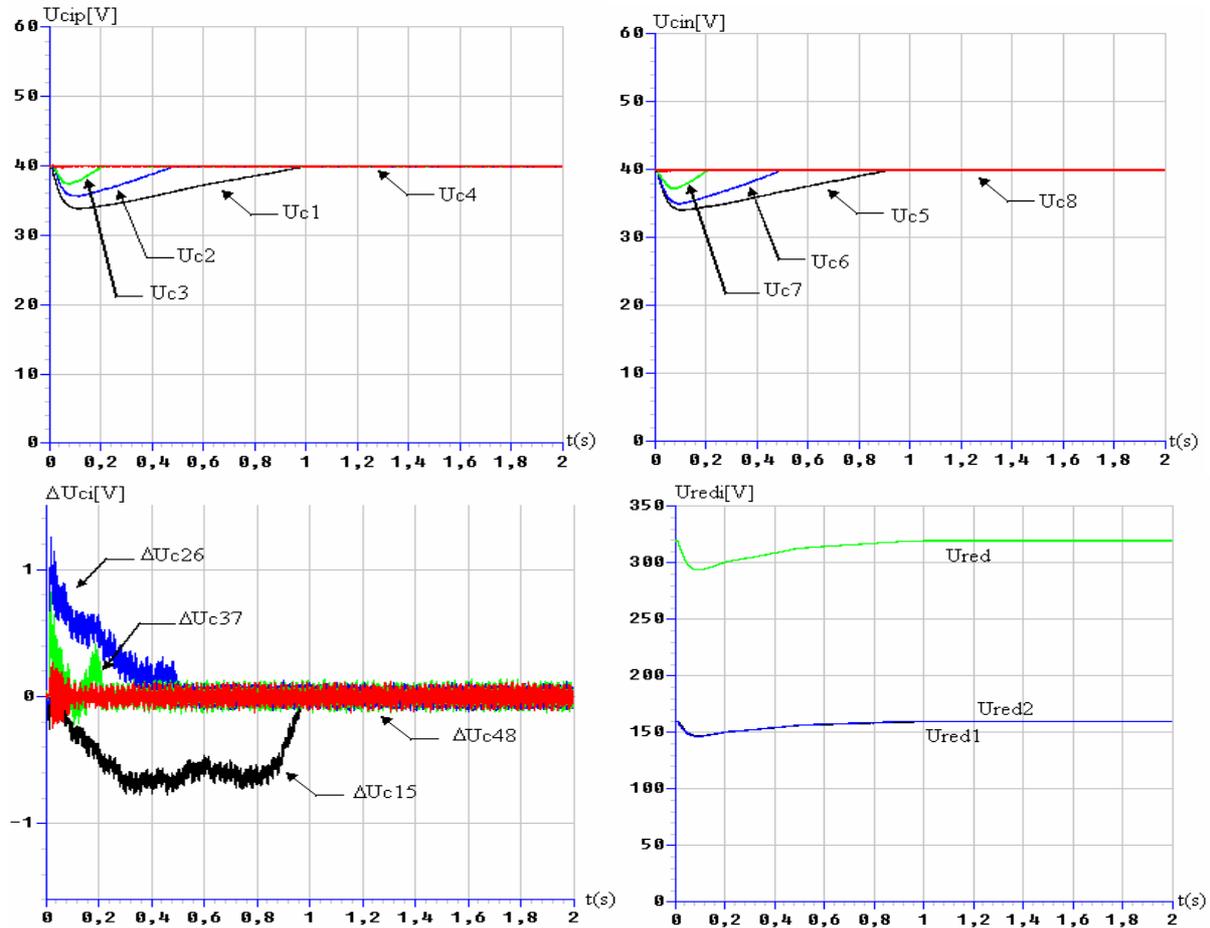


Figure V-8: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que pour les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-8). La tension redressée U_{red} est constante. De même, les tensions redressées U_{red1} et U_{red2} pour les deux redresseurs à trois niveaux deviennent constantes et égales.

V.1.3.3- Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-9 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à quatre redresseurs de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

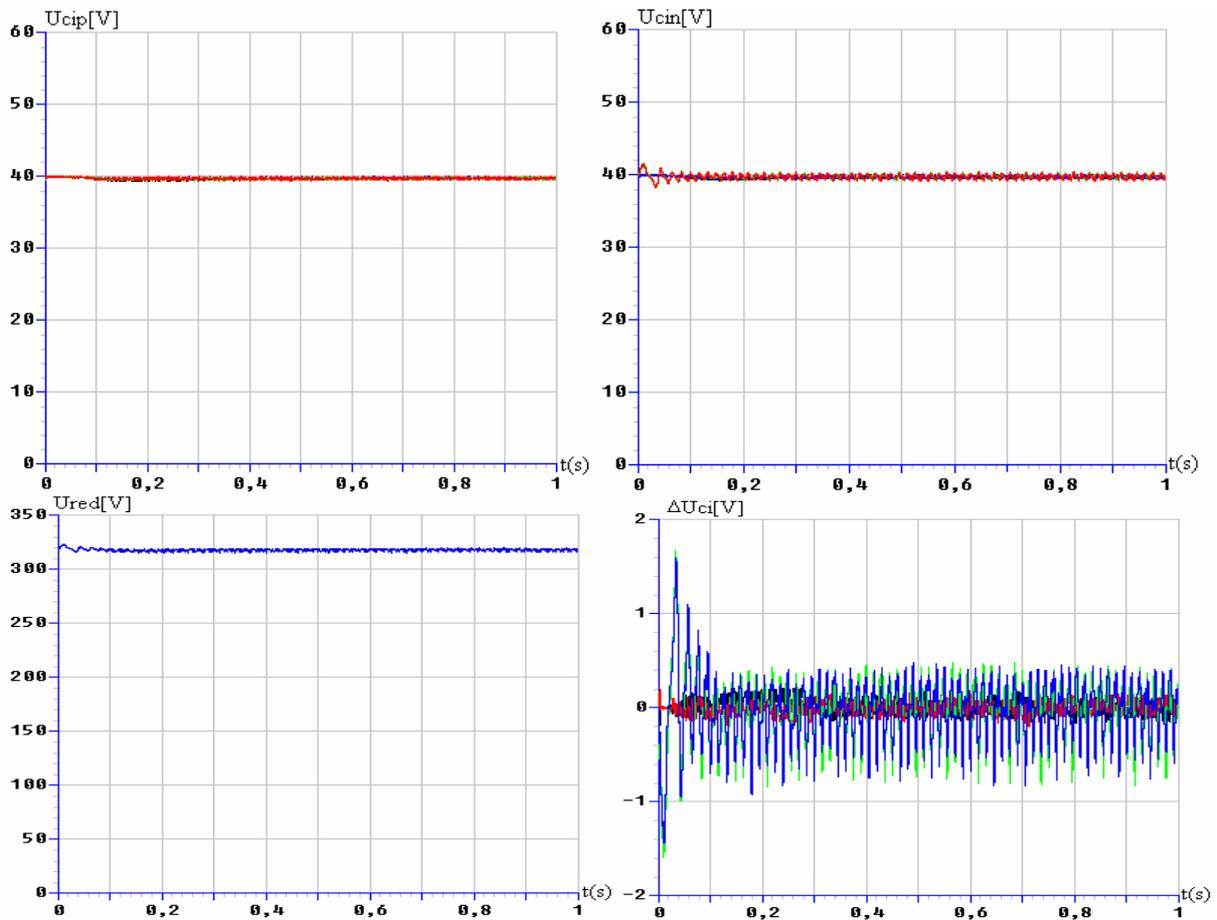


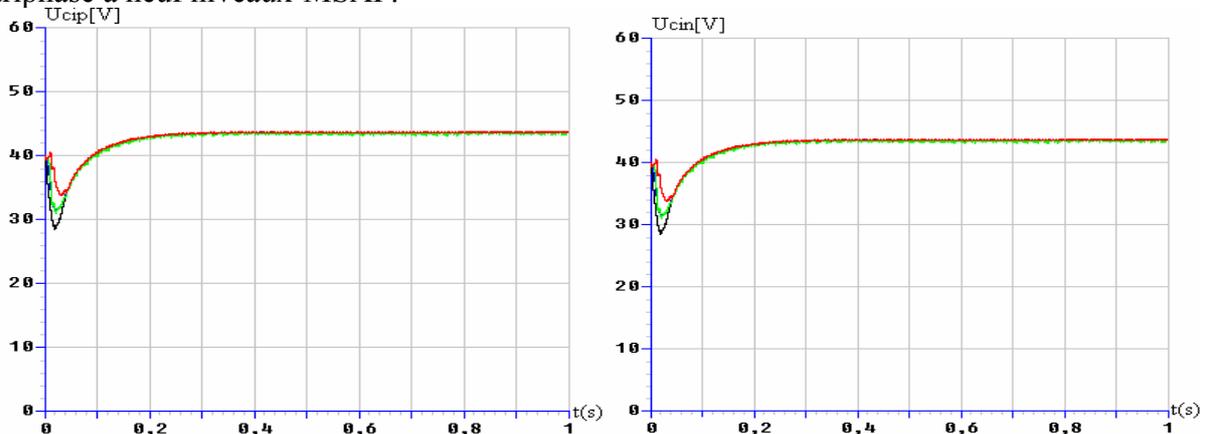
Figure V-9: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que pour les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-9). Concernant la tension redressée U_{red} elle devient constante.

V.1.4- Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux

V.1.4.1- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-10 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.



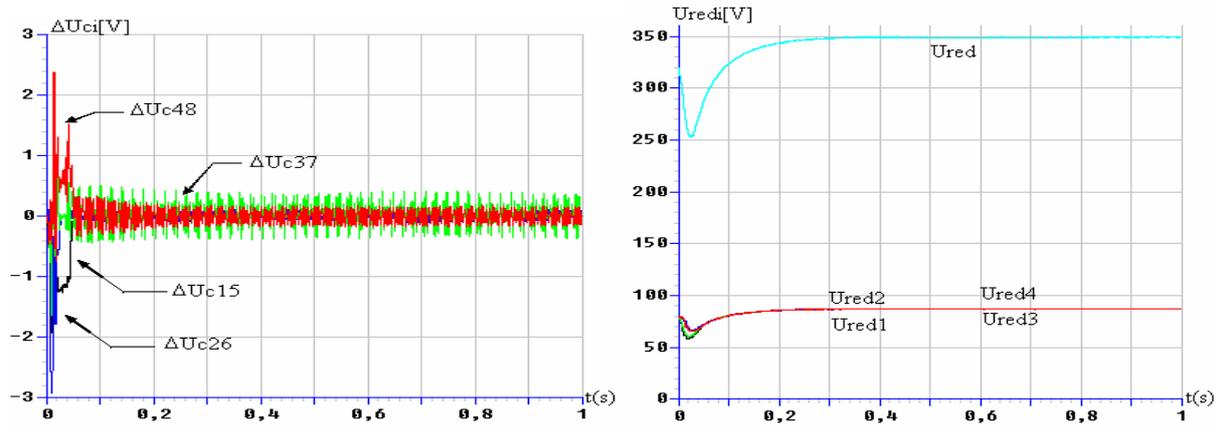


Figure V-10: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire, Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-10). Les tensions redressées U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} pour le redresseur à cinq niveaux deviennent constantes et égales.

V.1.4.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux–Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux –MSAP

Les figures V-11 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à deux redresseurs de courant triphasé à cinq niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

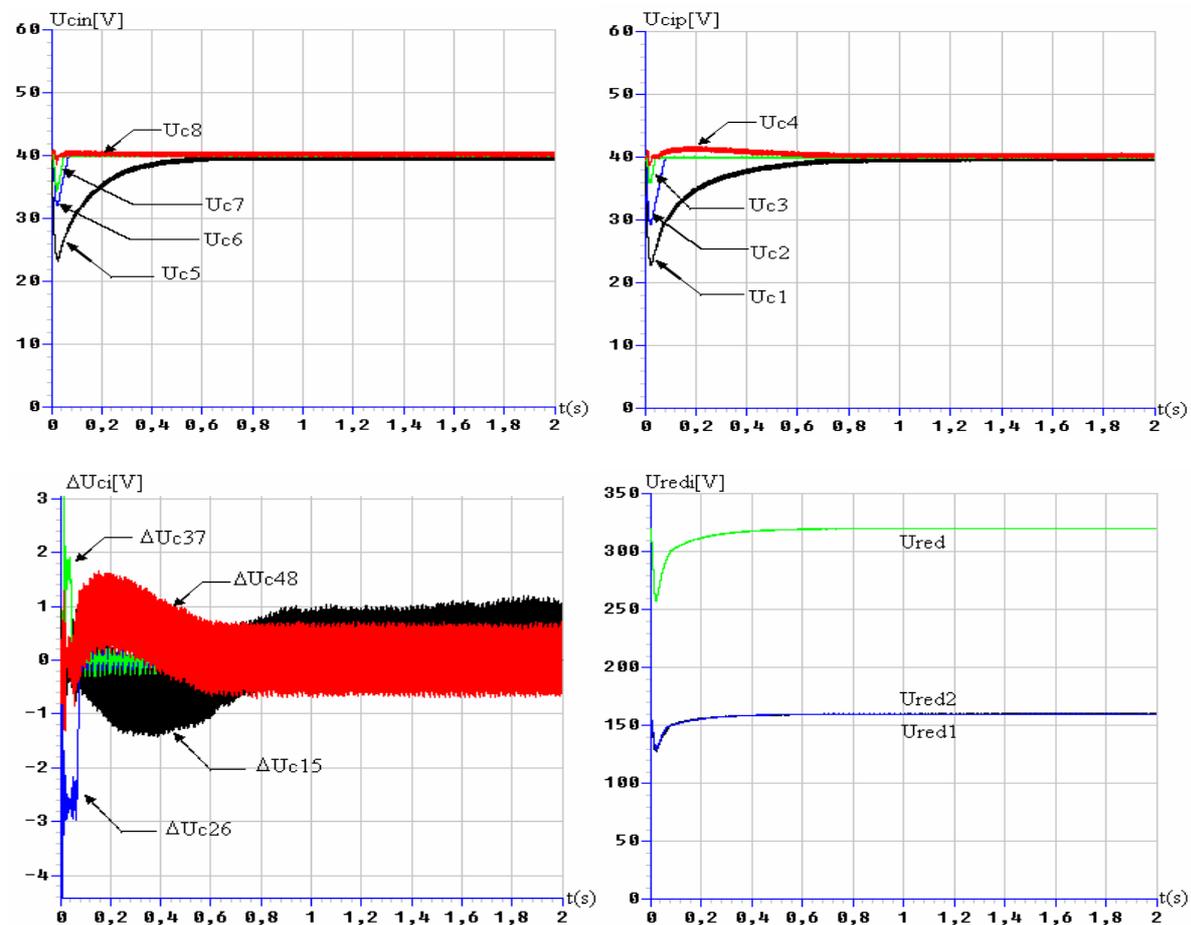


Figure V-11: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire, Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-11). Les tensions redressées U_{red11} , U_{red12} , U_{red21} et U_{red22} pour les deux redresseurs à cinq niveaux deviennent constantes et égales.

V.1.5- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux

V.1.5.1- Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux- Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V-12 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade à un redresseur de courant triphasé à neuf niveaux-onduleur de tension triphasé à neuf niveaux-MSAP.

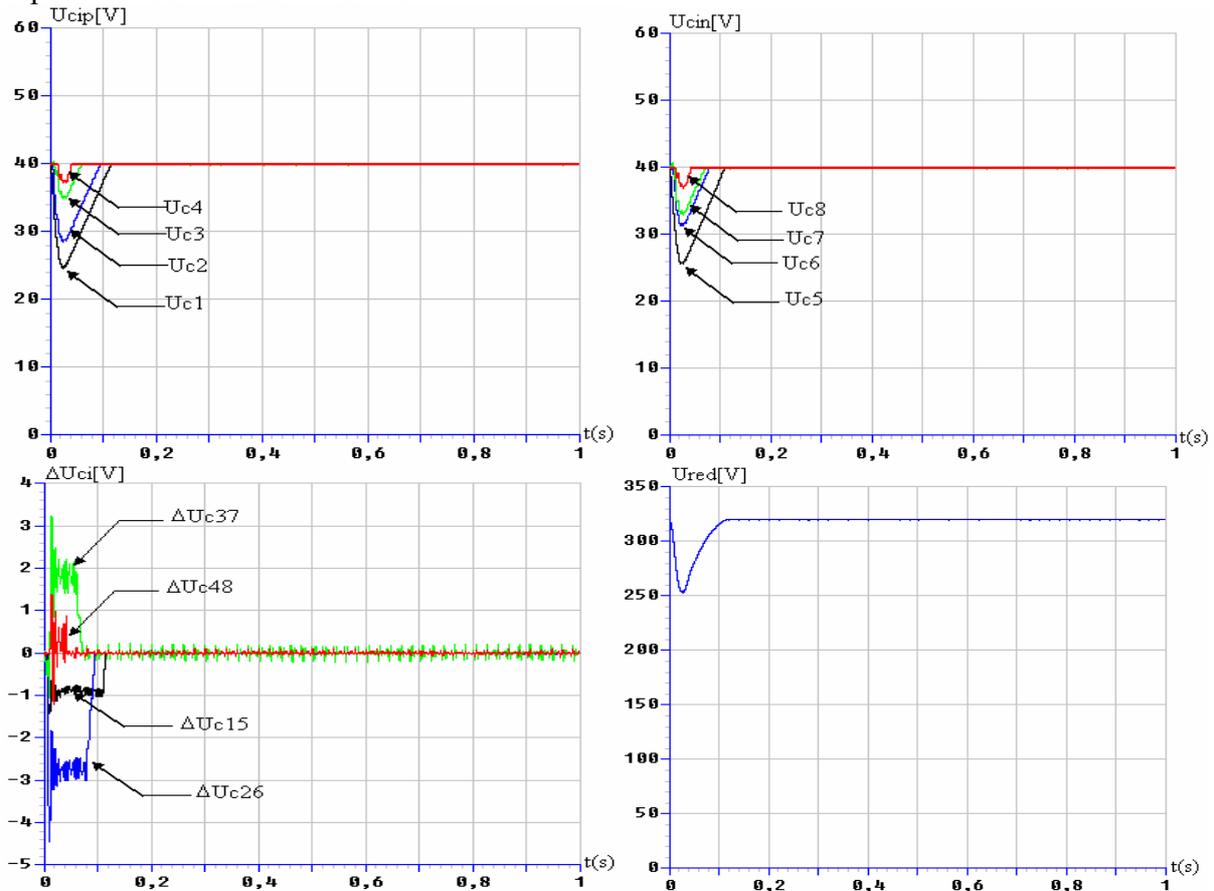


Figure V-12: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

On constate que les tensions du demi bras du haut et du bras du bas du filtre intermédiaire deviennent constantes et pratiquement égales après un régime transitoire. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles en régime permanent (figure V-12). La tension redressée U_{red} devient constante et égale à la somme des tensions U_{ci} de l'onduleur.

On constate que l'application d'un pont complet d'équilibrage dans les différents échangeurs de fréquence étudiés a pu donner ses performances en égalisant les tensions d'entrée de l'onduleur à leur tension de référence et que leurs différences deviennent nulles après un régime transitoire qui est trop lent. Néanmoins avec application d'un couple résistant entre deux instants et un démarrage à vide, le pont d'équilibrage devient trop sensible à la variation de la charge comme le montre les figures ci-après (figure V-13).

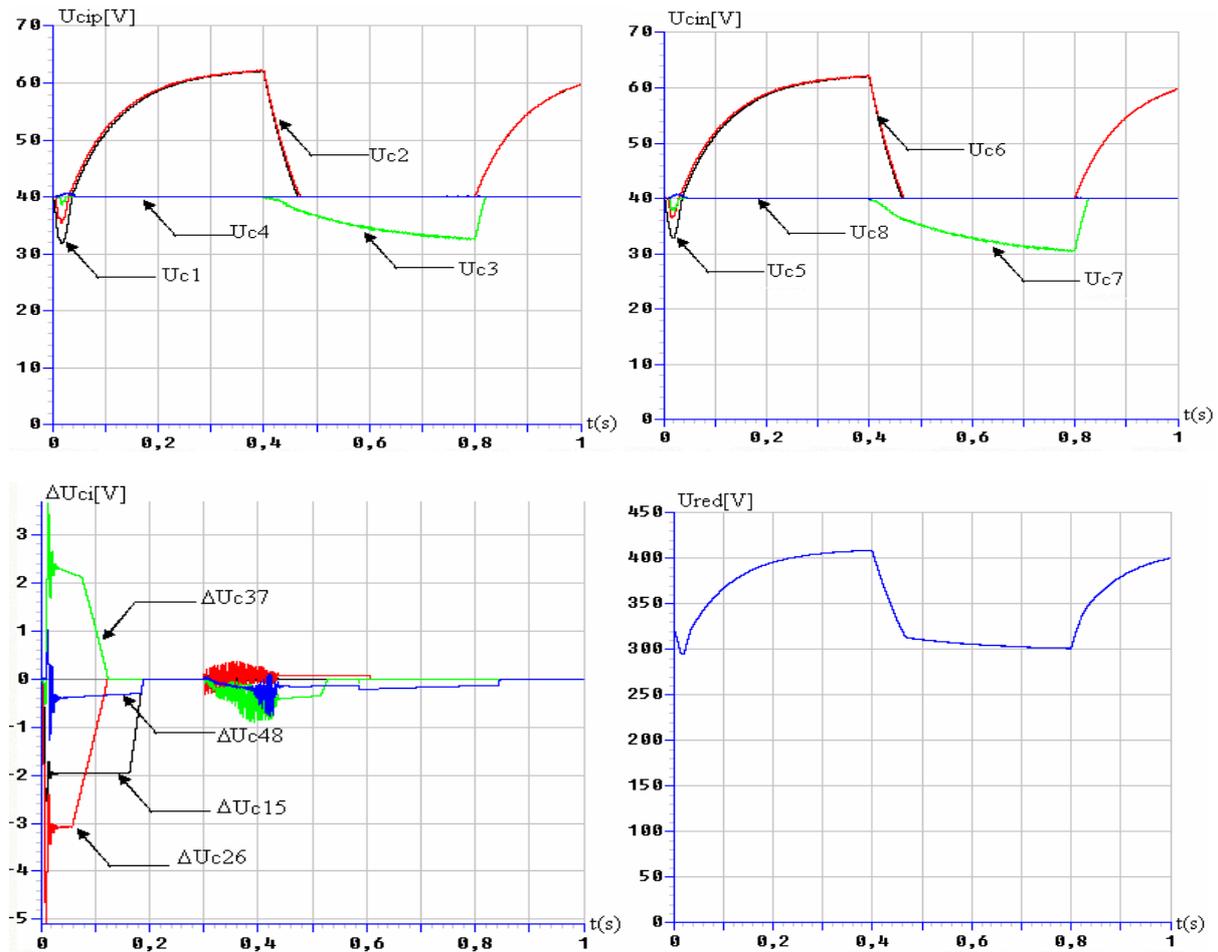


Figure V-13: Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

C'est à travers ces résultats, qu'on est obligé d'introduire une régulation adéquate qui permet d'asservir la tension globale de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Ainsi, on va consacrer ce qui reste de l'étude à l'introduction de l'asservissement avec le pont d'équilibrage dans les différentes cascades étudiées.

V.2- Régulation de la tension de sortie du redresseur de courant triphasé à N niveaux

V.2.1- Modélisation de la boucle de tension dans l'axe abc

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 [58,95,96,97,98].

