

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



THESE de Doctorat

Préparée au Laboratoire de Commande des Processus

Département d'Automatique

Khoukha IMARAZENE

Magister de l'ENP

Thème

Etude de la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux avec Equilibrage des Tensions du Bus Continu

**M.O.MAHMOUDI
H.CHEKIREB
E.M.BERKOUK
H.ZEROUG
N.BOUDJERDA
B.HEMICI
F.BOUCHAFAA
I.MESSAIF**

**Professeur à l'ENP
Professeur à l'ENP
Professeur à l'ENP
Professeur à l'USTHB
Maître de conférences à l'U.Jijel
Maître de conférences à l'ENP
Maître de conférences à l'USTHB
Maître de conférences à l'USTHB**

**Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité**

Année 2011

A ma mère

A mon père

A mon très cher Mari

A mes sœurs et frères

A mes trois adorables nièces

(Narimane, Wissame et Riham)

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein du Laboratoire de Commande de Processus de l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction de Monsieur Hachemi CHEKIREB et Monsieur El Madjid BERKOUK, Professeurs à IENP. Je tiens à remercier ma profonde gratitude à toutes les personnes qui m'ont soutenue le long de ces cinq dernières années de thèse et qui m'ont aidé à l'aboutissement des travaux présentés.

Au terme de ce travail, j'adresse de vifs remerciements à mes promoteurs Monsieur EM.BERKOUK et H.CHEKIREB pour m'avoir encadré pendant ces cinq années de recherche et de m'offrir la chance de profiter de leur rigueur scientifique et leurs conseils précieux. Leurs critiques et remarques ont grandement contribué à la concrétisation de ce travail. Que ces quelques lignes témoignent toute ma reconnaissance.

Mes sincères remerciements à Monsieur BOUHALI Omar, Maître de conférence à l'université de Jijel, pour ses conseils et ses éclaircissements précieux durant les nombreuses discussions par e-mail.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer ma reconnaissance envers Monsieur LARBES, Professeur à IENP, de m'avoir ouvert son Laboratoire et contribuer au développement de l'algorithme sur la carte FPGA.

J'adresse mes chaleureux remerciements à

- Monsieur OldHadj MAHMOUDI, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider mon Jury de thèse.
- Monsieur Hocine ZEROUG, Professeur à l'USTHB, qui m'a honoré en acceptant d'examiner ma thèse.
- Monsieur Nacereddine BOUDJERDA, Maître de conférence à IENP, pour avoir accepté d'être examinateur de ma thèse.
- Monsieur Farid BOUCHAFAA, Maître de conférence à l'USTHB, qui m'a honoré en acceptant d'examiner cette thèse.
- Monsieur Ikbal MESSAIF, Maître de conférence à l'USTHB, d'avoir accepté de faire partie du Jury. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect.

Il m'est agréable de pouvoir exprimer ma reconnaissance envers, Monsieur BALI Noureddine, Directeur de scolarité à l'USTHB, Monsieur OUAZIR Youcef, Chef de Département d'Electrotechnique à l'USTHB et Monsieur BOUDOUR Mohamed, Directeur de notre Laboratoire LSEI à l'USTHB, qui n'ont pas hésité à mettre à ma disposition les moyens matériels et conditions adéquates m'ayant permis de finaliser cette thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à tous mes collègues, membres du Laboratoire des Systèmes Electriques et Industriel de l'USTHB, sans oublier les collègues de la FEI.

Un remerciement particulier à mes très chers parents qui m'ont aidé le long de mon cursus d'étude.

De vifs remerciements à mon mari qui m'a beaucoup aidé et conseillé le long de ces quatre dernières années. Qu'il trouve ici l'expression de mon respect et ma reconnaissance.

Je dédie ce travail à ma Mère Dalila et Mon Père Omar

SOMMAIRE

Sommaire

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

Chapitre I : Modélisation des Onduleurs Multiniveaux

I.1 Introduction.....	3
I.2 Modélisation de l'onduleur à N niveaux type NPC.....	3
I.2.1 Fonctions de connexion des interrupteurs	6
I.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux	6
I.3.1 Structure générale.....	6
I.3.2 Modèle matriciel	9
I.4 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux	11
I.4.1 Structure générale.....	11
I.4.2 Modèle matriciel	14
I.5 Modélisation de l'onduleur à sept niveaux	17
I.5.1 Structure générale.....	17
I.5.2 Modèle matriciel	20
I.6 Conclusion	23

Chapitre II : Commande des Onduleurs Multiniveaux par la Stratégie d'Élimination d'Harmoniques

II.1 Introduction	24
II.2 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques.....	25
II.2.1. Principe de la stratégie	25
II.2.2 Application de série de Fourier aux onduleurs multiniveaux	26
II.3. Résolution des systèmes d'équations non linéaires	32
II.3.1. Principe de l'élimination dyalytique.....	32
II.3.2. Méthode des polynômes symétriques.....	35
II.4. Application de la stratégie d'élimination d'harmoniques à l'onduleur à trois niveaux	38
II.4.1. Résultats de simulation et interprétations	39
II.5. Application de l'élimination dyalytique et les plolynômes symétriques aux onduleurs multiniveaux.....	42
II.5.1 Onduleur à cinq niveaux	42
II.5.2 Onduleur à sept niveaux	47
II.6 Optimisation des onduleurs multiniveaux.....	50
II.7. Conclusion	51

Chapitre III : Implémentation de la MLI neuronale basée sur l'élimination d'harmoniques sur un circuit FPGA

III.1 Introduction	54
III.2 Développement de la MLI neuronale à base d'élimination d'harmoniques	54

III.2.1 Architecture du réseau élaboré	55
III.2.2 Apprentissage	56
III.3 Résultats de la MLI neuronale appliquée aux onduleurs multiniveaux	57
III.3.1 Onduleurs à trois niveaux	57
III.3.2 Onduleurs à cinq niveaux	59
III.3.3 Onduleurs à sept niveaux	59
III.4 Implémentation matérielle de la MLI neuronale	61
III.4.1 Architecture des circuits FPGA.....	62
III.4.2 Développement de la carte FPGA par VHDL	63
III.4.3 Le langage de description VHDL.....	64
III.4.4 Développement de la MLI à élimination d'harmoniques sur une carte FPGA	65
III.4.4.1 Résultats de l'onduleur à trois niveaux	75
III.4.4.2 Résultats de l'onduleur à cinq niveaux	71
III.4.4.3 Résultats de l'onduleur à sept niveaux	75
III.5. Conclusion	79

Chapitre IV : Equilibrage des Tensions du Bus Continu des onduleurs multiniveaux par Vecteurs redondants

IV.1. Introduction.....	80
IV.2 Réglage de la tension du bus continu.....	80
IV.2.1 Présentation de la cascade.....	80
IV.2.2 Structure de réglage de la tension du bus continu	82
IV.3 Equilibrage des tensions du bus continu des onduleurs multiniveaux	84
IV.3.1 Onduleur à trois niveaux	84
IV.3.1.1 Algorithme d'équilibrage	87
IV.3.1.2 Résultats de simulation et interprétations.....	89
IV.3.2 Onduleur à cinq niveaux	96
IV.3.2.1 Algorithme d'équilibrage.....	98
IV.3.2.2 Résultats de simulation et interprétations.....	106
IV.3.3 Onduleur à sept niveaux.....	112
IV.3.3.1 Algorithme d'équilibrage.....	115
IV.3.3.2 Résultats de simulation et interprétations	122
IV.4 Conclusion	128

Conclusion Générale	129
----------------------------------	-----

Bibliographies	131
-----------------------------	-----

Annexe A

Annexe B

Annexe C

Annexe D

Annexe E

Annexe F

ملخص- هذه الدراسة تخص التوازن الذاتي لتوترات مدخل الموجات المتعددة المستويات في حالة استعمال طريقة تنحي التوفيقات (عرض تغييرا لدفع MLI المبرمجة). هذه الطريقة تسمح بتنحي التوفيقات رتبة 5، 7، 11... في البداية قمنا بحساب زوايا الاستبدال الموافقة للحظات الفتح والغلق المناسبة في حالة الموج ذو $N = [3, 5, 7, 9, 11]$ مستوى. لحل العلاقات اللا خطية اقترحنا استعمال طريقة نظرية المحصلة مع متعددة الحدود المتمثلة، عوض طريقة نيوتن رافسن. من مقارنة النتائج تبين أن الطريقة المقترحة تمكن من الحصول على كل الحلول المقبولة و بدون إعطاء أي حلول ابتدائية على عكس طريقة نيوتن رافسن. في حلة التحكم على الخط (الوقت الحقيقي) ، قمنا بتصميم عدة مخططات من شبكات عصبونية قادرة على تعويض البيانات المتحصل عليها من الجزء الأول من العمل. بهذه الطريقة نتفادى تخزين كل الحلول التي وجدت و منه عدم استعمال ذاكرات إلكترونية كبيرة ومكلفة.

الشبكتين المتعلقةين بالتحكم في المموجين ذات مستوى 3 و 5 برمجا على بطاقة FPGA مستعملين لغة VHDL، النتائج النظرية والتطبيقية قد عرضت و نوقشت.

لضمان توازن جهود المدخل الذي يمثل نقطة ضعف رئيسية لهذا النوع من الموجات، اقترحنا استعمال الشعاعات المتكررة الخاصة بكل موج مع المحافظة على خصائص طريقة تنحي التوفيقات.

كلمات مفتاحية- موج متعدد المستويات، زوايا الاستبدال، شبكات عصبونية، التعليم المراقب، تنحية التوفيقات، بطاقة FPGA، لغة VHDL التوازن الذاتي، الشعاعات المتكررة.

Résumé-Le travail présenté porte sur l'étude de la commande des onduleurs multiniveaux par la MLI à élimination d'harmoniques et l'étude de l'équilibrage des tensions du bus continu. En premier lieu, les instants de commutation des interrupteurs formant les onduleurs de niveaux 3, 5, 7, 9 et 11 sont calculés en utilisant la MLI à élimination d'harmoniques. Le but est la détermination des instants de commutation des interrupteurs permettant d'annuler les harmoniques les plus indésirables de rang 5, 7 et 11 tout en imposant le fondamental à une valeur désirée. Pour obtenir ces instants nous sommes amenés à résoudre des systèmes d'équations algébriques non linéaires. Cette résolution est obtenue en utilisant la méthode d'élimination dyalytique et les polynômes symétriques. La comparaison des résultats a permis de constater que la méthode analytique est plus rigoureuse que la méthode de *Newton-Raphson*. Elle a permis la détermination de toutes les solutions possibles des systèmes étudiés sans aucune initialisation au préalable contrairement à la méthode itérative. Dans le but de rendre la commande en temps réel par cette MLI souple et moins compliquée en termes de capacité mémoire, des réseaux de neurones sont dimensionnés aptes à générer les caractéristiques de commandes des onduleurs étudiés obtenus dans la première section. Les trois réseaux relatifs aux onduleurs à 3, à 5 et à 7 niveaux sont implémentés sur un circuit FPGA en utilisant le langage VHDL. En outre, la stabilité des tensions du bus continu est aussi étudiée. Pour cela, nous avons proposé d'exploiter l'effet des vecteurs tension redondants sur la tension des condensateurs du bus contin. Nous avons montré qu'il est possible de commander les onduleurs multiniveaux par la MLI basée sur l'élimination d'harmonique tout en assurant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs formant le bus continu.

Mots clés : Onduleur multi niveaux, MLI, Elimination d'harmoniques, Angles de commutation, Réseaux de Neurones statiques, Apprentissage supervisé, circuit FPGA, langage VHDL, Auto-équilibrage, configurations redondantes.

Abstract- In this thesis, both optimization of multilevel switching frequency and self-balancing dc-link capacitor voltages are investigated. So, we have firstly presented the Selective Harmonics Elimination PWM in the case of 3, 5, 7, 9 and 11 level inverters. The target is to cancel the most undesirables' harmonics with a good control of the fundamental one. The principal difficulty in the use of this PWM for levels upper than 3 is the complexity to solve their non linear equations. To overcome the limitations of the iterative methods as *Newton-Raphson*, we have proposed to make use the principle of the resultant theory and symmetric polynomials method. This analytic method allows the determination of all possible switching angles without any preliminary initialization. In addition, to reduce the implementation complexity of the SHEPWM in terms of the memory size, we have proposed to exploit the parsimonious approximation proprieties of the artificial neural networks. Thus, different networks are dimensioned ready to generate the switching angles computed in the previous section. In order to confirm the network performances, three among them are implemented in the FPGA circuit using the VHDL language.

The dc-link unbalance problem is also studied in this thesis for the case of 3, 5 and 7 level inverters. To keep as well as possible the balancing of the inputs voltage inverters, we have made use the redundant states related to these three inverters. The obtained results show that the dc-link balancing is ensured without any auxiliary circuits. The association of the redundant states to the SHEPWM instead of SVPWM improves the performance system by eliminating some undesirable harmonics as: the 5th, 7th, 11th,...etc.

Keywords- Multilevel converter, PWM, Selective Harmonics Elimination SHEPWM, Switching angles, Artificial Neural Network ANN, FPGA circuit, VHDL language, Self-balancing, redundant states,

Notations

N : le niveau d'onduleur

N_s : le nombre d'interrupteurs en série

N_p : le nombre d'interrupteurs en parallèle

E_{ci} : La tension aux bornes du condensateur i

E_s : la tension totale à l'entrée du bus continu

F_{KS} : Fonction de connexion de l'interrupteur s d'un bras k

F_{K1}^b : Fonction de connexion du demi-bras k haut

F_{K0}^b : Fonction de connexion du demi-bras k bas

f_{KS} : Fonction de connexion de l'interrupteur s d'un bras k du modèle matriciel

(V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}) : Les tensions des bras 1, 2 et 3

(V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) : Les tensions des bras A, B et C

(U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}) : Les tensions entre lignes A, B et C

(i_a, i_b, i_c) : Les courants de ligne de la charge alternative

w_r : la vitesse de rotation de la MAS

i_{di} : Les courants à l'entrée de l'onduleur

i_{redi} : Les courants à l'entrée de l'onduleur

i_{mi} : Les courants à l'entrée de l'onduleur dans sa représentation matricielle

U_{si} : Les sources continues de la représentation matricielle de l'onduleur

α_i : Les angles de commutation des semi-conducteurs

n : Le rang d'harmonique

$H(n)$: L'harmonique de rang n

c : le nombre d'angles nécessaires sur le quart de la période pour éliminer $c-1$ harmoniques

C : La capacité du condensateur

i_{ci} : Le courant traversant le condensateur numéro i

TDH : Taux de distorsion harmoniques

TDHP : Taux de distorsion harmoniques pondéré

r : Taux de modulation

m_p : indice de modulation

$S_{w_{ki}}$: l'états i du bras K

$Pt(i)$: La porteuse triangulaire numéro i

RNA : Réseau de neurones artificiels

MAS : Machine asynchrone

W_{ij} : Poids synaptiques d'un RNA

N_{cc} : nombre de neurones dans la couche cachée

N_i : nombre d'itération dans la phase d'apprentissage

V_s : Le vecteur tension numéro s

V_{res} : La tension du réseau

I_{res} : Le courant du réseau

U_{red} : La tension redressée

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Cette dernière décennie est marquée par l'intérêt remarquable consacré aux onduleurs multiniveaux aussi bien par la recherche scientifique que par l'industrie [Jos 02]. Ces onduleurs ont apparu comme une solution prometteuse aux problèmes posés par les onduleurs conventionnels [Kan 05-b]. En effet, ils permettent de fournir une tension alternative de meilleure qualité sous des conditions admissibles pour les composants de puissance à semi-conducteur [Tol 99]. Grâce à ces avantages leur champ d'application s'est élargi dans le domaine de la moyenne et haute tension.

Ces convertisseurs permettent de produire une tension de plusieurs créneaux à partir d'une tension continue obtenue aux bornes d'un certain nombre de condensateurs mis en série. Pour ce faire, ont été proposées les structures: NPC, à diodes flottantes, imbriquées, en cascade ou en H [Nam 91][Rod 02][Lai 95].

La qualité de la tension produite à la sortie dépend d'une part du niveau d'onduleur et d'autre part de la technique de commande utilisée. En effet, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été proposées. Les plus connues sont celles issues de la technique triangulo-sinusoidale. Elles poussent les harmoniques vers les fréquences élevées en utilisant des porteuses à haute fréquence [Ber 95-a][Pou 02].

Cependant, pour les applications à haute tension et de forte puissance, les composants à semi-conducteurs sont limités en fréquence de commutation, ce qui limite la fréquence de la porteuse. On peut remédier à cette contrainte en appliquant la MLI basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques adaptées aux cas des onduleurs multiniveaux [Ken 04] [Ima 05][Ye 08]. L'idée de cette dernière a été introduite pour la première fois par *Turnbull* en 1967 puis développée par *Patel* et *Hoft* en 1973 pour l'onduleur à 2-niveaux [Pat 73]. Cette technique permet l'annulation des harmoniques de bas ordre tout en contrôlant le fondamental et avec l'avantage d'une faible fréquence de commutation des composants de puissance. Aussi, ces avantages permettent de réduire la dimension du filtre utilisé dans le système et par conséquent son coût [Ken 04].

La principale difficulté de cette MLI à élimination d'harmoniques réside dans la résolution de l'inhérent système d'équations non linéaires pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs. La complexité de ce système augmente avec l'augmentation du niveau de l'onduleur utilisé ainsi que le nombre d'harmoniques à éliminer.

De plus, l'implémentation pratique de cette technique exige le stockage de tous les angles de commutation des interrupteurs. L'usage d'une grande capacité mémoire cause différents problèmes en termes de coût de la réalisation. Une solution, exigeant moins d'espace mémoire et d'implémentation facile est préconisée. Celle-ci consiste en l'utilisation des réseaux de neurones artificiels connus par leur approximation universelle parcimonieuse [Cul 43][Ros 58].

Par ailleurs, dans le cas de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans une cascade *ac-dc-ac*, l'obstacle principal réside dans l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs mis en série, lesquelles constituent la tension du bus continu. Le déséquilibre de la tension des condensateurs cause une déformation complète de l'onde sinusoïdale. Plusieurs solutions sont exploitées pour satisfaire cet objectif à savoir : le pont de clamping, l'asservissement de la tension ou l'exploitation des configurations redondantes inhérentes à la MLI vectorielle [New 99][Pan 05][Han 99][Bou 07-a] [Bou 07-b].

Cette thèse a pour objet l'étude, d'une part de la commande par la MLI à élimination d'harmoniques des convertisseurs multi niveaux du type NPC et d'autre part, de l'équilibrage des tensions continues aux bornes des condensateurs formant la tension continue à l'entrée du convertisseur.

Par conséquent, dans le premier chapitre une modélisation matricielle des onduleurs multiniveaux a été effectuée permettant de simplifier leurs fonctions de connexions.

Dans le second chapitre, est développée l'extension de la stratégie d'élimination d'harmoniques aux onduleurs de niveau 3, 5 et 7. La résolution des systèmes d'équations non linéaires, issus de cette MLI et pour les différents niveaux, est obtenue par la méthode de d'élimination dyalique et les polynômes symétriques à l'exception de niveau 3 où la méthode de *Newton-Raphson* est utilisée.

Le troisième chapitre a pour objectif, la détermination des réseaux de neurones adéquats capables de reproduire les caractéristiques de commande des interrupteurs relatifs aux onduleurs définies dans le chapitre précédent. Ensuite, est effectuée l'implémentation sur un circuit FPGA des trois réseaux relatifs aux onduleurs à trois, à cinq et à sept niveaux.

Le dernier chapitre traite le problème d'instabilité des tensions des condensateurs formant le du bus continu à l'entrée des onduleurs à 3, 5 et à 7 niveaux. Pour cela, nous proposons d'exploiter l'effet des configurations redondantes sur le comportement des tensions des condensateurs. L'analyse détaillée des états redondants basée sur la modélisation matricielle doit permettre d'établir les règles pour l'équilibrage des tensions du bus continu.

CHAPITRE

-I-

**MODELISATION DES
ONDULEURS MULTINIVEAUX**

I.1 Introduction

Les onduleurs de tension constituent l'élément fondamental dans les applications industrielles à vitesse variable. Pendant plusieurs années la structure la plus utilisée est basée sur le groupement d'onduleurs à deux niveaux [Kan 05-b]. Cette solution peut poser des problèmes suite à la dispersion des caractéristiques des composants électroniques.

L'évolution rapide des semi-conducteurs, en termes de tension de blocage et fréquence de commutation, a donné naissance à une nouvelle structure dite multiniveaux capables de palier aux problèmes de groupement d'onduleurs [Nab 81]. Différentes structures ont été proposées à savoir : NPC, à cellules imbriquées, à diodes flottantes et aussi celle en cascade ou en H. Toutes ces structures ont montré leur efficacité selon le domaine d'application.

Dans notre travail, on s'intéresse aux onduleurs de niveaux 3, 5 et 7 à structure NPC. Pour cela, dans ce chapitre une modélisation de ces derniers est faite permettant de définir leurs fonctions de connexion. Une représentation matricielle des convertisseurs est aussi utilisée permettant de simplifier le modèle mathématique.

I.2 Modélisation de l'onduleur à N niveaux type NPC

NPC "*Neutral Point Clamped*", est une architecture particulière où les semi-conducteurs de puissance sont disposés de manière à produire N niveaux de tension par bras à partir de $N-1$ sources continues.

La structure générale des onduleurs à N niveaux type NPC se compose de trois bras identiques constitué chacun de $(N+1)$ interrupteurs bidirectionnels en série et de $(N-3)$ autres en parallèle (Fig.I.1). L'obtention du zéro de la tension est assurée par les deux interrupteurs unidirectionnels (diodes) D_{k0} et D_{k1} .

Chaque interrupteur bidirectionnel est formé par l'association en tête bêche (antiparallèle) d'un transistor et d'une diode, représentant un commutateur réversible en courant.

L'étude de cette structure est effectuée en considérant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- les tensions d'alimentation sont constantes et identiques ;
- les interrupteurs électroniques sont parfaits ;
- le récepteur, couplé en étoile, est équilibré et à point neutre isolé ;
- vue la symétrie de l'onduleur, l'étude est consacrée à un seul bras (Fig I.1).

- Chaque paire transistor - diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel en courant supposé idéal (Fig I.1).

L'indice k de la numérotation de chaque interrupteur, représente la phase considérée (1, 2, 3).

L'indice s indique le numéro de l'interrupteur, et :

$$\begin{cases} N_s = (N + 1) \text{ représente le nombre d'interrupteurs en série;} \\ N_p = (N - 3) \text{ représente le nombre d'interrupteurs en parallèle;} \\ N_e = (N - 1) \text{ représente le nombre de source;} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

N étant le nombre de niveau de l'onduleur.

Chaque cellule de l'onduleur est reliée à une tension continue E_c ; liée à la tension totale E_s d'entrée de l'onduleur par la relation suivante :

$$E_c = E_s / N_e \quad (\text{I.2})$$

Grâce aux liaisons entre les interrupteurs T_{ks} , D_{ks} , D_{k0} et D_{kl} et les sources continues, les N niveaux de la tension du bras délivrés par cet onduleur, sont :

$$-(N_e/2) E_c, -(N_e/2 - 1) E_c, -(N_e/2 - 2) E_c, \dots, -E_c, 0, E_c, \dots, (N_e/2 - 2) E_c, (N_e/2 - 1) E_c, N_e/2 E_c \quad (\text{I.3})$$

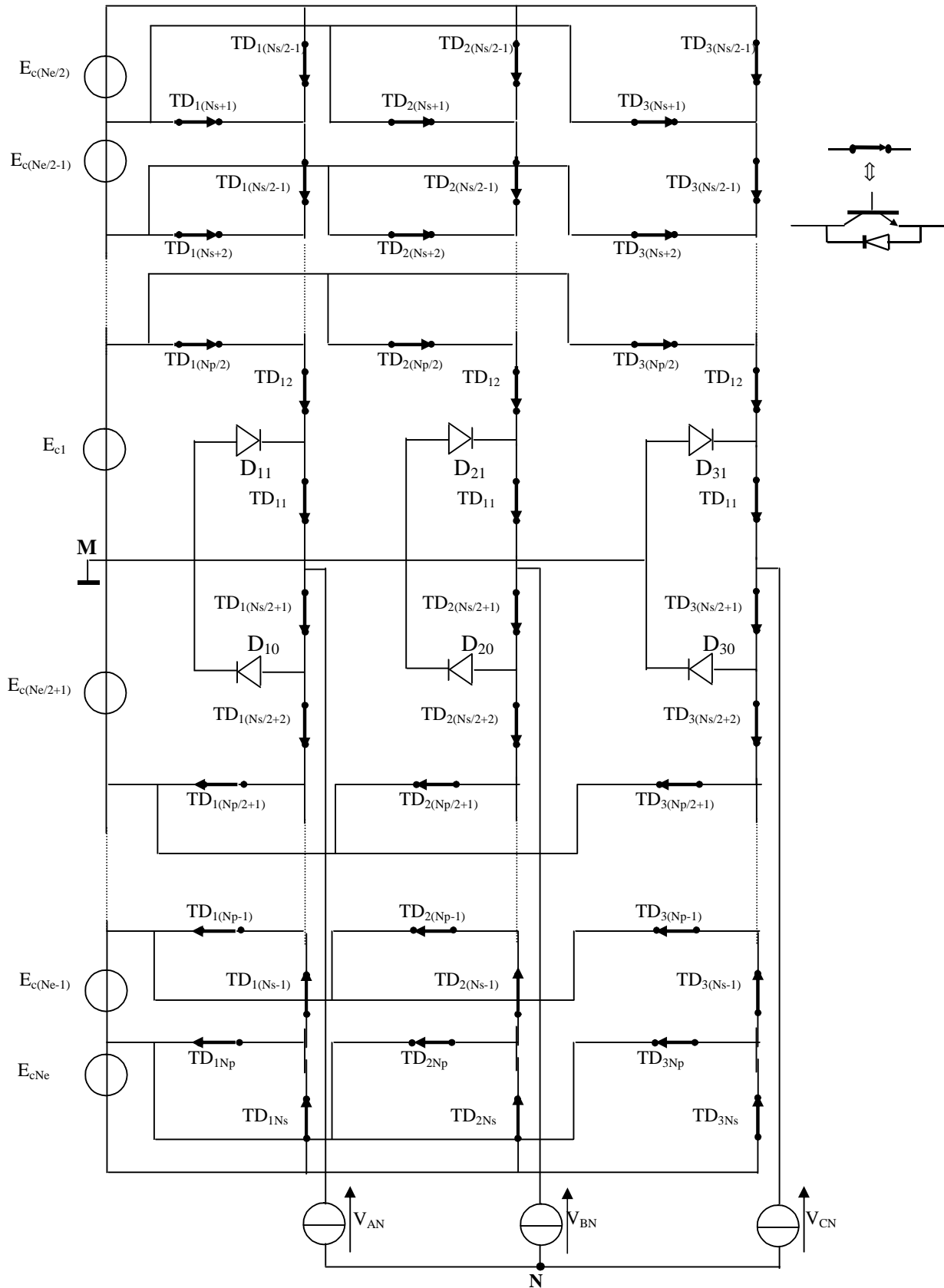


Fig.I.1. Schéma d'un onduleur à N niveaux type NPC

I.2.1 Fonction de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion F_{ks} , associée à l'interrupteur TD_{ks} situé sur le bras k et portant le numéro s , décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction vaut «1» si l'interrupteur est fermé et «0» dans le cas contraire:

$$F_{ks} = \begin{cases} 1, & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0, & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Pour un onduleur donné, on définit également la fonction de connexion d'un demi-bras, qui est noté F_{k1}^b pour le demi-bras supérieur et par F_{k0}^b pour le demi-bras inférieur. F_{k1}^b vaut 1, seulement si tous les interrupteurs du demi-bras sont fermés et F_{k0}^b vaut 0 dans le cas où un des interrupteurs du demi-bras est ouvert.

I.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

I.3.1 Structure générale

Pour N égale à 3, la structure de la figure I.1 se réduit à celle présentée à la figure I.2. Chaque bras contient quatre interrupteurs en série.

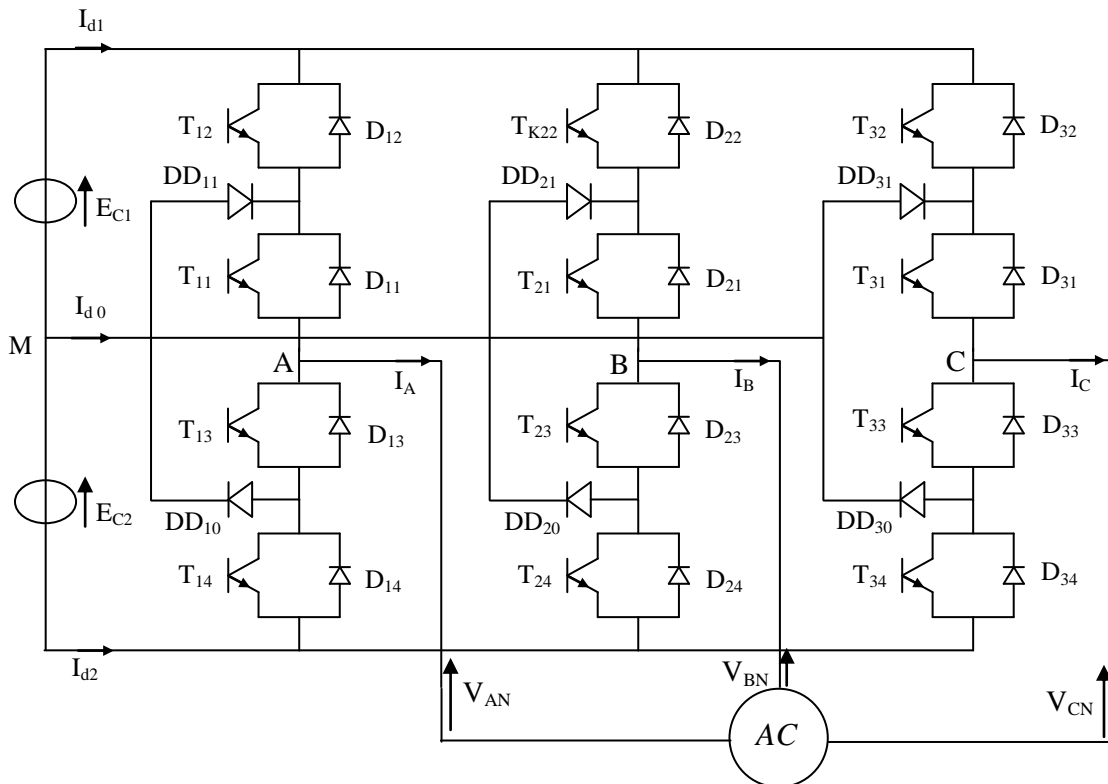


Fig. I.2. Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux

Pour éviter d'une part la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un même bras, qui peut conduire à leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit et, d'autre part

l'ouverture simultanée de tous les interrupteurs d'un bras, pouvant produire une surtension, on définit alors la commande complémentaire optimale suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Où B_{ks} est la commande de base du transistor T_{ks} relative au bras k .

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

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

En se basant sur la commande définie par le système (I.4), la table d'excitation des interrupteurs de cet onduleur est alors celle représentée au tableau I.1. Dans notre étude, on suppose que $E_{c1} = E_{c2} = \dots = E_{c(N-1)} = E_c$.

V_{KM}	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}
E_c	1	1	0	0
0	1	0	1	0
$-E_c$	0	0	1	1

Tab.I.1 : Table d'excitation des interrupteurs d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

Les fonctions de connexion des demi-bras pour $N=3$, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} F_{k4} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Le système d'équations I.5 montre que la fonction de connexion du demi-bras F_{km}^b vaut (1) dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras associés sont tous fermés, et nulle dans tout les autres cas.

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, les potentiels des nœuds (A, B, C) de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée sont tels que:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} E_{c1} - F_{13} F_{14} E_{c2} \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} E_{c1} - F_{23} F_{24} E_{c2} \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} E_{c1} - F_{33} F_{34} E_{c2} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

En supposant que $E_{c1} = E_{c2} = E_c$, le système (I.7) devient:

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})E_c \\ V_{BM} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})E_c \\ V_{CM} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})E_c \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Le système I.7 montre que l'onduleur à trois niveaux revient à une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. L'un est constitué par les demi-bras du haut alimenté par (E_{c1}), et l'autre est constitué par les demi-bras du bas et alimenté par ($-E_{c2}$).

En introduisant les fonctions de connexion (I.6) dans le système (I.8), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b)E_c \\ V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b)E_c \\ V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b)E_c \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Les différentes tensions composées s'écrivent :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})E_{c1} - (F_{23}F_{24} - F_{23}F_{24})E_{c2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})E_{c1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})E_{c2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{BM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})E_{c1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})E_{c2} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras dans le système I.10, on obtient l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_{c2} \right\} \quad (\text{I.11})$$

Pour $E_{c1} = E_{c2} = E_c$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} E_c \quad (\text{I.12})$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} de l'onduleur triphasé en fonction des courants i_a , i_b et i_c de la charge en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_a + F_{21}F_{22}i_b + F_{31}F_{32}i_c \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_a + F_{23}F_{24}i_b + F_{33}F_{34}i_c \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, la relation (I.13) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{d2} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \end{cases} \quad (I.14)$$

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

$$i_{d0} = i_a + i_b + i_c - i_{d1} - i_{d2} \quad (I.15)$$

I.3.2 Le modèle matriciel

Il est possible de représenter l'onduleur NPC à 3 niveaux par un onduleur matriciel équivalent. L'onduleur à 3 niveaux est formé de 4 interrupteurs par bras tandis que dans sa structure matricielle n'est représentée que par 3 (Fig.I.3).

Les tensions U_{si} ($i=1,2$) sont définies par :

$$\begin{aligned} U_{s1} &= E_{c1} + E_{c2} \\ U_{s2} &= E_{c1} \\ U_{s3} &= 0 \end{aligned} \quad (I.16)$$

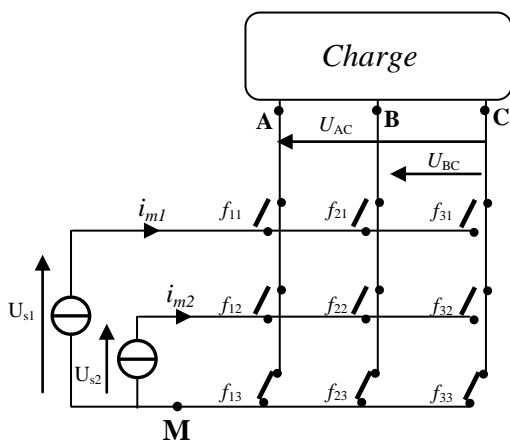
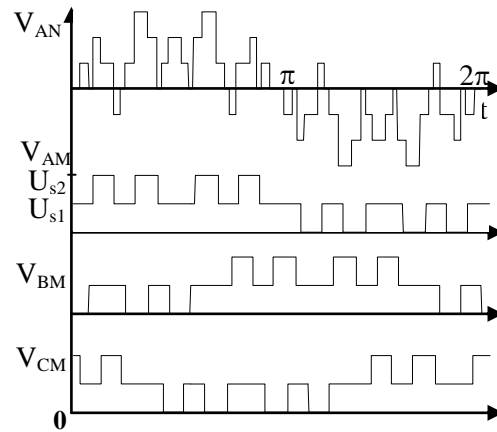


Fig.I.3. (a) Représentation matricielle de l'onduleur à 3 niveaux



(b) La tension V_{AN} ainsi que les 3 tensions du bras d'un onduleur à 3-niveaux

Structure NPC			Structure Matricielle			
V_{KM}	Fonction de connexion		Fonction de connexion			V_{KM}
	F_{k1}	F_{k2}	f_{k1}	f_{k2}	f_{k3}	
Ec	1	1	1	0	0	U_{s1}
0	1	0	0	1	0	U_{s2}
$-Ec$	0	0	0	0	1	U_{s3}

Tab.I.2. Les différents niveaux de tension d'un bras avec les fonctions de connexion correspondantes (N=3).

Du tableau I.2, on peut établir entre les fonctions de connexions des deux représentations les relations suivantes:

$$\begin{cases} f_{11} = F_{11} \cdot F_{12} \\ f_{12} = \overline{F_{11}} \cdot F_{12} \\ f_{13} = \overline{F_{11}} \cdot \overline{F_{12}} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

En se basant sur la structure matricielle et en utilisant les fonctions de connexions, les tensions des bras sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{21}U_{s2} + f_{31}U_{s3} \\ V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} + f_{23}U_{s3} \\ V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} + f_{33}U_{s3} \end{aligned} \quad (\text{I.18})$$

Etant donné que $f_{k3} = \overline{f_{k1} \cdot f_{k12}}$ et $U_{s3} = 0$

Par conséquent, il suffit d'écrire:

$$\begin{aligned} V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{21}U_{s2} \\ V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} \\ V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

Les tensions entre phases définies par

$$\begin{aligned} U_{AC} &= V_{AM} - V_{CM} \\ U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

Sont alors telles que :

$$\begin{aligned} U_{AC} &= m_{11}U_{s1} + m_{12}U_{s2} \\ U_{BC} &= m_{21}U_{s1} + m_{22}U_{s2} \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

Où:

$$\begin{cases} m_{11} = (f_{11} - f_{31}), & m_{12} = (f_{21} - f_{31}) \\ m_{21} = (f_{12} - f_{32}), & m_{22} = (f_{22} - f_{32}) \\ m_{13} = (f_{13} - f_{33}), & m_{23} = (f_{23} - f_{33}) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Ces tensions peuvent être écrites sous la forme matricielle :

$$U = M^T U_s \quad (\text{I.23})$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \\ m_{13} & m_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{31}) & (f_{21} - f_{31}) \\ (f_{12} - f_{32}) & (f_{22} - f_{32}) \\ (f_{13} - f_{33}) & (f_{23} - f_{33}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$U = [U_{AC} \ U_{BC}]^T \text{ et } U_s = [U_{s1} \ U_{s2}]^T$$

Les courants modulés de la structure matricielle sont déterminés par:

$$\begin{cases} i_{m1} = f_{11} i_a + f_{21} i_b + f_{31} i_c \\ i_{m2} = f_{12} i_a + f_{22} i_b + f_{32} i_c \\ i_{m3} = f_{13} i_a + f_{23} i_b + f_{33} i_c \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

Du fait que le récepteur est à neutre isolé on a :

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (\text{I.26})$$

Les courants modulés deviennent :

$$\begin{cases} i_{m1} = (f_{11} - f_{31}) i_a + (f_{21} - f_{31}) i_b \\ i_{m2} = (f_{12} - f_{32}) i_a + (f_{22} - f_{32}) i_b \\ i_{m3} = (f_{13} - f_{33}) i_a + (f_{23} - f_{33}) i_b \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

En fonction des éléments de la matrice M , les équations précédentes prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{m1} = m_{11} i_a + m_{21} i_b \\ i_{m2} = m_{12} i_a + m_{22} i_b \\ i_{m3} = m_{13} i_a + m_{23} i_b \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.4 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux

I.4.1 La structure générale

De la figure I.1, nous constatons que chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux ($N=5$) est formé par huit interrupteurs dont six en série et deux autres en parallèles (Fig.I.4). Quatre sources continues alimentent son entrée.

La commande complémentaire optimale pour ce convertisseur est définie par les relations ci-dessous :

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K5} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K6} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Le tableau I.3 donne les différents ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux en mode commandable permettant d'avoir les 5 niveaux de tension du bras V_{KM} .

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = \overline{F_{k2}} \\ F_{k5} = \overline{F_{k1}} \\ F_{k6} = \overline{F_{k3}} \end{cases} \quad (I.30)$$

V_{KM}	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}
$2E_C$	1	1	1
E_C	1	1	0
0	1	0	0
$-E_C$	0	0	1
$-2E_C$	0	0	0

Tab.I.3. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

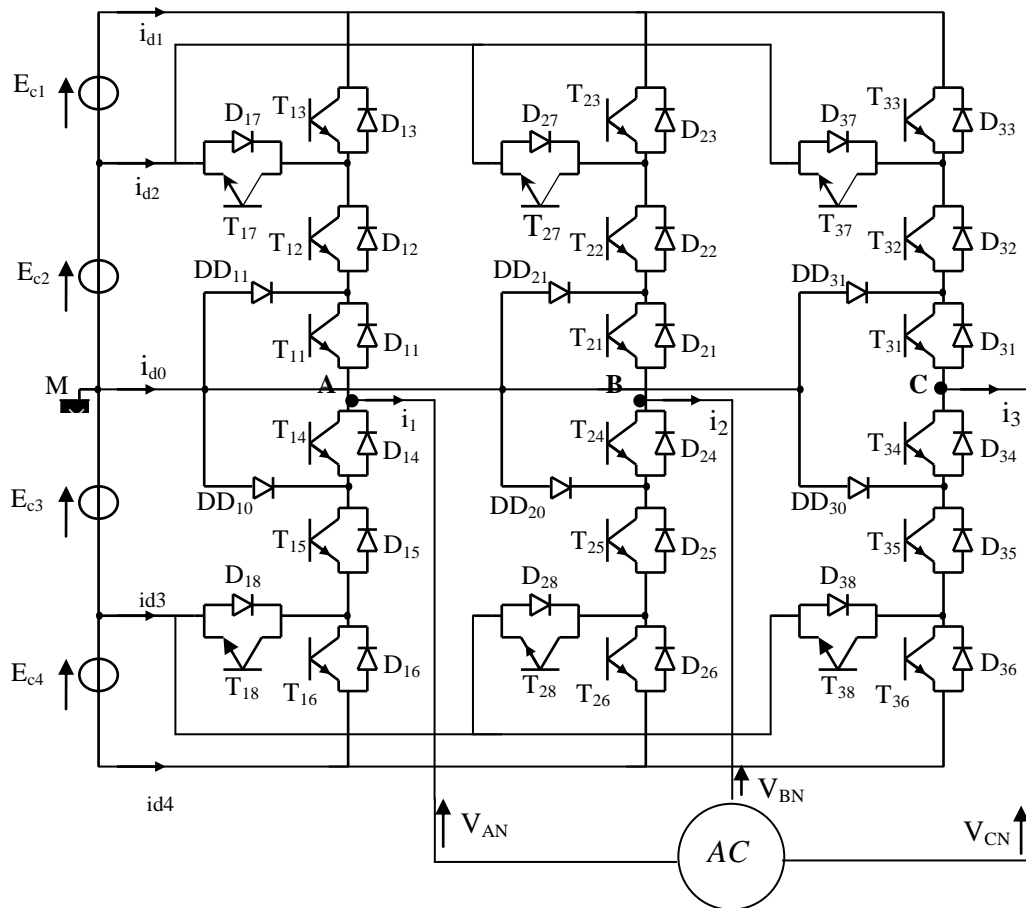


Fig.I.4. Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Pour un bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

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

$$\begin{cases} F_{k7} = F_{k1} F_{k2} \overline{F_{k6}} \\ F_{k8} = F_{k4} F_{k5} \overline{F_{k3}} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Les potentiels des nœuds A , B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) E_{C2} + F_{11} F_{12} F_{13} (E_{C1} + E_{C2}) - F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) E_{C3} - F_{14} F_{15} F_{16} (E_{C3} + E_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) E_{C2} + F_{21} F_{22} F_{23} (E_{C1} + E_{C2}) - F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) E_{C3} - F_{24} F_{25} F_{26} (E_{C3} + E_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) E_{C2} + F_{31} F_{32} F_{33} (E_{C1} + E_{C2}) - F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) E_{C3} - F_{34} F_{35} F_{36} (E_{C3} + E_{C4}) \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

En introduisant les équations (I.31) et (I.32) dans le système (I.33), nous aboutissons au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17} E_{C2} + F_{11}^b (E_{C1} + E_{C2}) - F_{18} E_{C3} - F_{10}^b (E_{C3} + E_{C4}) \\ V_{BM} = F_{27} E_{C2} + F_{21}^b (E_{C1} + E_{C2}) - F_{28} E_{C3} - F_{20}^b (E_{C3} + E_{C4}) \\ V_{CM} = F_{37} E_{C2} + F_{31}^b (E_{C1} + E_{C2}) - F_{38} E_{C3} - F_{30}^b (E_{C3} + E_{C4}) \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Le système (I.34) sous la forme matricielle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C1} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C4} \quad (\text{I.35})$$

Le système (I.35) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $E_{c1} = E_{c2} = E_{c3} = E_{c4} = E_c$, le système (I.35) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} E_c \quad (\text{I.36})$$

Le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C1} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C4} \right\} \quad (\text{I.37})$$

En fonction de E_c , le système (I.37) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} E_C \quad (I.38)$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_a , i_b et i_c au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{d2} = F_{17} i_a + F_{27} i_b + F_{37} i_c \\ i_{d3} = F_{18} i_a + F_{28} i_b + F_{38} i_c \\ i_{d4} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \end{cases} \quad (I.39)$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et des courants de la charge par la relation :

$$i_{d0} = (i_a + i_b + i_c) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \quad (I.40)$$

I.4.2 Le modèle matriciel

L'onduleur NPC à 5-niveaux nécessite 8 interrupteurs bidirectionnels par bras par contre son modèle équivalent matriciel n'utilise que 5 interrupteurs bidirectionnels. La structure de cet onduleur est donné à la figure I.5 où les tensions continues d'entrée U_{s1} , U_{s2} , U_{s3} , U_{s4} , U_{s5} sont définies telles que :

$$\begin{aligned} U_{s1} &= E_{c1} + E_{c2} + E_{c3} + E_{c4} \\ U_{s2} &= E_{c2} + E_{c3} + E_{c4} \\ U_{s3} &= E_{c3} + E_{c4} \\ U_{s4} &= E_{c4} \\ U_{s5} &= 0 \end{aligned} \quad (I.41)$$

Du tableau I.4, il ressort que les fonctions de connexion f_{ks} ($k = 1, 2, 3$ et $s = 1, 2, 3, \dots$) de la structure matricielle peuvent être exprimées en terme des fonctions de connexions F_{ks} relatives à la structure NPC par:

$$\begin{cases} f_{k1} = F_{11} F_{12} F_{13} \\ f_{k2} = F_{11} F_{12} \overline{F_{13}} \\ f_{k3} = F_{11} \overline{F_{12}} F_{13} \\ f_{k4} = \overline{F_{11}} F_{12} \overline{F_{13}} \\ f_{k5} = \overline{F_{11}} \overline{F_{12}} F_{13} \end{cases} \quad (I.42)$$

De la structure matricielle, les tensions des bras sont déterminées par:

$$\begin{aligned}
 V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{12}U_{s2} + f_{13}U_{s3} + f_{14}U_{s4} + f_{15}U_{s5} \\
 V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} + f_{23}U_{s3} + f_{24}U_{s4} + f_{25}U_{s5} \\
 V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} + f_{33}U_{s3} + f_{34}U_{s4} + f_{35}U_{s5}
 \end{aligned}
 \tag{I.43}$$

Etant donné que $f_{k5} = \overline{f_{k1} \cdot f_{k12} \cdot f_{k13} \cdot f_{k4}}$ et $U_{s5} = 0$

Par conséquent, il suffit d'écrire que:

$$\begin{aligned}
 V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{12}U_{s2} + f_{13}U_{s3} + f_{14}U_{s4} \\
 V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} + f_{23}U_{s3} + f_{24}U_{s4} \\
 V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} + f_{33}U_{s3} + f_{34}U_{s4}
 \end{aligned}
 \tag{I.44}$$

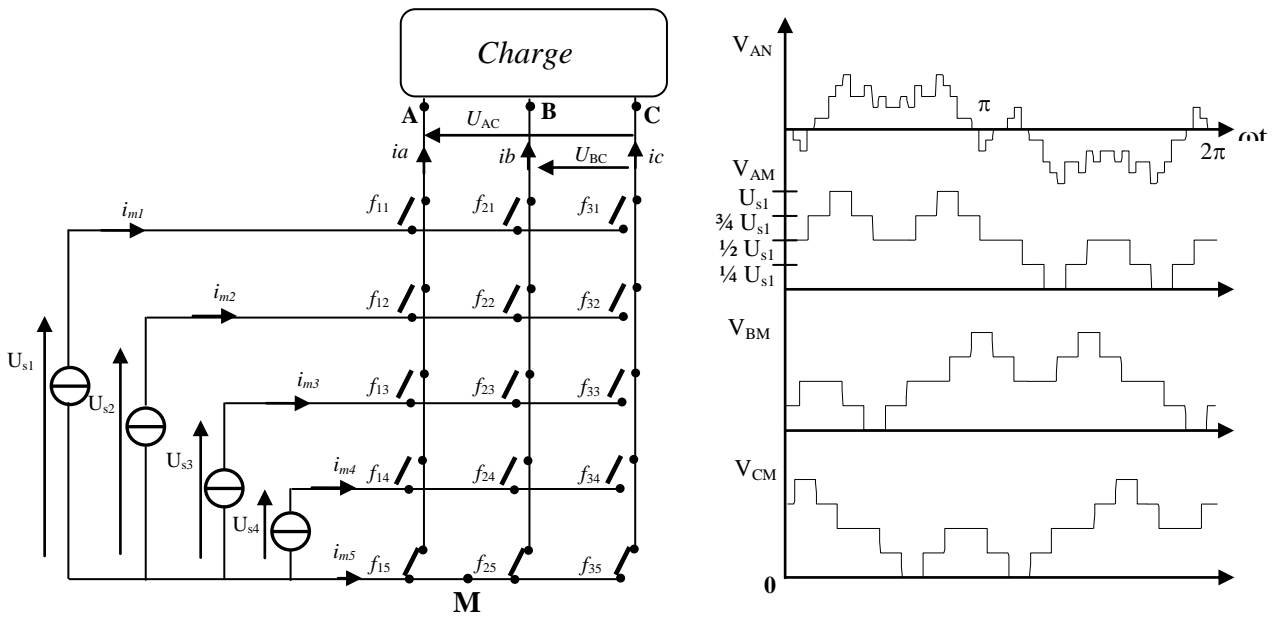


Fig.I.5. (a) Représentation matricielle de l'onduleur à 5 niveaux (b) La tension V_{AN} ainsi que les 3 tensions du bras d'un onduleur à 5-niveaux

La Structure NPC				La Structure Matricielle					V_{KM}
V_{KM}	Fonctions de Connexion			Fonctions de Connexion					
	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	f_{k1}	f_{k2}	f_{k3}	f_{k4}	f_{k5}	
$2Ec$	1	1	1	1	0	0	0	0	U_{s1}
Ec	1	1	0	0	1	0	0	0	U_{s2}
0	1	0	0	0	0	1	0	0	U_{s3}
$-Ec$	0	1	0	0	0	0	1	0	U_{s4}
$-2Ec$	0	0	0	0	0	0	0	1	U_{s5}

Tab.I.4. Les différents niveaux de tension d'un bras avec les fonctions de connexion correspondantes (N=5).

Les tensions entre phases sont définies par :

$$\begin{aligned} U_{AC} &= m_{11}U_{s1} + m_{12}U_{s2} + m_{13}U_{s3} + m_{14}U_{s4} \\ U_{BC} &= m_{21}U_{s1} + m_{22}U_{s2} + m_{23}U_{s3} + m_{24}U_{s4} \end{aligned} \quad (\text{I.45})$$

Où :

$$\begin{cases} m_{11} = (f_{11} - f_{31}), & m_{21} = (f_{21} - f_{31}) \\ m_{12} = (f_{12} - f_{32}), & m_{22} = (f_{22} - f_{32}) \\ m_{13} = (f_{13} - f_{33}), & m_{23} = (f_{23} - f_{33}) \\ m_{14} = (f_{14} - f_{34}), & m_{24} = (f_{24} - f_{34}) \\ m_{15} = (f_{15} - f_{35}), & m_{25} = (f_{25} - f_{35}) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Ces tensions peuvent être réécrites sous la forme matricielle suivante:

$$U = M^T U_s \quad (\text{I.47})$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \\ m_{13} & m_{23} \\ m_{14} & m_{24} \\ m_{15} & m_{25} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{31}) & (f_{21} - f_{31}) \\ (f_{12} - f_{32}) & (f_{22} - f_{32}) \\ (f_{13} - f_{33}) & (f_{23} - f_{33}) \\ (f_{14} - f_{34}) & (f_{24} - f_{34}) \\ (f_{15} - f_{35}) & (f_{25} - f_{35}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.48})$$

$$U = [U_{AC} \ U_{BC}]^T \text{ et } U_s = [U_{s1} \ U_{s2} \ U_{s3} \ U_{s4}]^T$$

Les courants modulés de la structure matricielle sont alors obtenus par:

$$\begin{cases} i_{m1} = f_{11}i_a + f_{21}i_b + f_{31}i_c \\ i_{m2} = f_{12}i_a + f_{22}i_b + f_{32}i_c \\ i_{m3} = f_{13}i_a + f_{23}i_b + f_{33}i_c \\ i_{m4} = f_{14}i_a + f_{24}i_b + f_{34}i_c \\ i_{m5} = f_{15}i_a + f_{25}i_b + f_{35}i_c \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Du fait que le récepteur est à neutre isolé on a :

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (\text{I.50})$$

Les courants modulés deviennent :

$$\begin{cases} i_{m1} = (f_{11} - f_{31})i_a + (f_{21} - f_{31})i_b \\ i_{m2} = (f_{12} - f_{32})i_a + (f_{22} - f_{32})i_b \\ i_{m3} = (f_{13} - f_{33})i_a + (f_{23} - f_{33})i_b \\ i_{m4} = (f_{14} - f_{34})i_a + (f_{24} - f_{34})i_b \\ i_{m5} = (f_{15} - f_{35})i_a + (f_{25} - f_{35})i_b \end{cases} \quad (\text{I.51})$$

En fonction des éléments de la matrice M , les relations I.51 prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{m1} = m_{11} i_a + m_{21} i_b \\ i_{m2} = m_{12} i_a + m_{22} i_b \\ i_{m3} = m_{13} i_a + m_{23} i_b \\ i_{m4} = m_{14} i_a + m_{24} i_b \\ i_{m5} = m_{15} i_a + m_{25} i_b \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

I.5 Modélisation de l'onduleur à sept niveaux

I.5.1 La structure générale

La structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux de structure NPC se compose de 6 sources de tension continue, alimentant trois bras identiques.

Chaque bras est constitué de 8 interrupteurs bidirectionnels en série, de 4 autres en parallèle avec deux interrupteurs unidirectionnels (Fig I.6).

La commande des interrupteurs est du type complémentaire et elle vérifie:

$$\begin{cases} B_{k6} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k7} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

Les états logiques des interrupteurs et les sept niveaux de tension délivrés par d'onduleur sont indiqués au tableau I.5.

V_{KM}	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	B_{k7}	B_{k8}
$3E_c$	1	1	1	1	0	0	0	0
$2E_c$	1	1	1	0	0	0	0	1
E_c	1	1	0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	0
$-E_c$	0	0	1	1	1	1	0	0
$-2E_c$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-3E_c$	0	0	0	0	1	1	1	1

Tab.I.5. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à sept niveaux.

