

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Automatique

Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

Présentée en vue d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en

Spécialité : **Génie Electrique**

Option : **Automatique**

par

Thameur ABDELKRIM

Magister EMP

intitulée

Application du Multiniveaux au Filtrage Actif des Réseaux

Soutenue publiquement le 14 novembre 2010 devant le jury composé de :

F. BOUDJEMA	Président	Professeur à l'ENP
E.M. BERKOUK	Directeur de Thèse	Professeur à l'ENP
B. HEMICI	Examineur	Maître de conférences à l'ENP
A. TALHA	Examineur	Maître de conférences à l'USTHB
K. ALIOUANE	Examineur	Maître de Conférences à l' EMP
K. BENMANSOUR	Examineur	Maître de conférences à l'Univ Médéa

Remerciements

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 Monsieur **El Madjid BERKOUK**, Professeur à l'ENP. Qu'il trouve ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour le soutien et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer, et son apport sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail.

Je suis très honoré que Monsieur **F. BOUDJEMA**, Professeur 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 **B. HEMICI**, Maîtres de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qu'il 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 **A. TALHA**, 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 **K. ALIOUANE** Maîtres de Conférence à l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger (EMP), 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 **K. BENMANSOUR**, Maîtres de Conférence à l'Université Yahia Farès de Médéa, 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 **T. BENSLIMANE** docteur maître assistant à l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour son apport personnel. Je voudrais lui exprimer toute ma reconnaissance.

Enfin, je ne veux certainement pas manquer cette occasion pour remercier ma famille et surtout à mon grand père, mes parents, frères et sœurs, ma femme et mes enfants pour le soutien moral indéfectible, la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve.

ملخص: الهدف من هذا العمل هو تطوير أساليب التحكم في التوترات المستمرة عند مدخل المرشح النشط المتوازي خماسي المستوى بتشكيلة NPC. هذا المرشح يستعمل في إقصاء اضطرابات التيار الكهربائي الناتجة عن مغير سرعة محرك كهربائي لا متزامن في شبكة كهربائية ذات توتر متوسط. في الجزء الأول تم عرض النموذج وكذا كيفية التحكم في المموج ذو خمس مستويات بتشكيلة NPC. هذا المرشح النشط المتوازي مغذيا بمقومات التيار ذات MLI مختلفة. وعليه قدمنا نماذج و لوغاريتمات ضبط التوتر في مخرج هذه المقومات. في الجزء الثاني درسنا تأثير اللاتوازن بين التوترات المستمرة عند مدخل المرشح على تحسن نوعية الطاقة الكهربائية. أخيرا تم اقتراح حلين لهذا المشكل الذي يؤثر على عمل المرشح الأول بإدخال جسر التوازن والثاني عن طريق الاختيار المناسب للأشعة التكرارية. النتائج المتحصل عليها تسمح بتحسين عمل المرشح واستعمال تشكيلة في التوترات المتوسطة.

كلمات مفتاحية: مرشح نشيط متوازي، مموج ذو عدة مستويات، التحكم بالتمثيل الشعاعي، الأشعة التكرارية، مقومات التيار.

Résumé : L'objectif de cette thèse consiste à développer des méthodes de contrôle du bus continu d'un filtre actif parallèle (FAP) à cinq niveaux à structure NPC. Ce FAP est appliqué à la compensation des courants harmoniques produit par un variateur de vitesse de machine asynchrone dans un réseau moyenne tension. Dans la première partie, on présente le modèle de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, et deux stratégies de commandes par MLI triangulo-sinusoïdal et MLI vectorielle. Ce FAP est alimenté par différents redresseurs à MLI. Les modèles ainsi que l'asservissement des tensions de sorties des redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux son présentés. Dans la deuxième partie nous étudions l'effet du déséquilibre des tensions d'entrée du FAP sur la qualité du filtrage. Finalement, pour remédier à ce problème de déséquilibre qui affecte les performances du FAP, deux solutions sont proposées. La première est l'utilisation des ponts de clamping. La seconde consiste à étudier l'effet des courants de sortie du filtre sur les tensions des condensateurs, puis choisir l'état redondant adéquat du vecteur tension a appliquer pour stabiliser les tensions d'entrée. Les algorithmes développés permettent d'augmenter les performances du filtre actif, et par conséquent aboutir à l'amélioration de la qualité du filtrage.

Mots clés: Filtre actif parallèle, onduleur multiniveaux NPC, modulation vectorielle, vecteurs redondants, contrôle par retour d'état, redresseur à MLI

Abstract: The purpose of this thesis is to develop a control and regulation method of input DC voltages of five-level Neutral Point Clamping (NPC) Active Power Filter (APF). This APF is applied for the enhancement of medium voltage network power quality by compensation of harmonic currents produced by an induction motor speed variator. In the first part, we present the model of five-level NPC voltage source inverter (VSI), and develop its simplified space vector pulse width modulation (SVPWM) control algorithm. This APF is fed by different current rectifiers. Therefore the model and feed back control of output DC voltage strategy of two-level, three-level and five-level current rectifiers are also treated. In the second part, we study the effect of unbalanced of DC voltages of APF in the filtering quality. To remedy this problem which affects the performance of APF, we propose in this thesis two solutions. The first one is to use the clamping bridge filter. The second one consists in studying the effect of output filter current on each condenser voltage and then use the adequate redundant vector of APF to stabilise this input DC bus. The obtained results are full of promise to use the multilevel APF in medium voltage and great power applications.

Keywords: Shunt active filter, NPC multilevel inverter, space vector pulse width modulation (SVPWM), redundant vectors, feedback control, PWM current rectifier, Medium voltage power network.

Table des Matières

Table des Matières

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1 : Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques

Introduction.....	4
1.1 Qualité de l'énergie	4
1.2 Les perturbations électriques et leurs origines	4
1.2.1 Creux et coupures de tension.....	4
1.2.2 Fluctuations de tension	5
1.2.3 Déséquilibre du système triphasé de tension	5
1.2.4 Variation de fréquence	5
1.2.5 Harmoniques et interharmoniques	6
1.3 Les perturbations harmoniques	7
1.3.1 Origine des harmoniques	7
1.3.2 Conséquences des harmoniques.....	7
1.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	8
1.4 Normes	9
1.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques	11
1.5.1 Solutions traditionnelles de dépollution	11
1.5.2 Solutions modernes de dépollution.....	12
1.5.3 Comparatif et choix du FAP.....	14
1.6 Discussion	15
Conclusion	16

Chapitre 2 : Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux et des redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux

Introduction.....	17
2.1. Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	17
2.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	17
2.1.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux	18
2.1.3. Vecteurs de tension et diagramme vectoriel.....	20
2.1.4. Commande par MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	21
2.1.5. Commande par MLI vectorielle simplifiée.....	24
2.2. Modélisation et commande des redresseurs de courant à MLI.....	31
2.2.1. Modélisation du réseau électrique.....	31
2.2.2. Modélisation et commande du redresseur de courant à deux niveaux.....	32
2.2.3. Modélisation et commande du redresseur de courant à trois niveaux.....	33
2.2.4. Modélisation et commande du redresseur de courant à cinq niveaux.....	35
2.2.5. Régulation de la tension de sortie des redresseurs de courant à MLI à N niveaux.....	36
2.2.6. Résultats de simulation.....	38
Conclusion.....	41

Chapitre 3 : Filtre actif parallèle à cinq niveaux alimenté par différentes structures de redresseurs à MLI

Introduction	43
3.1. Charge non linéaire.....	43
3.2 Méthode d'identification des courants harmoniques.....	45
3.2.1. Généralités sur les puissances instantanées.....	45
3.2.2. Séparation des puissances perturbatrices.....	47
3.2.3. Calcul des courants perturbateurs.....	47
3.2.4. Algorithme d'identification.....	48
3.3. Commande par mode glissant du filtre à cinq niveaux.....	48
3.4. Cascade de quarte batteries-filtre à cinq niveaux.....	49
3.5. Cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux.....	51
3.6. Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-filtre à cinq niveaux.....	53
3.7. Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-filtre à cinq niveaux.....	56
3.8. Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-filtre à cinq niveaux.....	58
Conclusion.....	61

Chapitre 4 : Equilibrage des tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux

Introduction.....	62
4.1. Equilibrage des tensions par pont de clamping.....	62
4.1.1. Pont de clamping.....	62
4.1.2. Cascade d'une batterie-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	63
4.1.3. Cascade d'un redresseur à MLI à deux niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	64
4.1.4. Cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	66
4.1.5. Cascade d'un redresseur à MLI à cinq niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	68
4.2. Equilibrage des tensions par vecteurs redondants	70
4.2.1. Mise en équations	70
4.2.2. Diagramme vectoriel et états redondants	70
4.2.3. Effet des états redondants sur les tensions des condensateurs	74
4.2.4. Critère de choix des redondances	77
4.2.5. Application à la cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux	78
4.2.6. Application à la cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-filtre à cinq niveaux	79
4.2.7. Application au filtre à cinq niveaux autonome	80
Conclusion.....	82

Conclusion Générale	83
Bibliographie.....	85
Annexe A.....	93
Annexe B.....	94
Annexe C.....	99
Annexe D.....	107

Introduction

générale

Introduction Générale

Après sa production, l'énergie électrique doit être entretenue et suivie en raison des altérations subies pendant le transport. Les origines des perturbations les plus significatives dans les réseaux électriques sont moins au niveau de la production que du côté des consommateurs. Elles sont causées par la prolifération des charges non linéaires, telles que les redresseurs, les gradateurs, le matériel informatique, les appareils de climatisation ou encore les éclairages à base de tubes fluorescents. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux et introduisent de ce fait des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique.

Les harmoniques engendrés par ces charges circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voire même engendrer leur destruction [Defl 98][Wagn 93]. Ces effets néfastes peuvent apparaître instantanément ou se produire en différé tant pour le distributeur que pour les utilisateurs. C'est pour ces raisons que le filtrage des distorsions en courant et en tension est au centre des préoccupations actuelles à la fois des fournisseurs et des utilisateurs d'énergie électrique; ils adoptent donc, les uns comme les autres, les limites proposées par les normes IEEE 519-1992, CEI 61000.3-2/4[Diga 06].

Les filtres actifs parallèles (FAP) sont à ce jour les solutions avancées de dépollution les plus adéquates tant au niveau de la production que de la distribution. Leur réponse est instantanée et ils s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges du réseau électrique. Ils s'insèrent dans un réseau de distribution électrique sans imposer d'aménagement particulier [Alio 95][Ould 05]. En présence d'une charge non linéaire, des harmoniques se superposent sur le courant de la source créant ainsi un courant pollué. L'injection par le FAP des courants de compensations dans le réseau électrique permet de retrouver la forme initiale du courant.

L'utilisation des convertisseurs classiques à deux niveaux comme FAP dans le domaine des applications de forte puissance sans utilisation d'un transformateur ne convient pas, car cela exige des composants électroniques capables de supporter de fortes tensions inverses et de forts courants. Un autre inconvénient est lié à ce type de convertisseur du fait qu'il est à l'origine des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur.

Avec l'apparition des structures des convertisseurs multiniveaux proposés pour la première fois par [Naba 81], la recherche a pu faire face aux handicaps que présentait la structure classique. Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux tel que les onduleurs à diodes flottantes, à condensateur flottant, à point neutre flottant, à cellules imbriquées ou les onduleurs en cascade. Ces nouvelles structures de convertisseurs permettent de générer une tension de sortie de plusieurs niveaux. Cela a pu être réalisable en augmentant le nombre des interrupteurs composants le convertisseur et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [Koya 92] [Berk 95] [Lai 96] [Abde 03] [Abde 04-1].

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Il existe plusieurs stratégies de la commande par la modulation des largeurs d'impulsions, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et la modulation vectorielle [Berk 95][Khok 07][Imar 07][Talh 05-2][Gher 01][Gher 02][Zaim 05][Bark 08-1][Bark 08-2][Abde 04-2][Abde 04-3][Lali 09]. La modulation vectorielle, proposée par [Van 88] est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée parmi ces méthodes de modulation. Néanmoins, avec l'augmentation du niveau de l'onduleur, ce type de modulation devient de plus en plus compliqué, à cause de l'augmentation en exponentielle du nombre de positions possibles pour le vecteur tension de sortie.

Plusieurs travaux de recherche appliquent la modulation vectorielle sur les onduleurs à trois niveaux [Koya 92][Mong 04] [Hu 07] et à cinq niveaux [Bata 02] [Oh 07] [Wei 03]. Ces travaux utilisent une méthode typique qui consiste à approximer le vecteur tension de sortie de l'onduleur par une combinaison des vecteurs limitants ainsi la région contenant ce vecteur de tension. Aussi, plusieurs travaux proposent des versions simples, rapides et universelles de la modulation vectorielle des onduleurs multiniveaux. Ces approches consistent à transformer les équations de la modulation vectorielle en une nouvelle forme en utilisant un système de coordonnées convenables [Cela 01] [Seo 01] [Prat 02] [Pera 05][Chek 07][Bouh 05][Bouh 07][Ghen 07]. Dans [Cela 01], il a été proposé une méthode qui représente le vecteur tension de sortie dans un système de coordonnées euclidiennes à trois dimensions. La méthode utilisée dans [Pera 05] ajoute à la modulation vectorielle une boucle de commande prédictive du courant. Le courant de la charge est prédit pour chaque position du vecteur de tension. L'erreur de courant est alors calculée, et l'état des interrupteurs de l'onduleur qui minimise cette erreur est imposé. Bien que ces méthodes proposent des algorithmes universels applicables à tous les onduleurs multiniveaux, leurs algorithmes restent compliqués à cause des transformations des coordonnées utilisées.

L'inconvénient majeur des onduleurs multiniveaux est le déséquilibre qui se produit entre les tensions aux bornes de son bus continu [Srik 09]. Ce déséquilibre provoqué par les courants circulants dans ces condensateurs, cause le chargement de certains condensateurs et le déchargement d'autres. Cette inégalité des tensions du bus d'entrée se répercute sur la tension de sortie de l'onduleur. Le problème du déséquilibre s'aggrave davantage dans le cas des onduleurs de niveaux élevés, à cause de la multiplication des points milieux entre les condensateurs d'entrée.

Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature pour résoudre le problème du déséquilibre des sources continues des onduleurs multiniveaux. Certaines méthodes sont basées sur l'idée d'ajouter des séquences à tension nulle ou des offsets continus au vecteur de sortie [Lee 03] [Newt 97]. La méthode utilisée dans [Lee 98] et [Joua 02] ajoute des circuits d'électronique de puissance à l'onduleur pour pouvoir redistribuer la charge électrique entre les condensateurs. D'autres méthodes appliquent les théories des commandes automatiques telles que la commande par logique floue, la commande par réseaux de neurones et la commande par mode de glissement [Chib 02] [Bark 06][Bark 08-2][Bouh 04][Bouc 04][Bouc 07] [Beri 04][Gher 99]. Ces différentes méthodes ont toujours des inconvénients, tels que le coût élevé de réalisation, la complexité de l'installation ou l'utilisation des réglages en boucle ouverte seulement.

L'énergie alimentant le filtre actif, est généralement obtenue à partir d'un réseau électrique alternatif en utilisant un redresseur commandé en modulation de largeurs d'impulsions (MLI). La commande en MLI du redresseur permet, entre autres, d'avoir une tension continue stable à sa sortie, d'avoir un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et la charge, d'avoir un facteur de puissance unitaire et de réduire les harmoniques de courant dans le réseau électrique. Plusieurs méthodes de commande du redresseur et de la cascade redresseur-onduleur multiniveaux sont proposées dans la littérature [Berk 98][Gher 03][Chib 05][Talh 05-1][Bouc 06-1][Bouc 06-2][Gued 07].

Le sujet de cette thèse consiste à dépolluer le réseau électrique moyenne tension par un filtre actif parallèle à cinq niveaux à structure NPC alimenté par différents redresseurs à MLI. Pour atteindre cet objectif, on doit commander cette cascade d'une manière à obtenir les performances requises, que ce soit du point de vue de la tension fournie par la cascade, ou du point de vue effet de la cascade sur le réseau triphasé d'alimentation.

Le premier chapitre de cette thèse recense les perturbations qui peuvent apparaître dans un réseau électrique et expose leurs causes et leurs conséquences ainsi que les normes visant à diminuer leurs proliférations. Les solutions de dépollution existantes, tant traditionnelles que modernes sont rappelées.

Dans le deuxième chapitre, on va s'intéresser dans la première partie à la modélisation en vue de la commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Puis deux stratégies de commande à MLI, à savoir, une modulation triangulo-sinusoïdale et la modulation vectorielle simplifiée seront développées. Dans la deuxième partie, on étudiera les redresseurs à MLI à deux, trois et cinq niveaux avec un algorithme d'asservissement de leurs tensions de sortie.

Dans le troisième chapitre, on a étudié le filtrage du réseau MT par le filtre à cinq niveaux alimenté par différents redresseurs de courant à MLI à structure NPC. Où on montrera que l'inégalité des tensions d'entrée du filtre, affecte ses performances ce qui cause une mauvaise qualité de filtrage des courants de réseaux.

Finalement dans le quatrième chapitre, deux solutions permettant de stabiliser les tensions d'entrée du filtre à cinq niveaux sont proposées. La première par l'utilisation des ponts de clamping, la seconde par l'application de la commande par vecteurs redondants au filtre à cinq niveaux.

Chapitre 1

Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques

Sommaire

Introduction.....	4
1.1 Qualité de l'énergie	4
1.2 Les perturbations électriques et leurs origines	4
1.2.1 Creux et coupures de tension.....	4
1.2.2 Fluctuations de tension	5
1.2.3 Déséquilibre du système triphasé de tension	5
1.2.4 Variation de fréquence	5
1.2.5 Harmoniques et interharmoniques	6
1.3 Les perturbations harmoniques	7
1.3.1 Origine des harmoniques	7
1.3.2 Conséquences des harmoniques.....	7
1.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	8
1.4 Normes	9
1.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques	11
1.5.1 Solutions traditionnelles de dépollution	11
1.5.2 Solutions modernes de dépollution.....	12
1.5.3 Comparatif et choix du FAP.....	14
1.6 Discussion	15
Conclusion	16

Introduction

Le distributeur d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de qualité sous la forme de trois tensions sinusoïdales constituant un réseau triphasé équilibré.

La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement. Toutefois, cette tension subit généralement des altérations durant son transport jusqu'à son arrivée chez le client, industriel ou particulier. Les origines de ces altérations sont nombreuses; outre les incidents relatifs à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers.

Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles et des normes internationales imposées aux utilisateurs. Nous discuterons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques. Finalement, nous exposerons le principe de fonctionnement du filtre actif parallèle, filtre utilisé et développé tout au long de ce mémoire.

1.1 Qualité de l'énergie

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude des trois tensions,
- la forme d'onde,
- le déséquilibre.

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique. Afin de décrire certaines perturbations et de donner le niveau de conformité de l'énergie fournie, des normes ont déjà été établies.

1.2 Les perturbations électriques et leurs origines

Les perturbations électriques affectant l'un des quatre paramètres cités précédemment peuvent se manifester par : un creux ou une coupure de tension, une fluctuation de tension, un déséquilibre du système triphasé de tension, une variation de la fréquence, la présence d'harmoniques et/ou d'interharmoniques [Defl 98][Wagn 93].

1.2.1 Creux et coupures de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts

sur l'installation ou dans les réseaux tant publics que ceux des utilisateurs. Ils apparaissent également lors de manoeuvres d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs, transformateurs, etc.).

Une coupure de tension quand à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale ou disparition totale pendant une durée généralement comprise entre 10 ms et une minute pour les coupures brèves et supérieure à une minute pour les coupures longues. La plupart des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La figure 1.1(a) montre un exemple de creux et de coupure de tension.

1.2.2 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension situées dans une bande de $\pm 10\%$ et se produisent sur un intervalle de temps de quelques centièmes de secondes. Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courants d'appel importants. L'origine principale de ces courants est le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker. Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la figure 1.1(b).

1.2.3 Déséquilibre du système triphasé de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé (figure 1.1(c)).

Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau.

1.2.4 Variation de fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (figure 1.1(d)). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$.

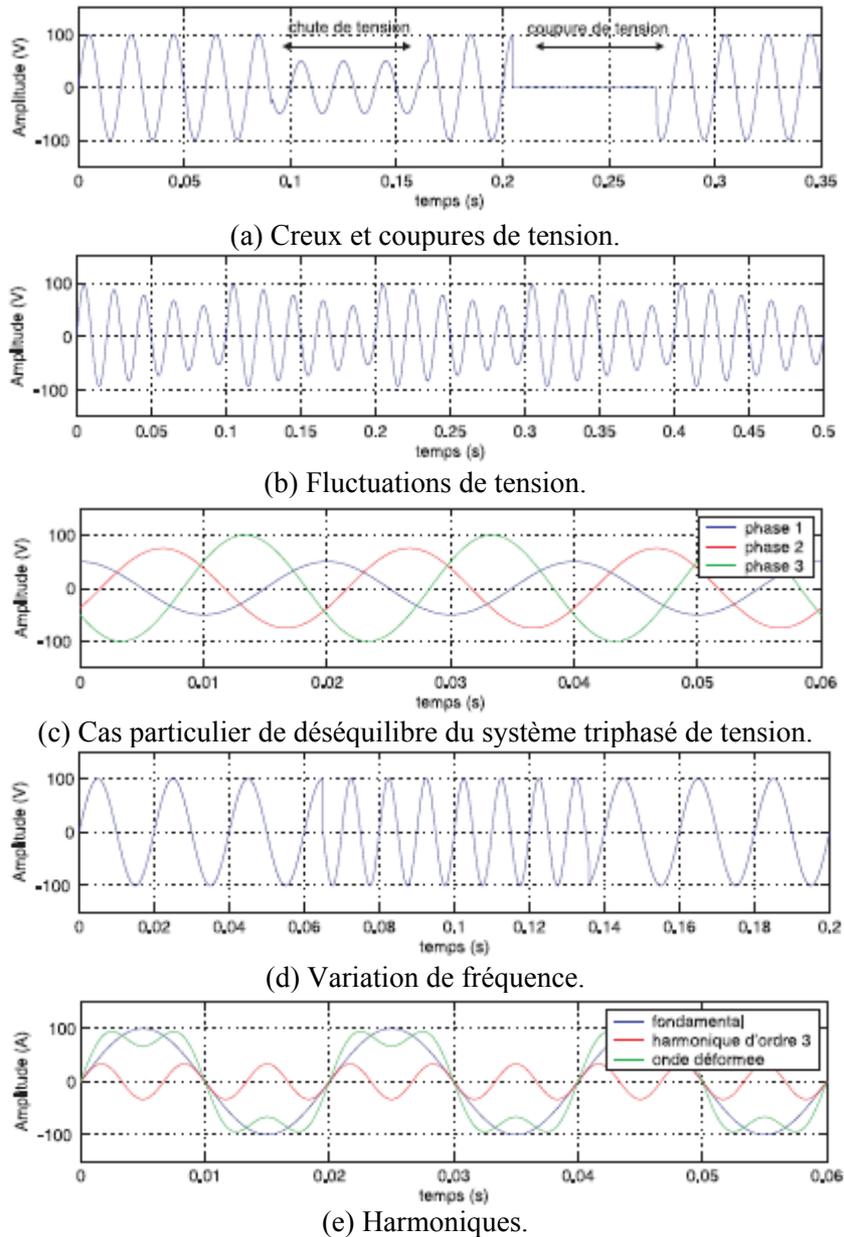


Figure 1.1. Les perturbations électriques

1.2.5 Harmoniques et interharmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entiers de celle du fondamental.

La figure 1.1(e) montre la superposition de l'harmonique d'ordre 3 sur un courant fondamental de fréquence 50 Hz. La principale source de la présence des harmoniques dans les réseaux électrique est l'utilisation de plus en plus croissante d'équipements de l'électronique de puissance à base de thyristors.

Les interharmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des interharmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle -commande.

1.3 Les perturbations harmoniques

1.3.1 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courants harmoniques : appareils d'éclairage fluorescents, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc.

1.3.2 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, déforme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau.

Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme.

a. Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques** : En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.
- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs** : Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disques.
- **Erreurs dans les appareils de mesure** : Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.
- **Vibrations et bruits** : Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

b. Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes électriques et amènent un déclassement des équipements.

- **échauffement des câbles et des équipements** : Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du suréchauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

- **échauffement des condensateurs** : L'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- **échauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs** : échauffement causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

1.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime déformé. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus utilisés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

a. Le taux de distorsion harmoniques

Notre étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformée. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_{ci}^2}}{I_{c1}} \quad (1.1)$$

avec I_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et I_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

b. Le facteur de puissance

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P , réactive Q et déformante D . Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.2)$$

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant (avec $D = 3V \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2}$, où I_c est la valeur efficace du courant de la charge).

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance F_p est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.3)$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1. En posant :

$$P = 3V I_{c1} \cos \phi \quad (1.4)$$

on aura

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \phi = F_{dis} \cos \phi \quad (1.5)$$

où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît. ϕ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension.

Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposées aux utilisateurs.

rangs impairs non multiple de 3			rangs impairs multiple de 3			rangs pairs		
rang	taux (%)		rang	taux (%)		rang	taux (%)	
	BT/MT	HT		BT/MT	HT		BT/MT	HT
5	6	2	3	5	2	2	2	1.5
7	5	2	9	1.5	1	4	1	1
11	3.5	1.5	15	0.3	0.3	6	0.5	0.5
13	3	1.5	21	0.2	0.2	8	0.5	0.2
17	2	1	>21	0.2	0.2	10	0.5	0.2
19	1.5	1				12	0.2	0.2
23	1.5	0.7				>12	0.2	0.2
25	1.5	0.7						
>25	0.2+0.5·25/h							
THD								
8 % pour réseaux BT/MT			3 % pour réseau HT					

Tableau. 1.1. Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse, moyenne et haute tension

1.4 Normes

L'objectif des normes et des réglementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. La Commission Electrotechnique Internationale (CEI)

définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) [Diga 06].

Nous pouvons citer à titre d'exemple :

- **Les normes CEI 61000-2-2 et 2-4** : elles définissent les niveaux de compatibilité des tensions harmoniques sur les réseaux publics basse et moyenne tension. Elles sont représentées sur le tableau 1.1.
- **Les normes CEI 61000-3-2 et 3-4** : ces normes représentées sur le tableau 1.2 et 1.3 fixent la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur et supérieur à 16 A.

Les normes précitées sont obligatoires mais restent incomplètes et ne permettent pas de garantir totalement la compatibilité électromagnétique sur les réseaux publics. C'est la raison pour laquelle EDF émet quelques recommandations concernant le raccordement des utilisateurs sur le réseau. Les limitations en tensions harmoniques que doivent respecter les clients d'EDF sont :

- pour chaque rang pair, la tension harmonique est limitée à 0.6%,
- pour chaque rang impair, la tension harmonique est limitée à 1%,
- limitation du THD à 1.6%.

à titre d'illustration, EDF propose le contrat EMERAUDE à ces clients. Ce contrat stipule que les deux parties (fournisseur et récepteur) s'engagent à respecter les normes limitant les perturbations harmoniques. EDF s'engage aussi à atteindre des résultats négociés au préalable. Pour ce qui est de la puissance réactive, EDF autorise ses clients à en consommer, sans être facturé, jusqu'à 40% de la puissance active absorbée. Ce contrat a pour vocation, non pas de pénaliser les clients, mais de les inciter à faire des progrès.

rang harmonique	courant harmonique maximal autorisé (A)
harmoniques impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \cdot 15/h$
harmoniques paires	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$

Tableau.1.2. Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2)

rang harmonique	taux (%)
5	9.5
7	6.5
11	3.1
13	2.0
17	1.2
19	1.1
23	0.9
25	0.8
29	0.7
31	0.7
≥35	≤0.6

Tableau.1.3. Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-4)

1.5 Solutions de dépollution des réseaux électriques

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes [Alio 95][Ould 05].

1.5.1 Solutions traditionnelles de dépollution

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.

Agir sur la structure de l'installation : il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique : on procède généralement au surdimensionnement des équipements afin d'assurer leur tenue aux surcharges harmoniques. Cette solution n'agit pas sur les harmoniques qui ne subissent aucune action curative de la part de l'utilisateur. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmonique sont résolus pendant une durée limitée.

Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette méthode cause un surcoût de production et ne tire pas profit du potentiel réel de l'installation.

Renforcement de la puissance de court-circuit : la diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas atténués.

Rééquilibrage des courants du réseau électrique : c'est une solution qui permet de répartir les charges d'une manière identique sur les trois phases. En effet, les charges monophasées et biphasées mal réparties engendrent des courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension.

Filtrage passif : le principe du filtrage passif consiste à insérer en amont de la charge, un ou plusieurs circuits accordés sur les harmoniques à rejeter. Ainsi, pour filtrer un courant à

une fréquence particulière, un filtre résonnant série est placé en parallèle sur le réseau (figure 1.2). Cependant, ce type de filtre est très sélectif. Pour atténuer toute une bande de fréquences, un filtre passif amorti du second ordre (figure 1.3) est préférable. Le dimensionnement de ces filtres dépend des harmoniques à éliminer, des performances exigées, de la structure du réseau et de la nature des récepteurs. Par cette technique, il est en général plus aisé de rejeter les harmoniques de rang élevé que celles de rang faible. Malgré sa large utilisation dans l'industrie, ce dispositif simple a tout de même certains inconvénients :

- une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire,
- les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer les performances du filtre,
- le réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées,
- des équipements volumineux,
- l'inadaptabilité et la perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

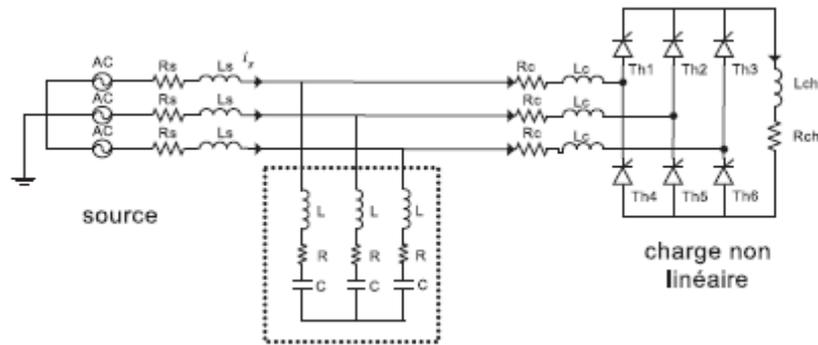


Figure 1.2. Filtre passif résonnant

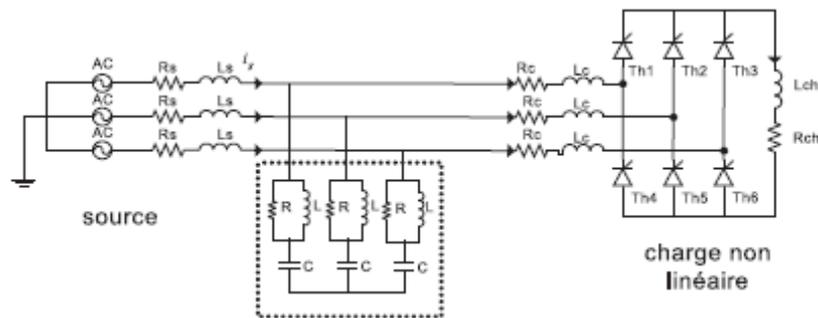


Figure 1.3. Filtre passif amorti

1.5.2 Solutions modernes de dépollution

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs, comme les thyristors GTO et les transistors IGBT. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à

compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques [Bhat 95][Choe 88][Cora 08][Choi 95][Mend 00][Abde 08-3][Abde 09-2].

Nous citerons trois topologies possibles de filtres actifs :

- le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive,
- le filtre actif série (FAS) : conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension,
- la combinaison parallèle-série actifs : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

le filtre actif parallèle : appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution (figure 1.4). Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il restitue dans le réseau électrique les courants harmoniques i_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau i_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Son indépendance vis-à-vis de la source et de la charge lui assure auto-adaptabilité, fiabilité et performance.

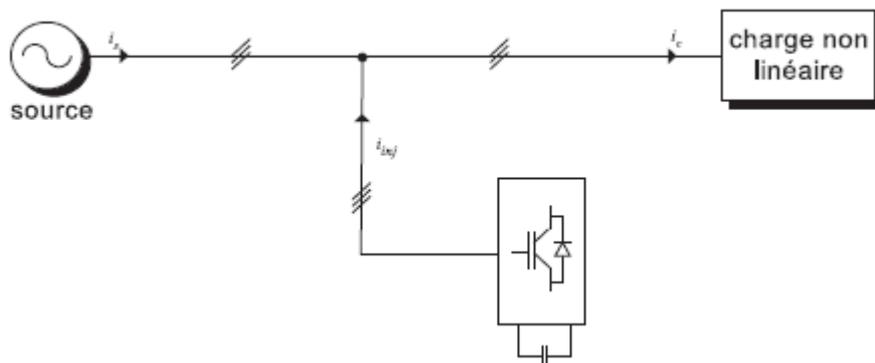


Figure 1.4 Filtre actif parallèle.

Le filtre actif parallèle empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Il améliore ainsi les taux de distorsion en courant et en tension.

le filtre actif série : le filtre actif série est connecté en série sur le réseau (figure 1.5). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibres) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en oeuvre : elle ne permet pas, par exemple, de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

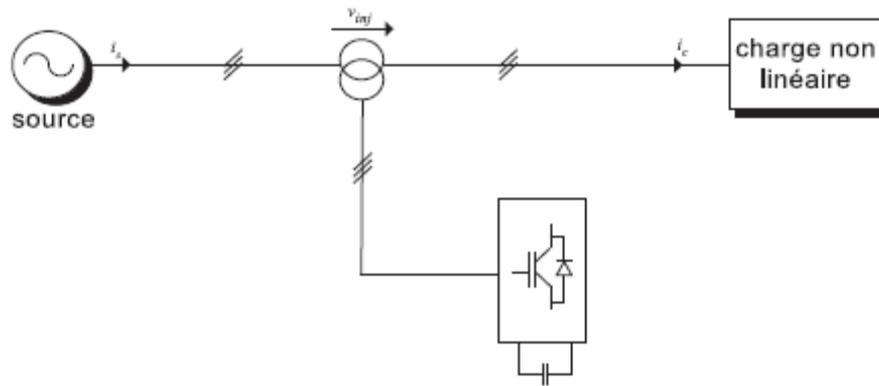


Figure 1.5 Filtre actif série

la combinaison parallèle-série actifs : c'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série (figure 1.6). Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou Unified Power Quality Conditioner (UPQC). L'UPQC possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèle et série.

Le filtre actif série, lorsqu'il est placé en amont du filtre actif parallèle comme montré sur la figure 1.6, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices. Lorsqu'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée.

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces structures sont conçues dans le but d'optimiser le rapport performance/coût. On peut citer trois configurations :

- filtre actif série avec des filtres passifs parallèles,
- filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles,
- filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

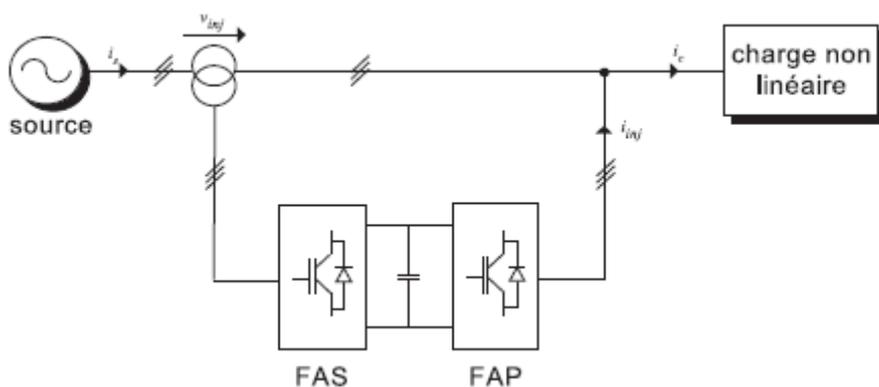


Figure 1.6 Combinaison des filtres actifs série et parallèle.

1.5.3 Comparatif et choix du FAP

Le tableau 1.4 montre un récapitulatif des avantages et inconvénients de cinq schémas de dépollution : renforcement de la puissance de court-circuit, filtrage passif, filtrage actif série, filtrage actif parallèle et le filtrage parallèle-série actifs.

Le filtre parallèle-série actifs compense toutes les perturbations liées à la tension et au courant. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficilement réalisable en pratique.

Le filtre actif parallèle génère des composantes harmoniques aux mêmes fréquences et en opposition de phase aux perturbations mesurées. Il compense les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire, tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Cependant, la compensation des harmoniques de tension n'est toujours pas évidente avec cette approche.

En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie (plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant) et les bonnes performances obtenues par le FAP, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques. Le bon fonctionnement du FAP est directement lié aux choix des techniques à utiliser dans la partie contrôle-commande.

principes	avantages	inconvénients
renforcement de la puissance de court-circuit	amélioration de la forme de la tension	pas d'amélioration de la forme du courant, pas toujours réalisable
filtrage passif	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
filtrage actif série	amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
filtrage actif parallèle	amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
la combinaison parallèle-série actifs	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	réalisation difficile

Tableau 1.4. Récapitulatif des solutions de dépollution

1.6 Discussion

Depuis sa vulgarisation, le filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques, reste l'une des méthodes de compensation les plus étudiées et les plus développées. Cette méthode qui allie rapidité et efficacité, présente des avantages certains et un potentiel de développement important. La technologie utilisée dans les structures de filtre actif de type shunt (IGBT et DSP) permet, en se basant sur les mêmes structures, de développer de nouvelles stratégies de contrôle et de les comparer avec les existantes.

Cependant, le FAP constitué de plusieurs blocs reste une stratégie complexe qui a besoin d'une étude approfondie et minutieuse pour qu'elle ait un bon rendement. Chaque bloc remplit une tâche bien précise et dépend fortement des performances des autres blocs. Cette dépendance rend encore une fois la modélisation plus difficile et demande une sélection rigoureuse des techniques à utiliser.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques basse tension et les solutions de dépollution existantes.

Le développement croissant des appareils générateurs d'harmoniques entraînera une hausse sensible des perturbations injectées par les clients. On s'attend à un dépassement de 50% à 150% des niveaux limités par les normes internationales d'ici quelques années si rien n'est réellement entrepris.

Afin de palier à ces problèmes, des réglementations imposent aux utilisateurs ou opérateurs, de limiter la prolifération des harmoniques dans le réseau électrique. Ainsi et afin de répondre aux contraintes de l'évolution des charges polluantes, le développement des systèmes de compensation adaptatifs est favorisé. Nos travaux d'optimisation portent sur le filtre actif parallèle en tant que solution de dépollution, en raison de ses bonnes performances en compensation et de sa faisabilité expérimentale.