Puissance d'entrée:

$$P_e = \sum_{i=1}^3 (V_{res_i} i_{res_i} - R i_{res_i}^2 - \frac{L}{2} \frac{d i_{res_i}^2}{dt}) \quad [V.3]$$

Puissance de sortie:

$$P_s = \sum_{\lambda=1}^{N-1} (U_{red\lambda} I_{red\lambda}) = (N-1) \cdot U_{redmoy} (i_c + i_{ch}) \quad [V.4]$$

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} , U_{redmoy} et I_{redmoy} comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_c = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} i_{c\lambda}}{N-1} \\ i_{ch} = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} i_{ch\lambda}}{N-1} \\ U_{redmoy} = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} U_{red\lambda}}{N-1} \\ I_{redmoy} = (i_{ch} + i_c) \end{array} \right. \quad [V.5]$$

En utilisant le principe de la conservation de la puissance et en négligeant les pertes joules dans la résistance R, on peut écrire:

$$\sum_{i=1}^3 (V_{resi} \cdot i_{resi}) = \frac{L}{2} \frac{di_{res}^2}{dt} + \sum_{\lambda=1}^{N-1} (U_{red\lambda} I_{red\lambda}) \quad [V.6]$$

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

$$3V_{eff} I_{eff} = (N-1) \cdot U_{redmoy} (i_c + i_{ch}) \quad [V.7]$$

Avec:

$$V_{resi} = \sqrt{2} V_{eff} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \quad [V.8]$$

$$i_{resi} = \sqrt{2} I_{eff} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} (i-1) \right) \quad [V.9]$$

i: numéro d'un bras du redresseur (i=1, 2, 3).

Ainsi le modèle de la boucle de tension déduit de la relation [V.7], est présenté par la figure V-14.

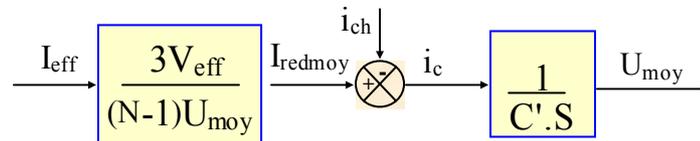


Figure V-14: Modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à N niveaux dans le repère abc

Le schéma bloc de l'asservissement de la tension est donné par la figure V.15 [100,101].

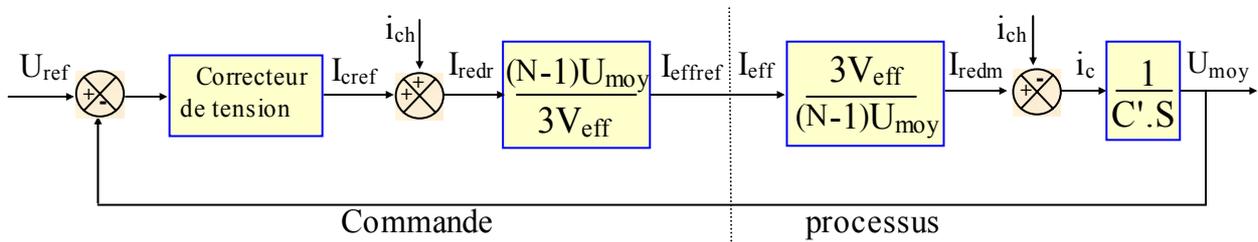


Figure V-15: Algorithme d'asservissement de la tension de sortie U_c moyenne du redresseur de courant triphasé à N niveaux dans le repère abc

Le schéma global d'asservissement (courants et tension) du redresseur à N niveaux dans le repère abc est présenté par la figure V-16.

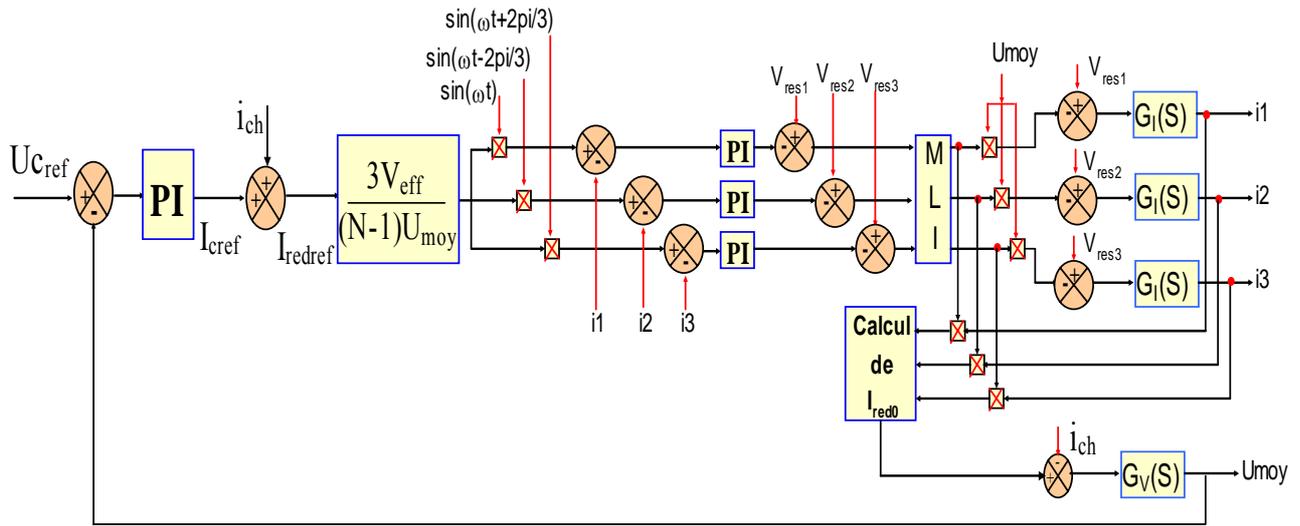


Figure V-16: Régulation d'un pont redresseur de courant triphasé à MLI à N niveaux dans le référentiel abc

V.2.2- Modélisation de la boucle de tension dans le repère DQ

En utilisant le principe de la conservation de la puissance avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes on a [58,103,104,105,106]:

$$P_{res} = (V_{dres} \cdot i_d + V_{qres} \cdot i_q) \tag{V.5}$$

Puisque le courant i_q imposé par la boucle de régulation interne est nul, on écrit alors :

$$P_s = P_{res} \Rightarrow V_{dres} \cdot i_d = (N - 1) \cdot U_{moy} \cdot I_{red,moy} \tag{V.6}$$

D'où on a le modèle de la boucle de tension qui est présenté à la figure V-17 [107,108,109].

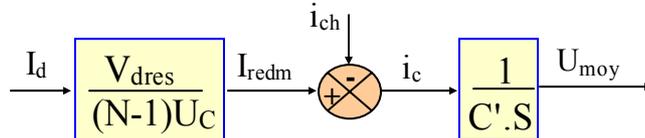


Figure V-17: Modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à N niveaux dans le référentiel DQ

On utilise pour la boucle de tension un régulateur PI. Le principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à N niveaux dans le repère DQ est donné par la figure V-17 [106,110].

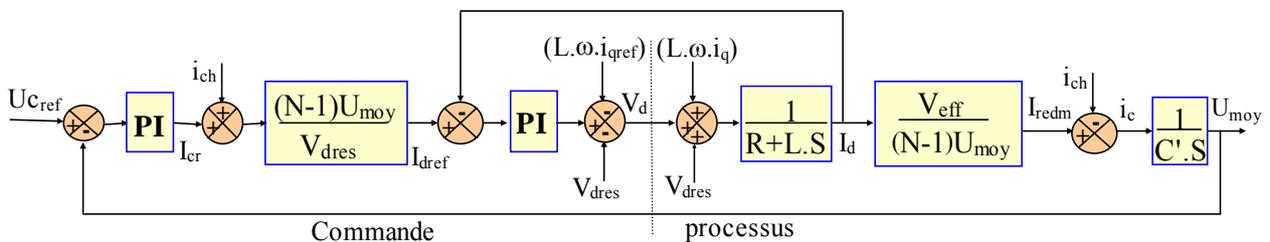


Figure V-18: Algorithme d'asservissement de la tension de sortie U_c moyenne du redresseur de courant triphasé à N niveaux dans le repère DQ

Le schéma général d'asservissement (courants et tension) du redresseur à N niveaux dans le repère DQ est présenté comme suit:

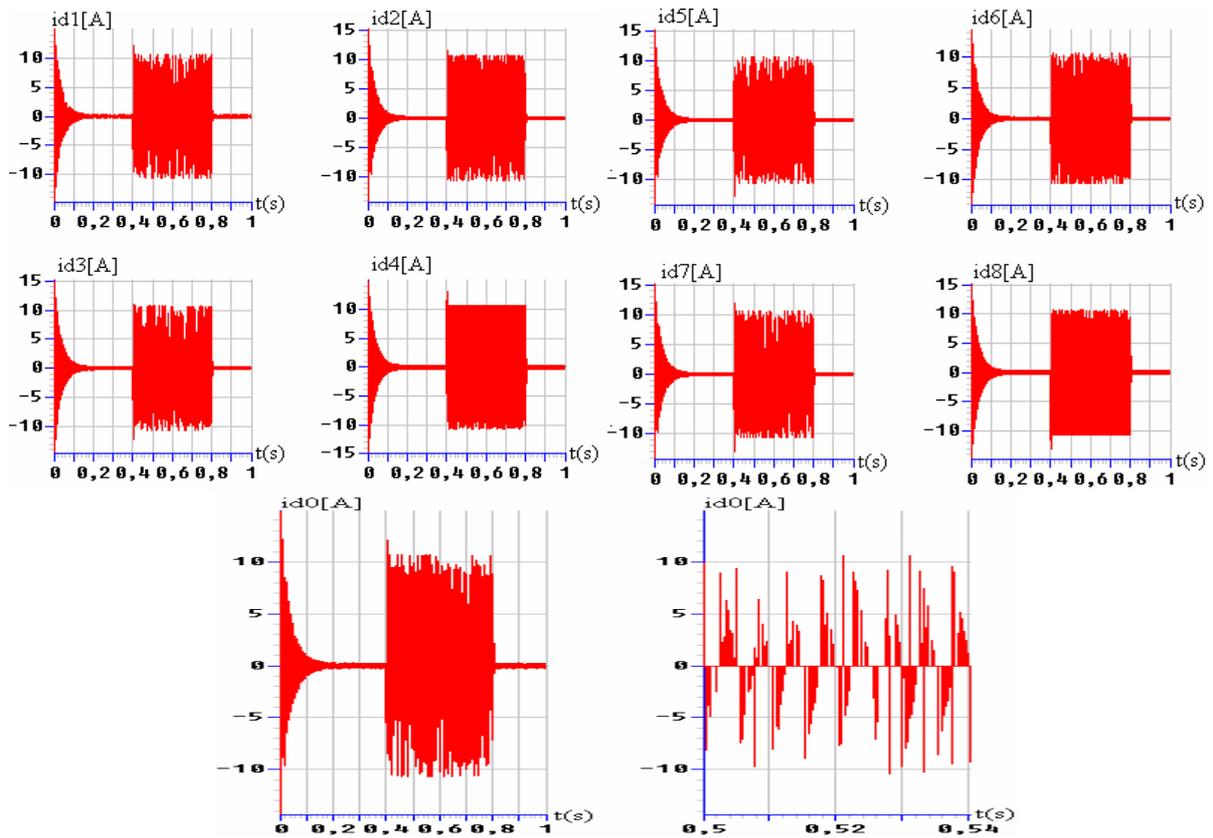


Figure V-22: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

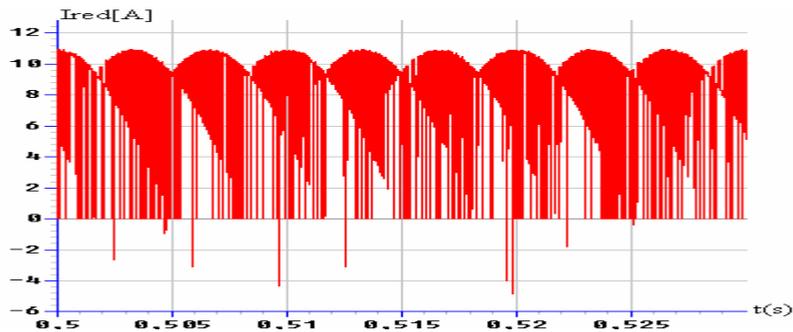


Figure V-23: Le courant redressé I_{red} du redresseur à deux niveau,

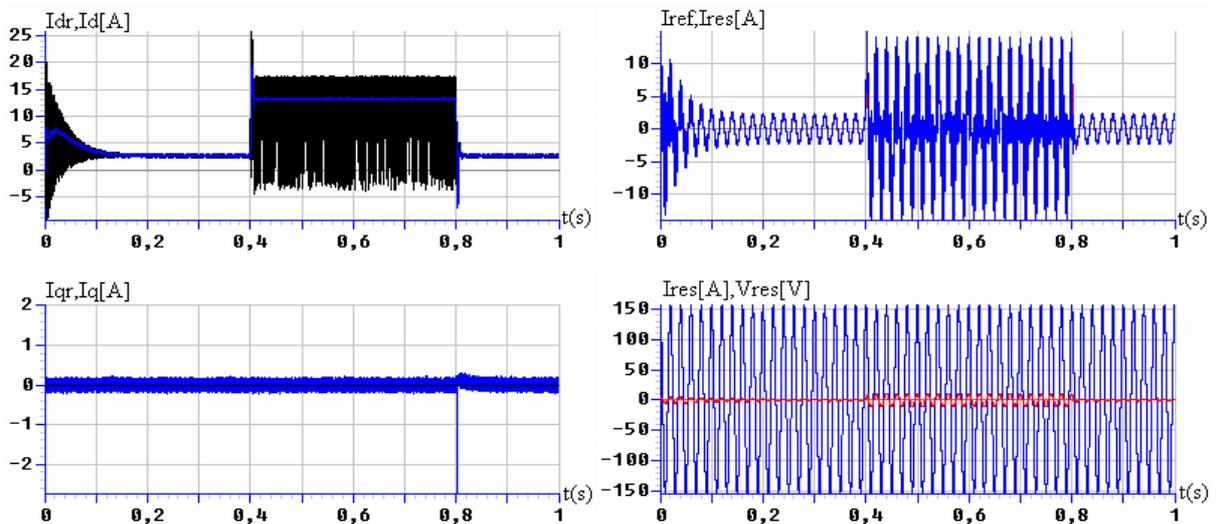


Figure V-24: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

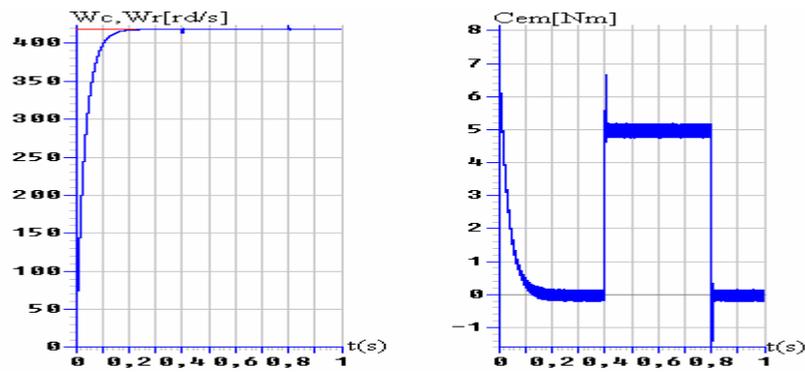


Figure V-25: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-20 et V-21 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Ainsi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendantes de la charge de la machine. On remarque d'après les figures V-22 que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après la figure V-23, on remarque que le courant de sortie du redresseur à deux niveaux i_{red} est bien redressé. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} imposé par la boucle de tension comme le montre la figure V-24. Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , donc le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-25 montre les performances de la conduite d'une MSAP pour un échelon de charge ($C_r=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.3.1.2- Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

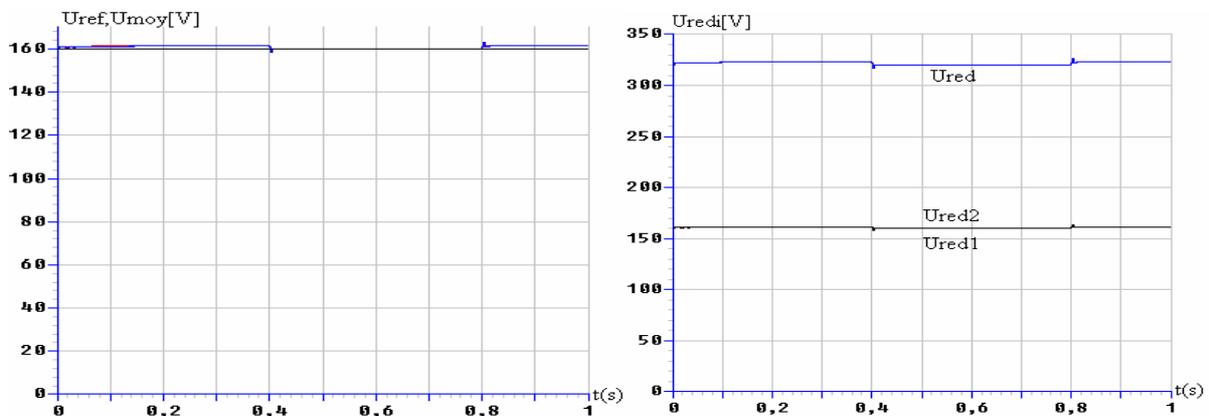


Figure V-26: La tension moyenne et sa référence du redresseur à deux niveaux ainsi que Ured

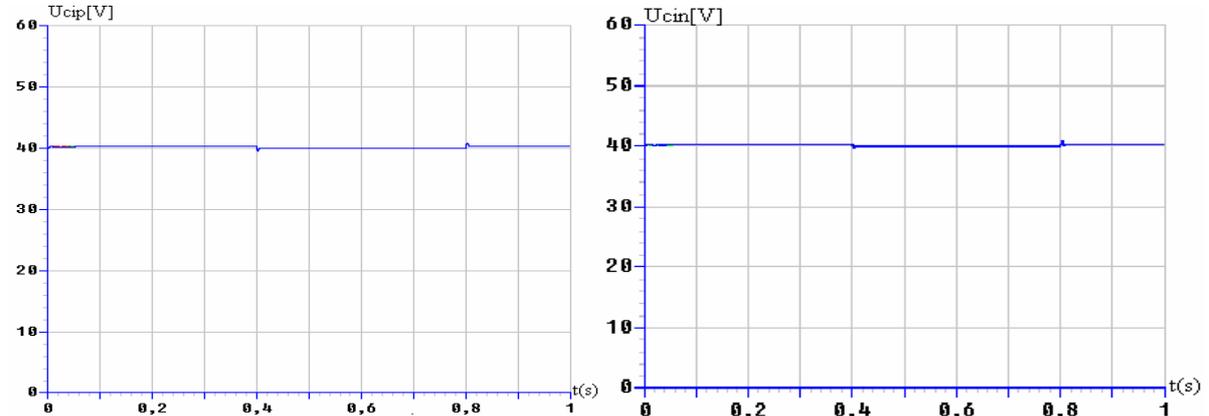


Figure V-27 : Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

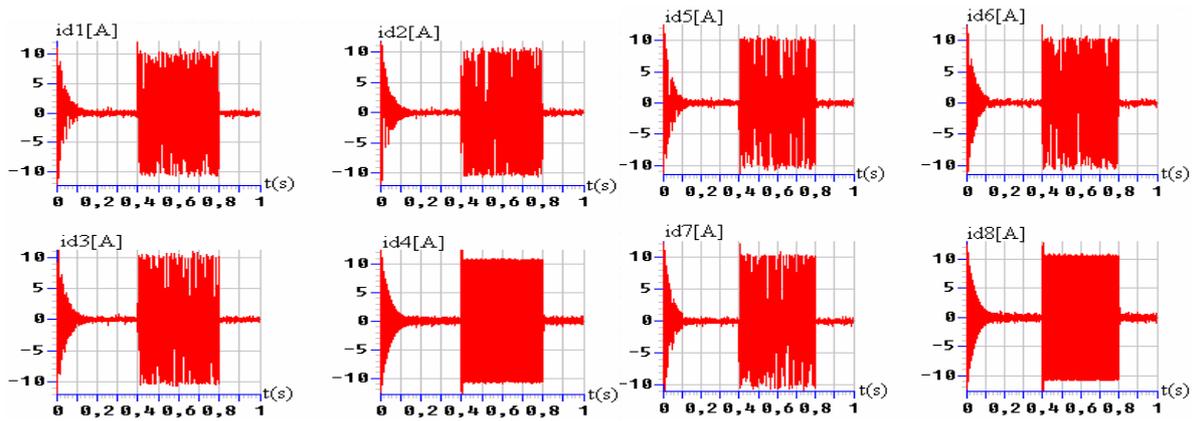


Figure V-28: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

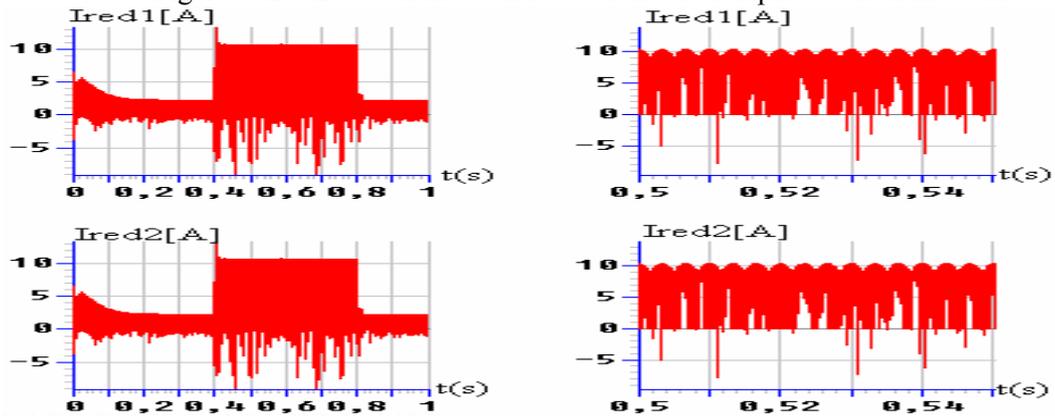


Figure V-29 : Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

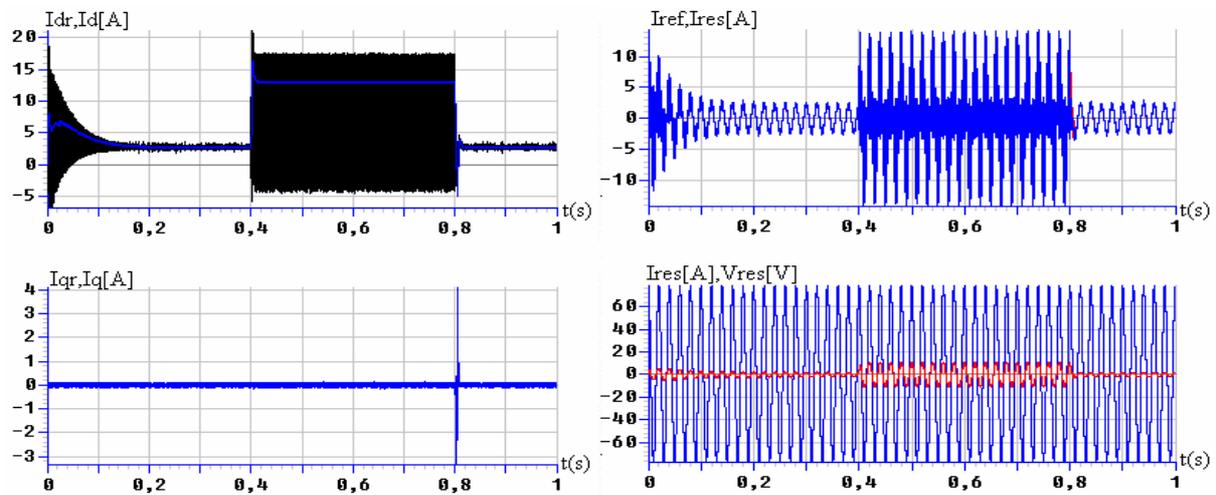


Figure V-30: Courants de réseau dans le redère DO et leurs références

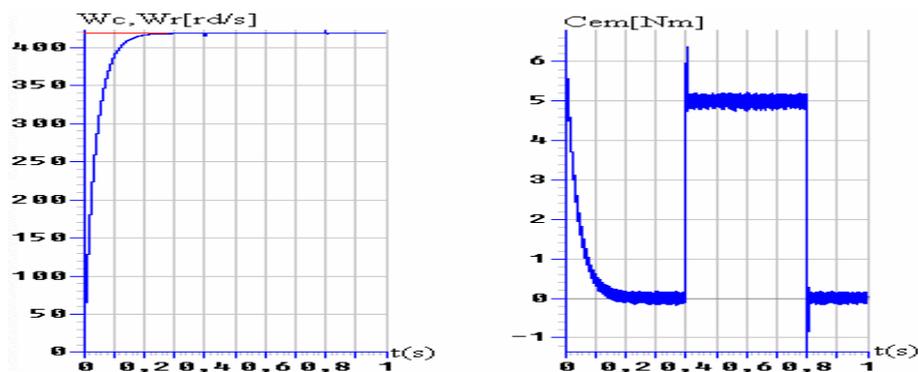


Figure V-31: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-26 et V-27 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-28, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-29, on remarque que les courants de sortie du redresseur à deux niveaux i_{red1} et i_{red2} ont la même allure. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ, suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-30. Ainsi, le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , donc le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-31 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($C_r=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.31.3-Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux- Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