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k5} = \overline{F_{k2}} \\ F_{k6} = \overline{F_{k1}} \\ F_{k7} = \overline{F_{k3}} \\ F_{k8} = \overline{F_{k4}} \end{cases} \quad (I.54)$$

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \cdot F_{k4} \\ F_{k0}^b = F_{k5} \cdot F_{k6} \cdot F_{k7} \cdot F_{k8} \end{cases} \quad (I.55)$$

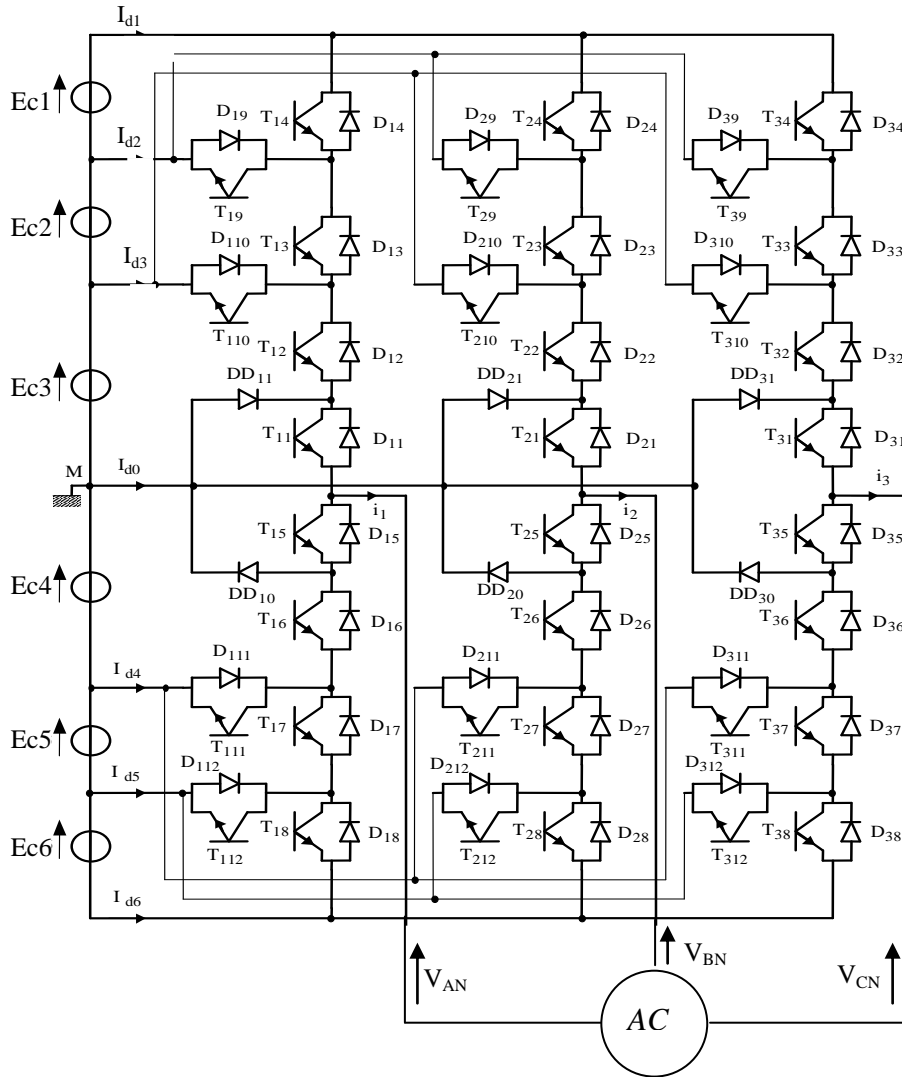


Fig.I.6. Onduleur triphasé à sept niveaux à structure NPC.

Quant aux interrupteurs placés en parallèle, leurs fonctions de connexion sont données par:

$$\begin{cases} F_{k10} = F_{k1} F_{k2} \overline{F_{k3}} \\ F_{k9} = F_{k1} F_{k2} F_{k3} \overline{F_{k4}} \\ F_{k11} = F_{k5} F_{k6} \overline{F_{k7}} \\ F_{k12} = F_{k5} F_{k6} F_{k7} \overline{F_{k8}} \end{cases} \quad (I.56)$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à sept niveaux est à structure NPC sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{110}E_{C1} + F_{19}(E_{C1} + E_{C2}) + F_{11}^b(E_{C1} + E_{C2} + E_{C3}) - \\ \quad F_{111}E_{C4} - F_{112}(E_{C4} + E_{C5}) - F_{10}^b(E_{C4} + E_{C5} + E_{C6}) \\ V_{BM} = F_{210}E_{C1} + F_{29}(E_{C1} + E_{C2}) + F_{21}^b(E_{C1} + E_{C2} + E_{C3}) - \\ \quad F_{211}E_{C4} - F_{212}(E_{C4} + E_{C5}) - F_{20}^b(E_{C4} + E_{C5} + E_{C6}) \\ V_{CM} = F_{310}E_{C1} + F_{39}(E_{C1} + E_{C2}) + F_{31}^b(E_{C1} + E_{C2} + E_{C3}) - \\ \quad F_{311}E_{C4} - F_{312}(E_{C4} + E_{C5}) - F_{30}^b(E_{C4} + E_{C5} + E_{C6}) \end{cases} \quad (I.57)$$

Le système (I.57) s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{110} + F_{19} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{29} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{39} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C1} + \begin{bmatrix} F_{19} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C3} - \\ \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C4} - \begin{bmatrix} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C5} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C6} \quad (I.58)$$

A partir du système (I.58), on peut conclure que l'onduleur à sept niveaux est équivalent à la mise en série de six onduleurs à deux niveaux, ou de trois onduleurs à trois niveaux, ou encore deux onduleurs à trois niveaux.

Pour $E_{ci} = E_c$ et $i = (1, 2, \dots, 6)$; le système (I.58) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{110} + 2F_{19} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{210} + 2F_{29} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{310} + 2F_{39} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} E_C \quad (I.59)$$

Le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge est :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} F_{110} + F_{19} + F_{11}^b \\ F_{210} + F_{29} + F_{21}^b \\ F_{310} + F_{39} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C1} + \begin{bmatrix} F_{19} + F_{11}^b \\ F_{29} + F_{21}^b \\ F_{39} + F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C2} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} E_{C3} \\ - \begin{bmatrix} F_{111} + F_{112} + F_{10}^b \\ F_{211} + F_{212} + F_{20}^b \\ F_{311} + F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C4} + \begin{bmatrix} F_{112} + F_{10}^b \\ F_{212} + F_{20}^b \\ F_{312} + F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C5} + \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} E_{C6} \end{array} \right\} \quad (I.60)$$

Dans le cas où $E_{ci} = E_c$ ($i = 1, 2, \dots, 6$), le système (I.60) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{110} + 2F_{19} + 3F_{11}^b - F_{111} - 2F_{112} - 3F_{10}^b \\ F_{210} + 2F_{29} + 3F_{21}^b - F_{211} - 2F_{212} - 3F_{20}^b \\ F_{310} + 2F_{39} + 3F_{31}^b - F_{311} - 2F_{312} - 3F_{30}^b \end{bmatrix} E_C \quad (I.61)$$

Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé s'expriment en fonction des courants de la charge i_a , i_b et i_c et au moyen des fonctions de connexion des demi bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_a + F_{21}^b i_b + F_{31}^b i_c \\ i_{d2} = F_{19} i_a + F_{29} i_b + F_{39} i_c \\ i_{d3} = F_{110} i_a + F_{210} i_b + F_{310} i_c \\ i_{d4} = F_{111} i_a + F_{211} i_b + F_{310} i_c \\ i_{d5} = F_{112} i_a + F_{212} i_b + F_{312} i_c \\ i_{d6} = F_{10}^b i_a + F_{20}^b i_b + F_{30}^b i_c \end{cases} \quad (I.62)$$

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

$$i_{d0} = (i_a + i_b + i_c) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} + i_{d5} + i_{d6}) \quad (I.63)$$

I.5.2 Le modèle matriciel

L'onduleur à sept niveaux à structure NPC est équivalent par bras à un convertisseur matriciel à sept interrupteurs idéaux au lieu de douze (Fig.I.7). Les tensions continues d'entrée sont définies telles que :

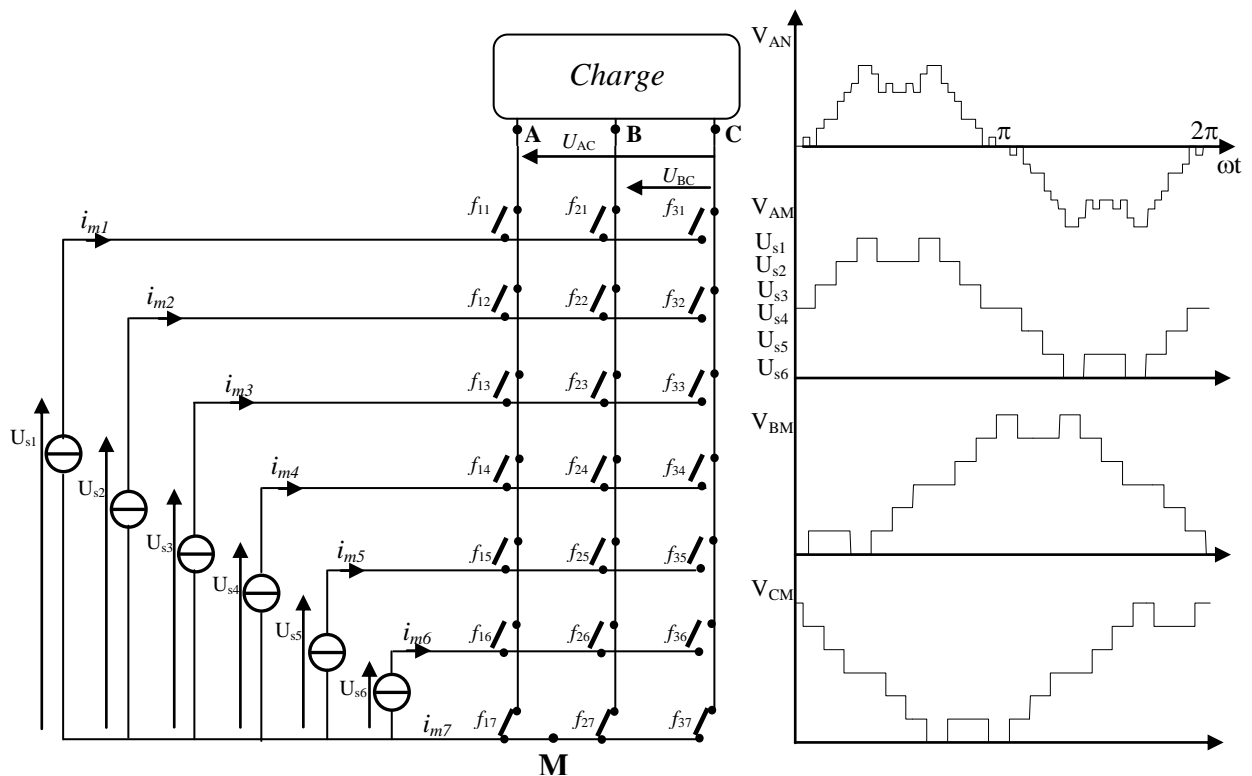


Fig.7. (a) Représentation matricielle de l'onduleur à 7 niveaux

(b) La tension V_{AN} ainsi que les 3 tensions du bras d'un onduleur à 7-niveaux

La structure NPC					La structure Matricielle							
V_{KM}	Fonction de Connexion				Fonction de Connexion							V_{KM}
	F_{11}	F_{12}	F_{13}	F_{14}	f_{k1}	f_{k2}	f_{k3}	f_{k4}	f_{k5}	f_{k6}	f_{k7}	
$3Ec$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	U_{s1}
$2Ec$	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	U_{s2}
Ec	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	U_{s3}
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	U_{s4}
$-Ec$	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	U_{s5}
$-2Ec$	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	U_{s6}
$-3Ec$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	$U_{s7}=0$

Tab.I.6. Les différents niveaux de tension d'un bras avec les fonctions de connexion correspondantes (N=7).

$$\begin{aligned}
U_{s1} &= E_{c1} + E_{c2} + E_{c3} + E_{c4} + E_{c5} + E_{c6} \\
U_{s2} &= E_{c2} + E_{c3} + E_{c4} + E_{c5} + E_{c6} \\
U_{s3} &= E_{c3} + E_{c4} + E_{c5} + E_{c6} \\
U_{s4} &= E_{c4} + E_{c5} + E_{c6} \\
U_{s5} &= E_{c5} + E_{c6} \\
U_{s6} &= E_{c6} \\
U_{s7} &= 0
\end{aligned} \tag{I.64}$$

Le tableau I.6 donne les états des interrupteurs du convertisseur matriciel permettant de fournir les sept niveaux de tension (U_{s1} , U_{s2} , U_{s3} , U_{s4} , U_{s5} , U_{s6} , U_{s7})

Les fonctions de connexion de la structure matricielle équivalente peuvent être reliées à celles de la structure NPC de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{aligned}
f_{k1} &= F_{11}F_{12}F_{13}F_{14} \\
f_{k2} &= F_{11}F_{12}F_{13}\overline{F_{14}} \\
f_{k3} &= F_{11}F_{12}\overline{F_{13}}\overline{F_{14}} \\
f_{k4} &= F_{11}\overline{F_{12}}\overline{F_{13}}\overline{F_{14}} \\
f_{k5} &= \overline{F_{11}}\overline{F_{12}}F_{13}F_{14} \\
f_{k6} &= \overline{F_{11}}\overline{F_{12}}\overline{F_{13}}F_{14}
\end{aligned} \right. \tag{I.65}$$

De la structure matricielle, on peut déterminer les tensions des bras par:

$$\begin{aligned}
V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{12}U_{s2} + f_{13}U_{s3} + f_{14}U_{s4} + f_{15}U_{s5} + f_{16}U_{s6} + f_{17}U_{s7} \\
V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} + f_{23}U_{s3} + f_{24}U_{s4} + f_{25}U_{s5} + f_{26}U_{s6} + f_{27}U_{s7} \\
V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} + f_{33}U_{s3} + f_{34}U_{s4} + f_{35}U_{s5} + f_{36}U_{s6} + f_{37}U_{s7}
\end{aligned} \tag{I.66}$$

Etant donné que $f_{k7} = \overline{f_{11}}\overline{f_{12}}\overline{f_{13}}\overline{f_{14}}\overline{f_{15}}\overline{f_{16}}$ et $U_{s7} = 0$

Par conséquent, il suffit d'écrire:

$$\begin{aligned}
 V_{AM} &= f_{11}U_{s1} + f_{12}U_{s2} + f_{13}U_{s3} + f_{14}U_{s4} + f_{15}U_{s5} + f_{16}U_{s6} \\
 V_{BM} &= f_{21}U_{s1} + f_{22}U_{s2} + f_{23}U_{s3} + f_{24}U_{s4} + f_{25}U_{s5} + f_{26}U_{s6} \\
 V_{CM} &= f_{31}U_{s1} + f_{32}U_{s2} + f_{33}U_{s3} + f_{34}U_{s4} + f_{35}U_{s5} + f_{36}U_{s6}
 \end{aligned} \tag{I.67}$$

Les deux tensions modulées U_{AC} , U_{BC} pour l'onduleur à sept niveaux sont données en fonction des f_{ks} , par :

$$\begin{aligned}
 U_{AC} &= m_{11}U_{s1} + m_{12}U_{s2} + m_{13}U_{s3} + m_{14}U_{s4} + m_{15}U_{s5} + m_{16}U_{s6} \\
 U_{BC} &= m_{21}U_{s1} + m_{22}U_{s2} + m_{23}U_{s3} + m_{24}U_{s4} + m_{25}U_{s5} + m_{26}U_{s6}
 \end{aligned} \tag{I.68}$$

Avec

$$\begin{cases}
 m_{11} = (f_{11} - f_{31}), & m_{21} = (f_{21} - f_{31}) \\
 m_{12} = (f_{12} - f_{32}), & m_{22} = (f_{22} - f_{32}) \\
 m_{13} = (f_{13} - f_{33}), & m_{23} = (f_{23} - f_{33}) \\
 m_{14} = (f_{14} - f_{34}), & m_{24} = (f_{24} - f_{34}) \\
 m_{15} = (f_{15} - f_{35}), & m_{25} = (f_{25} - f_{35}) \\
 m_{16} = (f_{16} - f_{36}), & m_{26} = (f_{26} - f_{36})
 \end{cases} \tag{I.69}$$

Ces tensions peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$U = M^T U_s \tag{I.70}$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} \\ m_{12} & m_{22} \\ m_{13} & m_{23} \\ m_{14} & m_{24} \\ m_{15} & m_{25} \\ m_{16} & m_{26} \\ m_{17} & m_{27} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (f_{11} - f_{31}) & (f_{21} - f_{31}) \\ (f_{12} - f_{32}) & (f_{22} - f_{32}) \\ (f_{13} - f_{33}) & (f_{23} - f_{33}) \\ (f_{14} - f_{34}) & (f_{24} - f_{34}) \\ (f_{15} - f_{35}) & (f_{25} - f_{35}) \\ (f_{16} - f_{36}) & (f_{26} - f_{36}) \\ (f_{17} - f_{37}) & (f_{27} - f_{37}) \end{bmatrix} \tag{I.71}$$

$$U = [U_{AC} \ U_{BC}]^T \text{ et } U_s = [U_{s1} \ U_{s2} \ U_{s3} \ U_{s4} \ U_{s5} \ U_{s6}]^T$$

A partir de la figure I.7, les courants modulés sont exprimés par :

$$\begin{cases} i_{m1} = f_{11} i_a + f_{21} i_b + f_{31} i_c \\ i_{m2} = f_{12} i_a + f_{22} i_b + f_{32} i_c \\ i_{m3} = f_{13} i_a + f_{23} i_b + f_{33} i_c \\ i_{m4} = f_{14} i_a + f_{24} i_b + f_{34} i_c \\ i_{m5} = f_{15} i_a + f_{25} i_b + f_{35} i_c \\ i_{m6} = f_{16} i_a + f_{26} i_b + f_{36} i_c \\ i_{m7} = f_{17} i_a + f_{27} i_b + f_{37} i_c \end{cases} \quad (\text{I.72})$$

L'expression de ces courants en fonction de i_a et i_b est telle que :

$$\begin{cases} i_{m1} = (f_{11} - f_{31}) i_a + (f_{21} - f_{31}) i_b \\ i_{m2} = (f_{12} - f_{32}) i_a + (f_{22} - f_{32}) i_b \\ i_{m3} = (f_{13} - f_{33}) i_a + (f_{23} - f_{33}) i_b \\ i_{m4} = (f_{14} - f_{34}) i_a + (f_{24} - f_{34}) i_b \\ i_{m5} = (f_{15} - f_{35}) i_a + (f_{25} - f_{35}) i_b \\ i_{m6} = (f_{16} - f_{36}) i_a + (f_{26} - f_{36}) i_b \\ i_{m7} = (f_{17} - f_{37}) i_a + (f_{27} - f_{37}) i_b \end{cases} \quad (\text{I.73})$$

En fonction des termes M_{ij} , les équations précédentes prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} i_{m1} = m_{11} i_a + m_{21} i_b \\ i_{m2} = m_{12} i_a + m_{22} i_b \\ i_{m3} = m_{13} i_a + m_{23} i_b \\ i_{m4} = m_{14} i_a + m_{24} i_b \\ i_{m5} = m_{15} i_a + m_{25} i_b \\ i_{m6} = m_{16} i_a + m_{26} i_b \\ i_{m7} = m_{17} i_a + m_{27} i_b \end{cases} \quad (\text{I.74})$$

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par décrire la structure générale de l'onduleur à N niveaux type NPC. Ensuite, nous avons consacré notre étude aux onduleurs à 3, 5 et à 7. Cette étude a permis de déterminer le modèle de fonctionnement de ces trois onduleurs. La modélisation est basée essentiellement sur l'utilisation des fonctions de connexions.

De plus, pour ces trois onduleurs, le modèle matriciel équivalent est établi. Cette équivalence est explicitée par la relation entre les fonctions de connexions pour les différents niveaux.

II.1 Introduction

Cette dernière décennie, les onduleurs multiniveaux ont connu une large application dans l'alimentation des machines tournantes. Leur développement apporte une solution aux problèmes de groupement d'onduleurs à deux niveaux pour les applications de haute tension et de forte puissance. Ces groupements posent le problème de distribution non égale de la tension. En effet, la structure multiniveaux d'onduleur présente l'avantage principal de fournir une tension de meilleure qualité sous des conditions admissibles pour les composants électroniques [Nab 81][Jos 02][Kan 02-a][Rod 02].

Plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées, pour la commande des onduleurs. Les plus connues sont la modulation vectorielle et la triangulo-sinusoidale. Elles permettent de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées en faisant travailler les interrupteurs à des fréquences de commutation assez élevées [Ber 95-a] [Pou 02] [Ima 05] [Yao 07].

Cependant, pour les applications de puissance électrique importante les composants électriques de puissance sont limités en fréquence de commutation. On peut remédier à ce problème en appliquant la stratégie d'élimination des harmoniques adaptée au cas des onduleurs multiniveaux. Ceci permet d'annuler les harmoniques les plus gênants et de contrôler le fondamental avec l'avantage majeur d'une faible fréquence de commutation (Annexe D).

La difficulté principale de l'utilisation de cette MLI réside dans la résolution d'un système d'équations non linéaires pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs électroniques de puissance. Récemment, une nouvelle méthode de résolution de ce système d'équations basée sur le principe de l'élimination d'alytique est proposée pour contourner les limitations des méthodes itératives en outre celle de *Newton-Raphson* [Ken 04][Tol 02][Ang 97s].

Par conséquent, dans ce chapitre est étudié la commande des onduleurs de niveaux 3, 5 et 7 par la stratégie d'élimination d'harmoniques, dont la résolution des systèmes d'équations non linéaires est effectuée par la méthode de l'élimination d'alytique. Une comparaison des solutions obtenues avec celles données par la méthode de *Newton-Raphson* est présentée.

II.2 Commande de l'onduleur à N niveaux par la stratégie d'élimination d'harmoniques

La qualité de la tension délivrée par les onduleurs multiniveaux est directement liée à la stratégie de commande des semi-conducteurs. Il est nécessaire alors de sélectionner la stratégie adéquate selon le domaine d'application, parmi l'ensemble des stratégies existantes de modulation de largeur d'impulsion [Rod 02][Jose 02]. En effet, pour les applications opérant sous haute tension et exigeant des performances de haut niveau, il est indispensable de produire des tensions ayant un faible taux d'harmoniques.

Ceci peut être obtenu en annulant les harmoniques de bas ordre, qui constituent la cause fondamentale de la dégradation du signal à la sortie des convertisseurs statiques[Man 08].

Cet objectif peut être réalisé par la mise en œuvre de la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques adaptée au cas des onduleurs multiniveaux [Dah 10][Ima 07][Ken 04].

II.2.1 Principe de la stratégie

La tension à la sortie des onduleurs multiniveaux est formée de plusieurs créneaux de tension continue, dont les instants de commutation sont calculés directement par la MLI utilisée. Le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à imposer ces instants de sorte que le spectre d'harmonique correspondant soit dépourvu de certain nombre d'harmoniques indésirables [Pat 73].

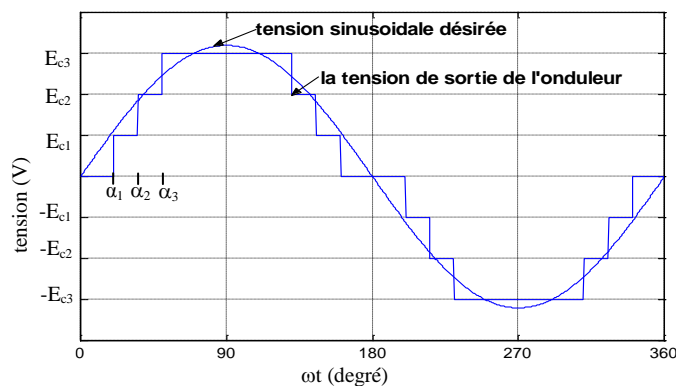


Fig.II.1 . Motif de V_{kM} pour éliminer les harmoniques de rang 5 et 7 dans le cas d'un onduleur à sept niveaux.

En génie électrique, les harmoniques de bas ordre constituent les harmoniques les plus gênants et les plus difficiles à éliminer.

Par ailleurs, la mise en œuvre de cette MLI programmée nécessite d'abord d'imposer un profil de la tension du bras ayant une symétrie par rapport au quart de la période. Ensuite, il faut extraire l'expression générale de l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation α_i en se servant de la série de Fourier. La dernière étape consiste à imposer la valeur du fondamental à sa valeur désirée et annuler certain harmoniques.

Pour un onduleur à N niveaux où N est nécessairement impair pour obtenir le niveau zéro volt, il est possible d'éliminer $(N-3)/2$ harmoniques en utilisant $(N-1)/2$ angles de commutation par quart de période de la tension désirée à la sortie du bras d'onduleur.

II.2.2 Application des séries de Fourier aux onduleurs multiniveaux

Dans ce paragraphe, nous développons en séries de *Fourier* les signaux de tension fournis par les onduleurs multiniveaux. Afin d'extraire les amplitudes des différents harmoniques. Leurs expressions dépendent des angles de commutation qui permettent de déterminer les ordres de commande des interrupteurs.

Comme exemple, nous considérons la forme de la tension représentée à la figure II.1. Cette dernière correspond à l'onduleur à sept niveaux où les deux premiers harmoniques impairs peuvent être éliminés. Le signal illustré est impaire et il présente une symétrie par rapport au quart de la période, de ce fait seul subsistent dans la série les termes impairs en sinus.

De plus, la décomposition en série de Fourier peut se faire, sur le quart de la période.

On note que les caractéristiques de ce signal sont identiques pour toutes les formes étudiées dans cette thèse. L'expression générale de la série de *Fourier* se traduit alors par:

$$\left\{ \begin{array}{ll} a_0 = 0 & \\ a_n = 0 & \text{Pour tous les } n \\ b_n = 0 & \text{Pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} V_{km}(t) \sin(2\pi n f_0 t) dt & \text{Pour } n \text{ impair} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

Le développement de la relation (II.1) pour le signal de la forme illustrée à la figure II.1, donne :

D'où

$$b_n = \frac{4E_c}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\omega t) dt(\omega t) + 2 \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \sin(n\omega t) dt(\omega t) + 3 \int_{\alpha_3}^{\pi/2} \sin(n\omega t) dt(\omega t) \right] \quad (\text{II.2})$$

Où les paramètres $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ représentent les angles de commutation.

Après l'intégration, l'équation (II.2) devient :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E_c [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)] \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3), n'est valable que pour trois angles de commutation, et Pour un plus grand nombre, d'autres termes en sinus doivent être ajoutés à l'expression (II.2). Il faut noter que ce développement en séries de Fourier reste valable si le signal comporte un nombre quelconque c d'angles de commutation sur le $\frac{1}{4}$ de la période.

Ainsi, pour un signal $V_{KM}(t)$ défini par morceau par des échelons on a sur $\frac{1}{4}$ de période:

Dans l'intervalle 1, $\omega t \in [\alpha_1, \alpha_2]$, la tension $V_{km}(t)$ est au niveau de tension β_1 ; $V_{km}(t) = \beta_1$.

Dans l'intervalle 2, $\omega t \in [\alpha_2, \alpha_3]$, la tension $V_{km}(t)$ est au niveau de tension β_2 ; $V_{km}(t) = \beta_2$.

⋮

Dans l'intervalle i , $\omega t \in [\alpha_i, \alpha_{i+1}]$, la tension $V_{km}(t)$ est au niveau de tension β_i ; $V_{km}(t) = \beta_i$.

⋮

Dernier intervalle c , $\omega t \in [\alpha_c, \pi/2]$, la tension $V_{km}(t)$ est au niveau de tension β_c ; $V_{km}(t) = \beta_c$.

(II.4)

Dans ce cas le terme b_n d'écrit :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \beta_1 \sin(n, \omega t) d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \beta_2 \sin(n\omega t) d\omega t + \dots + \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \beta_i \sin(n\omega t) d\omega t \right. \\ \left. + \dots + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(n\omega t) d\omega t \right] \quad (\text{II.5})$$

Ou encore sous la forme compacte :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \left\{ \left(\sum_{i=1}^{(c-1)} \beta_i \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \sin(n\omega t) d\omega t \right) + \int_{\alpha_c}^{\pi/2} \beta_c \sin(n\omega t) d\omega t \right\} \quad (\text{II.6})$$

En effectuant l'intégrale, l'équation (II.2) en fonction de β_i devient :

$$\beta_i = \beta'_i E_c, \beta'_i \in [0 \dots N_a] \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{aligned} \beta_{i-1} &= \beta_i - E_c = \beta'_i E_c - E_c, \\ &= (\beta'_i - 1)E_c \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

$$\lambda_i = \beta_i - \beta_{i-1} = \beta'_i E_c - (\beta'_i - 1)E_c = E_c \quad (\text{II.16})$$

$$\lambda_i = \lambda'_i E_c, \lambda'_i = 1, \forall i \in [1, c] \quad (\text{II.17})$$

Avec $N_a = (N-1)/2$;

et b_n se réduit à :

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \quad (\text{II.18})$$

- Dans le cas où l'onde de tension est définie sur $1/4 T$ par des créneaux de niveau multiple de E_c mais dont la représentation est irrégulière sur le $1/4$ de période (Fig.II.2 et Tab.II.1).

$$\begin{cases} \beta_i = \beta'_i E_c, \beta'_i \in [0, N_a] \\ \beta_{(i-1)} = \beta'_{(i-1)} E_c \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$\lambda_i = (\beta'_i - \beta'_{(i-1)})E_c = \lambda'_i E_c, \quad \lambda'_i = \beta'_i - \beta'_{(i-1)} \quad (\text{II.20})$$

$$b_n = \frac{4E_c}{n\pi} \sum_{i=1}^c \lambda'_i \cos(n\alpha_i) \quad (\text{II.21})$$

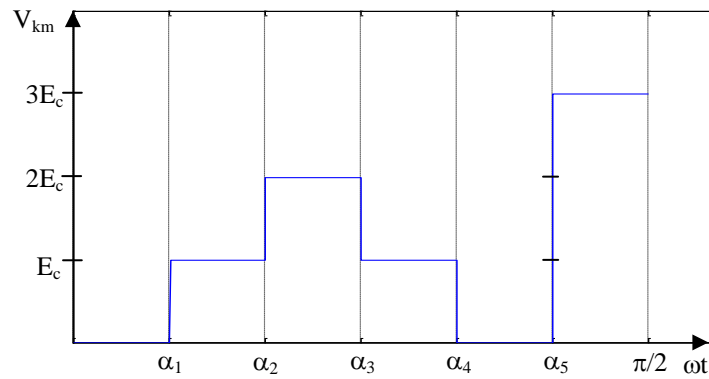


Fig.II.2. Forme de la tension sur une demi-période d'un bras d'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier

i	0	1	2	3	4	5
β'_i	0	E_c	$2E_c$	E_c	0	$3E_c$
λ'_i	0	1	1	-1	-1	3

Tab.II.1. Valeurs des coefficients β'_i et λ'_i

- Le cas le plus général correspond à un signal de tension dont les créneaux par intervalle sont de niveaux quelconque (Fig.II.3 et Tab.II.2)

On note

$$\beta_i = E_{ci} \text{ et } \lambda_i = E_{ci} - E_{c(i-1)} \tag{II.22}$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^n (E_{ci} - E_{c(i-1)}) \cos(n\alpha_i) \tag{II.23}$$

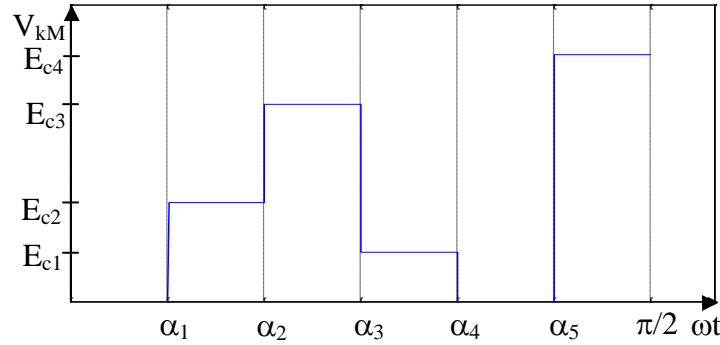


Fig.II.3. Forme de la tension sur une demi-période d'un bras d'onduleur à sept niveaux à pas irrégulier (les tensions E_c différentes).

i	0	1	2	3	4	5
β'_i	0	E_{c1}	E_{c2}	E_{c3}	0	E_{c4}
λ'_i	0	1	$E_{c2}-E_{c1}$	$E_{c3}-E_{c2}$	$0-E_{c3}$	$E_{c4}-0$

Tab.II.2. Valeurs des coefficients β'_i et λ'_i

Dans notre étude, l'écart entre deux niveaux consécutifs λ_i est régulier (Fig.II.1). Ce qui revient à exploiter les relations de (II.1) à (II.13) du premier cas, d'où l'expression de b_n :

$$b_n = \frac{4}{\pi} E_c [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \tag{II.24}$$

On note que pour les différents rangs d'harmoniques, il suffit de remplacer n par le nombre impair correspondant à l'harmonique :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4E_c}{\pi} [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] \\ b_5 = \frac{4E_c}{\pi 5} [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] \\ \vdots \\ b_n = \frac{4E_c}{\pi n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

Dans le cas des onduleurs triphasés avec récepteur à neutre isolé, les tensions simples et composées ne contiennent pas l'harmoniques trois et ses multiples.

De ce fait, les harmoniques 3 et multiples de 3 sont omises lors de la décomposition en série de Fourier de la tension $V_{KM}(t)$ d'un bras k de l'onduleur. En tenant compte de II.24 celle-ci est donnée par :

$$V_{KM}(t) = \frac{4E_c}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] \sin(\omega t) \right\} \quad (\text{II.26})$$

Ce développement permet de déterminer les angles α_i qui annulent les $(c-1)$ harmoniques (rang 5, 7, 11, ...) et tout en assurant un contrôle du fondamental. Ceci revient à résoudre le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} b_1 = \frac{4E_c}{\pi} [\lambda'_1 \cos(\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(\alpha_c)] = V_{\max}^* \\ b_5 = \frac{4E_c}{\pi 5} [\lambda'_1 \cos(5\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(5\alpha_c)] = 0 \\ \vdots \\ b_n = \frac{4E_c}{\pi n} [\lambda'_1 \cos(n\alpha_1) + \lambda'_2 \cos(n\alpha_2) + \dots + \lambda'_c \cos(n\alpha_c)] = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

Le système II.27 est un système algébrique non linéaire comportant c équations à c inconnues. Le prochain paragraphe traitera la résolution du système II.27 par la méthode d'élimination dyalytique.

Pour l'exemple de la figure II.1, et en utilisant le système (II.27) les paramètres c , n et λ'_i prennent respectivement les valeurs suivante : 3, (1, 5, 7) et [+1, +1, +1]. Ce qui conduit à la résolution du système suivant en fonction de r :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{3r\pi}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

On pose :

$$m = \frac{3r\pi}{4} \quad (\text{II.29})$$

En fonction de m le système se réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

L'expression du taux de modulation est donnée par :

$$r = \frac{2V_{max}}{(N-1)E_c} \quad (\text{II.31})$$

Où N est le nombre de niveau de l'onduleur.

II.3. RESOLUTION DES SYSTEMES D'EQUATIONS NON LINEAIRES

L'implémentation de cette MLI repose essentiellement sur la résolution du système d'équations non linéaires à fonctions trigonométriques, dont la complexité s'accroît avec le nombre de niveau de l'onduleur et le nombre d'harmoniques à éliminer. De plus, les systèmes non linéaires peuvent exhiber de fortes instabilités numériques, et leur résolution peut s'avérer délicate. La méthode de *Newton-Raphson* est la méthode itérative la plus connue pour résoudre ce genre d'équations.

Néanmoins, cette méthode exige une initialisation très proche de la solution recherchée, ce qui nécessite d'avoir une idée du résultat recherché. Chose qui n'est pas toujours possible et parfois impossible surtout pour les systèmes mal connus. Pour palier à cette contrainte, une autre approche est préconisée dans cette étude. Il s'agit d'utiliser une méthode de résolution basée sur la procédure de l'élimination d'Al-Khwarizmi, appelée aussi méthode de Sylvester, et les polynômes symétriques [Ang 97][Ken 04][Chan 03]. Cette dernière a été appliquée pour la première fois aux onduleurs multiniveaux en 2002 [Cha 02]. Cette technique permet la détermination de toutes les solutions possibles d'un système non

linéaire, sans aucune initialisation au préalable. Ce qui ne peut pas être obtenu par les méthodes itératives.

II.3.1 Principe de l'élimination dyalitique

Le principe de la méthode d'élimination dyalitique est basé sur la transformation d'un système d'équations trigonométriques non linéaires à plusieurs inconnues à un système polynômial d'une seule inconnue par un changement de variables approprié [Ang 97][Ken 04]. Nous illustrons les étapes de la méthode à travers la résolution du système (II.30).

En premier lieu est effectué le changement de variable suivant relatif au système II.33 :

$$x_1 = \cos(\alpha_1) \quad x_2 = \cos(\alpha_2) \quad x_3 = \cos(\alpha_3) \quad (\text{II.32})$$

De plus, les termes en cosinus sont décomposés tels que :

$$\cos(5\alpha_i) = 5\cos(\alpha_i) - 20\cos^3(\alpha_i) + 16\cos^5(\alpha_i) \quad (\text{II.33})$$

$$\cos(7\alpha_i) = -7\cos(\alpha_i) + 56\cos^3(\alpha_i) - 112\cos^5(\alpha_i) + 64\cos^7(\alpha_i)$$

En utilisant les relations II.32 et II.33 le système (II.30) prend la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} p_1(x_1, x_2, x_3) = x_1 + x_2 + x_3 - m = 0 & (\text{II.34.a}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} p_5(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 (5x_i - 20x_i^3 + 16x_i^5) = 0 & (\text{II.34.b}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} p_7(x_1, x_2, x_3) = \sum_{i=1}^3 (-7x_i + 56x_i^3 - 112x_i^5 + 64x_i^7) = 0 & (\text{II.34.c}) \end{cases}$$

Par ailleurs, les solutions x_i ($i = 1, 2, 3$) doivent vérifier la condition suivante :

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 < \frac{\pi}{2}. \quad \text{D'où} \quad 0 \leq x_3 \leq x_2 \leq x_1 \leq 1 \quad (\text{II.35})$$

De l'équation II.34.a x_1 est exprimé en fonction des autres variables :

$$x_1 = m - x_2 - x_3 \quad (\text{II.36})$$

En se servant de l'équation II.36, P_5 et P_7 deviennent :

$$P_5(x_2, x_3) = (5(m - x_2 - x_3) - 20(m - x_2 - x_3)^3 + 16(m - x_2 - x_3)^5) + (5x_2 - 20x_2^3 + 16x_2^5) + (5x_3 - 20x_3^3 + 16x_3^5) = 0 \quad (\text{II.37})$$

$$P_7(x_2, x_3) = (-7(m - x_2 - x_3) + 56(m - x_2 - x_3)^3 - 112(m - x_2 - x_3)^5 + 64(m - x_2 - x_3)^7) + (-7x_2 + 56x_2^3 - 112x_2^5 + 64x_2^7) + (-7x_3 + 56x_3^3 - 112x_3^5 + 64x_3^7) = 0 \quad (\text{II.38})$$

On répète la même procédure pour éliminer x_2 en exploitant P_5 et P_7 . Cette étape est réalisée par le logiciel *MATEMATICA*. En effet, la résultante des deux polynômes P_5 et P_7 est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
res(x_3) = & (6125m^2 - 49000m^4 + 137200m^6 - 179200m^8 + 116480m^{10} - 35840m^{12} + 4096m^{14}) \\
& + (-18375m + 269500m^3 - 1019200m^5 + 1691200m^7 - 1361920m^9 + 501760m^{11} - 65536m^{13})x_3 \\
& + (12250 - 588000m^2 + 3234000m^4 - 7156800m^6 + 7293440m^8 - 3261440m^{10} + 491520m^{12})x_3^2 \\
& + (637000m - 7582000m^3 + 17875200m^5 - 23385600m^7 + 12902400m^9 - 2293760m^{11})x_3^3 \\
& + (269500 + 6370000m^2 - 28694400m^4 + 49324800m^6 + 34298880m^8 + 7454720m^{10})x_3^4 \\
& + (-4410000m + 30184000m^3 - 71500800m^5 + 63974400m^7 - 17776640m^9)x_3^5 \\
& + (1470000 - 20776000m^2 + 72441600m^4 - 84940800m^6 + 31539200m^8)x_3^6 \\
& + (9800000m - 50176000m^3 + 80281600m^5 - 40857600m^7)x_3^7 \\
& + (-2744000 + 21952000m^2 - 53939200m^4 + 36556800m^6)x_3^8 \\
& + (6272000m + 25088000m^3 - 20070400m^5)x_3^9 \\
& + (1568000 - 6272000m^2 + 5017600m^4)x_3^{10}
\end{aligned} \tag{II.39}$$

La résultante obtenue est en fonction d'une seule variable de degré 10. Pour sa résolution est utilisé le logiciel *MATLAB*. Le calcul de x_3 permet la détermination des deux autres variables x_2 et x_1 , par conséquent α_1 , α_2 et α_3 .

Le méthode d'élimination dialytique se résume à cinq étapes définies comme suit [Ken 04]:

- 1- Pour une valeur donnée de m , résoudre l'équation $Res(x_3)=0$ et ne garder que les solutions vérifiant $0 \leq \text{Re}(x_3) \leq 1$; où Re est la partie réelle de la solution complexe ;
- 2- Pour chaque valeur des solutions obtenues de x_3 , résoudre l'équation $P_5(x_2, x_3)=0$; où l'inconnue est x_2 et ne garder que les solutions qui satisfassent $0 \leq \text{Re}(x_3) \leq \text{Re}(x_2) \leq 1$;
- 3- Pour chaque valeur des solutions trouvées en 2, calculer x_1 de l'équation II.39 et ne garder que les solutions pour lesquelles $0 \leq \text{Re}(x_3) \leq \text{Re}(x_2) \leq \text{Re}(x_1) \leq 1$;
- 4- En utilisant les racines de x_1 , x_2 et x_3 dénotés x_{1t} , x_{2t} et x_{3t} calculé instantanément:

$$\sqrt{\left(\frac{P_5(x_{1t}, x_{2t}, x_{3t})}{5}\right)^2 + \left(\frac{P_7(x_{1t}, x_{2t}, x_{3t})}{7}\right)^2} \leq \xi$$

- 5- Si le résultat de la racine est inférieur à une certaine valeur introduite ξ , les angles de commutation sont calculés par :

$$\{(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)\} = \{\cos^{-1}(\hat{x}_1), \cos^{-1}(\hat{x}_2), \cos^{-1}(\hat{x}_3)\}$$

Cette procédure peut être généralisée à un système de plusieurs équations et plusieurs inconnus. Néanmoins, en augmentant les équations, la résolution et le développement deviennent plus compliqués. De ce fait, l'introduction d'une autre simplification mathématique permettant de réduire le degré de l'équation résultante s'impose. Ceci peut être réalisé, en exploitant la méthode des polynômes symétriques.

II.3.2 Méthode des polynômes symétriques

Les systèmes d'équation non-linéaires correspondants à l'élimination de c harmoniques pour l'onduleur de N niveaux, peuvent être résolus par la méthode d'élimination dyalytique. Cependant, plus le nombre d'harmoniques à éliminer augmente plus le degré de l'équation résultante finale augmente, ce qui complique par la suite le calcul des inconnus.

La procédure des polynômes symétriques consiste à transformer l'ensemble des polynômes à un autre ensemble de degré inférieur en effectuant un changement de variable adéquat.

L'application de cette méthode mathématique au système II.36, nous amène à imposer le 2^{ème} changement de variable :

$$\begin{cases} s_1 = x_1 + x_2 + x_3 \\ s_2 = x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3 \\ s_3 = x_1x_2x_3 \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Où les termes S_1 , S_2 et S_3 sont dit polynômes symétriques élémentaires.

De la condition II.35, les variables S_i vérifient les conditions:

$$0 \leq S_1 \leq 3, \quad 0 \leq S_2 \leq 3 \quad \text{et} \quad 0 \leq S_3 \leq 1 \quad (\text{II.41})$$

En exploitant les variables S_i , le système II.34, prend la forme ci-dessous :

$$P_1(s_1) = s_1 - m = 0 \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{aligned} P_5(s_1, s_2, s_3) = 5s_1 - 20s_1^3 + 16s_1^5 + 60s_1s_2 - 80s_1^3s_2 + 80s_1s_2^2 - 60s_3 + 80s_1^2s_3 \\ - 80s_2s_3 = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

$$\begin{aligned}
P_7(s_1, s_2, s_3) = & -7s_1 + 56s_1^3 - 112s_1^5 + 64s_1^7 - 168s_1s_2 + 560s_1^3s_2 - 448s_1^5s_2 \\
& - 560s_1s_2^2 + 896s_1^3s_2^2 - 448s_1s_2^3 + 168s_3 - 560s_1^2s_3 + 448s_1^4s_3 \quad (\text{II.44}) \\
& + 560s_2s_3 - 1344s_1^2s_2s_3 + 448s_2^2s_3 + 448s_1s_3^2 = 0
\end{aligned}$$

De $P_1(S_1)$, on a $S_1=m$. On remplace S_1 par m dans $P_5(S_1, S_2, S_3)$ et $P_7(S_1, S_2, S_3)$ on obtient:

$$\begin{aligned}
P_5(s_2, s_3) = & 5m - 20m^3 + 16m^5 + 60ms_2 - 80m^3s_2 + 80ms_2^2 - 60s_3 + 80m^2s_3 \\
& - 80s_2s_3 = 0 \quad (\text{II.45})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_7(s_2, s_3) = & -7m + 56m^3 - 112m^5 + 64m^7 - 168ms_2 + 560m^3s_2 - 448m^5s_2 - 560m^2s_2^2 \\
& + 896m^3s_2^2 - 448ms_2^3 + 168s_3 - 560m^2s_3 + 448m^4s_3 + 560s_2s_3 - 1344m^2s_2s_3 \\
& + 448s_2^2s_3 + 448ms_3^2 = 0 \quad (\text{II.46})
\end{aligned}$$

Après l'élimination de S_1 , on procède de la même manière pour éliminer S_3 . La nouvelle équation résultante n'est en fonction que de S_2 :

$$\begin{aligned}
res(s_2) = & (-1575 + 9800m^2 - 24080m^4 + 28160m^6 - 15360m^8 + 3072m^{10}) \\
& + (-10500 + 5600m^2 - 103040m^4 + 78080m^6 - 20480m^8)s_2 \\
& + (-19600 + 89600m^2 - 116480m^4 + 46080m^6)s_2^2 \\
& + (-11200 + 44800m^2 - 35840m^4)s_2^3 = 0 \quad (\text{II.47})
\end{aligned}$$

A la fin de l'opération on aboutit à une seule équation non linéaire d'une seule variable S_2 et de degré 3. Sa résolution permet la détermination de S_2 puis S_1 et S_3 à partir de II.45 et II.48.

Ensuite, x_1 , x_2 et x_3 sont déterminés en réécrivant les équations du système II.40 sous la forme :

$$f_1(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_1 - (x_1 + x_2 + x_3) \quad (\text{II.48})$$

$$f_2(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_2 - (x_1x_2 + x_1x_3 + x_2x_3) \quad (\text{II.49})$$

$$f_3(x_1, x_2, x_3) = 0 = s_3 - (x_1x_2x_3) \quad (\text{II.50})$$

A ce stade de calcul, la méthode d'élimination dyalytique est réappliquée pour calculer la résultante finale du système (II.48-II.50).

De la 1^{ère} équation, on exprime x_1 et on le remplace dans les deux f_2 et f_3 pour obtenir $g_1(x_2, x_3)$ et $g_2(x_2, x_3)$:

$$g_1(x_2, x_3) = -s_2 + s_1x_2 - x_2^2 + s_1x_3 - x_2x_3 - x_3^2 \quad (\text{II.51})$$

$$g_2(x_2, x_3) = -s_3 + s_1x_2x_3 - x_2^2x_3 - x_2x_3^2 \quad (\text{II.52})$$

Par la suite, on élimine x_2 pour calculer la résultante de g_1 et g_2 . Après factorisation on obtient l'équation résultante suivante :

$$h(x_3) = s_3 - s_2x_3 + s_1x_3^2 - x_3^3 \quad (\text{II.53})$$

Il est maintenant possible de commencer le processus de la recherche des angles α_i qui comprend 9 étapes :

- 1- Poser $s_1 = m$;
- 2- Résoudre la résultante $res(s_2) = 0$ et ne garder que les parties réelles des solutions pour les quelles $0 \leq Re(s_2) \leq 3$;
- 3- Déterminer S_3 de $p_5(s_2, s_3) = 0$ et ne garder que les solutions pour les quelles $0 \leq Re(s_3) \leq 1$.
- 4- Pour chaque valeur obtenue de (S_2, S_3) résoudre la résultante $h(x_3) = 0$ et ne garder que les solutions pour lesquelles $0 \leq Re(x_3) \leq 1$;
- 5- Pour chaque valeur de S_1 et S_2 résoudre le polynôme $g_1(x_2, x_3) = 0$ et ne garder que les racines pour lesquelles $0 \leq Re(x_3) \leq Re(x_2) \leq 1$;
- 6- Déterminer x_1 de l'équation $(m - x_2 - x_3)$ et ne garder que les solutions pour lesquelles $0 \leq Re(x_3) \leq Re(x_2) \leq Re(x_1) \leq 1$
- 7- Pour chaque valeur de m , utiliser seulement les parties réelles de x_1, x_2 et x_3 qu'on notera $\{\{\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3\}\}$
- 8- Calculer instantanément l'erreur définie par:

$$\sqrt{\left(\frac{P_5(x_{1t}, x_{2t}, x_{3t})}{5}\right)^2 + \left(\frac{P_7(x_{1t}, x_{2t}, x_{3t})}{7}\right)^2}$$

- 9- Si l'erreur est inférieure à une certaine précision souhaitée déduire les angles de commutation par :

$$\{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\} = \{\cos^{-1}(\hat{x}_1), \cos^{-1}(\hat{x}_2), \cos^{-1}(\hat{x}_3)\}$$

L'introduction des polynômes symétriques a permis de réduire le degré de la résultante des trois polynômes du système II.35 de dix (éq.II.40) à trois (éq.II.47).

N.B. Pour l'onduleur à trois niveaux, la méthode de *Newton-Raphson* est suffisante pour déterminer toutes les solutions possibles des systèmes correspondants aux cas étudiés.

II.4 Application de la stratégie d'élimination d'harmoniques à l'onduleur à trois niveaux

L'application de la stratégie d'élimination d'harmoniques à l'onduleur à trois niveaux, nécessite d'imposer, au préalable, un profil à la tension délivrée par chaque bras dont la forme dépend du nombre d'harmoniques à éliminer.

Comme l'onduleur à trois niveaux produit trois niveaux de tension par période (E_c , 0 , $-E_c$), deux angles d'amorçage au minimum sont nécessaires. Ceci revient à éliminer le 1^{er} harmonique impaire d'ordre 5 et imposer le fondamental à sa valeur désirée.

Pour cet onduleur, il est possible d'éliminer l'harmonique de rang 5 jusqu'au rang 13, si le profil imposé de la tension V_{KM} est celui représenté à la figure II.4.

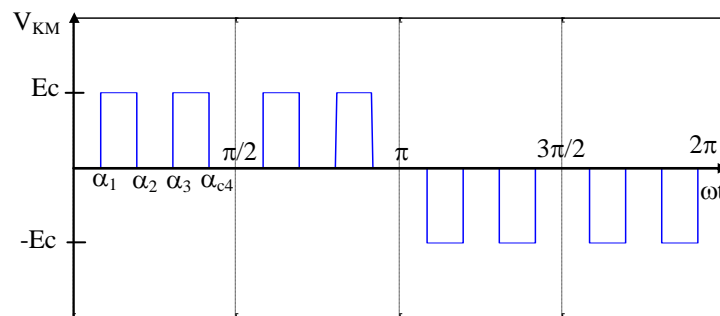


Fig.II.4. Tensions de sortie de la phase k par rapport au point milieu M d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

Vue la forme de l'onde imposée, il n'est nécessaire d'éliminer que les harmoniques de rang impairs non multiple de trois. On se propose de déterminer les angles de commutation pour éliminer les harmoniques du 5^{ème} rang au $n^{\text{ème}}$ rang où $n=(5,7,11 \text{ et } 13)$. Ceci conduit à étudier les 4 cas suivants :

Cas 1 : Elimination d'un seul harmonique 5 (H5) ;

Cas 2 : Elimination des deux harmoniques 5 et 7 (H5-H7) ;

Cas 3 : Elimination des harmoniques de 5^{ème} jusqu'au 11^{ème} (H5-H11) ;

Cas 4 : Elimination des harmoniques de 5^{ème} jusqu'au 13^{ème} (H5-H13) ;

Ceci conduit à résoudre tour à tour les 4 systèmes d'équations algébriques non linéaires suivants :

Cas de $N=3$, H5

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

Cas de $N=3$, (H5-H7)

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Cas de $N=3$, (H5-H11)

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Cas de $N=3$, (H5-H13)

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0 \\ \cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

$$\text{Avec } m = \frac{r\pi}{4}$$

II.4.1 Résultats de simulation et interprétations

Nous considérons que l'onduleur est alimenté par une tension continue et constante E_s de 800 V.

Nous procédons à la résolution des systèmes H5 à H5-H13 dépendant du paramètre r en utilisant la méthode itérative de *Newton-Raphson*.

Pour chaque cas étudié la solution donnant les angles de commutation est à la figure (a). Il apparaît que les deux systèmes correspondants aux cas H5 et H5-H7 n'admettent pas de solution pour $r > 0.86$ et $r > 0.8$. Pour les autres cas les systèmes possèdent des solutions pour toutes les valeurs de r .

L'évolution du fondamental en fonction de r est représentée à la figure (b). Cette courbe est pratiquement une droite avec une pente unitaire. Donc on peut conclure que le fondamental suit la référence sinusoïdale pour tous les cas présentés à l'étude.

Par ailleurs, les harmoniques éliminés sont nuls pour tous cas étudiés, chose confirmée par la figure II.9 donnant l'amplitude de ces harmoniques qui est de l'ordre de 10^{-3} (H5-H13). Ce qui montre l'efficacité de cette stratégie de commande pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons représenté la tension d'un bras d'onduleur, la tension d'une phase et son spectre à la figure II.10 pour $r=0.8$ et H5-H13.

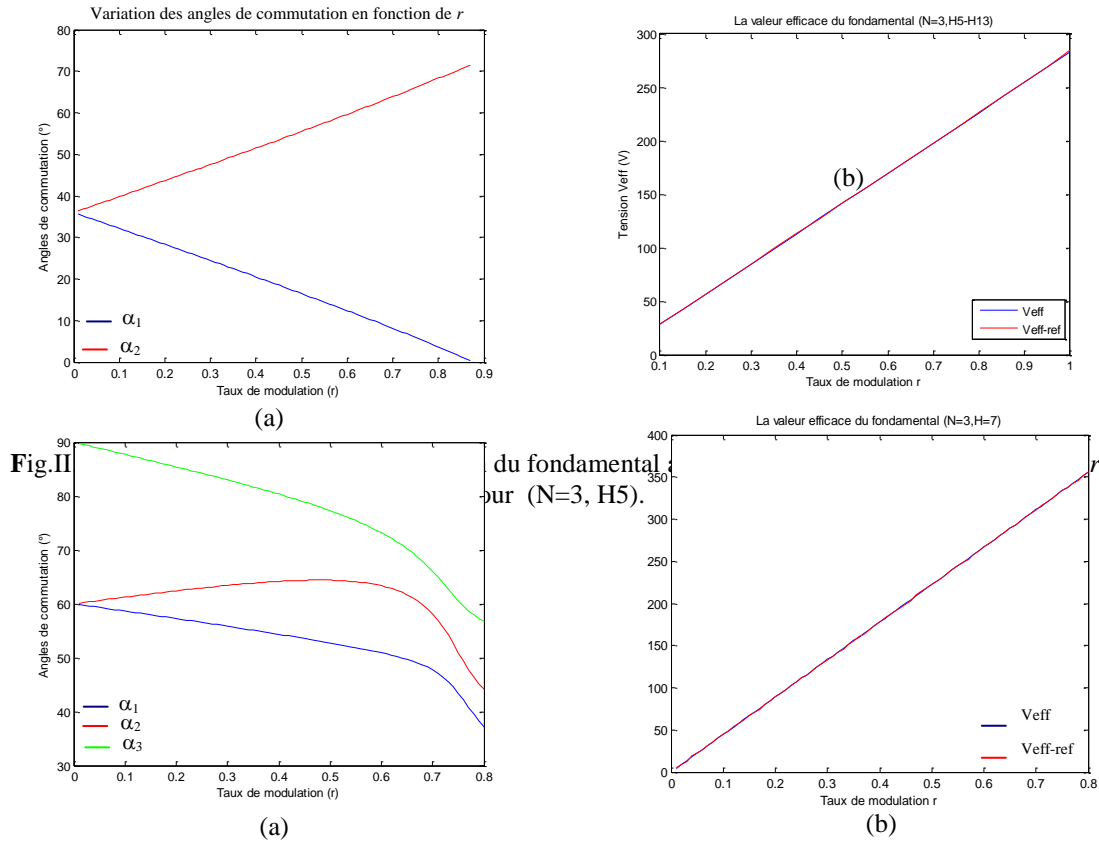


Fig.II.6. Angles de commutation et variation du fondamental avec sa valeur efficace en fonction de r pour (N=3, H5-H7).