Chapitre 2

Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux et des redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux

Sommaire

Introduction.....	17
2.1. Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	17
2.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	17
2.1.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux	18
2.1.3. Vecteurs de tension et diagramme vectoriel.....	20
2.1.4. Commande par MLI triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	21
2.1.5. Commande par MLI vectorielle simplifiée.....	24
2.2. Modélisation et commande des redresseurs de courant à MLI.....	31
2.2.1. Modélisation du réseau électrique.....	31
2.2.2. Modélisation et commande du redresseur de courant à deux niveaux.....	32
2.2.3. Modélisation et commande du redresseur de courant à trois niveaux.....	33
2.2.4. Modélisation et commande du redresseur de courant à cinq niveaux.....	35
2.2.5. Régulation de la tension de sortie des redresseurs de courant à MLI à N niveaux.....	36
2.2.6. Résultats de simulation.....	38
Conclusion.....	41

Introduction

Les filtres actifs sont des convertisseurs de puissance. Pour obtenir le fonctionnement optimal de ces filtres actifs, on doit améliorer la forme de leur tension de sortie. L'amélioration de cette forme est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques. Pour améliorer la forme de cette tension, on peut agir sur la structure du convertisseur ou sur sa méthode de commande. Plusieurs topologies de convertisseurs sont proposées dans la littérature. Parmi ces convertisseurs, on distingue les convertisseurs multiniveaux, à structure NPC (Neutral Point Clamping) [Naba 81] [Koya 92] [Berk 95] [Lai 96] [Dupu 09] qui permettent d'augmenter la tension délivrée à la charge grâce à leur topologie. 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 [Schi 98].

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.

Dans ce chapitre, on va s'intéresser dans la première partie à la modélisation en vue de la commande de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC. Puis deux stratégies de commande à MLI, à savoir, une modulation triangulo-sinusoïdale et une modulation vectorielle seront développés.

Dans la deuxième partie, on étudiera les redresseurs à MLI à deux, à trois et à cinq niveaux avec un algorithme d'asservissement de leurs tensions de sortie. Ces redresseurs seront utilisés dans les prochains chapitres comme alimentation pour le filtre à cinq niveaux.

2.1. Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux

2.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC se compose de trois bras symétriques constitué chacun de six interrupteurs en série et deux autres en parallèle, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DDK0 et DDK1. Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bi-commandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche. La présentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure 2.1 [Abde 08-2] [Abde 09-1].

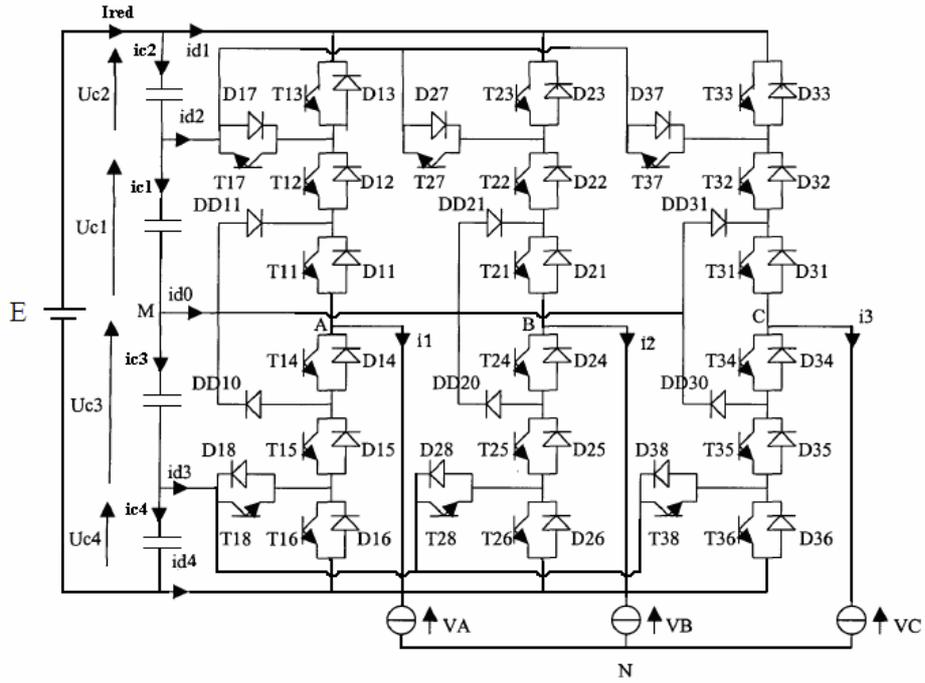


Figure 2.1 Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

2.1.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux

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) [Mey 97] [Miya 02] [Abde 04-4] [Abde 04-5]. De ce fait, on peut définir la fonction de connexion à chaque interrupteur TDks, tel que:

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.1)$$

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras, on définit une commande complémentaire optimale associée à un bras i de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} B_{i5} = \overline{B_{i1}} \\ B_{i4} = \overline{B_{i2}} \\ B_{i6} = \overline{B_{i3}} \\ B_{i7} = B_{i1} B_{i2} \overline{B_{i5}} \\ B_{i8} = B_{i4} B_{i5} \overline{B_{i6}} \end{cases} \quad (2.2)$$

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

$$\begin{cases} F_{i5} = 1 - F_{i1} \\ F_{i4} = 1 - F_{i2} \\ F_{i6} = 1 - F_{i3} \\ F_{i7} = F_{i1} F_{i2} (1 - F_{i3}) \\ F_{i8} = F_{i4} F_{i5} (1 - F_{i6}) \end{cases} \quad (2.3)$$

Pour un bras i , les fonctions de connexion des demi-bras F_{im}^b et des demi-bras globales F_{im}^{bT} s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{im}^b = F_{i1} F_{i2} F_{i3} \\ F_{im}^b = F_{i4} F_{i5} F_{i6} \\ F_{im}^{bT} = F_{i7} + F_{im}^b \\ F_{im}^{bT} = F_{i8} + F_{im}^b \end{cases} \quad (2.4)$$

On désigne par :

$m=1$: le demi- bras du haut.

$m=0$: le demi- bras du bas.

Le tableau 2.1 présente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux:

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	V_{kM}
1	1	1	$U_{c1} + U_{c2}$
1	1	0	U_{c1}
1	0	0	0
0	0	1	$-U_{c3}$
0	0	0	$-U_{c3} - U_{c4}$

Tableau 2.1. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

Ainsi, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement à cinq niveaux.

On note les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu «M» comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11} \\ F_{27} + F_{21} \\ F_{37} + F_{31} \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10} \\ F_{28} + F_{20} \\ F_{38} + F_{30} \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c4} = F_{i1}^{bT} U_{c1} + F_{i1}^b U_{c2} - F_{i0}^{bT} U_{c3} - F_{i0}^b U_{c4} \quad (2.5)$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

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 par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{17} i_1 + F_{27} i_2 + F_{37} i_3 \\ i_{d3} = F_{18} i_1 + F_{28} i_2 + F_{38} i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \\ i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d4} \end{cases} \quad (2.7)$$

On définit la matrice de conversion simple $[N(t)]$, reliant le vecteur d'entrée interne $[V_A, V_B, V_C, id1, id2, id3, id4, id0]^t$ au vecteur d'état $[U_{c1}, U_{c2}, U_{c3}, U_{c4}, i_1, i_2, i_3]^t$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id1 \\ id2 \\ id3 \\ id4 \\ id0 \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ U_{c3} \\ U_{c4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.1.3. Vecteurs de tension et diagramme vectoriel

A partir des tensions de sortie, on définit le vecteur tension de sortie:

$$v_s = V_A e^{j0} + V_B e^{-j2\pi/3} + V_C e^{j2\pi/3} = v_d + jv_q \quad (2.9)$$

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan $d - q$. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure 2.2 (plus en détail par la figure 4.25 et les tableaux 4.1, 4.2 et 4.3). On distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Certaines positions sont créées par plusieurs états redondants. De l'hexagone externe vers l'hexagone interne, les positions du vecteur v_s sont créées respectivement par un, deux, trois ou quatre états redondants. La position du centre de l'hexagone, qui correspond à une tension de sortie nulle, est créée par cinq états redondants. On distingue ainsi 24 positions à une seule redondance, 18 positions à deux redondances, 12 positions à trois redondances et 6 positions à quatre redondances.

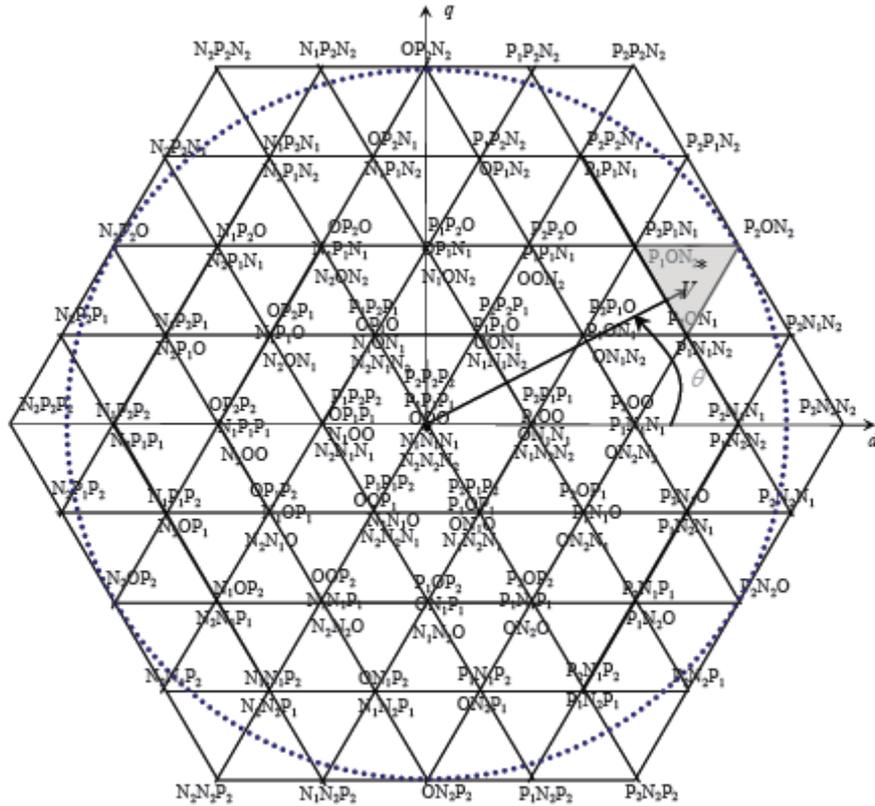


Figure 2.2. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux

2.1.4. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

A. Principe de la méthode

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 quatre porteuses triangulaires bipolaires comme l'indique la figure 2.3.

Les quatre porteuses U_{p1} , U_{p2} , U_{p3} , U_{p4} utilisées sont définies comme suit :

$$\begin{cases}
 U_{p1} = \begin{cases} 4U_c \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 4U_c \left(-\frac{2t}{T_p} + \frac{3}{2} \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{4} \right) \\
 U_{p3} = U_{p1} \left(t - 2\frac{T_p}{4} \right) \\
 U_{p4} = U_{p1} \left(t - 3\frac{T_p}{4} \right)
 \end{cases} \quad (2.10)$$

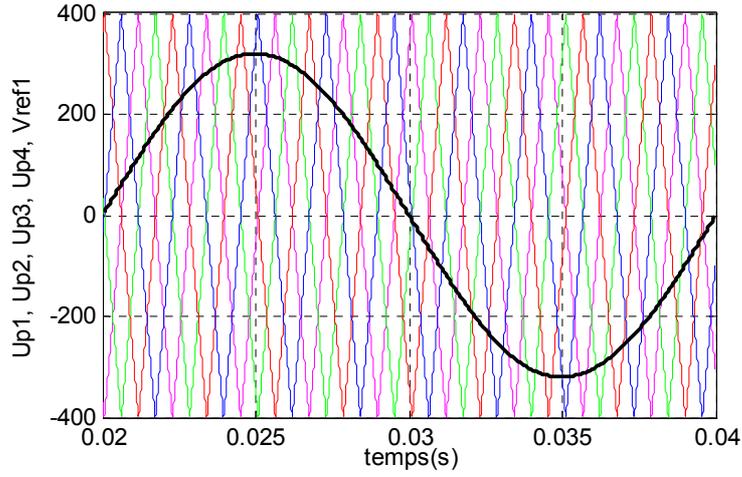


Figure 2.3. Stratégie PWM à quatre porteuses bipolaires

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

Etape 1: Détermination des tensions intermédiaires: ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$)

$$\begin{cases} \text{si } V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 2U_c & \text{si non } V_{k1} = U_c \\ \text{si } V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = U_c & \text{si non } V_{k2} = 0 \\ \text{si } V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 & \text{si non } V_{k3} = -U_c \\ \text{si } V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = -U_c & \text{si non } V_{k4} = -2U_c \end{cases} \quad (2.11)$$

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

$$\begin{cases} \text{si } V_{km} = 2U_c \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 1. \\ \text{si } V_{km} = U_c \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 0. \\ \text{si } V_{km} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0. \\ \text{si } V_{km} = -U_c \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 1. \\ \text{si } V_{km} = -2U_c \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

avec :

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \quad (2.13)$$

B. Simulation numérique

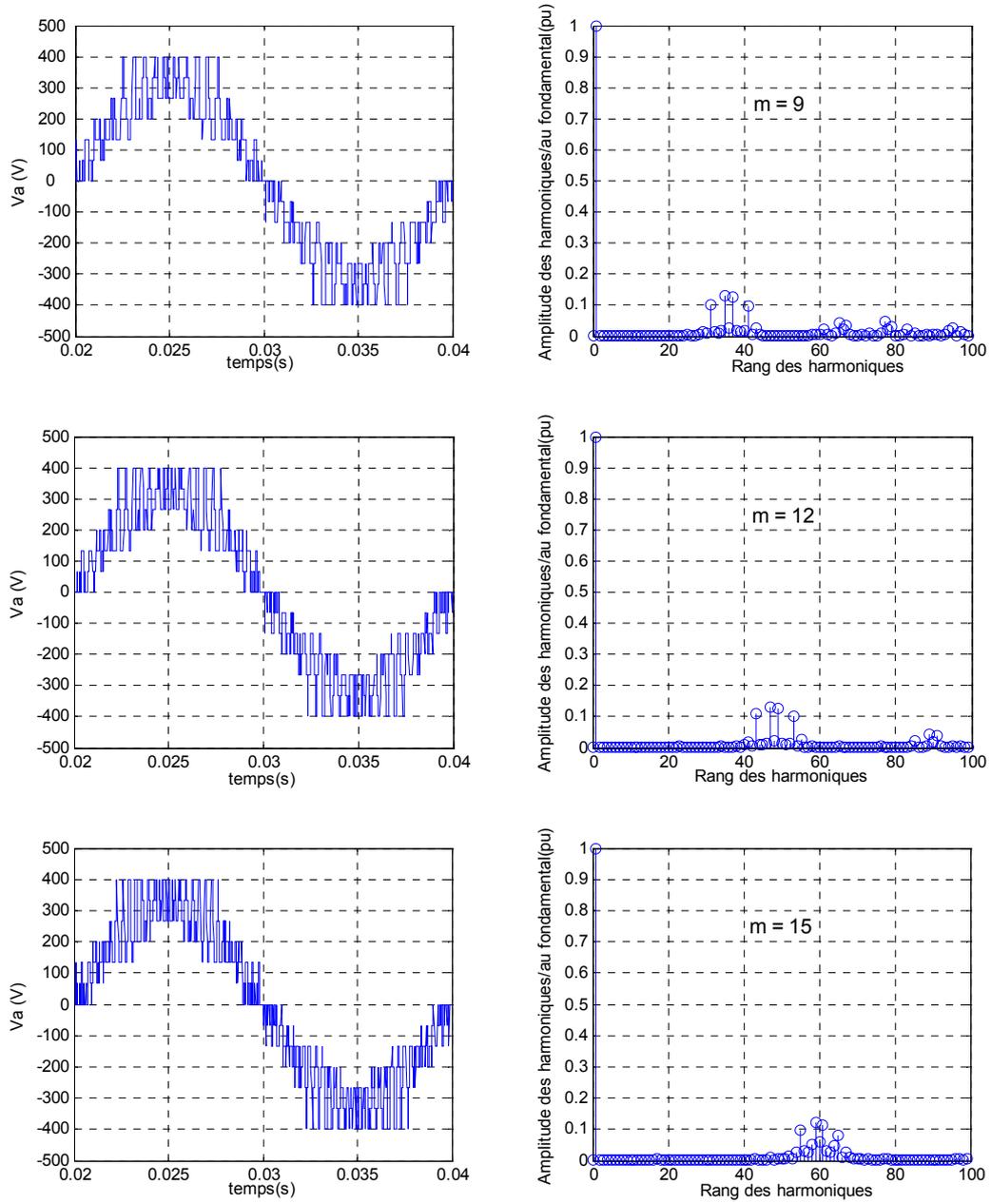


Figure 2.4. Tension simple V_a et son spectre harmonique pour différentes valeurs de m ($r=0.8$)

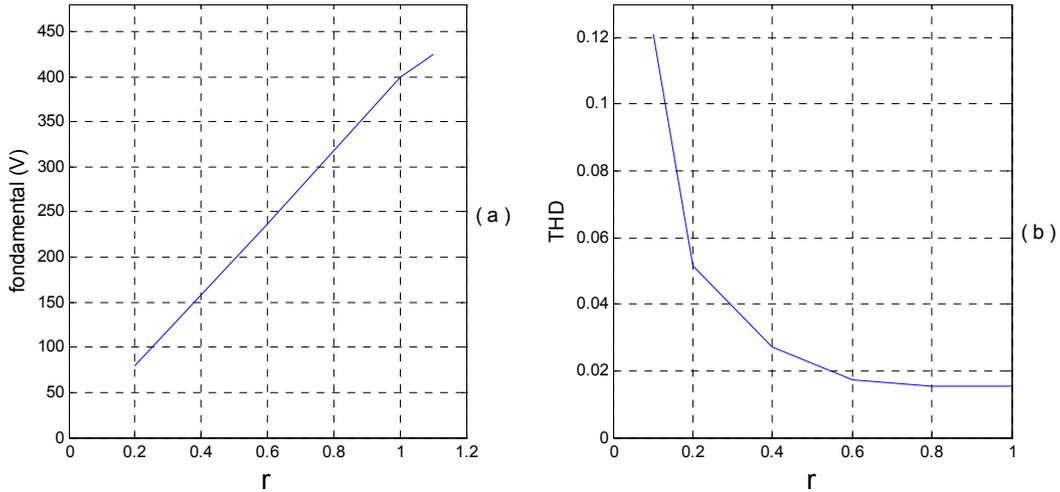


Figure 2.5. Evolutions du fondamental et du THD avec le taux de modulation pour $m = 30$.

Interprétations et commentaires

On constate que quel que soit " m " pair ou impair, la tension V_a présente une symétrie par rapport à $T/4$, et donc seuls les harmoniques impairs existent. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent autour des fréquences multiples de $4m$ ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=200V$) (figure 2.4).

L'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

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 2.5).

2.1.5. Commande par modulation vectorielle simplifiée

A. Principe de la méthode

Cette méthode est basée sur la décomposition géométrique du diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux en plusieurs hexagones représentant des diagrammes vectoriels des onduleurs à niveaux plus réduits. En effet, Le diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux peut être décomposé en six hexagones, chacun est formé du diagramme vectoriel d'un onduleur à trois niveaux (figure.2.6). A leur tour, chaque diagramme vectoriel d'un onduleur à trois niveaux peut être décomposé en six hexagones, chacun étant le diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux. Ainsi, le diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux est décomposé en trente six diagrammes vectoriels d'onduleur à deux niveaux. [Lali 06-2] [Lali 06-1][Lali 07-2] [Abde 10-4] [Chek 07].

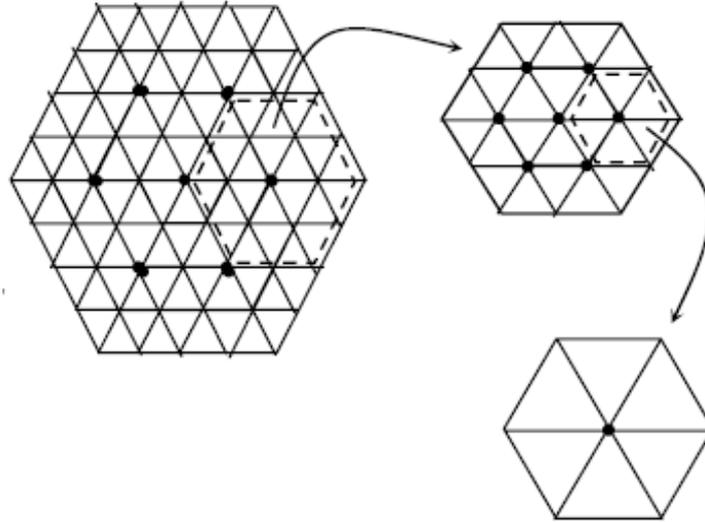


Figure 2.6. Décomposition du diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux.

L'algorithme de la méthode se résume en deux étapes: la sélection d'un des hexagones composant le diagramme vectoriel, et le changement d'origine du vecteur tension de référence vers le centre de cet hexagone sélectionné.

B. Sélection d'un hexagone à trois niveaux

Suivant la position du vecteur tension de référence dans le diagramme vectoriel de l'onduleur cinq niveaux, on sélectionne un des six hexagones équivalents à des diagrammes d'onduleurs à trois niveaux (passage de 5 à 3 niveaux indiqué sur la figure.2.5). Chaque deux hexagones adjacents se chevauchent. En divisant les régions de chevauchement par égalité entre les différents hexagones, chaque hexagone, indiqué par un numéro s est défini de la manière suivant:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } -\pi/6 < \theta < \pi/6 \\ 2 & \text{si } \pi/6 < \theta < \pi/2 \\ 3 & \text{si } \pi/2 < \theta < 5\pi/6 \\ 4 & \text{si } 5\pi/6 < \theta < 7\pi/6 \\ 5 & \text{si } 7\pi/6 < \theta < 3\pi/2 \\ 6 & \text{si } 3\pi/2 < \theta < 11\pi/6 \end{cases} \quad (2.14)$$

θ est la position angulaire du vecteur v_s^* dans le diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux, mesurée par rapport à l'axe d .

C. Premier changement d'origine du vecteur tension de référence

L'origine du vecteur tension de référence v_s^* est transférée vers le centre de l'hexagone sélectionné. Un exemple illustratif est indiqué sur la figure 2.7, dans le cas d'un vecteur v_s^* situé dans le premier hexagone ($s = 1$). Le vecteur résultant après la translation est noté v_s . On note O' l'origine de l'hexagone sélectionné, et on considère le système d'axes $d'-q'$, dont l'origine est O' . Les vecteurs v_s^* et $v_s'^*$ sont reliés par:

$$V_s^* = V_s^{*'} + \overline{OO'}$$
(2.15)

Les composantes $V_d^{*'}$ et $V_q^{*'}$ du vecteur $V_s^{*'}$ dans le système $d'-q'$ se déduisent en faisant les projections de la relation vectorielle (2.15) sur les deux axes d et q . Les composantes $V_d^{*'}$ et $V_q^{*'}$ en fonction des composantes V_d^* et V_q^* pour les six hexagones (en grandeurs relatives) sont résumées dans le tableau 2.2.

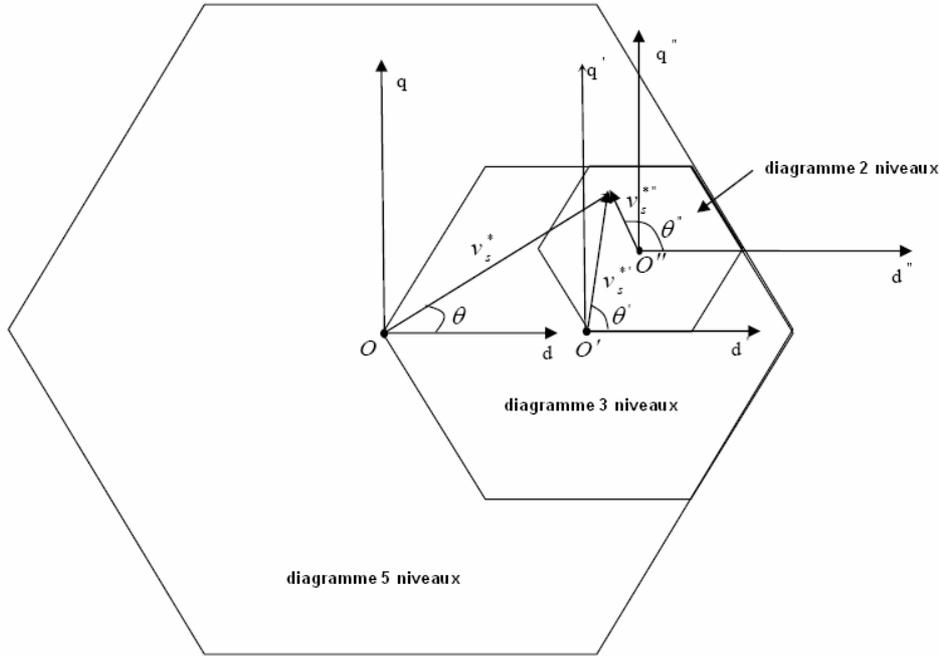


Figure 2.7. Changement d'origine du vecteur tension de référence.

s	$v_d^{*'}$	$v_q^{*'}$
1	$v_d^* - 1/2$	v_q^*
2	$v_d^* - 1/4$	$v_q^* - \sqrt{3}/4$
3	$v_d^* + 1/4$	$v_q^* - \sqrt{3}/4$
4	$v_d^* + 1/2$	v_q^*
5	$v_d^* + 1/4$	$v_q^* + \sqrt{3}/4$
6	$v_d^* - 1/4$	$v_q^* + \sqrt{3}/4$

Tableau 2.2: Coordonnées du vecteur de tension corrigé $V_s^{*'}$

Les composantes $V_d^{*'}$ et $V_q^{*'}$ permettent de déduire la position angulaire θ' du vecteur $V_s^{*'}$ dans le plan $d'-q'$:

$$\theta' = \arctg(V_q^{*'} / V_d^{*'})$$
(2.16)

D. Sélection d'un hexagone à deux niveaux

Le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux sélectionné dans le paragraphe précédent est composé de six hexagones, chacun représente le diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux. L'hexagone contenant le vecteur $V_s^{*'}$, indiqué par un indice s' , est sélectionné de la manière suivante:

$$s' = \begin{cases} 1 & \text{si } -\pi/6 < \theta' < \pi/6 \\ 2 & \text{si } \pi/6 < \theta' < \pi/2 \\ 3 & \text{si } \pi/2 < \theta' < 5\pi/6 \\ 4 & \text{si } 5\pi/6 < \theta' < 7\pi/6 \\ 5 & \text{si } 7\pi/6 < \theta' < 3\pi/2 \\ 6 & \text{si } 3\pi/2 < \theta' < 11\pi/6 \end{cases} \quad (2.17)$$

E. Deuxième changement d'origine du vecteur tension de référence

L'origine du vecteur $V_s^{*'}$ est transférée vers le centre du diagramme vectoriel à deux niveaux sélectionnés, comme indiqué à la figure.2.7 dans le cas de la sélection de l'hexagone $s' = 2$. Le vecteur résultant après la translation est noté $V_s^{*''}$. On note O'' l'origine de l'hexagone sélectionné, et on considère le système d'axes $d'' - q''$, d'origine O'' . Les vecteurs $V_s^{*'}$ et $V_s^{*''}$ sont liés par:

$$V_s^{*'} = V_s^{*''} + \overline{O'O''} \quad (2.18)$$

Les composantes $V_d^{*''}$ et $V_q^{*''}$ du vecteur $V_s^{*''}$ dans le système $d'' - q''$ se déduisent en faisant les projections de la relation (2.18) sur les deux axes $d'' - q''$. Le tableau 2.3 résume les expressions relatives de $V_d^{*''}$ et $V_q^{*''}$ pour les différents hexagones.

s'	$V_d^{*''}$	$V_q^{*''}$
1	$v_d^{*'} - 1/4$	$v_q^{*'}$
2	$v_d^{*'} - 1/8$	$v_q^{*' - \sqrt{3}/8}$
3	$v_d^{*'} + 1/8$	$v_q^{*' - \sqrt{3}/8}$
4	$v_d^{*'} + 1/4$	$v_q^{*'}$
5	$v_d^{*'} + 1/8$	$v_q^{*' + \sqrt{3}/8}$
6	$v_d^{*'} - 1/8$	$v_q^{*' + \sqrt{3}/8}$

Tableau 2.3. Coordonnées du vecteur de tension corrigé $V_s^{*''}$

La position angulaire θ'' du vecteur $V_s^{*''}$ dans le plan $d''-q''$ se déduit des composantes $V_d^{*''}$ et $V_q^{*''}$:

$$\theta'' = \arctg(V_q^{*''} / V_d^{*''}) \quad (2.19)$$

F. MLI vectorielle à deux niveaux [Van 88]

Des étapes précédentes, nous obtenons un vecteur tension de référence $V_s^{*''}$ (2.20) de module $r'' V_M''$ et de position angulaire θ'' à l'intérieur du diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux, ce qui signifie qu'on peut généraliser tous les algorithmes de la modulation vectorielle des onduleurs à deux niveaux au cas des onduleurs à cinq niveaux. La figure 2.8 représente le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

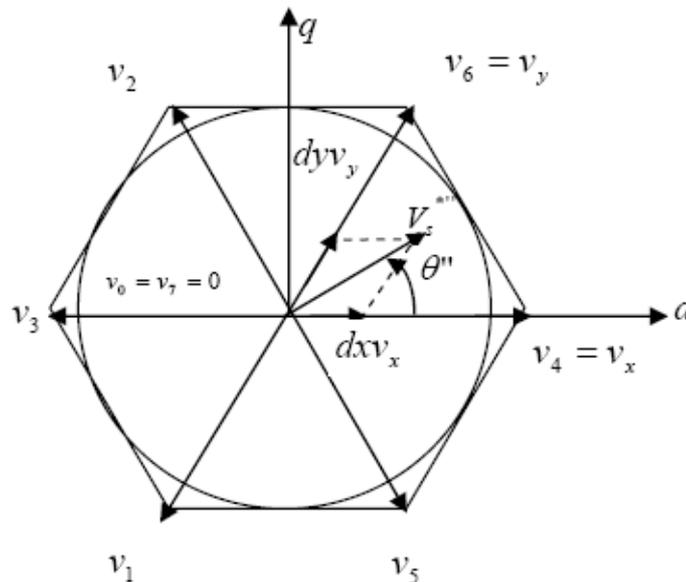


Figure.2.8. Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux

$$V_s^{*''} = r'' V_M'' e^{j\theta''} = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z \quad (2.20)$$

avec :

$$\begin{cases} d_x = T_x / T_s = r'' \sin(\pi/3 - \theta'') \\ d_y = T_y / T_s = r'' \sin(\theta'') \\ d_z = T_z / T_s = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (2.21)$$

T_s : période d'échantillonnage de l'onduleur;

T_x, T_y et T_z : durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z

$T_x + T_y + T_z = T_s$ et $d_x + d_y + d_z = 1$

m'' : le taux de modulation relatif au vecteur de référence $V_s^{*''}$

V_M'' : l'amplitude maximal possible du vecteur $V_s^{*''}$

Pour exprimer le taux de modulation r'' , on fait la projection de l'équation (2.18) sur l'axe d' , ce qui donne:

$$r' \sqrt{\frac{3}{2}} \cos \theta = r'' \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{4} \cos \theta' + \Delta x' \quad (2.22)$$

On déduit l'expression de r'' fonction de r' :

$$r'' = 2r' \frac{\cos \theta'}{\cos \theta''} - \frac{8\Delta x'}{\sqrt{3} \cos \theta''} \quad (2.23)$$

La grandeur $\Delta x'$ est la projection du vecteur $\overline{O'O''}$ sur l'axe d' . Elle dépend de l'hexagone sélectionné. Son expression est:

$$\Delta x' = \begin{cases} 1/4 \text{ si } s' = 1 \\ 1/8 \text{ si } s' = 2 \text{ ou } s' = 6 \\ -1/8 \text{ si } s' = 3 \text{ ou } s' = 5 \\ -1/4 \text{ si } s' = 4 \end{cases} \quad (2.24)$$

De la même manière, on obtient l'expression du taux de modulation r' lié au vecteur $V_s^{*'}$ en fonction de r en faisons la projection de l'équation (2.15) sur l'axe d .

$$r' = 2r \frac{\cos \theta}{\cos \theta'} - \frac{4\Delta x}{\sqrt{3} \cos \theta'} \quad (2.25)$$

avec :

$$\Delta x = \begin{cases} 1/2 \text{ si } s = 1 \\ 1/4 \text{ si } s = 2 \text{ ou } s = 6 \\ -1/4 \text{ si } s = 3 \text{ ou } s = 5 \\ -1/2 \text{ si } s = 4 \end{cases} \quad (2.26)$$

Des équations (2.23) et (2.25) on déduit l'expression de r'' en fonction de r , Δx , $\Delta x'$, θ et θ'' :

$$r'' = 4r \frac{\cos \theta}{\cos \theta''} - \frac{8(\Delta x + \Delta x')}{\sqrt{3} \cos \theta''} \quad (2.27)$$

Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de l'hexagone, on impose au vecteur $V_s^{*''}$ de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure 2.8. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur $V_s^{*''}$ est :

$$V_M'' = V_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (2.28)$$

G. Simulation numérique

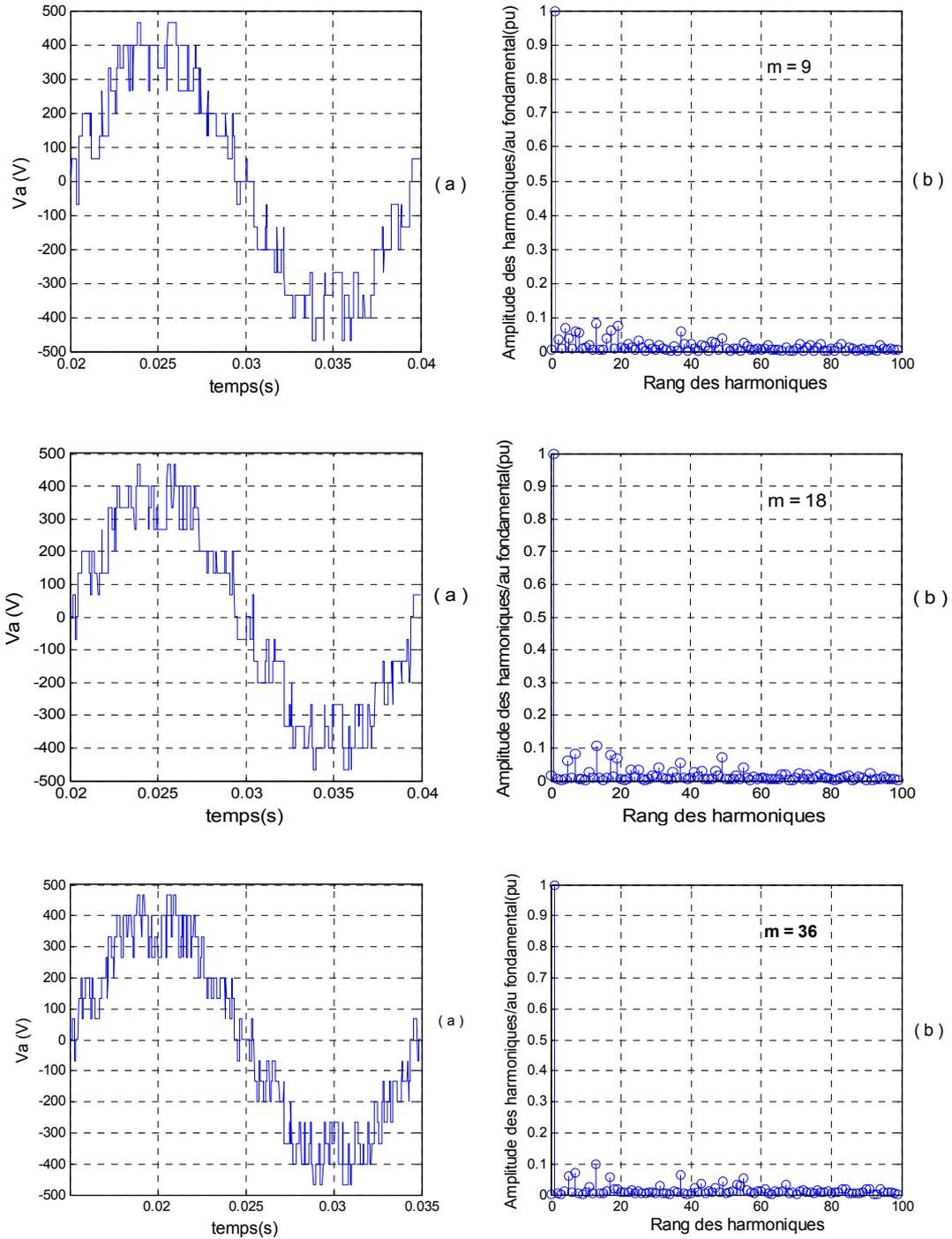


Figure 2.9. Tension simple V_a et son spectre harmonique pour différentes valeurs de m ($r=0.8$)

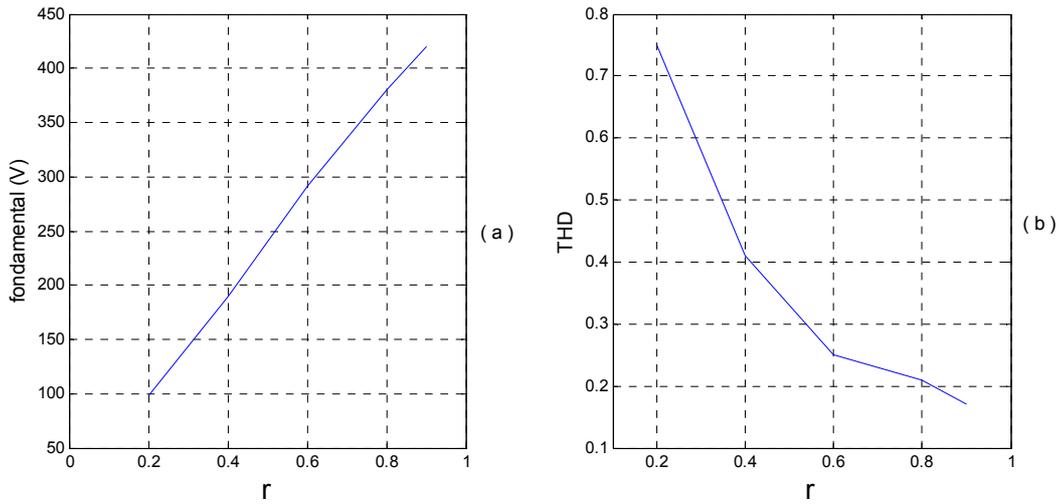


Figure 2.10. Evolutions du fondamental et du THD avec le taux de modulation pour $m = 40$.