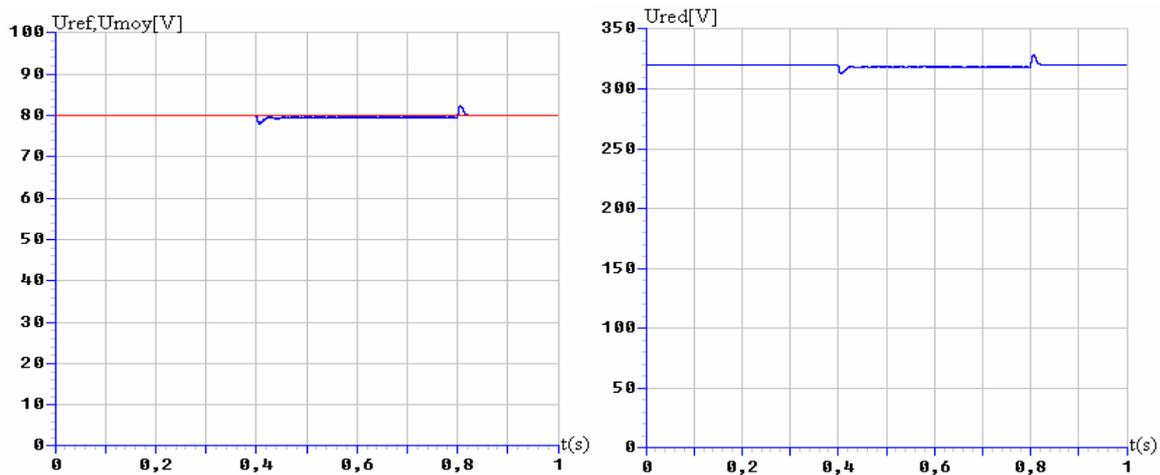


Figure V-32: La tension moyenne et sa référence du redresseur à deux niveaux, ainsi que U_{red}

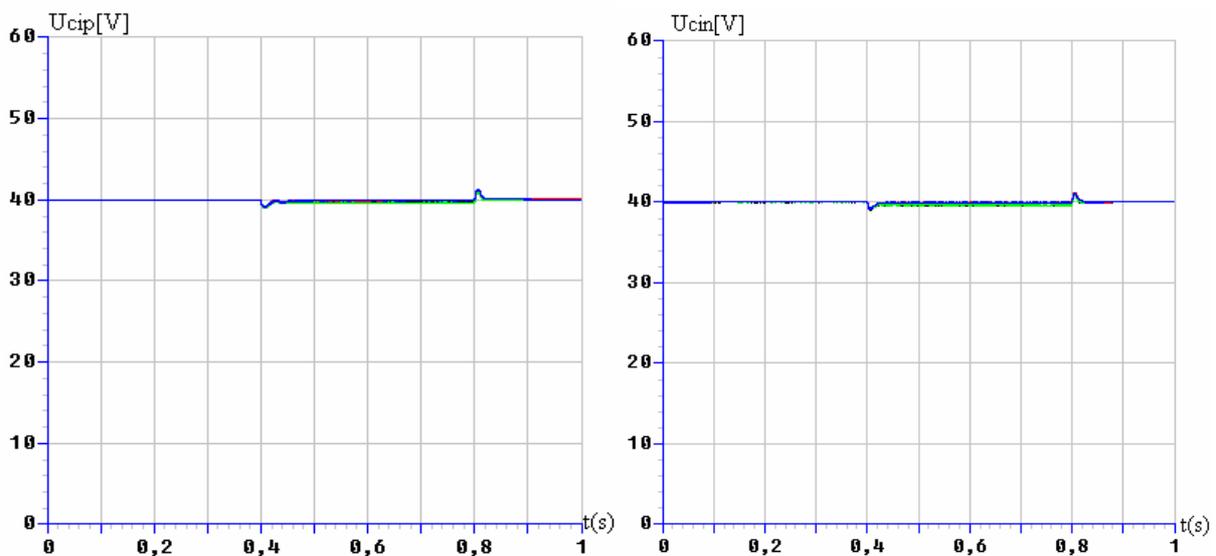


Figure V-33: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

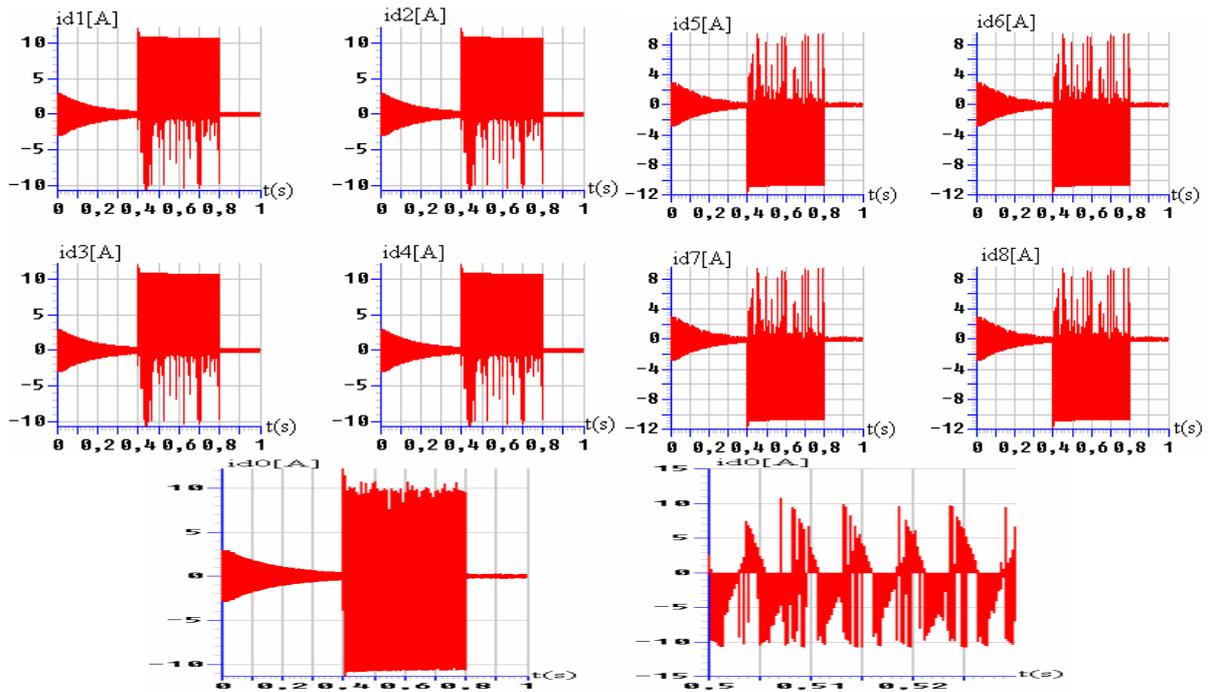


Figure V-34: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

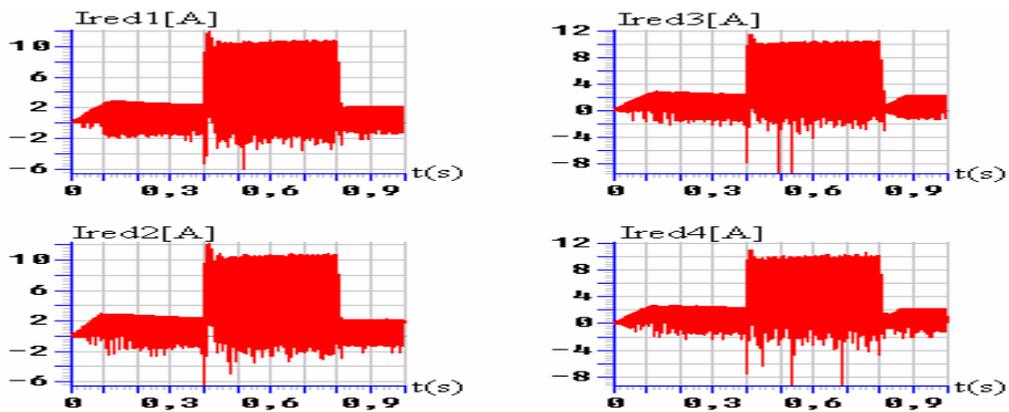


Figure V-35: Les courants redressés I_{red} des quatre redresseurs à deux niveaux

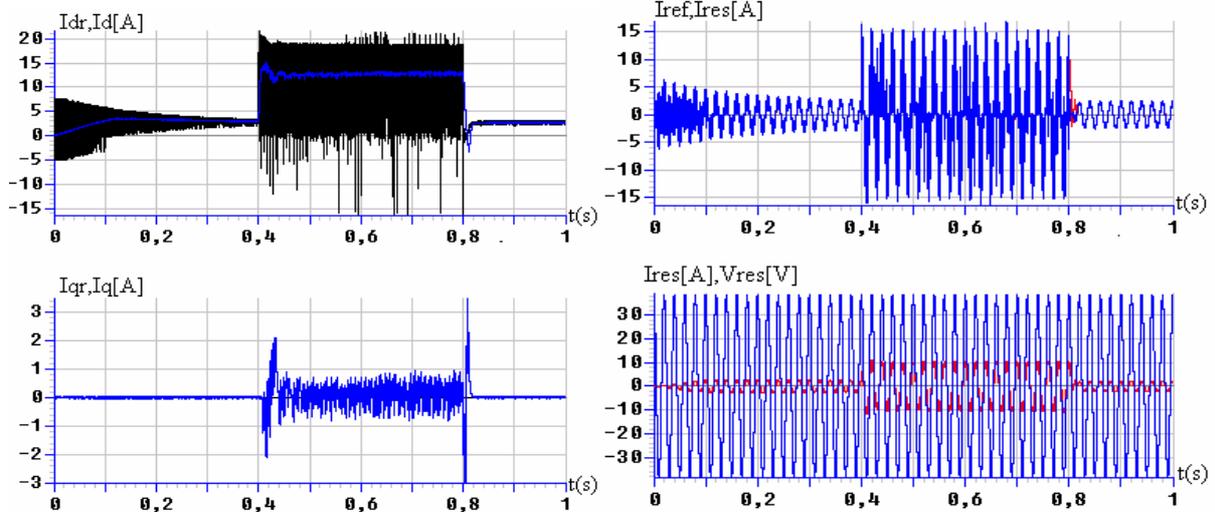


Figure V-36: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

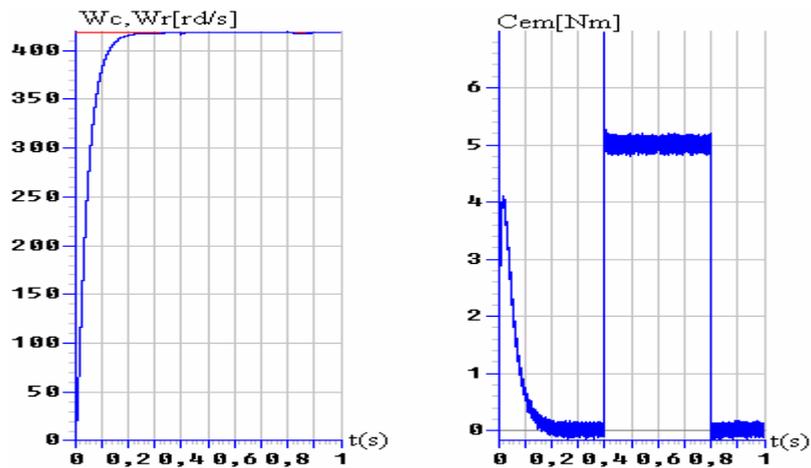


Figure V-37: La vitesse et le couple de la MSAP

Les figures V-32 et V-33 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendantes de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-34, les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. D'après les figures V-35, on remarque que les courants de sortie du redresseur à deux niveaux i_{redi} ont la même allure et bien redressés. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ, suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-36. Ainsi, le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire (figure V-36). La figure V-37 montre l'allure de la vitesse et du couple de la MSAP pour un échelon de charge ($Cr=5$ Nm) appliquée entre les instants $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.3.1.4-Cascade de huit redresseurs de courant à deux niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

Les figures V.38 et V-39 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-40, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-41, on remarque que les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux i_{redi} ont la même allure. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} . Ainsi, le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire (figure V-42). La figure V-43 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($Cr=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

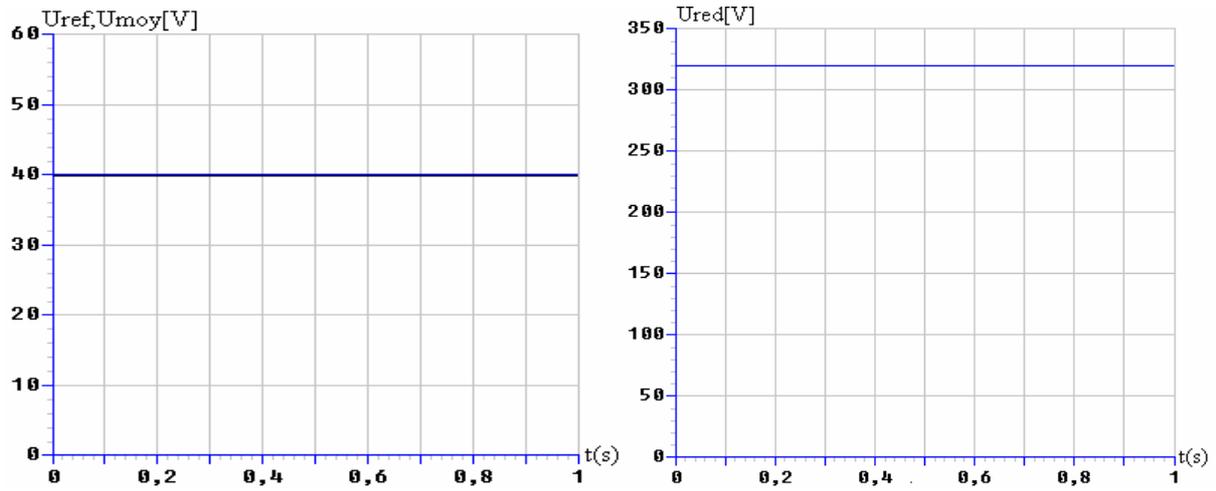


Figure V-38: La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux U_{moy} et sa référence U_{ref} ainsi que U_{red}

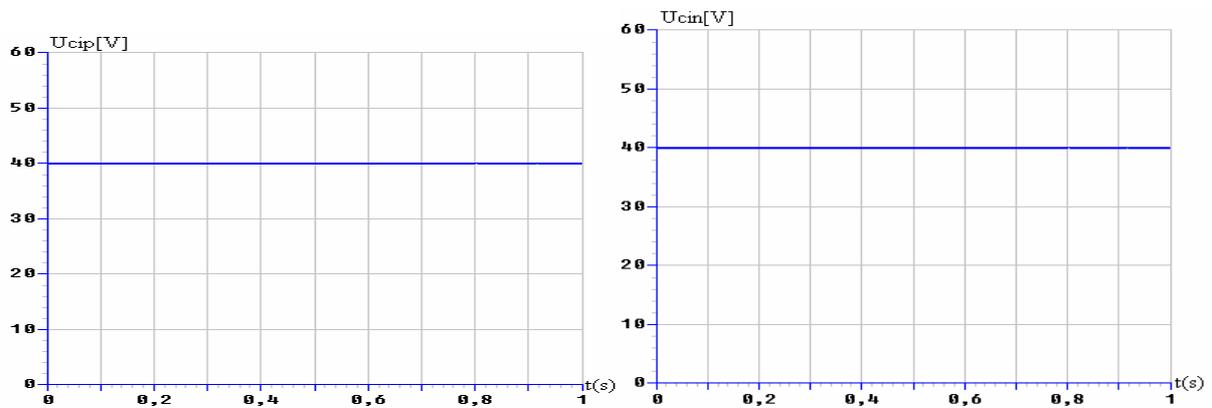


Figure V-39: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

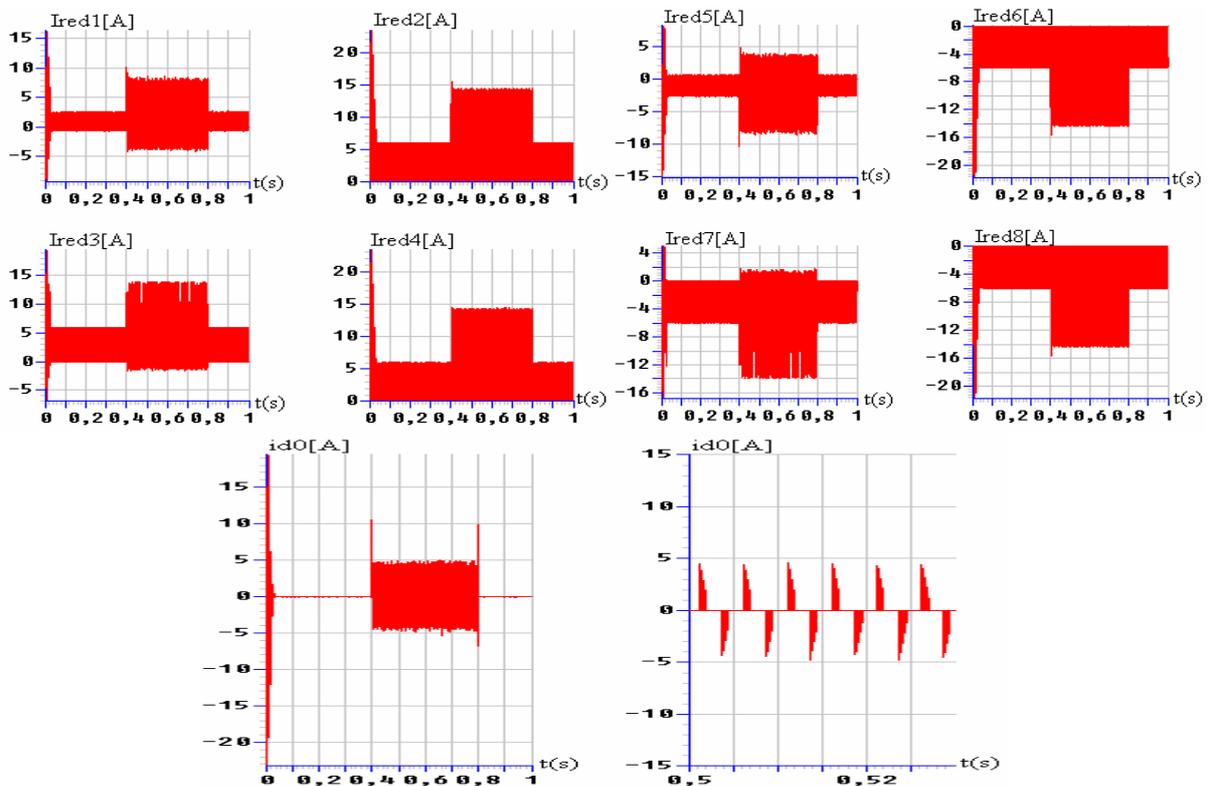


Figure V-40: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

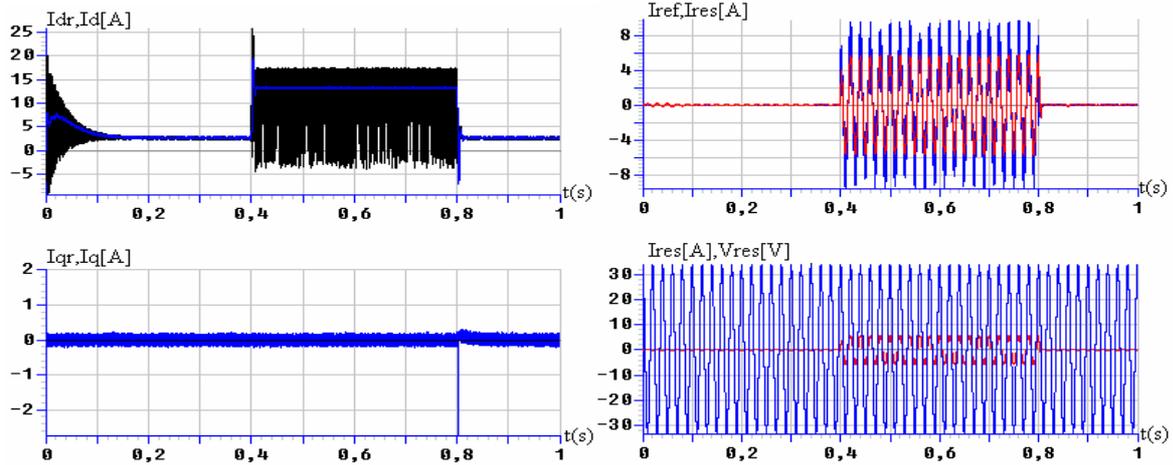


Figure V-42: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

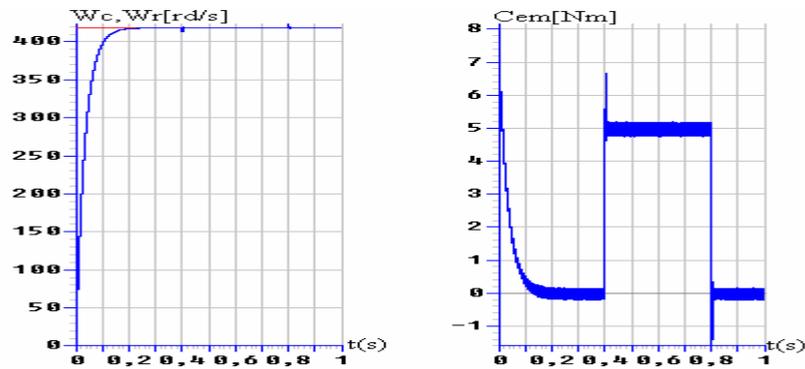


Figure V-43: Les performances de la conduite d'une MSAP

V.2.3.2- Cascade avec redresseur de courant à trois niveaux

V.2.3.2.1-Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

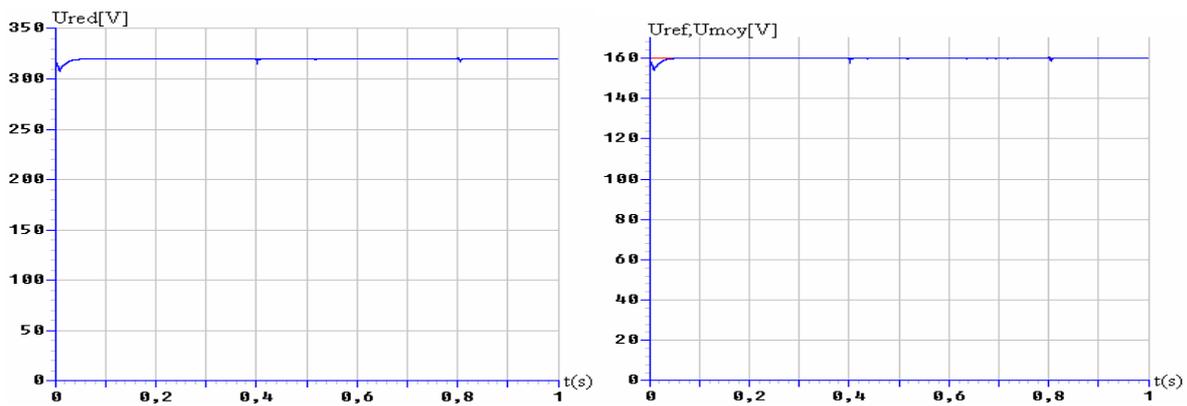


Figure V-44: La tension moyenne et sa référence du redresseur à trois niveaux, ainsi que Ured