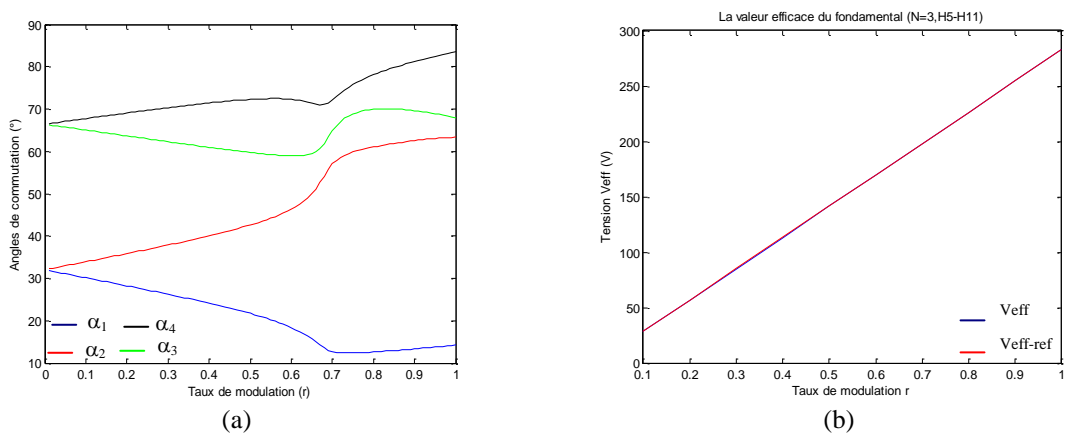


Fig.II.7. Angles de commutation et variation du fondamental avec sa valeur efficace en fonction de r pour (N=3, H5-H11).

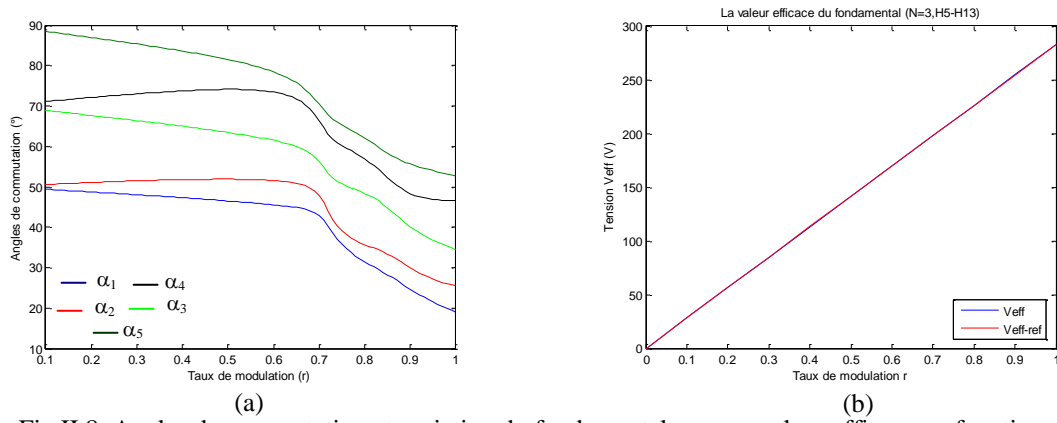


Fig.II.8. Angles de commutation et variation du fondamental avec sa valeur efficace en fonction de r pour (N=3, H5-H13).

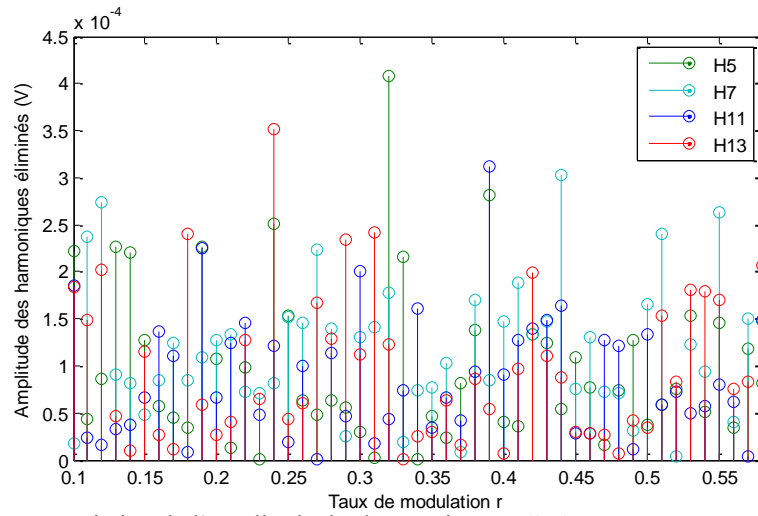


Fig.II.9. Variation de l'amplitude des harmoniques éliminés pour (N=3, H5-H13).

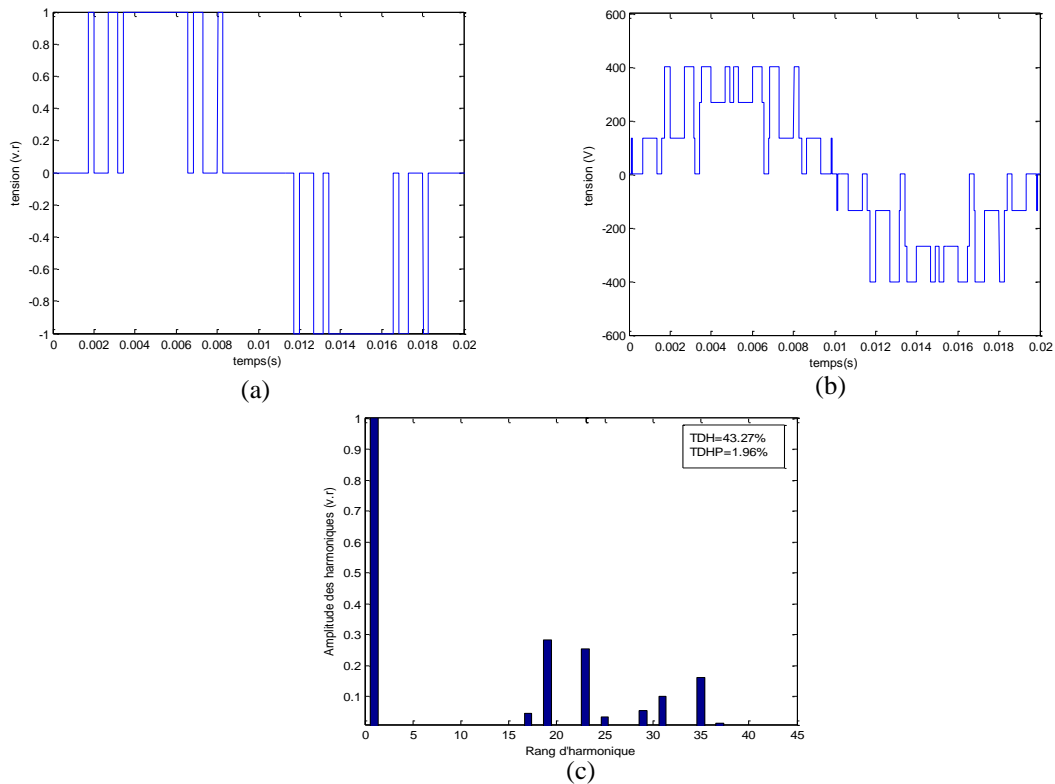


Fig.II.10. La tension du bras (a), Tension simple (b) et le spectre d'harmoniques (c) pour (N=3, H5-H13, $r=0.8$).

II.5 Application de l'élimination dyalitique et les polynômes symétrique aux onduleurs multiniveaux

II.5.1 Onduleur à cinq niveaux

Si la demi-alternance positive de la tension est formée des seuls niveaux $(0, E_c, 2E_c)$ en forme d'escalier ascendant (Fig.II.11.a), il faut nécessairement deux angles de commutation $(\alpha_1$ et $\alpha_2)$. Ceci conduit à éliminer le seul harmonique de rang 5 (H5). Si on désire éliminer un plus grand nombre d'harmonique, le profil de la tension doit être d'une forme autre que celle d'un escalier ascendant sur le 1^{er} quart de période. Aussi, pour éliminer l'harmonique de rang 5 et de rang 7 (H5-H7), on adopte la forme donnée à la figure II.11.b et la forme de la figure II.18.c est utilisée pour éliminer les harmoniques de rang 5 au rang 11 (H5-H11).

En utilisant l'expression générale II.26 de l'amplitude des harmoniques, les équations non linéaires en fonction de m , relatives aux trois cas étudiés sont alors:

Cas de $N=5$ et H5 :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) = m \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Cas de $N=5$ et H5-H7 :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) = m \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Cas de $N=5$ et H5-H11 :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) = m \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

$$\text{Avec } m = \frac{r\pi}{2}$$

Il est clair que les systèmes correspondent à l'annulation des harmoniques de rang 5, 7 et 11 avec un fondamental imposé à sa valeur désirée. De plus, les trois systèmes sont non linéaires à fonctions trigonométriques.

La détermination des angles α_i est réalisée d'abord par la méthode de *Newton-Raphson* et ensuite par la méthode basée sur l'élimination dyalitique et les polynômes symétriques.

Les solutions obtenues apparaissent aux figures II.12, II.13 et II.14 pour les trois cas étudiés. Afin de confirmer la validité des solutions obtenues, un test est effectué pour $r = 0.8$. La tension simple de la phase 1 ainsi que son spectre d'harmoniques sont illustrés à la figure II.15 pour le cas H5-H11.

La figure II.17 donne la variation du fondamental obtenu avec sa valeur désirée en fonction du taux de modulation r pour le cas de H5-H11.

La variation des amplitudes des harmoniques éliminés est présentée sur la figure II.16.

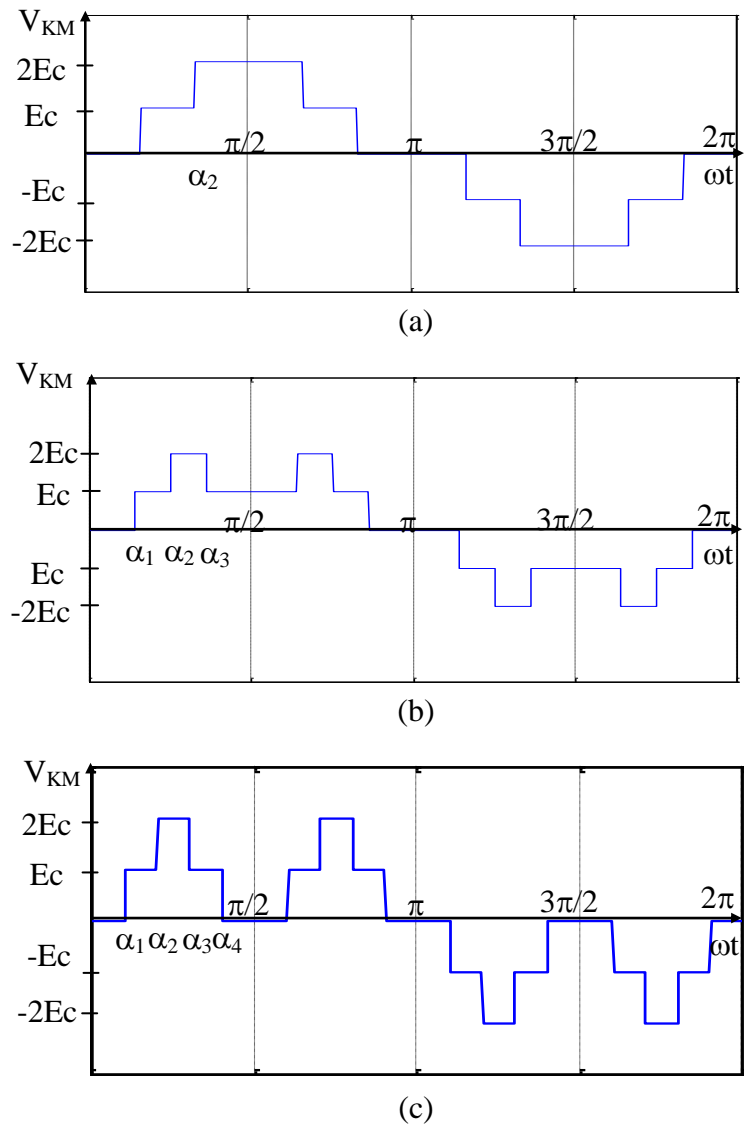


Fig.II.11. Tension de sortie d'un bras par rapport au point M d'un onduleur triphasé à 5 niveaux. **a.** H5, **b.** H5-H7 et **c.** H5-H11

Des figures II.12, II.13 et II.14, nous constatons :

- Dans le cas où ($H=5$), le système d'équation correspondant admet des solutions dans l'intervalle $0.38 \leq r \leq 1$. De plus, pour r compris entre 0.62 et 0.74 quelque solutions doubles existent. Par contre avec la méthode *Newton-Raphson*, nous n'avons aucune solution double et les solutions uniques ont été trouvées dans un intervalle un peu plus rétrécit (plus réduit) 0.38-0.969.
- Dans le cas de H5-H7, des solutions existent pour r variant dans l'intervalle $[0.526 \ 0.969]$ avec :
 - des solutions uniques pour $0.526 \leq r \leq 0.643$ et $0.764 \leq r \leq 0.969$;
 - des doubles solutions pour $0.728 \leq r \leq 0.764$;
 - des triples solutions pour $0.643 \leq r \leq 0.728$;

En revanche, la méthode de *Newton-Raphson* n'a donné que des solutions uniques et dans un intervalle beaucoup plus réduit ($0.526 \leq r \leq 0.72$).

- ✓ Pour le cas H5-H11, les solutions existent dans l'intervalle $0.35 \leq r \leq 0.92$ avec quelques doubles solutions pour r compris entre 0.64 et 0.73. Les solutions obtenues par la méthode itérative n'existent que dans un intervalle de variation de r plus réduit ($0.353 \leq r \leq 0.703$) et sans aucune double solution.

Pour les valeurs de r ayant des solutions multiples, un choix des angles adéquats est possible [Ima 05]. La sélection peut être basée sur le plus bas taux de distorsion harmonique (TDH) offert par les angles de commutation en utilisant la relation suivante:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{\infty} (Vh_i^2) - Vh_1^2}}{Vh_1} \times 100 \quad (\text{II.61})$$

Pour le cas d'un onduleur à 5 niveaux, les angles donnant le meilleur TDH sont présentés par les figures II.12.(c),(d), II.13.(c),(d), et II.14.(c),(d).

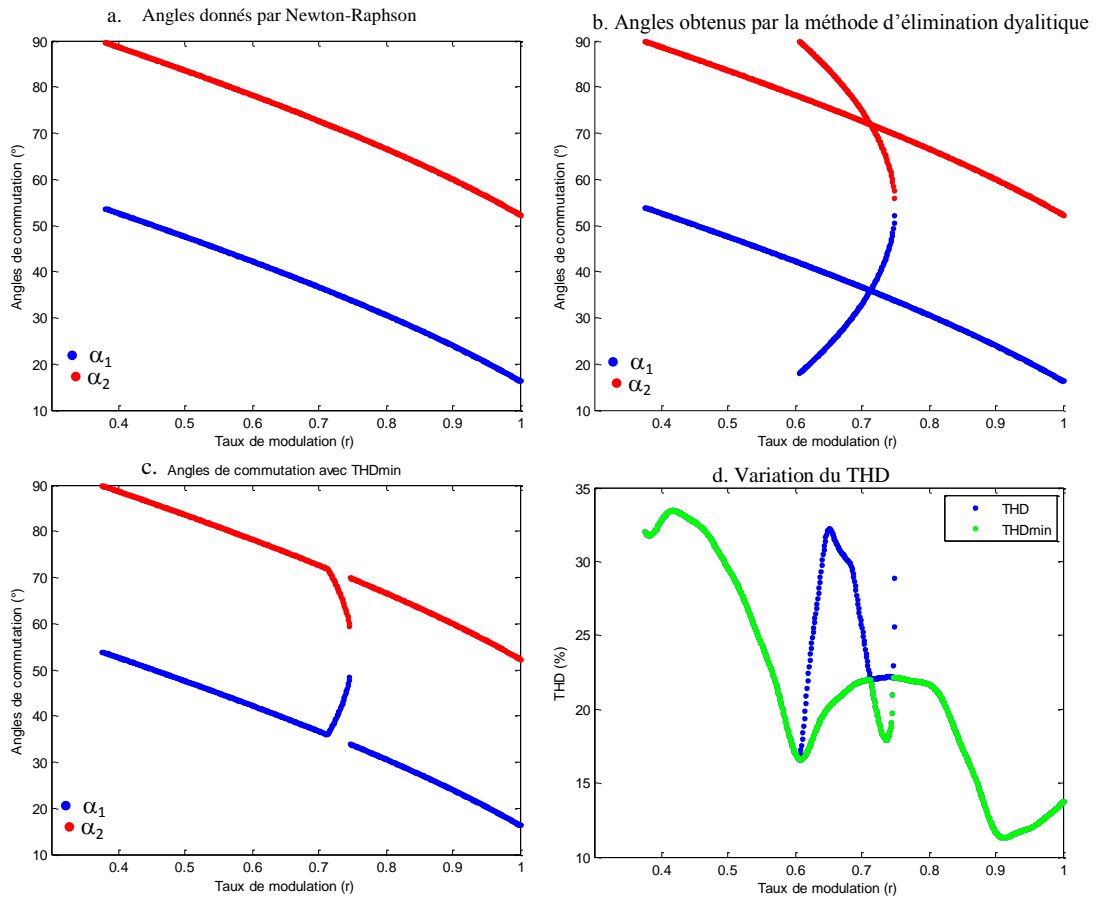


Fig.II.12. Angles de commutation avec leur TDH pour N=5 et H5.

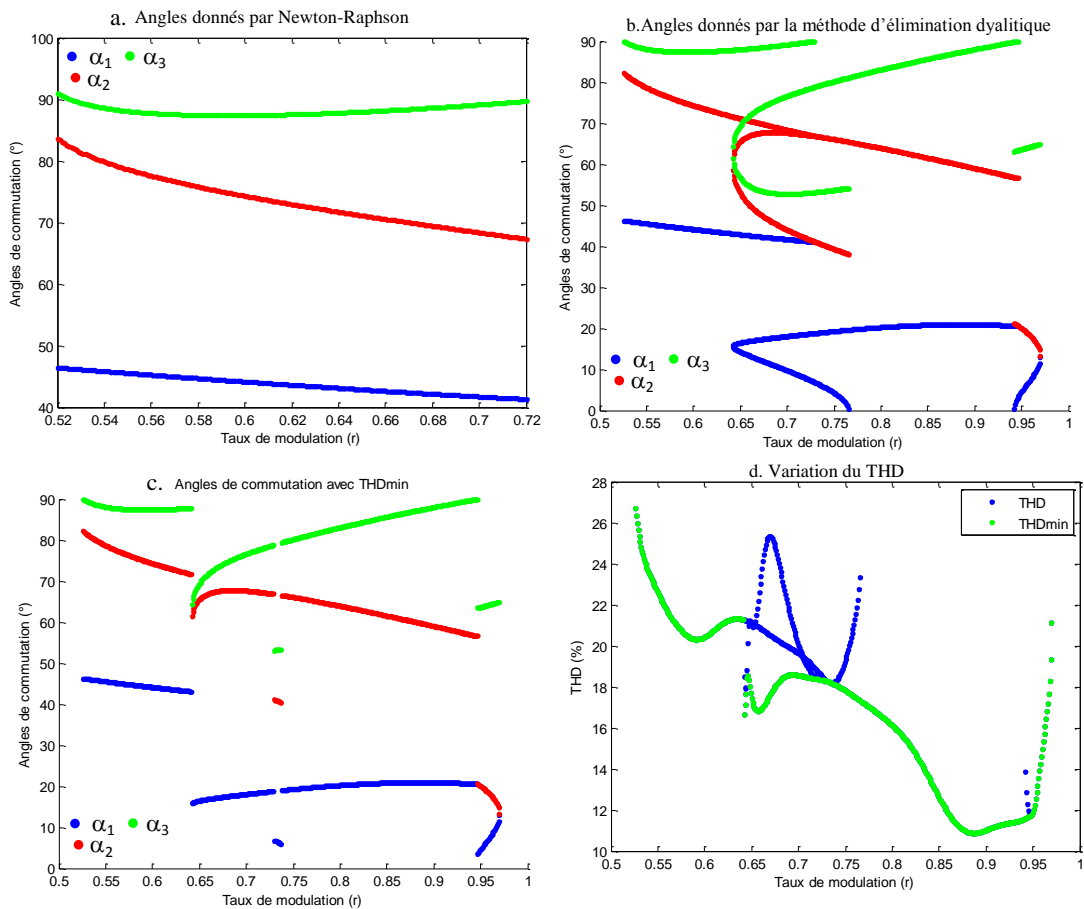


Fig.II.13. Angles de commutation avec leur TDH pour N=5 et H5-H7.

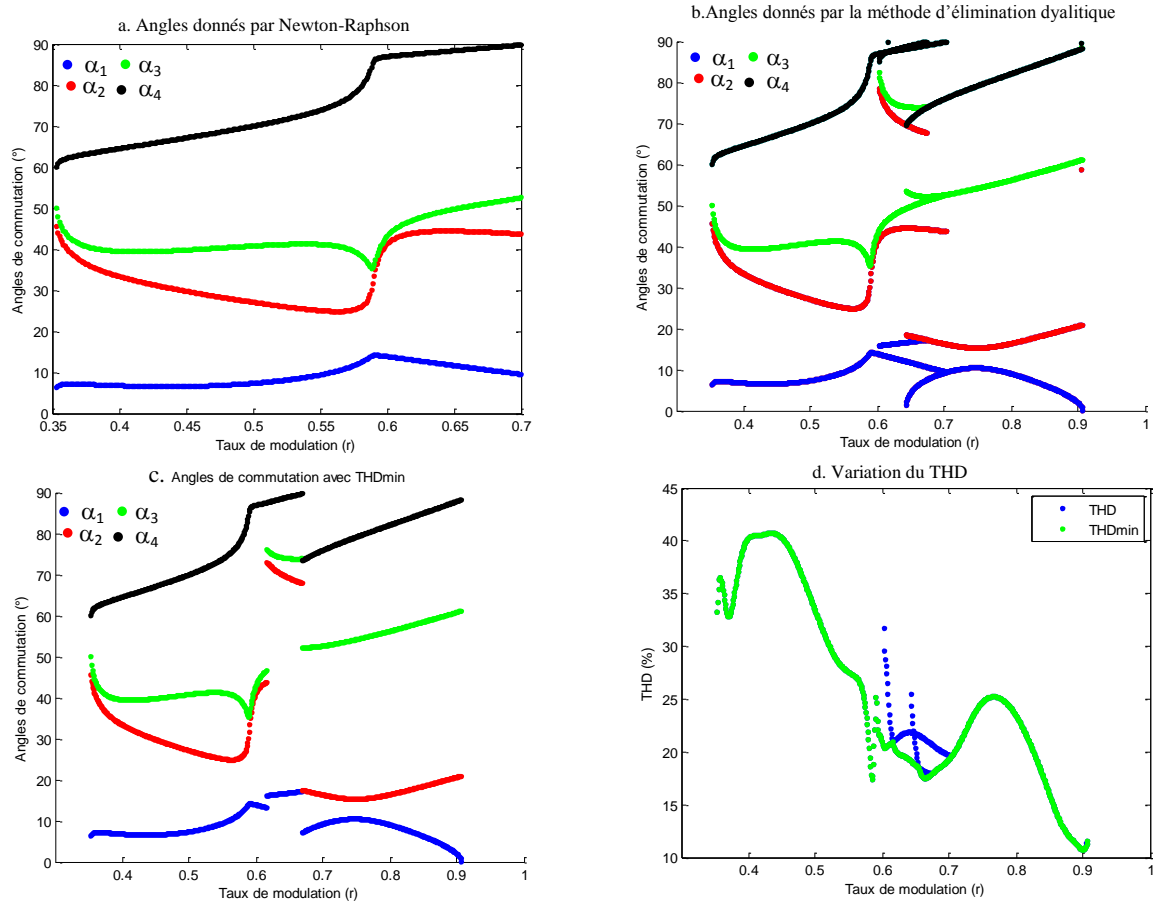


Fig.II.14. Angles de commutation avec leur TDH pour N=5 et H5-H11.

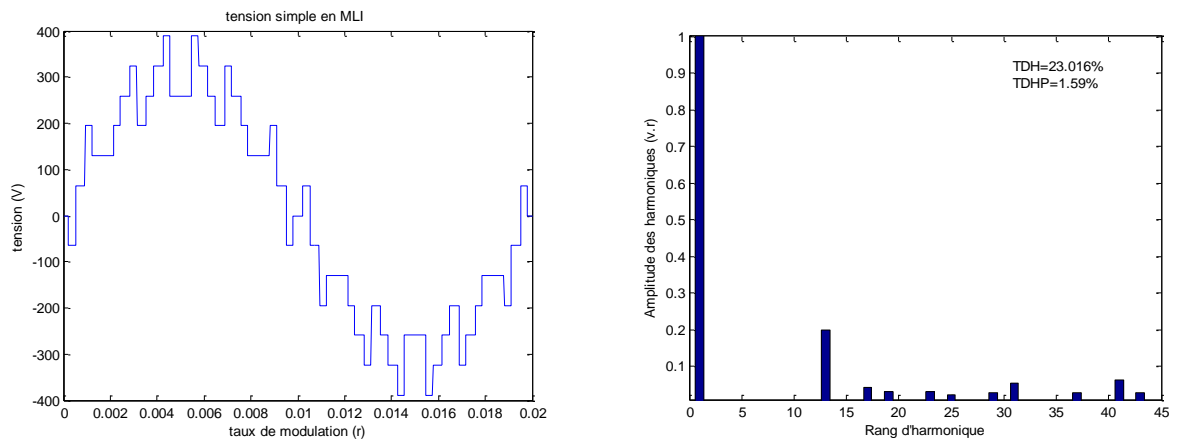


Fig.II.15. Tension simple et son spectre d'harmoniques (N=5, H5-H11, r=0.8)

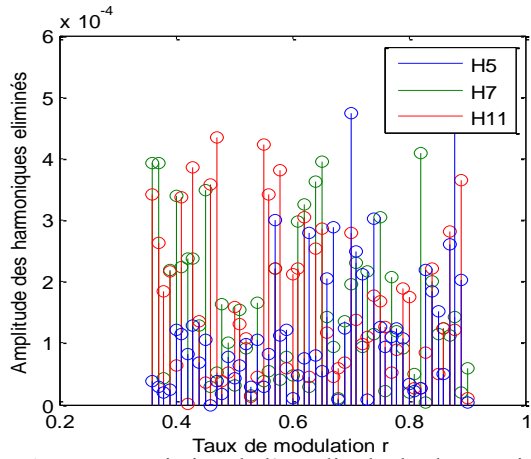


Fig.II.16. Variation de l'amplitude des harmoniques éliminés pour (N=5, H5-H11).

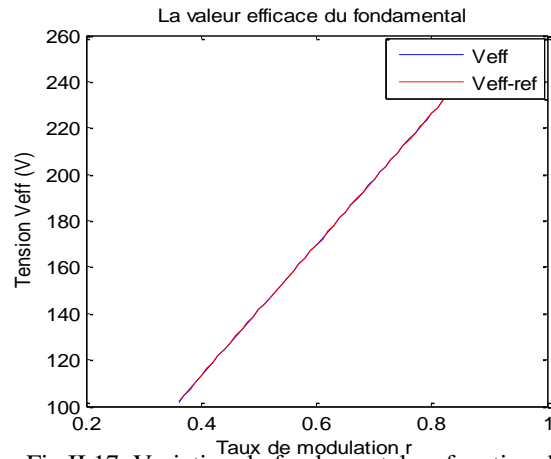
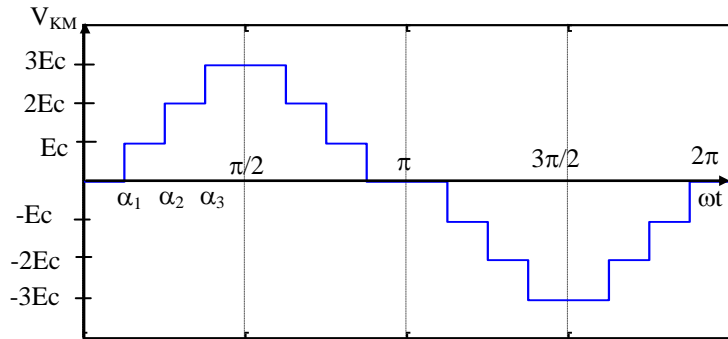


Fig.II.17. Variation du fondamental en fonction de r pour (N=5, H5-H11).

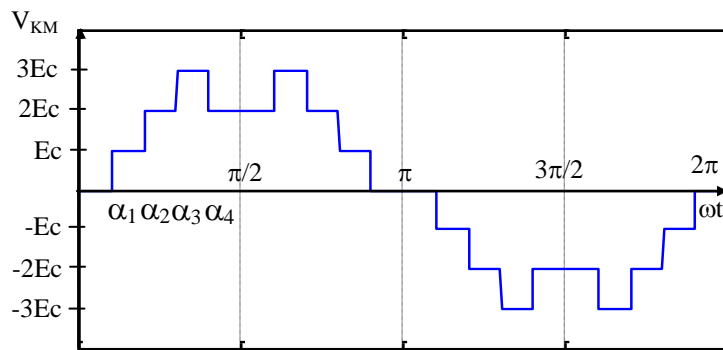
II.5.2 Onduleur à sept niveaux

La forme d'onde de l'onduleur à sept niveaux se compose de 7 niveaux de tension intermédiaires ($3Ec$, $2Ec$, Ec , 0 , $-Ec$, $-2Ec$, $-3Ec$).

Les formes de la tension du bras permettant d'éliminer dans le 1^{er} cas les harmoniques 5 et 7 et dans le 2^{ème} cas les harmoniques de 5 à 11 sont représentées respectivement par les figures II.18.a et II.18.b.



(a)



(b)

Fig.II.18. Tensions de sortie d'un bras par rapport au point M d'un triphasé onduleur à sept niveaux

a.H=7 et b.H=11

La décomposition en série de Fourier des ces deux signaux conduit aux systèmes d'équations suivants:

Cas de N=7, H5-H7 :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (II.62)$$

Cas de N=7, H5-H11 :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) - m = 0 \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) = 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) = 0 \end{cases} \quad (II.63)$$

Avec $m = \frac{3r\pi}{4}$

Les solutions des deux systèmes sont données par les figures II.19 et II.20.

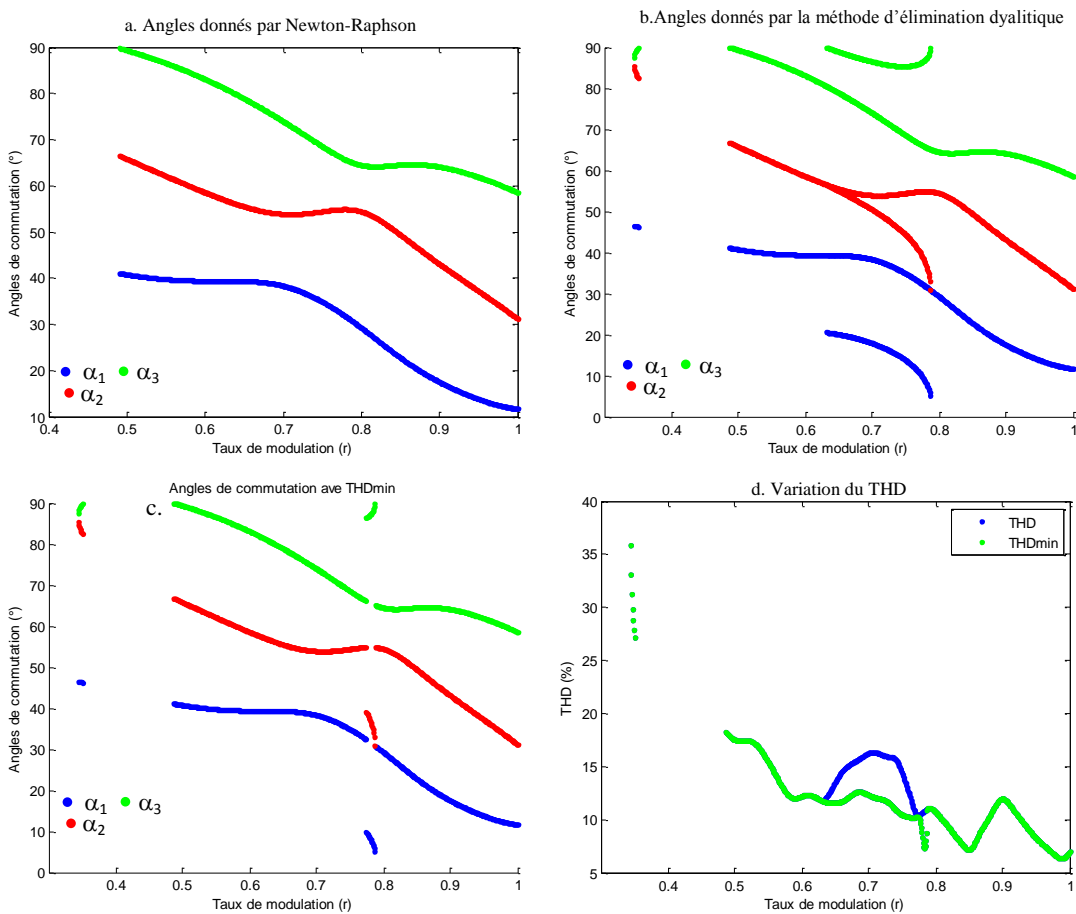


Fig.II.19. Angles de commutation avec leur TDH pour N=7 et H5-H7

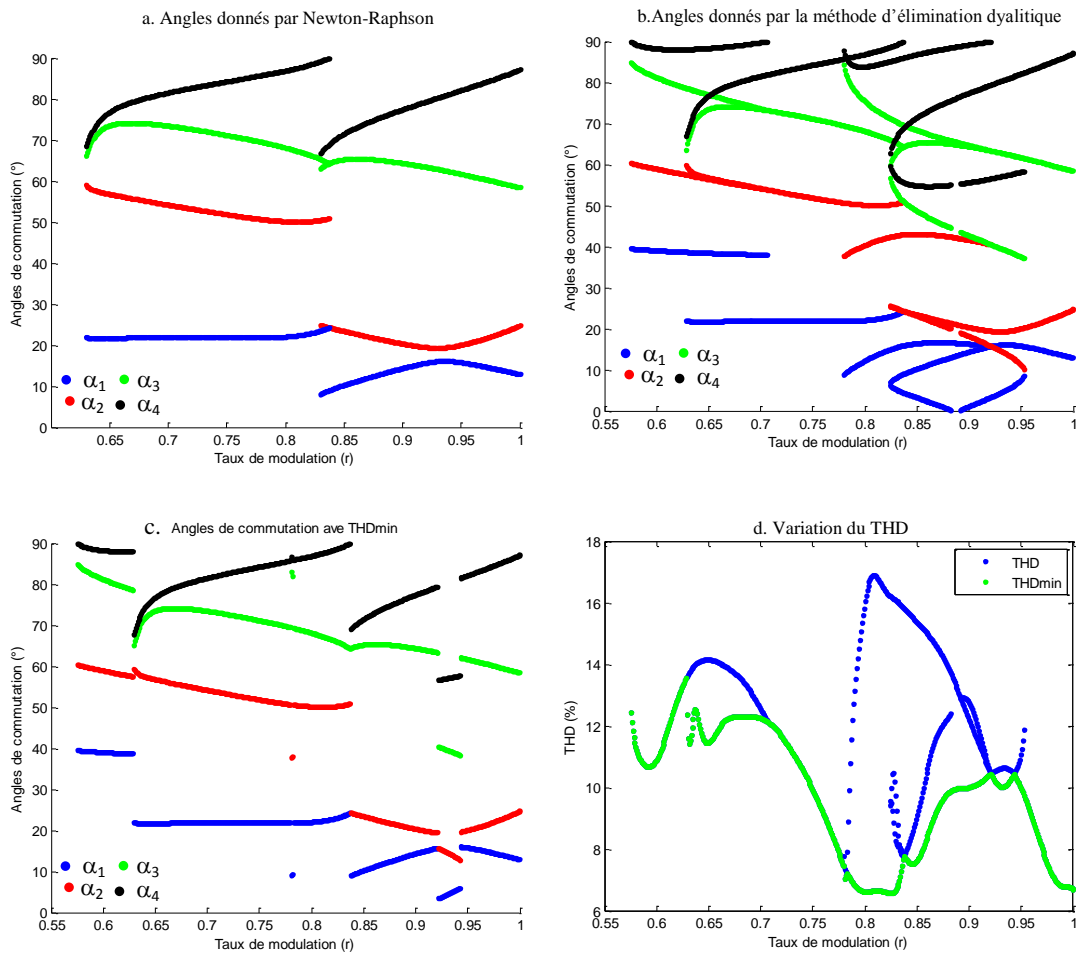


Fig.II.20. Angles de commutation avec leur TDH pour N=7 et H15-H11

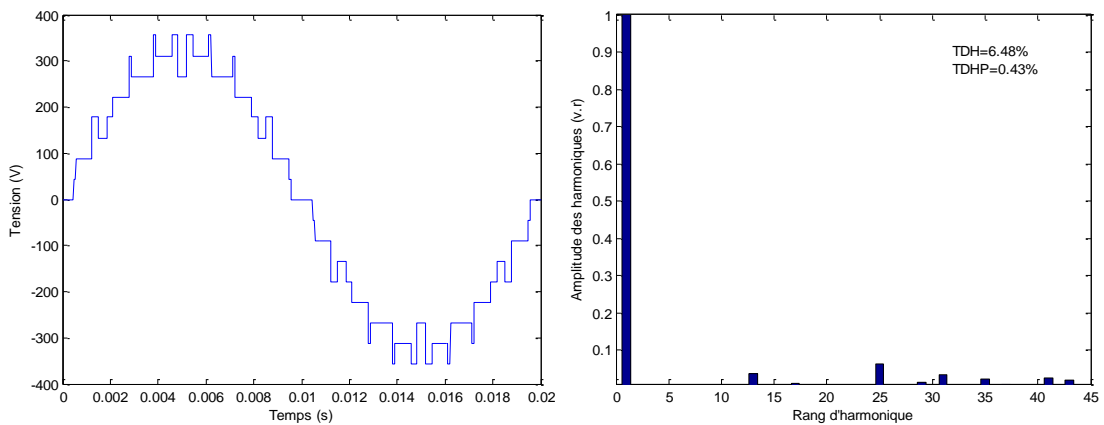


Fig.II.21. Tension simple et son spectre d'harmoniques (N=7, H5-H11,r =0.8)

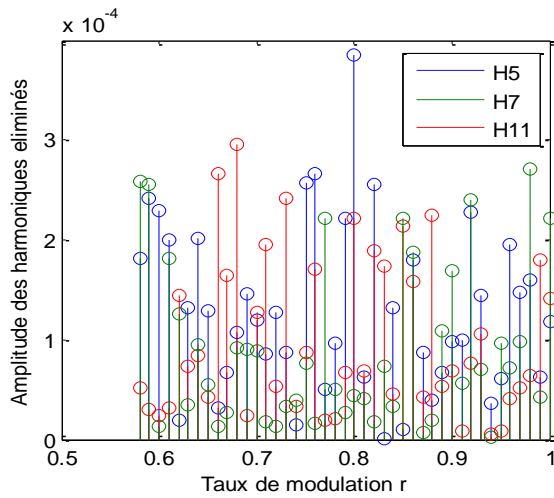


Fig.II.22. Variation de l'amplitude des harmoniques éliminés pour ($N=7$, H5-H11).

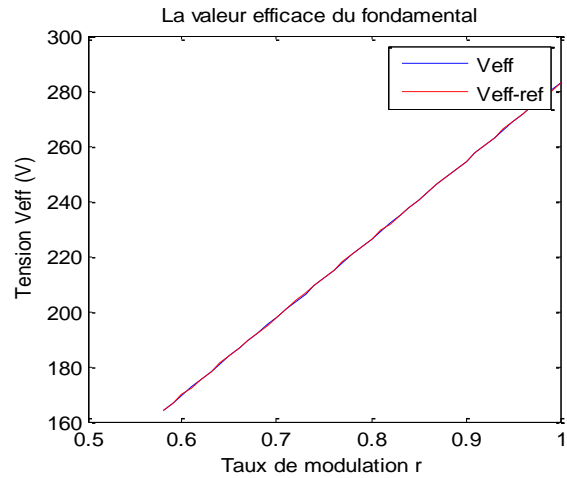


Fig.II.23. Variation du fondamental en fonction de r (H5-H11)

La figure II.19.a, montre que la résolution du système (II.62) par la méthode analytique ne donne que des solutions uniques pour $0.49 \leq r \leq 0.99$. Cet intervalle est élargi avec la méthode analytique (Fig.II.19.b) où quelques solutions double sont obtenues pour $0.34 \leq r \leq 0.35$ et $0.7 \leq r \leq 0.78$.

De la figure II.20.b, il est clair que la méthode d'élimination d'analytique offre plus de solutions que la méthode de *Newton-Raphson* (Fig.II.20.a). Avec cette dernière, les solutions doubles n'existent que sur un intervalle très réduit $0.83 \leq r \leq 0.837$. De plus, pour $r \leq 0.63$ aucune solution n'est obtenue. En dehors de ces intervalles les solutions uniques existent. Avec la 2^{ème} méthode l'intervalle des solutions est élargi ($0.58 \leq r \leq 1$) avec des solutions multiples pour certaines valeurs de r .

Les figures II.19.(c),(d) et II.20.(c),(d) donnent les angles sélectionnés après le choix du meilleur TDH pour les deux cas étudiés ($H=7$ et $H=11$). Le spectre d'harmoniques de la tension simple (Fig.II.21) reconstituée en utilisant les angles de la figure II.20.c montre que les harmoniques indésirables sont nuls (Fig.II.22) avec un bon contrôle du fondamental (Fig.II.23).

I.6. Optimisation des onduleurs multiniveaux

La partie précédente a été consacrée à la détermination des angles de commutations nécessaires pour commander les onduleurs de niveaux 3, 5 et 7 par la stratégie d'élimination d'harmoniques. Des résultats obtenus, nous constatons que pour $N > 3$

certaines valeurs de r ne possèdent pas de solutions comme pour d'autres valeurs peuvent avoir des solutions multiples.

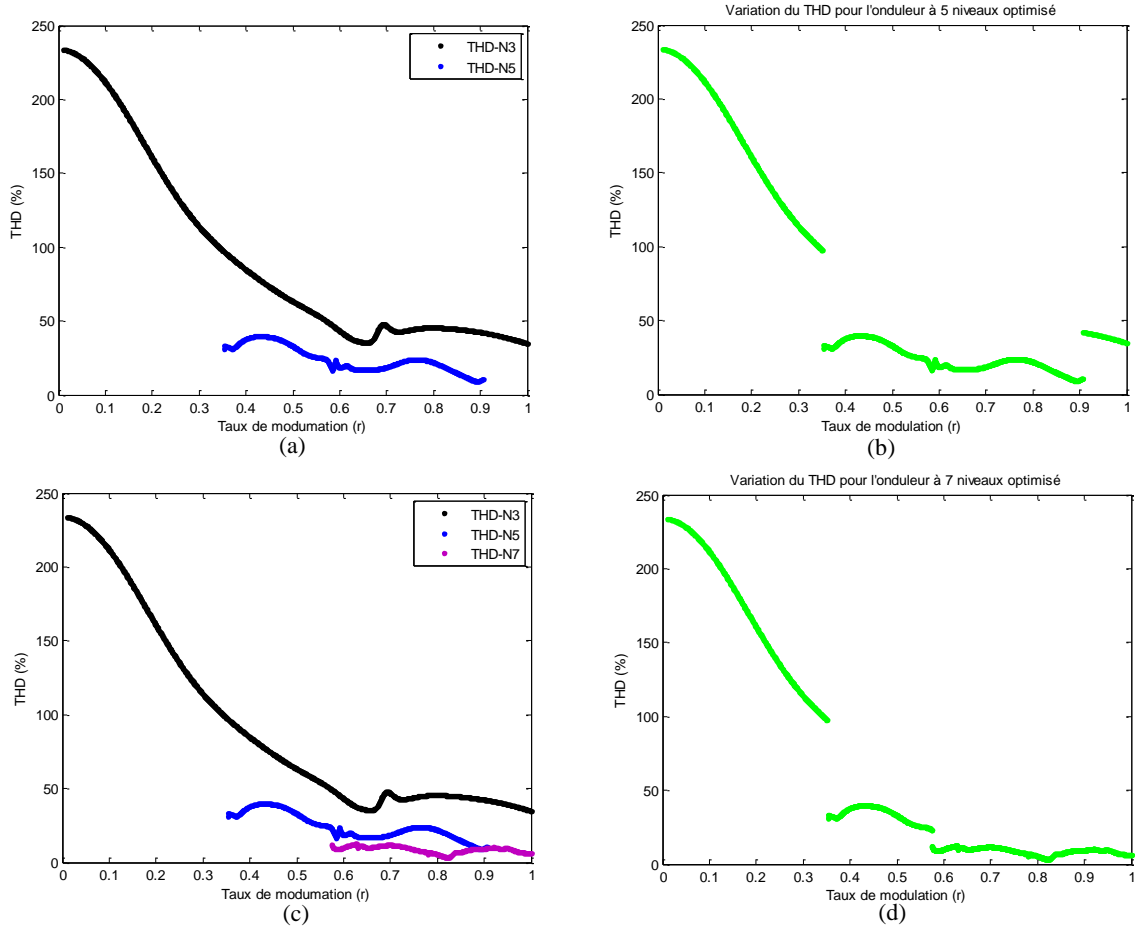


Fig.II.34. La variation du TDH en fonction de r pour les onduleurs à 5 et 7 niveaux optimisés

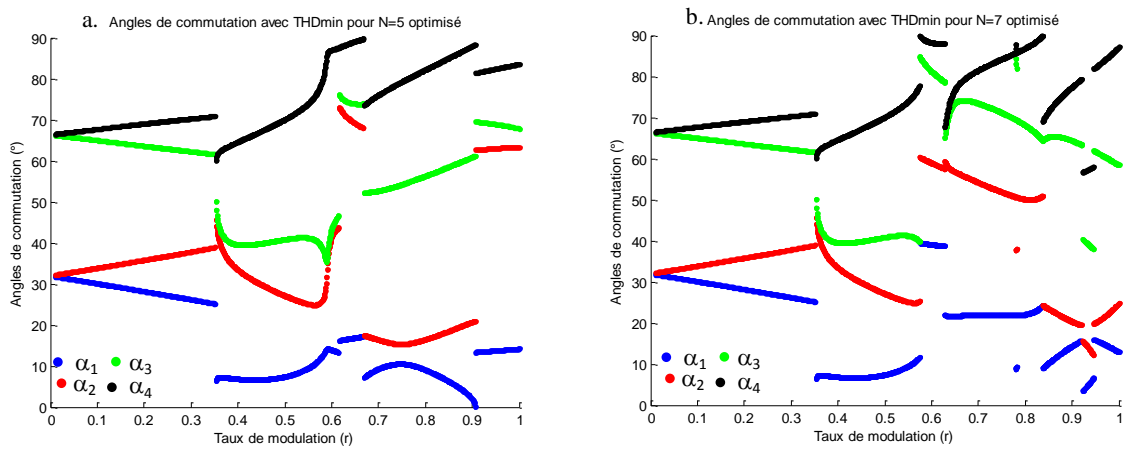


Fig.II.35. Variation des angles de commutation pour les onduleurs à 5, 7, 9 et 11 optimisés

Par ailleurs, un onduleur de niveaux N ($N > 3$) peut reproduire les mêmes tensions délivrées par les onduleurs de niveau inférieur. Par exemple, l'onduleur à cinq niveaux peut fonctionner comme un onduleur à trois niveaux et l'onduleur à sept niveaux peut fonctionner en cinq niveaux ou en trois niveaux. L'avantage de l'optimisation des onduleurs multiniveaux a pour objectif de faire fonctionner l'onduleur sur tout l'intervalle de r ($0.01 \leq r \leq 1$) avec le plus faible TDH possible, en reproduisant les tensions des niveaux inférieurs si nécessaire.

Cette optimisation pour $N > 3$ est basée sur le choix du niveau d'onduleur adéquat, pour chaque valeur de r parmi les autres niveaux inférieurs. Le critère de sélection est toujours basé sur le choix de l'onduleur qui offre le meilleur TDH. Une comparaison est donc nécessaire entre caractéristiques donnant la variation des TDH en fonction de r relatives aux onduleurs de niveaux inférieurs ou égale à N (Fig.II.34). De plus, l'élimination des trois premiers harmoniques sera toujours assurée.

Après cette phase de sélection, nous aboutissons à une seule caractéristique de commande pour l'onduleur à N niveaux optimisé qui donne la variation des angles d'amorçage α_i en fonction du taux de modulation r .

Les figures II.35.(a),(b),(c),(d) donnent les caractéristiques optimisées correspondants aux onduleurs 5 et 7 optimisés dans le cas où les harmoniques de rang 5, 7 et 11 sont éliminés (H5-H11).

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, la commande des onduleurs multiniveaux basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques été développée. L'objectif est d'éliminer les harmoniques de bas ordre et d'imposer le fondamental à une valeur désirée.

La détermination des instants de commutation des interrupteurs se ramène à la résolution des systèmes non linéaires à fonction trigonométriques. Deux méthodes de résolution sont utilisées. La méthode itérative de *Newton-Raphson* et la méthode analytique basée sur l'élimination d'algèbre et les polynômes symétriques. Pour la mise en application de la 2^{ème} méthode deux logiciels sont utilisés *MATIMATICA* et *MATLAB*.

Des résultats obtenus, nous avons constaté que les solutions par la méthode de *Newton-Raphson*, sont toutes incluses dans celle trouvées par la méthode d'élimination d'algèbre. De plus, cette dernière a permis d'obtenir toutes les solutions possibles des systèmes avec un pas de r très fin (10^{-3}), et sans aucune initialisation au préalable. Ce qui

n'est pas le cas pour la méthode itérative. De ce fait, la méthode analytique est la plus rigoureuse.

Par ailleurs, la MLI proposée a amélioré la qualité de la tension produite à la sortie de l'onduleur par l'élimination des harmoniques les plus gênants (5, 7 et 11) tout en assurant un bon contrôle du fondamental. Toutefois, elle amplifie l'amplitude de certains harmoniques non éliminés.

De plus, une optimisation des angles de commande des onduleurs ($N > 3$) est proposée. D'abord, pour chaque onduleur ($N > 3$), l'optimisation des angles est effectuée sur la base d'une sélection de ceux qui offre le meilleur TDH parmi les solutions multiples existantes. Ensuite, en cas d'absence de solution une optimisation de l'onduleur lui-même est effectuée. L'idée est d'utiliser (d'exploiter) les angles d'amorçage des onduleurs de niveau inférieur en choisissant toujours ceux qui offre le TDH minimum.

CHAPITRE

-III-

IMPLEMENTATION DE LA MLI NEURONALE BASEE SUR L'ELIMINATION D'HARMONIQUES SUR UN CIRCUIT FPGA

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons développé l'algorithme de la stratégie d'élimination d'harmoniques pour la commande des onduleurs multiveaux. Plusieurs caractéristiques de commande ont été déterminées en fonction du taux de modulation r .

La commande en temps réel par la MLI à élimination d'harmoniques exige le stockage de toutes les solutions obtenues. Autrement dit le recours à la méthode tabulée. L'usage des mémoires électroniques de grande capacité rend la réalisation complexe et coûteuse. Pour remédier à ce problème, une autre approche exigeant une implémentation facile est préconisée. Cette approche peut être réalisée en exploitant la propriété d'approximation universelle des réseaux de neurones artificiels RNA [Ros 58][Pow 87][Wer 90-a] [Wer 90-b]. Ils sont connus par leur capacité d'approximer les fonctions non linéaires dont ce nous avons à faire [Fre92][Len 01].

Par conséquent, dans la première partie de ce chapitre, différents réseaux multicouches sont dimensionnés capables de reproduire les caractéristiques donnant la variation des angles de commutation en fonction r pour les onduleurs de niveaux 3, 5 et 7. Dans la seconde partie, les trois réseaux correspondants aux onduleurs à 3, à 5 et à 7 niveaux sont implémentés sur une carte FPGA[Har 94][Nou 07]. Des résultats de simulation et d'autres expérimentaux sont présentés et discutés.

III.2. Développement de la MLI neuronale à base d'élimination d'harmoniques

L'approximation de fonction est une des utilisations les plus courantes des RNA. Le but est de construire un approximateur « boîte noire » entre des entrées et des sorties dont la relation entre eux est supposée inconnue. Pour réaliser cet approximateur on doit disposer d'un ensemble de couple entrée-sortie qui forment les données d'apprentissage de l'approximateur. Dans notre cas et afin de développer une MLI neuronale à base d'élimination d'harmoniques pour une commande en temps réel, les entrées des réseaux étant le taux de modulation r et les sorties sont les angles de commutations α_i .

Par conséquent, l'approximation d'une relation non linéaire à partir de données se compose en trois étapes:

- Détermination de la structure d'un vecteur de régression ou sélection des couples (entrée-sortie) ;
- Choix de la fonction d'activation ;
- Estimation des paramètres du réseau élaboré, c'est-à-dire « apprentissage » des poids synaptiques ;

III.2.1 Architecture de réseau élaboré

De l'étude bibliographique, il ressort que les réseaux multicouches constituent les modèles les plus efficaces pour la généralisation des fonctions non linéaires [Ros 58][Len 01]. Avec une couche cachée, on constitue un approximateur universel. Plusieurs recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes comme fonction d'activation [Pow 87].

Le choix de nombre de couche cachée joue un rôle crucial dans le dimensionnement des réseaux de neurones artificiels. Pour modéliser n'importe quelle fonction, le nombre d'unités cachées doit être suffisant. En effet, pour certaines fonctions non linéaires l'ajout d'autres couches cachées est indispensable. Pour les réseaux à plusieurs couches cachées les neurones sont rangés par couches. Chaque neurone d'une couche j est connecté à tous les neurones de la couche suivante ($j+1$) et à celle-ci seulement par des liaisons dont les poids sont modifiables. Ce réseau est dit « *Feedforward* ».

Le choix du nombre de couche cachées ainsi que le nombre de neurones qu'elles contiennent demeure l'obstacle principal dans la conception de l'architecture initiale des RNA. Ceci n'obéit à aucune règle bien précise. Pour cela, un nombre aléatoire est introduit au début. Ensuite, l'exécution consécutive de l'algorithme d'apprentissage et avec l'observation de l'erreur aide à sélectionner le nombre qui donne la précision souhaitée.