Interprétations et commentaires

La figure.2.9 présente la tension de sortie simple de l'onduleur et son analyse harmonique pour différentes valeurs de l'indice de modulation m . L'analyse harmonique montre que le spectre n'est pas centré autour des multiples de la fréquence de commutation, mais il est distribué sur une large étendue de l'axe horizontal. En outre, les amplitudes des harmoniques diminuent avec l'augmentation de l'indice de modulation m ($U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=200V$). De la figure 2.10, on constate que le module du fondamentale augmente et que le taux d'harmonique diminue avec l'augmentation du taux de réglage r

2.2. Modélisation et commande des redresseurs de courant à MLI

2.2.1. Modélisation du réseau électrique

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 connues et de réduire l'effet de leurs variations.

En appliquant la loi des mailles au modèle de la figure 2.11 on trouve:

$$V_{si} = R i_{si} + L \frac{di_{si}}{dt} + V_{kN} \quad (2.29)$$

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

V_{kN} : la tension liée à la phase k du redresseur à MLI

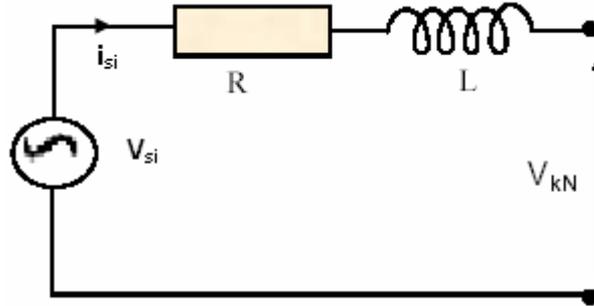


Figure 2.11. Modèle d'une phase du réseau électrique

2.2.2. Modélisation et commande du redresseur de courant à deux niveaux

A. Modélisation du redresseur à deux niveaux

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

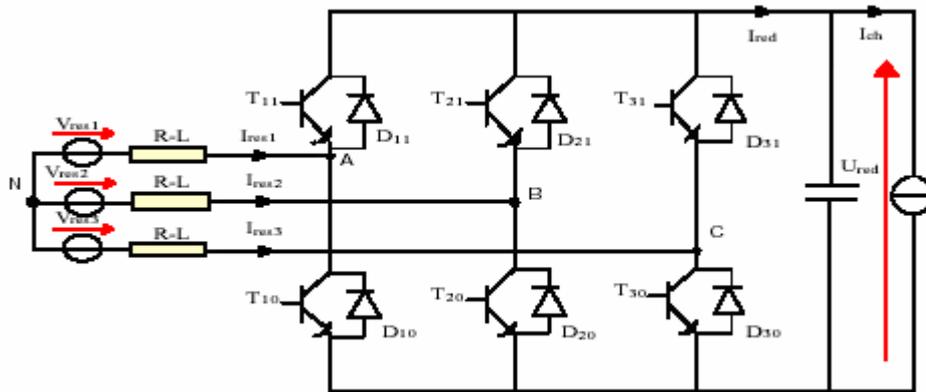


Figure 2.12. Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante:

$$B_{i1} = \overline{B_{i0}} \quad (2.30)$$

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante:

$$V_{km} = F_{is} U_{red} \quad (2.31)$$

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

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système (2.32).

$$\begin{cases} V_A = 1/3 (2F_{11} - F_{21} - F_{31})U_{red} \\ V_B = 1/3 (2F_{21} - F_{11} - F_{31})U_{red} \\ V_C = 1/3 (2F_{31} - F_{11} - F_{21})U_{red} \end{cases} \quad (2.32)$$

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

$$I_{red} = F_{11} I_{res1} + F_{21} I_{res2} + F_{31} I_{res3} \quad (2.33)$$

B. Commande par la stratégie à hystérésis de courant du redresseur à deux niveaux

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 courants de 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 (2.34).

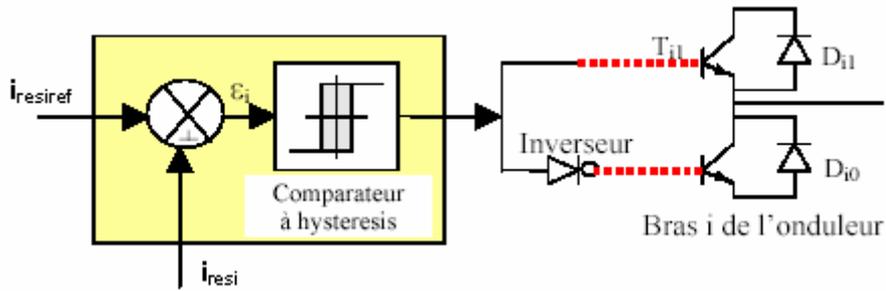


Figure 2.13. Principe du contrôle par hystérésis

$$\begin{cases} si \ \varepsilon_i \geq \Delta i \Rightarrow B_{i1} = 0 \\ si \ \varepsilon_i \leq -\Delta i \Rightarrow B_{i1} = 1 \\ \varepsilon_i = i_{res1} - i_{res1ref} \end{cases} \quad (2.34)$$

2.2.3. Modélisation et Commande du redresseur de courant à trois niveaux

A. Modélisation du redresseur à trois niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à trois niveaux est donnée par la figure suivante [Bouc 04] [Bouc 06]:

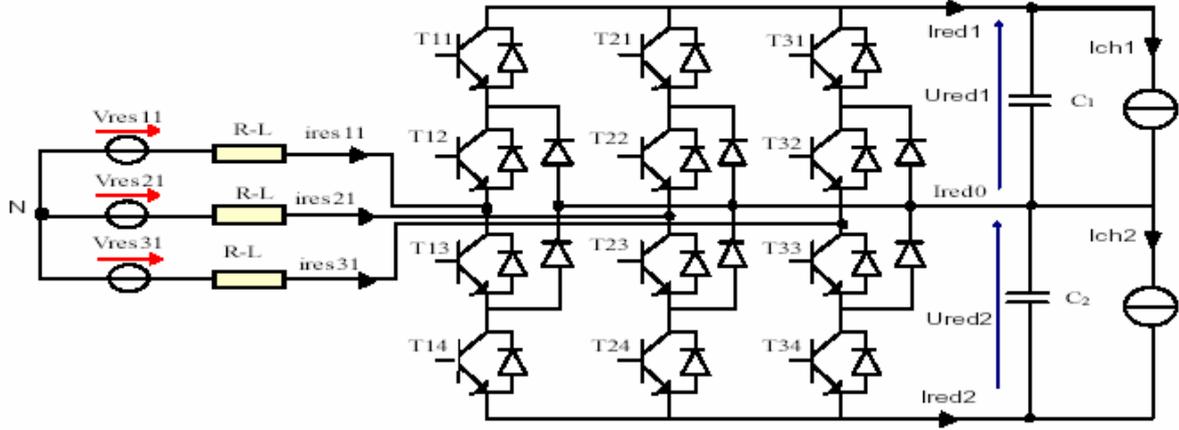


Figure 2.14. Structure du redresseur à trois niveaux

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

$$\begin{cases} B_{i1} = \overline{B_{i4}} \\ B_{i2} = \overline{B_{i3}} \end{cases} \quad (2.35)$$

C'est à dire:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i4} \\ F_{i2} = 1 - F_{i3} \end{cases} \quad (2.36)$$

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

$$\begin{cases} F_{i1}^b = F_{i1} F_{i2} \\ F_{i0}^b = F_{i3} F_{i4} \end{cases} \quad (2.37)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{red1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{red2} \right) \quad (2.38)$$

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:

$$\begin{cases} I_{red1} = F_{11}^b i_{res1} + F_{21}^b i_{res2} + F_{31}^b i_{res3} \\ I_{red2} = F_{10}^b i_{res1} + F_{20}^b i_{res2} + F_{30}^b i_{res3} \end{cases} \quad (2.39)$$

avec:

$$I_{red0} = -(I_{red1} + I_{red2}) \quad (2.41)$$

B. Commande par la stratégie à hystérésis de courant du redresseur à trois niveaux

Pour le redresseur à trois niveaux, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} [(\varepsilon_i \geq \Delta i) \& (\varepsilon_i \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\varepsilon_i \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_i \geq -2\Delta i)] & \Rightarrow B_{i1} = 1 \quad B_{i2} = 0 \\ (\varepsilon_i > 2\Delta i) & \Rightarrow B_{i1} = 0 \quad B_{i2} = 0 \\ (\varepsilon_i < -2\Delta i) & \Rightarrow B_{i1} = 1 \quad B_{i2} = 1 \\ \text{sin non la commande reste inchangée} \end{cases} \quad (2.41)$$

2.2.4. Modélisation et commande d'un redresseur de courant à cinq niveaux

A. Modélisation du redresseur à cinq niveaux

La structure du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux est donnée par la figure 2.15 [Bouc 06]

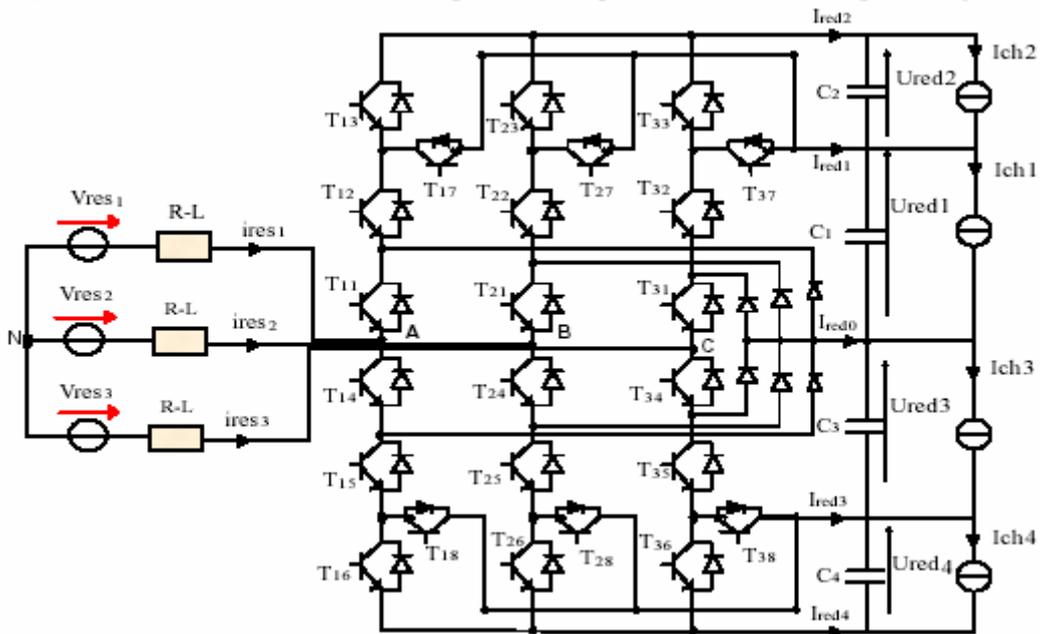


Figure 2.15. Structure du redresseur de courant à cinq niveaux

D'après le système, les courants de sortie du redresseur s'expriment:

$$\begin{cases} I_{red1} = F_{17} i_{res1} + F_{27} i_{res2} + F_{37} i_{res3} \\ I_{red2} = F_{11}^b i_{res1} + F_{21}^b i_{res2} + F_{31}^b i_{res3} \\ I_{red3} = F_{18} i_{res1} + F_{28} i_{res2} + F_{38} i_{res3} \\ I_{red4} = F_{10}^b i_{res1} + F_{20}^b i_{res2} + F_{30}^b i_{res3} \end{cases} \quad (2.42)$$

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

$$I_{red0} = [1 - (F_{11}^{bT} + F_{10}^{bT})] i_{res1} + [1 - (F_{21}^{bT} + F_{20}^{bT})] i_{res2} + [1 - (F_{31}^{bT} + F_{30}^{bT})] i_{res3} \quad (2.43)$$

B. Commande par la stratégie à hystérésis de courant du redresseur à cinq niveaux

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 (2.44).

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

$$\left\{ \begin{array}{l} si \ \varepsilon_i > 2 \cdot \Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0. \Rightarrow V_{AM} = -U_{red3} - U_{red4} \\ si \ \Delta i < \varepsilon_i < 2 \cdot \Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0, B_{i3} = 1. \Rightarrow V_{AM} = -U_{red3} \\ si \ -\Delta i < \varepsilon_i < \Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0, B_{i3} = 0. \Rightarrow V_{AM} = 0 \\ si \ -2 \cdot \Delta i < \varepsilon_i < -\Delta i \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 0. \Rightarrow V_{AM} = U_{red1} \\ si \ \varepsilon_i < -2 \cdot \Delta i \quad \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1, B_{i3} = 1. \Rightarrow V_{AM} = U_{red1} + U_{red2} \end{array} \right. \quad (2.44)$$

2.2.5. Régulation de la tension de sortie des redresseurs de courant à MLI à N niveaux

La modélisation de la boucle de tension des redresseurs de courant à MLI à N niveaux 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 [Bouc 06].

Puissance d'entrée:

$$P_e = \sum_{i=1}^3 (V_{resi} i_{resi} - R i_{resi}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resi}^2}{dt}) \quad (2.45)$$

Puissance de sortie:

$$P_s = \sum_{\lambda=1}^{N-1} (U_{red\lambda} I_{red\lambda}) = (N-1) U_{moy} (i_c + i_{ch}) \quad (2.46)$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} i_c = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} i_{c\lambda}}{N-1} \\ i_{ch} = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} i_{ch\lambda}}{N-1} \\ U_{moy} = \frac{\sum_{\lambda=1}^{N-1} U_{red\lambda}}{N-1} \\ I_{redmoy} = i_{ch} + i_c \end{array} \right. \quad (2.47)$$

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

$$\sum_{i=1}^3 V_{resi} i_{resi} = \frac{L}{2} \frac{di_{resi}^2}{dt} + \sum_{\lambda=1}^{N-1} (U_{red\lambda} I_{red\lambda}) \quad (2.48)$$

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

$$3V_{eff}I_{eff} = (N-1)U_{moy}(i_c + i_{ch}) \quad (2.49)$$

avec :

$$V_{resi} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(i-1)\right) \quad (2.50)$$

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

i: numéro d'un bras du redresseur (i=1, 2, 3).

Ainsi le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (2.49), est présenté par la figure 2.16.

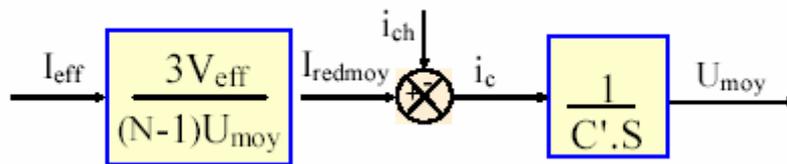


Figure 2.16. Modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à N niveaux

Le schéma bloc de l'asservissement de la tension est donné par la figure (2.17).

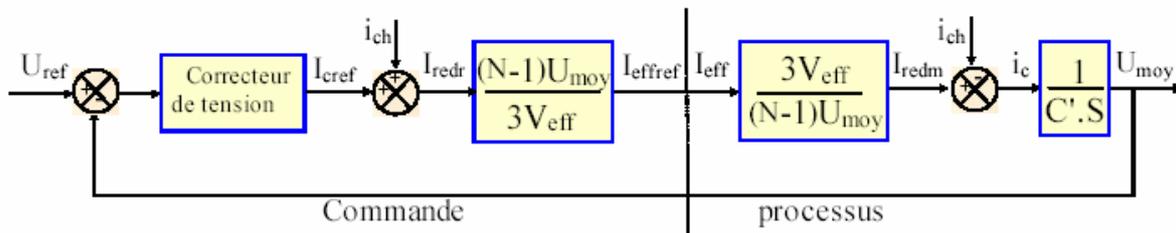


Figure 2.17. Algorithme d'asservissement de la tension de sortie U_{moy} du redresseur de courant triphasé à N niveaux

Le schéma global d'asservissement (courants et tension) du redresseur à N niveaux est présenté par la figure 2.18.

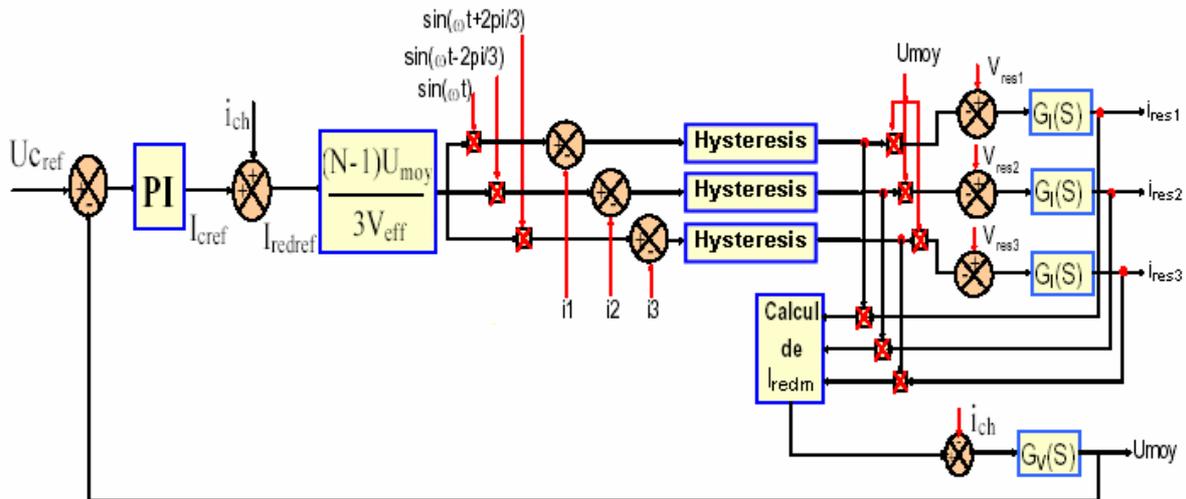


Figure 2.18. Régulation d'un pont redresseur de courant triphasé à MLI à N niveaux

2.2.6. Résultats de simulation

Les redresseurs à MLI sont alimentés par un réseau triphasé de valeur efficace de tension $V_{\text{eff}} = 3.2 \text{ kV}$. A leurs sorties, une ou plusieurs charges résistives de valeur $R=500\Omega$ sont introduites. La boucle de régulation de la tension de sortie présentée précédemment est appliquée aux trois redresseurs à MLI. Une largeur de la bande d'hystérésis variable de valeur de 1% du courant de réseaux est appliquée à tous les régulateurs à hystérésis des redresseurs à MLI.

A. Redresseur à MLI à deux niveaux

La tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $U_{\text{cref}} = 12 \text{ kV}$. La figure 2.19 montre la tension U_{red} et le courant I_{red} de sortie du redresseur. On constate que cette tension suit bien sa référence et que le courant est redressé. D'après la figure 2.20, le courant du réseau suit bien sa référence et i_{res1} est en phase avec sa tension du réseau, d'où le facteur de puissance est unitaire.

La résistance et l'inductance à l'entrée du redresseur sont respectivement égales à 0.001Ω et 0.05 H .

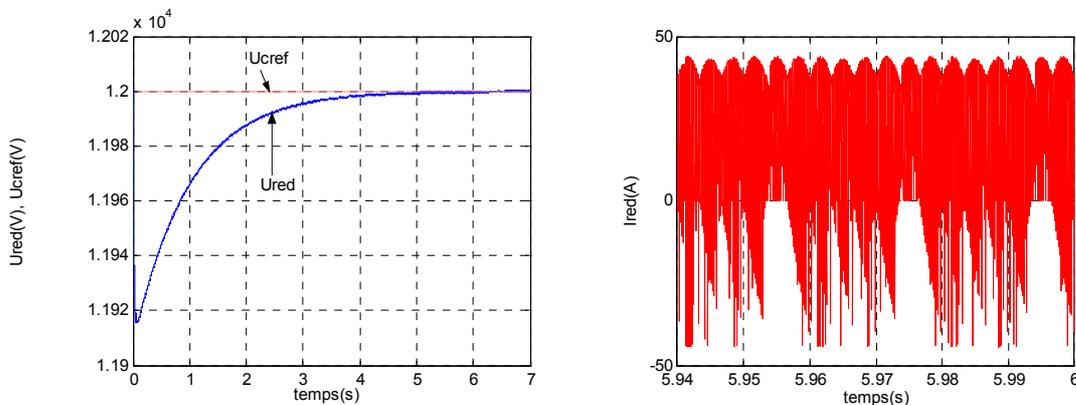


Figure 2.19. Tension et courant U_{red} et I_{red} de sortie du redresseur

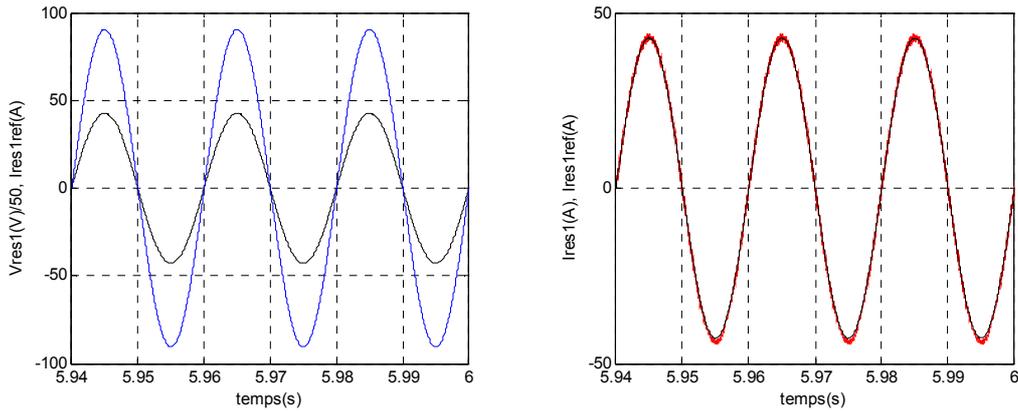


Figure 2.20. Courant de la phase i_{res1} , sa référence et la tension du réseau V_{res1}

B. Redresseur à MLI à trois niveaux

La tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $U_{cref} = 6$ kV. La figure 2.21 montre les tensions U_{red1} et U_{red2} ainsi que leurs moyenne U_{moy} et les courants I_{red1} et I_{red2} de sortie du redresseur. On constate que les tensions de sortie divergent mais leur tension moyenne est maintenue constante ce qui montre l'efficacité de la boucle de régulation et que les courants sont redressés. D'après la figure 2.22, le courant du réseau suit bien sa référence et i_{res1} est en phase avec sa tension du réseau, d'où le facteur de puissance est unitaire.

La résistance et l'inductance à l'entrée du redresseur sont respectivement égales à 0.001Ω et 0.08 H.

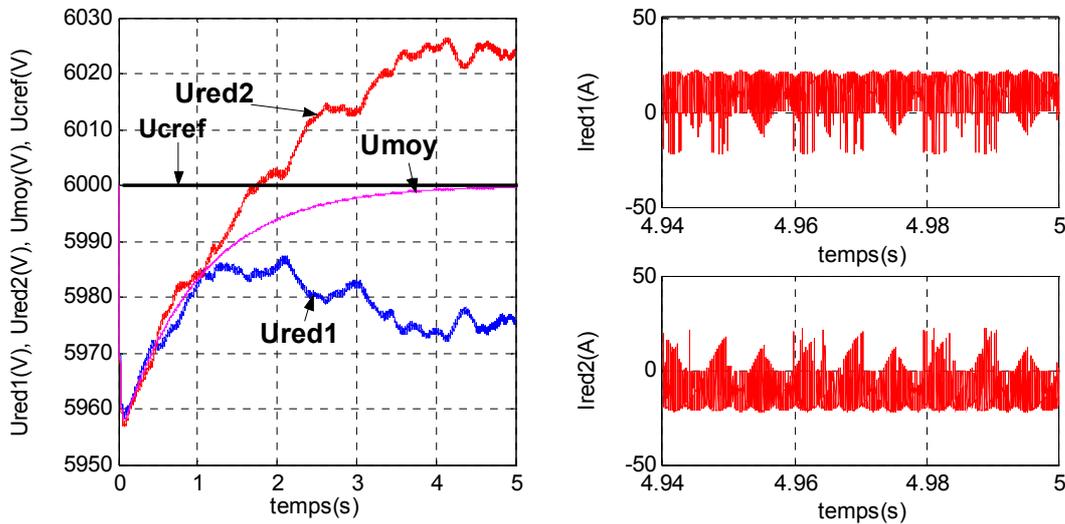


Figure 2.21. Tensions de sortie du redresseur U_{red1} et U_{red2} et leur moyenne U_{moy} et les courants I_{red1} et I_{red2}

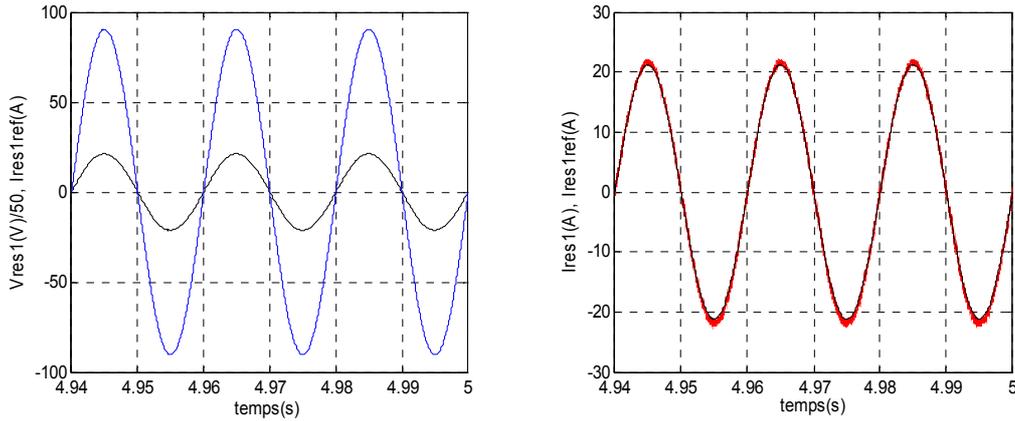


Figure 2.22. Courant de la phase i_{res1} , sa référence et la tension du réseau V_{res1}

C. Redresseur à MLI à cinq niveaux

La tension de référence appliquée à l'entrée de la boucle de régulation est $U_{cref} = 3$ kV. La figure 2.23 montre les tensions U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} et U_{red4} ainsi que leur moyenne U_{moy} . On constate que les tensions de sortie divergent mais leur tension moyenne est maintenue constante ce qui montre l'efficacité de la boucle de régulation. La figure 2.24 montre que les courants de sortie sont redressés. D'après la figure 2.25, le courant du réseau suit bien sa référence et il est en phase avec sa tension du réseau, d'où le facteur de puissance est unitaire.

La résistance et l'inductance à l'entrée du redresseur sont respectivement égales à 0.001Ω et 0.08 H.

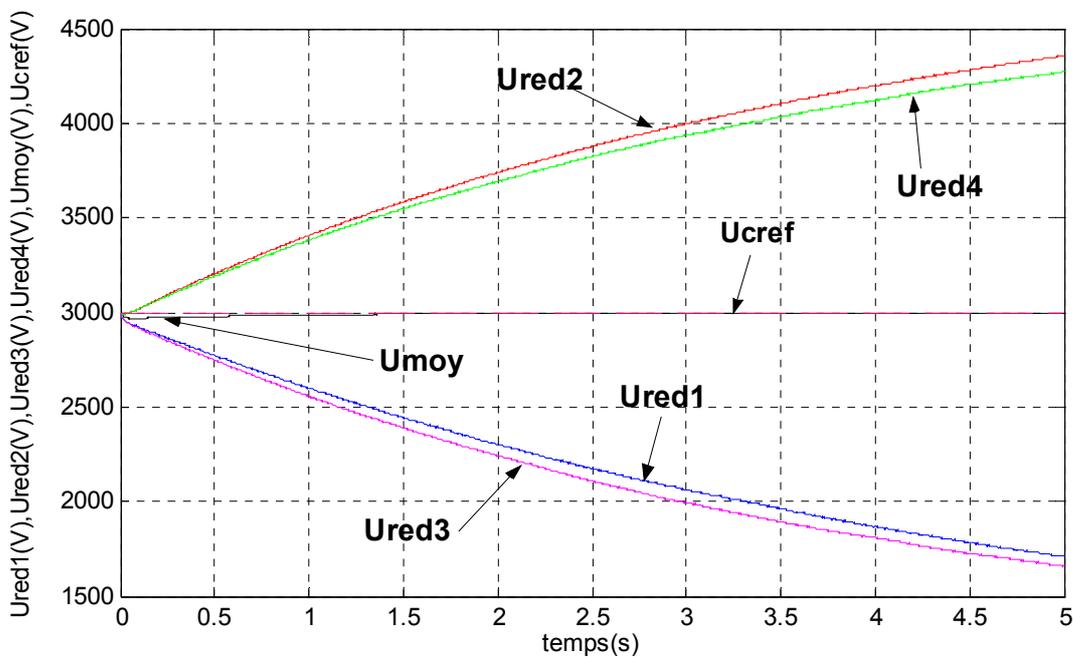


Figure 2.23. Tensions de sortie du redresseur U_{red1} , U_{red2} , U_{red3} , U_{red4} et leur moyenne U_{moy}

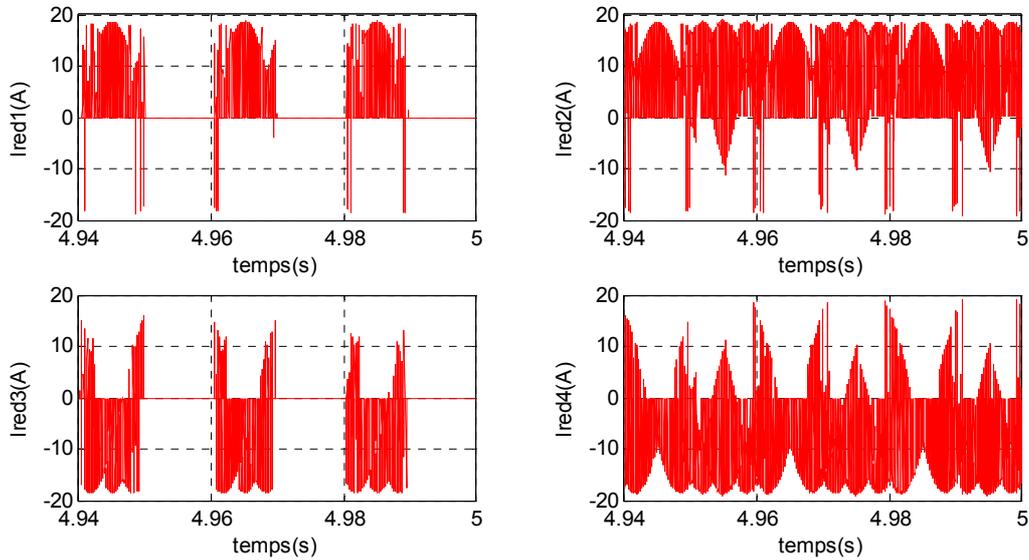


Figure 2.24. Courants de sortie du redresseur I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4}

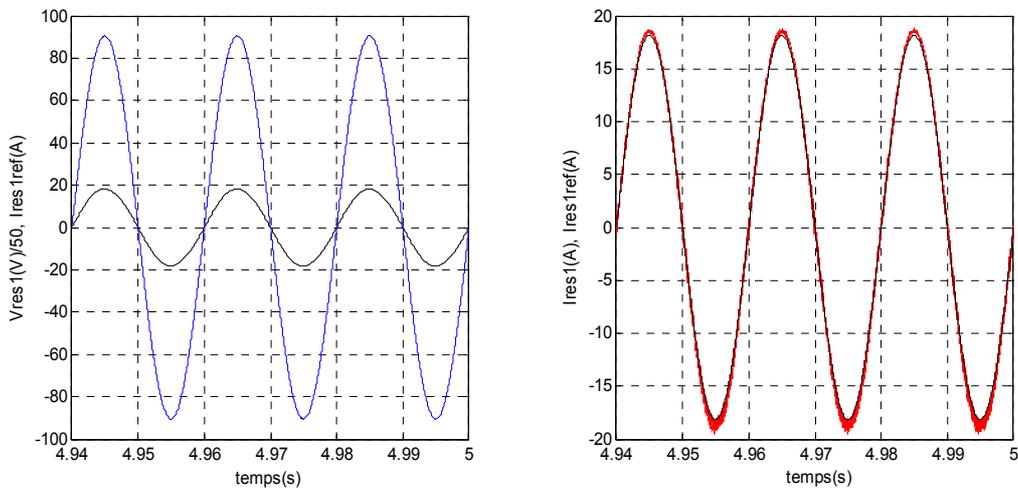


Figure 2.25. Courant de la phase i_{res1} , sa référence et la tension du réseau V_{res1}

Conclusion

Dans ce chapitre, en premier lieu on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. En vue de la commande de ce convertisseur, nous avons défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras globales, nous a permis de montrer que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à quatre onduleurs à deux niveaux en série. Par la suite, on a montré les résultats de simulation de l'application de deux stratégies de commandes MLI à cet onduleur.

En deuxième lieu, on a élaboré le modèle de fonctionnement des redresseurs à deux, trois et cinq niveaux, puis on a présenté la commande par hystérésis en courant associée à chaque redresseur. En fin un algorithme d'asservissement de leurs tensions de sortie est développé.

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse à étudier le filtre actif parallèle à cinq niveaux ayant comme pont d'entrée différents redresseurs.

Chapitre 3

Filtre actif parallèle à cinq niveaux alimenté par différentes structures de redresseurs à MLI

Sommaire

Introduction	43
3.1. Charge non linéaire.....	43
3.2 Méthode d'identification des courants harmoniques.....	45
3.2.1. Généralités sur les puissances instantanées.....	45
3.2.2. Séparation des puissances perturbatrices.....	47
3.2.3. Calcul des courants perturbateurs.....	47
3.2.4. Algorithme d'identification.....	48
3.3. Commande par mode glissant du filtre à cinq niveaux.....	48
3.4. Cascade de quatre batteries-filtre à cinq niveaux.....	49
3.5. Cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux.....	51
3.6. Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-filtre à cinq niveaux.....	53
3.7. Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-filtre à cinq niveaux.....	56
3.8. Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-filtre à cinq niveaux.....	58
Conclusion.....	61

Introduction

Dans ce chapitre on va s'intéresser à la compensation des courants harmoniques et de l'énergie réactive dans le réseau moyenne tension de 5.5kV. Ce dernier est pollué par un redresseur à thyristor alimentant un variateur de vitesse de machine asynchrone. Le filtre actif parallèle à cinq niveaux à structure NPC contrôlé par un régulateur glissant sera utilisé pour cet effet. Le bus continu de ce filtre sera alimenté par différentes cascades, à savoir :

- Cascade de quatre batteries- Filtre triphasé de tension à cinq niveaux.
- Cascade d'une batterie- Filtre triphasé de tension à cinq niveaux.
- Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-Filtre triphasé de tension à cinq niveaux.
- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-Filtre triphasé de tension à cinq niveaux.
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-Filtre triphasé de tension à cinq niveaux.

On suppose que les tensions d'entrée du filtre à cinq niveaux sont toutes initialisées à 3kV et que les paramètres de tous les filtres intermédiaires sont $C=50\text{mF}$, l'inductance et la résistance de sortie valent $L_f=0.003\text{H}$, $R_f=0.001\Omega$. Ce filtre est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec $m=30$.

Les redresseurs de courant à MLI sont commandés par hystérésis. La méthode des puissances réel et imaginaire instantané sera utilisé pour identifier les courants perturbateurs.

3.1 Charge non linéaire

L'industrie de nos jours utilise de plus en plus de variateurs de vitesses dans la moyenne tension. Ces derniers injectent des courants riches en harmoniques dans le réseau électrique en plus d'une importante consommation d'énergie réactive. C'est donc ce constat qui nous a guidé à prendre comme exemple de charge polluante un variateur de vitesse (figure3.1).

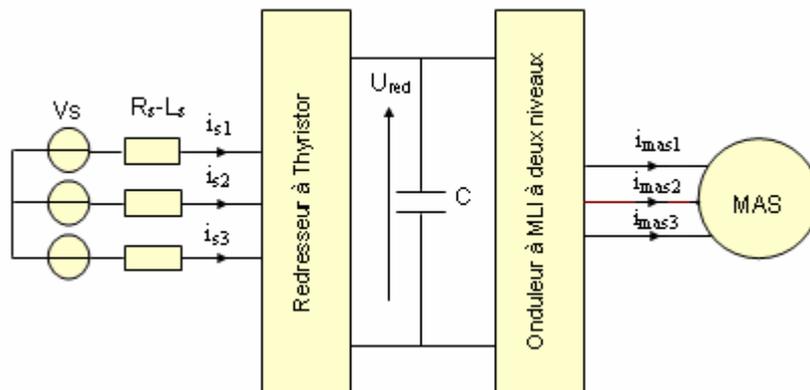


Figure 3.1. Variateur de vitesse de machine asynchrone

Comme montre la figure 3.1, la machine asynchrone est alimentée par un onduleur à MLI à deux niveaux. Un redresseur triphasé tout thyristor branché au réseau moyenne tension fourni la tension continue U_{red} à l'entrée de cet onduleur.

Les caractéristiques couple et vitesse de cette machine commandé vectoriellement (annexe C) sont présentés pas la figure 3.2. La figure 3.3 présente la tension de sortie du redresseur U_{red} ainsi que le courant de source i_{s1} . Le spectre harmonique de ce courant est présenté par la figure 3.5.

Les caractéristiques de cette machine son présentés dans l'annexe A.