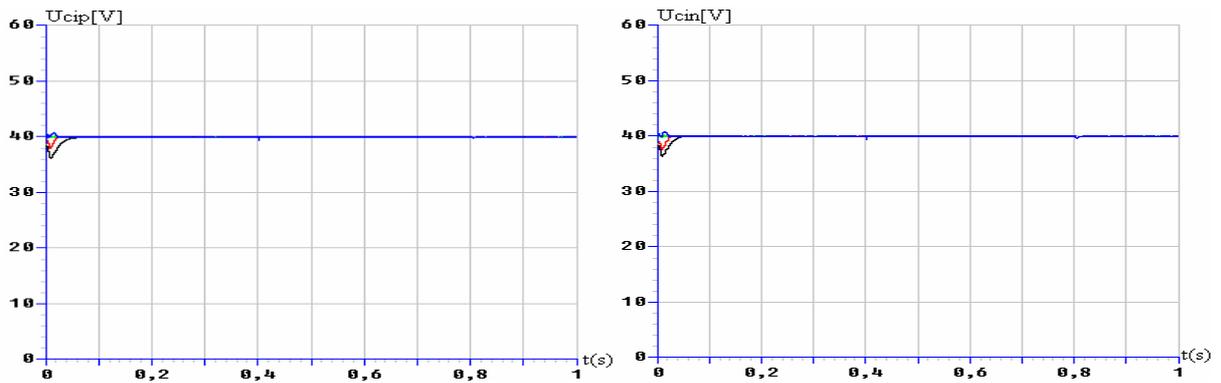


Figure V-45: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

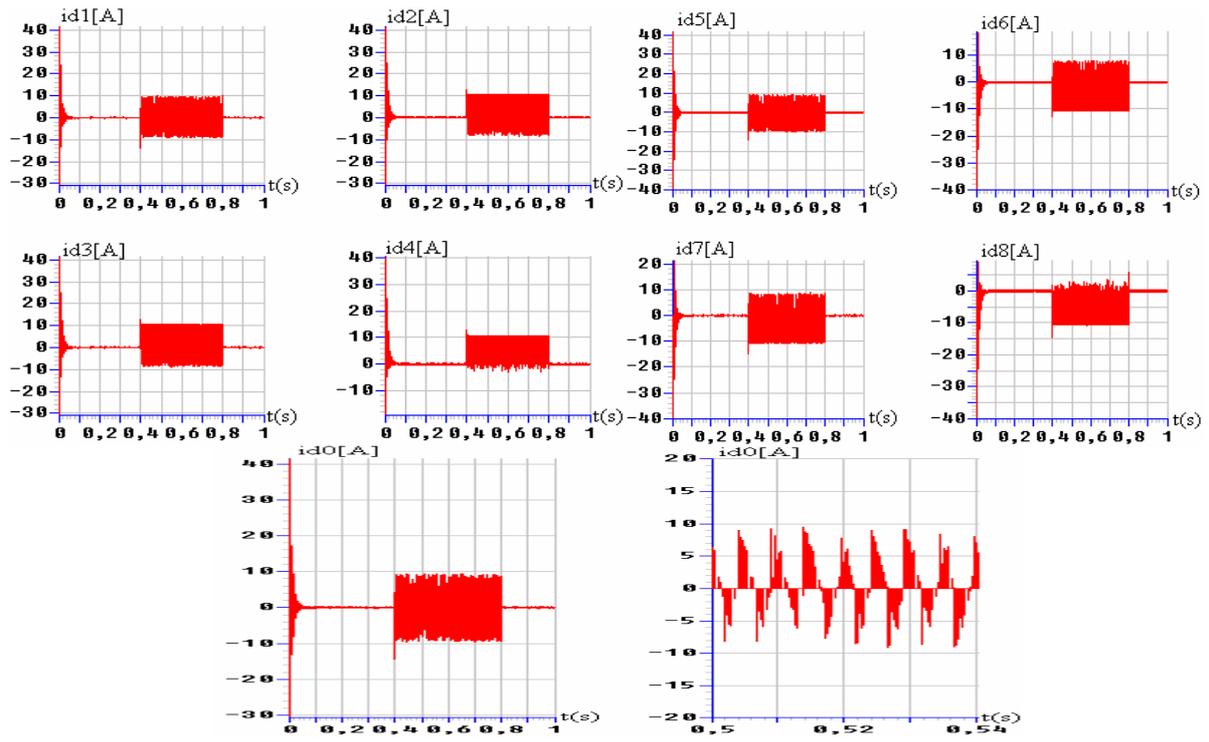


Figure V-46: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

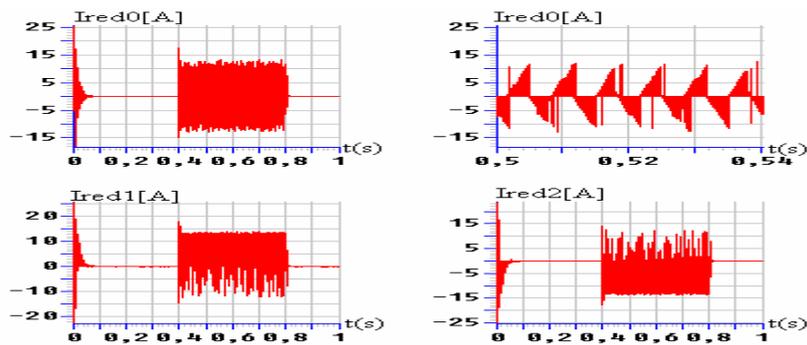


Figure V-47: Les courants redressés du redresseur à trois niveaux

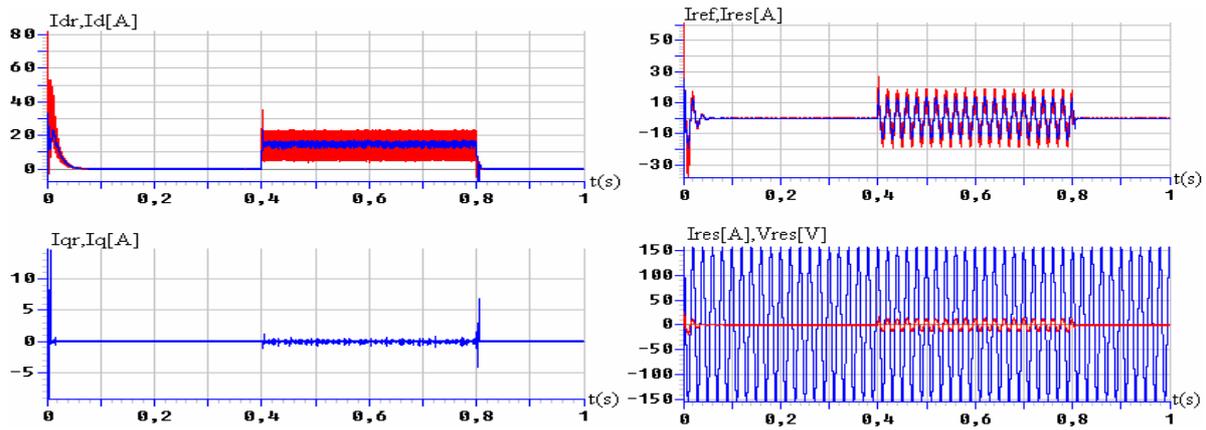


Figure V-48: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

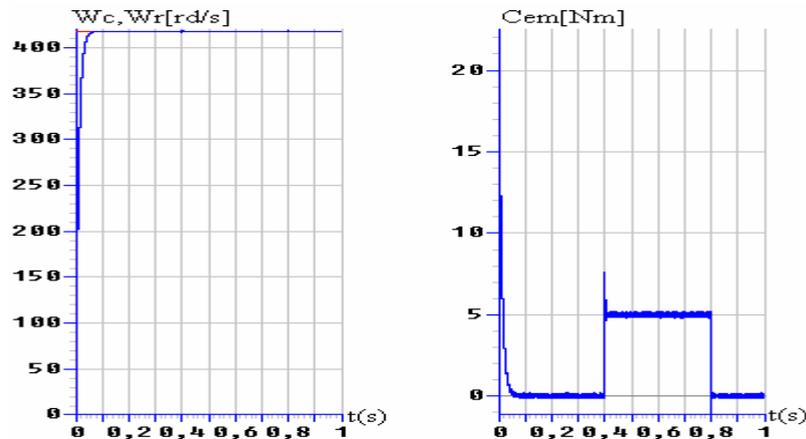


Figure V-49: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-44 et V-45 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire (figures V-45). On remarque d'après les figures V-46, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-47, on remarque que les courants de sortie du redresseur à trois niveaux i_{red1} (resp. i_{red2}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{red0} a une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représenté dans le repère DQ, suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-48. Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-49 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($C_r=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.3.2.2-Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

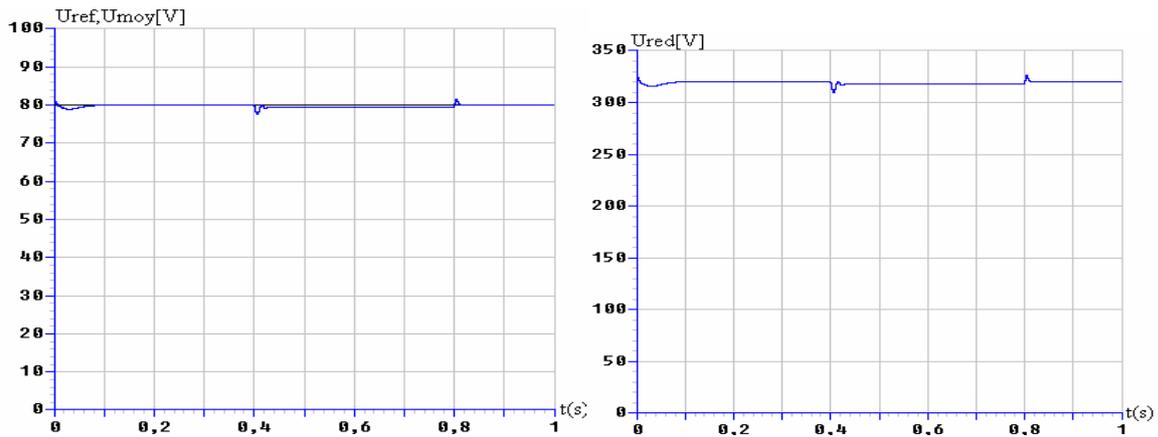


Figure V-50: La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à trois niveaux U_{moy}

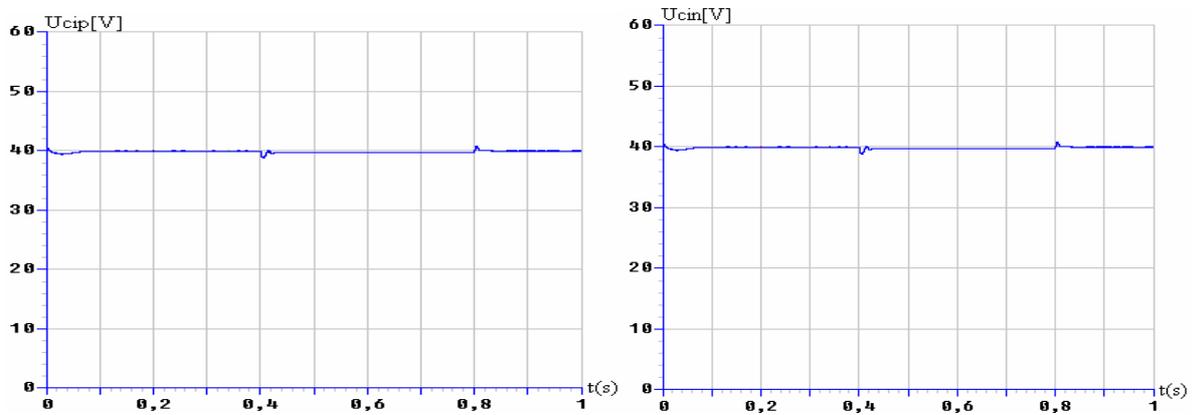


Figure V-51: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

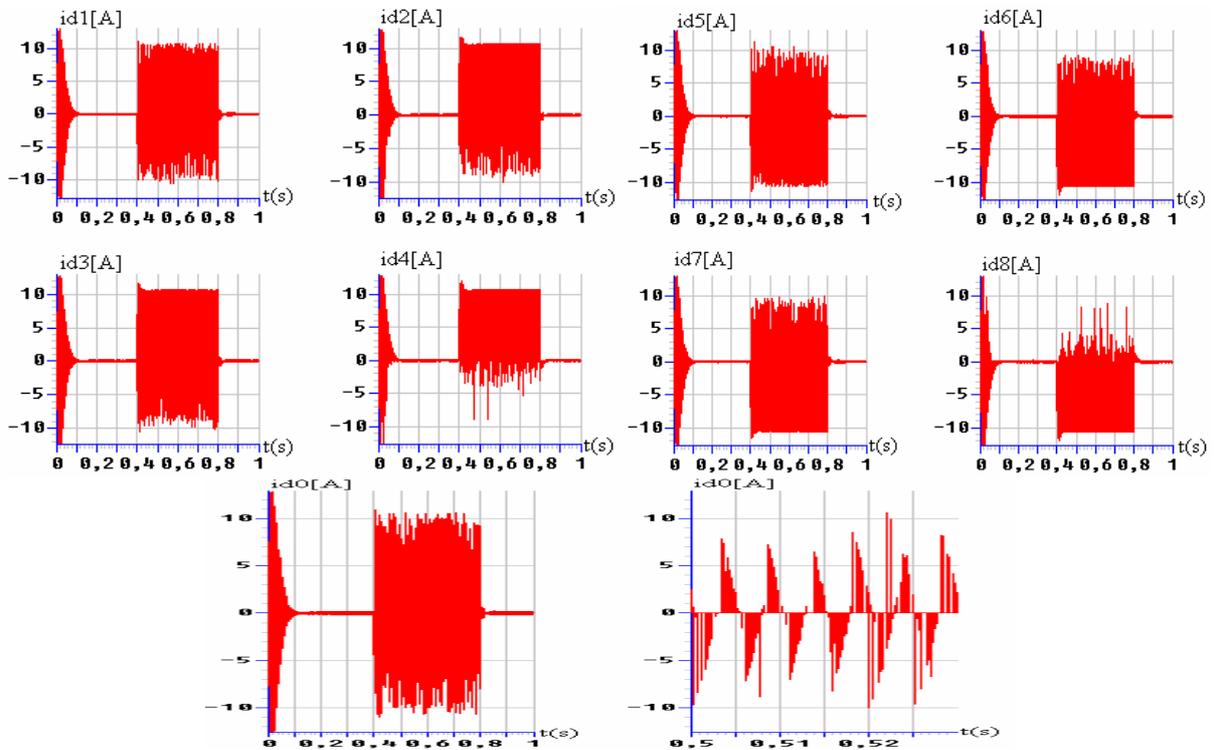


Figure V-52: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

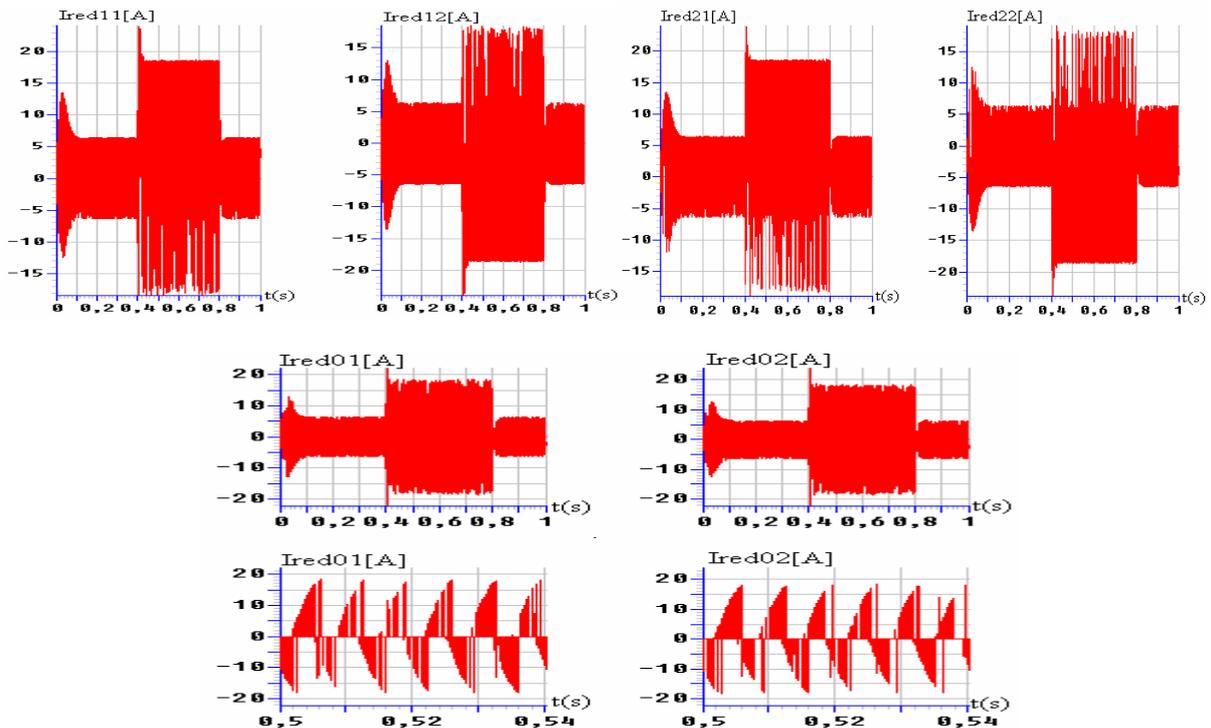


Figure V-53: Les courants redressés et leurs valeurs moyennes

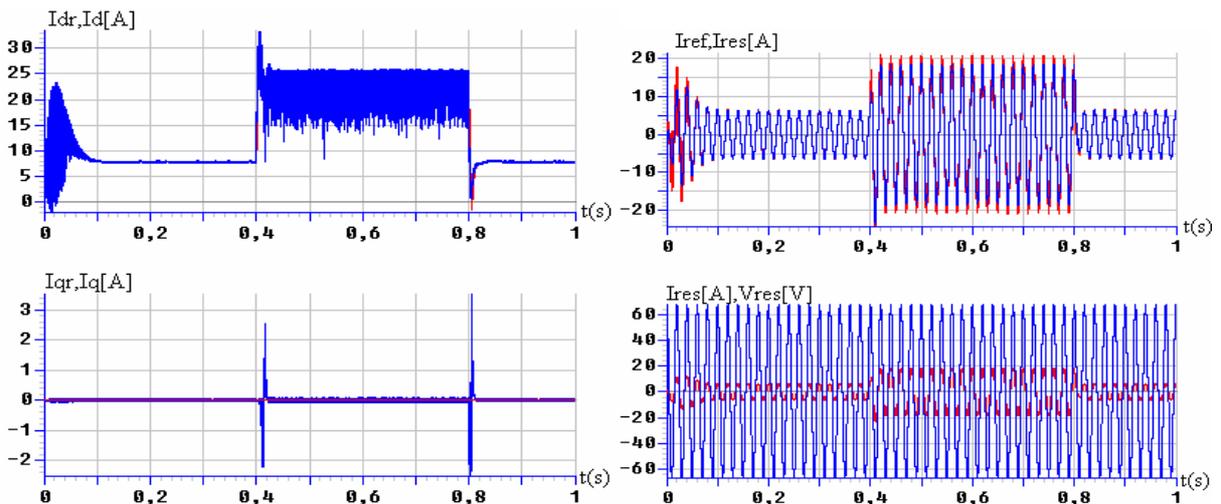


Figure V-54: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

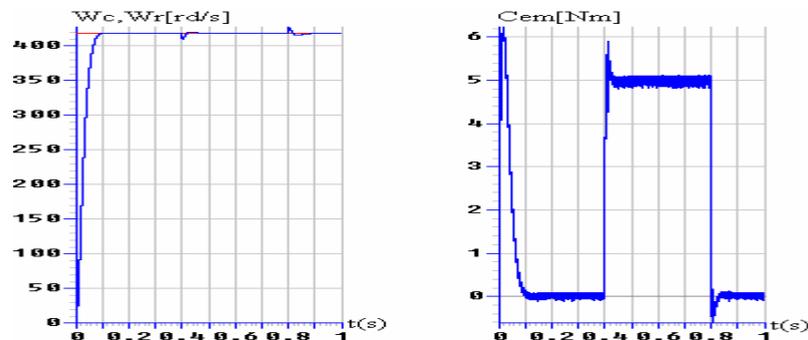


Figure V-55: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-50 et V-51 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendantes de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent

nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-52, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-53, on remarque que les courants de sortie des deux redresseurs à trois niveaux i_{red11} (resp. i_{red12}) et i_{red21} (resp. i_{red22}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{red01} et i_{red02} ont une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-54. Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-55 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($Cr=5Nm$) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.3.2.3-Cascade de quatre redresseurs de courant à trois niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

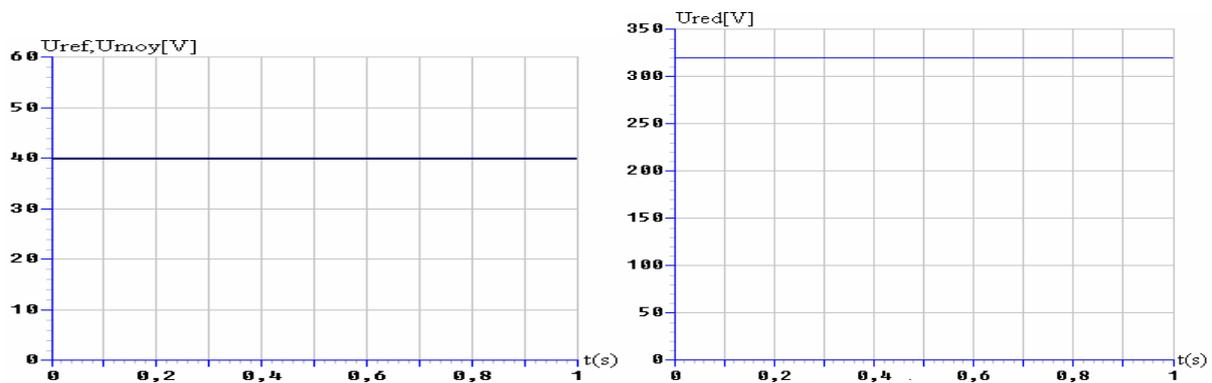


Figure V-56: La valeur moyenne et la tension de sortie du quatre redresseurs à trois niveaux