Pour notre application le réseau doit recevoir à son entrée la valeur $r(k)$ et doit fournir à sa sortie les angles α_i avec $i = (1, \dots, c)$. Pour un onduleur de niveau N , le réseau donc doit comporter un seul neurone à l'entrée et c neurones à sa sortie correspondant aux c angles de commutation à générer. Pour cette étude le réseau est à une seule couche cachée (Fig.III.1).

Pour un niveau N donnée de l'onduleur, et l'élimination de $(c-1)$ harmoniques, les exemples d'apprentissage sont tels que le vecteur d'entrée R est donné:

$$R = [r(1), \dots, r(l), \dots, r(q)] \quad (\text{III.1})$$

et la matrice de sortie désirée donnée par :

$$S_\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1(1) & \dots & \alpha_1(l) & \dots & \alpha_1(q) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \alpha_c(1) & & \alpha_c(l) & & \alpha_c(q) \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

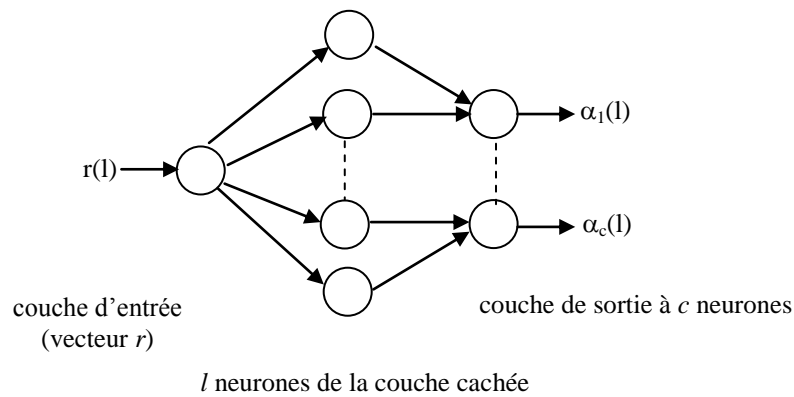


Fig.III.1. Architecture du réseau élaboré

Le nombre q représente le nombre de valeurs mesurées ou le nombre d'exemples. En outre, à l'entrée $r(k)$, le réseau doit fournir le signal de sortie désiré $\alpha_N(l) = [\alpha_{N,1}(l), \dots, \alpha_{N,c}(l)]$. Lors de l'apprentissage, la valeur $r(l)$ est présentée à l'entrée du réseau puis propagée jusqu'à la sortie pour obtenir le signal de sortie $\hat{\alpha}_N(l) = [\hat{\alpha}_{N,1}(l), \dots, \hat{\alpha}_{N,c}(l)]$. La différence entre α_N et $\hat{\alpha}_N$ constitue l'erreur d'apprentissage sur l'exemple l . Ce processus est répété pour tous les exemples (l varie de 1 à q).

Une fois l'architecture déterminée, on passe à l'étape de l'apprentissage. Au cours de cette phase est utilisé un algorithme pour assurer l'ajustement des poids synaptiques, afin de conférer au réseau le comportement entrée-sortie désiré.

III.2.2 Apprentissage

L'apprentissage est la phase d'ajustement des poids synaptiques. Il est souvent impossible de décider à priori les valeurs des poids d'un réseau pour une application donnée. En effet, leur initialisation est généralement aléatoire. A l'issue de l'apprentissage tous les poids auront les valeurs adéquates après un certain nombre d'itération.

On distingue deux modes d'apprentissage supervisé et non supervisé. Cette distinction repose sur la forme des exemples d'apprentissage. Pour un apprentissage supervisé, les exemples sont présentés en couple (entrée-sortie) alors que l'on ne dispose que des valeurs de sorties pour l'apprentissage supervisé.

Les performances des algorithmes d'apprentissage pour les réseaux multicouches sont sensibles à toute une gamme de facteur :

- Le critère d'erreur, qui peut être simplement quadratique ou régularisé .
- Le principe d'initialisation des poids, qui influence considérablement le nombre d'itérations et peut avoir un impact sur la génération,

- Le critère d'arrêt d'apprentissage,

La meilleure méthode donc est dépendante du problème lui-même. L'algorithme de *Levenberg-Marquardt*, même s'il ne fournit aucune garantie d'atteindre le minimum global, est cependant largement recommandé.

III.3 Résultats de la MLI neuronale appliquée aux onduleurs multiniveaux

L'architecture multicouche définie précédemment (Fig.III.1) est utilisée pour reproduire les caractéristiques donnant la variation des angles de commutation α_i en fonction du tau de modulation r . La MLI neuronale est appliquée pour commander des onduleurs de niveau 3, 5, 7, 9 et 11 avec l'élimination des harmoniques les plus indésirables (5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème}, ... etc). La sélection des exemples d'apprentissage (entrée-sortie) est effectuée sur la base des résultats obtenus par la méthode de *Newton-Raphson* pour le cas d'un onduleur de 3 niveaux et par la méthode d'élimination dyalytique pour les onduleurs de niveaux 5, 7, 9 et 11.

Comme le réseau est à une seule couche cachée, la détermination du nombre de neurones cachés est effectuée d'une façon empirique. De même pour l'initialisation des poids.

En effet, le nombre de neurones ainsi que le nombre de cycles d'apprentissage est spécifique à chaque courbe approximée. Pour chaque onduleur étudié, un tableau résumant les caractéristiques du réseau est présenté.

III.3.1 Onduleur à trois niveaux

Pour le cas de l'onduleur à trois niveaux, on se propose d'approximer les caractéristiques dans les trois cas suivants :

- élimination de l'harmonique 5 seulement ;
- élimination à la fois des harmoniques 5 et 7 ;
- élimination à la fois des harmoniques 5, 7 et 11 ;

Du fait que ces réseaux doivent recevoir en entrée le taux de modulation r et en sortie ils doivent fournir les angles de commutation, par conséquent, la couche d'entrée est formée d'un seul neurone et la couche de sortie est constituée respectivement de 2, 3 et 4 neurones pour le 1^{er} cas, le 2^{ème} cas et le 3^{ème} cas.

Les caractéristiques des trois réseaux sont résumées au tableau III.1, où N_{cc} indique le nombre nécessaire de neurones cachés pour ramener l'erreur quadratique à la valeur E après N_i itérations.

Cas	N_{cc}	N_i	E
N3_H5	1	619	10^{-3}
N3_H7	5	267	10^{-3}
N3_H13	8	331	10^{-3}

Tab.III.1. Paramètres du réseau pour $N=3$.

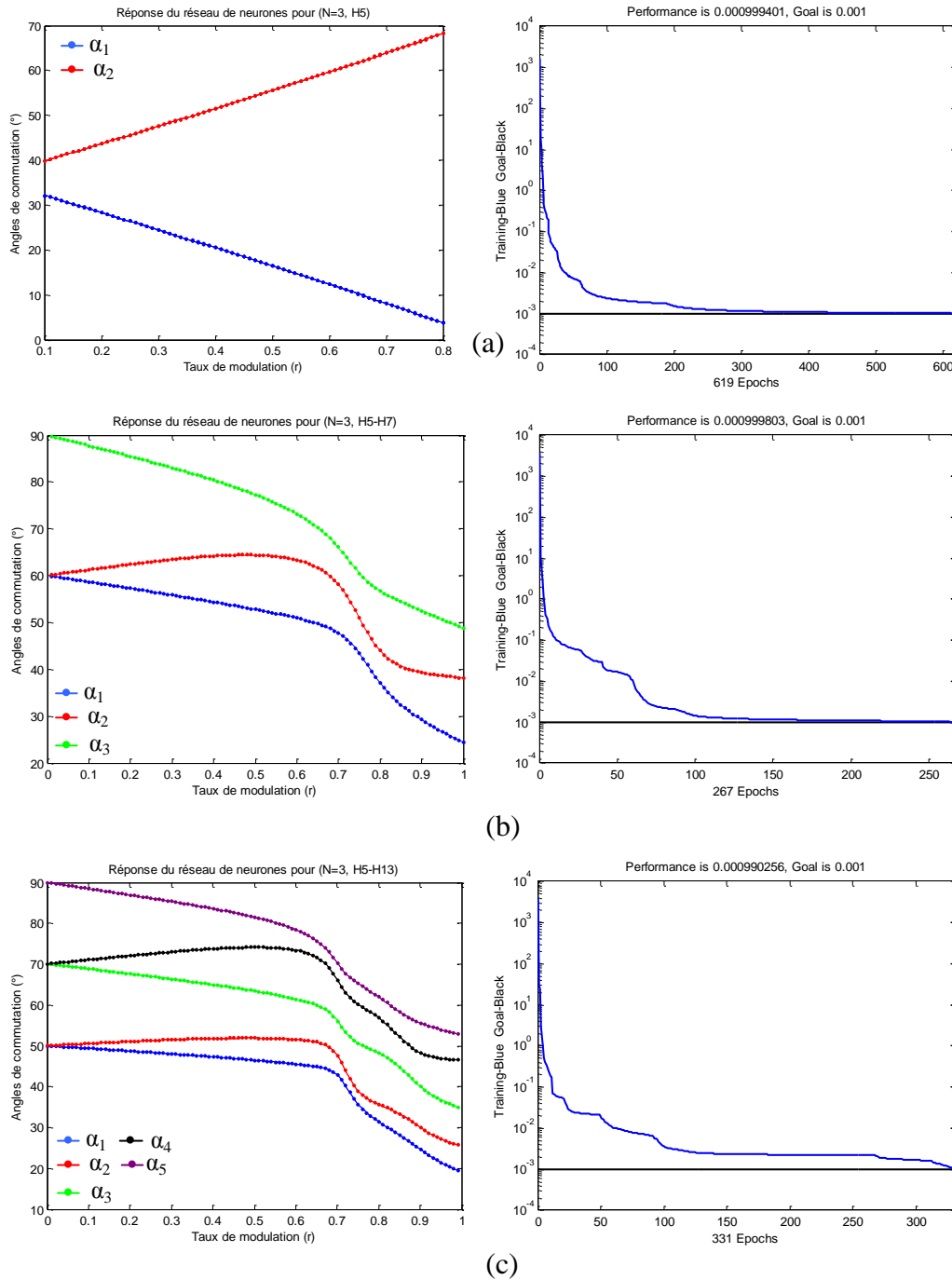


Fig.III.3. Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de r pour $N=3$.

Des figures donnant les réponses des réseaux, on voit clairement que les trois caractéristiques sont interpolées de façon très satisfaisante (Fig.III.3).

III.3.2 Onduleur à cinq niveaux

Les caractéristiques des réseaux de neurones permettant de reproduire les trois courbes de commande de l'onduleur à cinq niveaux sont indiquées au tableau III.2.

Cas	N_{cc}	N_i	E
N5_H5	8	296	10^e-3
N5_H7	14	432	10^e-3
N5_H11	15	254	10^e-3

Tab.III.2. Paramètres du réseau pour $N=5$.

Il apparaît clairement que les réseaux exigent plus de neurones dans la couche caché et plus d'itération par comparaison aux réseaux précédents.

Malgré la non linéarité des courbes, les réseaux proposées ont pu atteindre une erreur inférieure à 10^{-3} . Ce qui valide l'efficacité des réseaux dimensionnés.

Les réponses des trois réseaux présentées sur les figures III.4 sont pratiquement identiques à celles données par la méthode à élimination dyalytique des figures (II.20, II.21, II.22).

III.3.3 Onduleur à sept niveaux

Les paramètres de l'architecture permettant de converger les deux réseaux relatifs l'élimination des harmoniques 5, 7 ensuite 5, 7, 11 en même temps, sont présentés au tableau III.3.

j	N_{cc}	N_i	E
N7_H7	10	4126	10^e-2
N7_H11	13	2501	10^e-2

Tab.III.3. Paramètres du réseau pour $N=7$.

L'excitation des deux réseaux par les différentes valeurs de r a fourni les réponses indiquées à la figure III.5 (a et b). Ces courbes sont sensiblement similaires à celles désirées et obtenues par la méthode d'élimination dyalytique (Fig.II.19 et II.20).

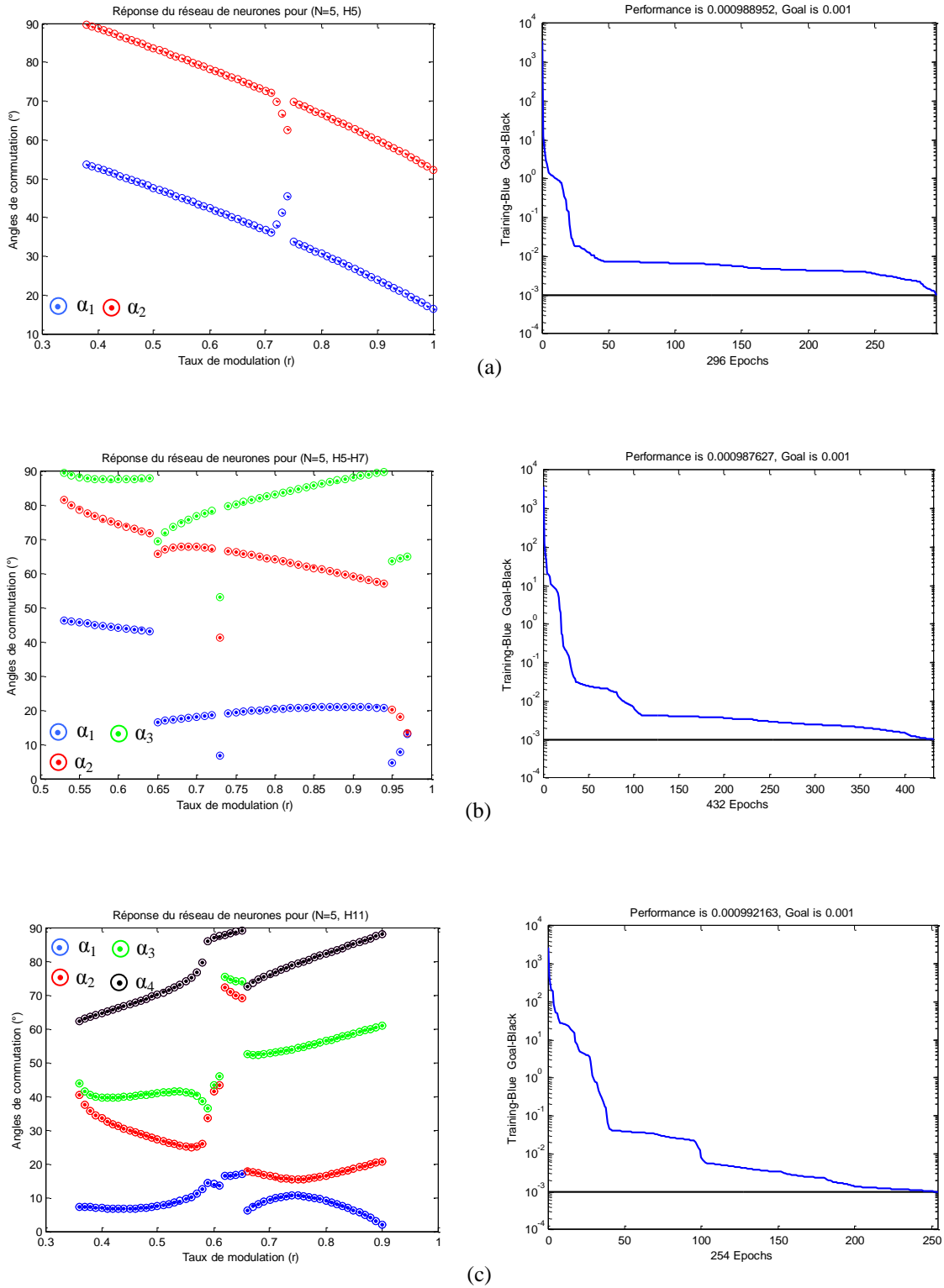


Fig.III.4. Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de Newton-Raphson (-) en fonction de r pour $N=5$.

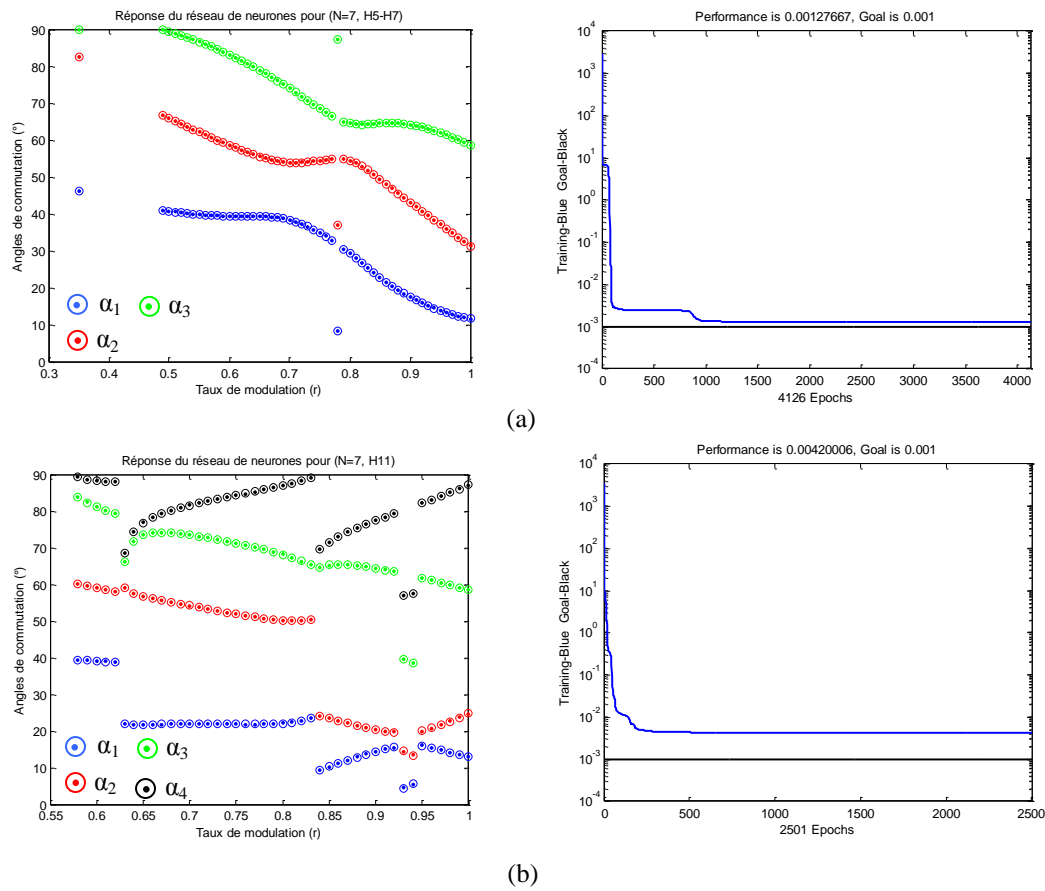


Fig.III.5. Variation des angles de commutation donnés par les RNA (•) et par la méthode de *Newton-Raphson* (-) en fonction de r pour $N=7$.

III.4 Implémentation matériel de la MLI neuronal

Les réseaux de neurones artificiels constituent les premiers modèles du calcul informatique parallèle. Leur schéma d'interconnexion est un atout majeur qui leur permet de travailler de façon récurrente [Cyb 96][Gir 07]. Ce qui justifie leur large champ d'application dans l'approximation et la reconnaissance.

Or, leur implantation se heurte principalement à une non adéquation entre le parallélisme et les contraintes topologiques des supports d'implantation matérielles [Gir 07].

Cette inadéquation a rendu nécessaire le développement de méthodes matérielles plus au moins adaptées aux modèles de calcul basés sur le parallélisme connexionniste.

Les implantations des réseaux de neurones sur un circuit ASIC (*Application Specific Integration Circuit*) permettent d'obtenir les meilleures performances en termes de temps de calcul, taille, consommation. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ces circuits réside dans le coût de fabrication et le temps de développement élevé causés par le passage obligatoire chez le fondeur (les surcoûts). L'apparition des circuits reprogrammables comme les FPGA (*Field*

Programmable Gate Array) a permis de contourner les défauts des circuits ASIC en termes de prix, de la vitesse d'exécution et de la taille disponible qui ne cessent de s'améliorer [Har 94].

III.4.1 Architecture des circuits FPGA

Les fabricants des circuits FPGA comme Altera, Xilinx, Actel ou Lattice ont investi petit à petit dans la conception des circuits reprogrammables de plus en plus complexes et performants dotés de plusieurs millions de portes et intégrant un ou plusieurs cœurs de processeurs. Dans cette étude, on s'intéresse à la famille Virtex de Xilinx.

Les circuits programmables type FPGA de la famille Virtex de Xilinx sont composés d'un réseau de blocs logiques CLB (*Configurable Logic Blocks*), de cellules d'entrée-sortie IOB (*Input Output Blocks*) et de ressources d'interconnexion totalement flexibles.

Le circuit programmable (CLB) permet l'implantation de fonctions combinatoires ou séquentielles à 4 ou 5 entrées avec quelques éléments de stockage (bascule par exemple). Les FPGA de Xilinx (par exemple les différentes séries de Virtex) sont ainsi parmi les mieux adaptés à l'implantation d'opérateurs sériels, en raison du nombre d'éléments de stockage relativement élevé par rapport à d'autre FPGA [Xil 94].

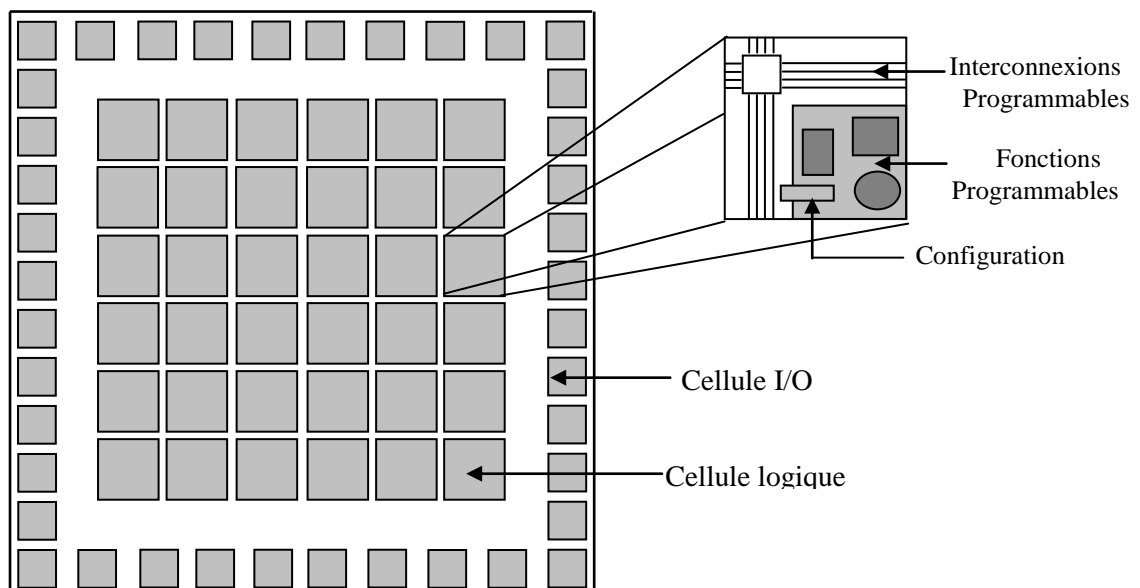


Fig.III.8. Architecture interne d'un circuit FPGA de Xilinx

Chaque cellule CLB est programmée à l'aide d'une look-up table (LUT).

Tout autour de ces blocs logiques configurables, nous trouvons des IOB dont le rôle est de gérer les tampons d'entrée-sortie réalisant l'interface avec les modules extérieurs.

L'interconnexion des éléments des CLB et des IOB est effectuée à chaque mise sous tension adéquate de la carte. Ceci permettra de réaliser les fonctions souhaitées et d'assurer la propagation des signaux. Cette étape est dite LCA (*Logic Cells Arrays*) ou la programmation du circuit FPGA.

La configuration d'un circuit CLB est mémorisée sur une SRAM et stockée dans une ROM. De ce fait, un même circuit peut être exploité successivement avec des ROM différentes puisque sa programmation n'est jamais définitive.

La mise au point d'une configuration s'effectue en deux temps :

La première étape purement logicielle consiste à implanter, par un langage de programmation donnée, les fonctions à réaliser. Ensuite, après vérification de la syntaxe, la simulation du programme élaboré est nécessaire.

La seconde étape consiste à effectuer une simulation matérielle en configurant le circuit matériel afin de vérifier la fonctionnalité réelle et récupérer les signaux attendus.

En cas d'erreurs, liées généralement à des temps de transit réels légèrement différent de ceux supposés lors de la simulation logicielle, des modifications du programme établi dans la phase logicielle est possible.

III.4.2 Développement de la carte FPGA par VHDL

Xilinx a mis à la disposition des utilisateurs des logiciels de développement performants qui servent à programmer et à simuler le circuit FPGA à partir de la description détaillée de la fonction à réaliser. Parmi les langages de description matérielle développée (*Hardware Description Language*) nous citons le VHDL et le Verilog [Lee 03][Chu08].

D'un point de vue industriel, ces langages permettent de simuler et synthétiser les circuits à réaliser avant leur mise au point finale. La simulation sert à déterminer la description comportementale du circuit et de vérifier qu'il est correcte. Ceci est possible par visualisation des chronogrammes interprétant les entrées et les sorties du circuit à réaliser.

La synthèse sert à transformer la description HDL en une description de primitives (NAND, NOR, Cellules complexe....) de manière à être interprétée automatiquement par des outils de placement et de routage pour la création de dessin de masques.

Pour notre application, nous avons utilisé le langage VHDL de *Xilinx* dont la simulation est effectuée dans l'environnement de *ModelSim*.

Par conséquent, le logigramme de la figure III.9 décrit toutes les phases nécessaires en estimant le temps pour développer.

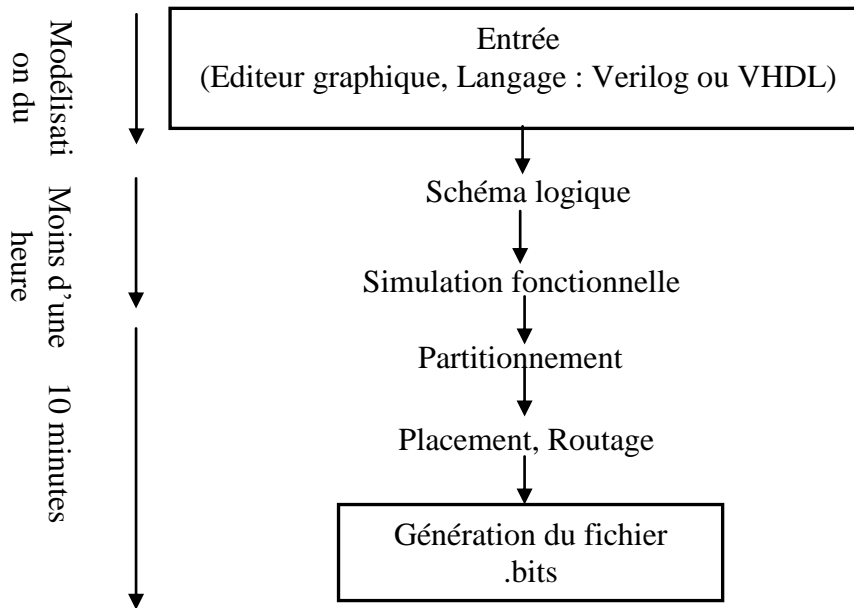


Fig.III.9. Procédure de développement sur un circuit FPGA

III.4.3. Le langage de description VHDL

Le langage VHDL résulte d'un effort conjoint des compagnies Intermetrics, IBM et Texas dans les années 80 sous l'égide du DoD (Ministère de la Défense des USA). Le résultat de cet effort a été normalisé en 1987 (norme IEEE 1076) [IEE 87].

Les deux parties essentielles dans une description VHDL sont :

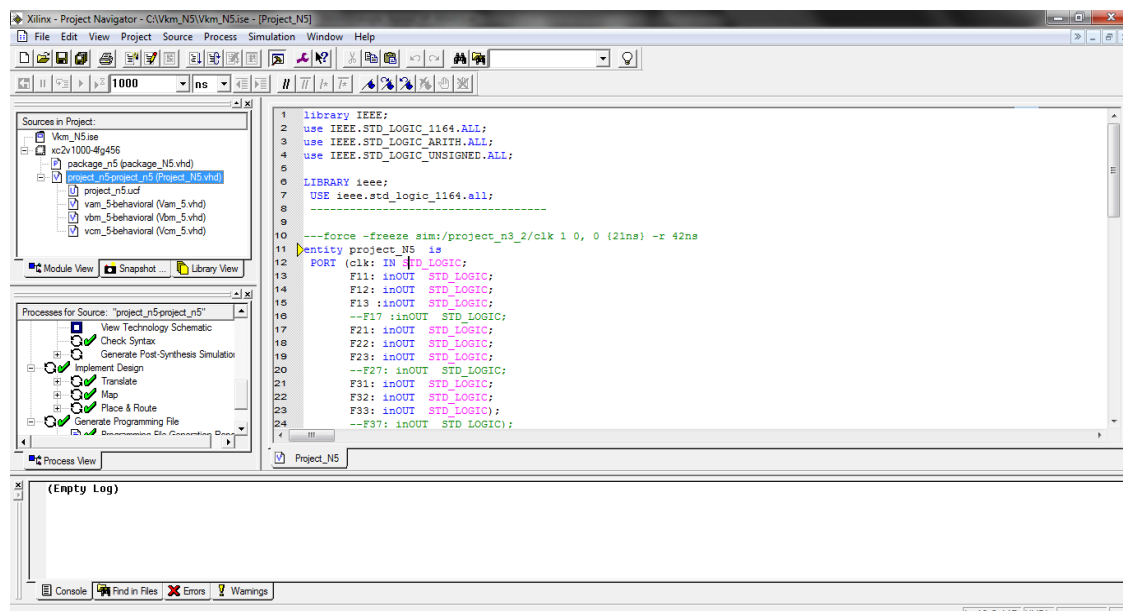


Fig.III.10. Fenêtre du logiciel Xilinx

La description de l'interface du circuit (appelée *Entity*) : dans cette parties sont définies les entrées et les sorties ainsi que leur nature (Binaire, Entier,). Elle représente une vue externe de la description.

La description de la réalisation d'un circuit (appelée *Architecture*) : dans cette partie les instructions ainsi que les fonctions reliant les entrées aux sorties sont définies. Elle représente la structure interne de la description modèle.

L'ensemble Entity-Architecture donne une description complète appelée Modèle.

La saisie du texte VHDL se fait sur le logiciel « *ISE Xilinx Project Navigator* » telle que montre la figure III.10.

La vérification des erreurs de syntaxe, la synthèse, l'optimisation, le placement et routage sont des fonctions qui suivent l'étape de la description du programme en VHDL. Elles sont disponibles sur le logiciel *ISE*. Leur invocation est effectuée par un simple clic sur la fonction souhaitée.

La dernière étape consiste à récupérer un fichier binaire d'extension .bit et de le charger sur le circuit FPGA à travers l'interface JTAG.

Une fois le programme chargé sur le circuit, la visualisation des signaux est possible directement sur la carte de développement.

Dans notre cas, nous avons utilisé la carte Virtex-II V2BM1000. Elle offre plusieurs solutions pour visualiser les sorties désirées : soit à travers les deux afficheurs 7 segments, l'interface RS232 ou bien à travers l'interface LVDS 16 bits.

III.4.4 Développement de la MLI à élimination d'harmoniques sur une carte FPGA

Cette partie détaille l'implémentation sur un circuit FPGA de trois réseaux de neurones parmi l'ensemble développé précédemment. Le premier sert à commander les semi-conducteurs de l'onduleur à 3-niveaux tout en assurant l'élimination des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13. Le second est pour commander l'onduleur à 5-niveaux pour éliminer les harmoniques de rangs 5, 7 et 11 en même temps. Quant au troisième, il génère les angles de commande de l'onduleur à 7-niveaux permettant d'éliminer le 5^{ème}, 7^{ème} et le 11^{ème} harmonique.

Le développement de le MLI neuronale sur un circuit FPGA revient à générer les signaux de commande des interrupteurs dont les instants d'ouverture et de fermeture sont fournis directement par les réseaux élaborés précédemment. De ce fait, les poids synaptiques de ces derniers seront exploités (Annexe E).

En effet, pour chaque onduleur, deux programmes (modules) sont élaborés en langage VHDL. Le premier génère les angles de commutation et le second les signaux de commande en utilisant une horloge de 24 Mhz offerte par la carte FPGA de la famille Virtex de Xilinx.

Après la description comportementale de la MLI neuronale par le langage de programmation, une synthèse est exécutée sur l'architecture globale sous l'environnement *ISE 7.1* de Xilinx utilisé.

L'analyse des performances temporelles a été effectuée à partir d'un fichier de test nommé test-bench et réalisé par l'outil de simulation *ModelSim 6.0*. Après cette phase de synthèse dite RTL (*Register Transfert Level*) qui n'est qu'une transformation de la MLI sous un netlist pour chaque cycle d'horloge, en un ensemble d'équation booléennes. L'optimisation ainsi que la transformation en un autre netlist de blocs logiques est possibles qui seront par la suite placées/routées sur le circuit cible choisi. Dans notre cas est de Type FPGA XC2V1000-4FG456C (Annexe F). Par ailleurs, pour un placement précis des entrées/Sorties, il est indispensable de définir un fichier de contraintes d'extension (*.ucf) donnant leurs placements conformément au datasheet de la carte V2MB1000. Toutes ces étapes sont réalisées sous l'environnement *ISE 7.1* de Xilinx.

III.4.5.1 Résultats de l'onduleur à trois niveaux

Pour l'onduleur à trois niveaux, les paramètres du réseau à implémenter sont indiqués à l'annexe E. L'implémentation matérielle de ces valeurs nécessite l'approximation de la fonction d'activation utilisée. Dans notre cas, elle est de type hyperbolique pour les treize neurones. Sur les figures III.11.a et b, sont illustrés les angles de commutation accompagnés de leur erreur moyenne recalculés par MATLAB en utilisant des fonctions d'activation approximées linéairement par morceaux. En comparant les valeurs du tableau III.4, on constate qu'il existe une légère différence entre les angles générés par la carte FPGA et ceux calculés par la méthode de *Newton-Raphson*. Cette différence se traduit par une erreur moyenne sur les cinq angles inférieure à 2.5% (Fig.III.11.b). L'effet de cette erreur est montré sur les figures III.12.a,b et c. Ces dernières présentent la tension simple et son spectre d'harmoniques pour trois valeurs de r , où les angles α_i sont tirés du tableau III.4. Les harmoniques 5, 7, 11 et 13 ont une amplitude très faible voire nulle.

Le deuxième programme générant les signaux de commande est écrit en VHDL et rechargé sur la carte FPGA. Son fonctionnement correct est vérifié par *ModelSim* (Fig.III.13).

La figure III.14 donnent les signaux de commande des trois demi-bras du hauts ($F_{11}, F_{12}, F_{21}, F_{22}, F_{31}, F_{32}$) générés par le circuit FPGA pour $r = 0.8$. Afin de vérifier la validité de ces

signaux, on les a exploités pour reconstituer la tension des bras ainsi que la tension simple. L'analyse spectrale montre que les harmoniques 7, 11 et 13 sont nuls (Fig.III.15). Quant au 5^{ème} il a une amplitude très faible (1.34% du fondamental).

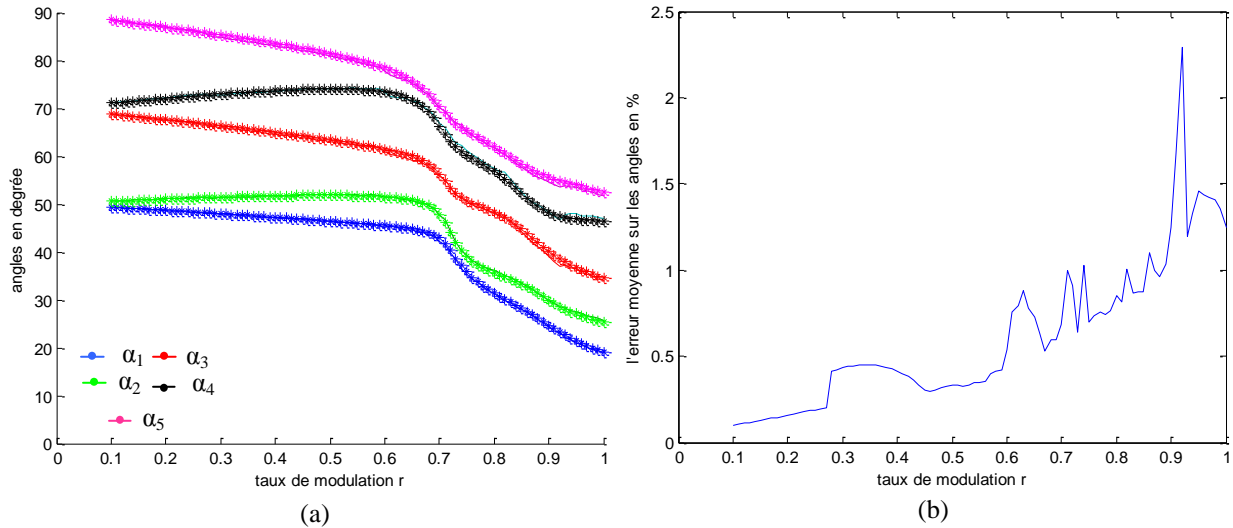


Fig.III.11. Angles de commutation d'un onduleur à trois niveaux obtenus avec un réseau de neurones à fonctions d'activation approximées

r	FPGA					Théorie-Résultante				
	alpha1	alpha2	alpha3	alpha4	alpha5	alpha1	alpha2	alpha3	alpha 4	alpha 5
0,4	47,1154	51,6873	64,5867	73,5565	82,9978	47.2878	51.7791	64.9759	73.7304	83.5868
0,5	46,3272	51,8886	63,0608	74,0809	80,9385	46.4872	51.8792	63.4235	74.1093	81.4939
0,6	45,2419	51,5761	60,9427	73,1816	77,8448	45.5433	51.5592	61.4847	73.4359	78.4472
0,7	42,3419	47,6972	55,8922	67,0316	70,278	42.9135	47.7862	56.2597	66.2904	70.3687
0,8	31,2106	36,1512	48,1298	57,4508	61,5414	31.4326	35.6717	48.3552	56.8713	62.0016
0,9	24,4917	29,9846	38,9711	47,9109	54,4844	24.6545	29.9750	40.0541	48.2737	55.6395
1	18,9962	25,7671	33,9062	46,8849	51,6172	19.1003	25.4488	34.5470	46.5357	52.5794

Tab.III.4 Comparaison des angles obtenus par le programme en VHDL et par la méthode de Newton-Raphson pour différentes valeurs de r (N=3).

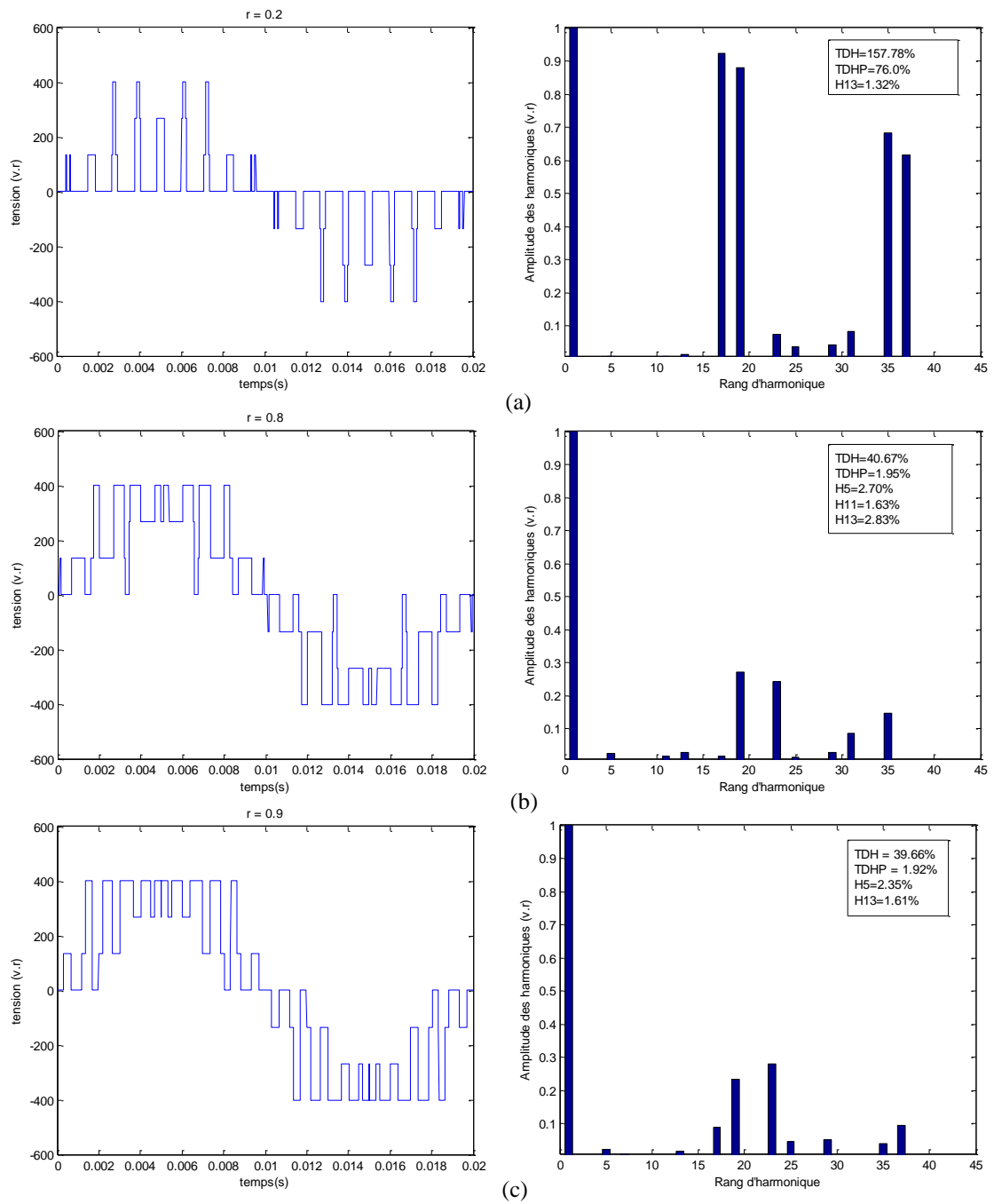


Fig.III.12. Tension simple et son spectre d'harmoniques en utilisant des angles de commutation obtenus avec des fonctions d'activations approximées ($N = 3$)

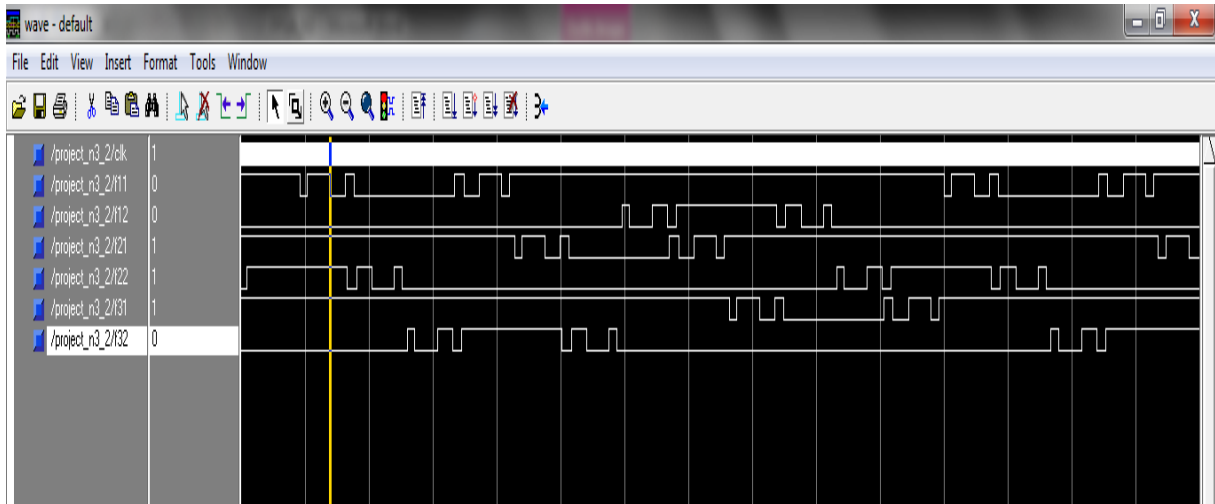


Fig.III.13. Signaux de commande (F_{11} , F_{12} , F_{21} , F_{22} , F_{31} , F_{32}) des interrupteurs de l'onduleur à 3-niveaux sur ModelSim

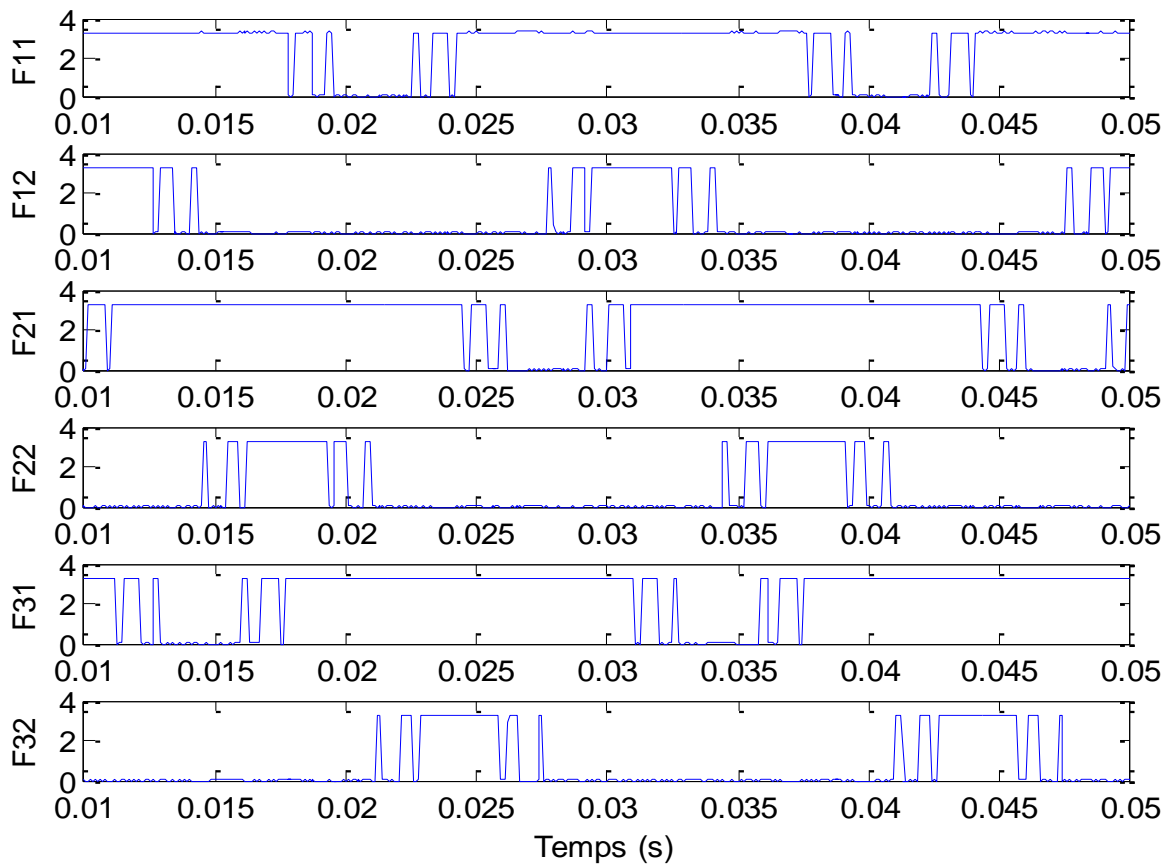


Fig.III.14. Signaux de commande(F_{11} , F_{12} , F_{21} , F_{22} , F_{31} , F_{32}) des interrupteurs de l'onduleur à 3-niveaux obtenu par la carte FPGA (Virtex II)

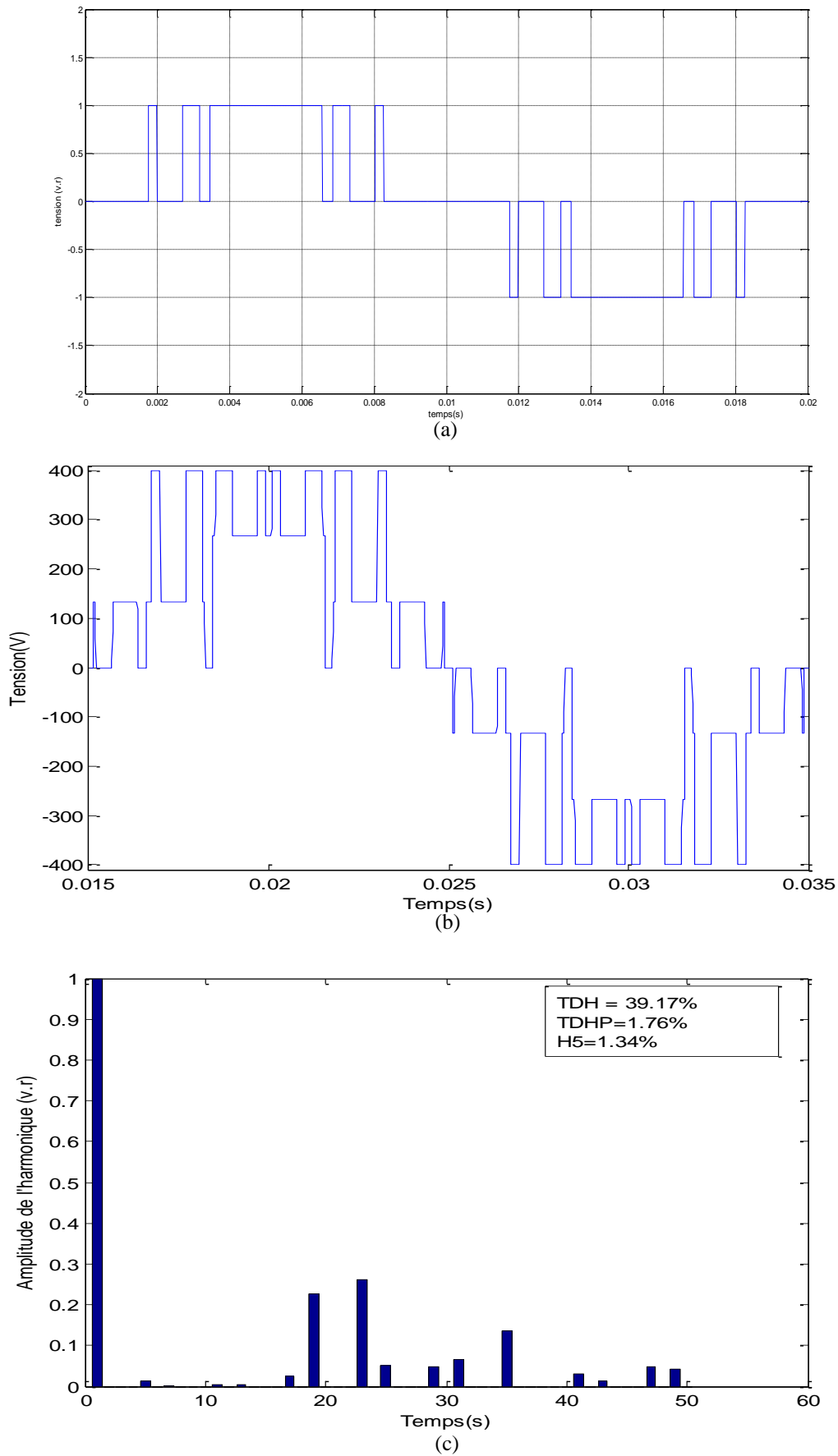


Fig.III.15. MLI obtenue à partir des signaux générés par la carte FPGA (N=3)

III.4.5.2 Résultats de l'onduleur à cinq niveaux

Pour l'onduleur à cinq niveaux, l'approximation des fonctions d'activation des quinze neurones est effectuée de la même manière que précédemment. Les paramètres du réseau à implémenter sont à l'annexe E. De la figure III.16, on remarque que les deux caractéristiques obtenues par un réseau de neurones à fonctions approximés et non approximés coïncident. L'erreur moyenne est autour de 4% sauf pour $r = 0.9$ où l'erreur est de 7.8%. Cette erreur est relative à la faible différence observée entre les angles donnés par la carte FPGA et ceux calculés par la méthode d'élimination dyalytique (Tab.III.5).

Les tensions simples et leurs spectres d'harmoniques obtenues en exploitant les angles générés par le RNA approximé sont représentés aux figures III.17.(a),(b) et (c) respectivement pour $r = 0.5, 0.8$ et 0.9 . Celle-ci montrent clairement que les harmoniques 5, 7 et 11 sont absents du spectre ce qui valide l'efficacité du RNA approximés.

Les figures III.18, III.20 et III.22 donnent l'allure des signaux de commandes des interrupteurs supérieurs des bras de l'onduleur à cinq niveaux générés sous l'environnement *ModelSim*. Ces signaux sont ensuite récupérés de la carte FPGA en se servant d'une carte d'acquisition (Fig.III.(19), (21) et (23)). En utilisant ces signaux, la tension du bras et la tension simple sont par la suite reconstituées (Fig.III.24). Du spectre d'harmoniques, on voit que les harmoniques à éliminer sont très faibles.

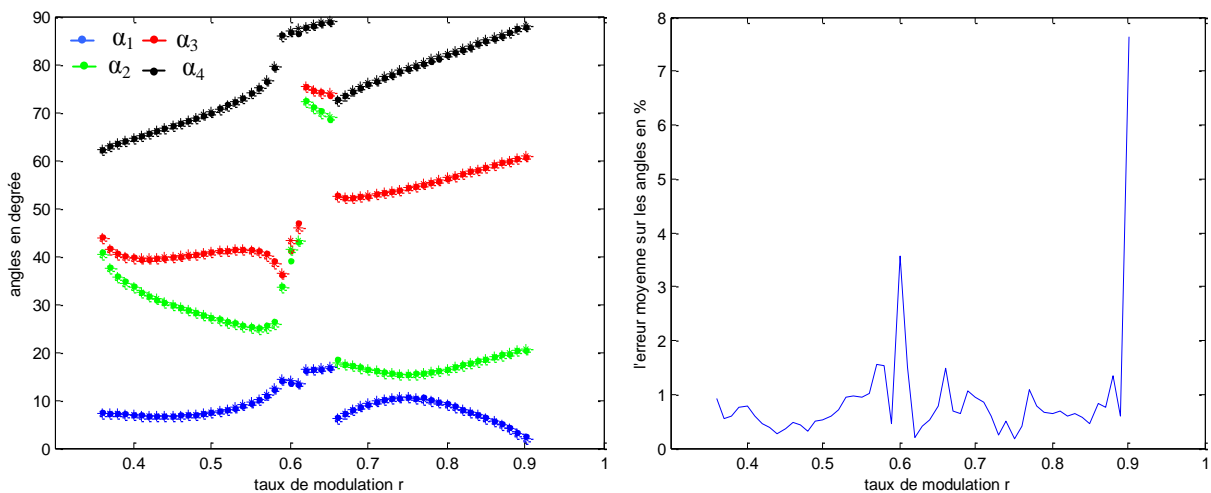


Fig.III.16. Angles de commutation obtenus avec un réseau de neurones à fonctions d'activation approximées
(N = 5, H5-H11)

r	FPGA				Théorie-Résultante			
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_1	α_2	α_3	α_4
0,4	6,968	33,8112	39,8543	64,5465	6.8819	33.4509	39.5957	64.6419
0,5	7,5436	27,3069	40,7954	69,9807	7.4589	27.1824	40.9178	70.1203
0,6	13,5108	39,0955	41,1445	86,8372	13.9708	41.3954	43.3723	87.0653
0,7	9,0831	16,4891	52,6192	75,8283	9.3441	16.4038	52.7043	76.0816
0,8	9,2621	16,5391	56,2261	81,8833	9.0987	16.5093	56.3419	82.2230
0,9	2,4415	20,5029	60,7011	87,6606	1.9008	20.7718	60.9623	87.9743

Tab.III.5. Comparaison des angles obtenus par le programme en VHDL et par l'élimination dyalytique pour différentes valeurs de r (N=5, H5-H11).