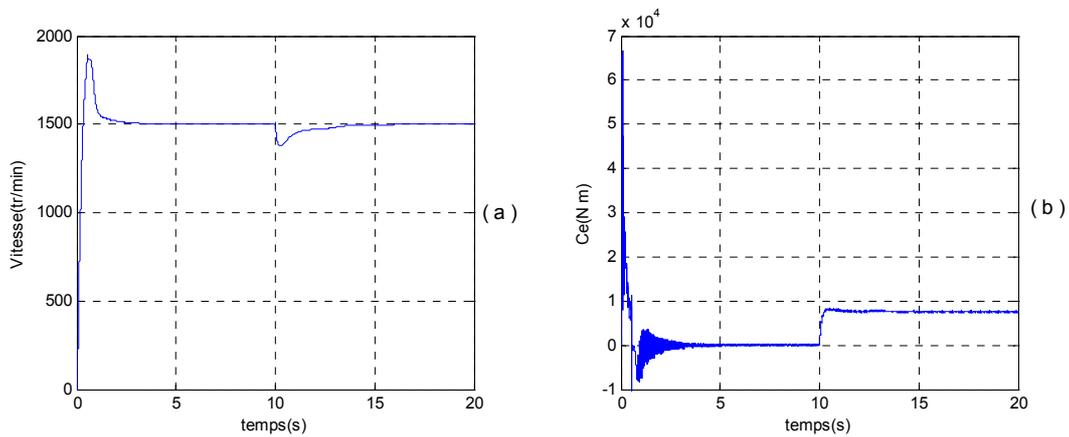


Figure 3.2. Caractéristiques vitesse et couple de la MAS

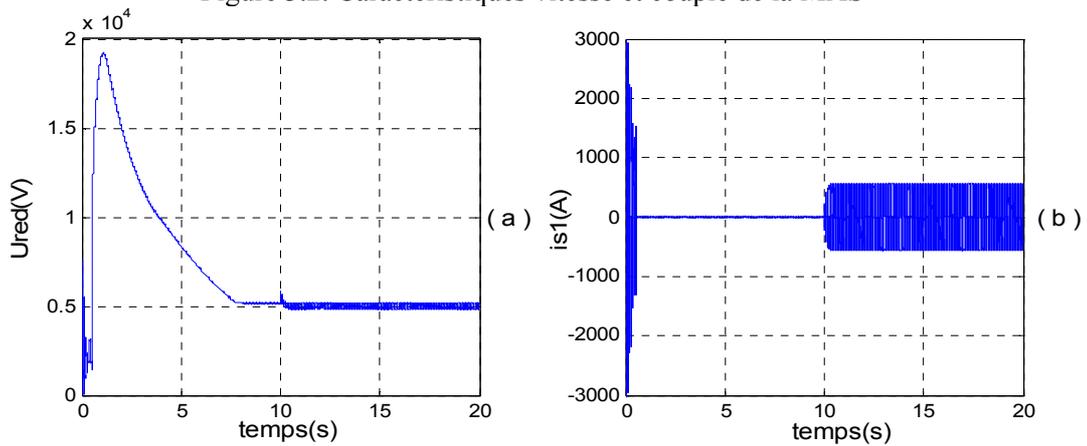


Figure 3.3. Tension U_{red} et courant de source i_{s1}

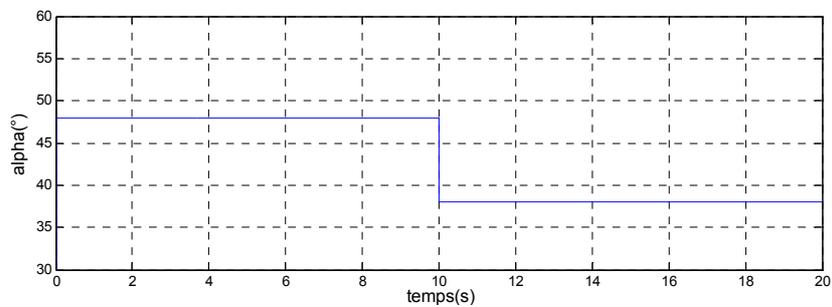


Figure 3.4. Angle d'amorçage des thyristors α

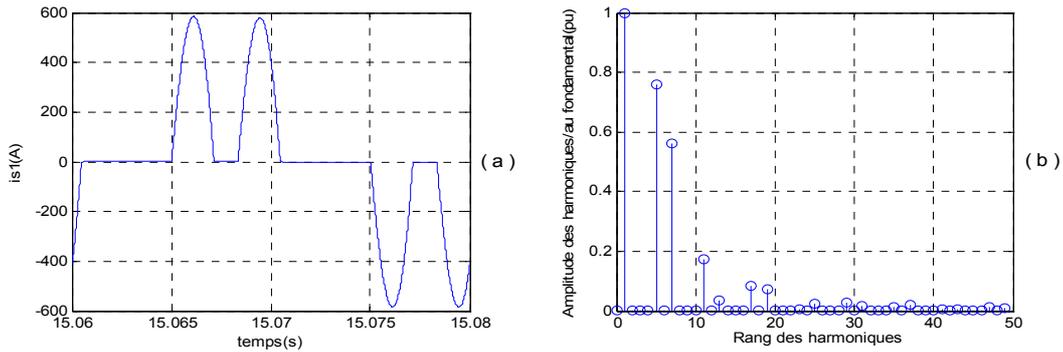


Figure 3.5. Courant de source i_{s1} et son spectre harmonique

Interprétation des résultats

A l'instant $t=10s$, le couple nominale de la machine $C_e=7.6$ kNm est appliqué. On remarque que le courant de source augmente et que la vitesse diminue puis retourne à sa valeur de référence $\Omega =1500$ tr/min. La tension U_{red} est maintenue constante suite à la diminution de l'angle d'amorçage des thyristors de $\alpha = 48^\circ$ à $\alpha= 38^\circ$ (figure 3.4). Le courant de source présente un THD de 97 %.

3.2 Méthode d'identification des courants harmoniques

La méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [Akag 83][Alal 02] est la méthode d'identification la plus utilisée. Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.

3.2.1. Généralités sur les puissances instantanées

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties : active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation (3.1).

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (3.1)$$

Cette méthode exploite la transformation α - β pour obtenir les puissances réelles et imaginaires.

Notons par (V_α, V_β) et (I_α, I_β) les composantes orthogonales du repère α - β associées respectivement aux tensions de raccordement du filtre actif parallèle V_s et aux courants absorbés par les charges polluantes i_s . La transformation α - β -0 triphasée permet d'écrire, la relation des tensions suivante :

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

et la relation des courants ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} I_o \\ I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Les composantes avec l'indice (O) représentent les séquences homopolaires du système triphasé de courants et de tensions.

La puissance active instantanée, notée $P(t)$, est définie par la relation suivante :

$$\begin{cases} P(t) = V_{s1} I_{s1} + V_{s2} I_{s2} + V_{s3} I_{s3} = p(t) + p_o(t) \\ p(t) = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \\ p_o(t) = V_o I_o \end{cases} \quad (3.4)$$

avec $p(t)$ la puissance réelle instantanée, $p_o(t)$ la puissance homolaire instantanée.

L'avantage de la transformation α - β -O est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courants ou de tensions. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire sous la forme suivante :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}} [(V_{s1} - V_{s2}) I_{s3} + (V_{s2} - V_{s3}) I_{s1} + (V_{s3} - V_{s1}) I_{s2}] = V_\alpha I_\beta - V_\beta I_\alpha \quad (3.5)$$

La puissance q a une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive, qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le Volt-Ampère Imaginaire (VAI). A partir des relations (3.4) et (3.5), nous pouvons établir la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (3.7)$$

avec :

- \bar{p} une puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant et de la tension,
- \bar{q} une puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant et de la tension,

- \tilde{p} et \tilde{q} des puissances alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

Il est à noter que le réseau étudié est composé de trois fils ce qui empêche les composantes homopolaires d'y circuler.

3.2.2. Séparation des puissances perturbatrices

Un circuit constitué d'un filtre passe bas avec un soustracteur peut être employé pour isoler les puissances actives et réactives conventionnelles, comme le présente la figure 3.6.

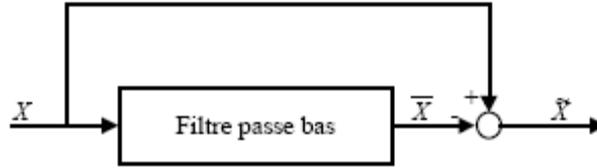


Figure 3.6 Schéma représentant le principe de séparation des puissances

L'ordre de ce filtre passe-bas définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre.

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.8)$$

La fréquence de coupure, $f_0 = \omega_0/2\pi$, est choisie pour que le filtre de puissance puisse bloquer toute composante perturbatrice des puissances instantanées \tilde{X} . Elle doit aussi permettre aussi le passage des composantes continues représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale \bar{X} .

3.2.3 Calcul des courants perturbateurs

En inversant la relation (3.6), nous pouvons recalculer les courants dans le repère α - β comme le montre l'équation (3.9).

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

En considérant les équations (3.7) et (3.9), nous pouvons séparer le courant dans le repère α - β en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et les harmoniques. Ceci conduit à:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix}}_{\text{courant réactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_\alpha & -V_\beta \\ V_\beta & V_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{courants harmoniques}} \quad (3.10)$$

avec $\Delta = V_\alpha^2 + V_\beta^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

Cette expression montre donc que l'identification des différentes composantes du courant dans le repère α - β revient à séparer des termes continus des puissances réelles et imaginaires instantanées. Les courants perturbateurs triphasés qui représentent les courants identifiés, sont calculés à partir de la transformation α - β inverse donnée par la relation (3.11) :

$$\begin{bmatrix} I_{ref1} \\ I_{ref2} \\ I_{ref3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{p\alpha} \\ I_{p\beta} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

avec $I_{p\alpha}$, $I_{p\beta}$ courants perturbateurs calculés dans le repère α - β à partir des courants réactifs et harmoniques de la relation (3.10).

3.2.4 Algorithme d'identification

Finalement, l'algorithme d'identification que nous avons défini peut être représenté par le synopsis de la figure 3.7.

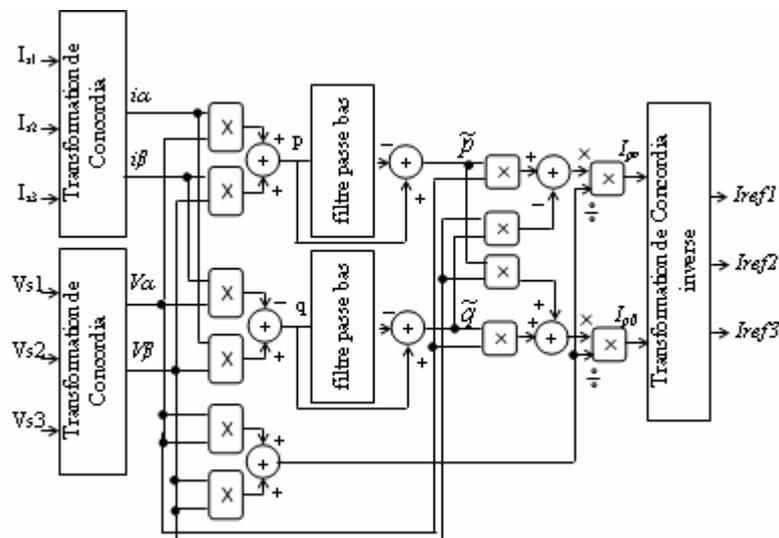


Figure 3.7. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées

3.3. Commande par mode glissant du filtre à cinq niveaux

Le filtre actif parallèle est commandé par un régulateur à mode glissant. Cette commande consiste à ramener la trajectoire d'état de la variable à contrôler vers la surface de glissement et de la faire évoluer sur cette dernière avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. La conception des régulateurs à mode glissant prend en charge les problèmes de

stabilité et les performances désirées d'une façon systématique [Utqi 93][Slot 91][Saet 95] [Lin 01] [Abde 08-1] [Abde 08-2] [Abde 08-3] [Abde 10-1].

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes. La première est le choix de la surface puis la condition de convergence enfin le calcul de la commande.

Le modèle du filtre actif associé au réseau électrique est donné par l'équation (3.12). On veut contrôler le courant de sortie du filtre, donc on choisi la surface de glissement (S_s) l'erreur entre le courant de sortie du filtre i_{fK} et sa référence i_{frefK} (3.13).

$$V_{frefK} - V_K = R_f i_{fK} + L_f \frac{di_{fK}}{dt} \quad (3.12)$$

avec : $V_K = V_{sK} - R_s i_{sK} - L_s \frac{di_{sK}}{dt}$; $K = 1, 2$ et 3

$$S_s = i_{frefK} - i_{fK} \quad (3.13)$$

La dérive de la surface est:

$$\dot{S}_s = \dot{i}_{frefK} - \dot{i}_{fK} \quad (3.14)$$

En introduisant (3.14) dans (3.12) et en considérant la condition $\dot{S}_s = 0$, on obtiens la commande équivalent :

$$V_{fref.eq} = R_f i_{fK} + L_f \frac{di_{frefK}}{dt} + V_K \quad (3.15)$$

La condition $S_s \cdot \dot{S}_s < 0$ assure la convergence de la trajectoire d'état vers la surface de glissement. Pour vérifier cette condition, il suffit de choisir comme commande attractive :

$$V_{fref.att} = k \cdot \frac{S_s}{|S_s| + \lambda} \quad (3.16)$$

Où k est un coefficient et λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

Finalement ; on obtient la loi de commande composée des parties équivalentes et attractives:

$$V_{fref} = V_{fref.eq} + V_{fref.att} = R_f i_{fK} + L_f \frac{di_{frefK}}{dt} + V_K + k \frac{S_s}{|S_s| + \lambda} \quad (3.17)$$

3.4. Cascade de quarte batteries-filtre à cinq niveaux

La figure suivante présente l'application du filtre à cinq niveaux alimenté par quatre batteries de valeur $E=3kV$ à la compensation du courant harmonique et de l'énergie réactive consommé par la cascade décrite dans la section 3.1.

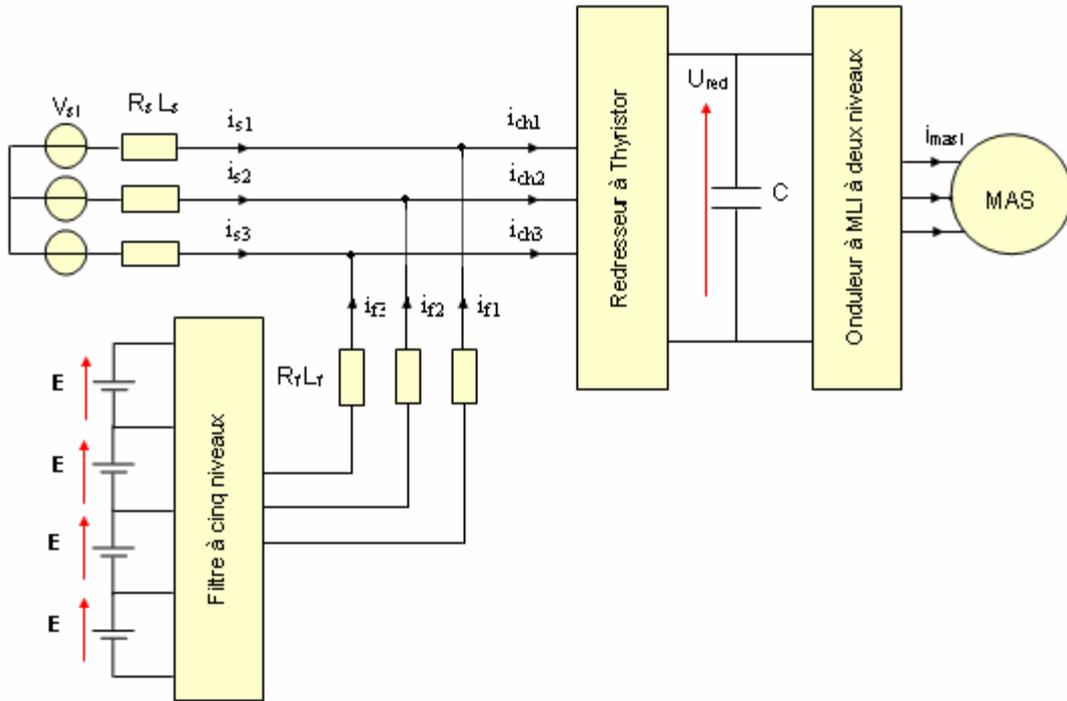


Figure 3.8. Filtre à cinq niveaux alimenté par quatre batteries E

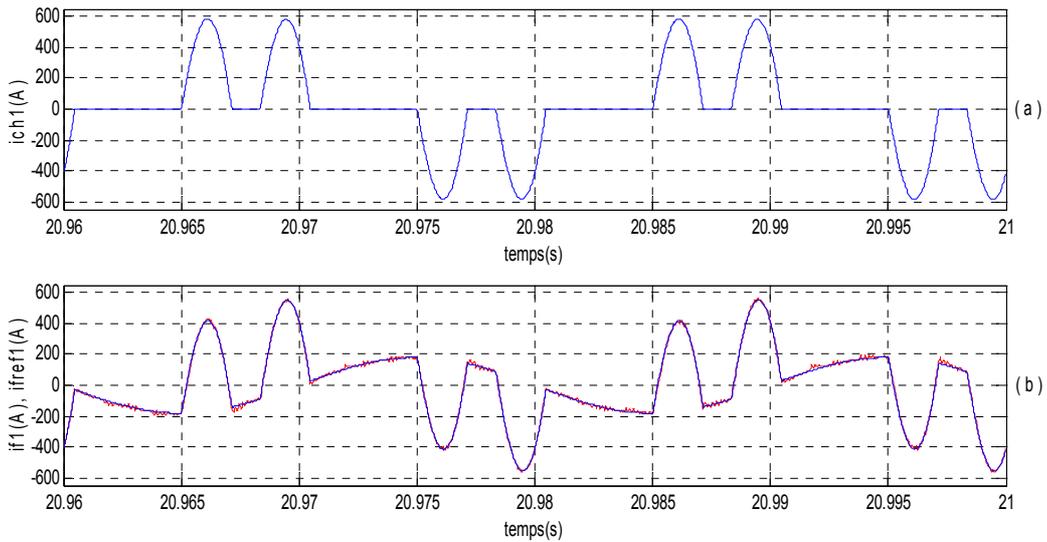


Figure 3.9. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b) (filtre commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses $m=30$)

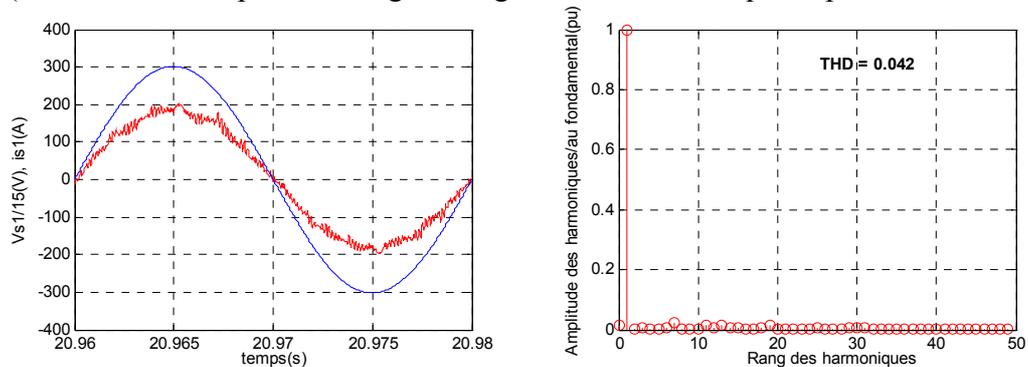


Figure 3.10. Tension et courant de source avec spectre harmonique (filtre commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses $m=30$)

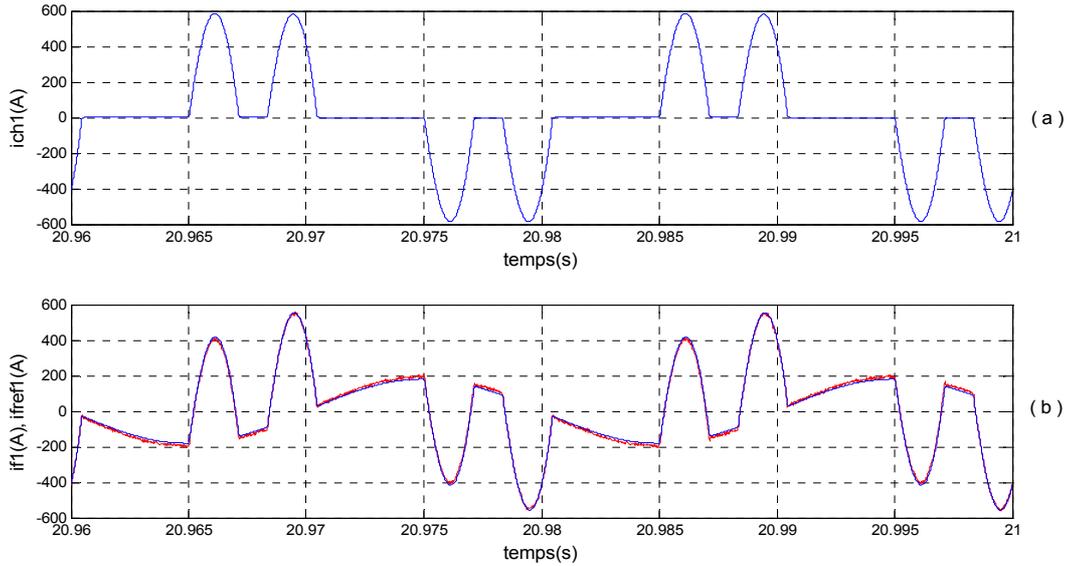


Figure 3.11. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b) (filtre commandé par la modulation vectorielle simplifiée $m=120$)

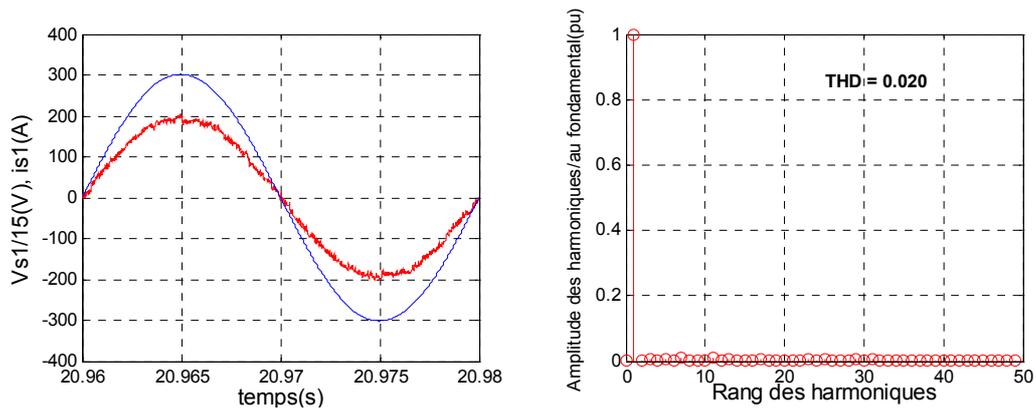


Figure 3.12. Tension et courant de source avec spectre harmonique (filtre commandé par la modulation vectorielle simplifiée $m=120$)

Interprétation des résultats

On observe que le courant de sortie du filtre suit sa référence comme présenté par les figures 3.9.(b) et 3.11.(b) (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau en phase avec sa tension mais avec un meilleur THD pour le filtre commandé par la modulation vectorielle simplifiée (figures 3.10 et 3.12).

3.5. Cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux

La figure suivante présente l'application du filtre à cinq niveaux alimenté par batterie E à la compensation du courant harmonique et de l'énergie réactive consommé par la cascade décrite dans la section 3.1.

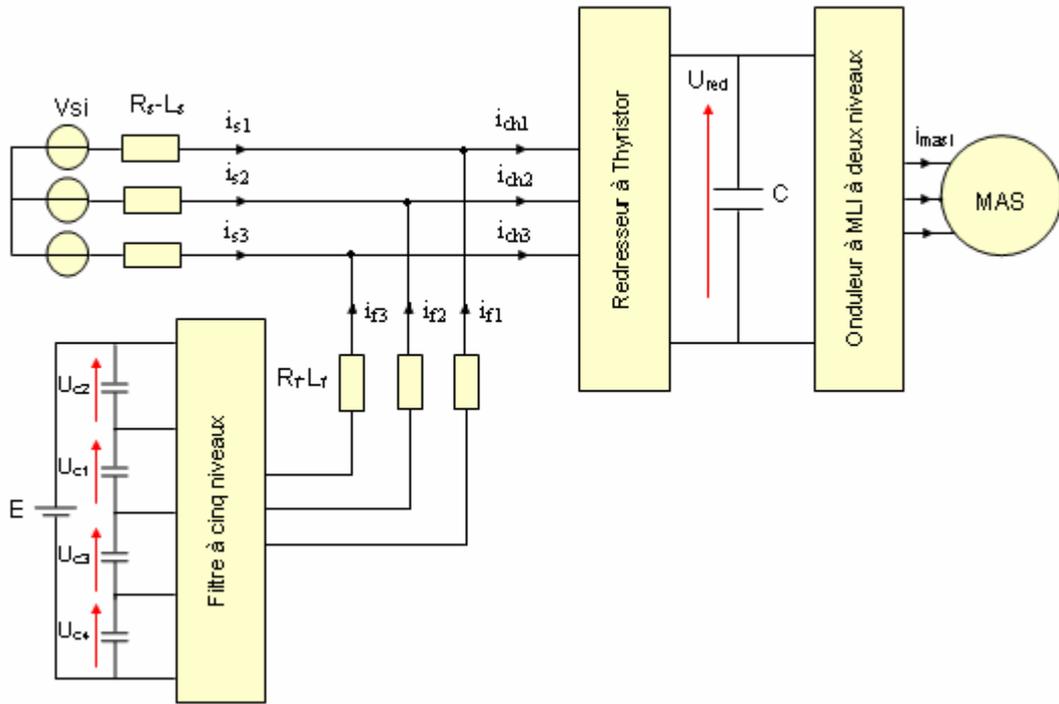


Figure 3.13. Filtre à cinq niveaux alimenté par batterie E

La structure du filtre d'entrée et son modèle mathématique sont définis par le système suivant:

$$\begin{cases} c_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ c_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d2} \\ c_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + i_{d3} + i_{d4} \\ c_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + i_{d4} \end{cases}$$

Figure 3.14. Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

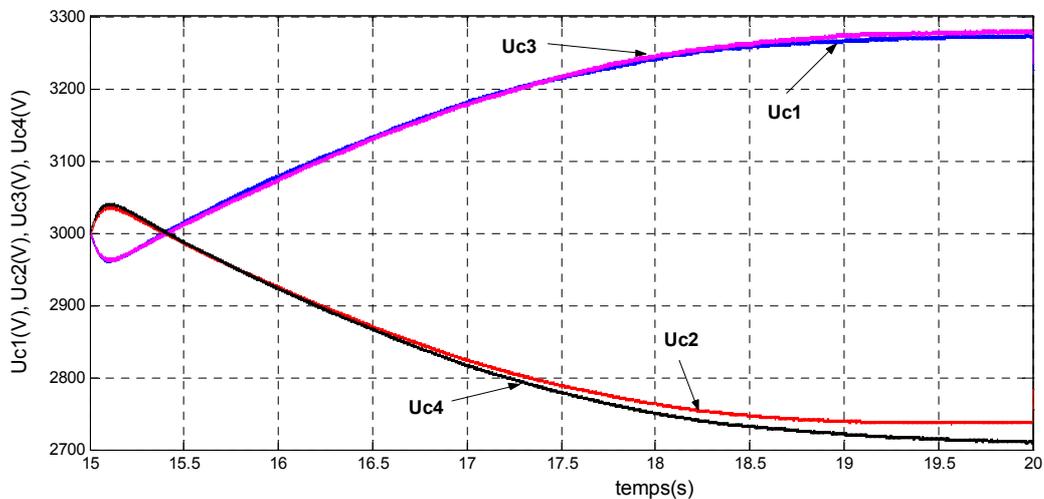


Figure 3.15. Tensions du filtre intermédiaire

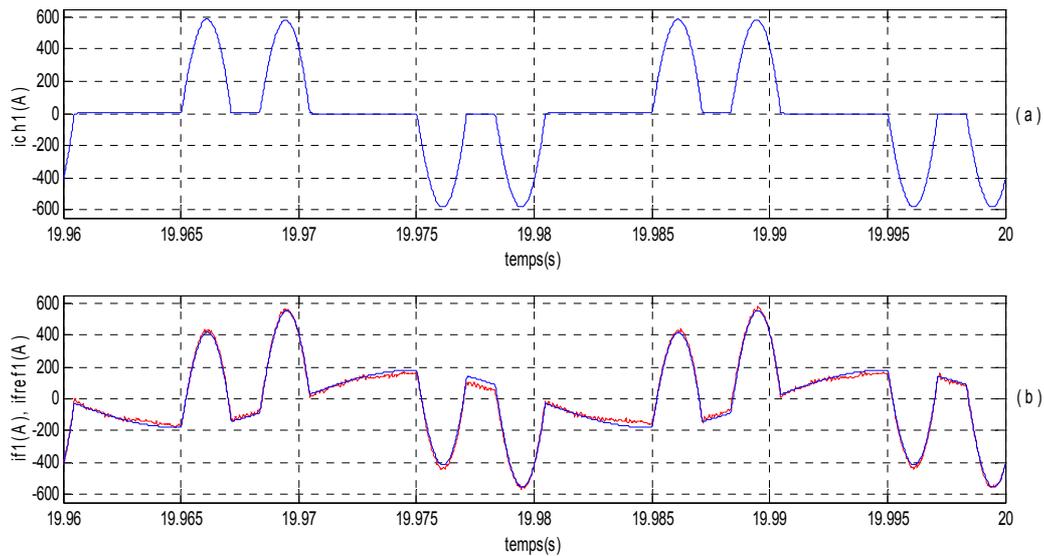


Figure 3.16. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b)

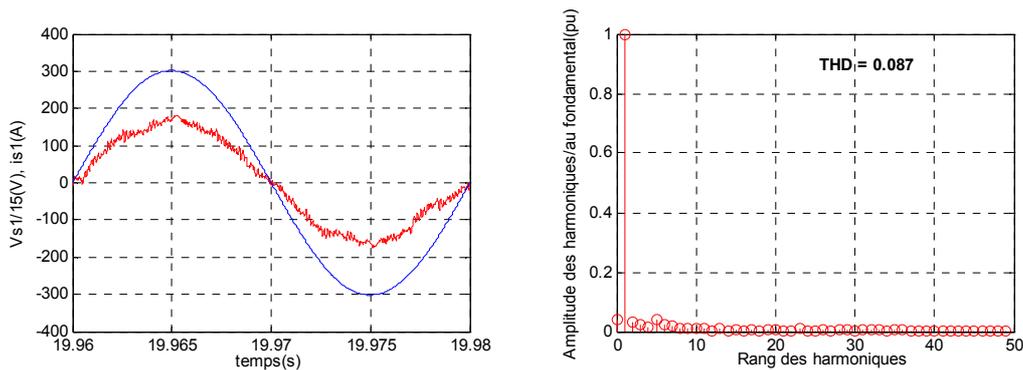


Figure 3.17. Tension et courant de source avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

On constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux ne sont pas constantes et divergent (figure 3.15). De ce fait les courants de sortie du filtre ne suivent pas leurs références comme présenté par la figure 3.16.(b) (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau présentant un THD de 8.7 % (figure 3.17).

3.6. Cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux-filtre à cinq niveaux

Dans cette partie, on présentera le filtre à cinq niveaux dont l'entrée est constituée d'un redresseur de courant à MLI à deux niveaux. Les valeurs de la résistance et de l'inductance d'entrée du redresseur sont: $R_r = 0.001 \Omega$ et $L_r = 0.15H$. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant:

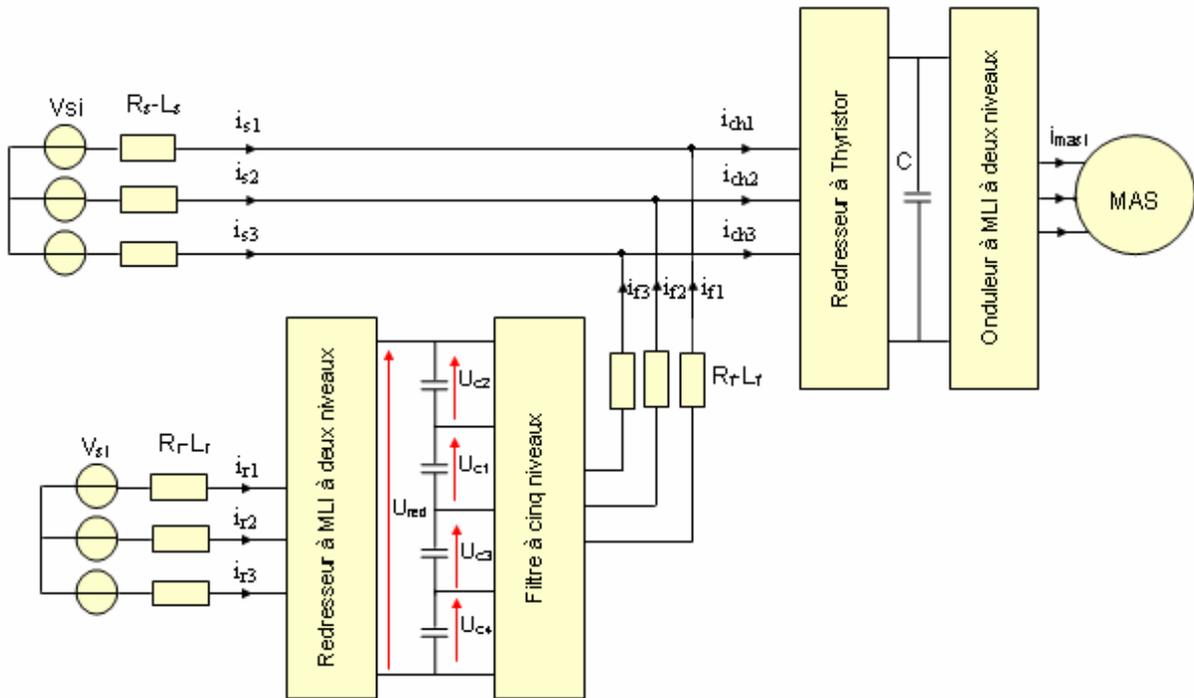


Figure 3.18. Filtre à cinq niveaux alimenté par un redresseur à MLI à deux niveaux

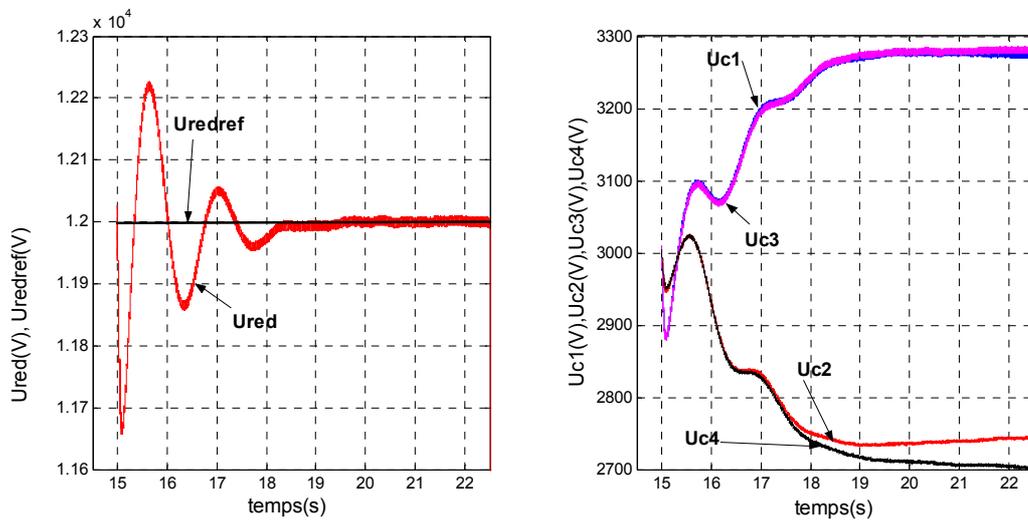


Figure 3.19. Tensions du filtre intermédiaire

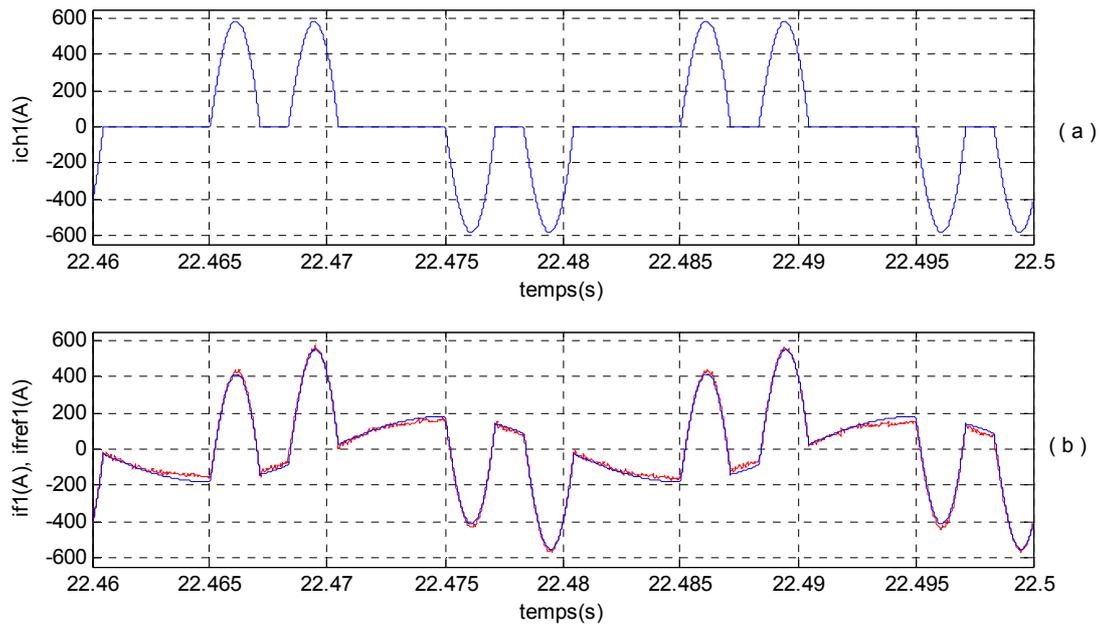


Figure 3.20. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b)

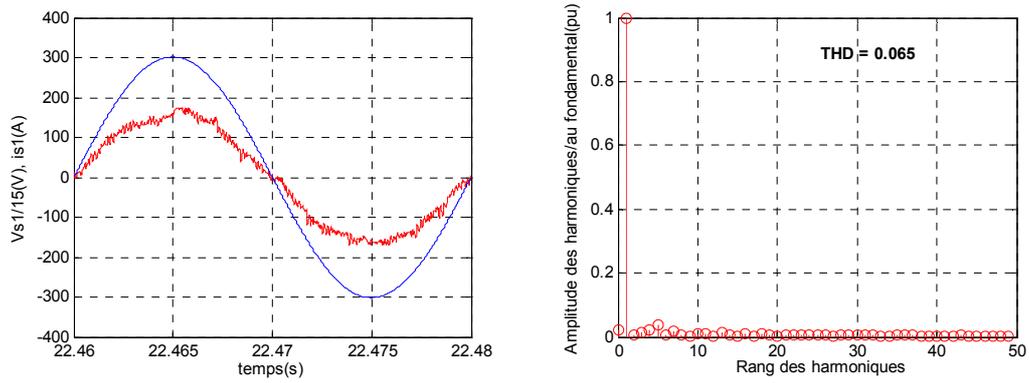


Figure 3.21. Tension et courant de source avec spectre harmonique

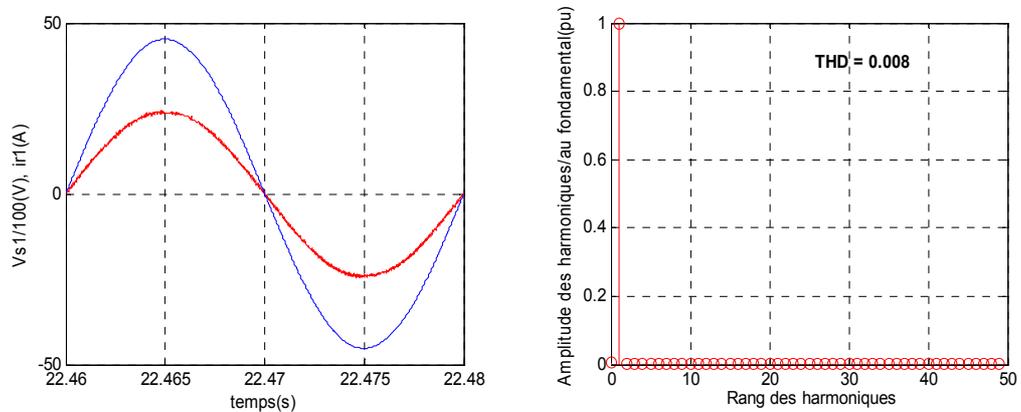


Figure 3.22. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 3.19, on constate que la tension redressée U_{red} est constante est égale à sa référence de 12kV après un certain régime transitoire. Mais les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux ne sont pas constantes et divergent. De ce fait les courants de sortie du filtre ne suivent pas leurs références comme indiqué par la figure 3.20.(b) (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau présentant un THD de 6.5 % (figure3.21).