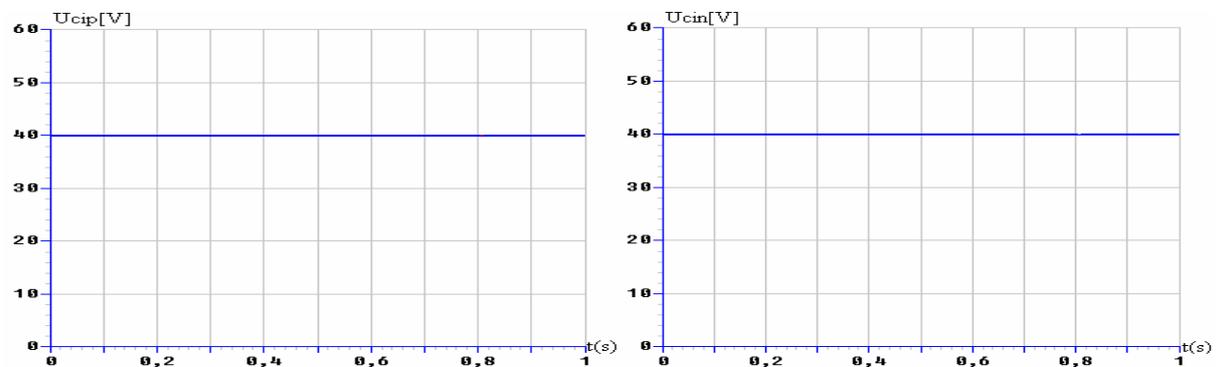


Figure V-57: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

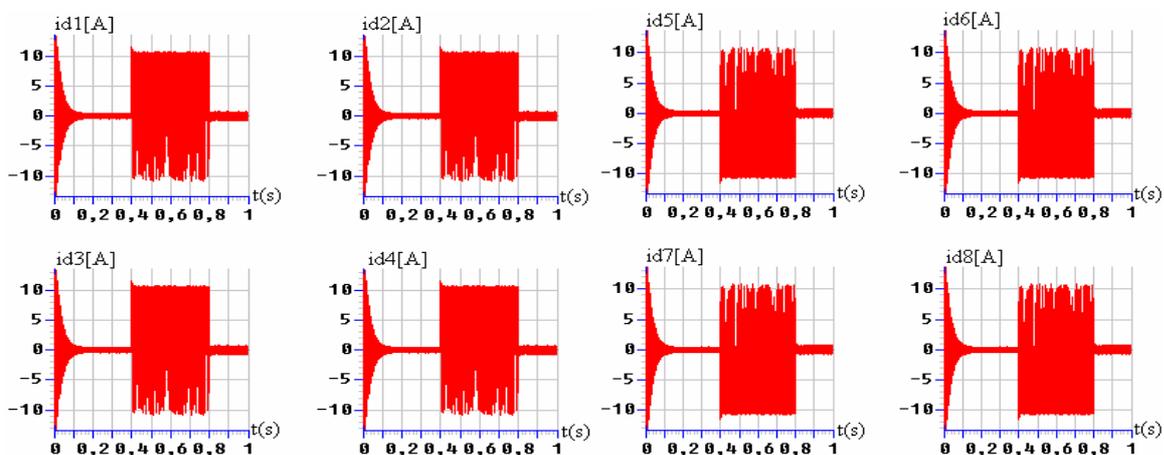


Figure V-58: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

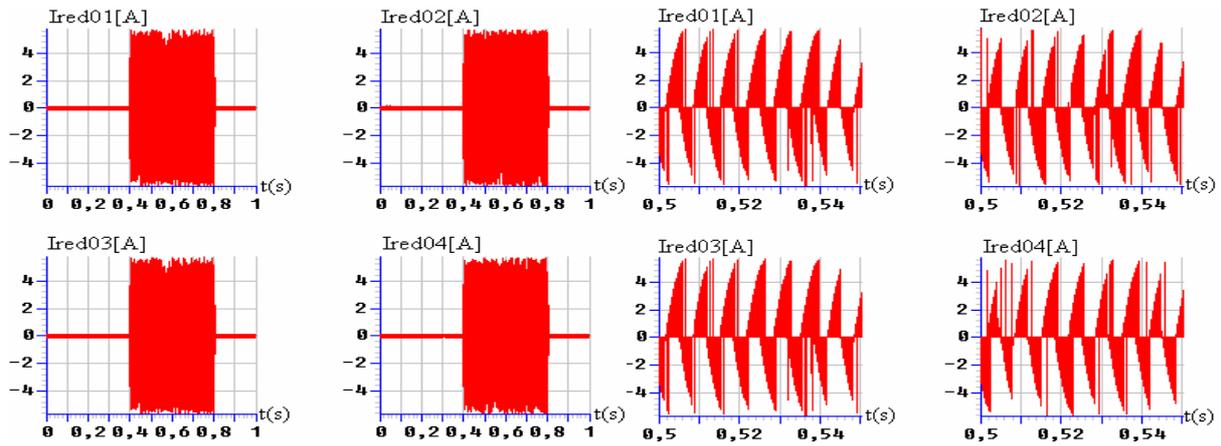


Figure V-59: Les courants redressés moyen des quatre redresseurs

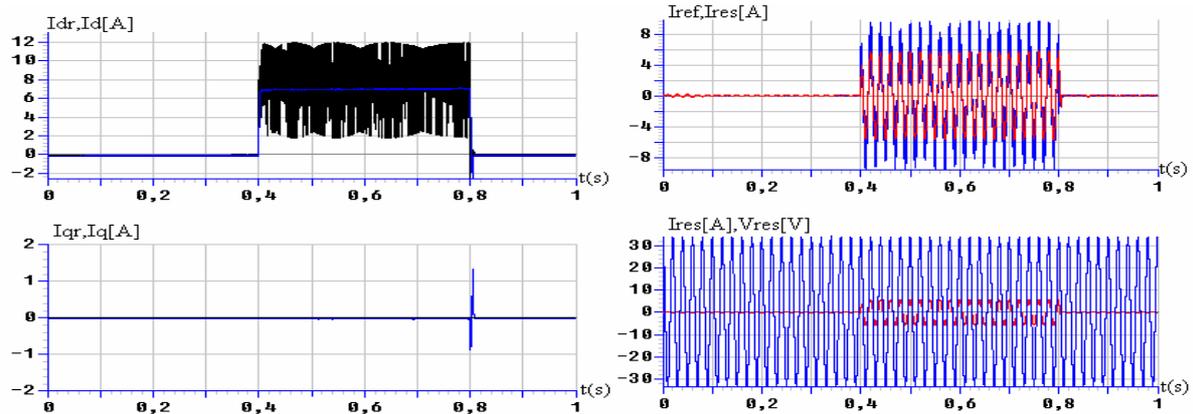


Figure V-60: courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

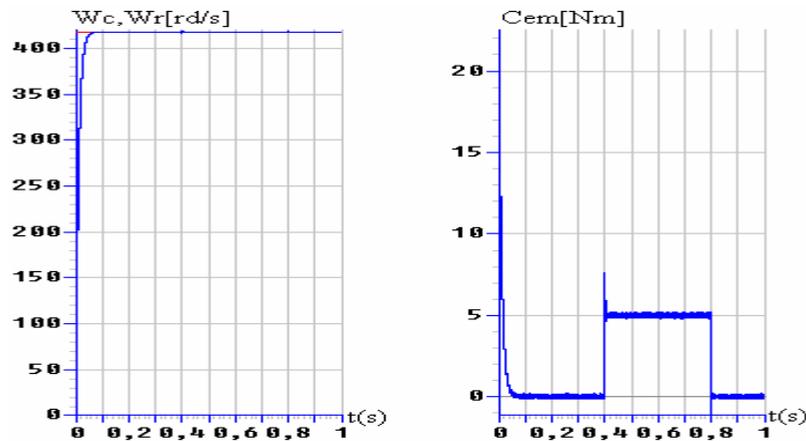


Figure V-61: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-56 et V-57 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-58, les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-59, on remarque que les courants de sortie moyen des quatre redresseurs à trois niveaux i_{red01} , i_{red02} , i_{red03} et i_{red04} ont les mêmes allures et ont une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ, suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-60. Le courant i_1

est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , donc le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-61 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($C_r=5 \text{ Nm}$) appliquée entre $t=0.4\text{s}$ et $t=0.8\text{s}$.

V.2.3.3-Cascade avec redresseur de courant à cinq niveaux

V.2.3.3.1-Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

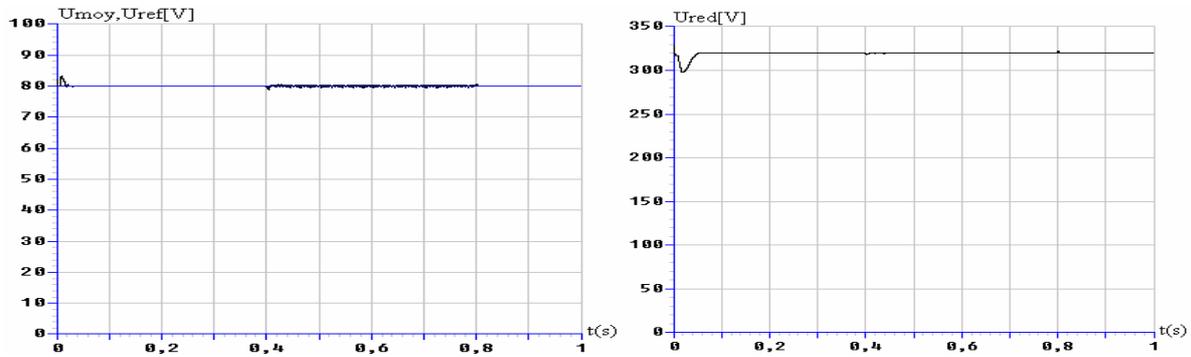


Figure V-62: La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux U_{moy} et sa référence U_{ref} ainsi que U_{red}

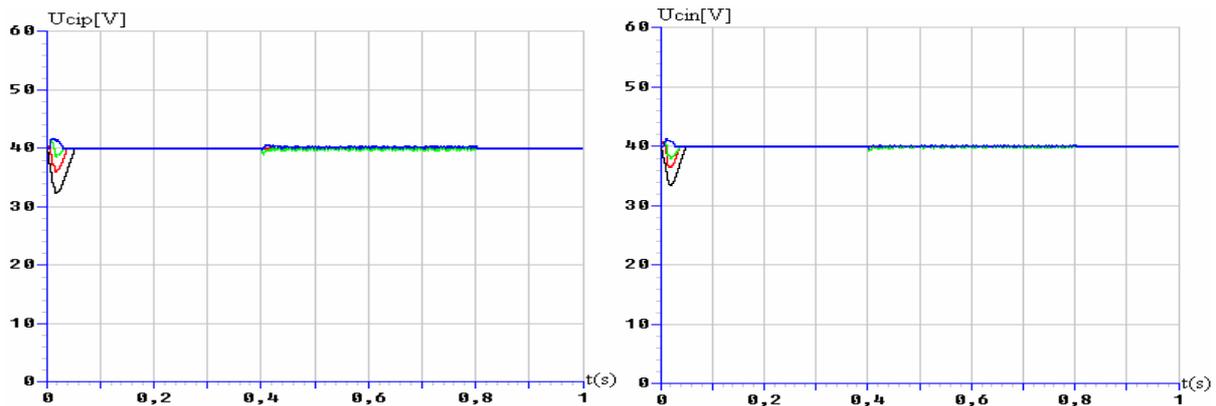


Figure V-63: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

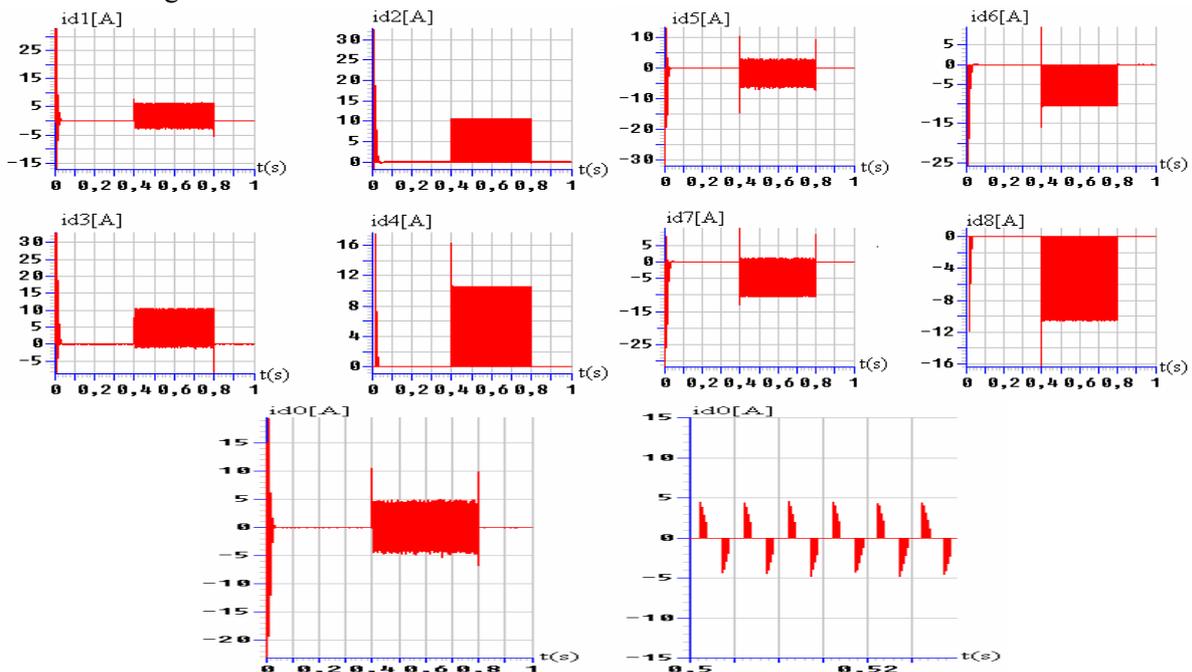


Figure V-64: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

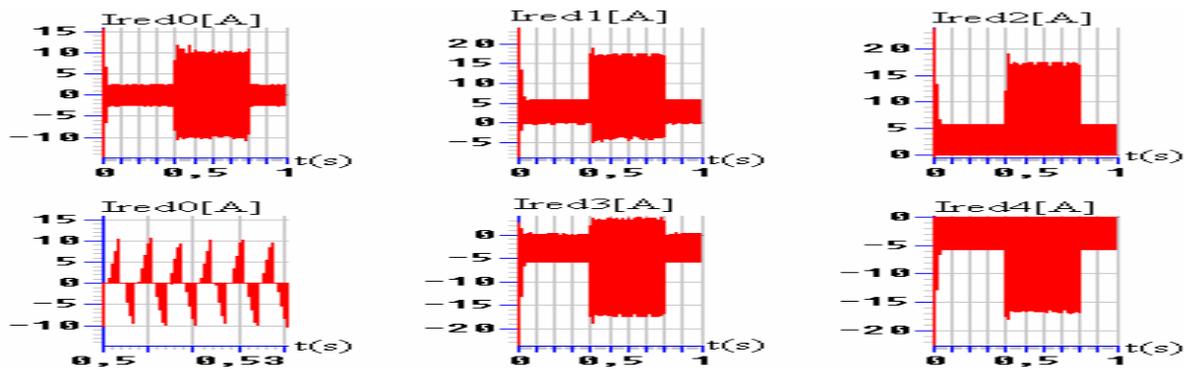


Figure V-65: Les courants redressés du redresseur à cinq niveaux

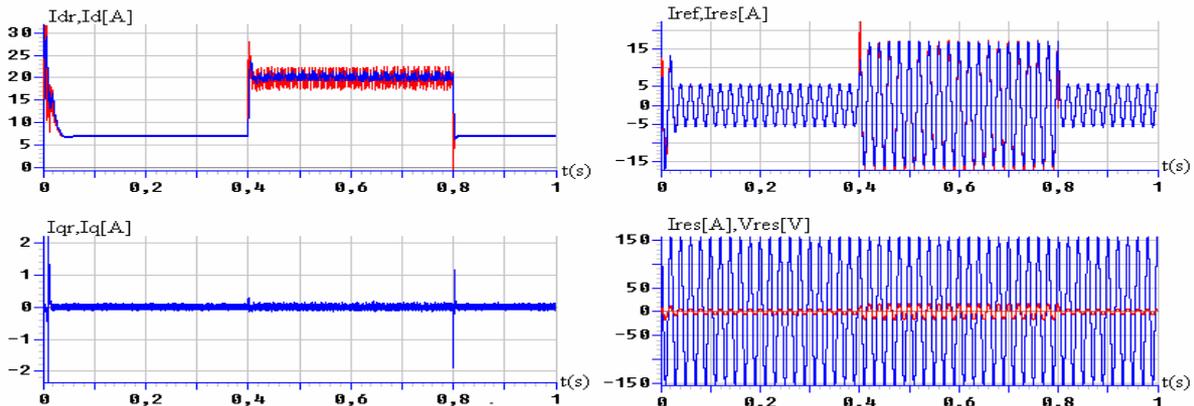


Figure V-66: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

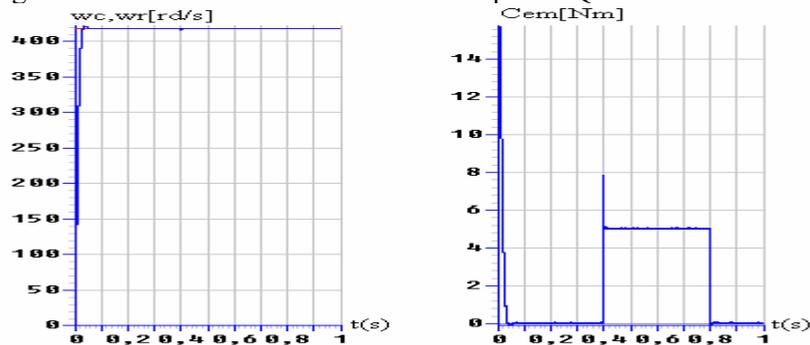


Figure V-67: Les performances de la conduite d'une MSAP

Les figures V-62 et V-63 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-64, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-65, on remarque que les courants de sortie du redresseur à cinq niveaux i_{red1} (resp. i_{red3}), i_{red2} (resp. i_{red4}), ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{red0} a une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ, suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-66. Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-67 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($C_r=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4$ s et $t=0.8$ s.

V.2.3.3.2- Cascade de deux redresseurs de courant à cinq niveaux-Pont de clamping-Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux-MSAP

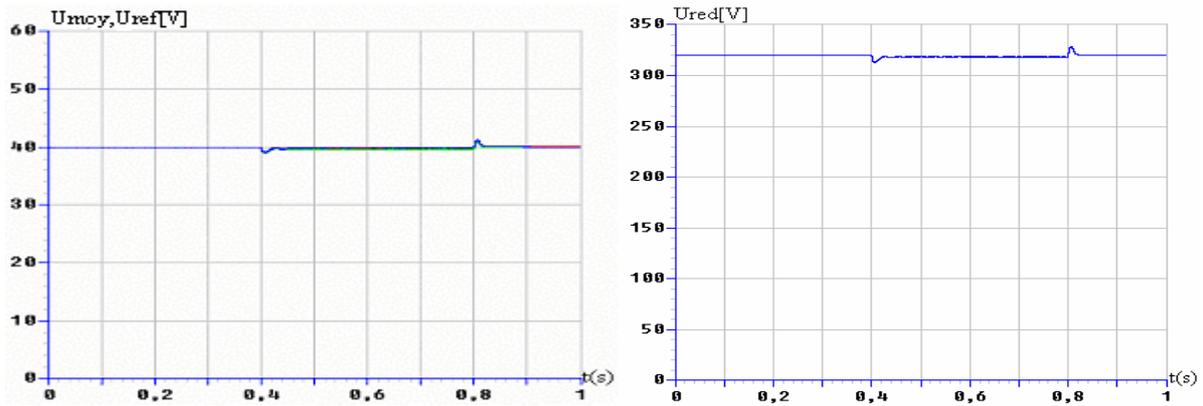


Figure V-68: La valeur moyenne des tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux U_{moy} et sa référence U_{ref} ainsi que U_{red}

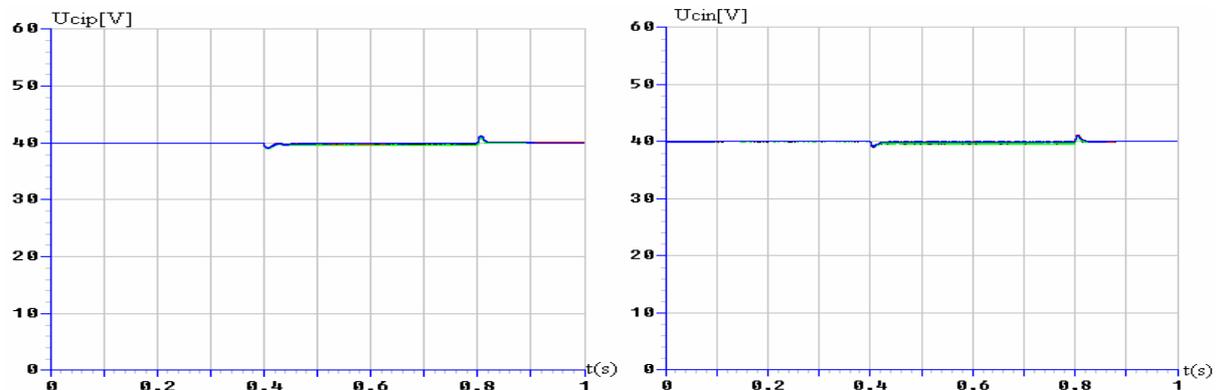


Figure V-69: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

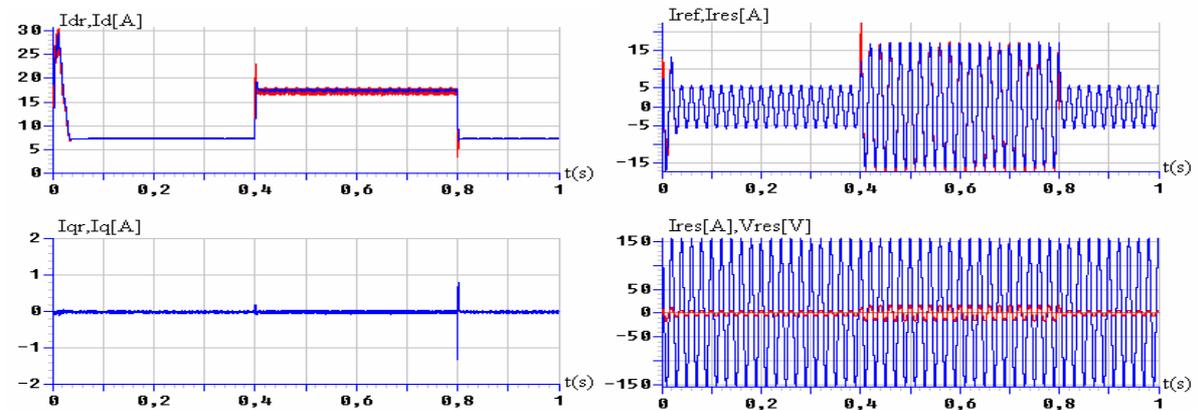


Figure V-72: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

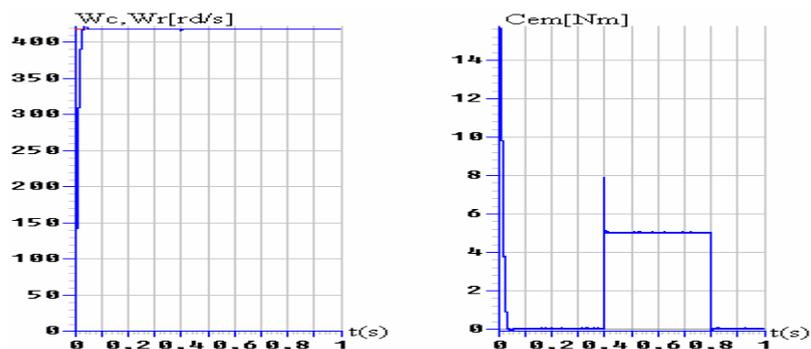


Figure V-73: La vitesse et le couple de la MSAP

Les figures V-5 et V-6 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendantes de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire (figures V-22). On remarque d'après les figures V-33, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-26 et V-27, on remarque que les courants de sortie du redresseur à cinq niveaux i_{red1} (resp. i_{red3}), i_{red2} (resp. i_{red4}), ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{red0} a une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-28, Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire.