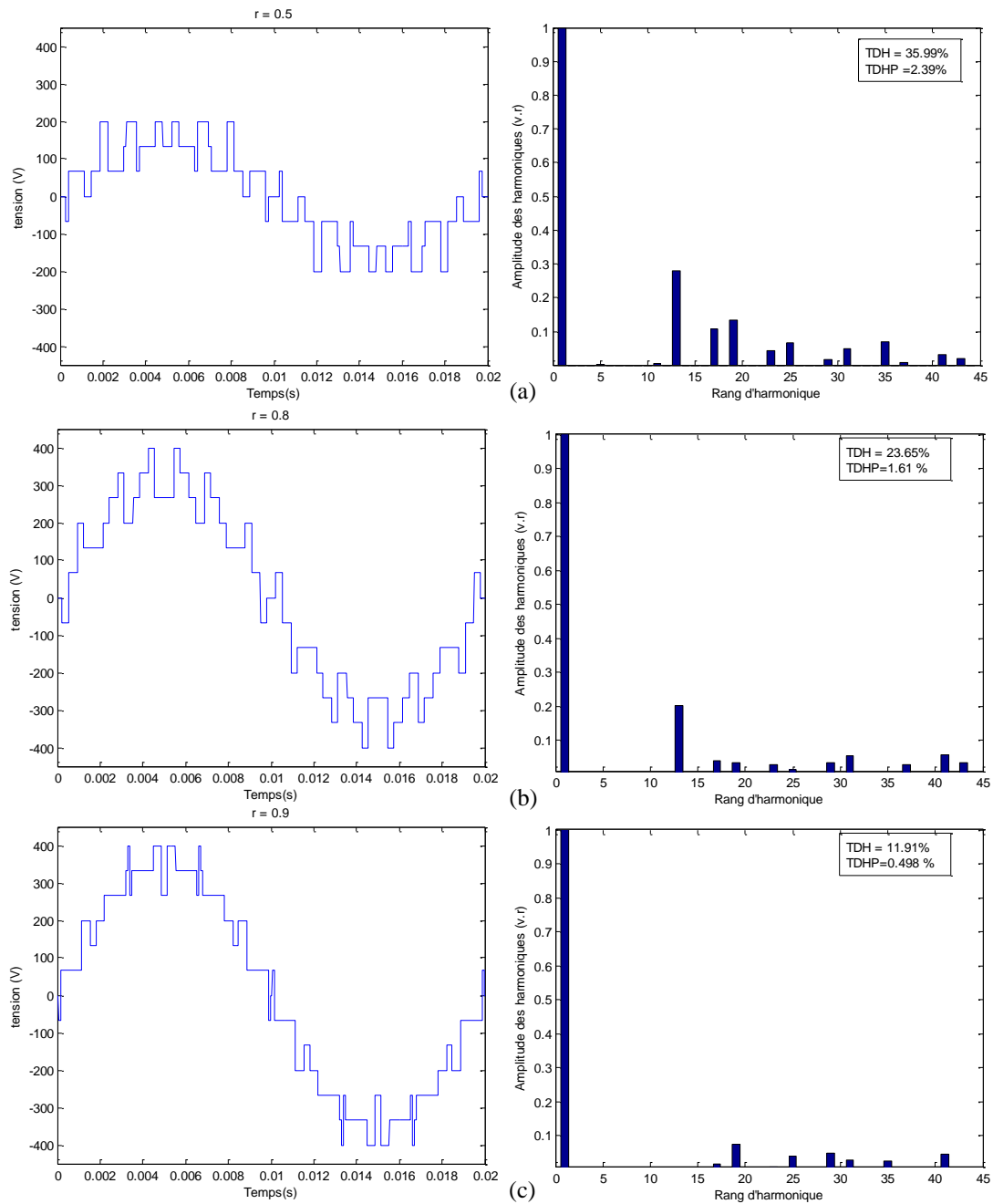


Fig.III.17. Tension simple et son spectre d'harmoniques en utilisant des angles de commutation obtenus avec des fonctions d'activations approximées (N = 5, H5-H11)

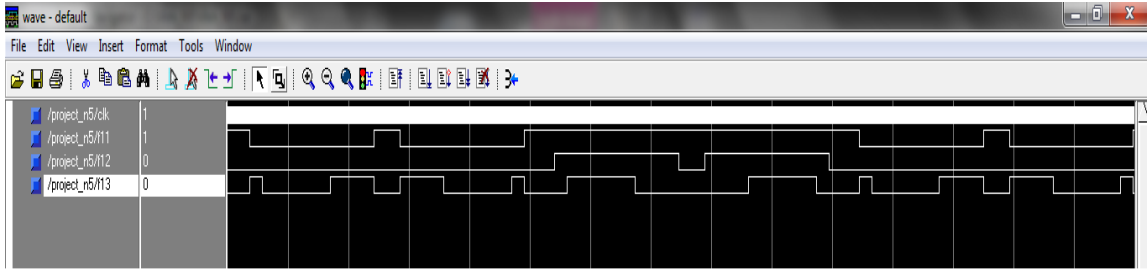


Fig.III.18. Signaux de commande (F_{11} , F_{12} , F_{13}) des interrupteurs de l'onduleur à 5-niveaux générés par ModelSim (H5-H11) et $r=0.8$

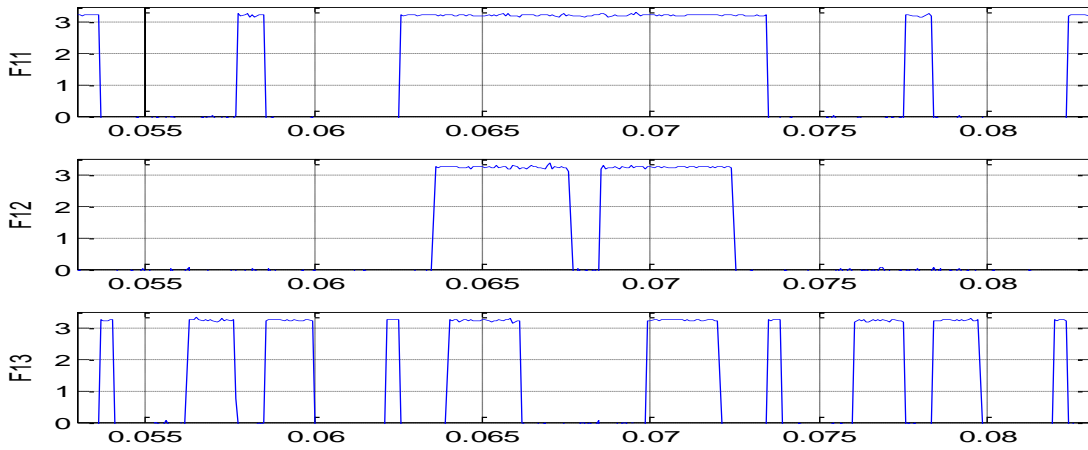


Fig.III.19. Signaux de commande F_{11} , F_{12} et F_{13} fournis par la carte pour $N=5$, (H5-H11) et $r = 0.8$.

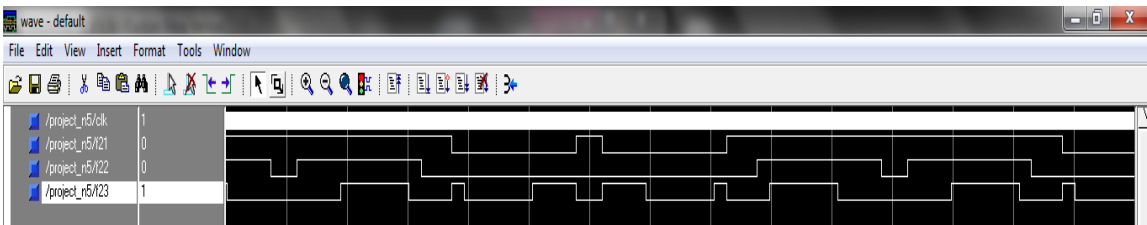


Fig.III.20. Signaux de commande (F_{21} , F_{22} , F_{23}) des interrupteurs de l'onduleur à 5-niveaux par ModelSim (H5-H11)

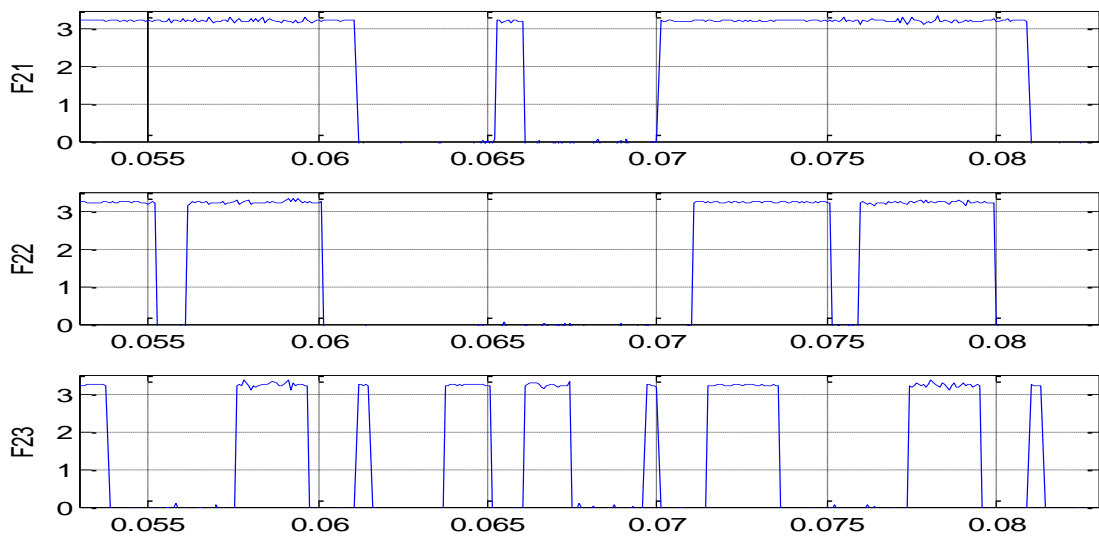


Fig.III.21. Signaux de commande F_{21} , F_{22} et F_{23} fournis par la carte pour $N = 5$ et $r = 0.8$.

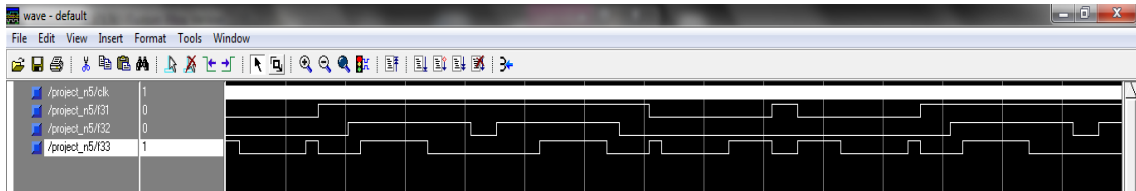


Fig.III.22. Signaux de commande (F_{31} , F_{32} , F_{33}) des interrupteurs de l'onduleur à 5-niveaux générés Par la carte FPGA(H5-H11) et $r=0.8$

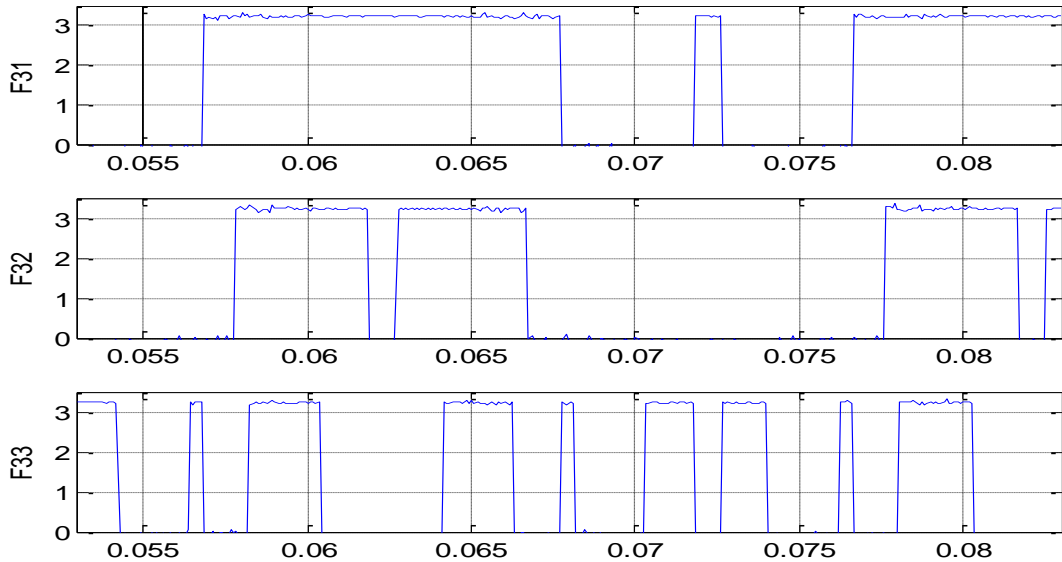


Fig.III.23. Signaux de commande F_{31} , F_{32} et F_{33} fournis par la carte pour $N = 5$, (H5-H11) et $r = 0.8$.

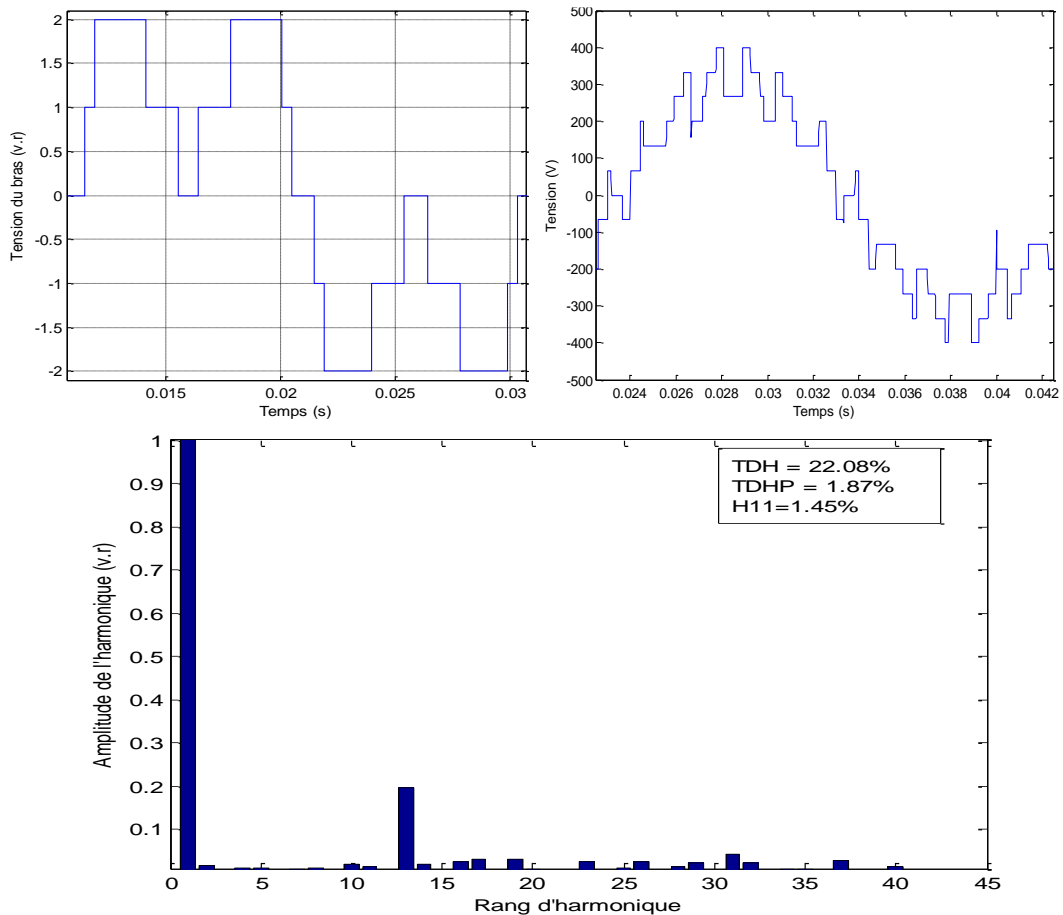


Fig.III.24. MLI obtenue à partir des signaux générés par la carte FPGA ($N=5$,H5-H11)

III.4.5.3 Résultats de l'onduleur à sept niveaux

La figure III.25.a donne les angles de commutation générés par un réseau de treize neurones où les fonctions d'activations ont été approximées de la même façon que les cas précédents. Les valeurs des poids synaptiques définissant le réseau sont indiquées à l'annexe E. Les angles de ce réseau sont superposés à ceux obtenus par un RNA à fonction d'activation non approximée. La différence des angles est interprétée par l'erreur moyenne illustrée à la figure III.25.b. Cette erreur est supérieure à 2% pour des valeurs de r supérieures à 0.92.

Les angles générés par la carte FPGA (Tab.III.6) sont utilisés pour avoir les tensions des figures III.26. Il est clair que pour les trois valeurs de r les harmoniques 5, 7 et 11 sont éliminés.

Les quatre signaux de commande F_{k1} , F_{k2} , F_{k3} et F_{k4} , des interrupteurs supérieurs des trois bras 1, 2 et 3, visualisés par *ModelSim*, sont présentés respectivement aux figures III.27, III.29 et III.31.

La reconstitution de la tension du bras et la tension simple de l'onduleur à sept niveaux pour un taux de modulation $r=0.8$, en utilisant les signaux générés par la carte FPGA (Fig.III.28, 30, 32), permet d'avoir les formes de la figure III.33. Du spectre d'harmoniques, on remarque que les harmoniques 5, 7 et 11 ont une amplitude très faible. Ceci est dû au pas d'échantillonnage limité de la carte d'acquisition utilisée.

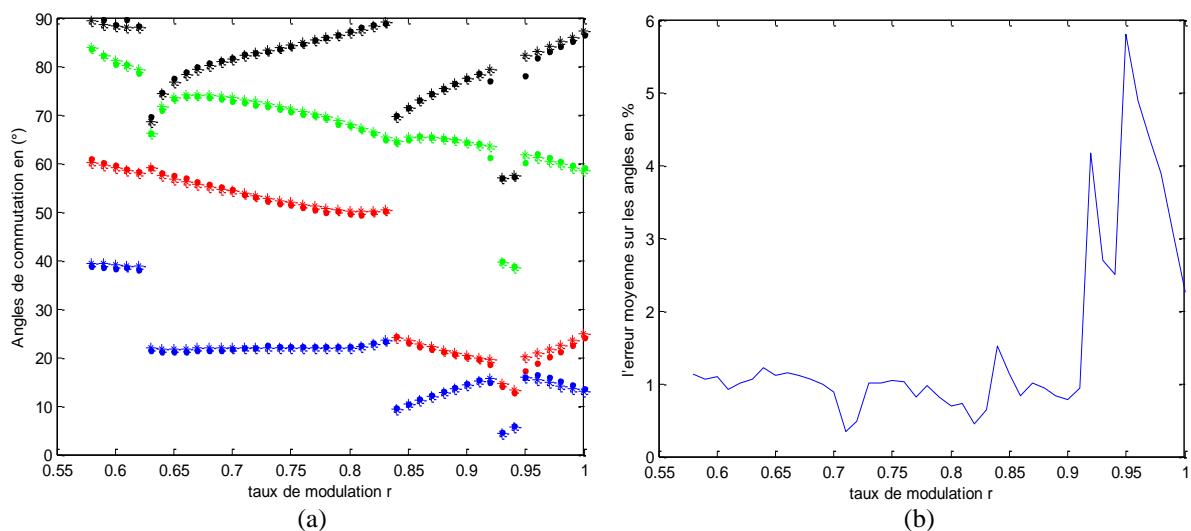


Fig.III.25. Angles de commutation et leur erreur moyenne obtenus avec un réseau de neurones à fonctions d'activation approximées ($N = 7$, H5-H11)

r	FPGA				Elimination dyalytique			
	α_1	α_2	α_3	α_4	α_1	α_2	α_3	α_4
0,6	38,369	59,6234	80,3225	88,5945	39.0962	58.9849	81.2074	88.2526
0,7	21,5999	54,5284	72,7409	81,7816	21.9738	54.2268	73.4952	81.5647
0,8	22,2433	49,5918	67,8237	87,2849	22.1005	50.1893	68.1450	86.8998
0,9	14,6572	20,0885	64,381	77,456	14.4187	20.3836	64.4033	77.4470
1	13,4251	23,9855	58,9641	86,3379	12.9116	24.7848	58.4217	87.1298

Tab.III.6. Comparaison des angles obtenus par le programme en VHDL et par l'élimination dyalytique pour différentes valeurs de r (N=7, H5-H11).

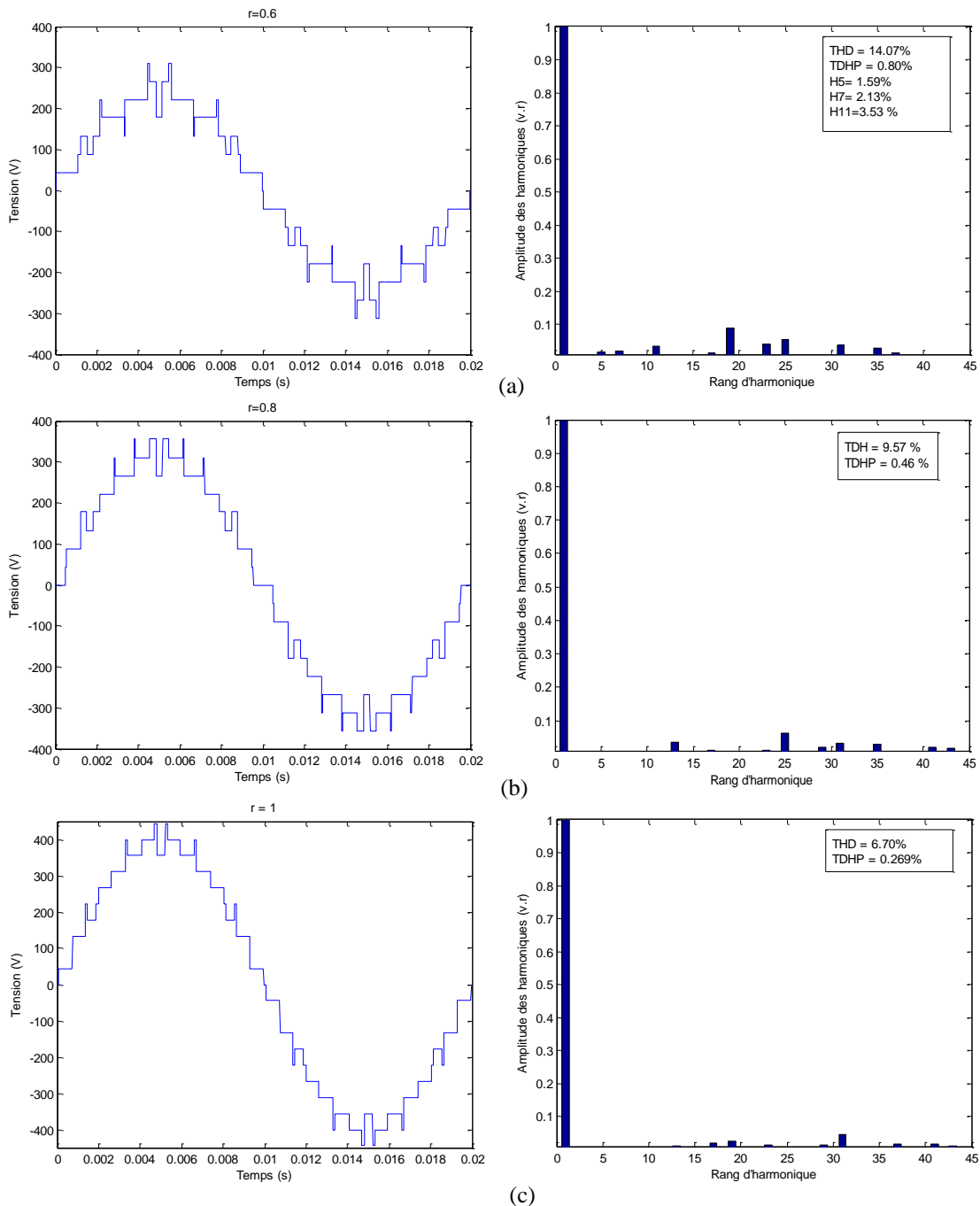


Fig.III.26. Tension simple et son spectre d'harmoniques en utilisant des angles de commutation obtenus avec des fonctions d'activations approximées (N = 7, H5-H11)

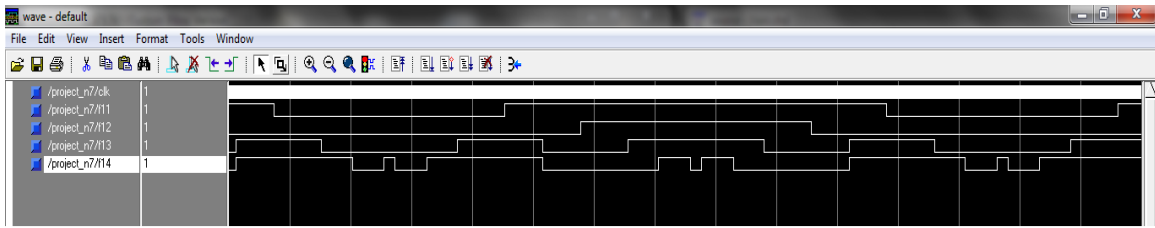


Fig.III.27. Signaux de commande F_{11} , F_{12} , F_{13} et F_{14} de l'onduleur à 7-niveaux générés par ModelSim (H5-H11) et $r=0.8$

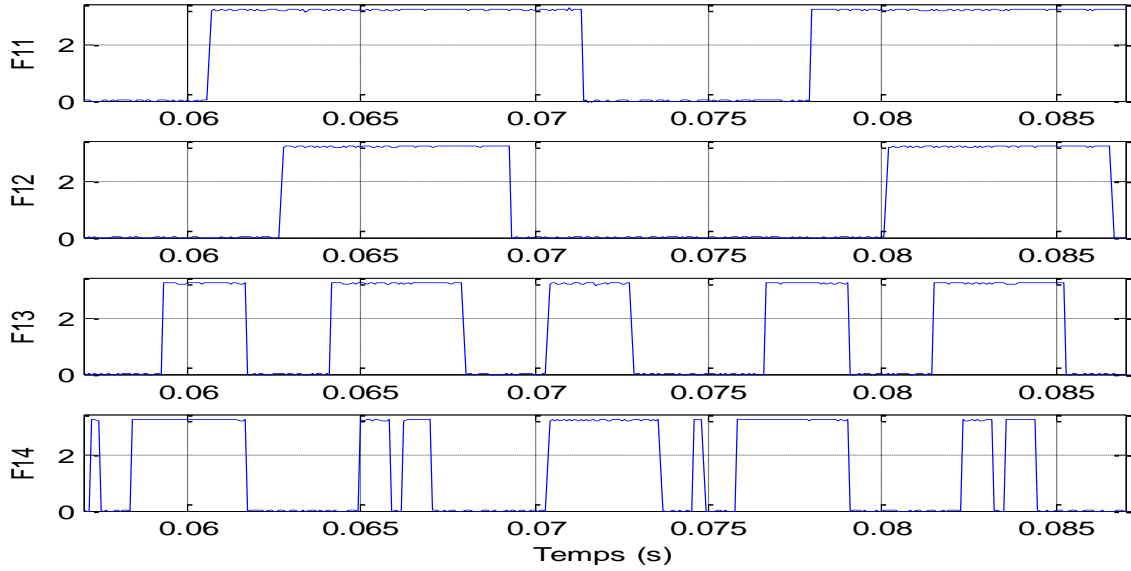


Fig.III.28. Signaux de commande F_{11} , F_{12} , F_{13} et F_{14} fournis par la carte pour $N = 7$, H5-H11 et $r = 0.8$.

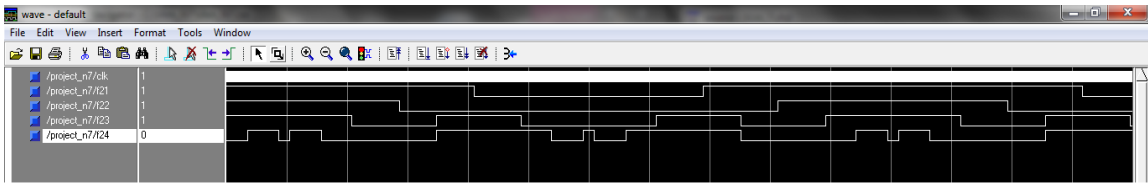


Fig.III.29. Signaux de commande F_{21} , F_{22} , F_{23} et F_{24} de l'onduleur à 7-niveaux générés par ModelSim (H5-H11)

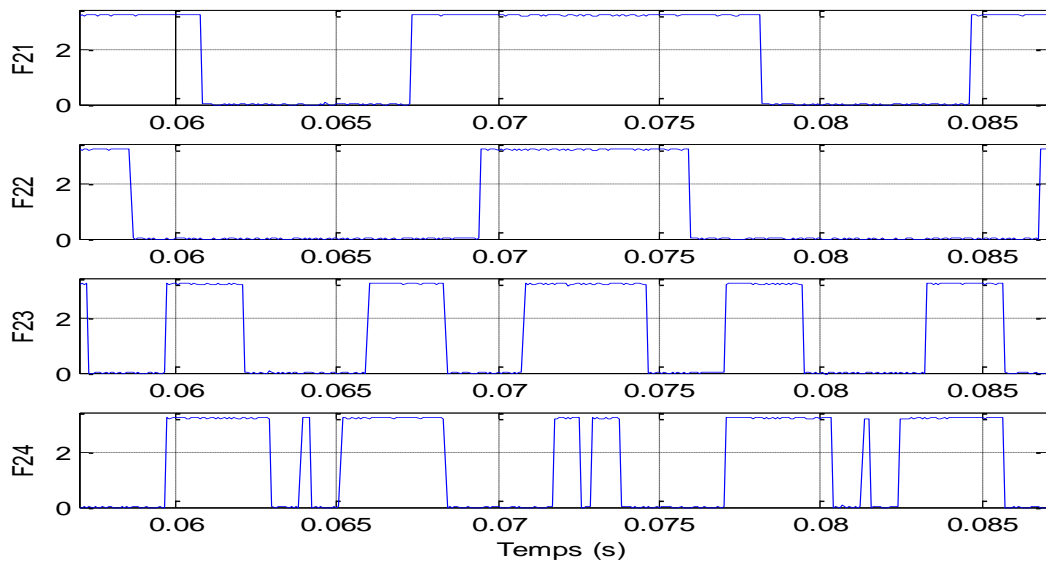


Fig.III.30. Signaux de commande F_{21} , F_{22} , F_{23} et F_{24} fournis par la carte pour $N = 7$, H5-H11 et $r = 0.8$.

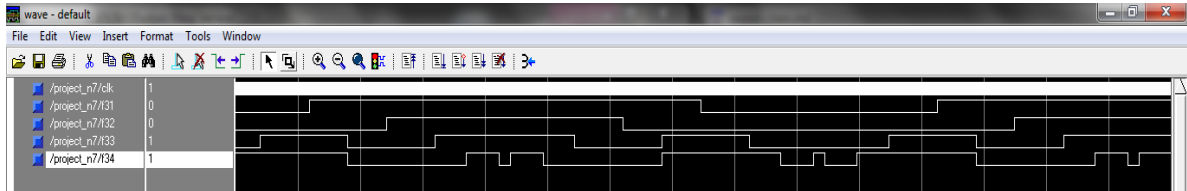


Fig.III.31. Signaux de commande F_{31} , F_{32} , F_{33} et F_{34} de l'onduleur à 7-niveaux générés par ModelSim (H5-H11)

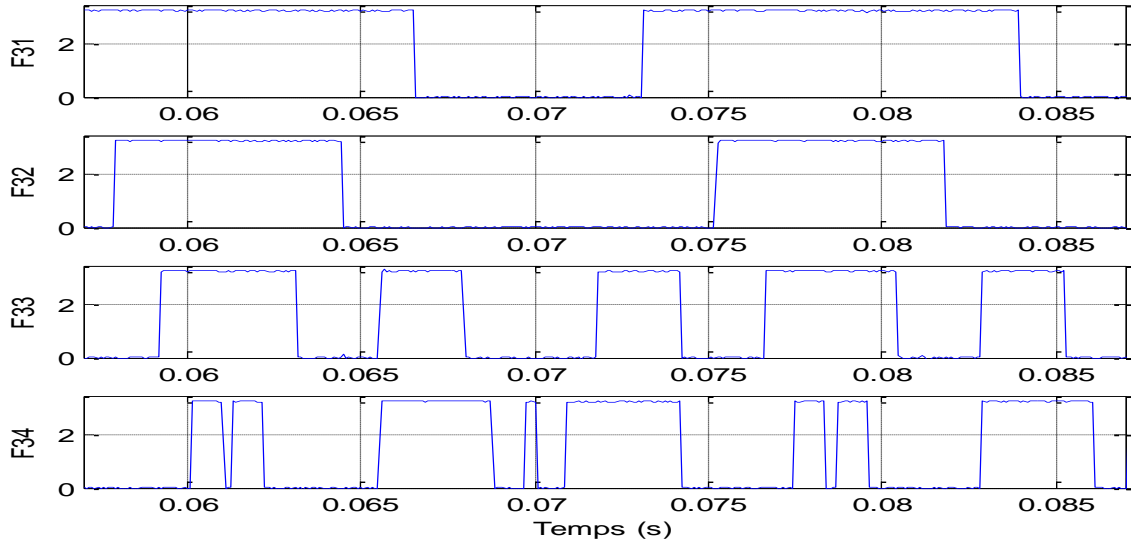


Fig.III.32. Signaux de commande F_{31} , F_{32} , F_{33} et F_{34} fournis par la carte pour $N = 7$, H5-H11 et $r = 0.8$.

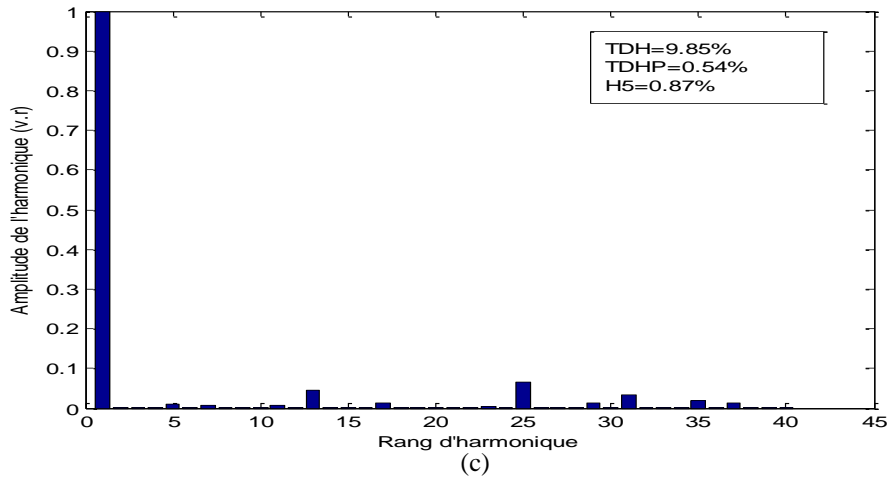
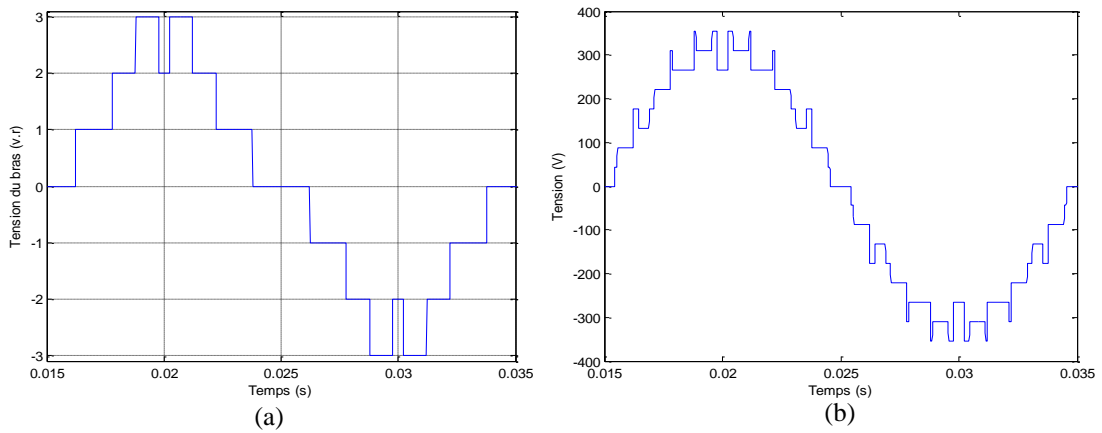


Fig.III.33. MLI obtenue à partir des signaux générés par la carte FPGA ($N=7$, H5-H11)

III.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est d'implanter sur un circuit FPGA la MLI à élimination d'harmoniques en évitant le recours à la méthode tabulée. L'idée est d'exploiter la capacité des réseaux de neurones dans l'approximation de n'importe quelle fonction non linéaire. Dans un premier lieu, des réseaux type multicouches ont été dimensionnés capables de reproduire fidèlement les angles de commutation assurant l'élimination des harmoniques indésirables pour les onduleurs de niveau 3, 5 et 7.

Les caractéristiques de commande obtenues par les architectures proposées sont pratiquement similaires à celles déterminées dans le chapitre II.

L'implantation des trois réseaux pour la commande des onduleurs à 3 et à 5 et à 7 niveaux sur une carte FPGA est aussi présentée. En effet, une description comportementale des trois réseaux ainsi que les signaux de commande des semi-conducteurs des trois onduleurs a été développée en langage VHDL où la cible d'implantation est le circuit Virtex-IITM V2MB1000. La visualisation des chronogrammes interprétant les sorties est réalisée par le logiciel *ModelSim*.

Pour les trois réseaux implémentés, les fonctions d'activation sont approximées linéairement. Cette approximation est la cause de la légère différence observées entre les angles générés par la carte FPGA et les angles obtenus par un des réseaux à fonction d'activation non approximée. L'analyse spectrale de la tension simple reconstituée à partir des angles et des signaux de commande délivrés par la carte FPGA a permis de vérifier le fonctionnement correcte des trois réseaux implémentés.

CHAPITRE

-IV-

EQUILIBRAGE DES TENSIONS DU BUS CONTINU PAR VECTEURS REDONDANTS

IV.1. Introduction

La tension alternative en MLI, générée en sortie par les onduleurs multiniveaux, provient des tensions continues appliquées en leur entrée. Ces tensions continues sont obtenues aux bornes de condensateurs connectés en série. L'alimentation de ces condensateurs est généralement réalisée soit par une source de tension continue dans le cas d'une faible puissance ou, par l'association d'un redresseur dans les applications de puissance élevée [Bou 07-a][Lal 09].

Dans une telle cascade, la contrainte principale à satisfaire demeure l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu reliant le redresseur à l'onduleur multiniveaux. Afin de remédier à ce problème plusieurs solutions ont été proposées, entre autre : l'utilisation des sources séparées, l'ajout d'un circuit auxiliaire dit pont de clamping, le contrôle en boucle fermée des tensions du bus et aussi l'exploitation des états redondants [Han 99][Bor 09].

Les deux premières solutions présentent l'inconvénient d'un coût élevé ajouté à un encombrement important ainsi que la complexité d'implémentation. En cas de variation de charge, la commande en boucle fermée conduit à une déformation de l'onde multiniveaux. Quant à la dernière, elle est habituellement utilisée en tandem avec la MLI vectorielle [New 99][Pan 05][Han 99][Pen 95].

De ce fait, pour assurer un fonctionnement performant de la cascade (Redresseur-Onduleur), nous proposons dans cette partie l'exploitation des configurations redondantes en association avec la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques au lieu de la modulation vectorielle. L'analyse des résultats est basée sur la déviation des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu par rapport à la valeur désirée, le spectre d'harmoniques ainsi que le TDH de la tension fournie par l'onduleur.

IV.2 Réglage de la tension du bus continu

IV.2.1 Présentation de la cascade

Dans le chapitre précédent, la commande de l'onduleur à N niveaux est effectuée en supposant que les tensions des condensateurs formant le bus continu sont constantes. Ces tensions peuvent être fournies par des convertisseurs multiniveaux. Dans notre cas, nous utilisons des redresseurs de tension à MLI.

Le but de ce chapitre est de stabiliser les tensions des condensateurs des onduleurs étudiés précédemment dans le cas où ils sont alimentés par des redresseurs à MLI de même structure que celle des onduleurs comme indiqué à la figure IV.1.

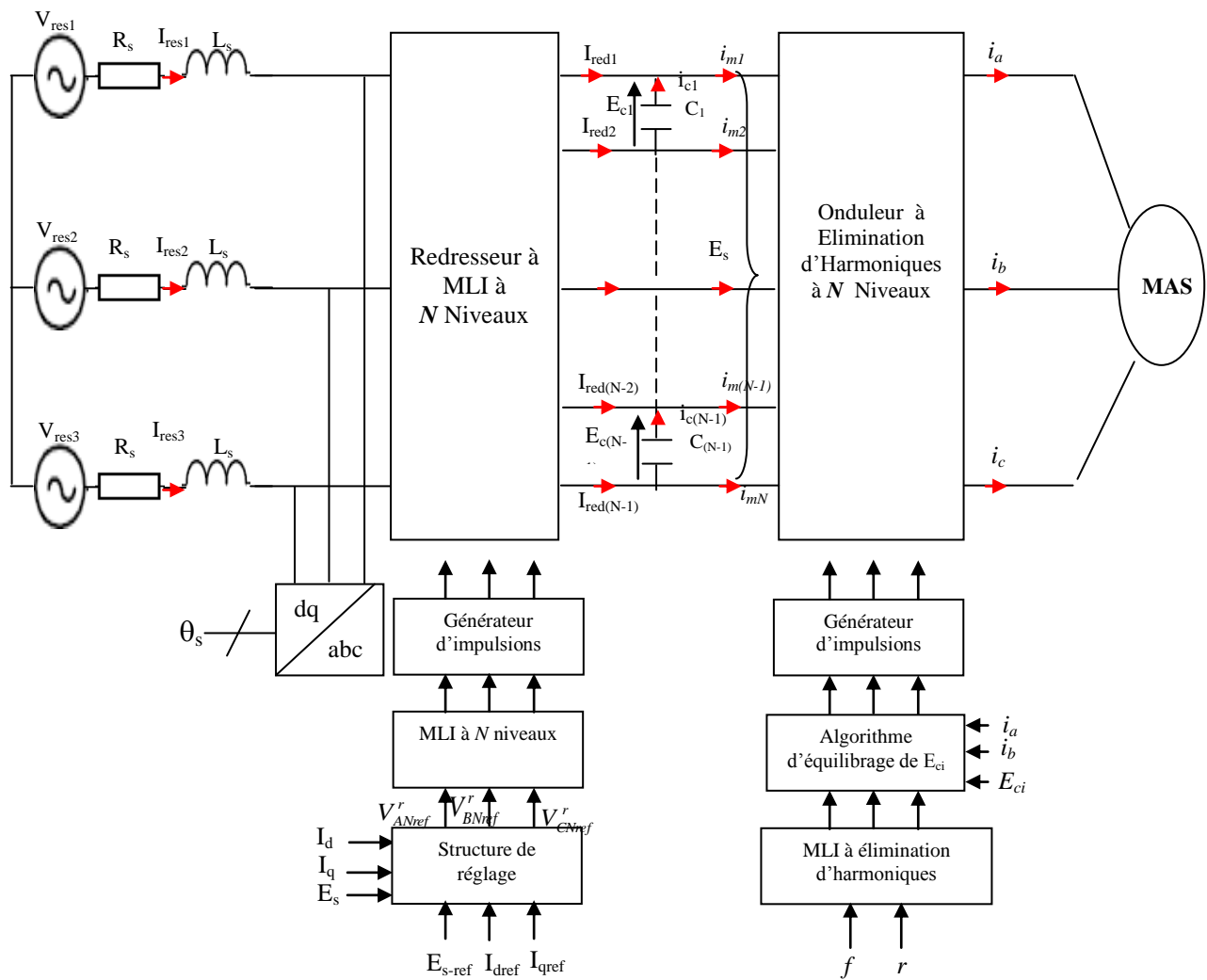


Fig.IV.1. Schéma de commande de la cascade Réseau-Redresseur à N niveaux-Onduleur à N niveaux-MAS

L'onduleur à N niveaux est commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques associée à un algorithme d'équilibrage des tensions du bus continu. Tout d'abord les tensions alternatives désirées à la sortie de l'onduleur multiniveaux sont générées en utilisant la MLI à élimination d'harmoniques développée au chapitre II. Ceci permet de déterminer les états des interrupteurs de l'onduleur. Par la suite, l'équilibrage des tensions du bus continu est obtenu par une utilisation adéquate des états redondants de la commutation des interrupteurs. Nous allons développer la méthode pour les onduleurs à 3 à 5 et à 7 niveaux.

La commande du redresseur à N niveaux a principalement pour but le réglage de la tension totale E_s du bus continu et d'imposer un facteur de puissance du côté réseau. Cette structure de réglage fournit donc les tensions alternatives de référence qui sont utilisées pour générer les impulsions de commande en exploitant une MLI à N niveaux.

IV.2.2 Structure de réglage de la tension du bus continu

L'algorithme d'équilibrage est développé dans l'hypothèse que la tension totale à l'entrée de l'onduleur à N niveaux est maintenue constante. Aussi, pour satisfaire à cette hypothèse, nous exploitons la structure de réglage de la figure IV.2 pour commander le redresseur à N niveaux.

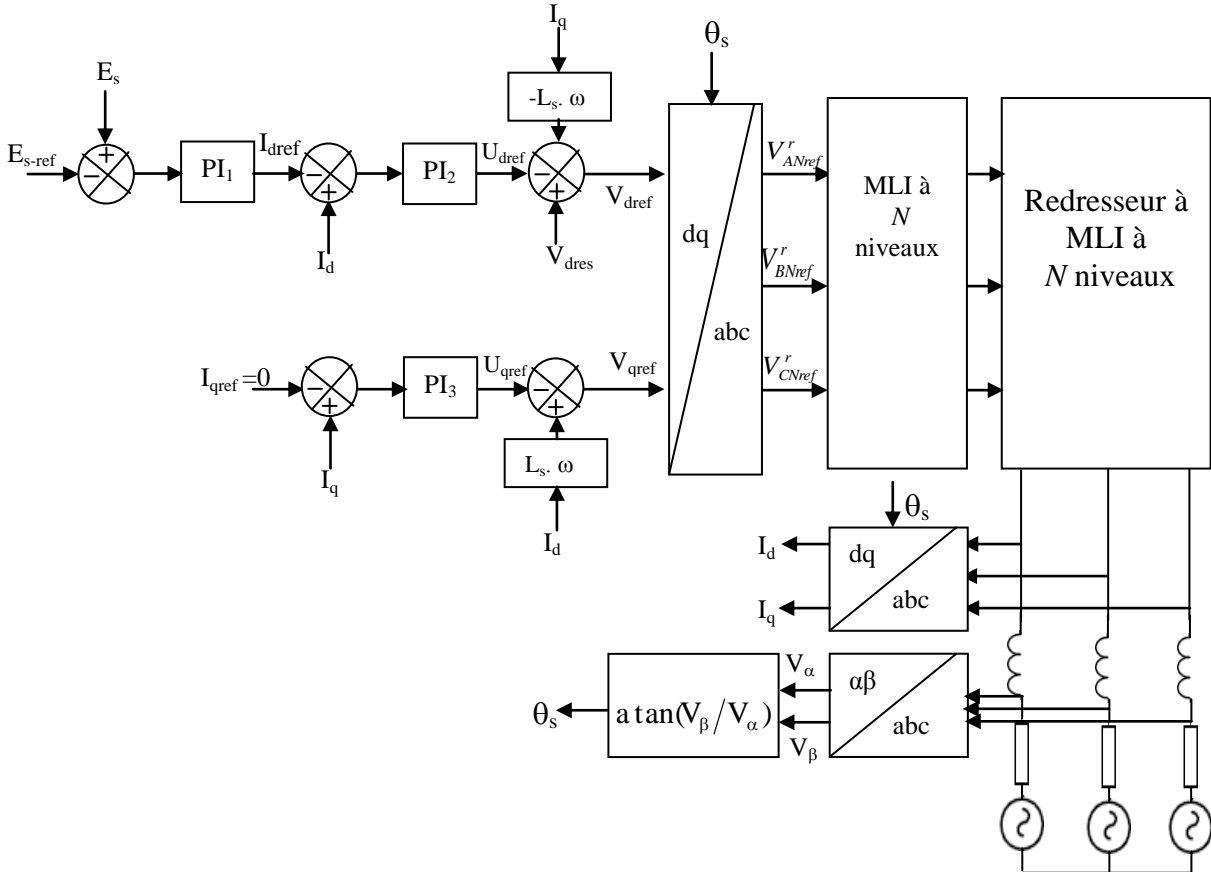


Fig.IV.2. Schéma de commande de la tension du redresseur E_s et le redresseur à MLI dans le repère (q,d)

Cette structure est développée dans un repère tournant (d,q) tel l'axe d est confondu avec le vecteur de la tension du réseau dans le plan (α,β) . Aussi la position θ_s du vecteur tension du réseau est obtenue, en exploitant les composantes (V_α, V_β) des tensions triphasées du réseau, $(V_{res1} \ V_{res2} \ V_{res3})$ par :

$$\theta_s = a \tan(V_\beta/V_\alpha) \quad (IV.1)$$

Le réglage de la tension du bus continu E_s par le régulateur PI_1 fournit la référence I_{dref} de la composante d du courant du réseau du fait que la puissance active du côté réseau est transférée au bus continu aux pertes près dans le redresseur considérées comme négligeables.

La composante de référence I_{qref} est fixé à zéro pour imposer un facteur de puissance unitaire du coté du réseau.

L'intervention des régulateurs PI₂ et PI₃ doit assurer aux composantes I_d et I_q du courant du réseau de suivre leur référence respective I_{dref} et I_{qref} . De plus ces régulateurs génèrent les signaux de référence pour les tensions triphasées V_{KN}^r à l'entrée du redresseur.

Pour développer la commande des courants I_d et I_q , nous partons de l'expression des tensions du réseau en utilisant la transformée de Laplace :

$$\begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_s S & 0 \\ 0 & 0 & R_s + L_s S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{res1} \\ I_{res2} \\ I_{res3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{AN}^r \\ V_{BN}^r \\ V_{CN}^r \end{bmatrix} \quad (IV.2)$$

La transformation du système IV.2 conduit à un système en (d,q) ayant une composante homopolaire nulle du fait que le neutre est supposé isolé :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & -L_s \omega \\ L_s \omega & R_s + L_s S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV.3)$$

Comme l'axe d est aligné avec le vecteur de la tension du réseau aussi $V_{qres} = 0$. De ce fait, le système IV.3 se réduit à la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & -L_s \omega \\ L_s \omega & R_s + L_s S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d^r \\ V_q^r \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

Les équations du système IV.4 montrent qu'il existe un couplage entre l'axe (d) et (q) par les termes $-L_s \omega I_q$ et $L_s \omega I_d$. Pour assurer le découplage des deux courants, deux boucles de régulation par un correcteur PI_(2,3) sont nécessaires où les termes $-L_s \omega I_q$ et $L_s \omega I_d$ sont compensés du côté commande respectivement par $-L_s \omega I_q$ et $L_s \omega I_d$ comme indiqué au schéma de la figure IV.2.

Par ailleurs, les tensions alternatives triphasées V_{KN}^r générées par le redresseur sont obtenues par la technique de la modulation de largeur d'impulsion MLI adapté aux convertisseurs multiniveaux [Chi 99][Cha 10].

On utilise $(N-1)$ porteuses triangulaires bipolaires ($pt(1), pt(2), \dots, pt(N-1)$) décalées dans le temps de $T_p/(N-1)$ où T_p est la période de la porteuse (Fig.IV.3). La comparaison des trois références $V_{ref}(k)$ avec les $(N-1)$ porteuses donne trois signaux intermédiaires S_a, S_b et S_c : pour $i=(1,2, \dots, N-1)$.

$$\begin{aligned}
 & \text{Si } V_{ref}(1) \geq p\alpha(i); S_a(i) = -N_a + i \quad \text{sin on } S_a(i) = -N_a + (i-1) \\
 & \text{Si } V_{ref}(2) \geq p\alpha(i); S_b(i) = -N_a + i \quad \text{sin on } S_b(i) = -N_a + (i-1) \\
 & \text{Si } V_{ref}(3) \geq p\alpha(i); S_c(i) = -N_a + i \quad \text{sin on } S_c(i) = -N_a + (i-1)
 \end{aligned} \tag{IV.5}$$

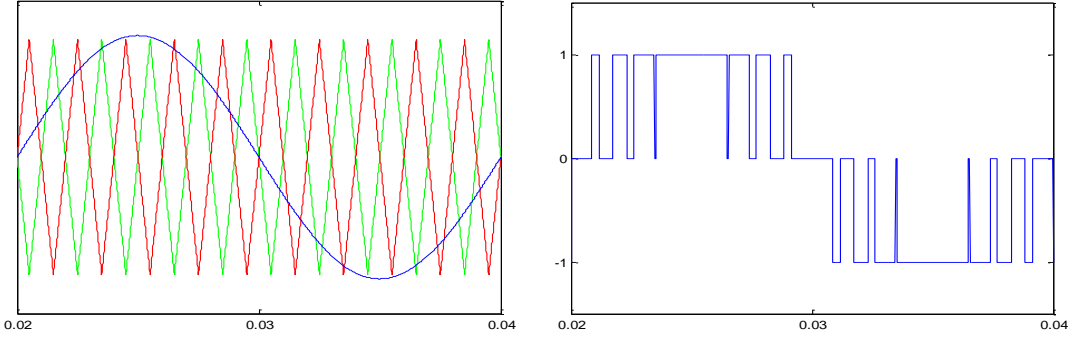


Fig.IV.3. a. les $(N-1)$ Porteuses et la référence $V_{ref}(1)$ b. Les états de commutation du bras 1

La détermination des états de commutation des trois bras du convertisseur est obtenue par :

$$S_{w_1} = \sum_{i=1}^{N-1} S_a(i); S_{w_2} = \sum_{i=1}^{N-1} S_b(i); S_{w_3} = \sum_{i=1}^{N-1} S_c(i); \tag{IV.6}$$

IV.3. Equilibrage des tensions du bus continu des onduleurs multiniveaux

IV.3.1 Onduleur à trois niveaux

L'onduleur à trois niveaux dispose de 27 états de commutation (Tab.IV.1) obtenus par la relation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E_s [S_{w_{1i}} + S_{w_{2i}} e^{j2\pi/3} + S_{w_{3i}} e^{j4\pi/3}] \tag{IV.7}$$

Où $S_{w_{ki}}$ représente l'état du bras avec $i=(0,1,2)$ et $k= (1, 2, 3)$. Pour cet onduleur $S_{w_{ki}}$ prennent les valeurs suivantes :

$$\begin{cases} V_{KM} = U_{s1} \Rightarrow S_{w_{k2}} = 2 \\ V_{KM} = U_{s2} \Rightarrow S_{w_{k1}} = 1 \\ V_{KM} = 0 \Rightarrow S_{w_{k0}} = 0 \end{cases} \tag{IV.8}$$

Chaque état peut être représenté dans le plan des tensions modulées $(0, U_{AC}, U_{BC})$ (Fig.IV.4)

Du tableau IV.1, on peut répartir les 27 vecteurs en quatre groupes : groupe de tension nulle, groupe de demie tension, groupe de pleine tension et groupe de tension intermédiaire. Chacun des vecteurs du groupe demie tension peut être obtenue à partir de deux combinaisons différentes des états $S_{w_{ki}}$ ($k=1, 2$ ou 3). De plus, les états de ce groupe peuvent modifier la

tension des deux condensateurs du diviseur capacitif et les trois autres groupes n'ont aucun effet. Par conséquent, seuls les vecteurs du groupe demie tension sont utilisés pour stabiliser le diviseur capacitif. Aussi, nous décomposons ce groupe en deux sous-groupes.