La figure 3.22 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur. On remarque que ce courant est en phase avec sa tension avec un THD inférieur à 1%.

3.7. Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-filtre à cinq niveaux

Dans cette partie, on présentera le filtre à cinq niveaux dont l'entrée est constituée d'un redresseur de courant à MLI à trois niveaux. Les valeurs de la résistance et de l'inductance d'entrée du redresseur son: $R_r = 0.001 \Omega$ et $L_r = 0.13 H$. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant:

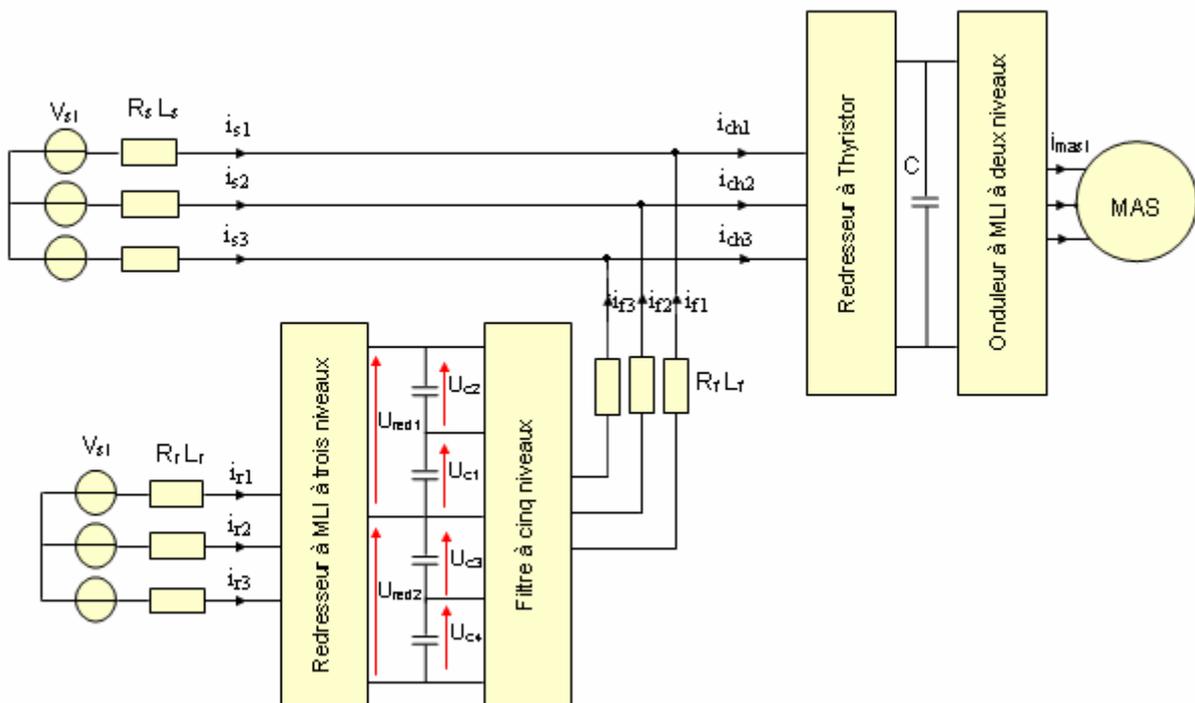


Figure 3.23. Filtre à cinq niveaux alimenté par un redresseur à MLI à trois niveaux

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

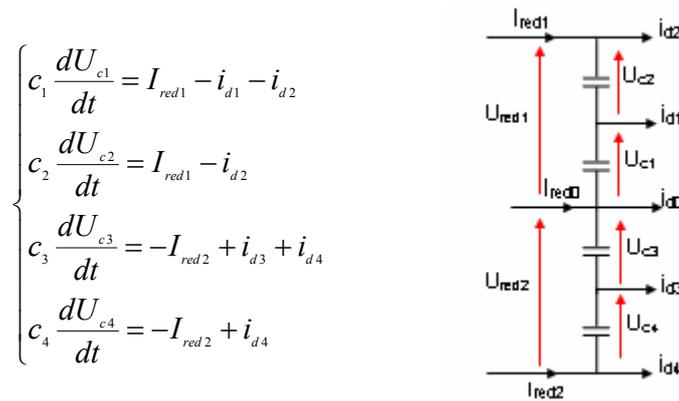


Figure 3.24. Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

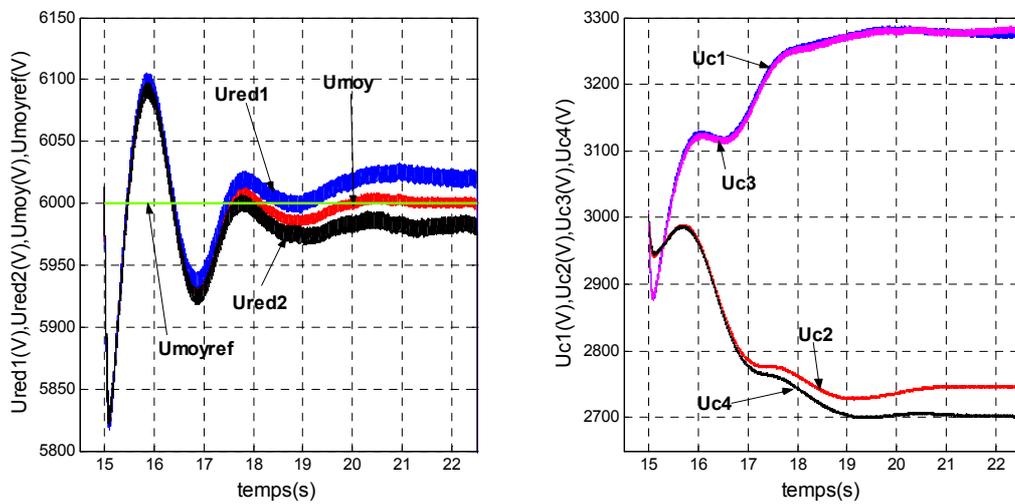


Figure 3.25. Tensions du filtre intermédiaire

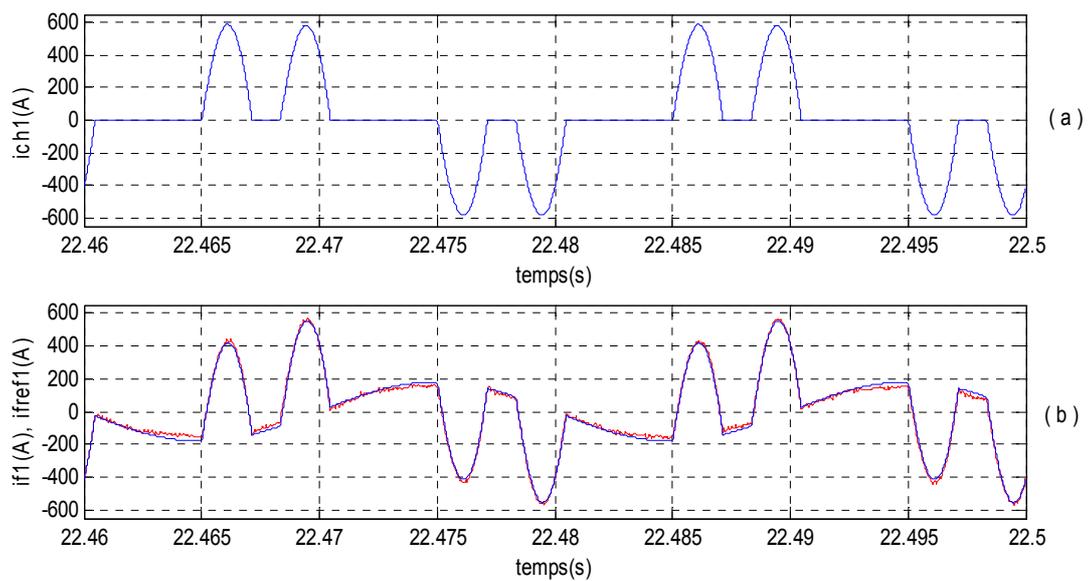


Figure 3.26. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b)

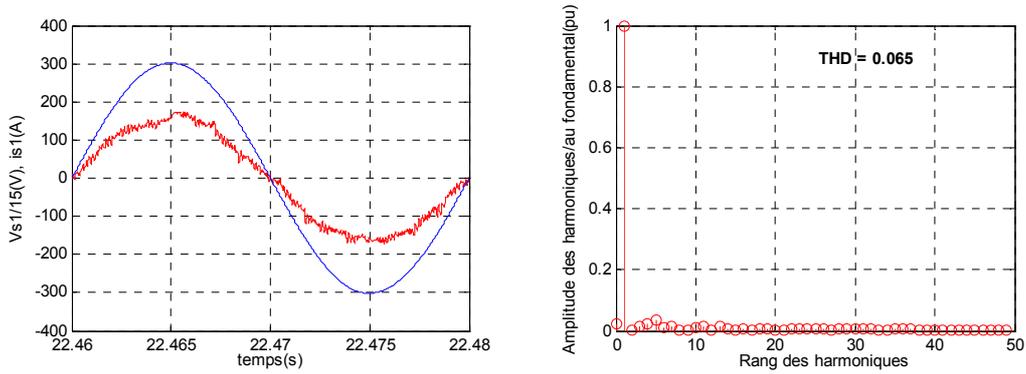


Figure 3.27 Tension et courant de source avec spectre harmonique

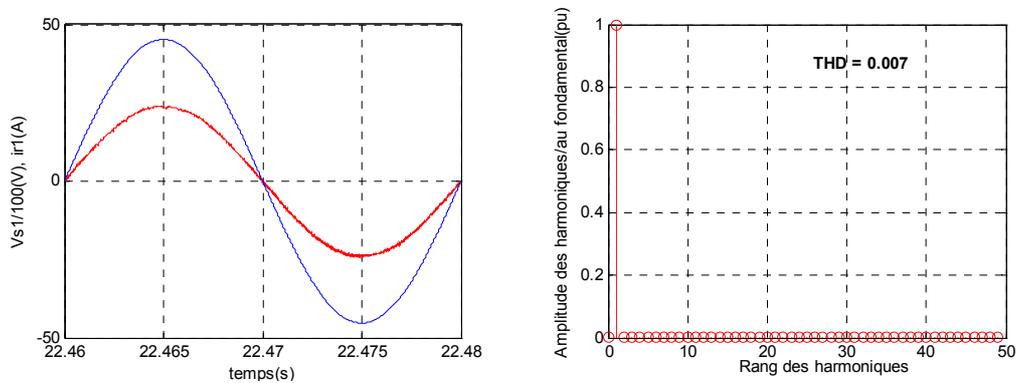


Figure 3.28. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 3.25, on constate que les tensions de sorties du redresseur à MLI à trois niveaux U_{red1} et U_{red2} divergent. Leur moyenne U_{moy} est constante est égale à sa référence de 6kV par suite de l'application de la commande par retour d'état. De cette même figure, on remarque que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux ne sont pas constantes est divergent. De ce fait les courants de sortie du filtre ne suivent pas leurs références comme indiqué par la figure 3.26.(b) (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau présentant un THD de 6.5 % (figure3.27).

La figure 3.28 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur à MLI commandé en hystérésis. Ce courant est en phase avec sa tension de réseau et présente un THD inférieur à 1%.

3.8. Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux-filtre à cinq niveaux

Dans cette partie, on présentera le filtre à cinq niveaux dont l'entrée est constituée d'un redresseur de courant à MLI à cinq niveaux. Les valeurs de la résistance et de l'inductance d'entée du redresseur son: $R_r = 0.001 \Omega$ et $L_r = 0.05 H$. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant [Chib 05]:

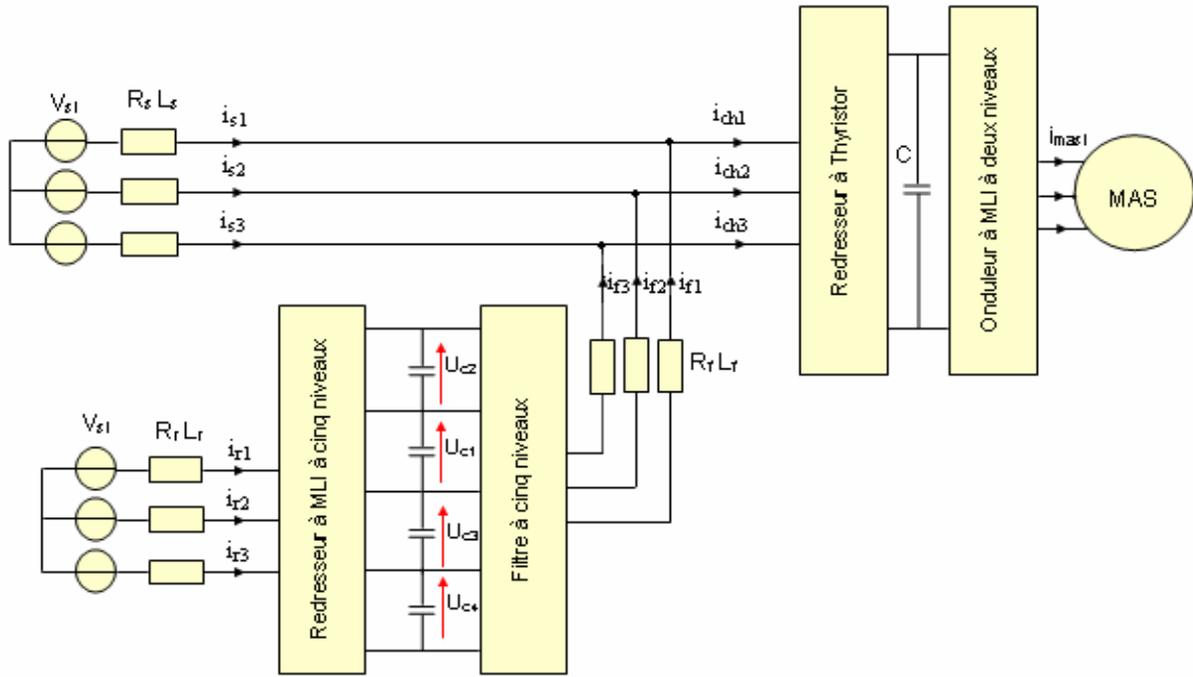


Figure 3.29. Filtre à cinq niveaux alimenté par un redresseur à MLI à cinq niveaux

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

$$\begin{cases} c_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} + I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} \\ c_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} \\ c_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red3} - I_{red4} + i_{d3} + i_{d4} \\ c_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red4} + i_{d4} \end{cases}$$

Figure 3.30. Structure du filtre intermédiaire et son modèle mathématique

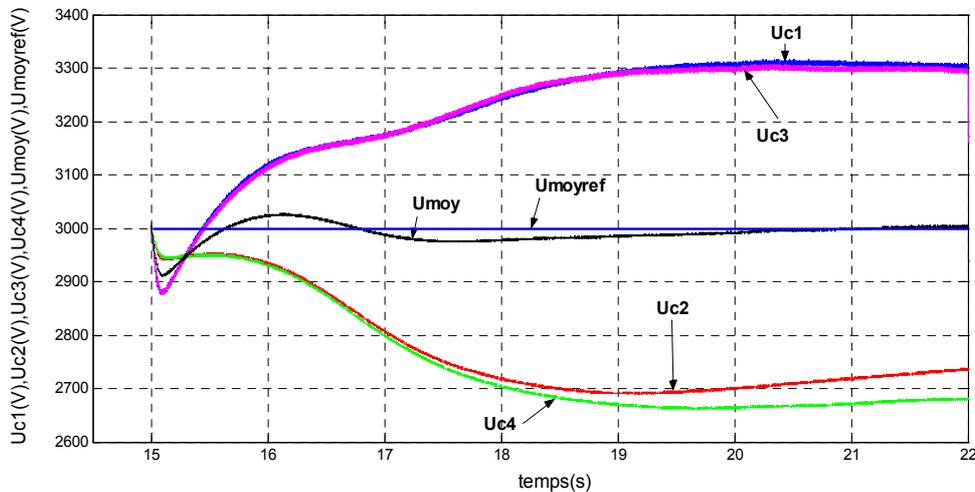


Figure 3.31. Tensions du filtre intermédiaire

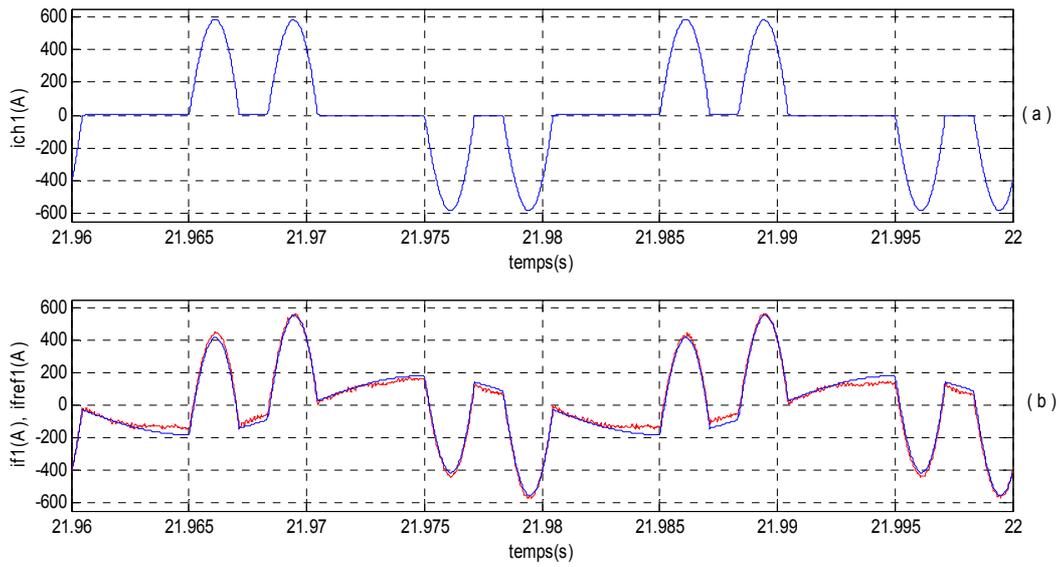


Figure 3.32. Courant de charge (a), courant de sortie du filtre et sa référence (b)

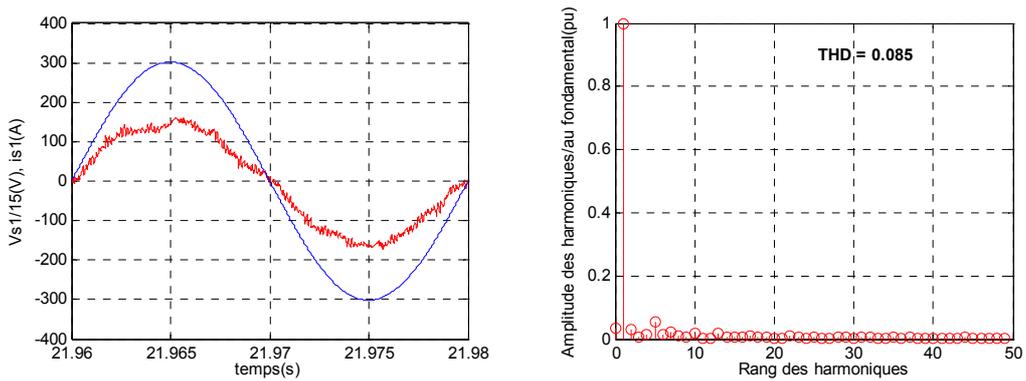


Figure 3.33. Tension et courant de source avec spectre harmonique

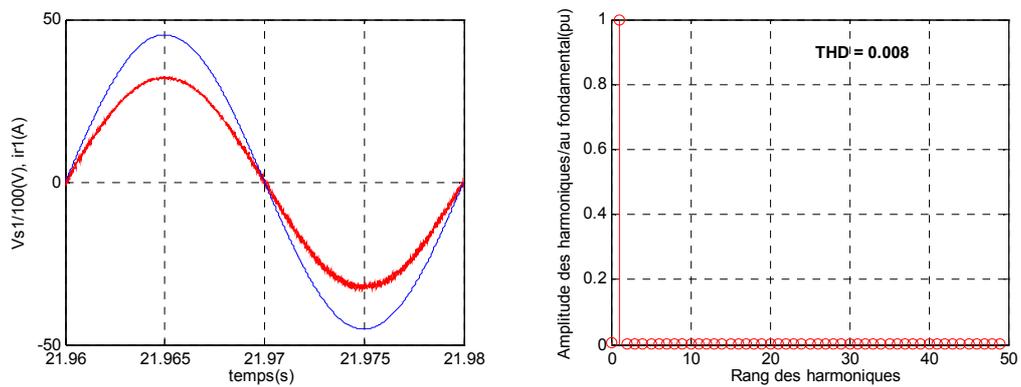


Figure 3.34. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 3.31, on remarque que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux ne sont pas constantes et divergent. Leur moyenne U_{moy} est constante est égale à sa référence de 3 kV par suite de l'application de la commande par retour d'état. Ce déséquilibre de tensions a pour conséquence des courants de sortie de filtre qui ne suivent pas leurs références comme indiqué par la figure 3.32.(b) (pour la première phase), donc on obtient un courant de réseau présentant un THD de 8.6 % (figure 3.33).

La figure 3.34 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur à MLI à cinq niveaux commandé en hystérésis. Ce courant est en phase avec sa tension de réseau et présente un THD inférieur à 1%.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le filtrage du réseau MT par filtre à cinq niveaux alimenté par différents redresseurs de courant à MLI à structure NPC. On a constaté que les différentes tensions d'entrée de ce filtre ne sont pas égales, mais leur somme est toujours maintenue constante, cela grâce à l'application de l'algorithme d'asservissement de la tension moyenne aux redresseurs à MLI.

Cette inégalité des tensions d'entrée du filtre à cinq niveaux, affecte ses performances. Ce qui engendre une mauvaise qualité de filtrage des courants de réseaux.

Les THD des courants de réseau calculés pour chaque cascade, ne peuvent qu'augmenter s'ils sont calculés à des instants plus éloignés en raison de la divergence permanente des tensions d'entrée du filtre.

Pour remédier à ce problème d'instabilité des tensions d'entrée du filtre à cinq niveaux, on propose d'étudier dans le prochain chapitre deux solutions pour stabiliser ces tensions d'entrée. A savoir:

- L'introduction des ponts de clamping.
- L'utilisation des vecteurs redondants du filtre à cinq niveaux

Chapitre 4

Equilibrage des tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux

Sommaire

Introduction.....	62
4.1. Equilibrage des tensions par pont de clamping.....	62
4.1.1. Pont de clamping.....	62
4.1.2. Cascade d'une batterie-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	63
4.1.3. Cascade d'un redresseur à MLI à deux niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	64
4.1.4. Cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	66
4.1.5. Cascade d'un redresseur à MLI à cinq niveaux-pont de clamping-filtre à cinq niveaux.....	68
4.2. Equilibrage des tensions par vecteurs redondants	70
4.2.1. Mise en équations	70
4.2.2. Diagramme vectoriel et états redondants	70
4.2.3. Effet des états redondants sur les tensions des condensateurs	74
4.2.4. Critère de choix des redondances	77
4.2.5. Application à la cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux	78
4.2.6. Application à la cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-filtre à cinq niveaux	79
4.2.7. Application au filtre à cinq niveaux autonome	80
Conclusion.....	82

Introduction

Dans le chapitre précédent, on a introduit le filtre actif parallèle à cinq niveaux alimenté par différents redresseurs de courant à MLI multiniveaux dans un réseau MT. On a alors constaté une mauvaise qualité de filtrage ayant pour cause le problème d'inégalité des tensions d'entrée du filtre. Pour remédier à ce problème, on propose d'étudier dans ce chapitre deux solutions pour stabiliser ces tensions d'entrée, à savoir:

- L'introduction des ponts de clamping.
- L'utilisation des vecteurs redondants du filtre à cinq niveaux

Dans ce chapitre, on commencera par l'introduction des ponts de clamping au niveau de chaque cascade étudiée au chapitre précédent. Ainsi, on étudiera l'impact de l'introduction de ses ponts d'équilibrage sur la stabilité des tensions d'entrée et la qualité du filtrage.

Pour la deuxième partie, on présentera l'algorithme de commande par états redondants appliqué à l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Puis on présentera les résultats de simulations obtenues de l'application de cet algorithme, en premier lieu au filtre actif alimenté par batterie puis par redresseur à MLI à trois niveaux puis en deuxième lieu au filtre actif autonome.

4.1. Equilibrage des tensions par pont de clamping

4.1.1. 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 4.1. Où, chaque transistor est commandé de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions [Talh 04] [Bouc 06].

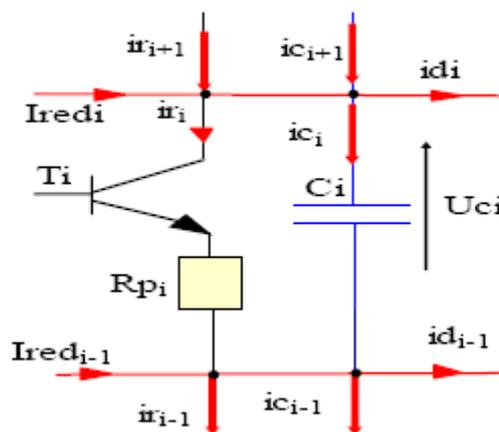


Figure 4.1. Structure de la cellule du pont d'équilibrage

Dans ce cas, le modèle mathématique du filtre intermédiaire avec le pont clamping pour chaque cascade étudiée est défini comme suit :

$$C_i \frac{dU_{ci}}{dt} = I_{redi} + i_{r(i+1)} + i_{c(i+1)} - i_{di} - i_{ri} \quad (4.1)$$

avec :
$$i_{ri} = T_i \frac{U_{ci}}{R_{pi}}$$

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

$$\begin{cases} U_{ci} - U_{cref} = \varepsilon_i \\ \text{si } \varepsilon_i \geq 0 \text{ on a } T_i = 1 \Rightarrow i_{ri} = T_i \frac{U_{ci}}{R_{pi}} \\ \text{si } \varepsilon_i \leq 0 \text{ on a } T_i = 0 \Rightarrow i_{ri} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

4.1.2. Cascade d'une batterie-ponts de clamping-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation obtenus de l'introduction des ponts de clamping à la cascade constitué d'une batterie-filtre triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulosinusoidale à quatre porteuses (figure 3.11) [Abde 09-2] [Abde 09-3].

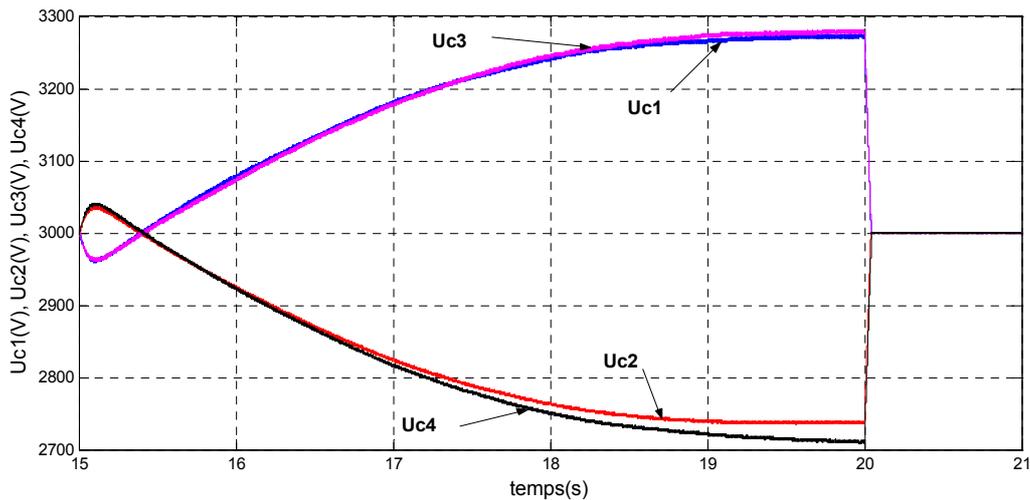


Figure 4.2. Tensions du filtre d'entrée avant et après application du pont de clamping

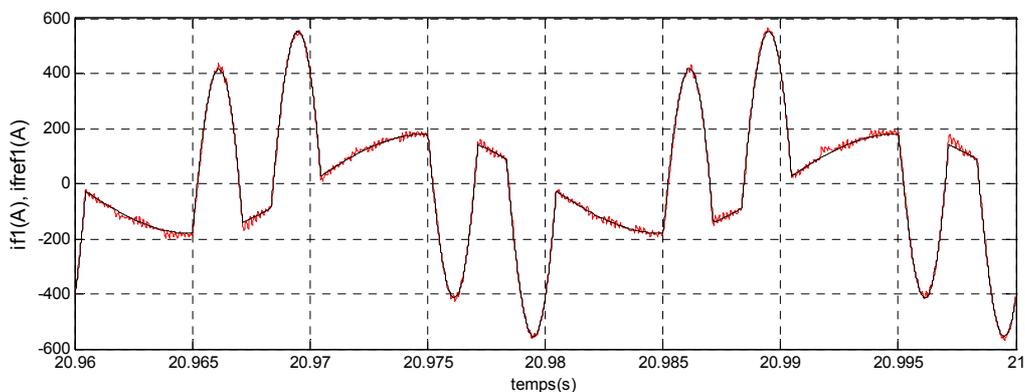


Figure 4.3. Courant de sortie du filtre et sa référence

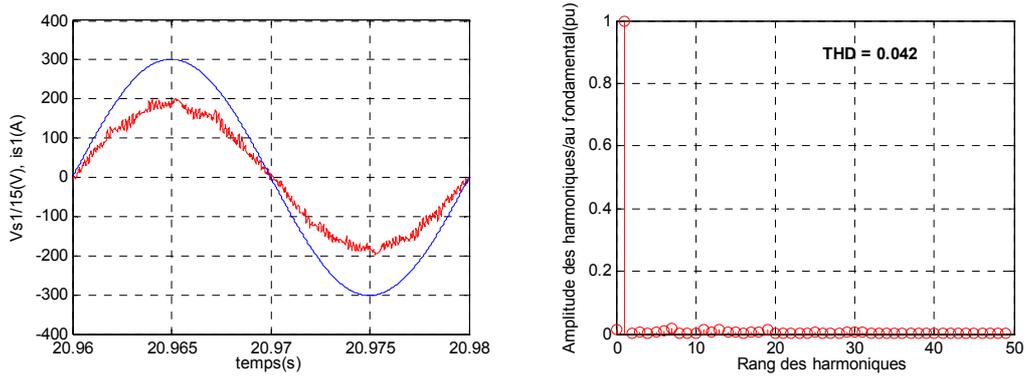


Figure 4.4. Tension et courant de source avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

On constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux deviennent constantes et parfaitement égales après l'introduction des ponts de clamping à $t=20s$ (figure 4.2). De ce fait, les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme présenté par la figure 4.3 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD de 4.2 % (figure 4.4).

4.1.3. Cascade d'un redresseur à MLI à deux niveaux-ponts de clamping-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation obtenus de l'introduction des ponts de clamping à la cascade constituée d'un redresseur à MLI à deux niveaux-filtre triphasé à cinq niveaux (figure 3.16) [Abde 09-1].

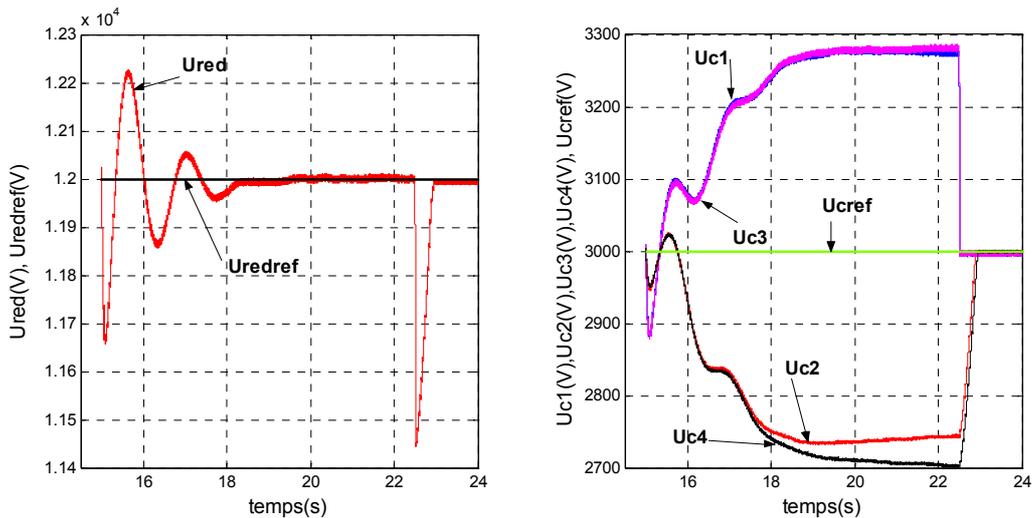


Figure 4.5. Tensions du filtre intermédiaire avant et après application des ponts de clamping

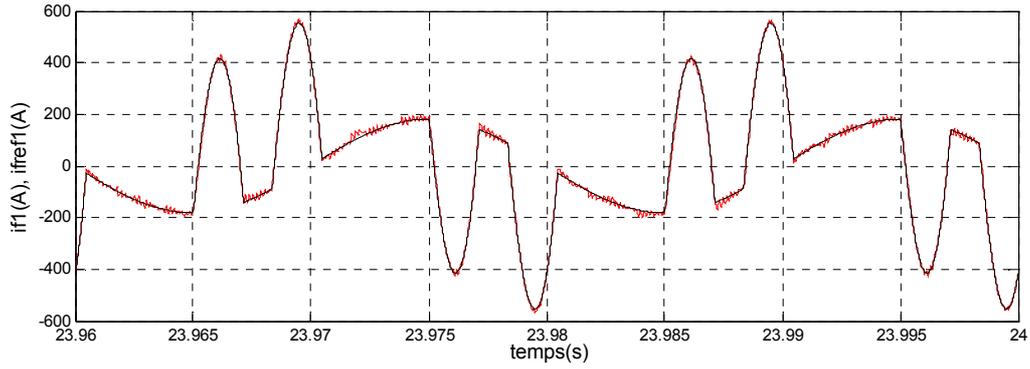


Figure 4.6. Courant de sortie du filtre et sa référence

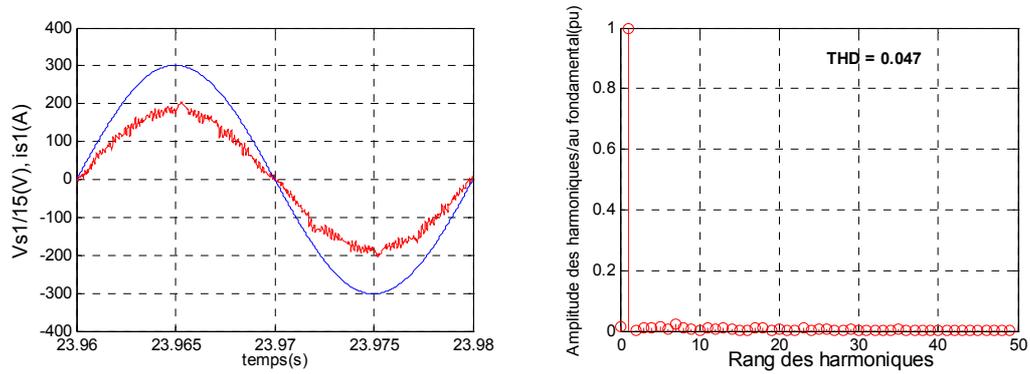


Figure 4.7. Tension et courant de source avec spectre harmonique

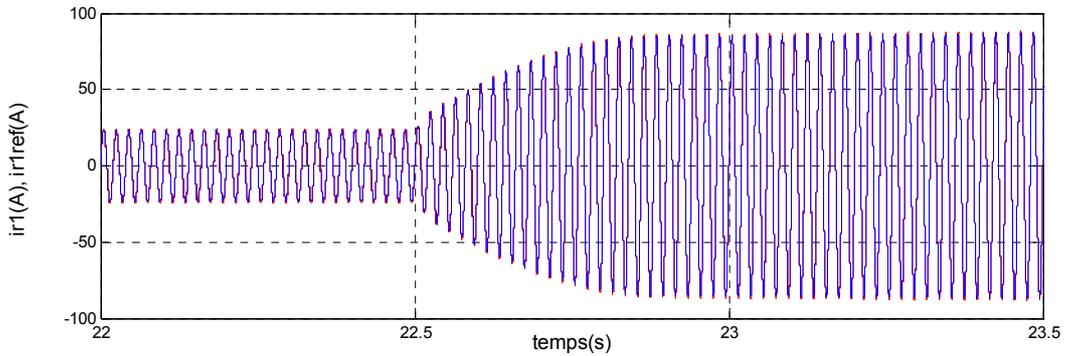


Figure 4.8. Courant de la phase 1 d'entrée du redresseur et sa référence

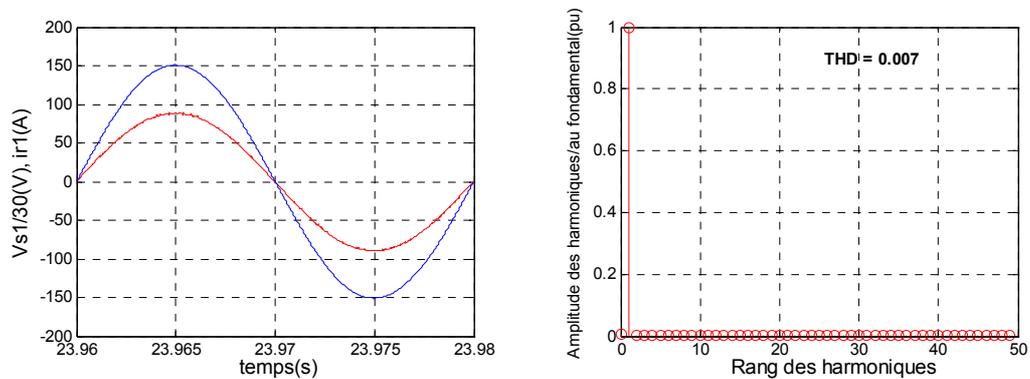


Figure 4.9. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.5, on constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux deviennent constantes et égales après l'application des ponts de clamping. De ce fait les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme indiqué par la figure 4.6 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD de 4.7 % (figure 4.7).