La figure V-67 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($Cr=5$ Nm) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

V.2.3.4- Cascade avec redresseur de courant à neuf niveaux

V.2.3.4.1-Cascade d'un redresseur de courant à neuf niveaux-Pont de clamping- Onduleur triphasé de tension à neuf niveaux- MSAP

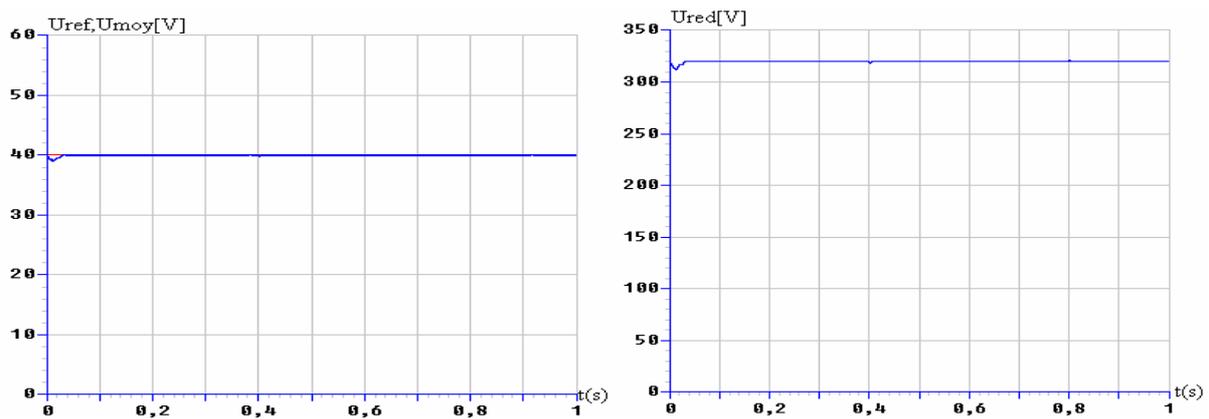


Figure V-74: La tension moyenne et sa référence du redresseur à neuf niveaux, ainsi que U_{red}

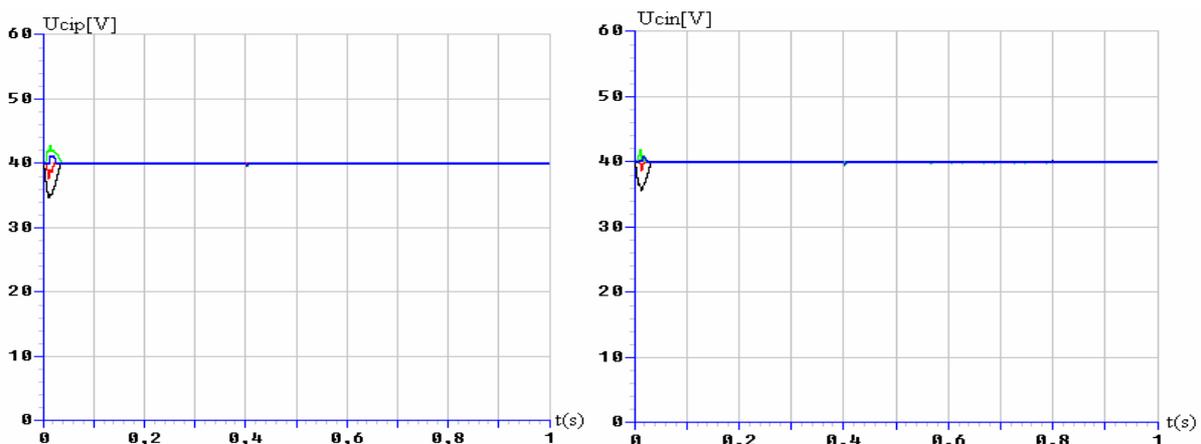


Figure V-75: Tensions du demi bras du haut et du bas du filtre intermédiaire

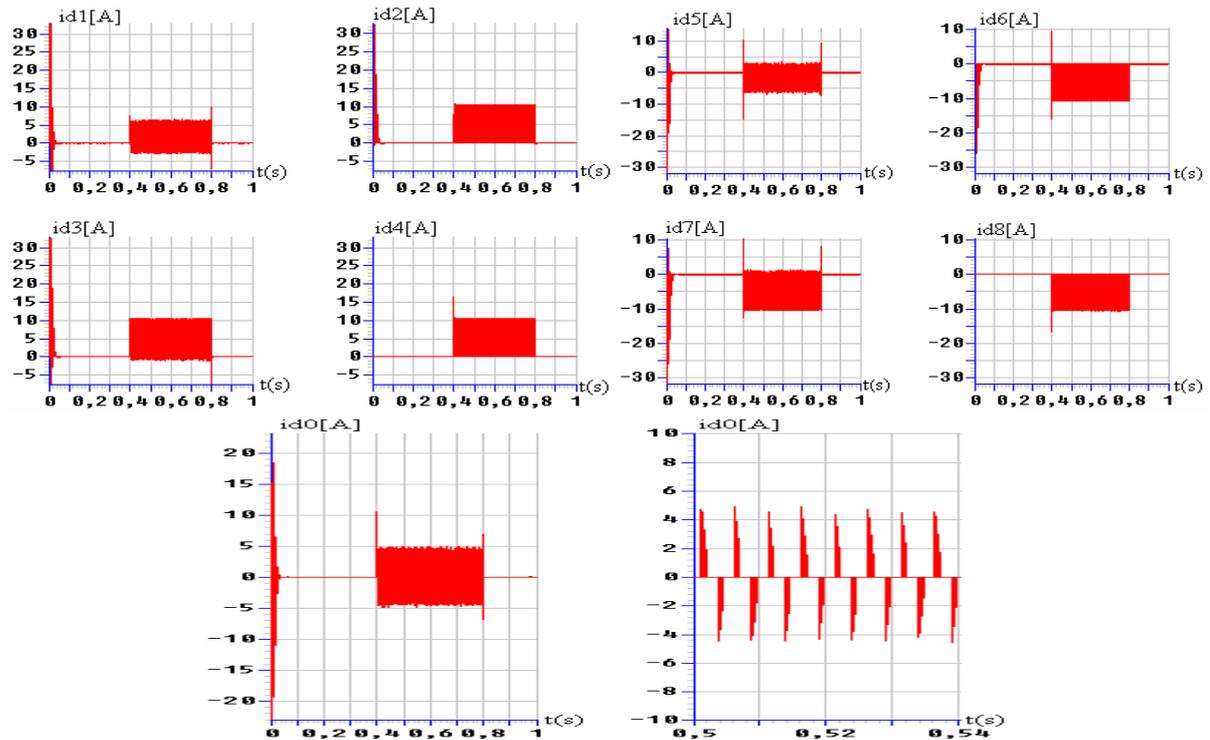


Figure V-76: Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux

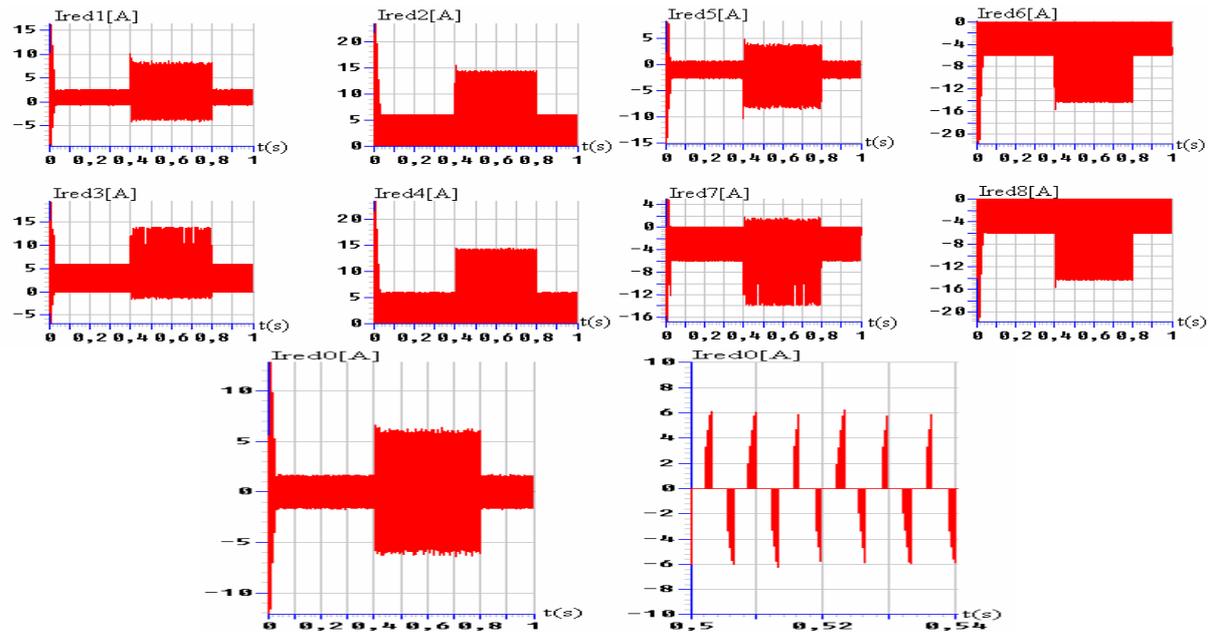


Figure V-77: Les courants de sortie du redresseur à neuf niveaux

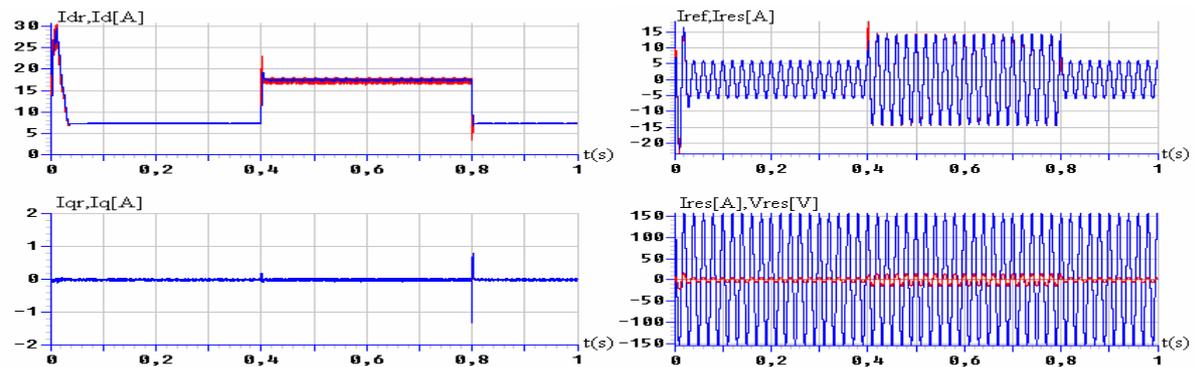


Figure V-78: Courants de réseau dans le repère DQ et leurs références

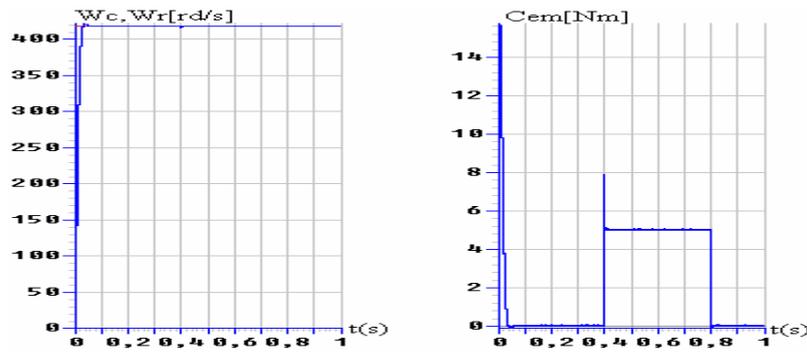


Figure V-79: Les performances de la conduite de la MSAP

Les figures V-74 et V-75 montrent l'allure de la tension moyenne asservie et les différentes tensions du filtre intermédiaire. On constate que la tension moyenne asservie suit bien sa référence. Aussi, les tensions du filtre capacitif deviennent égales, stables et indépendamment de la charge de la machine. Ainsi, leurs différences (ΔU_{c15} , ΔU_{c26} , ΔU_{c37} et ΔU_{c48}) deviennent nulles après un bref régime transitoire. On remarque d'après les figures V-76, que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC: i_{dip} (resp. i_{din}) ont la même allure mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne nulle. D'après les figures V-77, on remarque que les courants de sortie du redresseur à neuf niveaux i_{red1} (resp. i_{red5}), i_{red2} (resp. i_{red6}), i_{red3} (resp. i_{red7}), i_{red4} (resp. i_{red8}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{red0} a une valeur moyenne nulle. Les courants du réseau alimentant le redresseur représentés dans le repère DQ suivent bien leurs références $i_{qref}=0$, et i_{dref} comme le montre la figure V-78. Le courant i_1 est sinusoïdal et colinéaire avec la tension V_{res1} , d'où le facteur de puissance du réseau est unitaire. La figure V-79 montre les performances de la conduite d'une MSAP, où la vitesse atteint rapidement sa consigne et que le couple électromagnétique répond parfaitement à l'échelon de charge ($C_r=5Nm$) appliquée entre $t=0.4s$ et $t=0.8s$.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré l'algorithme d'asservissement des différents redresseurs de courant triphasé multiniveaux à structure NPC dans le repère DQ. On a montré la possibilité de réaliser un changeur de fréquence AC/DC/AC comme pont de sortie un onduleur multiniveaux absorbant un courant du réseau le plus sinusoïdal possible avec un facteur de puissance pratiquement unitaire côté réseau. Ainsi, l'introduction de l'algorithme d'asservissement permet un control judicieux de la puissance active et réactive absorbée du réseau. On constate que la commande dans le repère de Park permet d'avoir un découplage des deux axes d et q qui représentent successivement la puissance active et réactive, et que cette commande est robuste aux variations de la charge, d'où le découplage est toujours maintenu. Aussi, l'utilisation de l'algorithme d'asservissement permet d'asservir la valeur moyenne des tensions $U_{ci(i=1\div 8)}$ sans pour autant asservir chaque tension, d'où il a fallu introduire un pont de clamping qui sert à égaliser les différentes tensions du filtre intermédiaire. Ainsi, l'utilisation de l'asservissement avec le pont de clamping a donné des résultats très satisfaisants. Ceci, permet de réaliser des variateurs de vitesse des machines électriques de grandes puissance. Ces variateurs ont comme pont de sortie un onduleur de tension triphasé à neuf niveaux à structure NPC et comme pont d'entrée différents redresseurs multiniveaux à structure NPC absorbant un courant du réseau le plus sinusoïdale possible avec un facteur de puissance pratiquement unitaire et de performances dynamique très élevée côté machine.

Conclusion

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude de la commande de différentes cascades à l'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC**. Où l'objectif est de remédier aux problèmes de fluctuation du potentiel du point milieu des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure **NPC**.

L'étude d'une cascade complète se décompose en trois parties principales: la machine synchrone à aimants permanents, l'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC** et l'alimentation de puissance comportant des redresseurs de courant à **MLI**. Le bon fonctionnement de la cascade dépendra du bon fonctionnement de chacun de ces éléments. Pour que ce soit le cas, il est nécessaire que chaque élément de la cascade soit correctement modélisé afin que la commande puisse prendre en compte leurs caractéristiques. Ainsi, la première étape de ce travail a été de modéliser et de commander la machine synchrone à aimants permanents (**MSAP**) par la stratégie i_{ds} nul. Où, nous avons commencé par présenter le modèle de cette machine en utilisant la transformation de Park pour des raisons de simplicité, en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. Puis, nous avons détaillé la commande vectorielle en utilisant la stratégie de commande $i_{ds}=0$ qui consiste à imposer un flux constant dans la machine et de commander le couple électromagnétique par le courant i_{qs} . Cette approche qui réduit le modèle de la **MSAP** à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante est la plus utilisée actuellement pour des raisons de simplicité.

Le chapitre II a été consacré à l'étude de l'alimentation de la **MSAP** par des convertisseurs statiques en l'occurrence l'onduleur de tension à neuf niveaux à structure **NPC**. Pour cela, nous avons présenté son modèle de fonctionnement sans a priori sur sa commande en utilisant le réseau de Petri. Ainsi, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras globales permet de montrer que la structure de l'onduleur à neuf niveaux n'est qu'une mise en série de huit onduleurs à deux niveaux, quatre onduleurs à trois niveaux et de deux onduleurs à cinq niveaux. Ensuite, nous avons étudié les différentes stratégies de commande à **MLI** de l'onduleur de tension triphasé à neuf niveaux **NPC** alimentant une machine synchrone à aimant permanent.

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** où bien de **8mf** dans certaines stratégies.

La stratégie de la modulation vectorielle à huit porteuses bipolaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à neuf niveaux à structure **NPC**. 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 taux d'harmoniques de distorsion **THD_{min}=0.225**.

La troisième partie a été l'objet de l'étude de la manière comment générer les tensions continues à partir d'un réseau électrique triphasé. Ainsi, nous avons élaboré le modèle et la commande des différents redresseurs de courant à MLI alimentant l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Ainsi, nous avons commencé par établir le modèle du réseau électrique dans les deux repères **abc** et **DQ**, ensuite les boucles de régulation des courants. Ceci, nous a permis de découpler les deux axes et de les commander séparément afin d'avoir un facteur de puissance réglable. Après, on a élaboré le modèle de fonctionnement des redresseurs multiniveaux, puis présenté les deux stratégies de commande des redresseurs de courant à MLI:

- La commande par hystérésis en courant en **abc**.
- La commande par modulation vectorielle dont on a élaboré deux méthodes pour asservir les courants du réseau dans les repères **abc** et **DQ**.

La commande par modulation vectorielle permet l'accès à une dynamique équivalente à celle de la commande par hystérésis aux prix d'une implantation lourde. La régulation des variables s'effectue avantageusement dans le repère de Park où les variables sont constantes.

La commande en courant par hystérésis révèle une bonne dynamique, une implantation simple, mais la fréquence de commutation des interrupteurs, non contrôlée, présente un inconvénient (fréquence élevée pour les mêmes performances) et engendre un vieillissement excessif des éléments de puissance (transistors, diodes).

Le quatrième chapitre, a été l'objet d'une étude sur les différents changeurs de fréquence ayant comme pont d'entrée différents redresseurs multiniveaux à MLI commandé par la stratégie modulation vectorielle dans le repère **DQ** et pour pont de sortie un onduleur à neuf niveaux à structure NPC.

On a mis en évidence le déséquilibre entre les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à neuf niveaux et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur.

Pour remédier à ce problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, on a introduit dans les différentes cascades le pont de clamping et l'asservissement pour une régulation globale de la tension redressée du filtre intermédiaire.

L'utilisation de l'algorithme d'asservissement avec pont de clamping nous a permis d'obtenir des résultats très satisfaisants que ce soit côté réseau ou côté machine.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence (**AC/DC/AC**) dont l'onduleur de sortie à neuf niveaux, des variateurs synchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire côté réseau et de bonnes performances dynamiques côté charge.

En perspective, nous dirons que beaucoup de travaux restent à effectuer comme :

- Commande linéaire et non linéaire de la régulation des tensions d'entrée de l'onduleur.
- Etude de la conduite des autres machines à courant alternatif alimentées par cette cascade.
- Etude de l'impact de la résistance du pont de clamping sur la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé.
- Trouver des applications réelles pour cet onduleur à neuf niveaux à structure **NPC**
- Recherche d'autres solutions du problème de la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur **NPC** à neuf niveaux.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] P.Pillay et R.Krichman "Modelling, simulations and analysis of permanent magnet motor drives, Part I the PMSM derives". IEEE Transaction on industry applications, Vol.25, N°2 March/April 1989.
- [2] Y.Fu et al. "Digital control of a PM synchronous actuator drive system with a good power factor". IMACS'91 world congress, Dublin, July 1991.
- [3] M.Lajoie-Mazenc et al. "Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine". IEEE transaction on Industry Applications, Vol.IA-21, N°2, March/April 1985.
- [4] B.Robyns "Commandes numériques évoluées d'actionneur à courant alternatif". Thèse de doctorat, Université Catholique de Louvain, 1993.
- [5] **F.Bouchafaa**, A.Rekkab, R.Ibtiouen "Les performances d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)". Proceedings CMSES'97 Saida, 13-14 Mai.
- [6] **F.Bouchafaa**, A.Rekkab "Influence des régulateurs de courant sur les performances de la commande vectorielle d'une MSAP". Séminaire National de l'Automatisme et Electrification des procédés industriels. Boumerdes, Algérie, 16-11-99. PP:57-62.
- [7] **F.Bouchafaa**, A.Rekkab "Sensibilité de la commande numérique en position d'une MSAP de faible puissance". International Conference on Electrical Engineering (I.C.E.E.2000) à Boumerdes, Algérie, 04-06-Novembre-2000.
- [8] B.K.Bose "Power electronic and AC drives", Prentice-hall 1986.
- [9] T.Rekioua "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat de l'INPL Lorraine, 1991.
- [10] P.Vas "Vector control of AC Machines", Clarendon Press-Oxford 1990.
- [11] **F.Bouchafaa**, A.Rekkab "Comparaison des stratégies de régulation de courant pour la commande numérique des servomoteurs synchrones à aimants permanents". International Conference on Electrotechnics, ICEL2000, Oran, Algérie, 13-15-Novembre-2000, PP.114-119.
- [12] **F.Bouchafaa** "Etude de l'influence des paramètres sur les performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de magister, USTHB,1997.
- [13] K.Benmansour "Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel". Thèse de Magister. Ecole Militaire Polytechnique (EMP) 1999.
- [14] Y.Benbouaza "Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique flou d'une PMSM alimentée par onduleurs tension contrôlé en courant". Thèse de Magistère, 25 Septembre 1999 (USTHB).
- [15] **F.Bouchafaa**, A.Rekkab, R.Ibtiouen "Étude des performances de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)". Journal of the IEEEA Dec 1997. Batna.