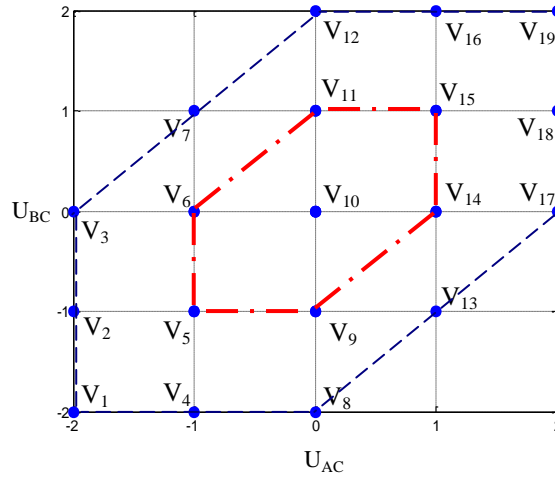


Fig.IV.4. Position des Vecteurs tension fournis par l'onduleur à trois niveaux dans le plan $(0, U_{AC}, U_{BC})$

Afin d'analyser l'effet des 12 vecteurs redondants sur le comportement des deux condensateurs C_1 et C_2 , nous proposons d'étudier le cas d'un onduleur à trois niveaux alimenté par une source de tension continue.

Tension Nulle	V_{10} (1,1,1)	V_{10} (2,2,2)	V_{10} (0,0,0)
Demie Tension	V_{14} (2,1,1)	V_{15} (2,2,1)	V_{11} (1,2,1)
Tension	V_{14} (1,0,0)	V_{15} (1,1,0)	V_{11} (0,1,0)
Pleine Tension	V_{17} (2,0,0)	V_{19} (2,2,0)	V_{12} (0,2,0)
Tension Intermédiaire	V_{18} (2,1,0)	V_{16} (1,2,0)	V_7 (0,2,1)

Tab.IV.1.Répartition en 4 groupes des vecteurs tensions de l'onduleur à 3-niveaux

Prenons le cas où l'onduleur est alimenté par un redresseur à 2-niveaux. La structure du filtre intermédiaire est représentée par la figure IV.5.

Comme la tension d'entrée est supposée constante, nous avons :

$$\frac{dE_s}{dt} = \frac{dE_{c1}}{dt} + \frac{dE_{c2}}{dt} = 0 \quad (IV.9)$$

Ceci est équivalent à :

$$\frac{1}{C_1} i_{c1} + \frac{1}{C_2} i_{c2} = 0 \Rightarrow i_{c1} = -i_{c2} \quad (IV.10)$$

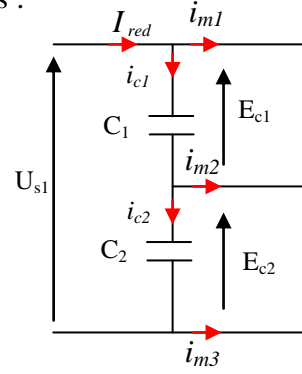


Fig.IV.5.Diviseur capacitif de l'onduleur à 3-niveaux alimenté par une source continue

En se basant sur la figure IV.5, les expressions des courants traversant les deux condensateurs s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_{c1} = -i_{c2} \\ i_{c2} = i_{c1} - i_{m2} \end{cases} \quad (IV.11)$$

La résolution de ce système conduit à :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{2} i_{m2} \\ i_{c2} = -\frac{1}{2} i_{m2} \end{cases} \quad (IV.12)$$

En remplaçant le courant modulé du système I.27 (défini dans le chapitre I), le système IV.12 devient :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{2} (m_{12} i_a + m_{22} i_b) \\ i_{c2} = -\frac{1}{2} (m_{12} i_a + m_{22} i_b) \end{cases} \quad (IV.13)$$

Pour les 27 vecteurs tensions, les valeurs des coefficients m_{11} , m_{12} , m_{21} , m_{22} sont indiqués au tableau IV.2 où la numérotation des vecteurs est effectuée par ordre décroissant.

V_s	U_{AC}	U_{BC}	V_{AM}	V_{BM}	V_{CM}	m_{11}	m_{21}	m_{12}	m_{22}
1	-2	-2	0	0	2	-1	-1	0	0
2	-2	-1	0	1	2	-1	-1	0	1
3	-2	0	0	2	2	-1	0	0	0
4	-1	-2	1	0	2	-1	-1	1	0
5	-1	-1	0	0	1	0	0	-1	-1
5	-1	-1	1	1	2	-1	-1	1	1
6	-1	0	0	1	1	0	0	-1	0
6	-1	0	1	2	2	-1	0	1	0
7	-1	1	0	2	1	0	1	-1	-1
8	0	-2	2	0	2	0	-1	0	0
9	0	-1	1	0	1	0	0	0	-1
9	0	-1	2	1	2	0	-1	0	1
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	1	1	1	0	0	0	0
10	0	0	2	2	2	0	0	0	0
11	0	1	0	1	0	0	0	0	1
11	0	1	1	2	1	0	1	0	-1
12	0	2	0	2	0	0	1	0	0
13	1	-1	2	0	1	1	0	-1	-1
14	1	0	1	0	0	0	0	1	0
14	1	0	2	1	1	1	0	-1	0
15	1	1	1	1	0	0	0	1	1
15	1	1	2	2	1	1	1	-1	-1
16	1	2	1	2	0	0	1	1	0
17	2	0	2	0	0	1	0	0	0
18	2	1	2	1	0	1	0	0	1
19	2	2	2	2	0	1	1	0	0

Tab.IV.2. Les coefficients m_{ij} pour les 27 vecteurs tensions de l'onduleur à 3-niveaux

IV.3.1.1 Algorithme d'équilibrage

Équilibrer les tensions des condensateurs revient à minimiser l'erreur $\Delta E_{ci} = (E_{ci-ref} - E_{ci})$. Pour cela, on propose d'exploiter l'effet des vecteurs redondants sur les tensions des condensateurs du bus continu.

En effet, et afin de mettre en contribution le mieux possible les 12 vecteurs redondants, une sélection du vecteur adéquat est effectuée. La méthode consiste à choisir la configuration permettant de décharger le condensateur le plus chargé et de charger le plus déchargé.

Partant du fait que le condensateur C_i se charge si le courant i_{ci} est positif et vice-versa. Aussi, l'étude de l'évolution de la tension E_{ci} revient à celle du courant i_{ci} .

Pour le cas d'un onduleur à 3-niveaux et d'après la relation IV.12, l'analyse se réduit à étudier le signe d'un seul courant i_{c1} . Du système IV.13, seuls les coefficients m_{12} et m_{22} interviennent dans le calcul de i_{c1} . De plus, il est clair que le signe de ces courants est imposé par les deux courants de charge i_a et i_b .

Le tableau IV.3 exprime le courant i_{c1} pour chaque vecteur du groupe demie tension.

V_s		U_{AC}	U_{BC}	V_{AM}	V_{BM}	V_{CM}	m_{12}	m_{22}	i_{c1}	E
5	a	-1	-1	0	0	1	-1	-1	-E	i_a+i_b
5	b	-1	-1	1	1	2	1	1	E	
6	a	-1	0	0	1	1	-1	0	-E	i_a
6	b	-1	0	1	2	2	1	0	E	
9	a	0	-1	1	0	1	0	-1	-E	i_b
9	b	0	-1	2	1	2	0	1	E	
11	a	0	1	0	1	0	0	1	E	i_b
11	b	0	1	1	2	1	0	-1	-E	
14	a	1	0	1	0	0	1	0	E	i_a
14	b	1	0	2	1	1	-1	0	-E	
15	a	1	1	1	1	0	1	1	E	i_a+i_b
15	b	1	1	2	2	1	-1	-1	-E	

Tab.IV.3. Le courant i_{c1} en fonction de i_a et i_b pour les vecteurs redondants de l'onduleur à 3-niveaux.

Pour chaque redondance, le courant traversant le condensateur est défini par une seule relation notée E et le signe de i_{c1} ne dépend alors que du signe de E .

Prenons le vecteur V_5 comme exemple, si $E > 0$, la configuration a décharge C_1 et charge C_2 . Alors que si $E < 0$, la même configuration aura un effet inverse. La procédure est identique pour l'ensemble des vecteurs redondants.

Du tableau IV.3, il ressort aussi que trois vecteurs ont le même effet et trois autres ont un effet inverse. Les six vecteurs peuvent être alors classés en deux groupes.

Groupe1 : V_5, V_6, V_9 .

Groupe2 : V_{11}, V_{14}, V_{15} .

Le tableau IV.4 (a ,b) détaille l'effet sur les deux condensateurs pour chaque groupes G_1 et G_2 .

	E>0		E<0	
	c ₁	c ₂	c ₁	c ₂
a	↓	↑	↑	↓
b	↑	↓	↓	↑

a. Groupe 1

	E>0		E<0	
	c ₁	c ₂	c ₁	c ₂
a	↑	↓	↓	↑
b	↓	↑	↑	↓

b. Groupe 2

Tab.IV.4. Effet des vecteurs redondant sur les condensateurs

On pose $P_1 : E > 0$ et $P_2 : E < 0$

Le choix de la bonne configuration dépend au départ de l'état actuel du bus continu. Pour l'onduleur à 3-niveaux, que deux cas sont possibles: ($E_{c1} > E_{c2}$ ou $E_{c1} < E_{c2}$). Partant de là, le tableau IV.5 résume la méthode d'auto-équilibrage adoptée.

	G1		G2	
	P ₁	P ₂	P ₁	P ₂
$E_{c1} > E_{c2}$	a	b	b	a
$E_{c1} < E_{c2}$	b	a	a	b

Tab.IV.5. Table de commande du bus continu d'un onduleur à 3-niveaux par l'algorithme d'auto-équilibrage.

Pour l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques, la mise en œuvre de la table IV.5 est liée à la forme de la tension du bras V_{KM} imposée dans le chapitre II (Fig.II.8). L'association de cette MLI à l'algorithme d'auto-équilibrage revient à substituer à un instant t le vecteur actuel issu de l'élimination d'harmoniques (appartenant au groupe de demie tension) par celui sélectionné suivant la table IV.5. Aussi, nous obtenons trois autres formes de la tension V_{KM} mais qui doivent donner la même tension simple et le même spectre d'harmoniques que celui de la tension issue de la MLI.

Dans le cas où le vecteur actuel n'appartient pas au groupe de demie tension, aucun changement ne doit être effectué.

IV.3.1.2 Résultats de simulation de la cascade Redresseur à trois niveaux - Onduleur à trois niveaux-MAS

La structure du le filtre intermédiaire reliant l'onduleur à trois niveaux à un redresseur à MLI à trois niveaux est représenté sur la figure IV.6.

La tension des condensateurs est telle que:

$$\begin{cases} \frac{dE_{c1}}{dt} = \frac{1}{c_1} (I_{red1} - i_{m1}) \\ \frac{dE_{c2}}{dt} = \frac{1}{c_2} (i_{m3} - I_{red2}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

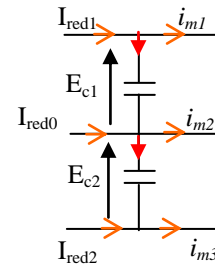


Fig.IV.6. Le diviseur capacitif avec redresseur à 3-niveaux

La simulation de la cascade présentée à la figure IV.1 pour N=3 est réalisée sous l’environnement Matlab/Simulink. La charge alternative est une machine asynchrone de 7.5 kW dont les paramètres sont donnés à l’annexe A. La tension totale à l’entrée du bus continu est égale à 800V d’où la valeur de référence de E_{ci} est de 400V et on considère qu’initialement que la tension des condensateurs est aussi de 400V. Les condensateurs ont chacun une capacité de 20mF.

La figure IV.7.a montre le comportement des tensions des condensateurs dans le cas où l’algorithme d’équilibrage n’est pas mis en application. Les deux tensions divergent en 1s de leur référence. Tandis que la tension redressée reste proche de sa référence grâce au réglage PI. La mise en contribution de la table IV.5 à $t=0.3s$ permet de ramener ces tensions à 400V à partir de l’instant $t=0.8s$ (Fig.IV.8.a). Par la suite, les tensions E_{ci} restent stables à 1% de précision même après une variation des deux courant i_a et i_b suite à l’application d’un couple résistant entre l’instant $t=1.2s$ et $t=2s$ (Fig.IV.10. (b), (c) et (d)).

Pour évaluer l’effet des tensions E_{ci} sur la MLI à élimination d’harmoniques, une analyse spectrale de la tension simple est effectuée avant et après que l’équilibrage des tensions E_{ci} soit atteint.

Des figures IV.9. (a),(b), il est clair qu’en régime déséquilibré des tensions, quelques harmoniques de bas ordre apparaissent. Ces derniers disparaissent dès que l’équilibrage est assuré. De plus, la tension du réseau est en phase avec le courant qui présente une bonne qualité spectrale (TDH=2.60%). Ceci, prouve l’efficacité de l’association des trois algorithmes (MLI triangulo-sinusoidale du redresseur, MLI à élimination d’harmoniques de l’onduleur, stabilité des tensions aux bornes des capacités par les vecteurs redondants).

Au vu des résultats satisfaisants obtenus avec des condensateurs de 20mF, plusieurs autres tests sont effectués afin de vérifier la robustesse de l’algorithme d’équilibrage vis-à-vis de la modification de la capacité C , du taux de modulation r et de la fréquence f .

Des figures IV.11, on constate que l'équilibrage est maintenu même pour une diminution des capacités de 97% de leur valeur. Ceci ne peut être obtenu en utilisant le pont de Clamping ou l'asservissement des tensions [Bou 06].

Quant au changement de r , l'algorithme d'équilibrage n'en présente aucune sensibilité (Fig.IV.12.a). De plus, les figures IV.12.b montrent qu'un changement brusque de la fréquence f perturbe faiblement les tensions E_{ci} .

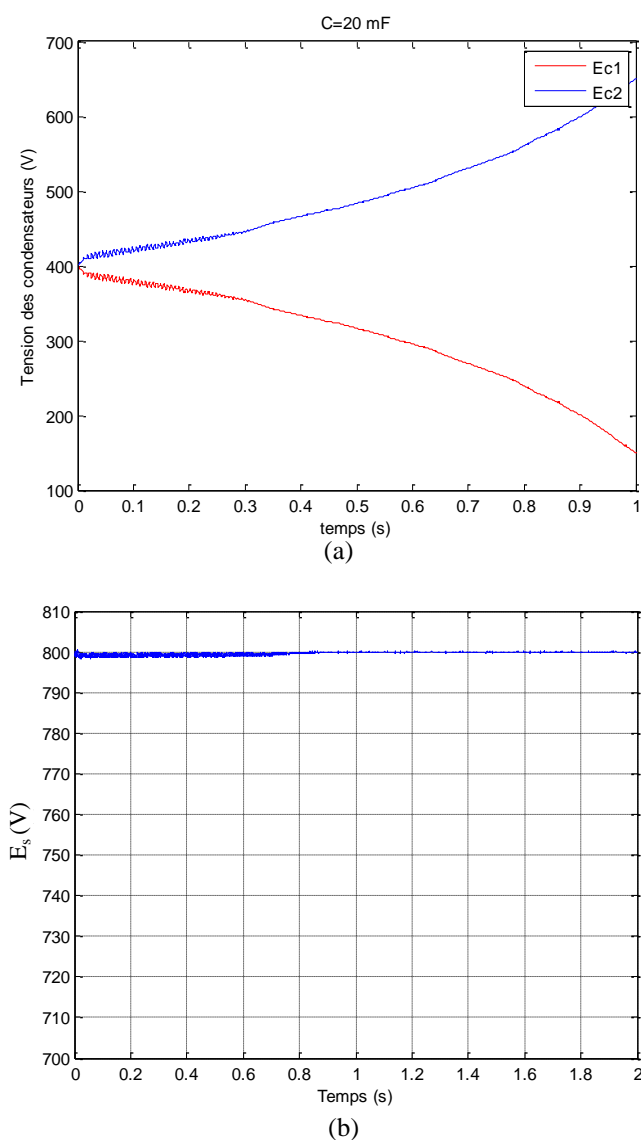


Fig.IV.7. Variation de E_{ci} et E_s sans algorithme d'auto-équilibrage

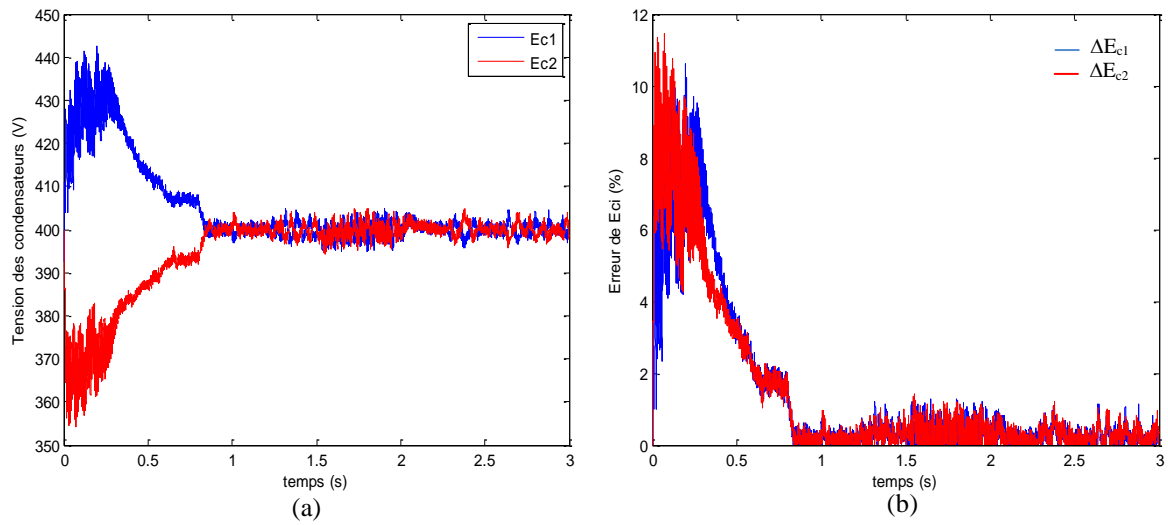


Fig.IV.8. Variation de E_{ci} et ΔE_{ci} avec application de l'algorithme d'auto-équilibrage

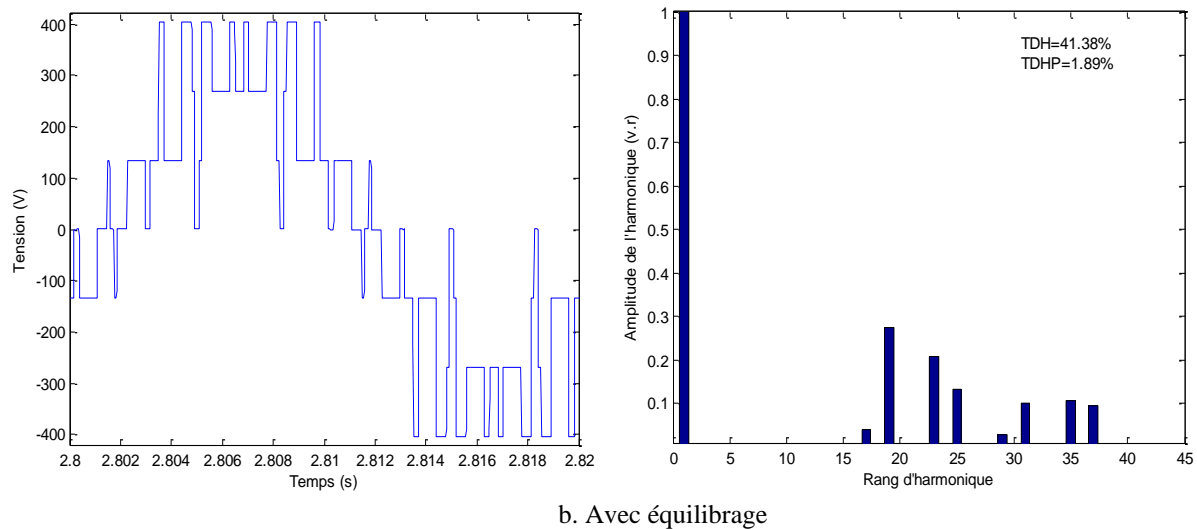
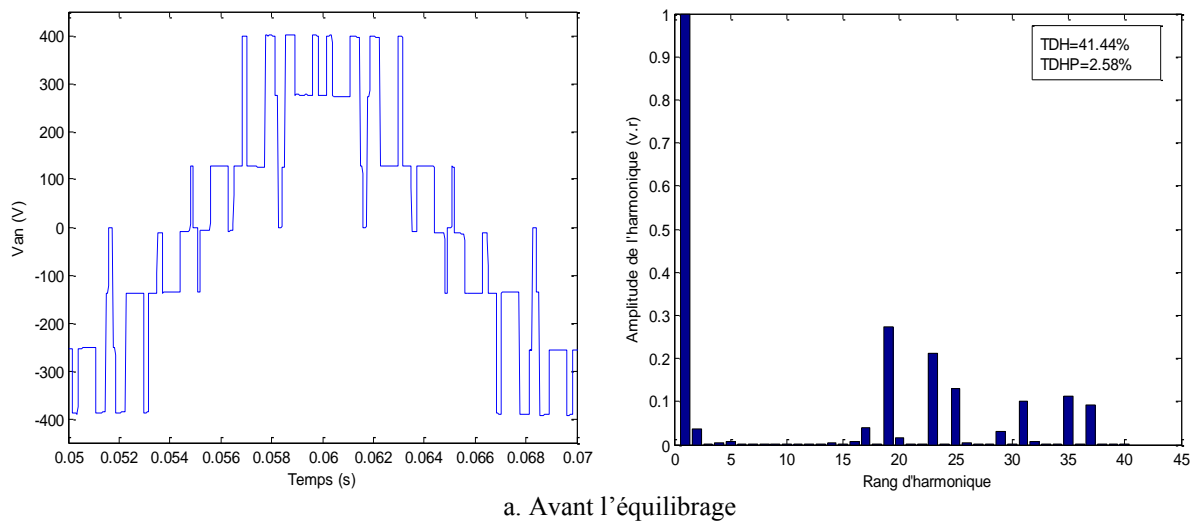


Fig.IV.9. Tension simple et son spectre d'harmoniques

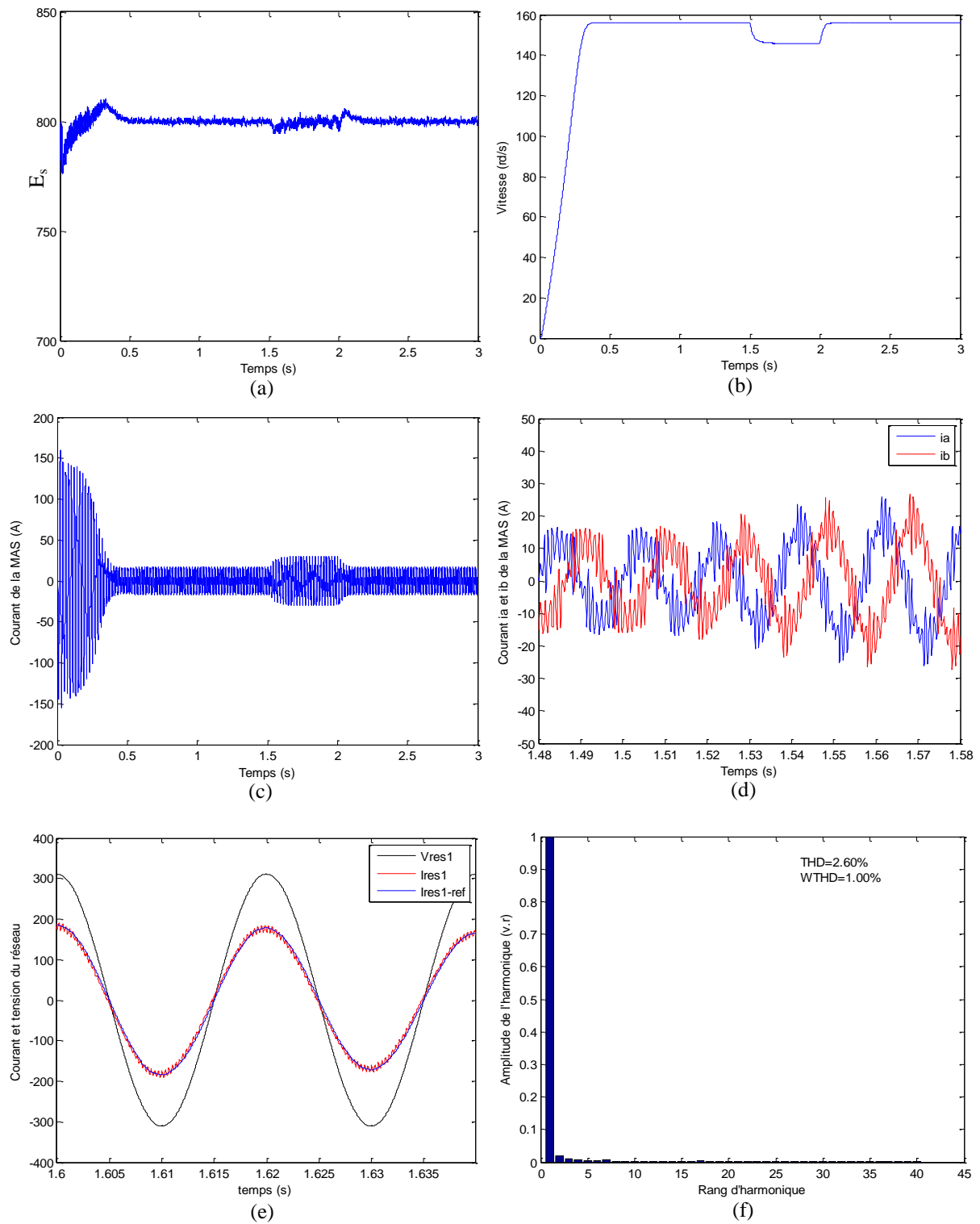
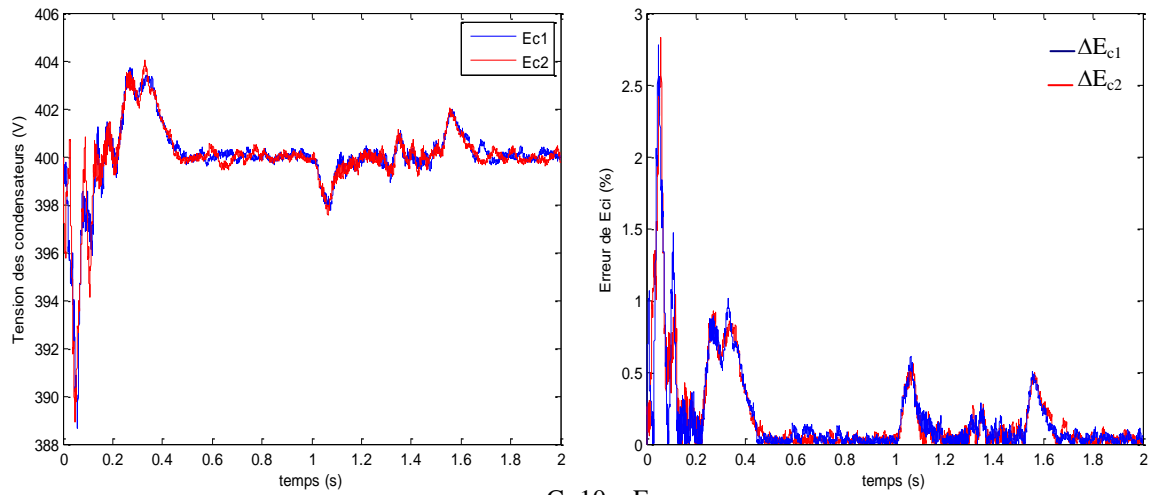
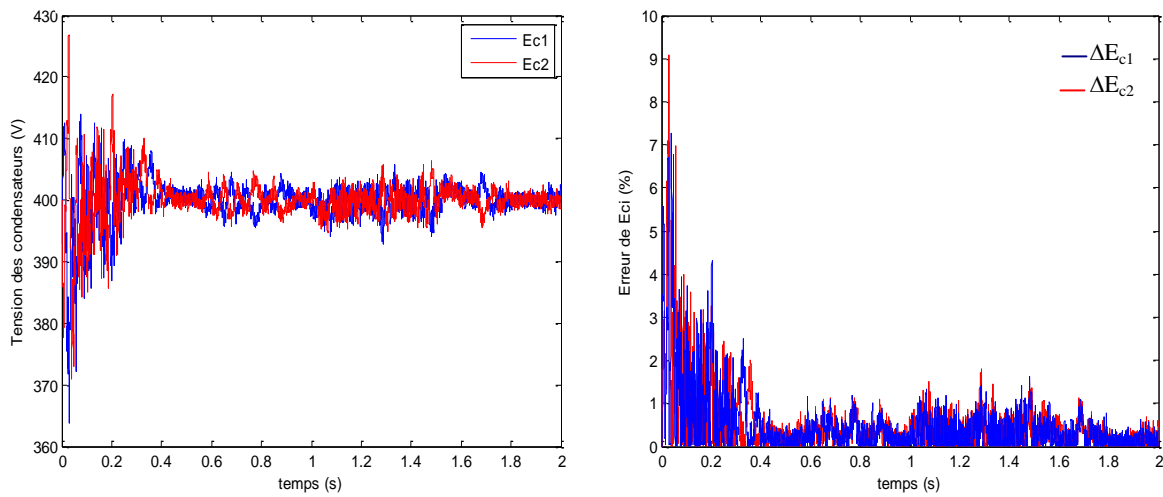


Fig.IV.10. Résultats du fonctionnement de la cascade à trois niveaux.

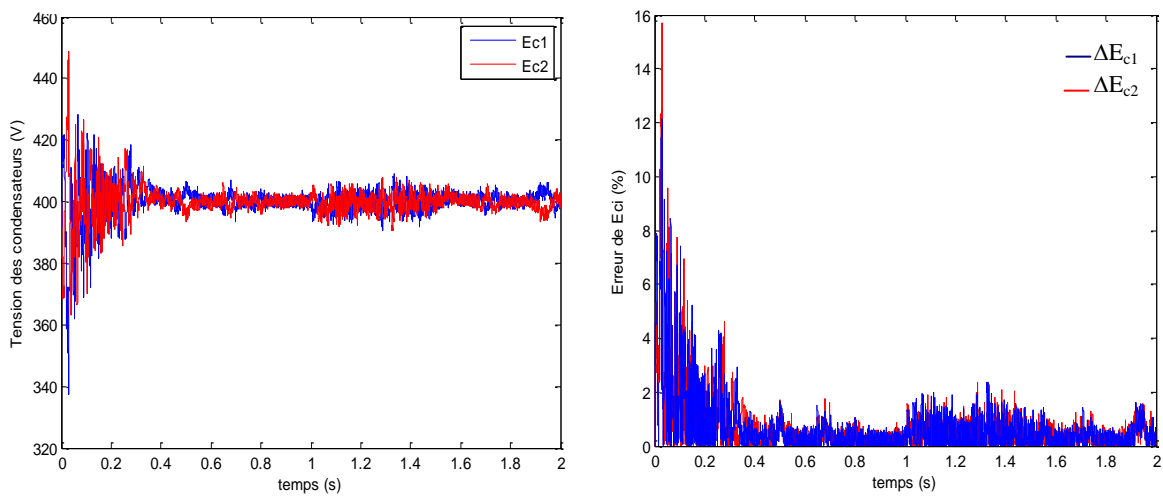
- a- La tension redressée E_s .
- b- La vitesse de la MAS.
- c- Le courant i_a de la MAS.
- d- Zoom sur les deux courant i_a et i_b de la MAS.
- e- Le courant et la tension du réseau
- f- Le spectre d'harmonique du courant du réseau



a. $C=10\text{ mF}$



b. $C=1\text{ mF}$



c. $C=0.6\text{ mF}$

Fig.IV.11. Evolution des tensions du bus continu pour différentes valeurs de C

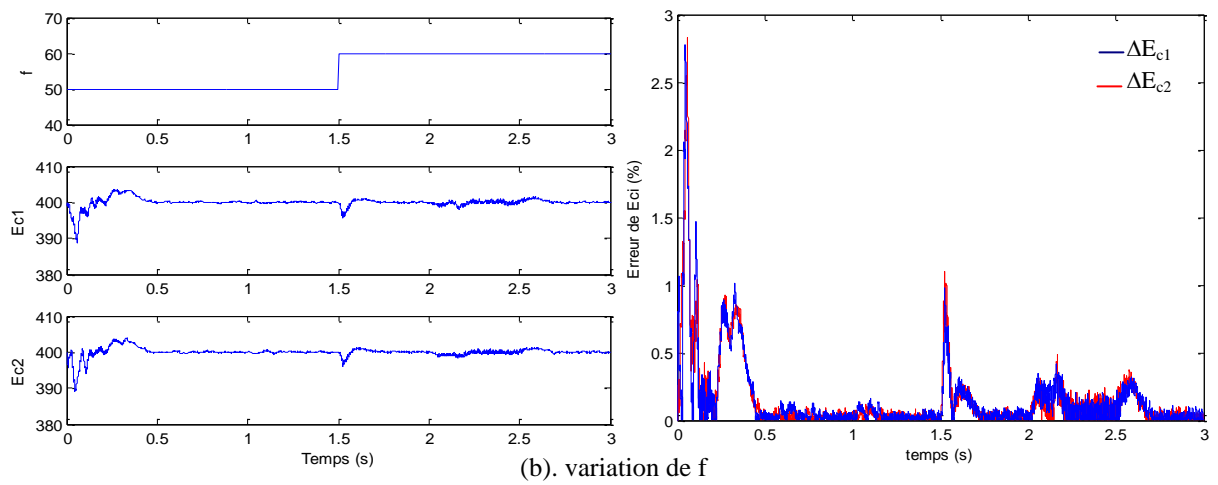
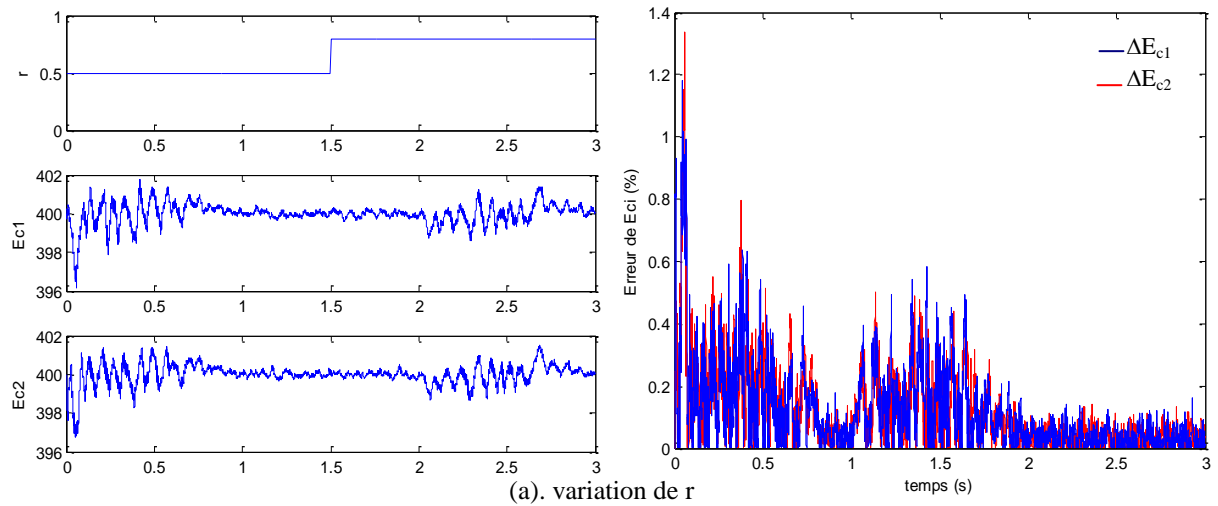


Fig.IV.12. Evolution des tensions du bus continu et leur erreur relative suite à une variation de r et f .

II.3.2 Onduleur à cinq niveaux

L'onduleur à cinq niveaux est un convertisseur où l'entrée continue est formée de quatre condensateurs mis en série, de plus, chacun des bras porte huit interrupteurs.

En utilisant la relation IV.9, la combinaison des états de commutation des trois bras permet d'obtenir 125 (5^3) états différents correspondant dans le repère $(0, U_{AC}, U_{BC})$ à 61 vecteurs vecteur \vec{V}_s de la tension de sortie de l'onduleur.

Ces états du vecteur \vec{V}_s se répartissent comme suit :

- 1 vecteur nul obtenu par 5 états de commutation redondants ;
- 25 vecteurs non redondants ;
- 36 vecteurs redondants ;

Vu le large choix qui existe allant jusqu'à quatre états redondants, contrairement à l'onduleur à trois niveaux où on avait que deux possibilités (2 états redondants), l'étude de l'effet de chacun de ces états sur le comportement des quatre condensateurs est nécessaire. Le représentation des 61 états du vecteur \vec{V}_s dans le repère $(0, U_{AC}, U_{BC})$ conduit à la formation de 4 différents hexagones concentriques. En effet, le premier hexagone interne est formé des vecteurs à quatre redondances seulement (a, b, c, d), le second à trois redondances (a, b et c), les vecteurs tension qui sont disposés sur le troisième hexagone peuvent être réalisés par deux combinaisons possibles (a, b). Enfin, le quatrième hexagone contient les 24 vecteurs réalisés par une seule combinaison.

Afin de mettre en contribution les 96 états redondants, disposés sur l'hexagone 1, 2 et 3 (Fig.IV.13), pour l'équilibrage des tensions du bus continu, on exploite directement la modélisation matricielle développée dans le chapitre 1. Cette modélisation a pour but de simplifier l'analyse des états redondants de commutation en réduisant le nombre d'interrupteurs par bras du convertisseur étudié [Bou 07-a] [Lal 09].

La modélisation, est faite dans l'hypothèse où la tension totale à l'entrée du bus continu est considérée constante. Il en résulte :

$$\frac{dU_{sl}}{dt} = \frac{dE_{c1}}{dt} + \frac{dE_{c2}}{dt} + \frac{dE_{c3}}{dt} + \frac{dE_{c4}}{dt} = 0 \quad (\text{IV.15})$$

c-à-d

$$\frac{1}{c_1} i_{c1} + \frac{1}{c_2} i_{c2} + \frac{1}{c_3} i_{c3} + \frac{1}{c_4} i_{c4} = 0 \Rightarrow i_{c1} = -(i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}) \quad (\text{IV.16})$$

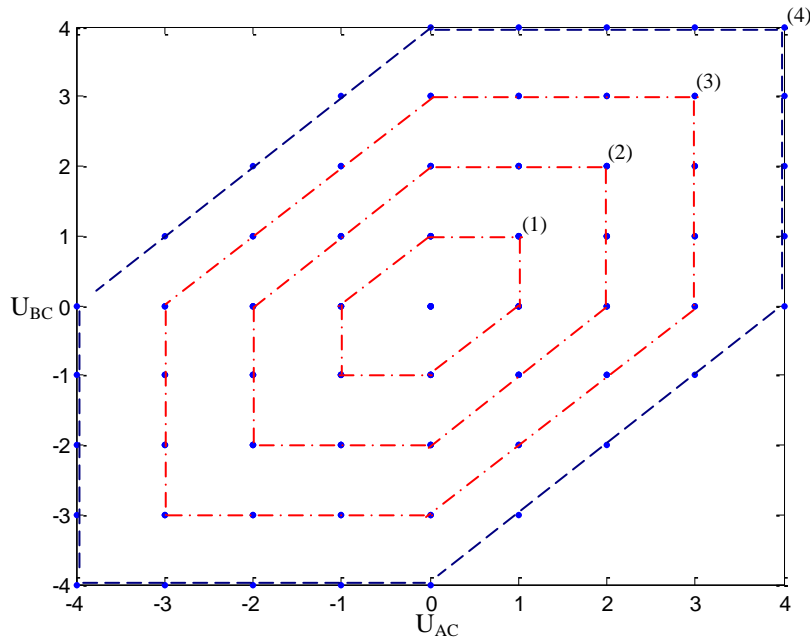


Fig.IV.13. Position des vecteurs tension dans le plan $(0, U_{AC}, U_{BC})$ pour l'onduleur à cinq niveaux

Nous établissons les expressions des courants i_{ci} en fonction des courants i_{mi} dans le cas d'un redresseur à 2-niveaux (Fig.IV.14).

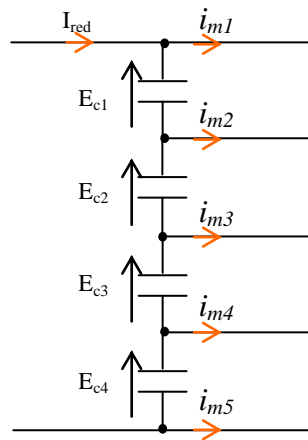


Fig.IV.14. Structure du filtre intermédiaire pour un onduleur à 5-niveaux alimenté par redresseur à 2-niveaux

$$\begin{cases} i_{c1} = -(i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}) \\ i_{c2} = i_{c1} - i_{m2} \\ i_{c3} = i_{c2} - i_{m3} \\ i_{c4} = i_{c3} - i_{m4} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

La résolution de ce système conduit à :

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{4}(3i_{m2} + 2i_{m3} + i_{m4}) \\ i_{c2} = -\frac{1}{4}(i_{m2} - 2i_{m3} - i_{m4}) \\ i_{c3} = -\frac{1}{4}(i_{m2} + 2i_{m3} - i_{m4}) \\ i_{c4} = -\frac{1}{4}(i_{m2} + 2i_{m3} + 3i_{m4}) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

En remplaçant dans IV.18, les courants i_{mj} ($j = 1, \dots, 4$) en fonction des courants i_a et i_b (relations I.51), les courants i_{ci} sont alors exprimés par:

$$\begin{cases} i_{c1} = \frac{1}{4}(a_{11}i_a + a_{12}i_b) \\ i_{c2} = -\frac{1}{4}(a_{21}i_a + a_{22}i_b) \\ i_{c3} = -\frac{1}{4}(a_{31}i_a + a_{32}i_b) \\ i_{c4} = -\frac{1}{4}(a_{41}i_a + a_{42}i_b)i_b \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Avec

$$\begin{cases} a_{11} = 3m_{21} + 2m_{31} + m_{41} ; & a_{12} = 3m_{22} + 2m_{32} + m_{42} ; \\ a_{21} = m_{21} - 2m_{31} - m_{41} ; & a_{22} = m_{22} - 2m_{32} - m_{42} ; \\ a_{31} = m_{21} + 2m_{31} - m_{41} ; & a_{32} = m_{22} + 2m_{32} - m_{42} ; \\ a_{41} = m_{21} + 2m_{31} + 3m_{41} ; & a_{42} = m_{22} + 2m_{32} + 3m_{42} ; \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Les valeurs de ces coefficients pour l'onduleur à cinq niveaux sont présentées dans le tableau IV.6 où (i,j) sont les coordonnées de \vec{V}_s dans le plan $(0, U_{AC}, U_{BC})$.

IV.3.2.1 Algorithme d'équilibrage

Le principe de l'algorithme de stabilité consiste à choisir la configuration adéquate qui permet de charger le condensateur le plus déchargé et décharger le plus chargé. Ceci, n'est possible que si le vecteur présenté, issue par la MLI à élimination d'harmoniques fait partie du groupe des 36 vecteurs redondants. Dans le cas où il appartient au groupe des 24 vecteurs qui ne relie aucune phase au potentiel commun des condensateurs, les tensions aux bornes des

condensateurs demeurent inchangées. Ceci est généralement vrai pour le groupe des vecteurs nuls.

Par ailleurs, les relations IV.19 montrent clairement que l'effet des vecteurs redondants dépend des deux courants (i_a et i_b) de la charge triphasée. Ce sont ces deux courants qui imposent le signe des courants i_{ci} ($i=1,2,3$, et 4). Aussi, si le courant i_{ci} est négatif, le condensateur correspondant C_i se décharge et s'il est positif le condensateur i_{ci} se charge. Par conséquent, la détermination de l'effet de chaque état est obtenue selon les différentes possibilités existantes en fonction des deux courants i_a et i_b . L'étude a montré qu'il existe au plus trois relations E_1 , E_2 et E_3 dépendantes de i_a et i_b . L'expression de ces relations change en fonction du vecteur utilisé. Le principe de la méthode est présenté dans le tableau IV.7. On note que la numérotation des vecteurs est faite dans l'ordre décroissant.

Grâce à ces trois relations, on peut facilement déterminer et étudier le signe des quatre courants i_{ci} ($i = 1, \dots, N-1$) ce qui nous permet par la suite de savoir si le condensateur se charge ou se décharge.

Prenons l'exemple du vecteur tension N°7 à deux redondances a et b (Tab.IV.7). Les tensions composées correspondant U_{AC} et U_{BC} sont les mêmes (-3,-3). Alors que les coefficients a_{11} jusqu'à a_{42} sont différents ainsi que les courants i_{ci} . On remarque qu'ils ne dépendent que de la relation E_1 . si $E_1 > 0$ les condensateurs 2, 3 et 4 se chargent (\uparrow) et C_1 se décharge (\downarrow). Dans le cas où $E_1 < 0$, cette même configuration aura un effet inverse.

L'analyse du tableau, permet de classer les 36 vecteurs en six groupes selon leur effet ainsi que le nombre de relations E_i .

Les trois groupes 1, 2 et 3 ont une seule équation E_1 :

Groupe 1 : $V_7, V_{10}, V_{28}, V_{34}, V_{52}, V_{55}$;

Groupe 2 : $V_{14}, V_{16}, V_{33}, V_{29}, V_{46}, V_{18}$; (IV.21)

Groupe 3 : $V_{22}, V_{23}, V_{30}, V_{40}, V_{39}, V_{32}$;

Ces trois groupes ont le même profil si $E_1 > 0$ et un profil inverse si $E_1 < 0$ (Tab.IV.8). Les trois autres groupes restant influencent les courants i_{ci} par trois relations (E_1 , E_2 et E_3).

V _s	i	i	a ₁₁	a ₁₂	a ₂₁	a ₂₂	a ₃₁	a ₃₂	a ₄₁	a ₄₂	N°	i	i	a ₁₁	a ₁₂	a ₂₁	a ₂₂	a ₃₁	a ₃₂	a ₄₁	a ₄₂	
1	-4	-4	0	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	-4	-3	0	-1	0	-1	0	-1	0	3		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	-4	-2	0	-2	0	-2	0	2	0	2	32	0	1	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	0
4	-4	-1	0	-3	0	1	0	1	0	1		0	1	0	-1	0	-1	0	3	0	0	-1
5	-4	0	0	0	0	0	0	0	0	0		0	1	0	-1	0	3	0	-1	0	0	-1
6	-3	-4	-1	0	-1	0	-1	0	3	0		0	1	0	3	0	-1	0	-1	0	0	-1
7	-3	-3	3	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	33	0	2	0	-2	0	-2	0	2	0	0	2
	-3	-3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	3	3		0	2	0	-2	0	2	0	2	0	2	-2
8	-3	-2	3	2	-1	-2	-1	-2	-1	2		0	2	0	2	0	2	0	-2	0	0	-2
	-3	-2	-1	-2	-1	-2	-1	2	3	2	34	0	3	0	-3	0	1	0	1	0	1	1
9	-3	-1	3	1	-1	-3	-1	1	-1	1		0	3	0	1	0	1	0	1	0	0	-3
	-3	-1	-1	-3	-1	1	-1	1	3	1	35	0	4	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	-3	0	3	0	-1	0	-1	0	-1	0	36	1	-3	3	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
	-3	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	0	37	1	-2	-1	2	3	2	-1	-2	-1	-2	-2
11	-3	1	3	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1		1	-2	3	2	-1	-2	-1	-2	-1	2	2
12	-2	-4	-2	0	-2	0	2	0	2	0	38	1	-1	-1	1	-1	1	3	1	-1	-3	-3
13	-2	-3	2	3	-2	-1	-2	-1	2	-1		1	-1	-1	1	3	1	-1	-3	-1	1	1
	-2	-3	-2	-1	-2	-1	2	-1	2	3		1	-1	3	1	-1	-3	-1	1	-1	1	1
14	-2	-2	2	2	2	2	-2	-2	-2	-2	39	1	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	0	0
	-2	-2	2	2	-2	-2	-2	-2	2	2		1	0	-1	0	-1	0	3	0	-1	0	0
	-2	-2	-2	-2	-2	-2	2	2	2	2		1	0	-1	0	3	0	-1	0	-1	0	0
15	-2	-1	2	1	2	1	-2	-3	-2	1		1	0	3	0	-1	0	-1	0	-1	0	0
	-2	-1	2	1	-2	-3	-2	1	2	1	40	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	3	3	3
	-2	-1	-2	-3	-2	1	2	1	2	1		1	1	-1	-1	-1	-1	3	3	-1	-1	-1
16	-2	0	2	0	2	0	-2	0	-2	0		1	1	-1	-1	3	3	-1	-1	-1	-1	-1
	-2	0	2	0	-2	0	-2	0	2	0		1	1	3	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
	-2	0	-2	0	-2	0	2	0	2	0	41	1	2	-1	-2	-1	-2	-1	2	3	2	2
17	-2	1	2	-1	2	3	-2	-1	-2	-1		1	2	-1	-2	-1	2	3	2	-1	-2	-2
	-2	1	2	3	-2	-1	-2	-1	2	-1		1	2	-1	2	3	2	-1	-2	-1	-2	-2
18	-2	2	2	2	2	2	-2	-2	-2	-2	42	1	3	-1	-3	-1	1	-1	1	3	1	1
19	-1	-4	-3	0	1	0	1	0	1	0		1	3	-1	1	-1	1	3	1	-1	-3	-3
20	-1	-3	1	3	-3	-1	1	-1	1	-1	43	1	4	-1	0	-1	0	-1	0	3	0	0
	-1	-3	-3	-1	1	-1	1	-1	1	3	44	2	-2	2	2	2	2	-2	-2	-2	-2	-2
21	-1	-2	1	2	1	2	-3	-2	1	-2	45	2	-1	-2	1	2	1	2	1	-2	-3	-3
	-1	-2	1	2	-3	-2	1	-2	1	2		2	-1	2	1	2	1	-2	-3	-2	1	1
	-1	-2	-3	-2	1	-2	1	2	1	2	46	2	0	-2	0	-2	0	2	0	2	0	0
22	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-3	-3		2	0	-2	0	2	0	2	0	-2	0	0
	-1	-1	1	1	1	1	-3	-3	1	1		2	0	2	0	2	0	-2	0	-2	0	0
	-1	-1	1	1	-3	-3	1	1	1	1	47	2	1	-2	-1	-2	-1	2	-1	2	3	3
	-1	-1	-3	-3	1	1	1	1	1	1		2	1	-2	-1	2	-1	2	3	-2	-1	-1
23	-1	0	1	0	1	0	1	0	-3	0		2	1	2	-1	2	3	-2	-1	-2	-1	-1
	-1	0	1	0	1	0	-3	0	1	0	48	2	2	-2	-2	-2	-2	2	2	2	2	2
	-1	0	1	0	-3	0	1	0	1	0		2	2	-2	-2	2	2	2	2	-2	-2	-2
	-1	0	-3	0	1	0	1	0	1	0		2	2	2	2	2	2	-2	-2	-2	-2	-2
24	-1	1	1	-1	1	-1	1	3	-3	-1	49	2	3	-2	-3	-2	1	2	1	2	1	1
	-1	1	1	-1	1	3	-3	-1	1	-1		2	3	-2	1	2	1	2	1	-2	-3	-3
	-1	1	1	3	-3	-1	1	-1	1	-1	50	2	4	-2	0	-2	0	2	0	2	0	0
25	-1	2	1	-2	1	2	1	2	-3	-2	51	3	-1	1	1	1	1	1	1	-3	-3	-3
	-1	2	1	2	1	2	-3	-2	1	-2	52	3	0	-3	0	1	0	1	0	1	0	0
26	-1	3	1	1	1	1	1	1	-3	-3		3	0	1	0	1	0	1	0	-3	0	0
27	0	-4	0	0	0	0	0	0	0	0	53	3	1	-3	-1	1	-1	1	-1	1	3	3
28	0	-3	0	3	0	-1	0	-1	0	-1		3	1	1	-1	1	-1	1	3	-3	-1	-1
	0	-3	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	54	3	2	-3	-2	1	-2	1	2	1	2	2
29	0	-2	0	2	0	2	0	-2	0	-2		3	2	1	-2	1	2	1	2	-3	-2	-2
	0	-2	0	2	0	-2	0	-2	0	2	55	3	3	-3	-3	1	1	1	1	1	1	1
	0	-2	0	-2	0	-2	0	2	0	2		3	3	1	1	1	1	1	1	-3	-3	-3
30	0	-1	0	1	0	1	0	1	0	-3	56	3	4	-3	0	1	0	1	0	1	0	0
	0	-1	0	1	0	1	0	-3	0	1	57	4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	-1	0	1	0	-3	0	1	0	1	58	4	1	0	-1	0	-1	0	-1	0	-1	0
	0	-1	0	-3	0	1	0	1	0	1	59	4	2	0	-2	0	-2	0	2	0	2	0
31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	60	4	3	0	-3	0	1	0	1	0	0	1
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	61	4	4	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tab.IV.6. Les 61 vecteurs tension de l'onduleur à 5-niveaux

Groupe 4 : $V_{25}, V_{45}, V_{13}, V_8, V_{42}, V_{53}$;

Groupe 5 : $V_9, V_{20}, V_{17}, V_{37}, V_{54}, V_{49}$; (IV.22)

Groupe 6 : $V_{21}, V_{24}, V_{15}, V_{47}, V_{38}, V_{41}$;

Six cas sont alors définis en fonction des signes des trois expressions :

(P1) $E1 < 0, E2 < 0, E3 > 0$;

(P2) $E1 < 0, E2 > 0, E3 < 0$;

(P3) $E1 < 0, E2 > 0, E3 > 0$; (IV.23)

(P4) $E1 > 0, E2 < 0, E3 < 0$;

(P5) $E1 > 0, E2 < 0, E3 > 0$;

(P6) $E1 > 0, E2 > 0, E3 < 0$;

Les vecteurs de chaque groupe ont le même profil (de Tab.IV.8 jusqu'à Tab.IV.11).

En connaissant l'effet de chaque vecteur redondant sur la tension des quatre condensateurs du bus continu, on peut alors choisir le vecteur redondant adéquat permettant de réduire au minimum l'écart entre les tensions E_{ci} .

L'algorithme de l'auto-équilibrage est tel qu'à chaque instant t , on détermine d'abord le groupe redondant auquel appartient le vecteur tension issu de la stratégie d'élimination d'harmoniques. Si le vecteur présenté est parmi les 36 vecteurs redondants on se sert des tableaux IV.8 à IV.11 pour prédéterminer d'abord le groupe concerné. Ensuite le calcul des relations E_1, E_2 et E_3 est effectué en fonction des courants i_a et i_b à cet instant, ce qui permet aussi d'évaluer le cas actuel (P1, P2,ou P6).