La figure 4.8 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur avant et après l'application du pont de clamping. On remarque que son amplitude augmente en relation de l'énergie dissipée dans les résistances du pont de clamping. Ce courant est en phase avec sa tension de réseau comme montrer à la figure 4.9.

4.1.4. Cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-ponts de clamping-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation obtenus de l'introduction des ponts de clamping à la cascade constitué d'un redresseur à MLI à trois niveaux-filtre triphasé à cinq niveaux (figure 3.21) [Abde 10-1].

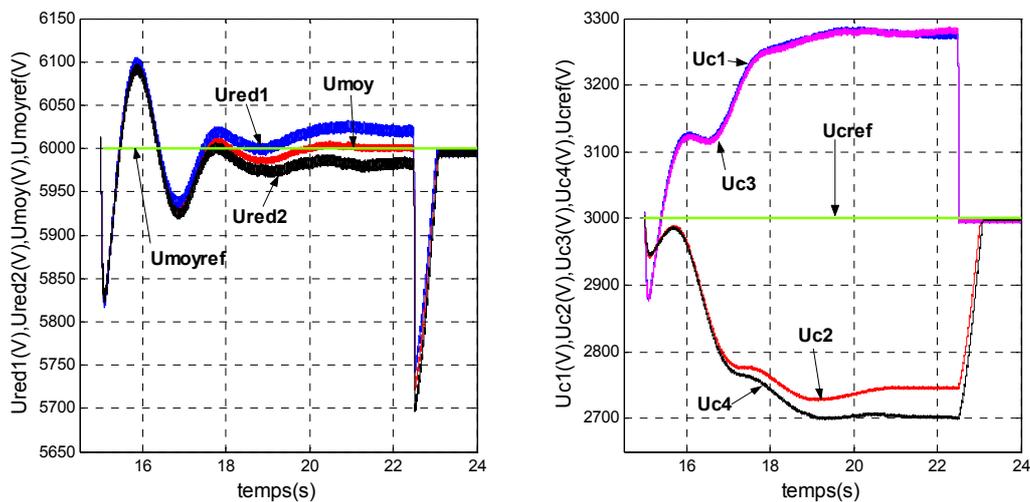


Figure 4.10. Tensions du filtre intermédiaire avant et après application du pont de clamping

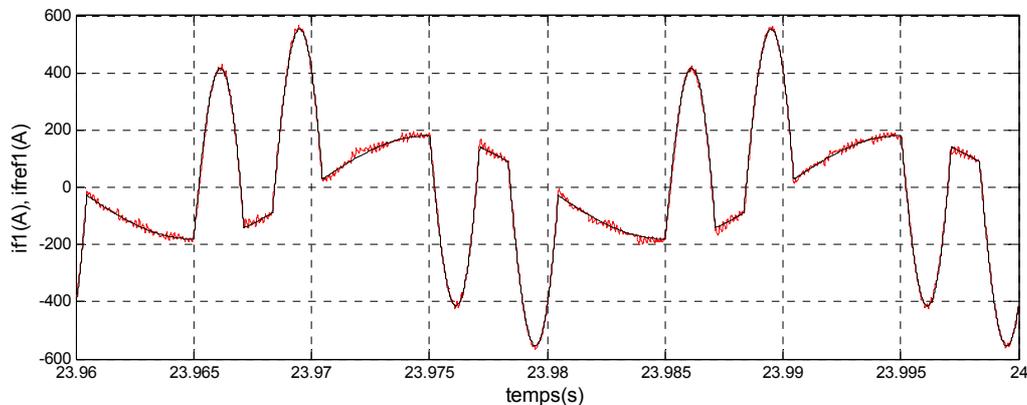


Figure 4.11. Courant de sortie du filtre et sa référence

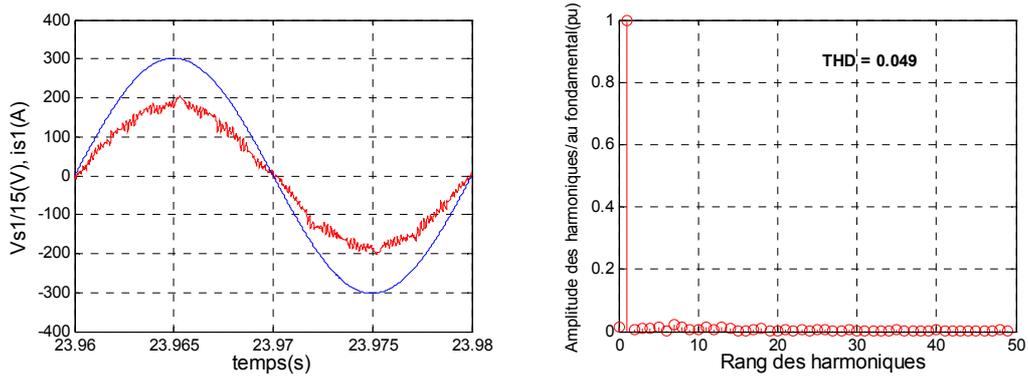


Figure 4.12. Tension et courant de source avec spectre harmonique

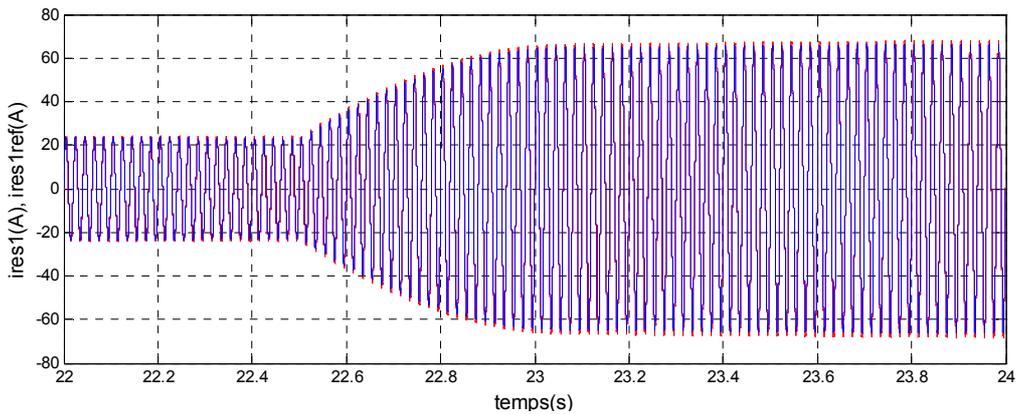


Figure 4.13. Courant de la phase 1 d'entrée du redresseur et sa référence

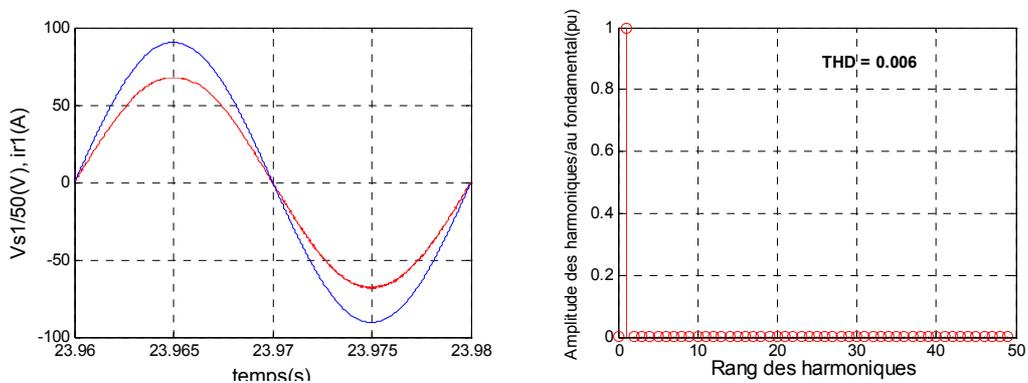


Figure 4.14. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.10, on constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux deviennent constantes et égales après l'application des ponts de clamping. Par conséquent les tensions de sorties du redresseur à MLI à trois niveaux U_{red1} et U_{red2} deviennent aussi constantes et égales. De ce fait les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme indiqué par la figure 4.11 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD de 4.9 % (figure 4.12).

La figure 4.13 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur avant et après l'application du pont de clamping. On remarque que son amplitude augmente

conséquent de l'énergie dissipée dans les résistances du pont de clamping. Ce courant est en phase avec sa tension de réseau comme montrer à la figure 4.14.

4.1.5. Cascade d'un redresseur à MLI à cinq niveaux-ponts de clamping-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation obtenus de l'introduction des ponts de clamping à la cascade constituée d'un redresseur à MLI à cinq niveaux-filtre triphasé à cinq niveaux (figure 3.27).

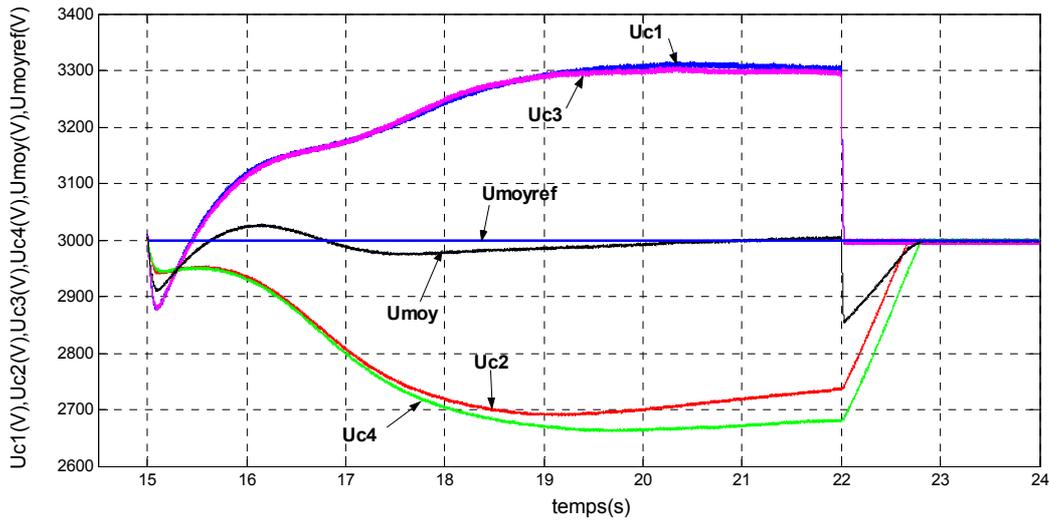


Figure 4.15. Tensions du filtre intermédiaire avant et après application du pont de clamping

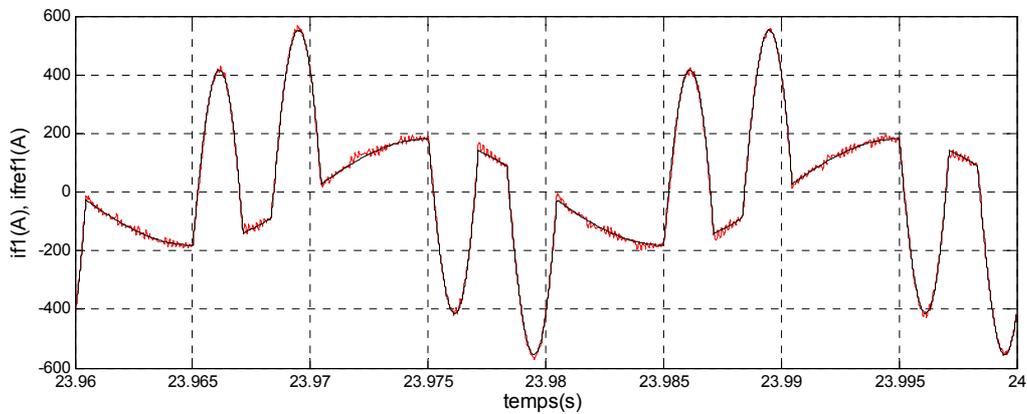


Figure 4.16. Courant de sortie du filtre et sa référence

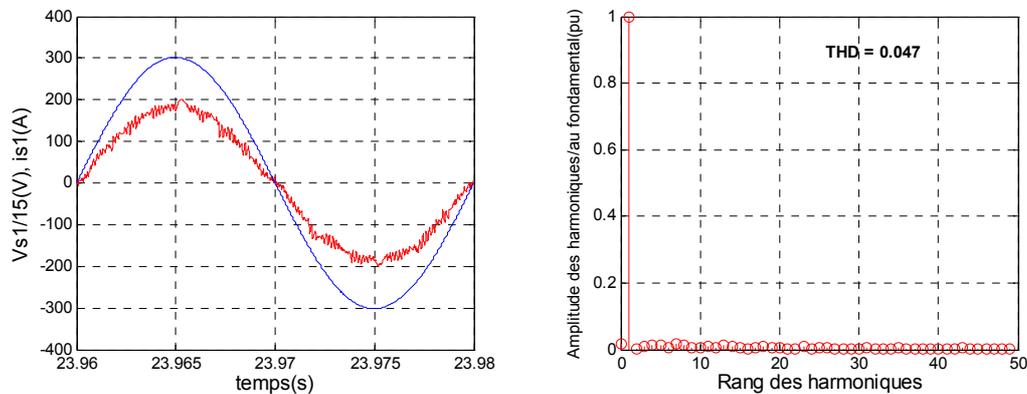


Figure 4.17. Tension et courant de source avec spectre harmonique

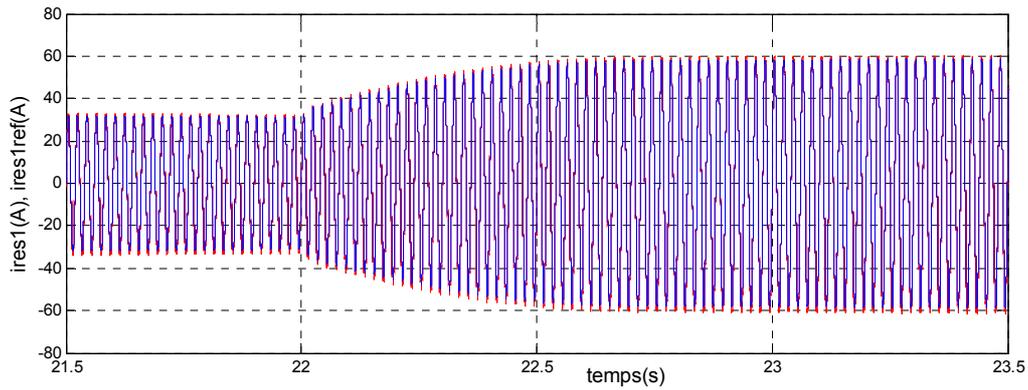


Figure 4.18. Courant de la phase 1 d'entrée du redresseur et sa référence

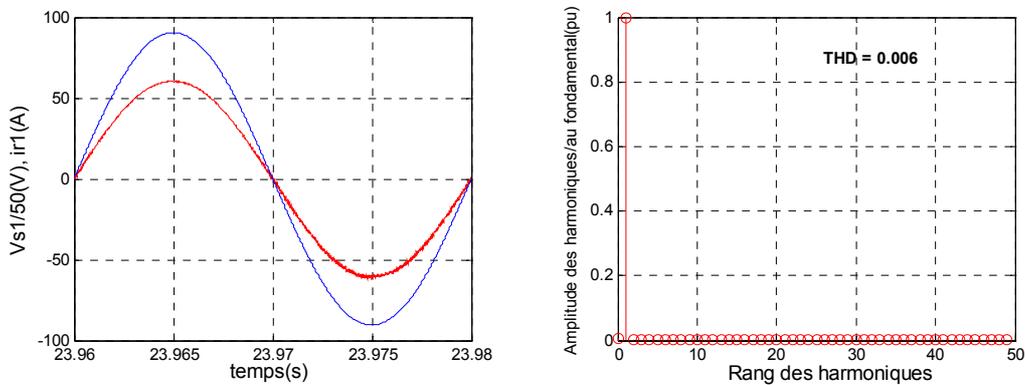


Figure 4.19. Tension et courant d'entrée du redresseur avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.15, on constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux deviennent constantes et égales après l'application des ponts de clamping. De ce fait les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme indiqué par la figure 4.16 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD de 4.7 % (figure 4.17).

La figure 4.18 présente le courant d'entrée de la première phase du redresseur avant et après l'application du pont de clamping. On remarque que son amplitude augmente en relation de l'énergie dissipée dans les résistances du pont de clamping. Ce courant est en phase avec sa tension de réseau et présente un THD inférieur à 5% comme montrer à la figure 4.19.

4.2. Equilibrage des tensions par vecteurs redondant [Abde 10-2] [Abde 10-3]

Suivant le sens de leurs courants, les condensateurs placés dans le coté continu de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger, ce qui provoque une augmentation ou une diminution de leurs tensions. Le sens des courants dans ces condensateurs dépendent de deux facteurs : l'état de l'onduleur, et les courants triphasés de la charge. Certains états de l'onduleur sont des états redondants, qui produisent le même vecteur de tension de sortie, c'est-à-dire le même courant triphasé dans la charge, mais qui ont des effets différents sur les tensions des condensateurs d'entrée de l'onduleur. On profite de ce degré de liberté, en permutant entre les redondances du même état de l'onduleur, pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

Dans l'annexe C, on présente la méthodologie suivie pour l'équilibrage des tensions par vecteurs redondants appliqués à l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. On suivra dans ce qui suit le même raisonnement pour équilibrer les tensions du bus continu de l'onduleur à cinq niveaux.

4.2.1. Mise en équations

Les courants des condensateurs en fonction des courants d'entrée de l'onduleur (2.7) et du courant de sortie de la batterie I_{red} (figure 2.1) sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{c1} = i_{c2} - i_{d1} \\ i_{c2} = I_{red} - i_{d2} \\ i_{c3} = i_{c4} + i_{d3} \\ i_{c4} = I_{red} + i_{d4} \end{cases} \quad (4.3)$$

avec

$$I_{red} = \frac{1}{4} i_{d1} + \frac{1}{2} i_{d2} - \frac{1}{4} i_{d3} - \frac{1}{2} i_{d4} \quad (4.4)$$

En remplaçant I_{red} par sa valeur, on obtient :

$$\begin{cases} 4i_{c1} = -3i_{d1} - 2i_{d2} - i_{d3} - 2i_{d4} \\ 4i_{c2} = i_{d1} - 2i_{d2} - i_{d3} - 2i_{d4} \\ 4i_{c3} = i_{d1} + 2i_{d2} + 3i_{d3} + 2i_{d4} \\ 4i_{c4} = i_{d1} + 2i_{d2} - i_{d3} + 2i_{d4} \end{cases} \quad (4.5)$$

En remplaçant les courants d'entres de l'onduleur par leurs valeurs, on obtient :

$$\begin{cases} 4i_{c1} = -(3F_{17} + 2(F_{11}^b + F_{10}^b) + F_{18})i_1 - (3F_{27} + 2(F_{21}^b + F_{20}^b) + F_{28})i_2 - (3F_{37} + 2(F_{31}^b + F_{30}^b) + F_{38})i_3 \\ 4i_{c2} = (F_{17} - F_{18} - 2(F_{11}^b + F_{10}^b))i_1 + (F_{27} - F_{28} - 2(F_{21}^b + F_{20}^b))i_2 + (F_{37} - F_{38} - 2(F_{31}^b + F_{30}^b))i_3 \\ 4i_{c3} = (F_{17} + 2(F_{11}^b + F_{10}^b) + 3F_{18})i_1 + (F_{27} + 2(F_{21}^b + F_{20}^b) + 3F_{28})i_2 + (F_{37} + 2(F_{31}^b + F_{30}^b) + 3F_{38})i_3 \\ 4i_{c4} = (F_{17} - F_{18} + 2(F_{11}^b + F_{10}^b))i_1 + (F_{27} - F_{28} + 2(F_{21}^b + F_{20}^b))i_2 + (F_{37} - F_{38} + 2(F_{31}^b + F_{30}^b))i_3 \end{cases} \quad (4.6)$$

4.2.2. Diagramme vectoriel et états redondants

Le diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux compte 125 vecteurs dont 37 vecteurs ayant deux ou plus états redondants. On distingue du diagramme de la figure 2.2, 60

positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Ces positions sont distribuées comme suit:

- 24 positions à une seule redondance
- 18 positions à deux redondances
- 12 positions à trois redondances
- 6 positions à quatre redondances
- 1 position à cinq redondances

Pour connaître l'influence de chaque 'un des états redondants des 36 vecteurs, on détermine la relation entre les courants des condensateurs et les courants de charge. Cette relation est résumée dans les tableaux 4. 1,2,3.

Selon la disposition des variables D1, D2 et D3 dans les tableaux 4. 1,2,3 on peut distinguer du diagramme vectoriel présenté par la figure 4.25, six groupes de vecteurs:

- Groupe 1 : 1, 4, 7, 10, 13, 16
- Groupe 2 : 2, 6, 8, 12, 14, 18
- Groupe 3 : 3, 5, 9, 11, 15, 17
- Groupe 4 : 19, 21, 23, 25, 27, 29
- Groupe 5 : 20, 22, 24, 26, 28, 30
- Groupe 6 : 31, 32, 33, 34, 35, 36

Des tableaux 4. 1,2,3 on remarque qu'il y'a des groupes de vecteurs dépendant de D1, (groupes 1, 4 et 6), et d'autre groupes dépendant de D1, D2 et D3, (groupes 2, 3 et 5).

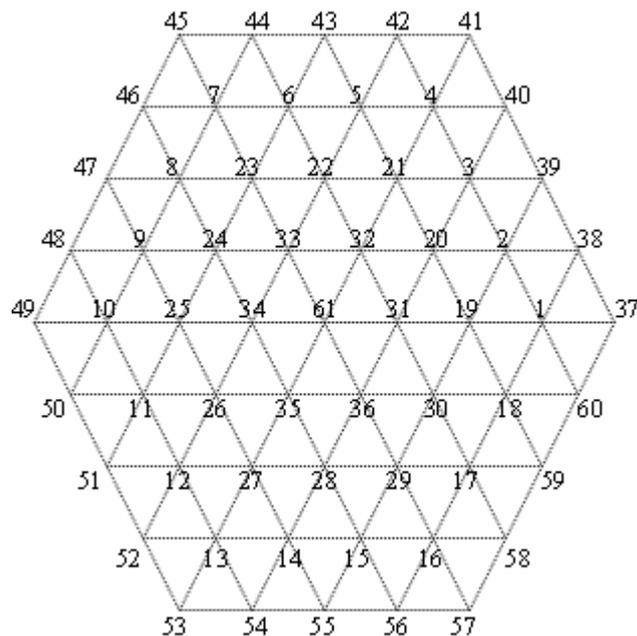


Figure 4.25. Diagramme vectoriel de l'onduleur à cinq niveaux

Vecteurs		$4 i_{c1}$	$4 i_{c2}$	$4 i_{c3}$	$4 i_{c4}$	D1	D2	D3
V1	a	P2N1N1	D1	D1	D1	-3D1	-i1	
	b	P1N2N2	D1	-3D1	D1	D1		
V2	a	P2ON1	D1	D1	D2	D3	-i1+i2	-i1-3i2
	b	P1N1N2	D1	D3	D1	D2		
V3	a	P2P1N1	D1	D2	D1	D3	-i1-2i2	-i1+2i2
	b	P1ON2	D2	D3	D1	D1		
V4	a	P2P2N1	D1	D1	D1	-3D1	-(i1+i2)	
	b	P1P1N2	D1	-3D1	D1	D1		
V5	a	P1P2N1	D1	D2	D1	D3	-2i1-i2	2i1-i2
	b	OP1N2	D2	D3	D1	D1		
V6	a	OP2N1	D1	D1	D2	D3	i1-i2	-3i1-i2
	b	N1P1N2	D1	D3	D1	D2		
V7	a	N1P2N1	D1	D1	D1	-3D1	-i2	
	b	N2P1N2	D1	-3D1	D1	D1		
V8	a	N1P2O	D1	D1	D2	D3	-i1-2i2	3i1+2i2
	b	N2P1N1	D1	D3	D1	D2		
V9	a	N1P2P1	D1	D2	D1	D3	2i1+i2	-2i1-3i2
	b	N2P1O	D2	D3	D1	D1		
V10	a	N1P2P2	D1	D1	D1	-3D1	i1	
	b	N2P1P1	D1	-3D1	D1	D1		
V11	a	N1P1P2	D1	D2	D1	D3	i1-i2	i1+3i2
	b	N2OP1	D2	D3	D1	D1		
V12	a	N1OP2	D1	D1	D2	D3	i1+2i2	i1-2i2
	b	N2N1P1	D1	D3	D1	D2		
V13	a	N1N1P2	D1	D1	D1	-3D1	i1+i2	
	b	N2N2P1	D1	-3D1	D1	D1		
V14	a	ON1P2	D1	D1	D2	D3	2i1+i2	-2i1+i2
	b	N1N2P1	D1	D3	D1	D2		
V15	a	P1N1P2	D1	D2	D1	D3	-i1+i2	3i1+i2
	b	ON2P1	D2	D3	D1	D1		
V16	a	P2N1P2	D1	D1	D1	-3D1	i2	
	b	P1N2P1	D1	-3D1	D1	D1		
V17	a	P2N1P1	D1	D2	D1	D3	i1+2i2	-3i1-2i2
	b	P1N2O	D2	D3	D1	D1		
V18	a	P2N1O	D1	D1	D2	D3	-2i1-i2	2i1+3i2
	b	P1N2N1	D1	D3	D1	D2		

Tableau 4.1 Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états à deux redondances.

Vecteurs		$4 i_{c1}$	$4 i_{c2}$	$4 i_{c3}$	$4 i_{c4}$	D1	D2	D3
V19	a	P2OO	D1	D1	-D1	-D1	-2i1	
	b	P1N1N1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	ON2N2	-D1	-D1	D1	D1		
V20	a	P2P1O	D1	D2	D3	D3	-2i1-3i2	-2i1+i2
	b	P1ON1	D2	D3	D1	D3		
	c	ON1N2	D3	D3	D2	D1		
V21	a	P2P2O	D1	D1	-D1	-D1	-2i1-2i2	
	b	P1P1N1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	OON2	-D1	-D1	D1	D1		
V22	a	P1P2O	D1	D2	D3	D3	-3i1-2i2	i1-2i2
	b	OP1N1	D2	D3	D1	D3		
	c	N1ON2	D3	D3	D2	D1		
V23	a	OP2O	D1	D1	-D1	-D1	-2i2	
	b	N1P1N1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	N2ON2	-D1	-D1	D1	D1		
V24	a	OP2P1	D1	D2	D3	D3	3i1+i2	-i1-3i2
	b	N1P1O	D2	D3	D1	D3		
	c	N2ON1	D3	D3	D2	D1		
V25	a	OP2P2	D1	D1	-D1	-D1	2i1	
	b	N1P1P1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	N2OO	-D1	-D1	D1	D1		
V26	a	OP1P2	D1	D2	D3	D3	2i1-i2	2i1+3i2
	b	N1OP1	D2	D3	D1	D3		
	c	N2N1O	D3	D3	D2	D1		
V27	a	OOP2	D1	D1	-D1	-D1	2i1+2i2	
	b	N1N1P1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	N2N2O	-D1	-D1	D1	D1		
V28	a	P1OP2	D1	D2	D3	D3	-i1+2i2	3i1+2i2
	b	ON1P1	D2	D3	D1	D3		
	c	N1N2O	D3	D3	D2	D1		
V29	a	P2OP2	D1	D1	-D1	-D1	2i2	
	b	P1N1P1	D1	-D1	D1	-D1		
	c	ON2O	-D1	-D1	D1	D1		
V30	a	P2OP1	D1	D2	D3	D3	i1+3i2	-3i1-i2
	b	P1N1O	D2	D3	D1	D3		
	c	ON2N1	D3	D3	D2	D1		

Tableau 4.2. Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états à trois redondances.

Vecteurs			$4 i_{c1}$	$4 i_{c2}$	$4 i_{c3}$	$4 i_{c4}$	D1	D2	D3
V31	a	P2P1P1	D1	-3D1	D1	D1	i1		
	b	P1OO	-3D1	D1	D1	D1			
	c	ON1N1	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N1N2N2	D1	D1	D1	-3D1			
V32	a	P2P2P1	D1	-3D1	D1	D1	i1+i2		
	b	P1P1O	-3D1	D1	D1	D1			
	c	OON1	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N1N1N2	D1	D1	D1	-3D1			
V33	a	P1P2P1	D1	-3D1	D1	D1	i2		
	b	OP1O	-3D1	D1	D1	D1			
	c	N1ON1	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N2N1N2	D1	D1	D1	-3D1			
V34	a	P1P2P2	D1	-3D1	D1	D1	-i1		
	b	N1OO	-3D1	D1	D1	D1			
	c	N1OO	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N2N1N1	D1	D1	D1	-3D1			
V35	a	P1P1P2	D1	-3D1	D1	D1	-i1-i2		
	b	OOP1	-3D1	D1	D1	D1			
	c	N1N1O	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N2N2N1	D1	D1	D1	-3D1			
V36	a	P2P1P2	D1	-3D1	D1	D1	-i2		
	b	P1OP1	-3D1	D1	D1	D1			
	c	ON1O	D1	D1	-3D1	D1			
	d	N1N2N1	D1	D1	D1	-3D1			

Tableau 4.3. Relations entre les courants des condensateurs et les courants de charge pour tous les états à quatre redondances.

4.2.3. Effet des états redondants sur les tensions des condensateurs

Les quatre condensateurs à l'entrée de l'onduleur peuvent se charger ou se décharger suivant l'état de l'onduleur et les conditions de la charge. On veut analyser l'effet des différents groupes des vecteurs redondants sur ces tensions de sortie, sous différentes conditions des courants de charge.

Pour les groupes gérés par une seule équation D1 (groupes 1, 4 et 6), on a deux possibilités pour les conditions de la charge, chaque possibilité est associée à une fonction logique de la manière suivante :

$$\begin{cases} P_1 = 1 \text{ si } D1 \geq 0 \text{ sinon } P_1 = 0 \\ P_2 = 1 \text{ si } D1 < 0 \text{ sinon } P_2 = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

Pour les groupes gérés par trois équations (groupes 2, 3 et 5), on a six possibilités pour les conditions de la charge, associées à six fonctions logiques définies de la manière suivante

$$\begin{cases} P_1 = 1 \text{ si } D1 < 0, D2 < 0, D3 \geq 0 \text{ sinon } P_1 = 0 \\ P_2 = 1 \text{ si } D1 < 0, D2 \geq 0, D3 < 0 \text{ sinon } P_2 = 0 \\ P_3 = 1 \text{ si } D1 < 0, D2 \geq 0, D3 \geq 0 \text{ sinon } P_3 = 0 \\ P_4 = 1 \text{ si } D1 \geq 0, D2 < 0, D3 < 0 \text{ sinon } P_4 = 0 \\ P_5 = 1 \text{ si } D1 \geq 0, D2 < 0, D3 \geq 0 \text{ sinon } P_5 = 0 \\ P_6 = 1 \text{ si } D1 \geq 0, D2 \geq 0, D3 < 0 \text{ sinon } P_6 = 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

Les autres possibilités ne se présentent pas car les équations D1, D2 et D3 ne peuvent pas être tous positives ou tous négatives au même temps.

Les effets des différents vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs dépendent des fonctions logiques Pi. Ces effets sont résumés dans les tableaux 4.4 à 4.9 pour les six groupes de vecteurs. Dans ces tableaux, le signe plus (+) indique que le vecteur redondant du groupe concerné provoque le chargement du condensateur et par conséquent l'augmentation de la tension à ses bornes, tandis que le signe moins (-) indique que le vecteur redondant provoque le déchargement du condensateur et par conséquent la diminution de la tension à ses bornes.

	Redondance (a)				Redondance (b)			
	U _{c1}	U _{c2}	U _{c3}	U _{c4}	U _{c1}	U _{c2}	U _{c3}	U _{c4}
P_1	+	+	+	-	+	-	+	+
P_2	-	-	-	+	-	+	-	-

Tableau 4.4. Effet des redondances du premier groupe sur les tensions des condensateurs

	Redondance (a)				Redondance (b)			
	U _{c1}	U _{c2}	U _{c3}	U _{c4}	U _{c1}	U _{c2}	U _{c3}	U _{c4}
P_1	-	-	-	+	-	+	-	-
P_2	-	-	+	-	-	-	-	+
P_3	-	-	+	+	-	+	-	+
P_4	+	+	-	-	+	-	+	-
P_5	+	+	-	+	+	+	+	-
P_6	+	+	+	-	+	-	+	+

Tableau 4.5. Effet des redondances du deuxième groupe sur les tensions des condensateurs

	Redondance (a)				Redondance (b)			
	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	-	-	-	+	-	+	-	-
P_2	-	+	-	-	+	-	-	-
P_3	-	-	-	+	+	+	-	-
P_4	+	-	+	-	-	-	+	+
P_5	+	-	+	+	-	+	+	+
P_6	+	+	+	-	+	-	+	+

Tableau 4.6. Effet des redondances du troisième groupe sur les tensions des condensateurs

	Redundancy (a)				Redundancy (b)				Redundancy (c)			
	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	+	+	-	-	+	-	+	-	-	-	+	+
P_2	-	-	+	+	-	+	-	+	+	+	-	-

Tableau 4.7. Effet des redondances du quatrième groupe sur les tensions des condensateurs

	Redondance (a)				Redondance (b)				Redondance (c)			
	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}
P_1	-	-	+	+	-	+	-	+	+	+	-	-
P_2	-	+	-	-	+	-	-	-	-	-	+	-
P_3	-	+	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-
P_4	+	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+
P_5	+	-	+	+	-	+	+	+	+	+	-	+
P_6	+	+	-	-	+	-	+	-	-	-	+	+

Tableau 4.8. Effet des redondances du cinquième groupe sur les tensions des condensateurs

	Redondance (a)				Redondance (b)				Redondance (c)				Redondance (d)			
	U_{c1}	U_{c2}	U_{c3}	U_{c4}												
P_1	+	-	+	+	-	+	+	+	+	+	-	+	+	+	+	-
P_2	-	+	-	-	+	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+

Tableau 4.9. Effet des redondances du sixième groupe sur les tensions des condensateurs

4.2.4. Critère de choix des redondances

Pour chaque vecteur redondant, on choisi toujours la redondance qui tend à éliminer le déséquilibre entre les quatre tensions. On d'autre termes on choisi la redondance qui tend à augmenter les tensions les plus faibles, et à diminuer les tensions les plus fortes. Pour se faire, on doit mesurer à chaque instant les quatre tensions et déduire leur cas de déviations. Etant donné qu'on a quatre tensions, on obtient 24 cas de déviations. Le tableau 4.10 résume le choix de la redondance convenable pour tous les vecteurs redondants et tous les cas de déviations.

Groupes	1		2						3						4		5						6	
	P1	P2	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2
Uc1<Uc2<Uc3<Uc4	a	b	b	a	b	a	b	a	b	b	b	a	a	a	a	c	c	b	c	a	c	a	d	b
Uc1<Uc2<Uc4<Uc3	a	b	b	a	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	c	c	b	b	a	c	a	c	b
Uc1<Uc3<Uc2<Uc4	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	b	a	a	a	b	c	c	b	c	a	a	b	d	b
Uc1<Uc3<Uc4<Uc2	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	c	a	a	b	a	b
Uc1<Uc4<Uc2<Uc3	b	a	a	a	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	a	c	c	b	b	a	c	a	c	b
Uc1<Uc4<Uc3<Uc2	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b
Uc2<Uc1<Uc3<Uc4	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	c	a	d	a
Uc2<Uc1<Uc4<Uc3	a	b	b	a	b	a	a	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	b	a	c	a	c	a
Uc2<Uc3<Uc1<Uc4	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	b	b	a	d	a
Uc2<Uc3<Uc4<Uc1	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	b	a	c	c	b	a	a	b	b	c	b	a
Uc2<Uc4<Uc1<Uc3	a	b	b	a	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	a	b	b	a	b	c	c	a	c	a
Uc2<Uc4<Uc3<Uc1	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	c	b	b	a	a	c	b	c	b	a
Uc3<Uc1<Uc2<Uc4	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	b	a	a	a	b	c	c	c	c	b	a	b	d	c
Uc3<Uc1<Uc4<Uc2	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	b	a	a	c	c	b	a	b	a	c
Uc3<Uc2<Uc1<Uc4	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	c	c	c	b	b	b	d	c
Uc3<Uc2<Uc4<Uc1	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	c	a	a	c	a	b	b	c	b	c
Uc3<Uc4<Uc1<Uc2	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	b	a	c	a	c
Uc3<Uc4<Uc2<Uc1	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	c	a	a	c	a	b	b	c	b	c
Uc4<Uc1<Uc2<Uc3	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	b	b	b	c	c	a	c	d
Uc4<Uc1<Uc3<Uc2	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	b	b	c	a	c	a	d
Uc4<Uc2<Uc1<Uc3	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	b	c	c	a	c	d
Uc4<Uc2<Uc3<Uc1	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	a	b	b	b	c	b	b	a	a	c	b	c	b	d
Uc4<Uc3<Uc1<Uc2	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	c	a	c	a	d
Uc4<Uc3<Uc2<Uc1	b	a	a	b	a	b	a	b	a	a	a	b	b	b	c	a	a	c	a	c	b	c	b	d

Tableau 4.10. Choix des redondances

4.2.5. Application à la cascade d'une batterie-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations obtenues de l'application de l'algorithme de commande par MLI vectorielle simplifié avec états redondants à la cascade constituée d'une batterie-filtre triphasé à cinq niveaux (figure 3.11).