- [16] **F.Bouchafaa** "Développement de la commande vectorielle d'une MSAP en vue d'utilisation dans une station de pompage". JNEVER 99 Tlemcen 23-24-Nov.1999.
- [17] S.H.Park, Y.J.Park, K.R.Baek, I.H.Lim, H.S.Ryu "Study of developing control algorithm for pumped-storage synchronous motor drive". KIEE International transactions on Electrical Machinery and Energy conversion systems, Vol.5-B, N°.1, pp.84-89, 2005.
- [18] E.Mendes "Contribution à l'étude de servomoteur à induction et mise en œuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives". Thèse de Doctorat, 06 Octobre 1993, Paris 6.
- [19] A.Nabae et al. "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter". IEEE transaction on Industry Applications, Vol. IA-17, N°.5, September/ October 1981 pp.518-523.
- [20] E.M.Berkouk "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs direct et indirect. Application au gradateur et onduleur multiniveaux". Thèse de Doctorat du Conservatoire national des Arts et Métiers, Décembre 1995.
- [21] N.Schibli "Onduleurs multiniveaux avec alimentations indépendantes à convertisseur DC/DC". JCGE'98 ENS de Cachan- lesir pp.142-145.
- [22] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Stratégie de la modulation vectorielle à huit porteuses d'un onduleur multiniveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP". Conférence Nationale sur le Génie Electrique (C.G.E.'01) à Djelfa, pp.23-28.
- [23] Z.Oudjebour "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine asynchrone". Thèse de Magister, USTHB, 1999.
- [24] T.A.Meynard, M.Fadel and N.Aouda "Modeling of multilevel Converters". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.44, N°.3, June 1997, pp.356-364.
- [25] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Stratégie de commande d'un onduleur multiniveaux à structure NPC par triangulo-sinusoïdale à une porteuse. Application à la conduite d'une MSAP". 3ème Séminaire National en Génie Electrique (S.N.G.E.'01) à Biskra 15-10-2001.
- [26] 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.
- [27] S.R.Bowes "New Sinusoidal Pulse Width Modulated Inverter". Proc. IEE, Vol.22, N° .11, Nov, 1995.
- [28] 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, USTHB 1999.
- [29] E.M.Berkouk, G.Manesse "PWM Strategies to control three-level inverters. Application to the induction motors drive". EPE'95, Spain, September 1995.

- [30] 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.
- [31] A.Talha "Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de Doctorat, ENP 02-12-2004.
- [32] E.M.Berkouk, G.Manesse "PWM Strategies to control three-level inverters. Application to the speed control of PMSM.
- [33] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "PWM Stratégie pour l'onduleur multiniveaux NPC. Application à la conduite d'une MSAP". Conférence Internationale de la francophonie d'Automatique. CIFA2004, Douz, Tunisie, 22-24 Novembre 2004, P-93.
- [34] H.Gheraia et al. "Modelling and control of a seven level NPC voltage source inverter. Application to high power induction drive". The European Physical Journal, 2001, p.105-115, Eur. Phys. J.
- [35] S.Boulkhrachef "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.
- [36] H.Gheraia "Modélisation et commande d'un onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée". Thèse de magister, ENP, 1999
- [37] R.Chibani "Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de magister, ENP, 1999.
- [38] N.Lourci "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone". Thèse de Magister, ENP, 2000.
- [39] E.M.Berkouk et al. "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", International Journal "system Analysis Modelling Simulation". (SAMS) published by "Gordon and Breach Science Publishers". Vol.18-19, pp.511-521, 1995.
- [40] A.M.Hava, R.J.Kerkman, T.A.Lipo "Simple analytical and graphical tools for carrier based PWM Methods". IEEE. Power electronics, Vol.2, June 1997, PP.1462-471.
- [41] L.M.Tolbert, F.Z.Peng, J.G.Habetler "Multilevel PWM methods at low modulation indices". IEEE. Transactions on Power Electronics, Vol.49, N° .5, July 2000, PP.719-725.
- [42] A.Ch;Ruffer, J.K.Meyer "A High current, low ripple, low weight PFC rectifier using a standard power module". Power quality May 1998 Oroceedings, PP.151-157.
- [43] Y.Ait Gougouam "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone". Thèse de Magister, E.N.P.Alger, Février 1992.
- [44] J.Aziz, Z.Salam "A New Sinusoidal Pulse-Width Modulation (SPWM) Scheme for Cascaded Multilevel Voltage Source Inverter". EPE2003-Toulouse.

- [45] M.Cosan, H.Mao, D.Boroyevich, F.C.Lee "Space vector modulation of three-level voltage source inverter". VPEC Seminar, pp.123-128, September 1996.
- [46] B.Kaku, I.Miyashita, 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.
- [47] H.L.Liu and G.H.Cho "Three-level space vector PWM in low index modulation region avoiding narrow pulse problem". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9, N°5, pp.481-486, September 1994.
- [48] Leon.M.Tolbert and Thomas.G.Helbert "Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method". IEEE. Transactions on Industry Applications, Vol.35 N°5, September /October 1999.
- [49] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Stratégies PWM à huit porteuses bipolaire pour l'onduleur à neuf niveaux NPC. Application à la conduite d'une MSAP". International Conference Electrical Engineering. ICEEE'2004, April, 24-26, 2004 University of Laghouat-Algeria **ISSN1112-4652, PP:1-5**.
- [50] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "The Space Vector Modulation Strategy of a nine-Level NPC VSI. Application to the PMSM Drive". The fifth International Conference on Computational Aspects and Their Application in Electrical Engineering. CATEE2004.16-18 March 2004 Jordanie.
- [51] N.Lourci et al. "Algebraic PWM strategies of a five-level NPC voltage source inverter. Application to a great power induction machine drive". IEEE. 1999, PP.697-703.
- [52] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Commande numérique de l'onduleur de tension à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP commandée en vitesse". 3ème Conférence Nationale Sur le Génie électrique". (C.G.E.'03) EMP, 15-16 Février 2004, à Bordj El Bahri, Alger, Algérie.
- [53] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Numerical control PWM strategy of multilevel inverters NPC". International Conference on Modelling and Simulation. MS'05 Rouen. July 05-08, 2005 AMSE-Rouen, France.
- [54] A.Talha, **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Nouvelle stratégie de la Modulation calculée pour l'onduleur à sept Niveaux à structure NPC". 3rd International Conference on Sciences of Electronic, Technology of Information and Telecommunications SETIT 2005. 17-21 March 2005, Sousse-Tunisia. **ISBN: 9973-51-546-3**.
- [55] P.Bartholomeus "Contribution à l'étude des redresseurs à facteur de puissance quasi-unitaire. Fonctionnement en mode multiniveaux. Application au chargeur de batterie". Thèse de doctorat, 17-06-1996 Lille.
- [56] D.C.Lee, T.Y.Kim, G.Myoung, J.K.Seok, D.S.Lim "Low-cost single-phase to three-phase PWM AC/DC/AC converters without source voltage sensor". IEEE. Icit'02, Bangkok, Thailand, PP.792-79.
- [57] S.Pawel, M.Linke, R.Kennel "Parameter Independent phase Tracking method for sensorless control of PWM rectifiers". EPE2003-Toulouse.

- [58] P.Rioual "Modélisation et commande d'un redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré". Thèse de doctorat, Cachan 1993.
- [59] Y.Suh, Vtjeras,T.A.Lipo "A Control method in dq synchronous frame for PWM boost rectifier under genelalizes unbalanced operating conditions". Proc. IEEE. Pesc. conference. Australia. June 2002.
- [60] N.Hur, J.Jung, K.Nam "A Fast Dynamic DC-Link Power-Balance Scheme for a PWM Converter-Inverter System". IEEE Tansactions on industrial electronics.Vol.N°.4, August 2001.
- [61] D.C.Lee, D.S.Lim "AC Voltage and Current Senseless Control of Three-phase PWM Rectifiers", IEEE Tansactions on Power electronics. Vol.17, N°.6, November 2002, PP.883-890.
- [62] R.S.Pena, R.J.Cardenas, J.C.Clore, G.M.Asher "Control Strategies for Voltage Control of a Boost Type PWM Converter". IEEE Tansactions on Power electronics. Vol.35. N°.5, 2002.
- [63] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Étude des performances de la cascade d'un redresseur à MLI à deux niveau et onduleur multinieaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP". Conférence Internationale des Mathématiques Appliquées et Systèmes engineering (CIMASI2002), Octobre 2002, Casablanca, Maroc.
- [64] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Étude des performances de la cascade d'un redresseur à MLI à deux niveaux-onduleur à neuf niveaux à structure NPC commandée par la stratégie PWM. Application à la conduite d'une MSAP". 2nd Conference on Electrical Engineering, CEE'02 Batna 10-12-2002, pp.40-45.
- [65] E.M. Berkouk et al. "High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control". IEEE conference, Stockholm, June 1995.
- [66] M.Lafoz et al. "Three-Level Voltage Source Inverter With Hysteresis-Band Current Control "EPE2001.
- [67] J.Rodriguez et al. "A simple Neutral Point Control For Three-Level PWM Rectifiers". EPE 99 Lausanne.
- [68] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Multilevel PWM Rectifier-Multilevel Inverters Cascade. Application to the Speed Control of the PMSM". First Baha Technical Meeting. BTM2004, 02-04 May 2004 Al Baha, Kingdom of Saudi Arabia, PP.195-205.
- [69] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "High Voltage Battery-nine-level NPC Voltage Source Inverter Cascade. Application to the PMSM Drive". CNEA'04 Sidi Bel Abbès, Algeria, 24-25-Mai 2004, PP.112-116.
- [70] Xavier Guillaud "Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables". Thèse de Doctorat du l'université des sciences et technologie de Lille, Décembre 1992.
- [71] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "High Voltage PWM Rectifiers-Nine-Level NPC Voltage Source Inverter Cascade. Application to the Speed Control of the PMSM". Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion". SPEEDAM2004. 16-18-june 2004 Capri Italy, PP.687-691.

- [72] F.Z.Peng, J.Sh.Lai "Dynamic performance and control of a Static VAR Generator Using Cascade Multilevel Inverters". IEEE. Transaction on industry applications, Vol.33, N°3, May/June 1997, PP.748-755.
- [73] S.Ogasawara, H.Akagi "A Vector control system using a neutral-point-clamped voltage source PWM inverter". IEEE Transactions on Industry Applications, pp.422-427, 1991.
- [74] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Analysis and simulation of nine-level voltage source inverters. Application to the speed control of the PMSM". **Electromotion JOURNAL. Vol.10 N°3 July-September 2003**, pp.246-251.
- [75] F.Z.Peng et al. "Dynamic performance and control of a Static VAR Generator Using Cascade Multilevel Inverters". IEEE. Transaction on industry applications, September 1996, PP.1009-1015.
- [76] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Modelling and Control of one three-level PWM-Clamping bridge-Nine-level NPC VSI Cascade". International Conference on Modelling and Simulation. MS'04 Lyon. July 05-07, 2004 AMSE-Lyon,France, PP.9-12.
- [77] R.Chibani et al. "PWM current rectifier-five NPC level inverter cascader. Application to the P.M.synchronous machine". IEEE. 1999, PP.705-710.
- [78] T.Ishida, K.Matsuse "DC voltage control strategy for a five-level converter". IEEE. Transactions on Power Electronics, Vol.15, N°3,May 2000, PP.508-515.
- [79] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Analysis and Stabilisation of input DC Voltages of the nine-level NPC Voltage Source Inverter". International Conference Electrical Engineering Computer. ICEEC'04, September 03-05, 2004 Caire-Egypt, Proceedings **IEEE Catalog Number :04EX893C, ISBN:0-7803-8576-4 2004 ©IEEE**, PP.835-838.
- [80] S.Lim, J.Kim et K.Nam, "A DC link voltage balancing algorithm for 3-level converter using the zero sequence current". IEEE PESC'99, South Carolina, 6.27-7.1,1999
- [81] J.Jung, S. Lim and K. Nam "A feedback linearizing control scheme for a PWM converter-inverter having a very small DC-link capacitor". IEEE. Transactions on Industry Applications, Vol.35, N°5, September/October 1999, PP.1124-1131.
- [82] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Analyse et Simulation d'une cascade de deux redresseurs à MLI-Onduleur Multiniveaux NPC. Application à la conduite d'une MSAP". 3rd Conference on Electrical Engineering, CEE'04,04-06 October 2004 Batna, Algeria, PP.81-84.
- [83] A.D.Junqueira, L.M.Matakas, W.Komatsu "Digital implementation of three-phases rectifier with Deadbeat controller". Electronica de potência Vol.7, N°1, Novembro 2002, PP.30-38.
- [84] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Stabilité des tensions d'entrée d'un onduleur multiniveaux NPC en utilisant un demi pont clamping. Application à la conduite d'une MSAP". 1ère Conférence National sur le Génie Electrique, CNGE'01, 29-01 Décembre 2004 Tiaret, Algérie, PP.153-158.

- [85] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit " Stabilization of DC Link Voltage Using A Clamping Bridge In Multilevel Cascade". 3rd International Conference on Sciences of Electronic, Technology of Information and Telecommunications SETIT 2005.17-21 March 2005, Sousse-Tunisia.**ISBN: 9973-51-546-3**.
- [86] N.Celanovic, D.Boroyevich "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, N° .2, pp. 242-250, March 2000.
- [87] I.J.Iglisias, et al. "Analysis and Simulation of Three-Level Voltage Source Inverters and its Application to the Flywheel Energy Storage Systems". EPE99 Lausanne.
- [88] H.Gheraia et al. "High voltage three PWM rectifiers-sevel-level NPC voltage source inverter cascade. Application to the induction machine drive", IEEE. 2003, PP.1802-1807.
- [89] T.Ishida, K.Matuse et L.Huang "Fundamental characteristics of a Five-Level Double converter for Induction Motor Drive". IASTED 2000.
- [90] F.Z.Peng "A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing", IEEE Transactions on Industry. Applications, Vol.37, N° .2, pp. 611-618, March/April 2001.
- [91] R.Strzelecki, C.Benyesek et J.Rusinski "Analsis of DC Link Capacitor Voltage balance in Multilevel Active Power Filters". EPE2001-Gratz.
- [92] R.B.Giménez, R.S. Pena et R.Cardenas "Control of three phase parallel compensators with non-sinusoidal unbalanced supply" EPE2001-Gratz.
- [93] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Analysis and Simulation of Nine-level Neutral Point Clamping Voltage Source Inverters Cascade. Application to the Speed Control of the PMSM" IEEE PELS and IAS Society, International Symposium on Diagnostics, Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED/05), 7-9 September 2005 in Vienna, Austria, SD-5028.
- [94] **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "A New Solution to the Unbalance Problem of the Input DC Voltage of a Nine-Level NPC-VSI By Using IP Regulator and Clamping Bridge". International Agean Conference on Electrical Machines and Power Electronics. ACEMP'04 May 26-28, 2004 Istanbul Turkey.PP.129-133.
- [95] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "A New solution to the unbalance problem of the input DC voltage of a multilevel NPC-VSI by feedback linear control". Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices. SSD'05. March 22-24, 2005, Sousse-Tunisia. **9973-959-01-9/ ©2005/9885 IEEE, Volume II Power Electrical Systems**.
- [96] L.M.Tolbert, F.Z.Peng, C.Tim, J.N.Chiasson "Change balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles". IEEE. Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, N° .5, October 2002, PP.1058-1064.
- [97] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Feedback Control of the three-level PWM Rectifier. Application to stabilisation of the input DC voltages of multilevel inverter". IEEE-Icit'04, the IEEE International Conference on Industrial Technology, December 8-10, 2004, Hotel Le Royal, Hammamet, Tunisia. TF-003913, **IEEE Catalogue. Number: 04TH8771C ISBN:078803-8663-9**.

- [98] A.Talha, **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Feedback of the input voltage of the seven-level VSI cascade". Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices. SSD'05. March 22-24, 2005, Sousse-Tunisia. **9973-959-01-9 / ©2005 / 9885 IEEE, Volume IV Sensors, Circuits & Instrumentation Systems.**
- [99] Fucher "Les graphes informationnels de causalité. Application à la simulation des systèmes électriques", Journées EEA-Electrotechnique, CNAM Partis 1992
- [100] C.Hochgraf, R.Lasseter, D.Divan, T.A.Lipo "Comparaison of multilevel for static Compensation". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.11, N°.1, pp.921-928, January 1994.
- [101] N.Celanovic, D.Boroyevich "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, N°.2, pp.242-250, March 2000.
- [102] X.Yuan, H.Stemmler, et I.Barbi "Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, pp.256-263, March 2001.
- [103] T.A.Lipo et al. "Current clamped, PWM quasi resonant DC link series resonant converter". IEEE-IAS, pp.820-826, 1994.
- [104] 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 Transactions on Power Electronics, Vol.12, pp.201-212, Mar. 1997.
- [105] A.Donzel et G. Bornard "New control law for capacitor voltage balance in multilevel inverter with switching rate control (CVC)". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.3, pp.2037-2044, October 2000.
- [106] 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 Transactions on Power Electronics, Vol.18, N°.5, pp.1130-1138, September 2003.
- [107] F.Zare, G.Ledwich "A Hysteresis Current Control for Single-Phase Multilevel Voltage Source Inverters:PLD Implementation". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, N°.5, pp.731-738, September 2002.
- [108] F.Z.Peng, H.Akagi, A.Nabae "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.5, pp.9-15, January 1990.
- [109] F.Z.Peng, J.W.McKeever, D.J.Adams "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.34, N°.6, pp.1293-1998, November/December 1998.
- [110] X.Kou, K.A.Corzine, Y.L.Familiant "Full Binary Combination Schema for Floating Voltage Source Multilevel Inverters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, N°.6, pp.891-898, November 2002.
- [111] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Modelling and Control of multilevel inverters NPC. Application to the speed control of the PMSM". International Symposium on

- Informatoion & Communication Technologies. Proceeding of the first edition of the ISICT'05.Titouane, MAROC. June 03-06, 2005,IEEE, ISBN.9954-8577-0-2. PP.439-444.
- [112] A.V.Jouanne, H.Zhang "A Dual-Bridge Inverter Approach to Eliminating Common-Mode Voltages and Bearing and Leakage Currents". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, N°.1, pp.43-49, January 1999.
- [113] A.L.Julian, T.Lipo, and G.Oriti "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters". PESC1996, pp.1968-1972, 1996.
- [114] **F.Bouchafaa**, A.Talha, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit. "Feedback Control of the two-level PWM rectifier to stabilisation the input DC voltages of multilevel inverter". International Syposium on Informatoion & Communication Technologies. Proceeding of the first edition of the ISICT'05.Titouane, MAROC. June 03-06, 2005, IEEE, ISBN.9954-8577-0-2. PP.509-513
- [115] K.Matsui "A Pulse Width Modulated Inverter with parallel-connected transistors using current-sharing reactor". IEEE-IAS 1985, pp.1015-1022, 1985.
- [116] D.A.Rendusara, E.Cengelci, J.W.Gray "Analysis of Common Mode Voltage Neutral Shift in Medium Voltage PWM Adjustable Speed Drive (MV-ASD) Systems". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, N° .6, pp.1124-1134, November 2000.
- [117] A.Talha, **F.Bouchafaa**, E.M.Berkouk, M.S.Boucherit "Stability problem of the input DC voltages of the seven-level neutral point clamping voltage source inverter". International Syposium on Informatoion & Communication Technologies Proceeding of the first edition of the ISICT'05.Titouane, MAROC. June 03-06, 2005, IEEE, ISBN.9954-8577-0-2. PP.303-307.
- [118] P.Kyu, S.C.Ahn, D.S.Hyun, S.Y.Cho "New control scheme for 3-phase PWM AC/DC converter without phase angle detection under unbalanced input voltage conditions". IEEE. Transactions on Industrial Electronics, 2000, PP.501-505.
- [119] J.Rodríguez, L.Morán, J.Pont, R.Osorio, S.Kouro "Modelling and Analysis of Common-Mode Voltages Generated in Medium Voltage PWM-CSI Drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, N° .3, pp.873-880, May 2003.
- [120] 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 Transactions on Power Electronics, Vol.14, N° .4, pp.724-729, July 1999.
- [121] M.C.Klabunde, Y.Zhao, T.A.Lipo "Current control of a 3-level rectifier/inverter drive system". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, N° .1, pp.57-65, January 1996.
- [122] 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, N° .3-4, 1996.
- [123] I.J.Iglisias et al. "Analysis and Simulation of Three-Level Voltage Source Inverters and its Application to the Flywheel Energy Storage Systems". EPE99 Lausanne.
- [124] H.Gheraia et al. "Feedback control of the input DC Voltage sources of the seven levels NPC voltage source inverter". IEEE. 1999, PP.691-696.
- [125] D.C.Lee, G.Myong, K.D.Lee "DC Bus Voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization". IEEE. Transactions on Industrial Electronics, Vol.36, N° .3, May/June 2000, PP.826-833.

-
- [126] D.C.Lee "Advanced nonlinear control of three-phase PWM rectifiers", IEE. Proc. electr.Power Appl.Vol.147, N°.5,September 2000, PP.361-366.
- [127] J.W.Dixon, J.M.Contardo, L.A.Moran "DC Link control for an active power filter, Sensing the line current only". IEEE. Transactions on Industrial Electronics, 1997, PP.1109-1114.
- [128] A.Sapain, J.Simond "Investegation of the 3-level Unified power flow controller (UPFC)".
- [129] R.Strzelecki, C.Benyeseck, J.Rusinski "Analsis of DC Link Capacitor Voltage balance in Multilevel Active Power Filters". EPE2001-Gratz.
- [130] J.Herminjard, C.Zimmermann, R.Monnier "Convertisseur AC/DC triphasé avec correction du facteur de puissance (PFC) pour la charge d'accumulateurs". Revue scientifique de l'eivd/1999, PP.3-8.

Annexes

Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC:

Soit le bras i d'un onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Pour une première vue, l'interrupteur T_{i1} par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des cinq interrupteurs du demi-bras du bas. Ainsi, on remarque que six commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à neuf niveaux à structure NPC.

Commande n°1:

Soit la commande complémentaire suivante (voir tableau1).

$$\begin{cases} B_{i6} = \overline{B_{i5}} \\ B_{i7} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i8} = \overline{B_{i3}} \\ B_{i9} = \overline{B_{i2}} \\ B_{i10} = \overline{B_{i1}} \end{cases} \quad (1)$$

n°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	B _{k7}	B _{k8}	B _{k9}	B _{k10}	V _{km}
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	-4Uc
2	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1	Pas connue
3	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	Pas connue
4	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	Pas connue
5	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	-Uc
6	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	Pas connue
7	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	Pas connue
8	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	Pas connue
9	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	-2Uc
10	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	Pas connue
11	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	Pas connue
12	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	Pas connue
13	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	-Uc
14	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	Pas connue
15	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	Pas connue
16	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	Pas connue
17	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	Court-circuit
18	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	Pas connue
19	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0
20	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	Pas connue
21	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	Court-circuit
22	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	Pas connue
23	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0
24	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	Pas connue
25	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	Court-circuit
26	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	Uc
27	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	Court-circuit
28	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	Uc
29	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	Court-circuit
30	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	2Uc
31	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Court-circuit
32	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	4Uc

Tableau1

Cette commande rend le système pratiquement commandable en neuf niveaux seulement en interdisant les commandes n° 2, 3, 4, 6, 7, 8, 10,1,12,14,15,16,18,20,22 et 24 ou les configurations dépendent en plus des grandeurs électriques du système(commande interne) et les commandes n°17,21,25,27,29 et 31 ou la source de tension est court-circuitée.

Commande n°2:

Soit la commande complémentaire suivante (voir tableau2).