Le choix de la configuration adéquate dépend aussi de l'état du déséquilibre défini par 24 cas possibles. Le principe de sélection est toujours basée sur la charge du condensateur le plus déchargé et la décharge de celui le plus chargé pour maintenir au mieux l'équilibrage du bus continu.

Le tableau IV.12 donne les vecteurs sélectionnés en fonction des 24 cas du déséquilibre possibles pour le cas d'un onduleur à cinq niveaux.

V_s		i	j	a_{11}	a_{12}	a_{21}	a_{22}	a_{31}	a_{32}	a_{41}	a_{42}	l_{c1}	l_{c2}	l_{c3}	l_{c4}	E_1	E_2	E_3
7	a	-3	-3	3	3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-3E1	E1	E1	E1	$-i_a - i_b$		
	b	-3	-3	-1	-1	-1	-1	-1	-1	3	3	E1	E1	E1	-3E1			
8	a	-3	-2	3	2	-1	-2	-1	-2	-1	2	E1	E2	E2	E3	$3 i_a + 2 i_b$	$- i_a - 2 i_b$	$- i_a + 2 i_b$
	b	-3	-2	-1	-2	-1	-2	-1	2	3	2	E2	E2	E3	E1			
9	a	-3	-1	3	1	-1	-3	-1	1	-1	1	E1	E2	E3	E3	$3 i_a + i_b$	$- i_a - 3 i_b$	$- i_a + i_b$
	b	-3	-1	-1	-3	-1	1	-1	1	3	1	E2	E3	E3	E1			
10	a	-3	0	3	0	-1	0	-1	0	-1	0	-3E1	E1	E1	E1	$- i_a$		
	b	-3	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	0	E1	E1	E1	-3E1			
13	a	-2	-3	2	3	-2	-1	-2	-1	2	-1	E1	E2	E2	E3	$2 i_a - i_b$	$2 i_a + 3 i_b$	$-2 i_a - i_b$
	b	-2	-3	-2	-1	-2	-1	2	-1	2	3	E2	E2	E3	E1			
14	a	-2	-2	2	2	2	2	-2	-2	-2	-2	-E1	-E1	E1	E1	$-2 i_a - 2 i_b$		
	b	-2	-2	2	2	-2	-2	-2	-2	2	2	-E1	E1	E1	-E1			
	c	-2	-2	-2	-2	-2	-2	2	2	2	2	E1	E1	-E1	-E1			
15	a	-2	-1	2	1	2	1	-2	-3	-2	1	E1	E1	E2	E3	$2 i_a + i_b$	$-2 i_a - 3 i_b$	$-2 i_a + i_b$
	b	-2	-1	2	1	-2	-3	-2	1	2	1	E1	E2	E3	E1			
	c	-2	-1	-2	-3	-2	1	2	1	2	1	E2	E3	E1	E1			
16	a	-2	0	2	0	2	0	-2	0	-2	0	-E1	-E1	E1	E1	$-2 i_a$		
	b	-2	0	2	0	-2	0	-2	0	2	0	-E1	E1	E1	-E1			
	c	-2	0	-2	0	-2	0	2	0	2	0	E1	E1	-E1	-E1			
17	a	-2	1	2	-1	2	3	-2	-1	-2	-1	E1	E2	E3	E3	$2 i_a - i_b$	$2 i_a + 3 i_b$	$-2 i_a - i_b$
	b	-2	1	2	3	-2	-1	-2	-1	2	-1	E2	E3	E3	E1			
20	a	-1	-3	1	3	-3	-1	1	-1	1	-1	E1	E2	E3	E3	$2 i_a + 3 i_b$	$-3 i_a - i_b$	$i_a - 2 i_b$
	b	-1	-3	-3	-1	1	-1	1	-1	1	3	E2	E3	E3	E1			
21	a	-1	-2	1	2	1	2	-3	-2	1	-2	E1	E1	E2	E3	$i_a + 2 i_b$	$-3 i_a - 2 i_b$	$i_a - 2 i_b$
	b	-1	-2	1	2	-3	-2	1	-2	1	2	E1	E2	E3	E1			
	c	-1	-2	-3	-2	1	-2	1	2	1	2	E2	E3	E1	E1			
22	a	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-3	-3	E1	E1	E1	-3E1	$i_a + i_b$		
	b	-1	-1	1	1	1	1	-3	-3	1	1	E1	E1	-3E1	E1			
	c	-1	-1	1	1	-3	-3	1	1	1	1	E1	-3E1	E1	E1			
	d	-1	-1	-3	-3	1	1	1	1	1	1	-3E1	E1	E1	E1			
23	a	-1	0	1	0	1	0	1	0	-3	0	E1	E1	E1	-3E1	i_a		
	b	-1	0	1	0	1	0	-3	0	1	0	E1	E1	-3E1	E1			
	c	-1	0	1	0	-3	0	1	0	1	0	E1	-3E1	E1	E1			
	d	-1	0	-3	0	1	0	1	0	1	0	-3E1	E1	E1	E1			
24	a	-1	1	1	-1	1	-1	1	3	-3	-1	E1	E1	E2	E3	$i_a - i_b$	$i_a + 3 i_b$	$-3 i_a - i_b$
	b	-1	1	1	-1	1	3	-3	-1	1	-1	E1	E2	E3	E1			
	c	-1	1	1	3	-3	-1	1	-1	1	-1	E1	E3	E1	E1			
25	A	-1	2	1	-2	1	2	1	2	-3	-2	E1	E2	E2	E3	$i_a - 2 i_b$	$i_a + 2 i_b$	$-3 i_a - 2 i_b$
	b	-1	2	1	2	1	2	-3	-2	1	-2	E2	E2	E3	E1			
32	a	0	1	0	-1	0	-1	0	-1	0	3	E1	E1	E1	-3E1	$- i_b$		
	b	0	1	0	-1	0	-1	0	3	0	-1	E1	E1	-3E1	E1			
	c	0	1	0	-1	0	3	0	-1	0	-1	E1	-3E1	E1	E1			
	d	0	1	0	3	0	-1	0	-1	0	-1	-3E1	E1	E1	E1			

Tab.IV.7. L'effet de certains vecteurs redondants sur les 4 tensions du bus continu (N=5)

		E1>0				E1<0			
G		C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4
1	a	↓	↑	↑	↑	a	↑	↓	↓
	b	↑	↑	↑	↓	b	↓	↓	↑
2	a	↓	↓	↑	↑	a	↑	↑	↓
	b	↓	↑	↑	↓	b	↑	↓	↑
	c	↑	↑	↓	↓	c	↓	↓	↑
3	a	↑	↑	↑	↓	a	↓	↓	↑
	b	↑	↑	↓	↑	b	↓	↓	↑
	c	↑	↓	↑	↑	c	↓	↑	↓
	d	↓	↑	↑	↑	d	↑	↓	↓

Tab.IV.8. Effet des vecteurs des groupes 1, 2 et 3 sur les condensateurs

		a				b			
G 4		C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4
P1		↓	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↓
P2		↓	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↓
P3		↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4		↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5		↑	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↑
P6		↑	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↑

Tab.IV.9. Effet des vecteurs du groupe 4 sur les condensateurs

		a				b			
G 5		C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4
P1		↓	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↓
P2		↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↓
P3		↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4		↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5		↑	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↑
P6		↑	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↑

Tab.IV.10. Effet des vecteurs du groupe 5 sur les condensateurs

	a				b				b			
G 6	C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4	C1	C2	C3	C4
P1	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓
P2	↓	↓	↑	↓	↓	↑		↓	↑	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↓
P4	↑	↑	↓		↓	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↑
P5	↑	↑	↓	↑	↓	↓	↓	↑	↓	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↑	↑

Tab.IV.11. Effet des vecteurs du groupe 6 sur les condensateurs

L’algorithme développé est mis en application dans le cas d’une charge dynamique en utilisant un redresseur à MLI telle que montre la figure IV.1. Le filtre intermédiaire est donné par la figure IV.15.

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire de cette cascade est présenté par le système ci-dessous:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dE_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{m1} \\ C_2 \frac{dE_{c2}}{dt} = I_{red1} + I_{red2} - i_{m1} - i_{m2} \\ C_3 \frac{dE_{c3}}{dt} = i_{m3} + i_{m4} - I_{red3} - I_{red4} \\ C_4 \frac{dE_{c4}}{dt} = i_{m4} - I_{red4} \end{cases} \quad (IV.24)$$

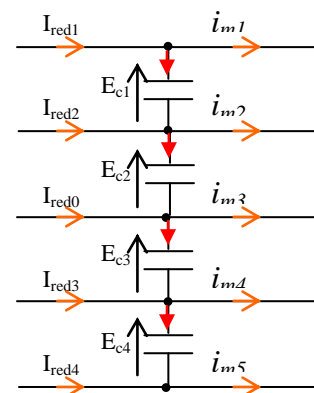


Fig.IV.15.Filtre intermédiaire pour une cascade à 5-niveaux

	Cas de éviation	G1		G4						G5						G2		G6						G3		
		P1	P2	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P1	P2	P3
1	Ec1<Ec2<Ec3<Ec4	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	c	a	c	d	a	d
2	Ec1<Ec2<Ec4<Ec3	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	b	a	c	a	c	c	a	c
3	Ec1<Ec3<Ec2<Ec4	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	a	a	c	a	b	b	c	d	a	d
4	Ec1<Ec3<Ec4<Ec2	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	a	a	b	a	c	c	b	c	a	c
5	Ec1<Ec4<Ec2<Ec3	b	a	a	b	a	b	a	b	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	a	b	b	b	b	a	b
6	Ec1<Ec4<Ec3<Ec2	b	a	a	a	a	b	b	b	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	a	b	c	b	b	a	b
7	Ec2<Ec3<Ec4<Ec1	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	b	c	c	b	a	c	c	b	c	d	c
8	Ec2<Ec3<Ec1<Ec4	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	c	b	b	c	c	b	b	c	d	c	d
9	Ec2<Ec4<Ec3<Ec1	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	a	b	b	a	b	c	c	a	a	b	c	b	d	b	
10	Ec2<Ec4<Ec1<Ec3	b	a	a	b	b	a	a	b	a	a	a	b	b	b	a	c	c	a	c	b	b	a	b	c	b
11	Ec2<Ec1<Ec3<Ec4	b	a	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	c	a	a	c	b	c	a	c	d	b	d	
12	Ec2<Ec1<Ec4<Ec3	b	a	a	a	a	b	b	b	a	b	b	a	a	b	c	a	a	b	b	c	a	c	c	b	c
13	Ec3<Ec4<Ec1<Ec2	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	b	a	b	c	b
14	Ec3<Ec4<Ec2<Ec1	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	a	b	b	a	a	c	c	a	c	b	c	a	b	d	b
15	Ec3<Ec1<Ec2<Ec4	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	b	a	a	c	d	b	d
16	Ec3<Ec1<Ec4<Ec2	a	b	b	a	a	b	b	a	b	b	b	a	a	a	c	a	a	b	b	c	a	c	c	b	c
17	Ec3<Ec2<Ec4<Ec1	a	b	b	a	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	c	c	b	b	c	c	b	c	d	c
18	Ec3<Ec2<Ec1<Ec4	b	a	a	b	b	a	a	b	a	b	b	a	a	b	c	b	b	c	c	a	b	c	d	c	d
19	Ec4<Ec1<Ec2<Ec3	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	b	a	a	a	a	b	a
20	Ec4<Ec1<Ec3<Ec2	a	b	b	a	b	a	b	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	b	b	a	a	a	a	b	a
21	Ec4<Ec2<Ec3<Ec1	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	b	b	a	c	a	a	d	a
22	Ec4<Ec2<Ec1<Ec3	a	b	b	b	b	a	a	a	b	b	b	a	a	a	a	b	b	c	c	a	b	a	a	c	a
23	Ec4<Ec3<Ec1<Ec2	a	b	b	b	b	a	a	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	b	a	a	c	a
24	Ec4<Ec3<Ec2<Ec1	a	b	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	a	c	c	a	c	a	c	a	a	d	a

Tab.IV.12. Principe de commande des tensions du bus continu en utilisant les configurations redondantes de l'ondeur à 5-niveaux

IV.3.2.2 Résultats de simulation de la cascade Redresseur à cinq niveaux-Onduleur à cinq niveaux-MAS

Afin de valider la table IV.12, la cascade de la figure IV.1 pour $N=5$ est simulée où l'onduleur est alimenté par un redresseur à 5-niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale [Chi 99][Mar 05] et alimente une MAS de 7.5Kw dont les paramètres sont indiquées à l'annexe A.

La tension totale à l'entrée de l'onduleur est de 800V. Le maintien de cette valeur est assuré à l'aide d'un régulateur PI_1 . La capacité des condensateurs est de 20mF.

Nous supposons comme conditions initiales qu'à $t=0s$, toutes les tensions E_{ci} sont égales à 200V (800/4).

Pour un premier test, la table IV.12 n'est pas mise en contribution. La figure IV.16.a et b montre la divergence des quatre tensions avec la croissance continue de leur erreur relative ΔE_{ci} malgré l'efficacité du régulateur PI_1 à ramener la tension totale redressée à sa référence après 1s (Fig.IV.16.c).

Dans le deuxième test, l'algorithme d'auto-équilibrage est appliqué après 0.3s. Les quatre condensateurs tendent à s'écarter de leur référence (200V) puis, elles commencent à s'en approcher juste après cet instant et enfin elles n'atteignent la valeur de référence qu'à partir de l'instant $t=1.7s$ (Fig.IV.17). De plus, l'application d'un couple résistant entre 2 et 2.5 s, qui provoque automatiquement un changement des courant i_a et i_b (Fig.IV.19.c.d) n'influence pas la stabilité du bus continu.

L'analyse spectrale de la tension simple V_{AN} montre que l'annulation des harmoniques 5, 7 et 11 n'est assurée qu'une fois l'équilibrage est atteint (Fig.IV.18).

A la figure IV.19.e est présentée la tension du réseau en phase avec le courant du réseau. Ce dernier présente une très bonne qualité spectrale traduite par un THD de 0.62% (Fig.IV.19.f).

Pour des valeurs de capacité inférieure à 20mF, l'équilibrage des tensions est toujours assuré mais après un temps dépassant 1.1s. L'erreur relative ΔE_{ci} est inversement proportionnelle à C durant le régime transitoire (Fig.IV.20). Elle atteint les 90% pour une capacité égale à la moitié (10mF).

Le test de robustesse vis-à-vis le changement du taux de modulation r et la fréquence f est illustré à la figure IV.21. Les tensions ne montrent aucune sensibilité à la variation de r , contrairement au changement de f effectué à 1.5s, une brève divergence est observée au même instant pour revenir à leur référence quelques millisecondes après.

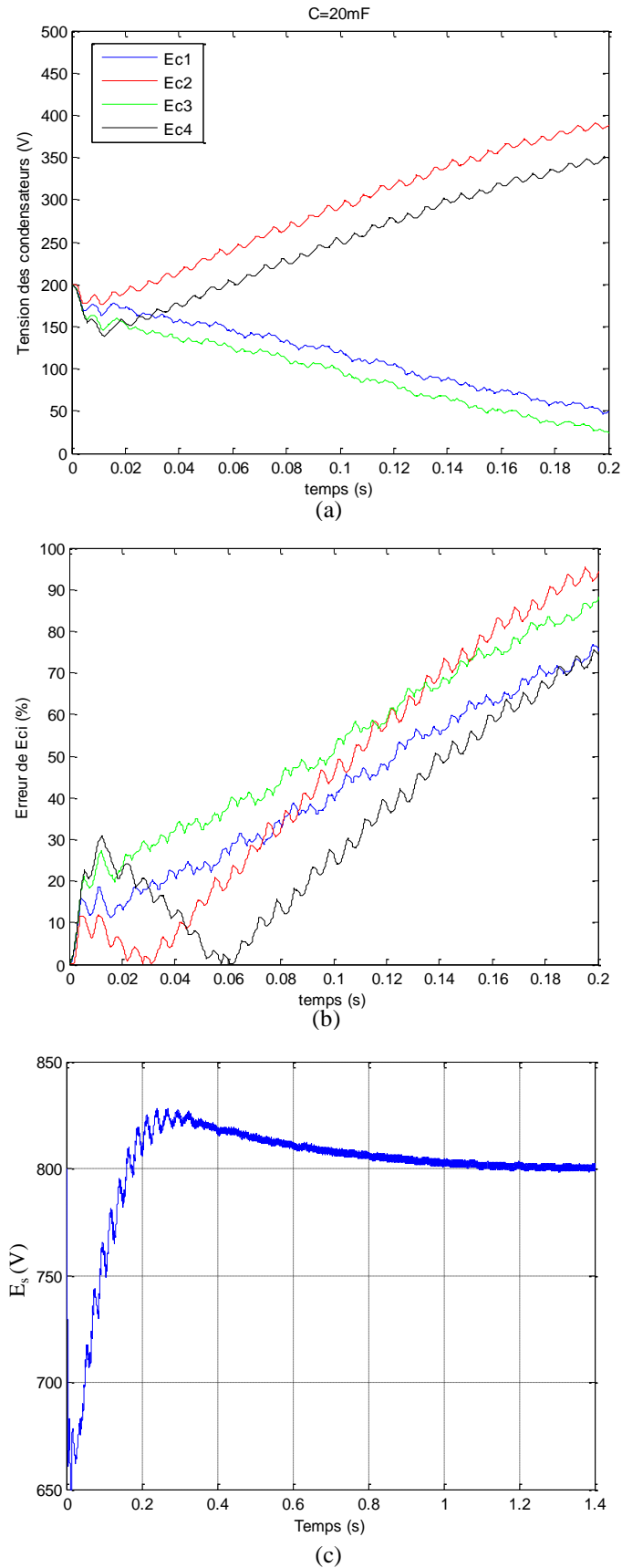


Fig.IV.16. Variation de E_{ci} , ΔE_{ci} et E_s sans algorithme d'auto-équilibrage

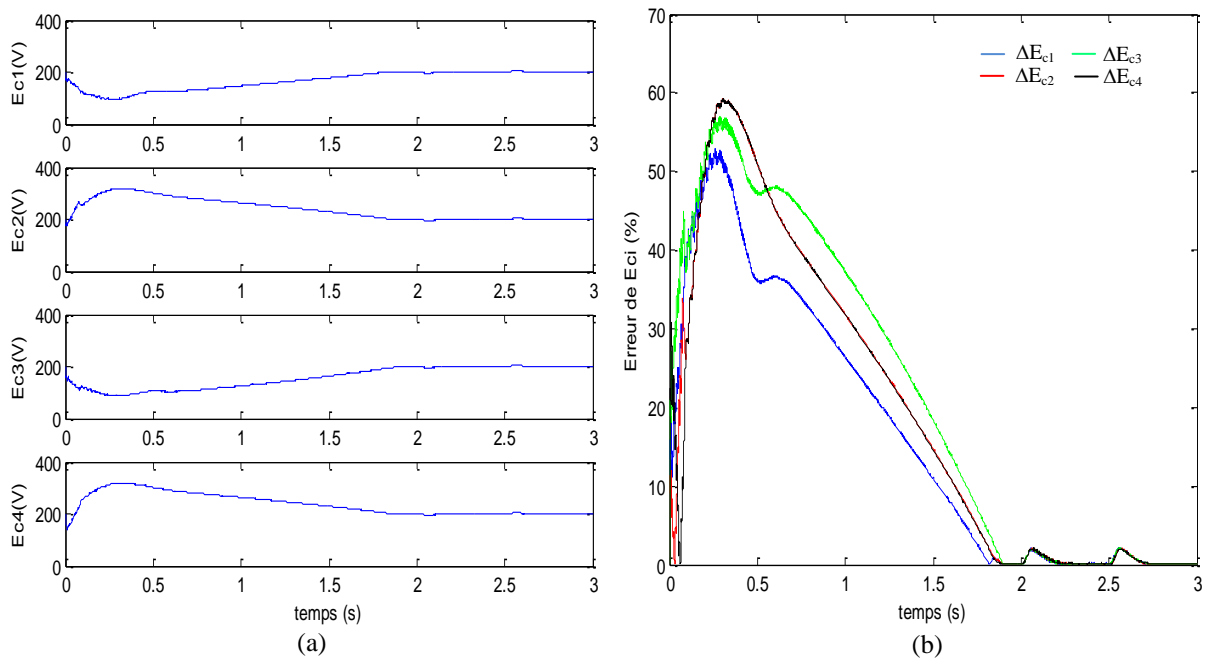


Fig.17. Variation des 4 tensions du bus continu ($r=0.8$)

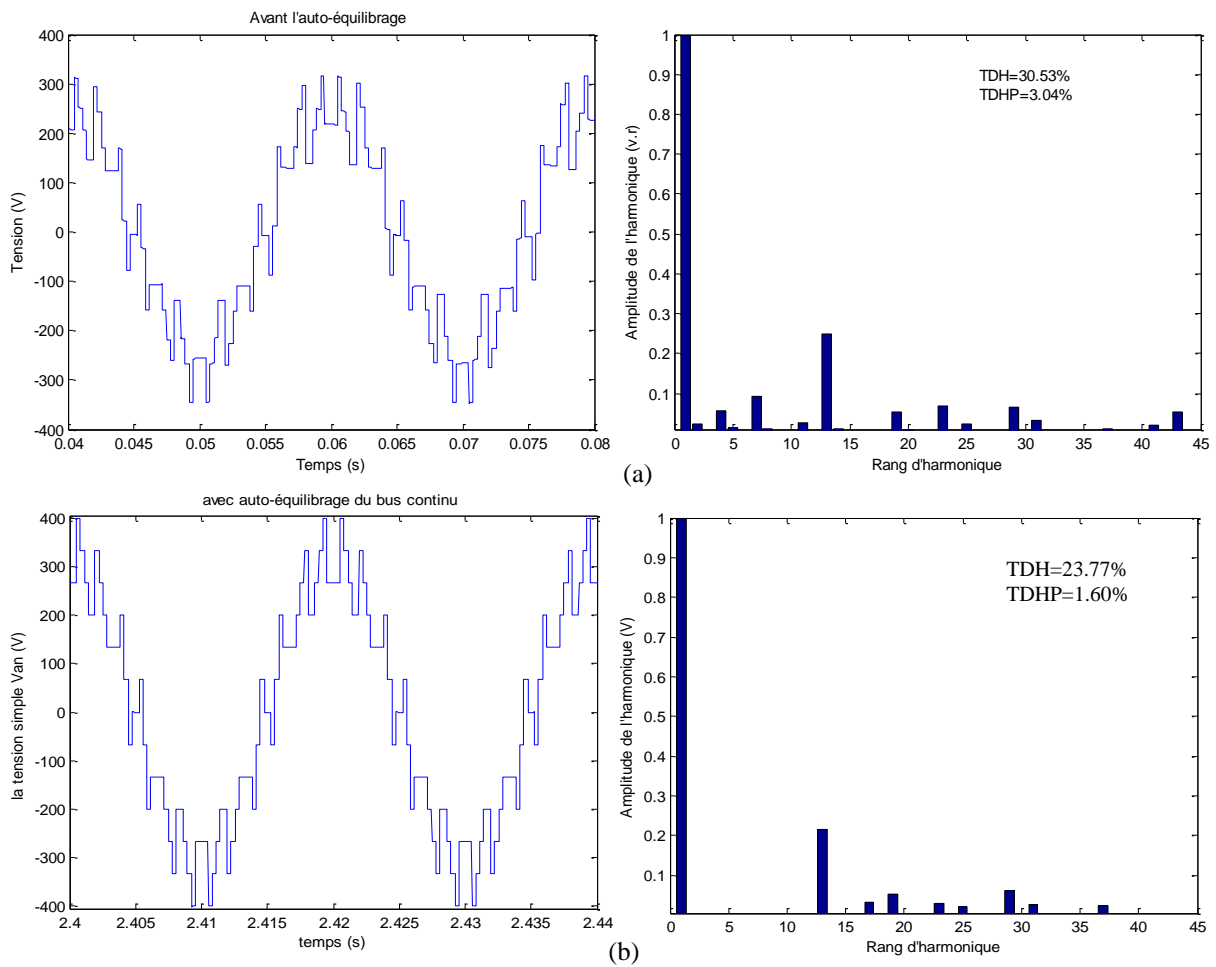


Fig.18. La tension simple V_{AN} et son spectre d'harmoniques ($r=0.8$)

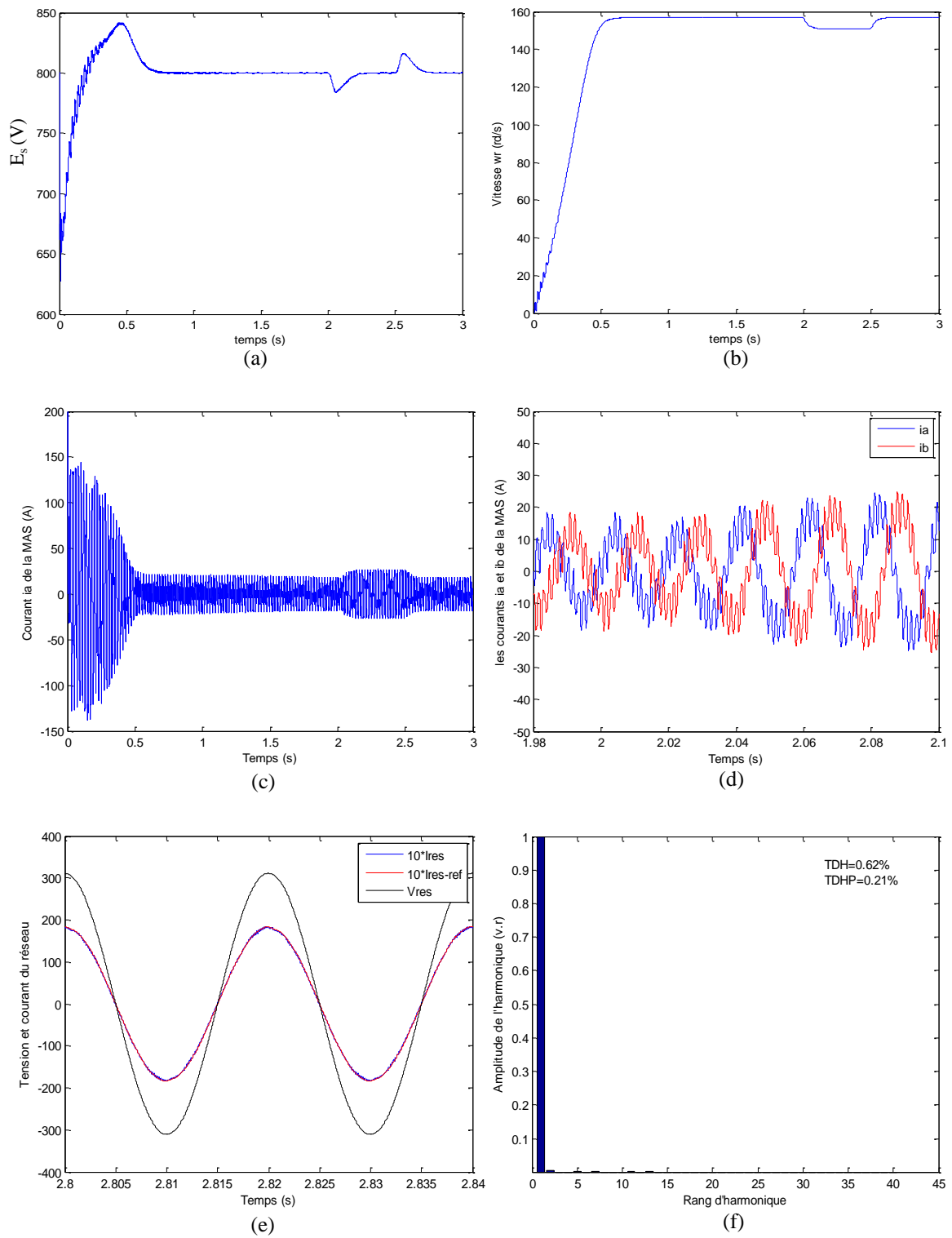


Fig.19. Performance de la cascade à 5-niveaux.

- a- La tension redressée E_s .
- b- La vitesse de la MAS.
- c- Le courant i_a de la MAS.
- d- Les deux courant i_a et i_b de la MAS.
- e- La tension et le courant du réseau
- f- Spectre d'harmoniques du courant I_{res1}

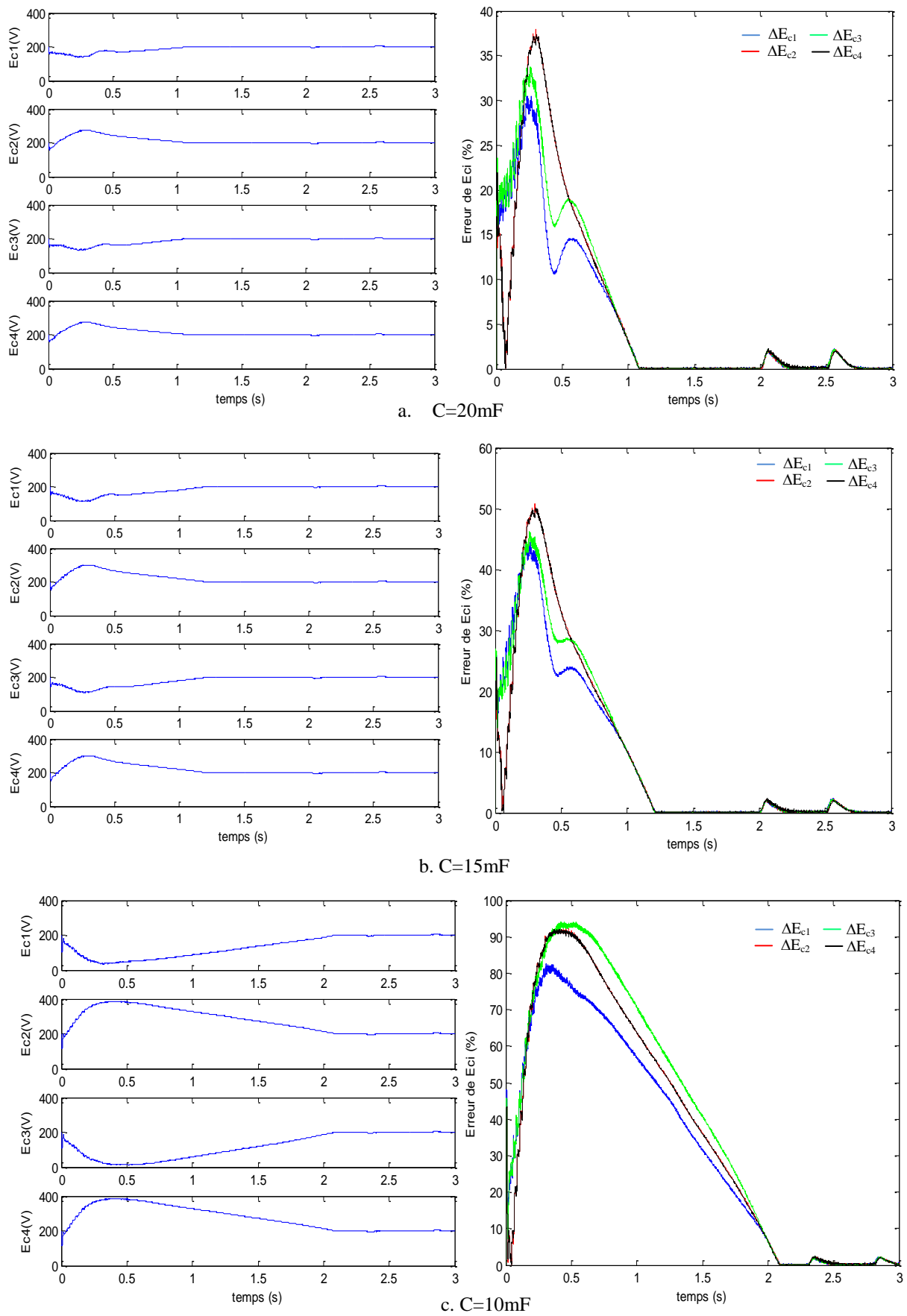


Fig.IV.20. Variation des tensions du bus continu pour différentes valeurs de C

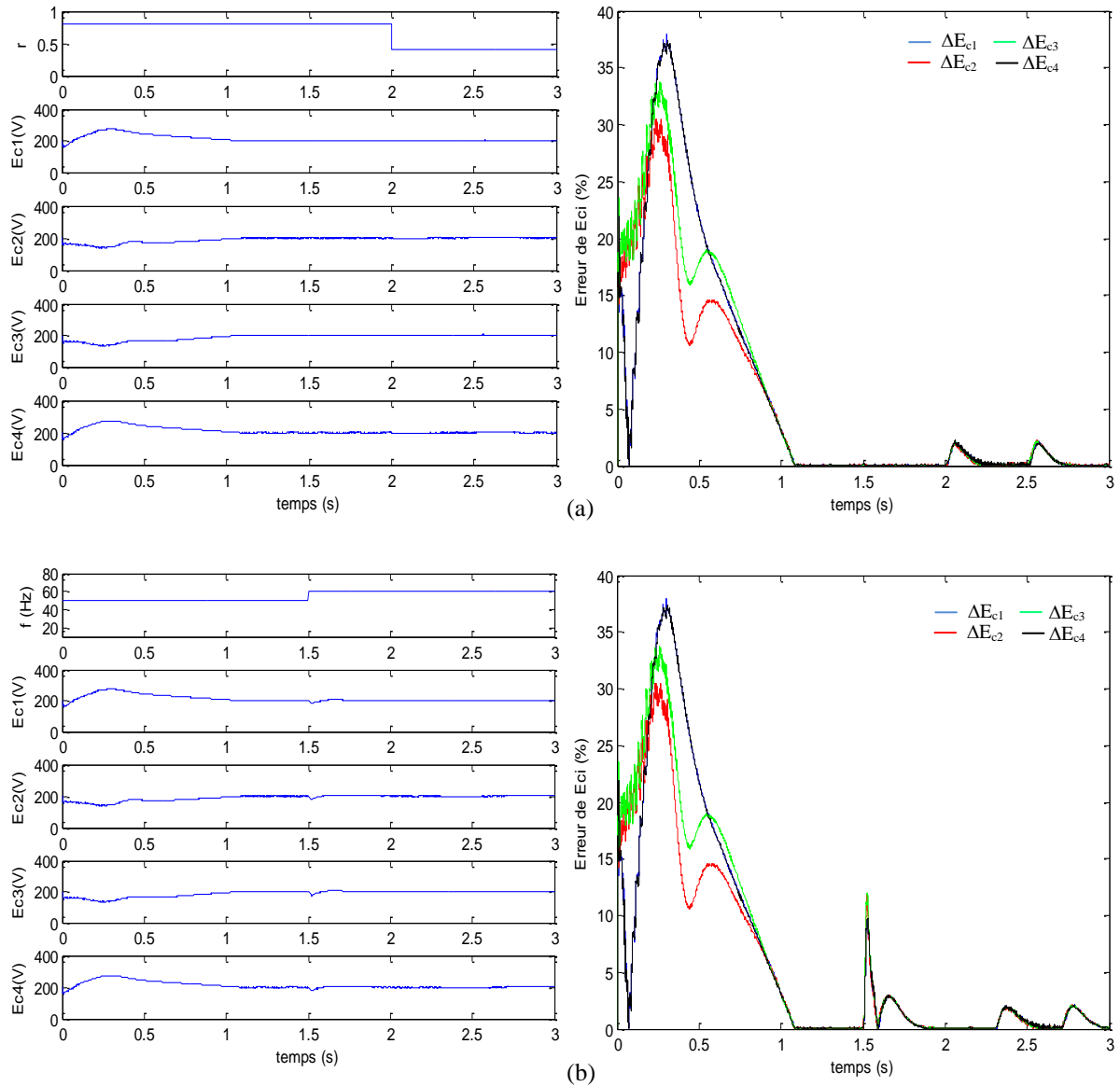


Fig.IV.21. Variation des tensions du bus continu et leurs erreurs relatives pour différentes valeur de r et f .

IV.3.3 Onduleur à sept niveaux

Le diviseur capacitif de l'onduleur à sept niveaux est formé de six condensateurs. La combinaison de ses douze interrupteurs série-parallèle permet la génération des sept niveaux de tension conduisant à 343 (7^3) états du vecteur tension \vec{V}_s , selon la relation IV.7.

Parmi ces vecteurs, on distingue 36 vecteurs obtenus par un seul état de commutation des interrupteurs et 90 autres vecteurs pouvant être obtenus chacun par plusieurs états de commutation. Ainsi, la figure IV.22 représente le vecteur \vec{V}_s à la sortie de l'onduleur dans le repère $(0, U_{AC}, U_{BC})$. Les états du vecteur \vec{V}_s sont regroupés en 6 hexagones concentrique où :

- l'hexagone 1 est relatif aux 6 vecteurs à 6 états redondants ;
- l'hexagone 2 est relatif aux 12 vecteurs à 5 états redondants ;
- l'hexagone 3 est relatif aux 18 vecteurs à 4 états redondants ;
- l'hexagone 4 est relatif aux 24 vecteurs à 3 états redondants ;
- l'hexagone 5 est relatif aux 30 vecteurs à 2 états redondants ;
- l'hexagone 6 est relatif aux 36 vecteurs à un seul état de commutation;

Le point central des hexagones correspond à la tension $\vec{V}_s = 0$ obtenue par 7 états de commutation redondants.

L'étude de l'effet de chacun de ces 90 vecteurs redondants en fonction des deux courants de charge i_a et i_b ne sera possible qu'après avoir effectué la modélisation matricielle de l'onduleur à sept niveaux type NPC.

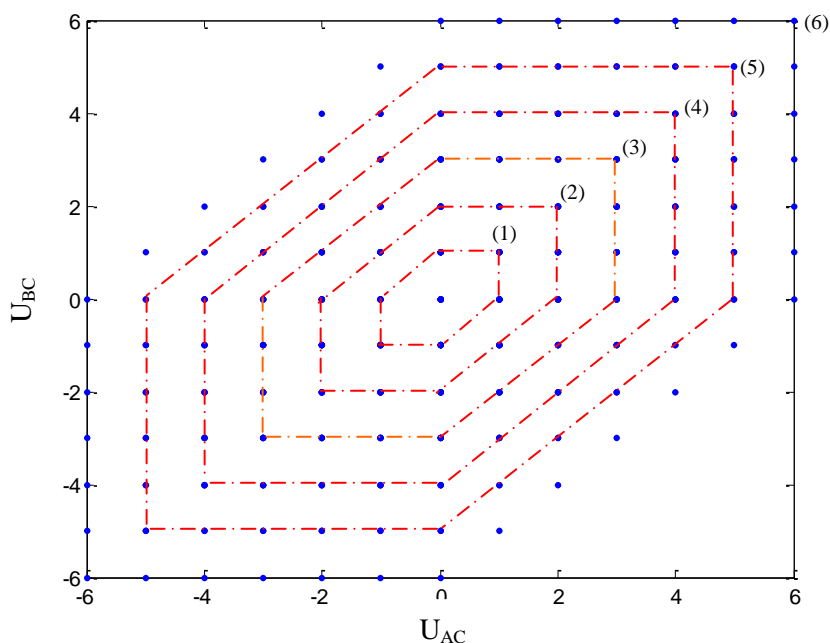


Fig.IV.22. Position des vecteurs tension dans le plan $(0, U_{AC}, U_{BC})$ pour l'onduleur à sept niveaux

Les expressions des courants des condensateurs sont déterminées dans la condition où la tension totale à l'entrée du diviseur capacitif est supposée constante, d'où :

$$\frac{dU_{s1}}{dt} = \frac{dE_{c1}}{dt} + \frac{dE_{c2}}{dt} + \frac{dE_{c3}}{dt} + \frac{dE_{c4}}{dt} + \frac{dE_{c5}}{dt} + \frac{dE_{c6}}{dt} \quad (IV.25)$$

c-à-d

$$\frac{1}{c_1}i_{c1} + \frac{1}{c_2}i_{c2} + \frac{1}{c_3}i_{c3} + \frac{1}{c_4}i_{c4} + \frac{1}{c_3}i_{c5} + \frac{1}{c_4}i_{c6} = 0 \quad (IV.26)$$

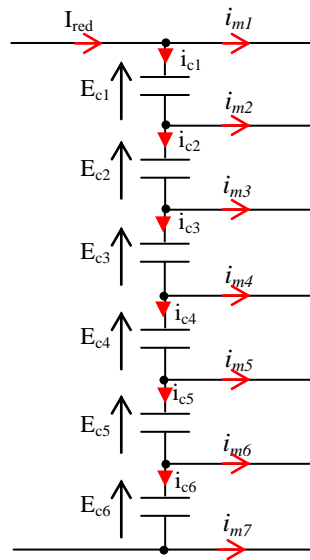


Fig.IV.23. Filtre intermédiaire pour un onduleur à 7-niveaux alimenté par un redresseur à 2-niveaux

Dans le cas redresseur à 2-niveaux (Fig.IV.23), les courants ici sont déterminés par :

$$\begin{cases} i_{c1} = -(i_{c2} + i_{c3} + i_{c4} + i_{c5} + i_{c6}) \\ i_{c2} = i_{c1} - i_{m2} \\ i_{c3} = i_{c2} - i_{m3} \\ i_{c4} = i_{c3} - i_{m4} \\ i_{c5} = i_{c4} - i_{m5} \\ i_{c6} = i_{c5} - i_{m6} \end{cases} \quad (IV.27)$$

La résolution du système d'équation (IV.27) conduit aux six courants suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c1} = \frac{1}{6}(5i_{m2} + 4i_{m3} + 3i_{m4} + 2i_{m5} + i_{m6}) \\ i_{c2} = -\frac{1}{6}(i_{m2} - 4i_{m3} - 3i_{m4} - 2i_{m5} - i_{m6}) \\ i_{c3} = -\frac{1}{6}(i_{m2} + 2i_{m3} - 3i_{m4} - 2i_{m5} - i_{m6}) \\ i_{c4} = -\frac{1}{6}(i_{m2} + 2i_{m3} + 3i_{m4} - 2i_{m5} - i_{m6}) \\ i_{c5} = -\frac{1}{6}(i_{m2} + 2i_{m3} + 3i_{m4} + 4i_{m5} - i_{m6}) \\ i_{c6} = -\frac{1}{6}(i_{m2} + 2i_{m3} + 3i_{m4} + 4i_{m5} + 5i_{m6}) \end{array} \right. \quad (IV.28)$$

En remplaçant les courants i_{mi} par leur expression (Sys.I.73) dans (IV.28), les courants i_{ci} , peuvent être alors exprimés en fonction de i_a et i_b :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c1} = \frac{1}{4}(a_{11}i_a + a_{12}i_b) \\ i_{c2} = -\frac{1}{4}(a_{21}i_a + a_{22}i_b) \\ i_{c3} = -\frac{1}{4}(a_{31}i_a + a_{32}i_b) \\ i_{c4} = -\frac{1}{4}(a_{41}i_a + a_{42}i_b)i_b \\ i_{c5} = -\frac{1}{4}(a_{51}i_a + a_{52}i_b)i_b \\ i_{c6} = -\frac{1}{4}(a_{61}i_a + a_{62}i_b)i_b \end{array} \right. \quad (IV.29)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_{11} = (5m_{21} + 4m_{31} + 3m_{41} + 2m_{51} + m_{61}) \\ a_{21} = (m_{21} - 4m_{31} - 3m_{41} - 2m_{51} - m_{61}) \\ a_{31} = (m_{21} + 2m_{31} - 3m_{41} - 2m_{51} - m_{61}) \\ a_{41} = (m_{21} + 2m_{31} + 3m_{41} - 2m_{51} - m_{61}) \\ a_{51} = (m_{21} + 2m_{31} + 3m_{41} + 4m_{51} - m_{61}) \\ a_{61} = (m_{21} + 2m_{31} + 3m_{41} + 4m_{51} + 5m_{61}) \end{array} \right. \quad (IV.30)$$

$$\begin{cases} a_{12} = (5m_{22} + 4m_{32} + 3m_{42} + 2m_{52} + m_{62}) \\ a_{22} = (m_{22} - 4m_{32} - 3m_{42} - 2m_{52} - m_{62}) \\ a_{32} = (m_{22} + 2m_{32} - 3m_{42} - 2m_{52} - m_{62}) \\ a_{42} = (m_{22} + 2m_{32} + 3m_{42} - 2m_{52} - m_{62}) \\ a_{52} = (m_{22} + 2m_{32} + 3m_{42} + 4m_{52} - m_{62}) \\ a_{62} = (m_{22} + 2m_{32} + 3m_{42} + 4m_{52} + 5m_{62}) \end{cases} \quad (IV.31)$$

IV.3.3.1 Algorithme d'équilibrage

Afin de mettre au mieux en contribution les 300 vecteurs redondants pour la stabilité du bus continu de l'onduleur à sept niveaux, on propose d'appliquer la même méthode déjà utilisée pour l'onduleur à cinq niveaux. Seulement pour l'onduleur à sept niveaux, nous disposons d'un plus grand nombre de possibilités (existence de 6 redondances pour certains vecteurs tension). Ce large choix permet d'affiner l'équilibrage des tensions du bus continu. Néanmoins, le nombre de dérivation des six condensateurs défini par la variable *dev* explose à 720 cas possibles. Ce qui rend l'étude beaucoup plus complexe en comparaison avec l'onduleur à cinq niveaux.

L'étude des 90 vecteurs reliant la charge au point milieu *M*, sur le comportement des condensateurs C_i est détaillée au tableau IV.14.

On constate que les six courants i_{ci} , peuvent toujours être seulement définis par trois relations (E_1 , E_2 et E_3) en fonction de i_a et i_b . Ce qui facilite la classification des vecteurs redondants, malgré leur important nombre. De l'analyse de ce tableau, 15 groupes, formés chacun de six vecteurs tension se sont dégagés faisant partie de deux classes distinctes. Une avec une seule équation E_1 et la 2^{ème} classe avec trois équations E_1 , E_2 et E_3 . La première classe contient le groupe 1, 2, 3, 4 et 5, où les courants i_{ci} correspondant ont le même profil pour $E_1 > 0$ et un profil inverse pour $E_1 < 0$.

- **Groupe 1** : $V_9, V_{14}, V_{59}, V_{69}, V_{114}, V_{119}$;
 - **Groupe 2** : $V_{18}, V_{22}, V_{60}, V_{68}, V_{106}, V_{110}$;
 - **Groupe 3** : $V_{28}, V_{31}, V_{61}, V_{67}, V_{97}, V_{100}$;
 - **Groupe 4** : $V_{39}, V_{41}, V_{62}, V_{66}, V_{87}, V_{89}$;
 - **Groupe 5** : $V_{51}, V_{52}, V_{63}, V_{65}, V_{76}, V_{77}$;
- (IV.32)

V_s		U_{AC}	U_{BC}	a_{11}	a_{12}	a_{21}	a_{22}	a_{31}	a_{32}	a_{41}	a_{42}	a_{51}	a_{52}	a_{61}	a_{62}
9	a	-5	-5	5	5	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
	b	-5	-5	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	5	5
17	a	-4	-5	4	5	-2	-1	-2	-1	-2	-1	-2	-1	4	-1
	b	-4	-5	-2	-1	-2	-1	-2	-1	-2	-1	4	-1	4	5
18	a	-4	-4	4	4	4	4	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2
	b	-4	-4	4	4	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	4	4
	c	-4	-4	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	4	4	4	4
26	a	-3	-5	3	5	-3	-1	-3	-1	-3	-1	3	-1	3	-1
	b	-3	-5	-3	-1	-3	-1	-3	-1	3	-1	3	-1	3	5
27	a	-3	-4	3	4	3	4	-3	-2	-3	-2	-3	-2	3	-2
	b	-3	-4	3	4	-3	-2	-3	-2	-3	-2	3	-2	3	4
	c	-3	-4	-3	-2	-3	-2	-3	-2	3	-2	3	4	3	4
28	a	-3	-3	3	3	3	3	3	3	-3	-3	-3	-3	-3	-3
	b	-3	-3	3	3	3	3	-3	-3	-3	-3	-3	-3	3	3
	c	-3	-3	3	3	-3	-3	-3	-3	-3	-3	3	3	3	3
	d	-3	-3	-3	-3	-3	-3	-3	-3	3	3	3	3	3	3
36	a	-2	-5	2	5	-4	-1	-4	-1	2	-1	2	-1	2	-1
	b	-2	-5	-4	-1	-4	-1	2	-1	2	-1	2	-1	2	5
37	a	-2	-4	2	4	2	4	-4	-2	-4	-2	2	-2	2	-2
	b	-2	-4	2	4	-4	-2	-4	-2	2	-2	2	-2	2	4
	c	-2	-4	-4	-2	-4	-2	2	-2	2	-2	2	4	2	4
38	a	-2	-3	2	3	2	3	2	3	-4	-3	-4	-3	2	-3
	b	-2	-3	2	3	2	3	-4	-3	-4	-3	2	-3	2	3
	c	-2	-3	2	3	-4	-3	-4	-3	2	-3	2	3	2	3
	d	-2	-3	-4	-3	-4	-3	2	-3	2	3	2	3	2	3
39	a	-2	-2	2	2	2	2	2	2	-4	-4	-4	-4	2	2
	b	-2	-2	2	2	2	2	-4	-4	-4	-4	2	2	2	2
	c	-2	-2	2	2	-4	-4	-4	-4	2	2	2	2	2	2
	d	-2	-2	-4	-4	-4	-4	2	2	2	2	2	2	2	2
47	a	-1	-5	1	5	-5	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1
	b	-1	-5	-5	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	5
48	a	-1	-4	1	4	1	4	-5	-2	1	-2	1	-2	1	-2
	b	-1	-4	1	4	-5	-2	1	-2	1	-2	1	-2	1	4
	c	-1	-4	-5	-2	1	-2	1	-2	1	-2	1	4	1	4
49	a	-1	-3	1	3	1	3	1	3	-5	-3	1	-3	1	-3
	b	-1	-3	1	3	1	3	-5	-3	1	-3	1	-3	1	3
	c	-1	-3	1	3	-5	-3	1	-3	1	-3	1	3	1	3
	d	-1	-3	-5	-3	1	-3	1	-3	1	3	1	3	1	3
50	a	-1	-2	1	2	1	2	1	2	1	2	-5	-4	1	-4
	b	-1	-2	1	2	1	2	1	2	-5	-4	1	-4	1	2
	c	-1	-2	1	2	1	2	-5	-4	1	-4	1	2	1	2
	d	-1	-2	1	2	-5	-4	1	-4	1	2	1	2	1	2
	e	-1	-2	-5	-4	1	-4	1	2	1	2	1	2	1	2
51	a	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-5	-5
	b	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	-5	-5	1	1
	c	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-5	-5	1	1	1	1
	d	-1	-1	1	1	1	1	-5	-5	1	1	1	1	1	1
	e	-1	-1	1	1	-5	-5	1	1	1	1	1	1	1	1
	f	-1	-1	-5	-5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Tab.IV.13. quelques vecteurs tension des 90 existants de l'onduleur à 7-niveaux

La deuxième classe est formée de dix groupes restants leur profile change selon le signe des E_i ($i=1, 2, 3$) (Sys.IV.29, Tab.IV.14).

- **Groupe 6** : $V_{10}, V_{17}, V_{56}, V_{81}, V_{105}, V_{115}$;
- **Groupe 7** : $V_{11}, V_{26}, V_{92}, V_{116}, V_{44}, V_{95}$;
- **Groupe 8** : $V_{12}, V_{33}, V_{36}, V_{84}, V_{102}, V_{117}$;
- **Groupe 9** : $V_{13}, V_{23}, V_{47}, V_{72}, V_{111}, V_{118}$;
- **Groupe 10** : $V_{19}, V_{27}, U_{55}, V_{80}, V_{96}, V_{107}$; (IV.33)
- **Groupe 11** : $V_{20}, V_{37}, V_{43}, V_{85}, V_{91}, V_{108}$;
- **Groupe 12** : $V_{21}, V_{32}, V_{48}, V_{73}, V_{101}, V_{109}$;
- **Groupe 13** : $V_{29}, V_{38}, V_{54}, V_{79}, V_{86}, V_{98}$;
- **Groupe 14** : $V_{30}, V_{42}, V_{49}, V_{74}, V_{90}, V_{99}$;
- **Groupe 15** : $V_{40}, V_{50}, V_{53}, V_{75}, V_{78}, V_{88}$;

Selon le signe des relations E_i définissant les six courants du diviseur capacitif, l'états (charge \uparrow ou décharge \downarrow) des condensateurs pour les quinze groupes est en fonction des différentes possibilités de P_i sont donnés par les tableaux IV.15 à IV.25 .

Après avoir déterminé l'état des six condensateurs du bus continu pour chaque configuration du vecteur tension, on passe à la sélection de la redondance adéquate pour les 720 déviations possibles.

Un tableau de 720 lignes et 70 colonnes est déduit donnant la configuration qui permet d'assurer au mieux l'équilibrage du bus continu.

Prenons l'exemple suivant, où à l'instant t le vecteur $N^\circ=9$ est donnée par la MLI à élimination d'harmoniques. Les trois tensions du bras prennent alors les états suivant $(0, 0, 5) = V_9$. Ce dernier appartient au groupe 1. Supposant que la déviation actuelle est telle que $dev=(E_{c1}<E_{c2}<E_{c3}<E_{c4}<E_{c5}<E_{c6})$. Alors, si $E_1>0$ et le vecteur actuel est substitué par son redondant (1,1,6) qui permet de charger E_{c1} et décharger E_{c6} d'après la table IV.15. Dans le cas contraire ($E_1<0$), le même état est maintenu $(0, 0, 5)$. Pour cet exemple deux choix sont seulement possibles.

Nous appliquons cet algorithme dans le cas d'une cascade redresseur-onduleur à 7-niveaux où charge peut être statique ou dynamique.

G		$E_1 > 0$						$E_1 < 0$					
		lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
1	a	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓
	b	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
2	a	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓
	b	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑
	c	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑
3	a	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑
	b	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓
	c	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↓	↓
	d	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓
4	a	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↑
	b	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓
	c	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↓	↓
	d	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↓	↓
	e	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓
5	a	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
	b	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓
	c	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↓	↓
	d	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↓
	e	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↓	↓	↓	↓
	f	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↓

Tab.IV.15. Effet des vecteurs du groupe 1,2,3,4 et 5 sur les condensateurs

G,6	a						b					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓
P2	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↓
P3	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑

Tab.IV.16. Effet des vecteurs du groupe 6 sur les condensateurs

G,7	a						b					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓
P2	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓
P3	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑

Tab.IV.17. Effet des vecteurs du groupe 7 sur les condensateurs

G,8	a						b					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓
P2	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑

Tab.IV.18. Effet des vecteurs du groupe 8 sur les condensateurs

G,9	a						b					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓
P2	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓
P4	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	↑
P5	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑

Tab.IV.19. Effet des vecteurs du groupe 9 sur les condensateurs

G,10	a						b						c					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓
P2	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↓
P4	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑
P5	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑

Tab.IV.20. Effet des vecteurs du groupe 10 sur les condensateurs

G,11	a						b						c					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓
P2	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↓
P4	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑
P5	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑

Tab.IV.21. Effet des vecteurs du groupe 11 sur les condensateurs

G,12	a						b						c					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓
P2	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↓
P4	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑
P5	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑

Tab.IV.22. Effet des vecteurs du groupe 12 sur les condensateurs

G,13	a						b						c						d					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓
P2	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓
P4	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑
P5	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑

Tab.IV.23. Effet des vecteurs du groupe 13 sur les condensateurs

G,14	a						b						c						d					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓
P2	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓
P4	↑	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑
P5	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑

Tab.IV.24. Effet des vecteurs du groupe 14 sur les condensateurs

G,15	a						b						c						d						e					
	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6	lc1	lc2	lc3	lc4	lc5	lc6
P1	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓
P2	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↓	↓
P3	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↓	↓	↓
P4	↑	↑	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↓	↓	↑	↑	↑	↑
P5	↑	↑	↑	↑		↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↑
P6	↑	↑	↑	↑	↑		↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑	↑	↑

Tab.IV.25. Effet des vecteurs du groupe 15 sur les condensateurs

La structure du filtre intermédiaire est donnée sur la figure IV.24.