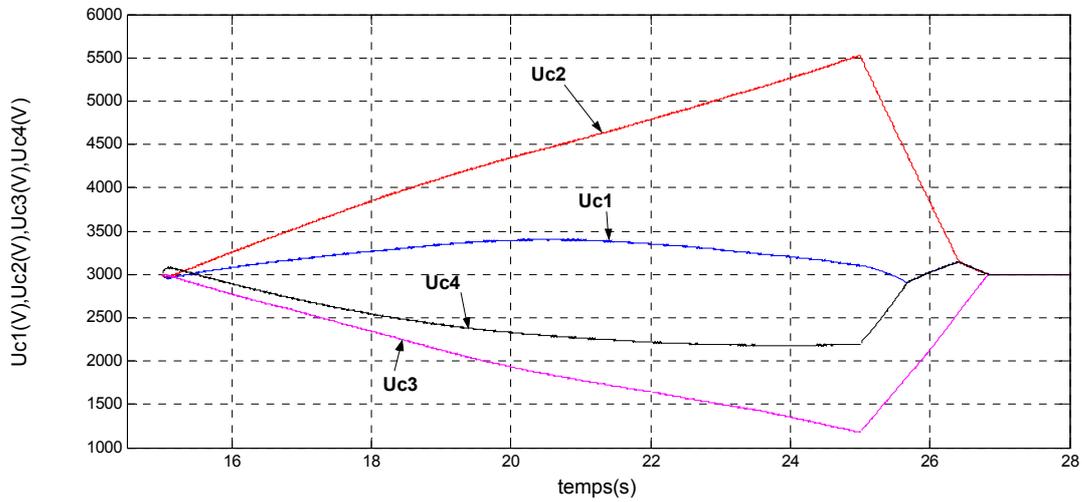


Figure 4.26. Tensions du filtre d'entrée

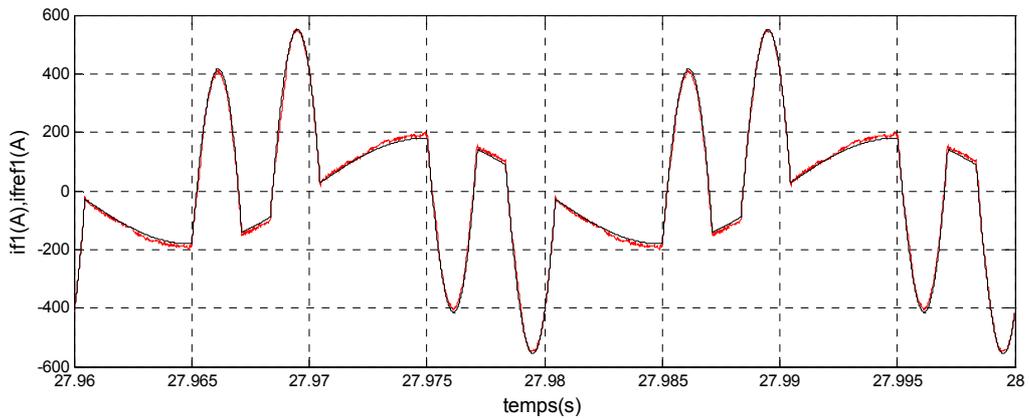


Figure 4.27. Courant de sortie du filtre et sa référence

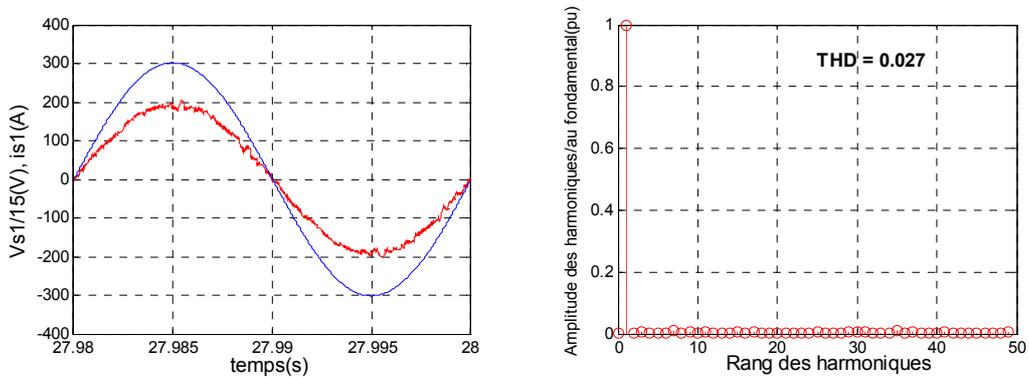


Figure 4.28. Tension et courant de source avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.26, on constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux sont constantes et parfaitement égales suite à l'application de l'algorithme de contrôle par états redondants à l'instant $t=25s$. De ce fait les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme présenté par la figure 4.27 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD inférieur à 3% et en phase avec sa tension de réseau (figure 4.28).

4.2.6. Application à la cascade d'un redresseur à MLI à trois niveaux-filtre à cinq niveaux

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations obtenues de l'application de l'algorithme de commande par MLI vectorielle simplifié avec états redondants à la cascade constituée d'un redresseur à MLI à trois niveaux-filtre à cinq niveaux (figure 3.21).

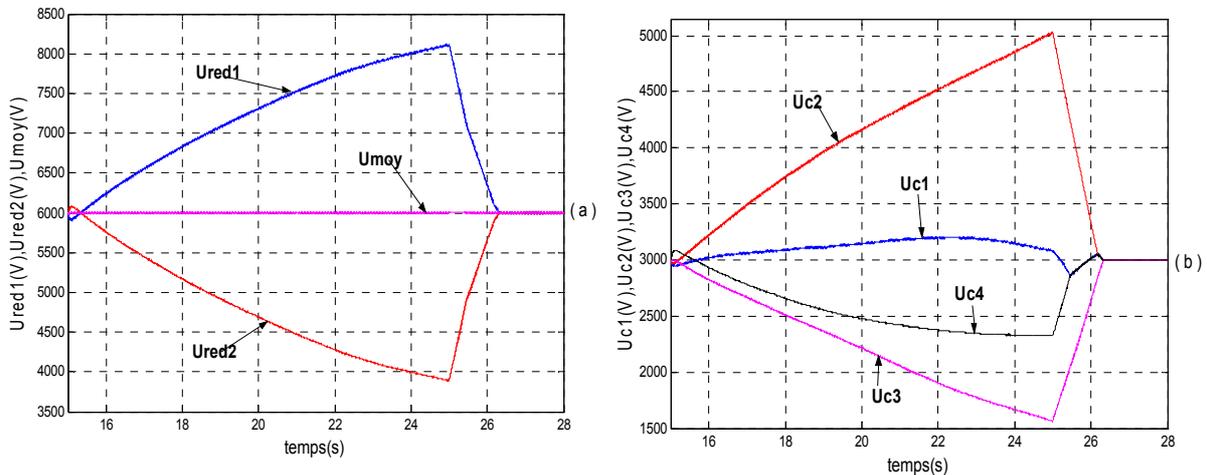


Figure 4.29. Tensions du filtre intermédiaire

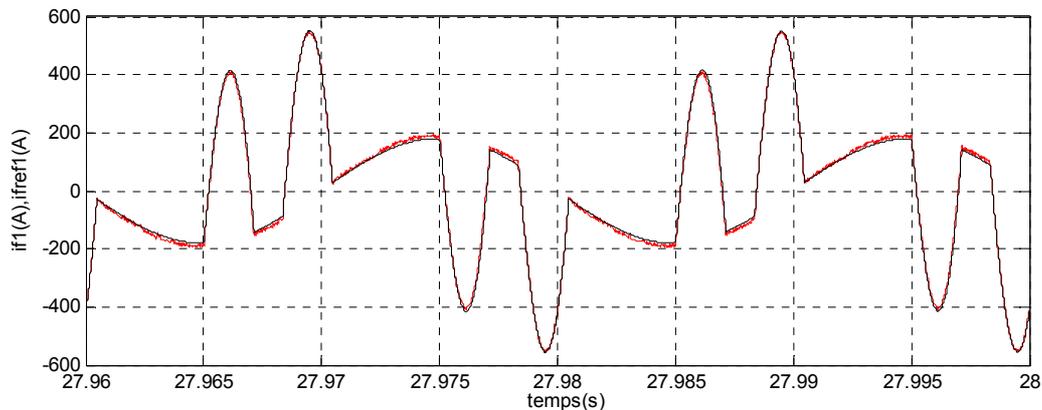


Figure 4.30. Courant de sortie du filtre et sa référence

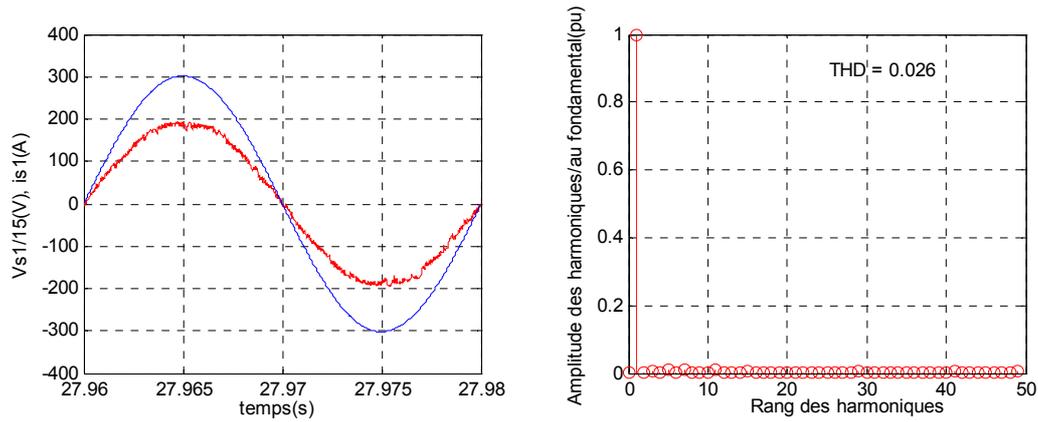


Figure 4.31. Tension et courant de source avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.29, on constate que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux deviennent constantes et égales après l'application de l'algorithme de contrôle par états redondants à l'instant $t=25s$. Par conséquent les tensions de sorties du redresseur à MLI à trois niveaux U_{red1} et U_{red2} deviennent aussi constantes et égales. De ce fait les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme indiqué par la figure 4.30 (pour la première phase), par conséquent on obtient un courant de réseau avec un THD inférieur à 3% et en phase avec sa tension de réseau (figure 4.31).

4.2.7. Application au filtre à cinq niveaux autonome

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations obtenues de l'application de l'algorithme de commande par MLI vectorielle simplifié avec états redondants au filtre à cinq niveaux autonome (figure 4.32) (annexe D) [Akag 06] [Lin 99].

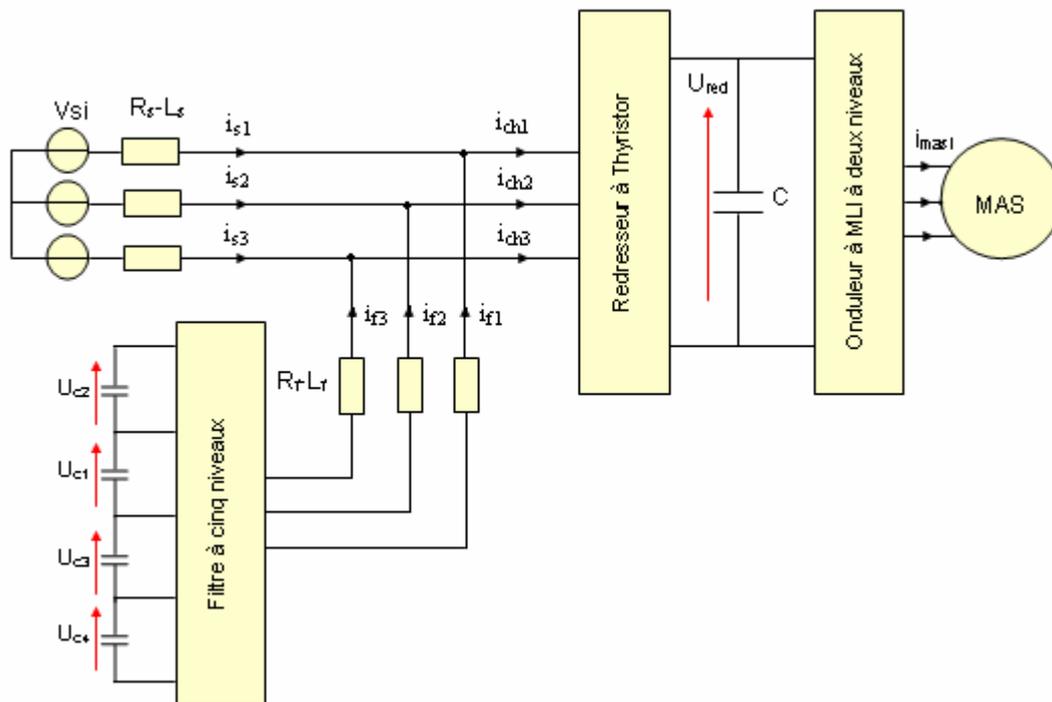


Figure 4.32. Filtre actif à cinq niveaux autonome

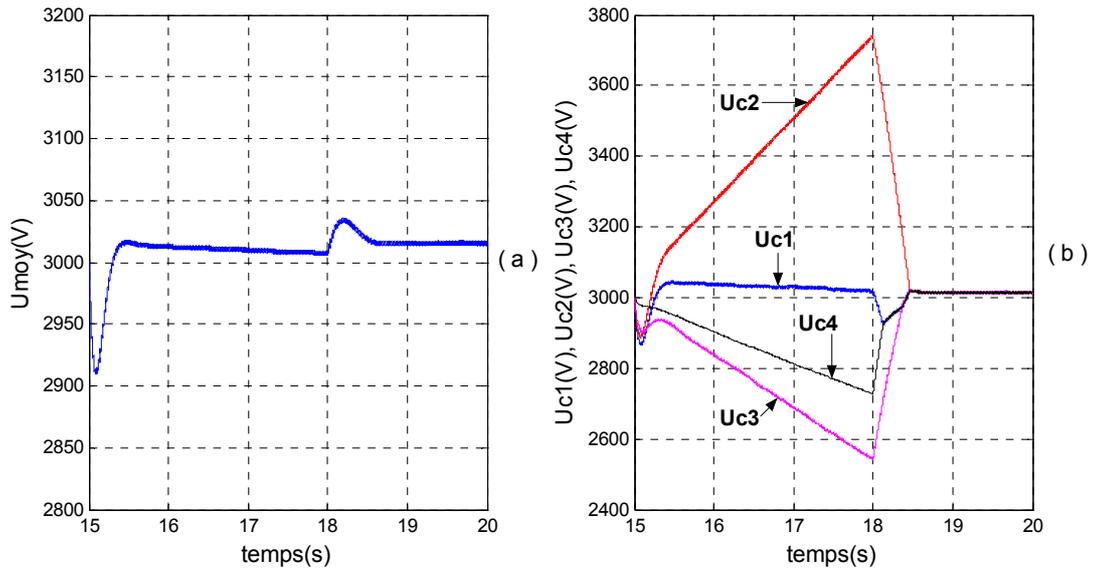


Figure 4.33. Tensions d'entrée du filtre et leurs moyenne

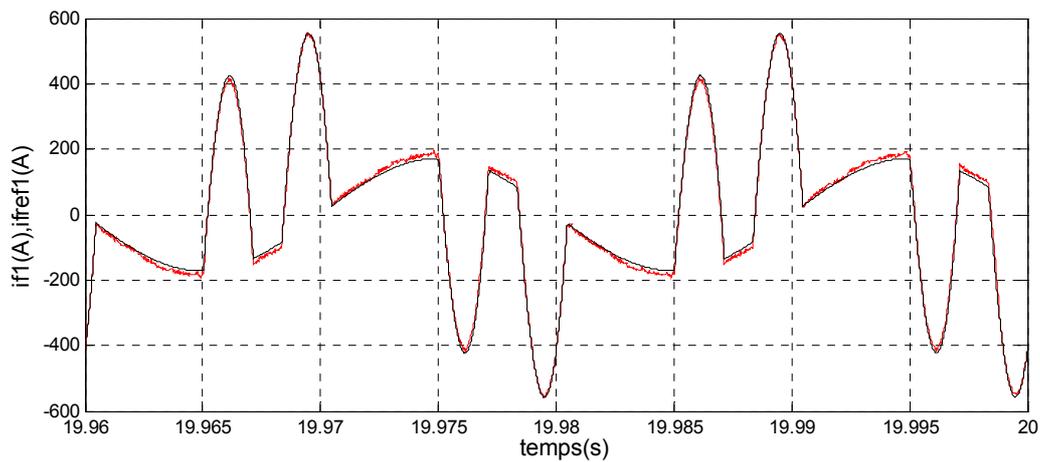


Figure 4.34. Courant de sortie du filtre et sa référence

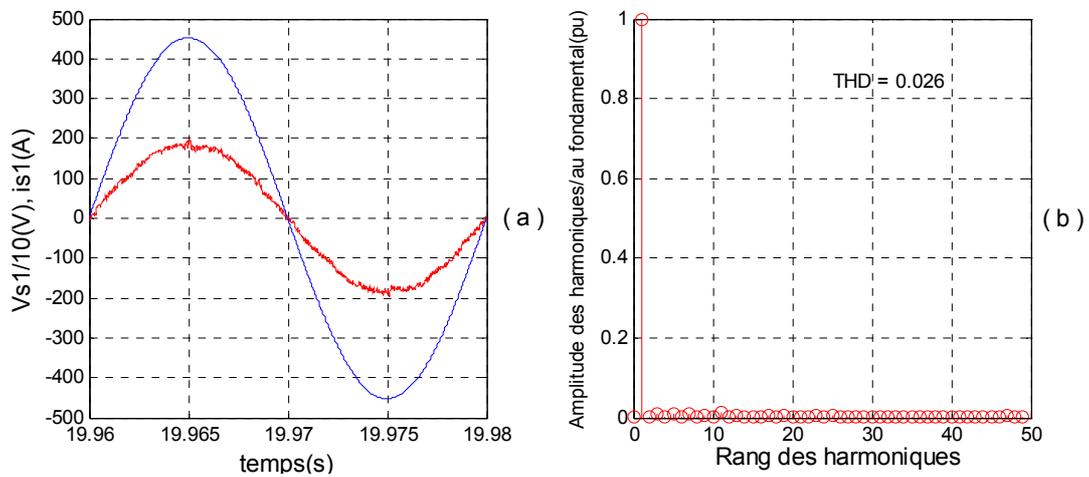


Figure 4.35. Tension et courant de source avec spectre harmonique

Interprétation des résultats

De la figure 4.33.(a), on constate que la moyenne des tensions d'entrée du filtre actif est maintenue autour de sa de référence de 3kV, est cela suite à l'introduction d'un régulateur de tension qui donne a sa sortie la puissance nécessaire aux condensateurs pour garder ce niveau de tension.

La figure 4.33.(b) montre que les différentes tensions d'entrée du filtre triphasé à cinq niveaux divergent avant $t = 18s$, puis après cet instant elles deviennent constantes et égales suite à l'application de l'algorithme de contrôle par états redondants. Il est aussi constaté que les courants de sortie du filtre suivent leurs références comme indiqué par la figure 4.34 (pour la première phase). Par conséquent on obtient un courant de réseau en phase avec sa tension correspondante et avec un THD inférieur à 3% (figure 4.35).

Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, on a introduit des ponts de clamping dans les filtres intermédiaires aux différentes cascades étudiées dans le chapitre précédent. Ces ponts d'équilibrages ont eu pour effet d'assurer la stabilité et l'égalité des tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux. Avec un bus continu stable à l'entrée du filtre actif, on a constaté une amélioration du THD des courants de source, donc une amélioration de la qualité de filtrage. Le tableau suivant résume les THD des courants de source obtenus avant et après introduction des ponts d'équilibrages pour les différentes cascades étudiées.

Cascades	THD	THD avant équilibrage	THD après équilibrage
Batterie-Filtre à cinq niveaux		0.087	0.042
Redresseur à deux niveaux-Filtre à cinq niveaux		0.065	0.047
Redresseur à trois niveaux-Filtre à cinq niveaux		0.065	0.049
Redresseur à cinq niveaux-Filtre à cinq niveaux		0.085	0.047

Cette solution a permis d'équilibrer les tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux à structure NPC, et par conséquent ouvre la porte à l'utilisation de la structure NPC dans différentes applications. Mais présente l'inconvénient d'utiliser des circuits supplémentaires qui consomment de la puissance électrique.

L'utilisation des états redondants est la deuxième solution proposée pour stabiliser les tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux. Cette solution permet elle aussi l'amélioration de la qualité de filtrage du réseau électrique. Elle présente l'avantage de ne pas ajouter des circuits électriques au dispositif, en plus de la non consommation de puissance électrique.

A la fin de ce chapitre, les résultats de simulations du filtre actif parallèle autonome sont présentés. La qualité de filtrage obtenue par ce filtre est aussi bonne comparée à celles des filtres non autonomes, en plus avec l'avantage de ne pas utiliser une source de tension pour alimenter son bus continu.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse apporte une contribution importante aux stratégies de commandes permettant d'améliorer les performances des filtres actifs parallèles multiniveaux. Notre approche est basée sur l'utilisation des vecteurs redondants, qui surpassent les limites des techniques classiques et possèdent des caractéristiques essentielles dans une perspective d'optimisation des ressources d'implantation numérique.

Après avoir recensé les origines et les conséquences des perturbations électriques, des solutions de dépollutions ont été présentées et le choix d'une solution basée sur les principes de filtrage actif type parallèle (FAP) a été retenu. Etant donné que notre réseau électrique est de réseau MT, notre choix s'est porté sur l'utilisation d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux à structure NPC. Notre travail de recherche s'est alors porté vers le contrôle du filtre actif.

La première phase de nos recherches a consisté à élaborer un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. En vue de la commande de ce convertisseur, 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, nous a permis de montrer que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à quatre onduleurs à deux niveaux en série. Puis, deux stratégies de commande par MLI ont été appliquées à notre structure. La première est une MLI triangulo-sinusoïdale, la seconde est une MLI vectorielle. Pour cette dernière, nous avons proposé un algorithme de simplification, qui permet de généraliser la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux à un onduleur à 5 niveaux. Elle est plus simple comparée aux modulations vectorielles, qui se compliquent dans le cas des onduleurs à niveaux élevés, à cause de l'augmentation exponentielle du nombre des états que peut prendre le vecteur tension de sortie de l'onduleur. Les performances de cet algorithme sont comparables aux modulations habituelles avec une complexité et un temps de calcul réduit.

Par la suite, on s'est intéressé à l'alimentation de notre filtre actif parallèle. Notre choix s'est porté sur les redresseurs à MLI. Les modèles de fonctionnement des redresseurs à deux, à trois et à cinq niveaux ont été élaborés, ainsi que la commande par hystérésis en courant associée à chaque redresseur. Finalement un algorithme d'asservissement de la moyenne des tensions de sortie des redresseurs multiniveaux a été développé.

Dans la seconde phase de cette thèse, on a étudié le filtrage du réseau MT par filtre à cinq niveaux alimenté par différents redresseurs de courant à MLI à structure NPC. On a constaté que les différentes tensions d'entrée de ce filtre ne sont pas égales, mais leur somme est toujours maintenue constante, cela grâce à l'application de l'algorithme d'asservissement de la moyenne des tensions aux redresseurs à MLI. Cette inégalité des tensions d'entrée du filtre

à cinq niveaux, affecte ses performances. Ce qui a engendré une mauvaise qualité de filtrage des courants de réseaux.

La dernière phase de cette thèse a été la proposition de deux solutions pour remédier au problème d'instabilité des tensions d'entrée du filtre à cinq niveaux.

Dans la première solution, des ponts de clamping ont été introduits dans les filtres intermédiaires des différentes cascades étudiées. Ces ponts d'équilibrage ont eu pour effet d'assurer la stabilité et l'égalité des tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux. Avec un bus continu stable à l'entrée du filtre à cinq niveaux, on a constaté :

- La compensation de l'énergie réactive;
- L'élimination des courants harmoniques.
- Des courants avec des THD inférieurs à 5% ;
- L'élimination de la composante continue dans le spectre du courant ;
- Que les tensions appliquées sur les transistors sont égales ;

La deuxième solution proposée pour stabiliser les tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux consistait en l'utilisation des états redondants de cette structure. Cette solution a permis d'améliorer la qualité de filtrage du réseau électrique. Cette dernière présente en plus l'avantage de ne pas ajouter des circuits électriques au dispositif, en plus de la non consommation de puissance électrique, aboutissant ainsi à l'élimination des handicaps que présentaient la première solution.

A la fin de cette thèse, l'application de l'algorithme d'asservissement de la moyenne des tensions du bus continu du filtre actif à cinq niveaux dont les tensions sont régulées par vecteurs redondants nous a permis d'avoir une aussi bonne qualité de filtrage comparée à celles des filtres non autonomes.

Chacune des deux solutions a permis d'équilibrer les tensions du bus continu du filtre à cinq niveaux à structure NPC, et par conséquent elles ouvrent la porte à l'utilisation de la structure NPC dans différentes applications.

En perspective, nous estimons que certains travaux restent à effectuer, à savoir :

- L'implémentation pratique de l'algorithme d'équilibrage par vecteurs redondants.
- L'introduction d'un autre critère dans le choix des redondances, qui vise en plus de l'équilibrage, la réduction des pertes par commutation dans l'onduleur.
- L'application de la méthodologie de l'algorithme de commande par états redondants à d'autres structures d'onduleurs multiniveaux.
- L'Application de l'algorithme d'équilibrage par vecteurs redondants au filtrage actif série cinq niveaux.
- L'utilisation des différentes cascades étudiées comme filtre actif parallèle-série (UPQC).
- La recherche d'autres solutions au problème de la stabilité des sources de tension d'entrée de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

Bibliographie

Bibliographie

- [Abde 10-1] **T. Abdelkrim**, E.M. Berkouk, K. Benamrane, T. Benslimane, « Feedback control of three-Level PWM rectifier: Application to the stabilization of DC Voltages of five-level NPC active power filter » Archives of Control Sciences, Vol.20, No. 3, pp. 253-275, 2010.
- [Abde 10-2] **T. Abdelkrim**, E.M. Berkouk, K. Benamrane, T. Benslimane, « Study and Control of Three-Level PWM Rectifier-Five-Level NPC Active Power Filter Cascade using Feedback Control and Redundant Vectors » International Review of Electrical Engineering, Vol.5, No. 3, pp. 820-830, 2010.
- [Abde 10-3] **T. Abdelkrim**, E.M. Berkouk, T. Benslimane, « Multi DC Bus Voltages balancing using redundant vectors for five-level Active Power Filter » The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 6, No. 1, pp. 9-17, 2010.
- [Abde 10-4] **T. Abdelkrim**, K. Benamrane, E.M. Berkouk, « Simplified Space Vector PWM Control for Five-Level NPC Active Power Filter », ICEEA'2010, Université de Bejaia.
- [Abde 09-1] **T. Abdelkrim**, T. Benslimane, E.M Berkouk « Feedback control of two-level PWM rectifier, application to the stabilisation of the DC voltages of five-level NPC active power filter », ICEL 2009, USTO MB, Oran
- [Abde 09-2] **T. Abdelkrim**, E.M Berkouk « Filtrage Actif des Réseaux MT par Filtre à Cinq Niveaux Application à la Cascade Redresseur-Onduleur-MAS » CGE06 2009 EMP, Alger.
- [Abde 09-3] **T. Abdelkrim**, E.M Berkouk « Filtrage Actif des Réseaux MT par Filtre à Sept Niveaux Application à la Cascade Redresseur-Onduleur-MAS » ICEE 2009 USTHB, Alger.
- [Abde 08-1] **T. Abdelkrim**, E.M Berkouk « Commande Non Linéaire par la Théorie de Lyapunov d'un Filtre Actif Parallèle à Cinq Niveaux », Special issue Revue périodique DIRASSAT, pp. 478-482, ISSN 1112-4652, Université A. Teliidji Laghouat, 2008.
- [Abde 08-2] **T. Abdelkrim**, E.M Berkouk « Commande Non Linéaire par Mode de Glissement d'un Filtre Actif Parallèle à Cinq Niveaux », ICEEA2008, SBA.
- [Abde 08-3] **T. Abdelkrim**, E.M Berkouk « Commande Non Linéaire par Mode de Glissement d'un Filtre Actif Parallèle à Sept Niveaux », CIFA2008, Roumanie.
- [Abde 04-1] **T. Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Implémentation numérique de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses de l'onduleur à trois niveaux » Special issue Revue périodique DIRASSAT, ISSN 1112-4652, Université A. Teliidji Laghouat, 2004.

- [Abde 04-2] **T.Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Commande numérique par modulation de largeurs d’impulsions d’un onduleur à trois niveaux à structure N.P.C » C.G.E 2004, E.M.P, ALGER.
- [Abde 04-3] **T.Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Implémentation numérique de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse de l’ondeur à trois niveaux » C.M.G.E 2004, CONSTANTINE.
- [Abde 04-4] **T.Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Etude de deux algorithmes à MLI calculée d’un onduleur à trois niveaux » C.I.G.E 2004, SETIF.
- [Abde 04-5] **T.Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Modèle Moyen des Onduleurs à Trois Niveaux à Structure NPC. Application à L’élaboration de deux Algorithmes MLI. ». C.N.G.E. 2004, TIARET.
- [Abde 03] **T.Abdelkrim**, K. Aliouane, E.M Berkouk « Implémentation numérique de la modulation vectorielle associée à la triangulo-sinusoïdale à une porteuse pour la commande d’un onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure N.P.C » S.N.S.E.M 2003, ANNABA.
- [Akag 06] H. Akagi, « Modern active filters and traditional passive filters », bulletin of the polish academy of sciences technical sciences Vol. 54, No. 3, pp. 255-269, 2006.
- [Akag 83] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, « Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits », Proceeding 1983 International power electronics conference. Tokyo, Japan, PP. 1375-1386, 1983.
- [Alal 02] M. A. E. Alali « Contribution à l’Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) » thèse de doctorat en génie électrique de l’Université Louis Pasteur – Strasbourg I, 2002.
- [Alio 95] K. Aliouane, « Contribution à l’étude du filtrage d’harmoniques des réseaux de distribution à l’aide de l’association de filtres passifs et filtres actifs » Thèse de doctorat de l’INPL 1995
- [Bark 06] S. Barkati, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, “Control of the DC-buses of a seven-level diode-clamped inverter using type- 2 fuzzy systems”, The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 2, No. 4, October 2006, pp.161-168.
- [Bark 08-1] S. Barkati, L. Baghli, E. Berkouk, M. S. Boucherit, "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms", Electric Power Systems Research, Vol 78/10 p 1736-1746, March 2008.
- [Bark 08-2] S. Barkati , E. M. Berkouk , M. S. Boucherit, “Application of type-2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled in feed”, Electrical Engineering, Volume 90, Number 5, May 2008 , pp.347-359.
- [Bata 02] M. Batao, L. Congwei, Z. Yang, L. Fahai, “New SVPWM control scheme for three-phase diode clamping multilevel inverter with balanced DC voltages”, Proc. IEEE 28th Annual Conf. off the Industrial Electronics Society, IECON’02, 5-8 Nov. 2002, Vol. 2. pp. 903-907.

- [Berk 95] E.M. Berkouk "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées pas des convertisseurs direct et indirect. Application au gradateur et onduleur multiniveaux", Thèse de Doctorat du Conservatoire national des Arts et Métiers, Décembre 1995.
- [Berk 98] E.M. Berkouk, G. Manesse. "Multilevel PWM Rectifier-multilevel Inverter Cascade Application to the Speed Control of the PMSM". Proceedings on IEEE ICCA.98, 1998, pp 1031-1035.
- [Beri 04] D. Beriber, E. M. Berkouk, A. Talha and M. O. Mahmoudi, "Study and control of two two - level PWM rectifiers - clamping bridge - two three-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine", in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004, pp. 3894-3899.
- [Bhat 95] S. Bhattacharya, D. M. Divan, B. B. Banerjee, "Active filter solutions for utility interface", Proc. IEEE ISIE'95, 1995, pp. 1-11.
- [Bouc 04] F. Bouchafa , 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", 2004 IEEE International conference on industrial technology , Hammamet, Tunisia, December 8-10, 2004.
- [Bouc 06] F. Bouchafa, "Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", these de doctorat en Automatique à l'ENP Alger, Fevrier 2006.
- [Bouc 06-1] F. Bouchafaa, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Linear feedback control of multi DC bus link voltages of multilevel NPC inverter cascade", WSEAS-Transactions-on-Advances-in-Engineering-Education. May 2006; 3(5): 329-36.
- [Bouc 06-2] F. Bouchafaa, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, "Control and Enslavement of Input DC Voltages of multilevel NPC inverter cascade", Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Applied Mathematics, Istanbul, Turkey, May 27-29, 2006 (pp157-162).
- [Bouc 07] F. Bouchafa, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Feedback control of DC link voltage of the back-to-back PWM multilevel converter", Journal of Electrical Engineering, VOL. 58, NO. 6, 2007, pp.318–325.
- [Bouh 04] O. Bouhali, E. M. Berkouk, B. Francois, C. Saudemont, "Direct generalized modulation of electrical conversions including self stabilization of the DC-link for a single phase multilevel inverter based AC grid interface ", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04, Vol. 2, pages. 1385-1391, ISBN. 0275-9306, 6
- [Bouh 05] O. Bouhali, B. Francois, E.M. Brkouk, C. Saudement, "A general modelling and control algorithm of a three-phase multilevel diode clamped inverter by means of a direct space vector control", European Physical Journal Applied Physics, Vol. 31, April 2005, pp. 53-62.
- [Bouh 07] O. Bouhali, B. Francois, E. M. Berkouk & C. Saudemont, "DC Link Capacitor Voltage Balancing in a three-Phase Diode Clamped Inverter Controlled by a Direct Space Vector of Line-to-Line Voltages", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No. 5, September 2007, pp.1636-1648.

- [Cela 01] N. Celanovic, D. Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 37, No.2, March/April 2001, pp. 637-641.
- [Chek 07] H. Chekireb, E. M. Berkouk, "Generalised algorithm of novel space vector modulation: for N-level three-phase voltage source inverter", European Transactions on Electrical Power, Volume 18 Issue 2, pp. 127 – 150.
- [Chib 02] R. Chibani, G. Manesse, E. M. Berkouk, "A new solution to the unbalance problem of the input DC voltages of a five levels NPC-VSI by using sliding mode regulation", 10th International Power Electronics and Motion Control, EPEPEMC2002, Cavtat and Dubrovnik, Croatia, 2002.
- [Chib 05] R. Chibani, E. M. Berkouk, "Five-level PWM current rectifier - Five-level NPC VSI-Permanent magnet synchronous machine cascade", EPJ Applied Physics, 2005, Vol 30; N°2, pp. 135-148.
- [Chib 07] R. Chibani, "Application de l'automatique aux cascades à onduleur à cinq niveaux à structure NPC ", thèse de doctorat à l'ENP Alger, 2007.
- [Choe 88] G. Choe, M. Park, "A new injection method for ac harmonic elimination by active power filter", In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1 pp. 141-147, 1988.
- [Choi 95] J. H. Choi, G. W. Park, S.B. Dewan, "Standby power supply with active power filter ability using digital controller", Proc. IEEE APEC'95, 1995, pp. 783-789.
- [Cora 08] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. L. Arnera, M. I. Valla, "Comparison of Active Filters Topologies in Medium Voltage Distribution Power Systems", Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE, 2008, pp. 1- 8.
- [Defl 98] T. Deflandre, P. Mauras, " Les harmoniques sur les réseaux électriques", éditions eyrolles 1998
- [Diga 06] S. M. Digă, D. Ruşinaru, A .C. Grigorescu, "Aspects concernant la limitation des effets de la circulation des harmoniques dans les reseaux de distribution", Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering, series, No. 30, 2006, pp. 282-287.
- [Dupu 09] D. Dupuis, F. Okou, "Modeling and control of a five-level Diode-Clamped Converter based StatCom", IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2009, pp. 1-6.
- [Ghen 07] T. Ghennam, E.M. Berkouk, B. Francois, "A dc-link voltage balancing algorithm using a new space-vector hysteresis current control for three-level VSI applied for wind power conversion", 12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2007, Aalborg, 9-2007.
- [Gued 07] R. Guedouani, B. Fiala, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, "A New Algorithm Control for Three-Phase AC/DC Pulse Width Modulation Voltage Source Rectifier", WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 1, Volume 1, January 2007.
- [Gher 99] H. Gheraia, E. M. Berkouk, G. Manesee, "Feedback Control of the Input DC Voltage Sources of the Seven Levels NPC Voltage Source Inverter", Proceedings on IEEE AFRICON.99, pp 691-696.

- [Gher 01] H. Gheraia, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Modelling and control of a seven level NPC voltage source inverter. Application to high power induction drive", the European Physical Journal, Vol. 15 No.2, 2001, pp.105-15.
- [Gher 02] H. Gheraia, E.M. Berkouk, A. Talha, C. Larbes, G. Manesse, "Control strategies for the three-phase seven-level neutral-point-clamping voltage-source inverter", Electromotion, Vol 9, N° 1, January-March 2002, p.41.
- [Gher 03] H. Gheraia, E. M. Berkouk, G. Manesse, "High Voltage Three PWM Rectifier – Seven- Level NPC Voltage Source Inverter Cascade. Application to Induction Machine Drive", Proceeding of the IEEE Electric Machines and Drives Conference, 1-4 June 2003, Vol. 3, pp. 1802 – 1807.
- [Hu 07] H. Hu, W. Yao, Z Lu, "Design and implementation of three level space vector PWM IP core for FPGAs", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.6, November 2007, pp.2234-2244.
- [Imar 07] K.Imarazene, H.Chekireb, E.M. Berkouk, "Elimination Harmonics of a Seven Levels Inverter Voltage Control of Asynchronous Motor. Using the Artificial Neural Network", WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 1, Volume 1, January 2007.
- [Joua 02] A. V. Jouanne, S. Dai, & H. Zhang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride through enhancement, and common-mode voltage elimination", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 739-745.
- [Khok 07] I. Khoukha, H. Chekireb, E. M. Berkouk, " ANN control of nine level NPC voltage inverter based on selective harmonics elimination", International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, ACEMP'07, 10-12 Sept. 2007 pp.587 – 591.
- [Koya 92] M. Koyama, T. Fujii, R. Uchida, T. Kawabata, "Space voltage vector-based new PWM method for large capacity three-level GTO inverter", Proc. IEEE International Conf. on Power Electronics and Motion Control, IECON'92, 9-13 Nov 1992, Vol.1, pp. 271-276.
- [Lai 96] J. S. Lai, & F. Z. Peng, "Multilevel converters- A new breed of power converters", Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 3, May/June 1996, pp.509-517.
- [Lali 06-1] D. Lalili, N. Lourci, E.M. Berkouk, F. Boudjema, J. Petsoldt and M.Y. Dali, " A simplified space vector pulse width modulation algorithm for five-level diode clamping inverter", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM06, May 323-26, 2006, pp. 1349-1354.
- [Lali 06-2] D. Lalili, N. Lourci, E.M. Berkouk, F. Boudjema, J. Petsoldt, "Simplified space vector pulse width modulation algorithm for three-level diode clamping inverter", First International Meeting on Electronics & Electrical Science and Engineering, IMESE'06, Nov. 4-6, 2006, Djelfa, Algeria.
- [Lali 07-1] D. Lalili, E.M Berkouk, F. Boudjema, N. Lourci, T. Taleb and J. Petzold, "Simplified space vector PWM algorithm for three-level inverter with neutral point potential control", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.3, No. 1, January 2007, pp. 30-39.