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{i6} = \overline{B_{i3}} \\ B_{i7} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i8} = \overline{B_{i5}} \\ B_{i9} = \overline{B_{i2}} \\ B_{i10} = \overline{B_{i1}} \end{array} \right. \quad (2)$$

n°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	B _{k7}	B _{k8}	B _{k9}	B _{k10}	V _{km}
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	-4Uc
2	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	-Uc
3	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	Pas connue
4	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	Pas connue
5	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	Pas connue
6	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	Pas connue
7	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	Pas connue
8	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	Pas connue
9	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	-2Uc
10	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	-Uc
11	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	Pas connue
12	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	Pas connue
13	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	Pas connue
14	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	Pas connue
15	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	Pas connue
16	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	Pas connue
17	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	Court-circuit
18	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	Court-circuit
19	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0
20	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
21	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	Pas connue
22	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	Pas connue
23	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	Pas connue
24	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	Pas connue
25	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	Court-circuit
26	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	Court-circuit
27	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	Court-circuit
28	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	Court-circuit
29	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	2Uc
30	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	2Uc
31	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	3Uc
32	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	4Uc

Tableau2

Cette commande rend le système pratiquement commandable en neuf niveaux seulement en interdisant les commandes n° 3,4,5,6,7,8,11,12,13,14,15,16,21,22,23 et 24 ou les configurations dépendent en plus des grandeurs électriques du système(commande interne) et les commandes n°17,21,25,26,27 et 28 ou la source de tension est court-circuitée.

Commande n°3:

Soit la commande complémentaire suivante (voir tableau3).

$$\begin{cases} B_{i6} = \overline{B_{i2}} \\ B_{i7} = \overline{B_{i1}} \\ B_{i8} = \overline{B_{i3}} \\ B_{i9} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i10} = \overline{B_{i5}} \end{cases} \quad (3)$$

n°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	B _{k7}	B _{k8}	B _{k9}	B _{k10}	V _{km}
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	-4Uc
2	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	-3Uc
3	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	-2Uc
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	-2Uc
5	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	-Uc
6	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	-Uc
7	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	-Uc
8	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	-Uc
9	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	Pas connue
10	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	Pas connue
11	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	Pas connue
12	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	Pas connue
13	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	Pas connue
14	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	Pas connue
15	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	Pas connue
16	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	Pas connue
17	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0
18	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0
19	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
20	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0
21	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0
22	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
23	1	0	1	1	0	1	0	0	0	1	0
24	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
25	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	Uc
26	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	Uc
27	1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	Uc
28	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	Uc
29	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	2Uc
30	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	2Uc
31	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	3Uc
32	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	4Uc

Tableau3

Cette commande rend le système commandable en neuf niveaux en interdisant les commandes n° 9,10,11,12,13,14,15 et 16 ou les configurations dépendent en plus des grandeurs électriques du système(commande interne).

Ainsi cette analyse de six commandes complémentaires possibles, montre que seule la commande n°3 permet d'exploiter les neuf niveaux de tension de sortie possibles (4Uc,3Uc,2Uc,Uc,0,-Uc,-2Uc,-3Uc,4Uc).

Pour les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à neuf niveaux à structure NPC, on utilise cette commande complémentaire (commande n°3).

On définit la matrice de conversion composée $[N(t)]$:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ U_{C7} \\ U_{C8} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [N(t)] = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} & N_{15} & N_{16} & N_{17} & N_{18} & 0 & 0 & 0 \\ N_{21} & N_{22} & N_{23} & N_{24} & N_{25} & N_{26} & N_{27} & N_{28} & 0 & 0 & 0 \\ N_{31} & N_{32} & N_{33} & N_{34} & N_{35} & N_{36} & N_{37} & N_{38} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{49} & N_{410} & N_{411} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{59} & N_{510} & N_{511} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{69} & N_{610} & N_{611} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{79} & N_{710} & N_{711} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{89} & N_{810} & N_{811} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{99} & N_{910} & N_{911} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{109} & N_{1010} & N_{1011} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{119} & N_{1110} & N_{1111} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & N_{129} & N_{1210} & N_{1211} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$N_{11} = \frac{1}{3} \left[2(F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{12} = \frac{1}{3} \left[2(F_{111} + F_{112} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{13} = \frac{1}{3} \left[2(F_{111} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{14} = \frac{1}{3} \left[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b \right]$$

$$N_{15} = \frac{1}{3} \left[-2(F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) + (F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{16} = \frac{1}{3} \left[-2(F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) + (F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{17} = \frac{1}{3} \left[-2(F_{116} + F_{10}^b) + (F_{216} + F_{20}^b) + (F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{18} = \frac{1}{3} \left[-2F_{10}^b + F_{20}^b + F_{30}^b \right]$$

$$N_{21} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b) + 2(F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{22} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{112} + F_{11}^b) + 2(F_{211} + F_{212} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{23} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{11}^b) + 2(F_{211} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{24} = \frac{1}{3} \left[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b \right]$$

$$N_{25} = \frac{1}{3} \left[(F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) - 2(F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{26} = \frac{1}{3} \left[(F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) - 2(F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{27} = \frac{1}{3} \left[(F_{116} + F_{10}^b) - 2(F_{216} + F_{20}^b) + (F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{28} = \frac{1}{3} [F_{10}^b - 2F_{20}^b + F_{30}^b]$$

$$N_{31} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b) + 2(F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{32} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{112} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{21}^b) + 2(F_{311} + F_{312} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{33} = \frac{1}{3} \left[-(F_{111} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{21}^b) + 2(F_{311} + F_{31}^b) \right]$$

$$N_{34} = \frac{1}{3} [-F_{11}^b - F_{21}^b - 2F_{31}^b]$$

$$N_{35} = \frac{1}{3} \left[(F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) + (F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) - 2(F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{36} = \frac{1}{3} \left[(F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) + (F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) - 2(F_{315} + F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{37} = \frac{1}{3} \left[(F_{116} + F_{10}^b) + (F_{216} + F_{20}^b) - 2(F_{316} + F_{30}^b) \right]$$

$$N_{38} = \frac{1}{3} [F_{10}^b + F_{20}^b - F_{30}^b]$$

$$N_{49} = F_{113}$$

$$N_{410} = F_{213}$$

$$N_{411} = F_{313}$$

$$N_{59} = F_{112}$$

$$N_{510} = F_{212}$$

$$N_{511} = F_{312}$$

$$N_{69} = F_{111}$$

$$N_{610} = F_{211}$$

$$N_{611} = F_{311}$$

$$N_{79} = F_{11}^b$$

$$N_{710} = F_{21}^b$$

$$N_{711} = F_{31}^b$$

$$N_{89} = F_{114}$$

$$N_{810} = F_{214}$$

$$N_{811} = F_{314}$$

$$N_{99} = F_{115}$$

$$N_{910} = F_{215}$$

$$N_{911} = F_{315}$$

$$N_{109} = F_{116}$$

$$N_{1010} = F_{216}$$

$$N_{1011} = F_{316}$$

$$N_{119} = F_{10}^b$$

$$N_{1110} = F_{20}^b$$

$$N_{1111} = F_{30}^b$$

$$N_{129} = \left[1 - (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{11}^b + F_{10}^b) \right]$$

$$N_{1210} = \left[1 - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{21}^b + F_{20}^b) \right]$$

$$N_{1211} = \left[1 - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{31}^b + F_{30}^b) \right]$$

De même, on définit la matrice de conversion composée $[M(t)]$:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d5} \\ i_{d6} \\ i_{d7} \\ i_{d8} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ U_{C5} \\ U_{C6} \\ U_{C7} \\ U_{C8} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [M(t)] = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{15} & M_{16} & M_{17} & M_{18} & 0 & 0 & 0 \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{25} & M_{26} & M_{27} & M_{28} & 0 & 0 & 0 \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} & M_{34} & M_{35} & M_{36} & M_{37} & M_{38} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{49} & M_{410} & M_{411} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{59} & M_{510} & M_{511} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{69} & M_{610} & M_{611} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{79} & M_{710} & M_{711} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{89} & M_{810} & M_{811} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{99} & M_{910} & M_{911} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{109} & M_{1010} & M_{1011} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{119} & M_{1110} & M_{1111} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{129} & M_{1210} & M_{1211} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$M_{11} = (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b)$$

$$M_{12} = (F_{111} + F_{112} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{21}^b)$$

$$M_{13} = (F_{111} + F_{11}^b) - (F_{211} + F_{21}^b)$$

$$M_{14} = F_{11}^b - F_{21}^b$$

$$M_{15} = (F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{20}^b) - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{10}^b)$$

$$M_{16} = -(F_{116} + F_{115} + F_{10}^b) + (F_{216} + F_{215} + F_{20}^b)$$

$$M_{17} = -(F_{116} + F_{10}^b) + (F_{216} + F_{20}^b)$$

$$M_{18} = -F_{10}^b + F_{20}^b$$

$$M_{21} = (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b)$$

$$M_{22} = (F_{211} + F_{212} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{312} + F_{31}^b)$$

$$M_{23} = (F_{211} + F_{21}^b) - (F_{311} + F_{31}^b)$$

$$M_{24} = F_{21}^b - F_{31}^b$$

$$M_{25} = -(F_{215} + F_{214} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{315} + F_{314} + F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{26} = -(F_{215} + F_{216} + F_{20}^b) + (F_{315} + F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{27} = -(F_{216} + F_{20}^b) + (F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{28} = -F_{20}^b + F_{30}^b$$

$$M_{31} = -(F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{11}^b) + (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{31}^b)$$

$$M_{32} = -(F_{111} + F_{112} + F_{11}^b) + (F_{311} + F_{312} + F_{31}^b)$$

$$M_{33} = -(F_{111} + F_{11}^b) + (F_{311} + F_{31}^b)$$

$$M_{34} = -F_{21}^b + F_{31}^b$$

$$M_{35} = (F_{115} + F_{114} + F_{116} + F_{10}^b) - (F_{315} + F_{314} + F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{36} = -(F_{115} + F_{116} + F_{10}^b) + (F_{315} + F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{37} = -(F_{116} + F_{10}^b) + (F_{316} + F_{30}^b)$$

$$M_{38} = F_{10}^b - F_{30}^b$$

$$M_{49} = F_{113}$$

$$M_{410} = F_{213}$$

$$M_{411} = F_{313}$$

$$M_{59} = F_{112}$$

$$M_{510} = F_{212}$$

$$M_{511} = F_{312}$$

$$M_{69} = F_{111}$$

$$M_{610} = F_{211}$$

$$M_{611} = F_{311}$$

$$M_{79} = F_{11}^b$$

$$M_{710} = F_{21}^b$$

$$M_{711} = F_{31}^b$$

$$M_{89} = F_{114}$$

$$M_{810} = F_{214}$$

$$M_{811} = F_{314}$$

$$M_{99} = F_{115}$$

$$M_{910} = F_{215}$$

$$M_{911} = F_{315}$$

$$M_{109} = F_{116}$$

$$M_{1010} = F_{216}$$

$$M_{1011} = F_{316}$$

$$M_{119} = F_{10}^b$$

$$M_{1110} = F_{20}^b$$

$$M_{1111} = F_{30}^b$$

$$M_{129} = 1 - (F_{111} + F_{112} + F_{113} + F_{114} + F_{115} + F_{116} + F_{11}^b + F_{10}^b)$$

$$M_{1210} = 1 - (F_{211} + F_{212} + F_{213} + F_{214} + F_{215} + F_{216} + F_{21}^b + F_{20}^b)$$

$$M_{1211} = 1 - (F_{311} + F_{312} + F_{313} + F_{314} + F_{315} + F_{316} + F_{31}^b + F_{30}^b)$$

Calcul des tensions d'alimentation dans le repère de park :

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_{\text{eff}} \sqrt{2} \cos(\omega s t + \varphi) \\
 V_b &= V_{\text{eff}} \sqrt{2} \cos(\omega s t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\
 V_c &= V_{\text{eff}} \sqrt{2} \cos(\omega s t + \varphi - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{1}$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équation de tension :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{2}$$

Avec : $\theta = \omega.s t$

Après arrangement du système d'équation précédent on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\text{eff}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \cos(\varphi) \\ V_{\text{eff}} \sqrt{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \sin(\varphi) \end{bmatrix} ; \text{ On posera } \varphi = 0 \text{ on abouti :}$$

$$\begin{cases} V_d = \sqrt{3} V_{\text{eff}} \\ V_q = 0 \end{cases} \tag{3}$$

On applique la même transformation pour le calcul des courants dans le repère de park. On trouve :

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{3} I_{\text{eff}} \\ i_q = 0 \end{cases} \tag{4}$$

Calcul de la puissance active et réactive dans le repère DQ**Calcul de la puissance active :**

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = (V_a \ V_b \ V_c) \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \tag{5}$$

$$P = \left[C32 R(\theta) \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \right]^t * \left[C32 R(\theta) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \right]$$

Avec :

$$C32 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} ; \quad R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Après calcul l'équation [5] nous donne :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_d \cos\theta - V_q \sin\theta \\ V_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_d \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^t * \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} I_d \cos\theta - I_q \sin\theta \\ I_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - I_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_d \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - I_q \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \left(\cos^2 \theta + \cos^2 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \cos^2 \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) &= \frac{3}{2} \\ \left(\sin^2 \theta + \sin^2 \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \sin^2 \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) &= \frac{3}{2} \\ \left(\sin\theta \cos\theta + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) &= 0 \\ \left(\cos\theta \sin\theta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) &= 0 \end{aligned}$$

On trouve :

$$P = \frac{2}{3} \left[\frac{3}{2} V_d I_d + \frac{3}{2} V_q I_q \right] = V_d I_d + V_q I_q$$

$$P = V_{dres} \cdot I_d + V_{qres} \cdot I_q$$

(6)

Calcul de la puissance réactive:

Le courant du réseau a deux composantes active et réactive (I_a et I_r), la puissance réactive est associée à la composante réactive du courant (en quadrature de phase avec la tension), donc au comportement inductif ou capacitif de la charge, mais ne correspond à aucun transfert d'énergie.

A partir de la formule de la puissance active, la puissance réactive est déduite en remplaçant le courant réseau par le courant en quadrature (-90 degrés) dans le repère DQ.

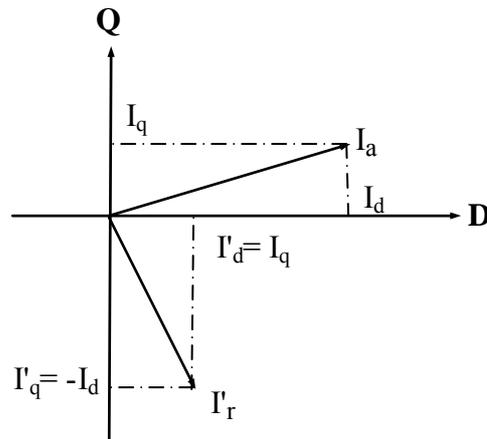


Figure.1. Calcul du courant en quadrature dans le repère DQ

On suppose que la tension est en avance par rapport au courant (charge inductive), et on pose V_a comme référence des phases.

$$Q = (V_a \ V_b \ V_c) \begin{pmatrix} I_a * \exp(-j\frac{\pi}{2}) \\ I_b * \exp(-j\frac{\pi}{2}) \\ I_c * \exp(-j\frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$Q = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_d \cos\theta - V_q \sin\theta \\ V_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_d \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^t * \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} I_d \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) - I_q \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ I_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}\right) - I_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}\right) \\ I_d \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{2}\right) - I_q \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}$$

On trouve :

$$Q = V_d I_q - V_q I_d$$

$$Q = V_d \cdot I_q - V_q \cdot I_d$$

(8)

Consignes des régulations de courant dans le repère DQ

Les consignes des puissances actives et réactives étant fixées, les composantes suivant les axes D et Q des courants de consigne se calcule après mesure des composantes de Park de la tension réseau.

On peut écrire les deux équations [6] et [7] sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dres} & V_{qres} \\ -V_{qres} & V_{dres} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dres} & V_{qres} \\ -V_{qres} & V_{dres} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (9)$$

D'où

$$\begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dres}^2 + V_{qres}^2} \begin{bmatrix} V_{dres} & -V_{qres} \\ V_{qres} & V_{dres} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (10)$$

On veut une puissance réactive nulle échangée avec le réseau, c'est-à-dire des courants en phase avec la tension réseau, on pose :

$$Q_{ref} = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{dref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{dres}}{V_{qres}^2 + V_{dres}^2} \\ I_{qref} = \frac{P_{ref} \cdot V_{qres}}{V_{qres}^2 + V_{dres}^2} \end{cases} \quad (11)$$

La transformation de Park liée au champ tournant pour un système de tension équilibre du réseau donne :

$$V_{dres} = \sqrt{3} \cdot V_{eff} \text{ et } V_{qres} = 0 \quad (12)$$

L'équation (6) devient:

$$\begin{cases} I_{dref} = \frac{P_{ref}}{V_{dres}} \\ I_{qref} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

On peut faire l'équivalence avec la puissance active dissipée côté charge, dans l'hypothèse où l'on néglige les pertes dans le convertisseur.

Pour une charge résistive, on peut écrire :

$$V_{dres} \cdot I_{dref} = U_{red} \cdot I_{ch} = \frac{U_{red}^2}{Rc} \Rightarrow I_{dref} = \frac{U_{red}^2}{Rc \cdot V_{dres}}$$

D'après les équations (11) et (12), on obtient:

$$\begin{cases} I_{dref} = \frac{\sqrt{3} U_{red}^2}{3 \cdot V_{eff} Rc} \\ I_{qref} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

Paramètre de la machine synchrone à aimants permanents à pole lisse:

Puissance nominale	: $P_n=2 \text{ kW}$
Vitesse nominale	: $N_n=4000 \text{ trs/min}$
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	: $f_r= 9.5.10^{-5} \text{ N.m.s/rd}$
Flux des aimants	: $\Phi_f = 0.13 \text{ wb}$
Tension Nominale	$V_a=220\text{V}$
Courant Nominale	$I_a= 3.3\text{A}$
Fréquence	$f=200\text{Hz}$

Nomenclature

LISTE DE SYMBOLE

Chapitre I	
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
F_{mm}	Force magnétomotrice
i_a, i_b, i_c	Courants statoriques des phases a, b, c .
v_a, v_b, v_c	Tensions aux bornes des phases statoriques a, b, c .
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux d'induction dans les phases statoriques
Φ_f	Flux dû à l'aimant
R_s	Résistances d'une phase de l'induit
θ	Position du rotor par rapport au stator
P	Nombre de paires de pôles
ω_r	Vitesse angulaire du rotor
ω	Vitesse angulaire électrique
ω_c	Vitesse angulaire de référence
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple de la charge (Couple résistant)
f_r	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie
S	Opérateur de LAPLACE
L_s	Inductance statorique
V_{ds}, V_{qs}	Tension statoriques d'axe direct et en Quadrature
i_{ds}, i_{qs}	Courant statoriques d'axe direct et en quadrature
Φ_d, Φ_q	Flux statoriques d'axe direct et en quadrature.
L_d, L_q	Inductances statoriques des axes direct et en quadrature
i_a, i_b, i_c	Courants de phase de la MSAP
I_{dsref}, I_{qsref}	Courant de référence statoriques des axes direct et quadrature
V_{dsref}, V_{qsref}	Tensions de référence statoriques des axes direct et quadrature
K_T	Coefficient dû à l'aimant
Φ_f	Flux dû à l'aimant
[C]	Matrice de transformation Concordia
[P(θ)]	Matrice de transformation de Park
T_{id}, T_{iq}	Constante de temps électrique des régulateurs de courant
K_{id}, K_{iq}	Gain des régulateurs de courant
$T_{e\theta}$	Constante de temps électrique exigée
$T_{i\omega}$	Constante de temps mécanique de régulateur de vitesse
K_ω	Gain de régulateur de vitesse
$T_{\omega\theta}$	Constante de temps mécanique exigée
F(s)	Fonction du transfert
Chapitre II	
NPC	Neutral point clamping
T_{is}	transistor
D_{is}	Diode
TD_{is}	Interrupteur bidirectionnel
F_{is}	Fonction de connexion des interrupteurs
B_{is}	Interrupteurs du bras i de l'onduleur
F_{im}^b	Fonction de connexion du demi-bras

F_{im}^{bT}	Fonction de connexion du demi-bras globales
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
$[N(t)]$	Matrice de conversion simple
$[M(t)]$	Matrice de conversion composée
i_{di}	Courants d'entrée de l'onduleur
i_{d0}	Courant d'entrée moyen de l'onduleur
T_e	période de commutation T_e
F_{isg}	Fonction de génératrice de connexion des interrupteurs
F_{img}^b	Fonction génératrice de connexion des demi-bras
F_{img}^{bT}	Fonction génératrice de connexion des demi-bras globale
$[N_g(t)]$	Matrice de génératrice de conversion simple
$[M_g(t)]$	Matrice de génératrice de conversion composée
R_i	Relations du graphe informationnel causal associé à l'onduleur
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Wight Modulation
f	Fréquence de la tension de référence
f_p	Fréquence de la porteuse
m	L'indice de modulation
V_m	L'amplitude de la porteuse
U_{pm}	Tension de référence
r	Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension
V_a	Tension simple de l'onduleur triphasé à neuf niveaux
ε_i	L'écart entre le courant de référence et le courant réel pour un bras i de l'onduleur
Δi	Largeur de la bande d'hystérésis
V_{refi}	Tensions de référence
n_{gi}	Fonctions génératrices
I_{refi}	Courants de référence
THD	Taux d'harmoniques de distorsion
Chapitre III	
V_{iN}	Tension liée au bras i du redresseur
L	Inductance du réseau
R	Résistance du réseau
I_{eff}	Valeur efficace des courants de références du réseau
V_{eff}	Valeur efficace des tensions de références du réseau
$V_{res1}, V_{res2}, V_{res3}$	Tensions simples du réseau
$I_{res1}, I_{res2}, I_{res3}$	Courants de phases du réseau
\dot{i}_c	Courant du filtre capacitif intermédiaire total
\dot{i}_{cref}	Courant de référence du filtre capacitif intermédiaire total

\dot{i}_{chi}	Courants de charge de l'onduleur multiniveaux
I_{redi}	Courants redressé
U_{redi}	Tensions redressée
\dot{i}_{ch}	Courant de la charge résistive
R_{ch}	Résistance de la charge
I_{red0i}	Courants moyen redressés
ω	Pulsation du réseau
\dot{i}_d, \dot{i}_q	Courants du réseau dans le repère de Park
V_{dres}, V_{qres}	Tensions du réseau dans le repère de Park
$\dot{i}_{dref}, \dot{i}_{qref}$	Courants du réseau de référence dans le repère de Park
V_{dres}, V_{qres}	Tensions du réseau dans le repère de Park
K_p, K_i	Paramètre du régulateur PI
Chapitre IV+V	
U_{ci}	Tensions d'entrée de l'onduleur
C'	Capacité équivalente du filtre intermédiaire
U_{cip}	Tensions U_{ci} positives
U_{cin}	Tensions U_{ci} négatives
ΔU_{ci}	Différences de tension par rapport au point milieu
\dot{i}_{dip}	Courants d'entrée \dot{i}_{dip} positive
\dot{i}_{din}	Courants d'entrée \dot{i}_{din} négative
R_p	Résistance du pont clamping
i_{ri}	Courants traversant le transistor du pont clamping
U_{ref}	Tension de référence aux bornes de chaque condensateur
P_e	Puissance d'entrée
P_r	Puissance du réseau
P_{em}	Puissance électromagnétique
P_j	Pertes joules
P_{mec}	Pertes mécaniques
P_e	Puissance d'entrée
P_s	Puissance de sortie
N	Nombre de niveaux
U_{moy}	Tension redressée moyenne
I_{redmoy}	Courant redressé moyen
U_{cref}	Tension de référence