- [Lali 07-2] D. Lalili, "Simplified space vector PWM algorithm for five-level inverter", The European Physical Journal, Applied Physics, vol. 40, December 2007, pp. 335-342.
- [Lali 08] Lalili D., Berkouk E. M., Boudjema F. and Lourci N., "Self balancing of DC-link capacitor voltages using redundant vectors for SVPWM controlled five-level inverter", On CD of the Fifth International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, IEEE SSD08, July 20-23, 2008, Amman, Jordan, paper reference: SSD08-1569117326.
- [Lali 09] D. Lalili, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone », ENP Alger, 2009.
- [Lee 98] D. H. Lee, S. R. Lee, & F. C. Lee, "An analysis of midpoint balance for the neutral point clamped three-level VSI", 29th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC 98 record, 17-22 May 1998, Vol.1, pp. 193-199.
- [Lee 03] T.-S. Lee, "Input-Output Linearization and Zero-Dynamics Control of Three-Phase AC/DC Voltage-Source Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.18 No.1, January 2003, pp. 11-22.
- [Lin 01] Lin. Bor-Ren, Hung. Zong-Liang, Tsay. Shuh-Chuan, Liao. Mu-Shan, "Shunt Active Filter with Sliding Mode Control", Proc. IEEE TENCON'01, Vol. 2, 2001, pp. 884-889.
- [Lin 99] Bor-Ren Lin, Hsin-Hung Lu and Ming-Ta Yang, « Simulation and Implementation of Three-Phase Active Power Filter with Simple Control Algorithms », EPE '99 - Lausanne
- [Mend 00] N. Mendalek, K. Ai-Haddad, "Modeling and nonlinear control of shunt active power filter in the synchronous reference frame", Proc. Harmonics and Quality of Power, Vol. 1, 2000, pp. 30-35.
- [Mey 97] 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.
- [Mong 04] S. B. Mong, J. Bordonau, D. Boroyevich and S. Somavilla, "The nearest three virtual space vector PWM – A modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three level NPC inverter", IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, N° 1, March 2004, pp. 11-15.
- [Miya 02] T. Miyamoto, T. Ishida, K. Matsuse, K. Sasagawa and L. Huang, "Control Strategy of a Three Phase Five-Level Double Converter with Adjustable DC Voltage for Induction Motor Drives", Power Conversion Conference PCC'02, Osaka 2002, Vol.2, pp. 378-383.
- [Naba 81] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-17, 1981, pp.518-523.
- [Newt 97] C. Newton, M. Summer, "Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-7, 1997, pp. 1336-1343.
- [Oh 07] Oh J. S., Jin S. H. and Lee J. H., "Fast space vector modulation without NTV identification for multilevel inverters", 2nd Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA'07, 23-25 May 2007, Harbin, China, pp.2415-2420.

- [Ould 05] D. Ould abdeslam « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques: application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension » Thèse de doctorat de l'université de Haute-Alsace 2005.
- [Pera 05] G. S. Perantzakis, F. H. Xepapas, S. N. Manias, "Efficient predictive current control technique for multilevel voltage source inverters", Proc. 11th EPE European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005.
- [Prat 02] M. M. Prats, R. Portillo, J. M. Carrasco, & L. G. Franquelo, "New fast space-vector modulation for multilevel converters based on geometrical considerations", 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON'02, 5-8 Nov 2002, Vol. 4, pp. 3134-3138.
- [Saet 95] S. Saetio, R. Devaraj, D. A. Torrey, "The design, implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control", IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 31, 1995, pp. 993-1000.
- [Schi 98] N.Schibli "Onduleurs multiniveaux avec alimentations indépendantes à convertisseur DC/DC". JCGE'98 ENS de cachan- lesir pp.142-145.
- [Seo 01] J. H. Seo, C. H. Choi, & D. S. Hyun, "A new simplified space vector PWM method for Three-level inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16, No. 4, July 2001, pp. 545-550.
- [Slot 91] J. J. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control", Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, UK, 1991, ISBN: 0-13-040890-5.
- [Srik 09] S. Srikanthan, M.K. Mishra, B.K. Kumar, K.S. Bhaskar, "Capacitor voltage balancing in neutral clamped inverters for DSTATCOM application" International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009, pp. 558-563.
- [Talh 04] 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 Alger, 2004.
- [Talh 05-1] A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Study and control of two-level PWM rectifier clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade: application to PMSM speed control", European Transactions on Electrical Power, Vol. 16, Issue 1, Oct. 05, pp. 93-107.
- [Talh 05-2] A. Talha, E. M. Berkouk, F. Bouchafaa, M. S. Boucherit, "New algebraic PWM strategy of a seven – level NPC voltage source inverter", AMSE, Rouen, France– 22 th – 24 th November – 2005.
- [Utki 93] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and application to electric drives", IEEE Trans on Elect., Vol. 40 1993, pp. 23-36
- [Van 88] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 142-150.
- [Wagn 93] V. E. Wagner, "Effects of harmonics on equipment", IEEE Trans. Power, delivery, Vol. 8, 1993, pp. 672–680.

- [Wei 03] S. Wei, B. Wu, "A General space vector PWM control algorithm for multilevel inverters ", Eighteenth Annual IEEE on Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'03, 9-13 Feb, 2003, Vol.1, pp.562-568.
- [Zaim 05] R. Zaimeddine, E. M. Berkouk, "Switching strategies in direct torque control using a three level voltage source inverter", WSEAS-Transactions-on-Systems. June 2005; 4(6): 736-44.

Annexes

Annexe A

Annexe A

Paramètres de la machine asynchrone utilisée

Puissance nominale $P_u = 1.2 \text{ MW}$

Tension nominale (entre phases) $V_n = 2300\text{V}$

Vitesse nominale $\Omega = 1500 \text{ tr/min}$

Couple nominale $C_n = 7600 \text{ N.m}$

Résistance statorique $R_s = 0.0406 \Omega$

Résistance rotorique $R_r = 0.0308 \Omega$

Inductance statorique $L_s = 0.0591 \text{ H}$

Inductance rotorique $L_r = 0.0591 \text{ H}$

Inductance mutuelle $M = 0.0581\text{H}$

Moment d'inertie $J = 46 \text{ Kg.m}^2$

Nombre de paire de pôles: $P = 2$

Fréquence nominale $f=50 \text{ Hz}$

Paramètres du réseau d'alimentation

Tension de phase $V_n = 5.5 \text{ kV}$

Résistance de ligne $R_s = 0.0001 \Omega$

Inductance de ligne $L_s = 0.001 \text{ H}$

Annexe B

Annexe B

Stratégie de commande par vecteurs redondant de l'onduleur à trois niveaux

A. Mise en équation

L'équation de tension du coté continu de l'onduleur à trois niveaux (Figure.B.1) est la suivante [Lali 07-1]:

$$E = U_{c1} + U_{c2} = \frac{1}{c} \int i_{c1} dt + \frac{1}{c} \int i_{c2} dt \quad (B.1)$$

E : Tension de la source continue.

E étant supposée constante, on déduit que

$$\frac{dE}{dt} = i_{c1} + i_{c2} = 0 \quad (B.2)$$

En appliquant la loi des mailles :

$$i_{c1} - i_{c2} = I_{d0} \quad (B.3)$$

avec :

$$I_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (B.4)$$

I_{d0} : courant sortant du point milieu entre les deux condensateurs

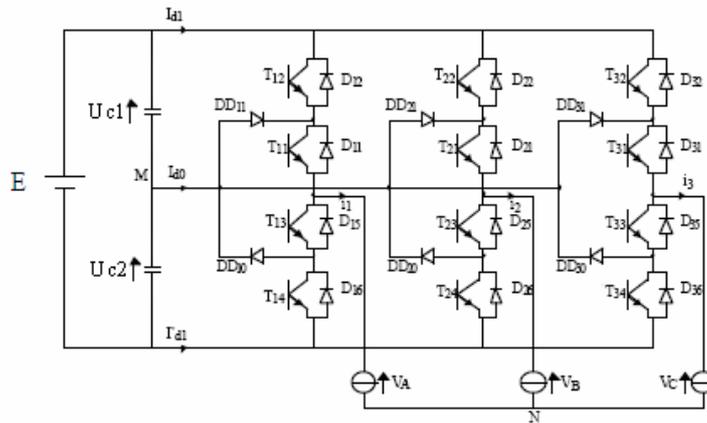


Figure B.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux.

Des équations (B.2) et (B.3) on déduit les expressions de i_{c1} et i_{c2} :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{I_{d0}}{2} \\ i_{c2} = -\frac{I_{d0}}{2} \end{cases} \quad (B.5)$$

Cette équation montre que les relations entre les courants des condensateurs et les courants de charges dépendent des valeurs des fonctions de connexion, c'est-à-dire des états de commutation de l'onduleur.

B. Diagramme vectoriel et états redondants

L'onduleur à trois niveaux a sept états redondants, indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure B.2

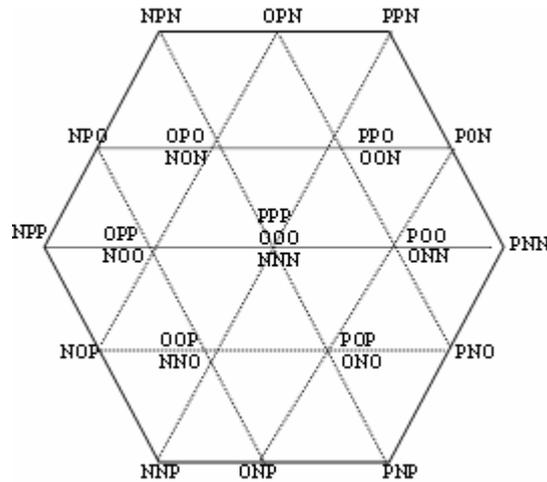


Figure B.2. Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

Le tableau B.1 donne, pour chaque état redondant, la relation entre le courant du neutre et les courants de charge, avec :

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \tag{B.6}$$

Vecteurs	Redondance (a)	I_{d0}	Redondance (b)	I_{d0}
Vecteur 1	ONN	i_1	POO	$-i_1$
Vecteur 2	PPO	i_3	OON	$-i_3$
Vecteur 3	NON	i_2	OPO	$-i_2$
Vecteur 4	OPP	i_1	NOO	$-i_1$
Vecteur 5	NNO	i_3	OOP	$-i_3$
Vecteur 6	POP	i_2	ONO	$-i_2$

Tableau B.1. Relation entre les courants des condensateurs et les courants de charge.

C. Algorithme de contrôle

Le contrôle du potentiel du point neutre est basé sur l'utilisation de deux vecteurs redondants dans chaque secteur du diagramme vectoriel en injectant un courant positif ou

négatif. Ce dernier dépend de la valeur de la différence entre les tensions des condensateurs U_{c1} et U_{c2} , et le courant de charge. Les équations suivantes détaillent l'effet de chaque redondance des six vecteurs montrée au tableau B.1 sur les tensions des condensateurs.

Pour le vecteur 1 et le vecteur 4

$$\begin{cases} si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_1 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance (b)} \\ si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_1 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance (a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_1 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance (a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_1 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance (b)} \end{cases} \quad (\text{B.7})$$

Pour le vecteur 2 et le vecteur 5

$$\begin{cases} si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_3 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance(b)} \\ si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_3 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance(a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_3 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance(a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_3 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance(b)} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

Pour le vecteur 3 et le vecteur 6

$$\begin{cases} si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_2 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance(b)} \\ si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_2 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance(a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_2 \geq 0 \Rightarrow \text{redondance(a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_2 \leq 0 \Rightarrow \text{redondance(b)} \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

L'algorithme général de contrôle par états redondants peut est présenté comme suit :

$$\begin{cases} si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_{ch} \geq 0 \Rightarrow \text{redondance (b)} \\ si \ U_{c1} \geq U_{c2} \ \& \ i_{ch} \leq 0 \Rightarrow \text{redondance (a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_{ch} \geq 0 \Rightarrow \text{redondance (a)} \\ si \ U_{c1} \leq U_{c2} \ \& \ i_{ch} \leq 0 \Rightarrow \text{redondance (b)} \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

i_{ch} : courant de charge (peut prendre les valeurs i_1 , i_2 ou i_3).

D. Résultats de simulation

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations de l'application de la commande par modulation vectorielle simplifiée à l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Ce dernier est alimenté par une batterie E de valeur $E = 600V$, est alimente a son tour une charge RL de valeur : $R = 50 \ \Omega$ et $L = 0.01 \ H$. Les condensateurs d'entrés ont une capacité $C = 0.5 \ mF$.

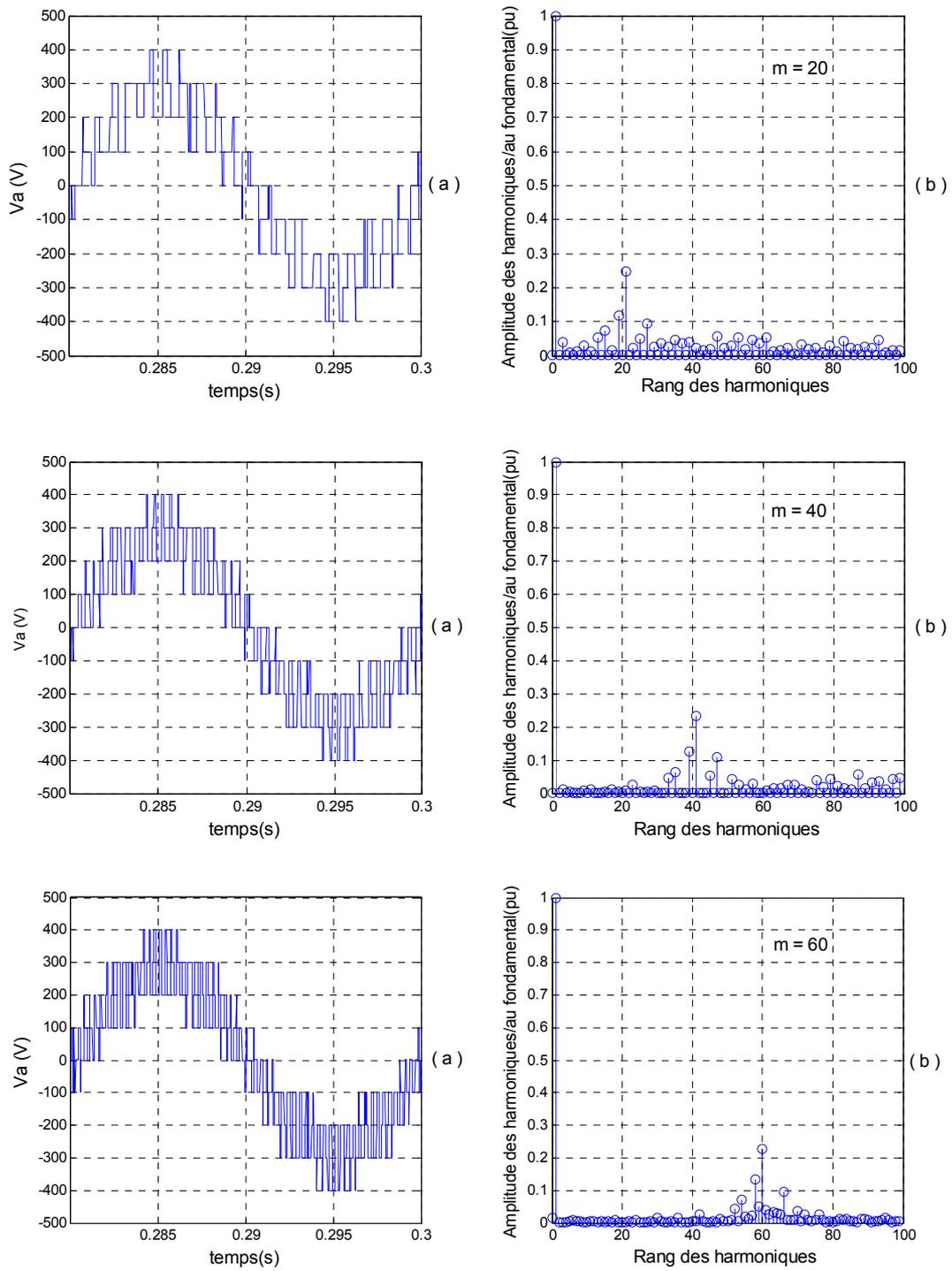


Figure B.3. Tension simple V_a et son spectre harmonique pour différentes valeurs de m ($r=0.8$)

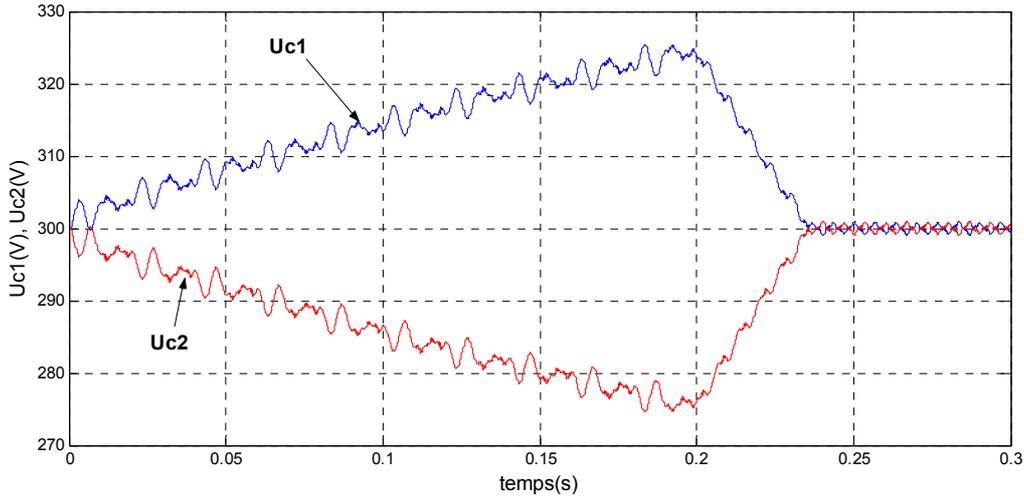


Figure B.4. Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

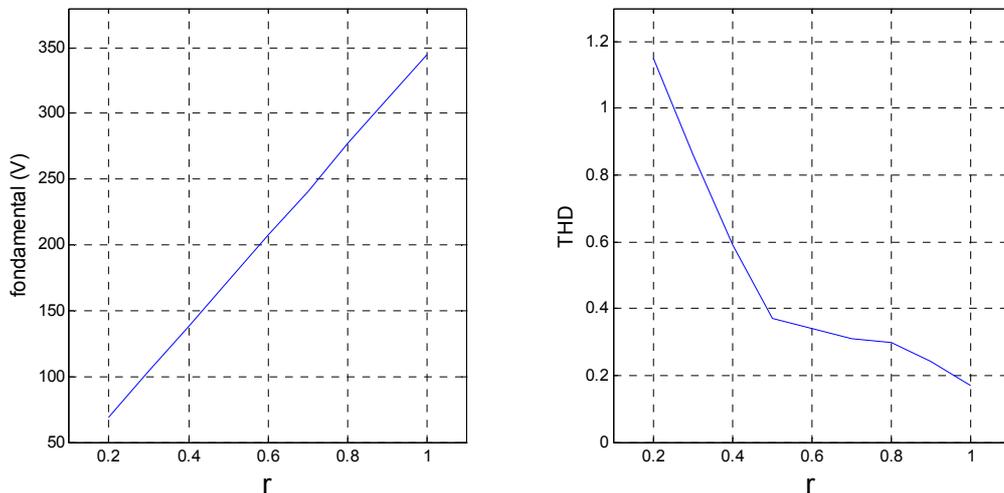


Figure B.5. Evolutions du fondamental et du THD avec le taux de modulation pour $m = 40$.

Interprétations et commentaires

La figure B.3 présente la tension de sortie simple de l'onduleur et son analyse harmonique pour différentes valeurs de m . L'analyse harmonique montre que le spectre est centré autour de la fréquence de commutation. En outre, les amplitudes des harmoniques diminuent avec l'augmentation du taux de réglage m .

L'algorithme de commande par états redondant n'est pas appliqué de l'instant $t=0$ s à $t=0.2$ s, pour cette raison, les tensions U_{c1} et U_{c2} d'entrée de l'onduleur divergent (figure B.4). A l'instant $t = 0.2$ s, ces tensions deviennent égale après un certain régime transitoire suite à l'application du contrôle par états redondants.

De la figure B.5, on constate que le module du fondamentale augmente et que le taux d'harmonique diminue avec l'augmentation du taux de réglage r

Annexe C

Annexe C

Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone

1. Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Description

La machine asynchrone dont nous étudierons la mise en équations est de nature triphasée. Les armatures magnétiques du stator et du rotor sont séparées par un entrefer constant et munies chacune d'un enroulement triphasé. Elle correspond à la structure de principe représentée par la figure 1 dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation.

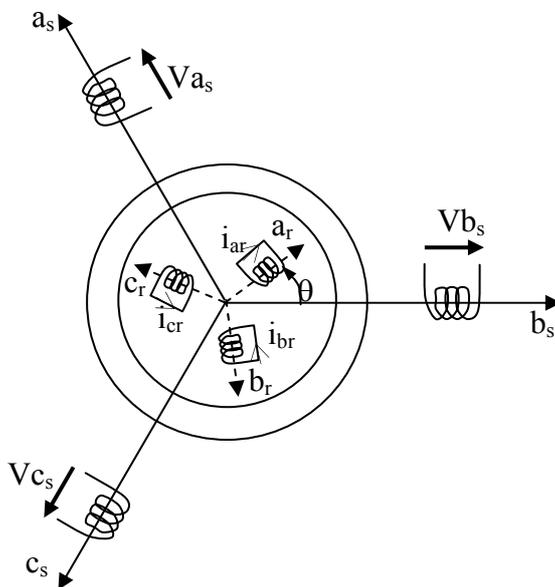


Figure.1. Enroulements de la machine dans l'espace électrique

1.2. Hypothèses simplificatrices

Pour la mise en équation de la machine, on adopte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant,
- Assimilation de la cage à un court-circuit ayant le même nombre de phases que le bobinage statorique,
- Effet des encoches négligé,
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale,
- Absence de saturation dans le circuit magnétique,
- Les influences de l'effet de peau et des échauffements des conducteurs sont négligées

1.3. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s, b_s, c_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r . (Figure 2).

θ_p : angle électrique stator/référentiel (d,q).

$\theta_r = \theta_p - \theta$.

$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$.

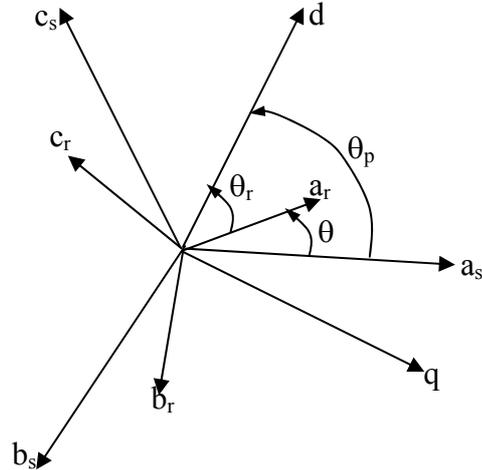


Figure.2. Représentation des axes de la machine

1.4. Equations aux tensions

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (C.1)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les trois équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

$[L_{ss}]$ $[M_{sr}]$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

D'où : $[L_{rr}]$ $[M_{rs}]$

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \quad (C.5)$$

$$[0] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]) \quad (C.6)$$

1.5. Equations mécaniques

Le couple électromagnétique développé ainsi que la vitesse s'écrivent:

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \quad (C.7)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (C.8)$$

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

2. Modèle de PARK de la machine asynchrone

En appliquant la transformée de Park, la machine asynchrone triphasée est modélisée par deux systèmes d'enroulements biphasés : un pour le stator, l'autre pour le rotor. Les enroulements du rotor sont mis en court-circuit. Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents (figure 3).

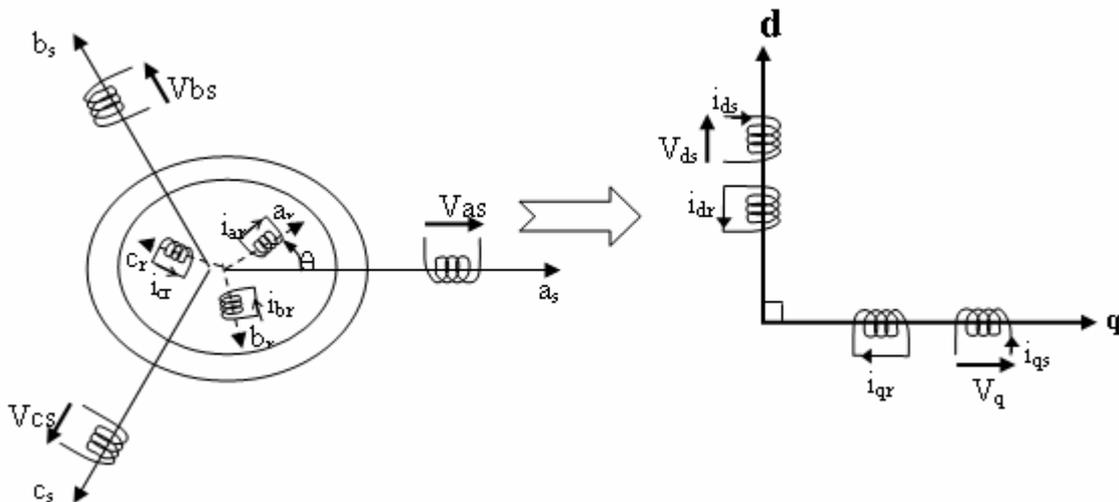


Figure.3. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

2.1. Transformation de PARK

Dans la transformation de PARK on définit les matrices de passage directe et inverse pour les courants, les tensions et les flux, à savoir, de telle sorte que :

$$[x_{dqo}] = [A][x_{abc}] \text{ Où } x = (i, v \text{ ou } \Psi).$$

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.9})$$

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{C.10})$$

α : désigne l'angle entre l'axe de référence des grandeurs transformées et l'axe de référence des grandeurs non transformées.

On définit deux transformations de PARK à partir de la matrice (C.9) dans laquelle l'angle α est remplacé par :

θ_p : pour les grandeurs statoriques ;

θ_r : pour les grandeurs rotoriques.

2.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone

2.2.1. Equations des tensions

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = d\theta_p/dt$, les équations (C.1) et (C.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_p \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_p \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{C.11})$$

avec : $\omega_p = \frac{d}{dt} \theta_p$ et $\omega = \frac{d}{dt} \theta$

2.2.2. Equations du flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + MI_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + MI_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + MI_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + MI_{qs} \end{cases} \quad (C.12)$$

2.2.3. Choix du référentiel

- **Référentiel lié au stator** : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt}\theta_p = 0 \qquad \frac{d}{dt}\theta_r = -\frac{d}{dt}\theta = -\omega$$

- **Référentiel lié au rotor** : dans ce repère $\theta_p = \theta$, donc :

$$\frac{d}{dt}\theta_r = 0 \qquad \frac{d}{dt}\theta_p = \omega$$

- **Référentiel lié au champ tournant** : dans ce cas la vitesse ω_p est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}\phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}\phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad (C.13)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \phi_{dm} = M (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (C.14)$$

2.2.4. Mise sous forme d'équation d'état

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (C.13) et (C.14), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

avec :

X : vecteur d'état
 U : vecteur d'entrée
 Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X » tel que :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega]^T$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \frac{M}{L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 M}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega \end{cases} \quad (C.15)$$

avec : $R_{sm} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$; $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s T_r}$; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

3. Commande vectorielle de la machine asynchrone

3.1. Principe

La commande vectorielle utilisée est la commande indirecte par orientation du flux rotorique. La figure 4 résume le schéma de principe de cette commande. De cette figure, il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes *d* et *q* complètement indépendants. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

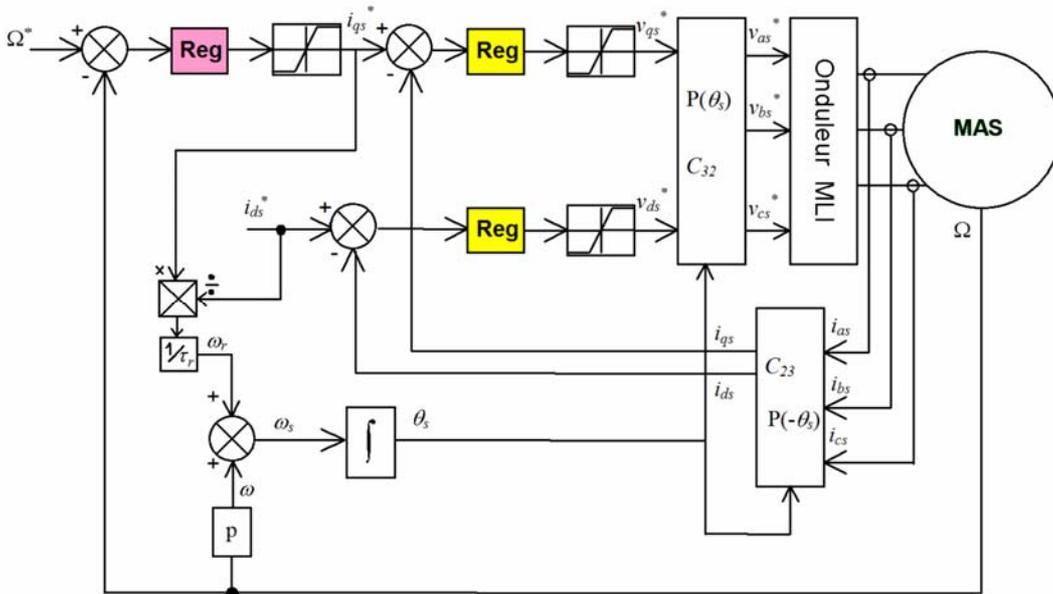


Figure 4. Schéma de principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone

3.2. Découplage

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement par rapport à i_{ds} et i_{qs} , s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (r_s + s \sigma l_s) I_{ds} - \omega_s \sigma l_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (r_s + s \sigma l_s) I_{qs} + \omega_s (M/l_r) \varphi_r + \omega_s \sigma l_s I_{ds} \\ \varphi_r &= (M/(1 + s l_r)) I_{ds} \\ \omega_r &= (M/Tr \varphi_r) I_{qs}. \end{aligned} \quad (C.16)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant:

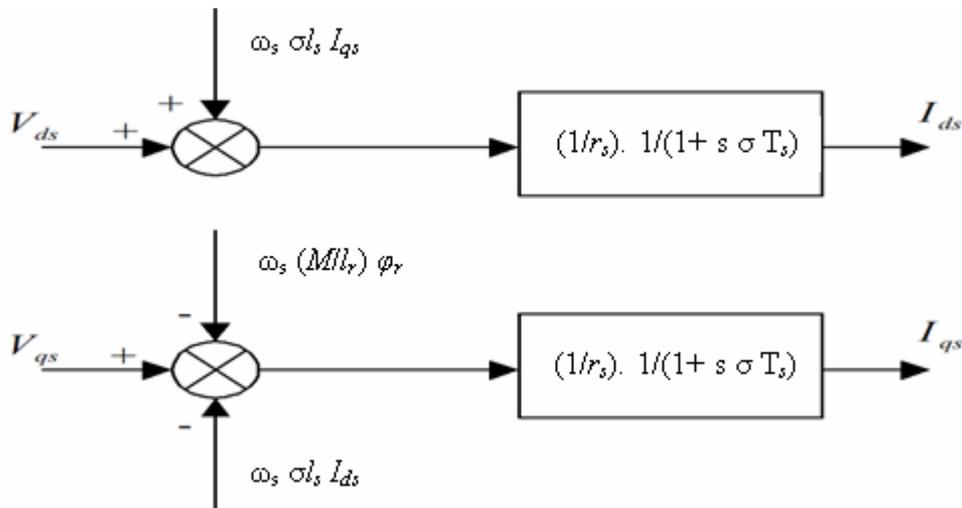


Figure .5. Modèle de la machine

Les termes $\omega_s \sigma l_s I_{qs}$, $\omega_s (M/l_r) \varphi_r$ et $\omega_s \sigma l_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d-q.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d et q comme le montre la figure 6.

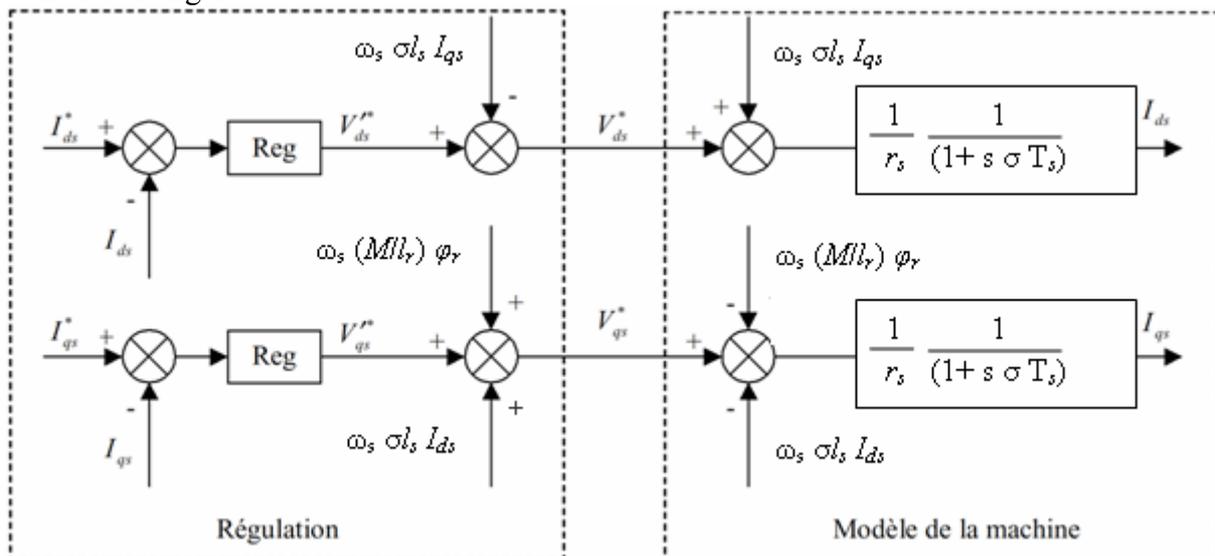


Figure .6. Découplage par addition des termes de compensation

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes:

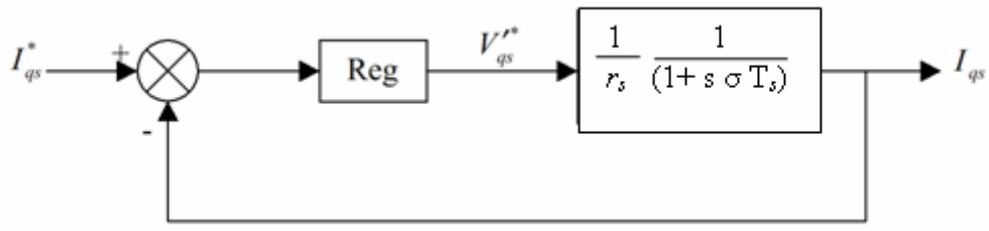


Figure .7. Boucle iqs après découplage

Annexe D

Annexe D

Régulation de la tension moyenne aux bornes des condensateurs

Principe

La figure 1 présente le schéma global du principe de la méthode d'identification des courants de références du filtre actif autonome. La moyenne des tensions aux bornes des condensateurs U_{moy} doit être maintenue à une valeur fixe. Les principales causes susceptibles de la modifier sont les pertes dans le filtre actif. La régulation de la moyenne des tensions aux bornes des condensateurs de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur de tension p_{cond} qui représente quatre fois la puissance d'un condensateur s'ajoute à la puissance active perturbatrice \tilde{p} et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi U_{moy} . La puissance p_{cond} représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension U_{moy} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée U_{cref} .

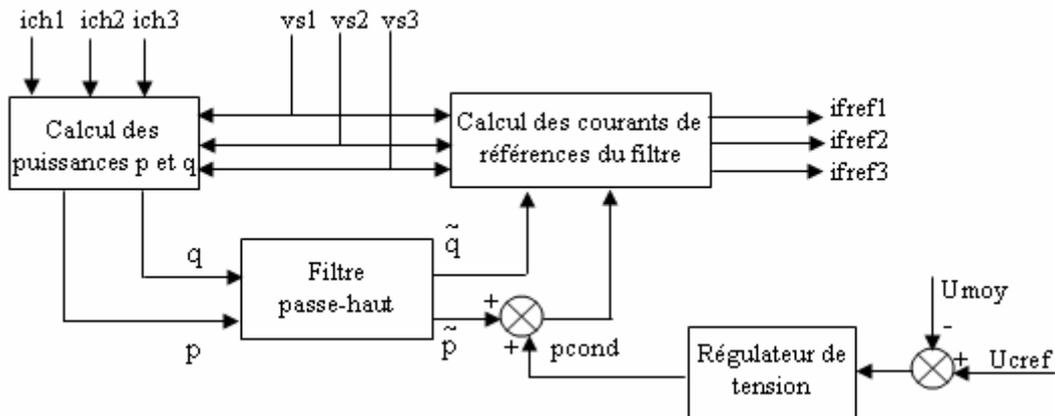


Figure 1. Schéma de principe de la méthode d'identification des courants de références du filtre

Le régulateur employé ici est un régulateur proportionnel simple (K_c). Nous ajoutons un filtre passe-bas du premier ordre à la sortie du régulateur proportionnel afin de filtrer les fluctuations à 300Hz. Le régulateur ainsi créé a la fonction de transfert suivante:

$$h_c(s) = \frac{K_c}{1 + \tau_c s} \quad (D.1)$$

avec : K_c : gain du régulateur;

τ_c : constante de temps du filtre du premier ordre.

En négligeant les pertes de commutations dans le filtre ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$pcond = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C U_{moy}^2 \right) \quad (D.2)$$

Notons que la relation (D.2) est non linéaire. Pour des faibles variations de la tension U_{moy} autour de sa référence U_{cref} , elle peut être linéarisée à travers les relations suivantes :

$$\begin{cases} pcond = C \cdot U_{cref} \frac{d}{dt} U_{moy} \\ \Rightarrow U_{moy} = \frac{pcond}{U_{cref} C s} \end{cases} \quad (D.3)$$

A partir des équations (D.1) et (D.3), nous pouvons déterminer le schéma fonctionnel de la régulation de la tension continue (Figure 2).

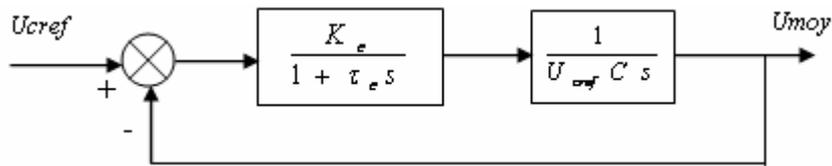


Figure 2. Boucle de régulation de la tension continue