Le modèle mathématique correspondant est donné par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} c_1 \frac{dE_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{m1} \\ c_2 \frac{dE_{c2}}{dt} = I_{red1} + I_{red2} - i_{m1} - i_{m2} \\ c_3 \frac{dE_{c3}}{dt} = I_{red1} + I_{red2} + I_{red3} - i_{m1} - i_{m2} - i_{m3} \\ c_4 \frac{dE_{c4}}{dt} = i_{m5} + i_{m6} + i_{m7} - I_{red4} - I_{red5} - I_{red6} \\ c_5 \frac{dE_{c5}}{dt} = i_{m6} + i_{m7} - I_{red5} - I_{red6} \\ c_6 \frac{dE_{c6}}{dt} = i_{m7} - I_{red6} \end{array} \right. \quad (IV.34)$$

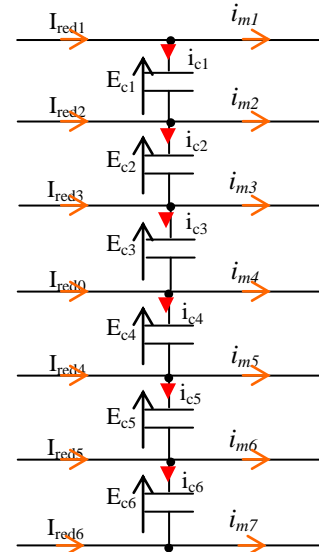


Fig.IV.24. Filtre intermédiaire pour une cascade à 7-niveaux

IV.3.3.2 Résultats de simulation et interprétations

On se propose de vérifier l'efficacité des tables IV.15 à IV.25 dans le cas d'une charge dynamique où l'onduleur est alimenté par un redresseur à MLI de même niveau et même type (Fig.IV.1). Le redresseur à 7-niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à 6 porteuses bipolaires.

Comme l'algorithme n'est valable que si la tension redressée est constante à une valeur fixe, un régulateur PI₁ est utilisé. Dans le cas de cet onduleur, la valeur de référence E_s est de 800V d'où les condensateurs sont initialement chargés à des tensions égales à 133.33V (800/6). La capacité des six condensateurs est de 20mF. La cascade alimente une machine de 1.5kW dont les paramètres sont indiqués à l'annexe B. Les figures IV.25.a montrent l'allure des tensions E_{ci} sans l'utilisation de l'algorithme d'équilibrage. Les tensions s'éloignent de leur valeurs initiales. Leurs erreurs relatives ne cessent d'augmenter. Pour E_{c2} cette dernière est de 25% à $t=1s$, (Fig.IV.25.b), malgré le maintien de la tension E_s à sa référence par le régulateur PI (Fig.IV.25.c).

Pour le deuxième test, les onze tables (Tab.IV.15-Tab.IV.25) sont mises en contribution à 0.4s. Des figures IV.26.a, on constate que les tensions s'éloignent de leur référence pour y revenir dès que l'algorithme est mis en application. La stabilité est assurée à 1.5s (Fig.IV.26.b). L'application d'un couple résistant entre 2s et 2.5s, provoquant un changement

des courants i_a et i_b , ne déstabilise pas les tensions (Fig.IV.28.(b),(c) et (d)). L'annulation des harmoniques 5, 7 et 11 n'est réalisée que si l'équilibrage est atteint c'est ce que montrent les figures IV.27 donnant le spectre de la tension V_{AN} avant et après que l'équilibrage soit assuré. Des meilleures performances sont aussi observées du côté réseau, où la tension est bien en phase avec le courant qui présente à son tour une meilleure qualité spectrale (Fig.IV.28.e et f). L'avantage principal de cette technique d'équilibrage est de pouvoir garantir la stabilité des tensions du bus continu même avec des valeurs de capacité inférieure à 20mF. Plus la capacité diminue plus le temps nécessaire pour atteindre les tensions de référence augmente (Fig.IV.29). Il faut noter que l'onduleur à 7-niveaux présente 720 états de déséquilibre. Par conséquent, la simulation de la cascade de la figure IV.1 pour $N=7$ prend un temps énorme (plus de 24 heures).

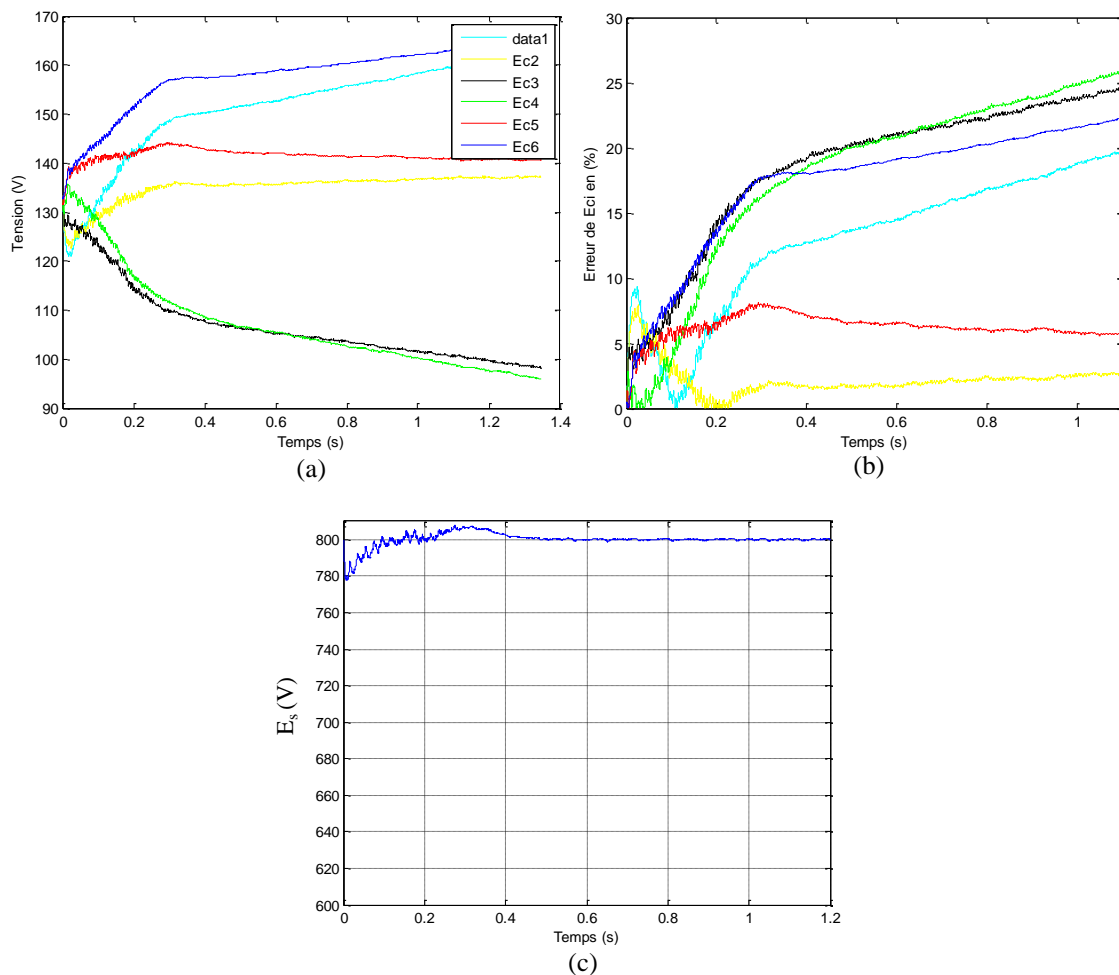


Fig.IV.25. Variation de E_{ci} , ΔE_{ci} et E_s sans algorithme d'auto-équilibrage

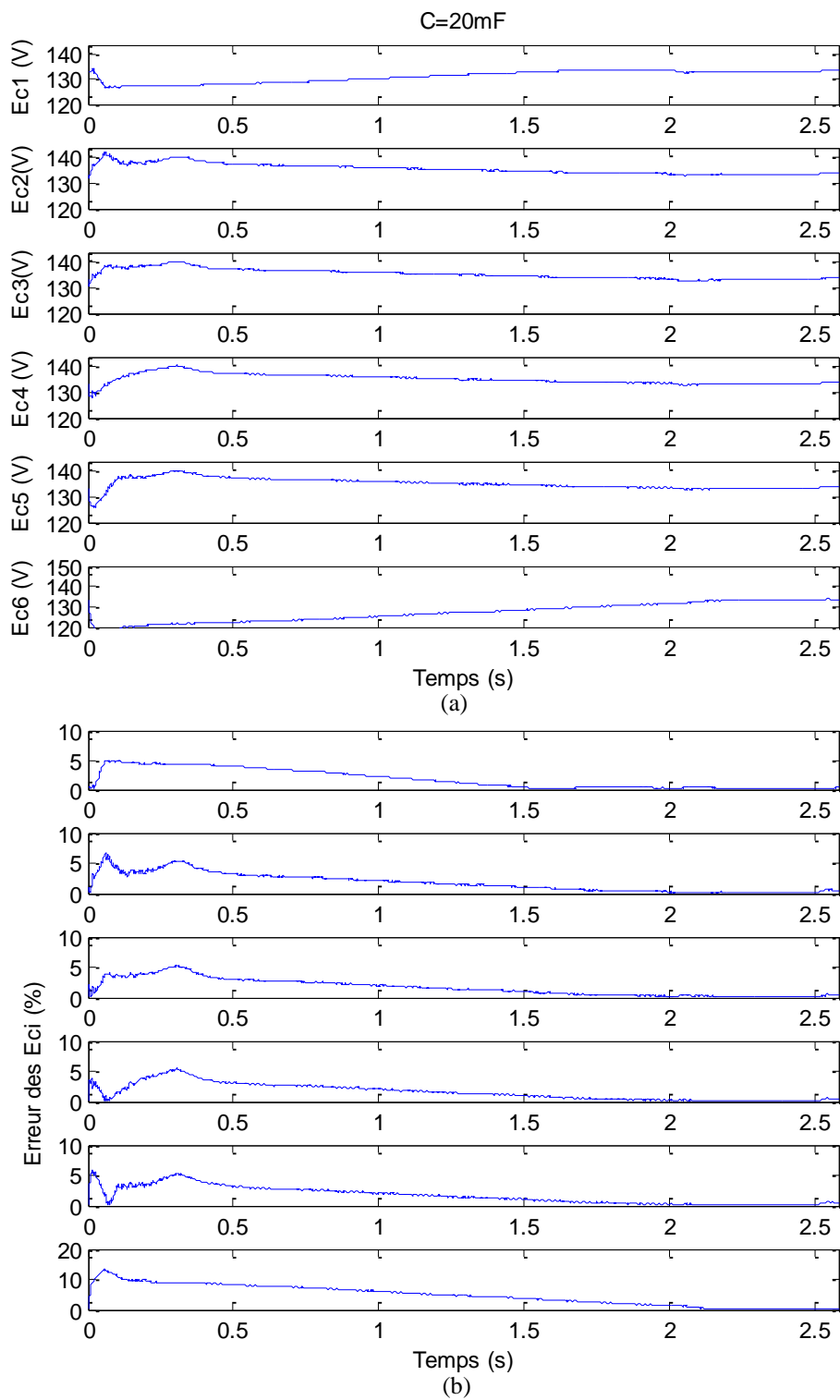


Fig.IV.26. Résultats de simulation pour une cascade *Redresseur 7 niveaux-Onduleur 7 niveaux-MAS*
a. Variation des 6 tensions du bus continu, **b.** L'erreur en % des 6 tensions du bus continu

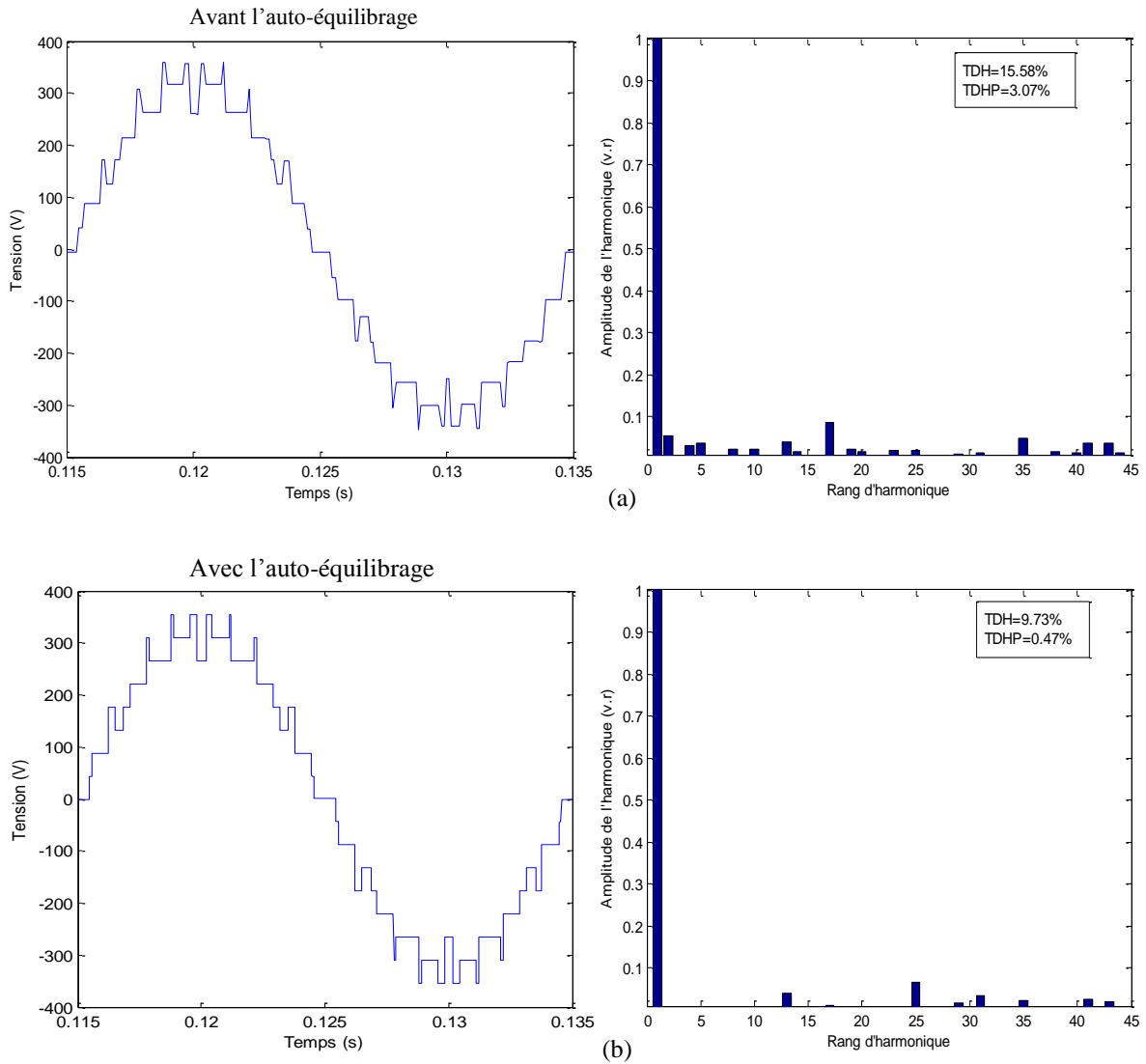


Fig.27. La tension simple V_{AN} et son spectre d'harmoniques ($r = 0.8$)

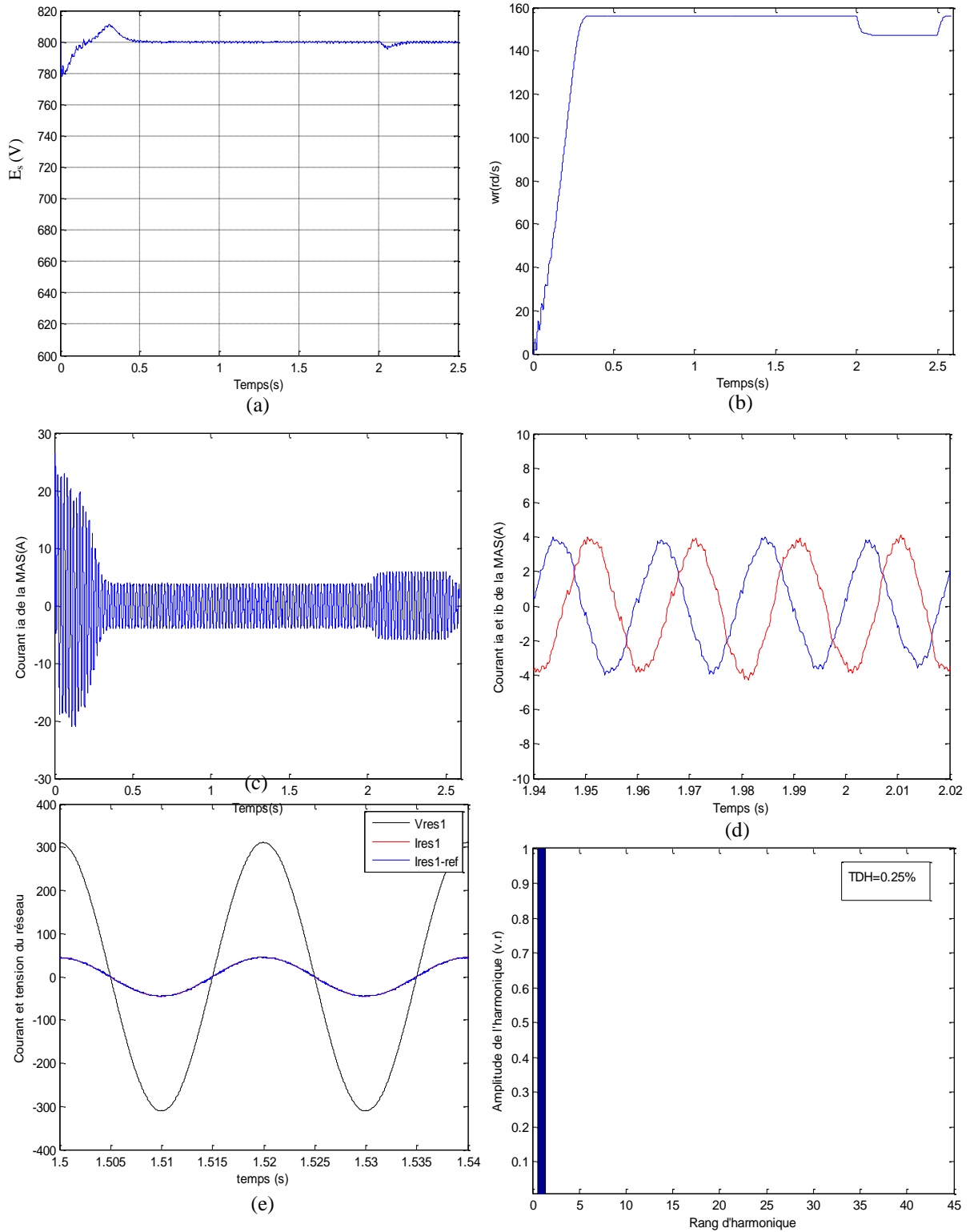


Fig.IV.28. Performance de la cascade à 7-niveaux. (f)

- g- La tension redressée E_s .
- h- La vitesse de la MAS.
- i- Le courant i_a de la MAS.
- j- Les deux courant i_a et i_b de la MAS.
- k- La tension et le courant du réseau
- l- Spectre d'harmoniques du courant I_{res1}

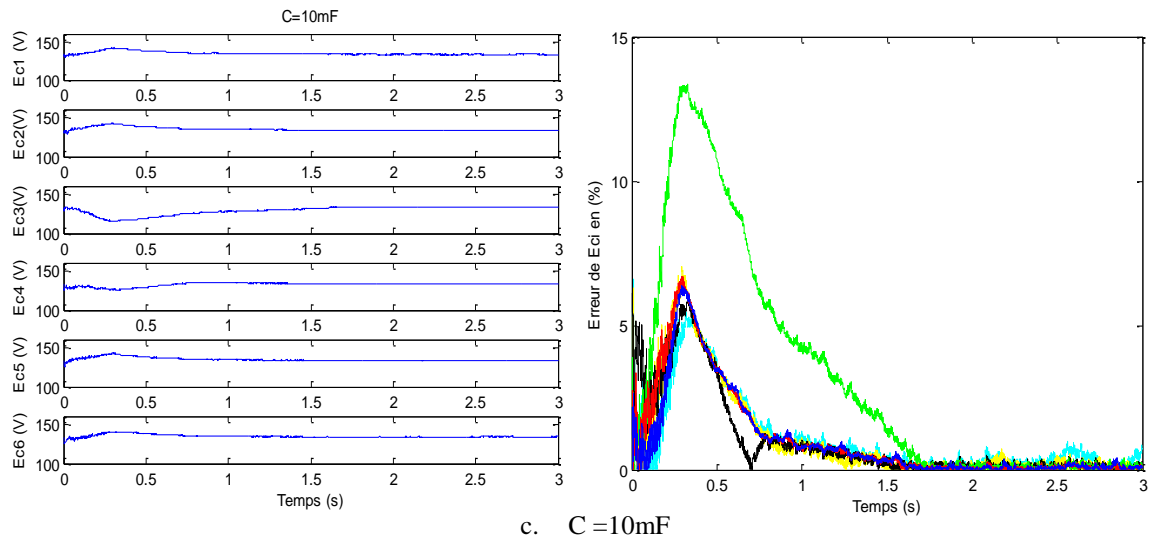
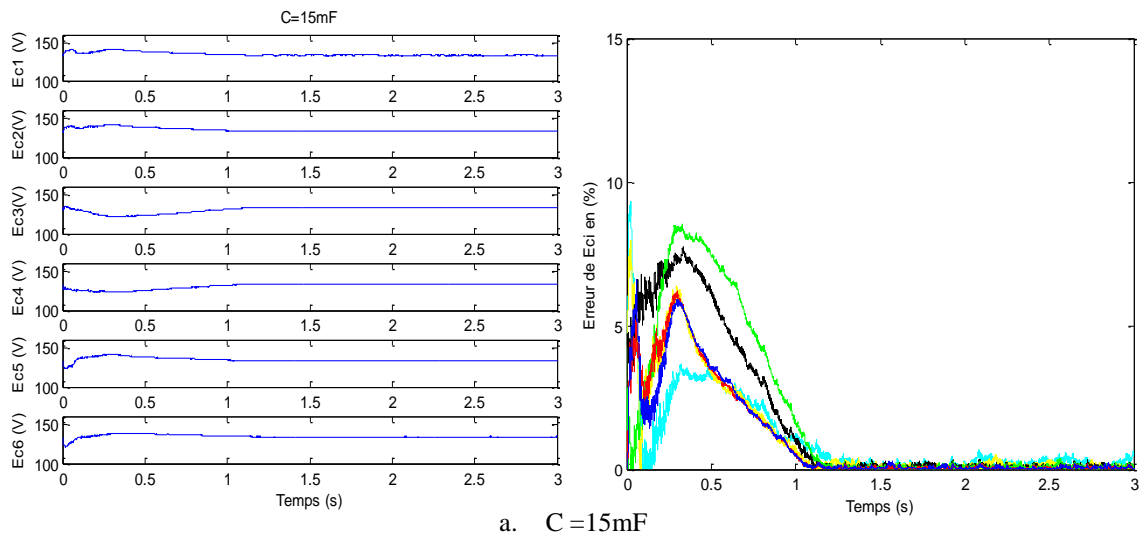
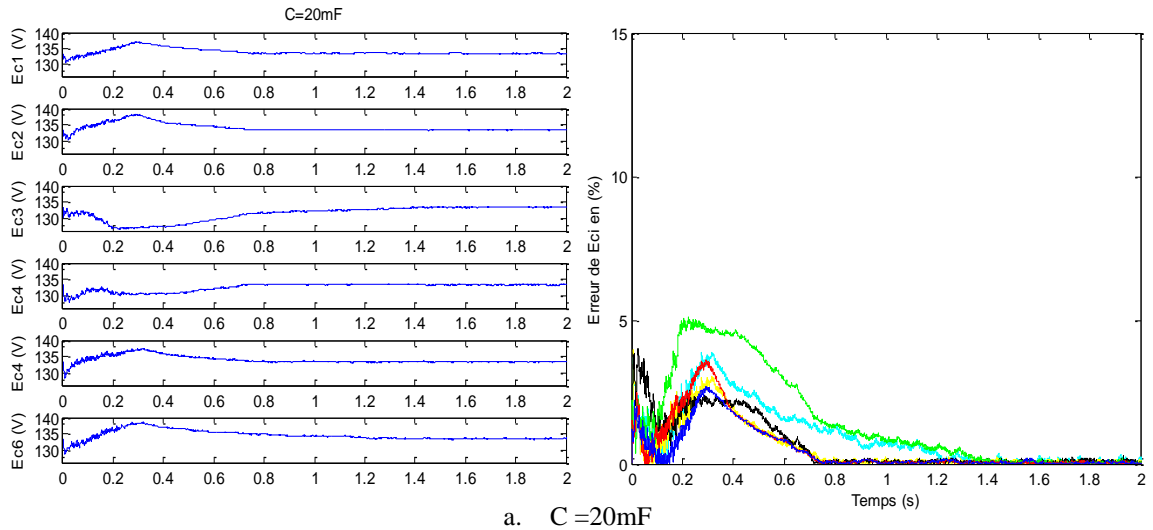


Fig.IV.29. Variation des tensions du bus continu pour différentes valeurs de C

IV.4 Conclusion

L'objet de ce chapitre concerne la stabilité des tensions du bus continu des onduleurs de niveau 3, 5 et 7 commandés par la stratégie d'élimination d'harmoniques.

La méthode proposée consiste en l'exploitation des configurations redondantes pour pouvoir maintenir au mieux l'équilibrage du diviseur capacitif. Pour le cas d'un onduleur à trois niveaux, six vecteurs tension à deux configurations à effet inverse sont possibles pour le groupe de demie tension. De ce fait, un simple algorithme est défini permettant de réduire au minimum l'écart entre les deux tensions du bus continu.

Quant aux deux autres onduleurs, l'étude est beaucoup plus complexe, vu le nombre important des vecteurs à redondances. Ils sont à 36 états pour l'onduleur à cinq niveaux et 90 pour le sept niveaux.

Par conséquent, une analyse détaillée est effectuée basée d'abord sur la modélisation matricielle de chaque onduleur. Trois relations sont ensuite définies en fonction des deux courants de charge i_a et i_b pour exprimer les courants i_{ci} des condensateurs C_i . Ces deux étapes fondamentales ont conduit à la détermination de l'effet de chaque vecteur sur le comportement de toutes les capacités formant le bus continu. A la fin de l'opération, des tables sont élaborées pour chaque onduleur précisant la configuration adéquate permettant de stabiliser les tensions du diviseur capacitif. Les résultats obtenus sont satisfaisants et montrent que l'auto-équilibrage des tensions du bus continu est assuré tout en maintenant les avantages de la stratégie d'élimination d'harmoniques.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Le travail exposé dans la présente thèse concerne d'une part l'étude de la commande par la MLI basée sur l'élimination d'harmoniques des onduleurs à N niveaux et d'autre part l'étude de l'équilibrage des tensions des condensateurs formant le bus continu à l'entrée de ces convertisseurs. Parmi les différentes topologies existantes des convertisseurs multi niveaux, nous avons opté pour la structure NPC (*Neutral Point Clamping*).

Tout d'abord, nous avons déterminé la commande par MLI des onduleurs multi niveaux ($N=3,5$ et 7) basée sur la stratégie d'élimination d'harmoniques. L'étude entreprise a montré que la détermination des instants de commutation des interrupteurs revient à la résolution de systèmes d'équations non linéaires du type trigonométrique. Il faut noter que leur complexité s'accroît avec l'augmentation du niveau d'onduleur et du nombre d'harmoniques à éliminer. Les méthodes itératives sont souvent utilisées pour la résolution de ce genre de systèmes. Pour le cas d'un onduleur à 3-niveaux, la méthode de *Newton-Raphson* était largement suffisante.

Toutefois, les limitations de cette méthode pour les niveaux supérieurs nécessitent l'exploitation d'autres approches de résolution. Aussi, dans notre cas et pour ces niveaux, nous avons exploité la méthode analytique basée sur l'élimination d'harmoniques et les polynômes symétriques. La comparaison des résultats obtenus par la méthode itérative et celle analytique montre que la seconde remédie aux limitations inhérentes à la première. De plus, la méthode d'élimination d'harmoniques nous a permis la détermination de toutes les solutions possibles sans aucune initialisation au préalable. Il est à remarquer que les solutions développées sont aussi valables pour toute autre structure d'onduleur multi niveaux.

L'implémentation en temps réel de cette MLI est habituellement mise en oeuvre par la méthode tabulée. Cependant, dans le cas de notre étude, cela nécessiterait des mémoires de forte capacité ; pour en éviter l'usage, nous avons proposé d'utiliser les réseaux de neurones artificiels. En effet, pour chaque onduleur, des réseaux de neurones ont été entraînés pour reproduire les caractéristiques donnant les angles de commutation relatives à chaque cas étudié. Leur apprentissage est réalisée, en hors ligne, par l'algorithme de rétro-propagation. Des résultats obtenus, il ressort que les valeurs des angles de commutation estimées par les réseaux neurones sont pratiquement identiques aux valeurs désirées.

Pour notre travail, l'implémentation de la commande neuronale des onduleurs à 3, 5 et à 7 niveaux a été développée sur un circuit FPGA de type Virtex en utilisant le langage VHDL sous l'environnement de *Xilinx Navigator*. Ce circuit doit remplir deux fonctions. D'une part

la génération des angles de commutation par implémentation des réseaux de neurones dimensionnés et d'autre part la génération des ordres de commande des interrupteurs pour les onduleurs à 3, 5 et 7 niveaux.

Par ailleurs, le problème d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs formant le bus continu a été également traité. Pour y parvenir, nous avons proposé d'exploiter l'effet des configurations redondantes liées à chaque niveau d'onduleur sur le comportement de la tension des condensateurs. Les onduleurs sont alimentés par des redresseurs du même niveau commandés dans le plan dq par la stratégie triangulo-sinusoïdale. Le développement de la technique a montré que le recours à la représentation matricielle pour le cas d'un onduleur à 5 et 7 niveaux est très pratique. Une analyse fine de l'effet des vecteurs redondants nous a permis d'une part de les classer en groupes et d'autre part de dégager pour chacun d'eux la table donnant l'effet de chaque vecteur redondant sur l'état des condensateurs et cela en fonction des courants issus de toute charge triphasée à neutre isolé. L'algorithme issu de cette méthode a été exploité dans le cas de l'onduleur à 3, 5 et 7 niveaux. Les résultats obtenus pour ces cas sont satisfaisants et montrent la faisabilité de la méthode.

Donc à travers le développement de cette étude, nous avons montré qu'il est possible de commander les onduleurs multi niveaux par la MLI basée sur l'élimination d'harmonique tout en assurant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs formant le bus continu.

Pour un travail futur, on prévoit plusieurs voies :

- Adopter d'autres critères pour optimiser les caractéristiques de commande obtenues par la stratégie d'élimination d'harmoniques en cas de solutions multiples.
- Exploiter l'intelligence artificielle pour assurer l'équilibrage des tensions du bus continu des convertisseurs multiniveaux.

BIBLIOGRAPHIES

- [Aim 03] Aimé Martin « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », Thèse de Doctorat au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH, 2003.
- [Ang 97] Angeles, J., « Fundamentals of Robotic Mechanical Systems: Theory, Methods and Algorithms», Mechanical Engineering Series, Springer-Verlag, 1997.
- [Ash 90] Ashenden A.Peter « The VHDL cookbook», First Edition July, 1990, Dept. Computer Science University of Adelaide South Australia.
- [Ber 95-a] E.M.Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux », thèse de PHD, Paris, 1995.
- [Ber 95-b] E.M.Berkouk et al « knowledge and control models for three-level voltage inverters », Internatinal Journal « Systems Analysis Modelling Simulation » (SAMS) published by « Gordon and Breach Science Publishers », Vol. 18-19 pages 511-521, 1995.
- [Bor 09] G. Borghetti, M. Carpaneto, M. Marchesoni, P. Tenca and L. Vaccaro « A new balancing technique with power losses minimization in Diode-Clamped Multilevel Converters », 12th European conference on power electronics and applications, Sept 2007, Denmark.
- [Bou 06] F.Bouchafaa « Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC.Application à la conduite d'une MSAP », Thèse de Doctorat, 2006, ENP.
- [Bou 7-a] O.Bouhali « Contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique », Thèse de Doctorat, ENP et Ecole centrale de Lille, 2007.
- [Bou 07-b] O. Bouhali *et al.*, "DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1636–1648, Sep. 2007.
- [Bus 08] Sergio Busquets-Monge, Salvador Alepuz, Josep Bordonau, and Juan Peracaula, « Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Converters With Passive Front-Ends », *IEEE transactions on power electronics*, Vol. 23, N°. 4, July 2008, PP. 1751- 1760.
- [Cha 10] M. Chaves, E. Margato, J.F. Silva, S.F. Pinto « New approach in back-to-back m-level diode clamped multilevel converter modelling and direct current bus voltages balancing», *IET Pwr. Electr.* July 2010 Volume 3, Issue 4, p.578–589.
- [Che 07] H.Chekireb, E.M Berkouk « Generalised algorithm of novel space vector modulation : for N level three phases voltage source inverter », *EPE Journal*, Vol.17, pp.127-150, 2007.
- [Che 99] Chen, C.T. « Linear system theory and design » Oxford Press, 1999.
- [Chi 99] H.Chibani, E.M.Berkouk, G.Manesse « PWM current rectifier-five NPC inverter cascade. Application to PM synchronous machine », *Africon*, 1999 IEEE, South Africa, 28 Sept-1 Oct., Vol.2, pp. 705-710.
- [Chi 03] J.N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du « A complete solution to the harmonic elimination problem », 0-7803-7769-9/03 IEEE, pp.197-208.
- [Chi 04] J.N.Chiasson, Keith J.McKenzie «A unified approach to solving the harmonic elimination equations in multilevel converter », 0885-8993/04, 2004IEEE.

- [Chi 05] J.N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Zhong Du and Keith J. McKenzie, « The Use of Power Sums to Solve the Harmonic Elimination Equations for Multilevel Converters », *EPE Journal*. Vol. 15. N° 1. February 2005.
- [Chu 08] P. Chu « FPGA prototyping by VHDL examples, Xilinx spartan™-3 version », Wiley interscience, a John wiley & Sons, inc, publication, ISBN 978-0-470-18531-5, Printed in the U.S.A.
- [Chu 06] Chu, P. Pong «RTL hardware design using VHDL, Coding for Efficiency, Portability, and Scalability », Wiley-interscience, a John wiley & Sons, inc, publication.
- [Cim 05] Cimuca .G.O «Système inertielle de stockage d'énergie associée à des générateurs éoliens », Thèse de Doctorat, Ecole nationale supérieure d'Arts et Métiers, centre de Lille, France 2005.
- [Cyb 89] G. Cybenko «Approximation by superposition of a sigmoidal function», *Mathematics of Control, Signals and Systems*. Vol.2, pp. 303-314, 1989 Springer.
- [Cyb 96] G. Cybenko «Neural networks in computational science and engineering» *IEEE Computational Science and Engineering*, Vol. 3, PP.36-42, 1996.
- [Dah 10] M.S.A. Dahidah, G. Konstantinou, N. Flourentzou, V.G. Agelidis « On comparing the symmetrical and non-symmetrical selective harmonic elimination pulse-width modulation technique for two-level three-phase voltage source converters » *IET Pwr. Electr.* November 2010, Volume 3, Issue 6, pp.829–842.
- [Dio 07] J. Dionísio Barros & J. Fernando Silva « Optimal Predictive Control of Three-Phase NPC Multilevel Inverter: Comparison to Robust Sliding Mode Controller », *Conference of PESC 2007, IEEE*.
- [Du 05] Zhong Du « Active Harmonic Elimination in Multilevel Converters », A Dissertation Presented for the Doctoral of Philosophy Degree The University of Tennessee, Knoxville, May 2005.
- [Eco 94] Economou. G - P. K, Mariatos E. P, Economopoulos .N. M., Lymberopoulos. D, and Goutis. C. E «FPGA Implementation of Artificial Neural Networks: An application on Medical Expert Systems », 0-8186-6710-9/94 \$4.00 0 1994 IEEE, pp. 287-298.
- [Foc 93] H. Foch « Imbricated cells multilevel voltage source inverters for high voltage applications », *EPE Journal*, Vol. 3, N°2, June 1993.
- [Fre 92] J. A. Freeman and T. Shibata, « Neural Networks: Algorithms, Applications and Programming Techniques. » Addison-Wesley publication Cie 1992.
- [Gir07] Girau Bernard « Du parallélisme connexionniste à une pratique de calcul distribué numérique bio-inspiré », Mémoire d'Habilitation à l'Ecole doctorale IAEM, Département de formation doctorale en informatique, France 2007.
- [Gon 10] S.A. González, M.I. Valla, C.F. Christiansen « Five-level cascade asymmetric multilevel converter » *IET Pwr. Electr.* January 2010, Volume 3, Issue 1, p.120–128
- [Gue 09] R. Guadouani « Etude et commande des différentes cascades redresseurs de tension triphasé MLI-Onduleur de tension à cinq niveaux ». Thèse de Doctorat 2009, ENP.
- [Har 94] Reiner W. Hartenstein, Michal Z. Servt (Eds.) « Field-Programmable Logic, Architectures, Synthesis and Applications », 4th International Workshop on Field-Programmable Logic and Applications, FPL '94 Prague, Czech Republic, September 7-9, 1994 Proceedings, ISBN 3-540-58419-6 Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1994 Printed in Germany.
- [Hot 07] Hadi A Hotait, Ahmed M Massoud, Steve J. Finney, Barry W. Williams « Capacitor Voltage Balancing Using Redundant States for Five-Level Multilevel Inverter », 1-4244-0645-

5/07/\$20.00©2007 IEEE.

- [Hwa 04] Hwang O.Enoch « Microprocessor Design Principles and Practices With VHDL », Brooks / Cole 2004.
- [Ima 07-a] **K.Imarazene**, H.Chekireb et 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 ELECTROMOTION'07, September 2007, PP.587-591, ISBN: 978-975-93410-2-2, Bodrum, Turkey.
- [Ima 07-b] **K.Imarazene**, H.Chekireb et E.M.Berkouk « Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in the Nine Level Voltage Inverter », The 2007 International Conference on Computer Engineering & Systems (ICCES'07), IEEE, November 2007; Cairo, Egypt, pp.387-392.
- [Ima 07-c] **K. Imarazene**, H.Chekireb, E. M. Berkouk, « Control of Seven-Level Optimized Voltage Inverter Based on Selective Harmonics Elimination and Artificial Neural Network », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 3, No. 3, 2007, pp.143-150.
- [Ima 08] **K.Imarazene**, H.Chekireb et E.M.Berkouk « Eliminating Harmonics in NPC Five level Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Artificial Neuron Network », 9th International Conference on Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems 8 -11 June 2008, Quebec City, Canada.
- [Ima 09] **K.Imarazene**, H. Chekireb, E.M. Berkouk « Balancing DC Link Using the Redundant States Method in Selective Harmonics Elimination PWM », ELECTROMOTION 2009 – EPE Chapter 'Electric Drives' Joint Symposium, 1-3 July 2009, Lille, France, pp.387-392.
- [IEE 87] IEEE Std. 1076-1987. IEEE Standard VHDL Reference Manual. 1987.
- [Jos 02] José Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng « Multilevel Inverters: Survey of topologies, Controls, and Applications », Indu. Elec.IEEE Trans., Issue.4, pp.724 – 738.
- [Kan 05-a] F.S. Kang S. Park S. E. Cho, C. Kim and T. Ise, “Multilvel PWM Inverters Suitable for the Use of Stand-Alone Photovoltaic Power Systems”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.20, n°4, December 2005, pp. 906-915.
- [Kan 05-b] F. Kang, S. Park, M. Lee and C. Kim, “An Efficient Multilevel-Synthesis Approach and Its Application to a 27-Level Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, n°6, December 2005, pp. 1600-1606.
- [Ken 04] Mckenzie.K.J « Eliminating Harmonics in a Cascaded H-bridges Multilevel Inverter Using Resultant Theory, Symmetric Polynomials, and Power Sums », Thesis for the master of science degree, the university of Tennessee, Knoxville, May 2004.
- [Kha 07] S.A. Khajehoddin, A. Bakhshai, and P.K. Jain, « A Voltage Balancing Method and its Stability Boundary for Five-Level Diode-Clamped Multilevel Converters », Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007.PP. 2204 - 2208 IEEE
- [Kha 08] S. Ali Khajehoddin, Alireza Bakhshai, and Praveen K. Jain, « A Simple Voltage Balancing Scheme for m-Level Diode-Clamped Multilevel Converters Based on a Generalized Current Flow Model », IEEE Transactions on Power Electronics, PP. 2248 - 2259, 2008 IEEE.
- [Kil 07] Kilts Steve « Advanced FPGA Design Architecture, Implementation, and Optimization », Published in 2007 by John Wiley & Sons, Inc. ISBN 978-0-470-05437-6.
- [Koh 82] T.Kohonen « A simple paradigm for self-organized formation of structured featuremaps », in competition and cooperation in neural nets. Ed. S. Amari, M.Arbib, Vol. 4 Berlin : Springer Verlag, 1982.

- [Kur 73] Kurosh.A, « Cours d'Algèbre supérieure », p.332-345 édition MIR, 1973, Moscou.
- [Lai 95] J.S.Lai, F.S.Peng « Multilevel converters-A new breed of power converters» in Conf.Rec.IEEE-IAS Annu.Meeting, 1995, pp.2348-2356.
- [Lai 09] D.Lalili « MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone ,» Thèse de Doctorat, ENP 2009.
- [Lee 99] Yo-Han Lee, Rae-Young Kim & Dong-Seok Hyun « A Novel SVPWM Strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage inverter», 0-7803-5760-6/99 IEEE.
- [Len 01] A. Lendasse, J. Lee, E. de Bodt, V. Wertz, M. Verleysen « Approximation par réseaux à fonctions radiales de base application à la détermination du prix d'achat d'une option. », ACSEG 2001 proceedings - Connectionist Approaches in Economics and Management Sciences Rennes (France), 22-23 November 2001, pp. 275-283.
- [Ler 08] Leredde Alexandre « Évaluation des pertes dans les convertisseurs multiniveaux », JCGE'08 Lyon, 16 et 17 décembre 2008.
- [Li 99] Li Li, Dariusz Czarkowski, Yaguang Liu, Pragasen Pillay « Multilevel Selective Harmonics Elimination pWM technique in Series-Connected Voltage Inverters», IEEE transactions on industry applications, Jun 1999, pp. 160-165.
- [Liu 06] Y. Liu and F.L. Luo « Multilevel inverter with the ability of self-voltage balancing », IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 1, January 2006.
- [Lóp 09] Óscar López, Jacobo Álvarez, Jesús Doval-Gandoy, Francisco D. Freijedo, « Multilevel Multiphase Space Vector PWM Algorithm With Switching State Redundancy », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 56, N°. 3, march 2009.
- [Man 04] Manguelle Joseph Song « Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés Par Transformateurs Multi-Secondaires Basse-Fréquence: Réactions Au Réseau D'alimentation », école polytechnique fédérale de lausanne, 2004.
- [Man 08] Manyuan Ye, Pinggag Song, Chaowei Zhang « Study of harmonic elimination technology for multi-level inverters », 978-1-4244-1718-6/08, 2008 IEEE.
- [Mar 03] S.Mariethoz & M.Veenstra « Alimentation d'onduleurs multiniveaux asymétriques: Analyse des possibilités de réalisation et méthode de réparation de la puissance » JCGE'03, Saint Nazaire, 5-6 Juin 2003.
- [Mar 05] Mariéthoz Jean-Sébastien « étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande », école polytechnique fédérale de lausanne, 2005.
- [Mas 08] A.M. Massoud, S.J. Finney, B.W. Williams « Systematic analytical-based generalised algorithm for multilevel space vector modulation with a fixed execution time » IET Pwr. Electr. June 2008, Volume 1, Issue 2, p.175-193.
- [Cul 43] McCulloch et W.Pitts « A logical calculus of the ideas imminent in nervous activity », Bulletin of mathematical biophysic, Vol. 9, pp. 127-147, 1943.
- [Mes 09] I.Messaif «Control direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleurs multiniveaux par une approche classique et une approche neuronale, équilibrage des tensions d'entrée des onduleurs », Thèse de Doctorat 2009, ENP.
- [Gra 08] Brendan Peter McGrath, Donald Grahmane Holmes « Natural current balancing of the multicell current source converters », 0885-8993, 2008 IEEE.

- [Min 69] M.Minsky, S.Papert « Perceptrons », Cambridge, Mass : MIT Press, 1969.
- [Min 08] S. R. Minshull, C. M. Bingham, D. A. Stone & M.P. Foster; 'A New Switching Scheme for Reduced Switching Frequency and Balanced Capacitor Voltages for Back-to-Back Connected, Diode-Clamped Multilevel Converters', IET PEMD 2008, York - UK. PP. 636-639.
- [Moh 98] M.Mohanddes « Control of Optimal PWM Voltage source inverter using sigmoid and piecewise linear artificial neural networks », Proceedings of the 1998 Graduate Student Conference, GRANDCON'98, Winnipeg, MB, Canada, May 15,1998, pp.35-38.
- [Nab 81] Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, « A new neutral-point-clamped PWM inverter », IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 17, No. 5, sept.-oct 1981, pp. 518-523.
- [Nam 91] Nam S. Choi, Jung G.Cho, Gyu H.Cho « A General circuit of multilevel inverters », IEEE PESC Record. 1991, pp. 96-103.
- [Nau 09] V. Naumanen, J. Luukko, T. Itkonen, O. Pyrhönen, J. Pyrhönen« Modulation technique for series-connected H-bridge multilevel converters with equal load sharing» IET Pwr. Electr. May 2009, Volume 2, Issue 3, p.275–286.
- [New 99] C.Newton and M.Sumner « Novel technique for maintaining balanced internal DC link voltages in diode clamped five-level inverters », IEE Proc.-Electr. Power Appli. Vol.146, N°3 May 1999 P.341-347.
- [Nou 07] Nouar Mouhamed Wissam « Commande numérique à base de composants FPGA d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis et l'université de Cergy Pontoise de France, 2007.
- [Omo 06] Omondi R.Amos & Rajapakse C.Jagath «FPGA implementations for of neural networks », published by springer in 2006, ISBN-10 0-387-28487-7.
- [Ozd 07] Sule Ozdemir, Engin Ozdemir, Leon M.Tolbert, & Surin Khomfoi « Elimination of harmonics in five-level diode-clamped multilevel inverter using fundamental modulation », 7th conference on power electronics and drives systems IEEE 2007, pp.850-854.
- [Pan 05] Zhiguo Pan, Fang Zheng Peng, Keith A. Corzine, Victor R. Stefanovic, John M. (Mickey) Leuthen, and Slobodan Gataric, « Voltage Balancing Control of Diode-Clamped Multilevel Rectifier/Inverter Systems », IEEE transactions on industry applications, vol. 41, no. 6, november/december 2005,PP. 1698-1706.
- [Pan 09] Zhiguo Pan and Fang Zheng Peng, « A Sinusoidal PWM Method With Voltage Balancing Capability for Diode-Clamped Five-Level Converters», IEEE transactions on industry applications, vol. 45, no. 3, may/june 2009, pp. 1028-1034.
- [Pat 73] H.S.Patel et R.G.Hoft «Generalized technique of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverter. Part-I: Harmonic elimination », IEEE Tran. Ind. Appli., Vol.9, pp. 310 317,May/June 1973.
- [Pat 74] H.S.Patel et R.G.Hoft «Generalized technique of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverter. Part II-Voltage control technique» , IEEE Tran. Ind. Appli., Vol.10, pp. 666-673, September/October 1974.
- [Pen 95] F.Z.Pen, J.S.Lai, J.Mekeever « A multilevel voltage-source inverter system with balanced DC voltages », Record of IEEE PSC, 1995, pp.1144-1150.
- [Pou 02] J. Pou, «Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters», PhD Dissertation,

- Universitat Politecnica de Catalunya, 2002.
- [Pou 05] Josep Pou, Rafael Pindado, and Dushan Boroyevich, « Voltage-Balance Limits in Four-Level Diode-Clamped Converters With Passive Front Ends », *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 52, N° 1, february 2005, pp. 190-196.
- [Pow 87] M.J.D.Powell « Radial basis function for multivariable interpolation : A review», J.C.Mason and M.G.Cox, Editors, *Algorithms for Approximation*, pp. 143-167, Oxford University Press, 1987.
- [Rab 10] R. Rabinovici, D. Baimel, J. Tomasik, A. Zuckerberger « Series space vector modulation for multi-level cascaded H-bridge inverters » *IET Pwr. Electr.* November 2010, Volume 3, Issue 6, p.843–857
- [Ren 08] Mohan M. Renge and Hiralal M. « Five-Level Diode Clamped Inverter to Eliminate Common Mode Voltage and Reduce dv/dt in Medium Voltage Rating Induction Motor Drives », 0885 8993/\$25.00 © 2008 IEEE.
- [Rod 02] José Rodriguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724-736.
- [Ros 58] F. Rosenblatt « The perceptron: a probabilistic model for information storage and organization in the brain », *Psychological Review*, Vol. 65, pp. 386-408, 1958.
- [Sah 03] Y.Sahali et M.K.Fellah « Selective harmonic eliminated plusewidth modulation technic (SHE PWM) applied to three-level inverter/converter », *IEEE International Symposium on Industrial Electronics Rio de Janeiro, Brasil*, 9-11 juin 2003.
- [Shu 07] Anshuman Shukla & Arindam Ghosh « Multilevel converters for unified power flow controller : A performance based analysis », *Power Engineering Society General Meeting*, 2007, IEEE, pp.1-8.
- [Shy 02] F.-S.Shy, Y.-S.Lai «Virtual stage pulse-width modulation technique for multilevel inverter/converter » *IEEE transactions on power electronics*, Vol.17, pp.332-341, May 2002.
- [Sin 95] Singh Satnam « Architectural Descriptions for FPGA Circuits », Draft for FCCM'95. July 24, 1995.
- [Siv 08] Oleg Sivkov , Jiri Pavelka « Analysis of Capacitor Dividers for Multilevel Inverter », *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 724 – 738, Volum 49 Issue 4.
- [Sth 08] O.Stihi, H.Chekireb & T.Zebbadji « Exploitation des états redondants pour l'équilibrage des tensions des capacités du bus continu d'un convertisseur ac-dc-ac à cinq niveaux », 2nd International Conference on electrical and electronics engineering ICEE'08.
- [Tag 08] H. Taghizadeh and M. Tarafdar Hagh « Harmonic Elimination of Multilevel Inverters Using Particle Swarm Optimization», *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2008.* , PP. 393 – 396.
- [Tek 07] P. N. Tekwani, R. S. Kanchan, and K. Gopakumar, « A Dual Five-Level Inverter-Fed Induction Motor Drive With Common-Mode Voltage Elimination and DC-Link Capacitor Voltage Balancing Using Only the Switching-State Redundancy—Part II », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54 Issue:5, PP. 724 – 738
- [Tol 99] L.Tolbert, F-Z. Peng, and T. Habetler, « Multilevel converters for large electric drives», *IEEE Trans. Ind. Applica.*, vol.35, pp.36-44, Jan/Feb. 1999.

- [Tol 02] L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, K. McKenzie, Z. Du, "Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter for HEV Applications," *The 7th IEEE Workshop on Power Electronics in Transportation*, October 24-25, 2002, Auburn Hills, Michigan, pp. 135-142.
- [Val 08] H. Valderrama-Blavi, J.M. Bosque, J.A. Barrado, M. Muñoz, J. Calvente « Design of a sinusoidal current source using a sliding-mode-controlled asymmetrical full-bridge multilevel converter » *IET Pwr. Electr.* -- June 2008 -- Volume 1, Issue 2, p.203–213.
- [Wer 90-a] P.J.Werbos « Backpropagation trough time, what it does ad how to do it ? » , proceedings of the IEEE, Vol. 78, N°10, October 1990.
- [Wer 90-b] P. J. Werbos, « *Neural networks for control*, chapter 3, pp. 67-95 », MIT Press Cambridge, MA 1990.
- [Win 78] B. Widrow and M A Lehr, « 30 years of adaptive neural networks: Perceptron, madaline and backpropagation », *Proceedings of the IEEE*, Issue.9, pp. 1415 – 1442.
- [Xil 94] Xilinx, « *The programmable logic data book* », 1994.
- [Yam 02] K. Yamanaka *et al.*, « A novel neutral point potential stabilization technique using information of the output current polarities and voltage vector » *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 38, no. 6, pp. 1582–1588, Nov./Dec. 2002.
- [Yao 07] Wenxi Yao, Haibing Hu, and Zhengyu Lu, « Comparisons of Space-Vector Modulation and Carrier-Based Modulation of Multilevel Inverter », 0885-8993/\$25.00 © 2007 IEEE.
- [Ye 08] Manyuan Ye , Pinggang Song , Chaowei Zhang « Study of Harmonic Elimination Technology for Multi-level Inverters », *Industrial Electronics and Applications*, 2008. ICIEA, IEEE, pp. 242 - 245.
- [Yed 98] Y.M.Yeddou « *Etude de synthèse sur les réseaux de neurones et leurs applications* », thèse de magister en Automatique à l'EP, Alger 1998.
- [Zac 06] P. Zacharias, B.Burger, "Overview of recent Inverter developments for grid-connected PV systems", *Proceedings of the 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, Dresden, Germany, 04-08 Sept. 2006.
- [Zho 05] Zhong Du, Leon M. Tolbert, John N. Chiasson, Hui Li « Low Switching Frequency Active Harmonic Elimination in Multilevel Converters with Unequal DC Voltages », *Industry Applications Conferences, Fourtieth IAS Annual Meeting, Industry Applications Conference 2005*, IEEE, Vol.1, pp. 92-99.

ANNEXES

Les Paramètres de la Machine Asynchrone Utilisée

La machine est un moteur asynchrone à cage de puissance de 7.5 KW dont ces paramètres sont :

Puissance nominale utile :	$P_u = 7.5 \text{ KW}$
Tension nominale :	$V_n = 220\text{V}$
Vitesse nominale :	$\Omega_m = 1500\text{tr/mn}$
Résistance statorique :	$R_s = 0.397 \ \Omega$
Résistance rotorique :	$R_r = 0.081 \ \Omega$
Inductance statorique:	$L_s = 0.0089 \ \text{H}$
Inductance rotorique:	$L_r = 0.0085 \ \text{H}$
Inductance mutuelle:	$M = 0.0082\text{H}$
Moment d'inertie:	$J = 1400 \ \text{Kg.m}^2$
Nombre de paire de pôles:	$P = 2$
Coefficient de frottement:	$K_f = 0.009 \ \text{N.m.s/rd}$

Les Paramètres de la Machine Asynchrone Utilisée

La machine est un moteur asynchrone à cage de puissance de 1.5 KW dont ces paramètres sont :

Fréquence:	$f = 50\text{Hz}$
Puissance utile:	$P_u = 1.5\text{kW}$
Tension d'alimentation:	$V = 220\text{V}$
Résistance statorique:	$R_r = 4.85\Omega$
Résistance rotorique:	$L_r = 3.80\Omega$
Inductance mutuelle:	$M = 0.258\text{H}$
Inductance statorique:	$L_s = 0.274\text{H}$
Inductance rotorique:	$L_r = 0.274\text{H}$
Nombre de paires de pôles:	$P = 2$
Inertie:	$J = 0.031\text{kg.m}^2$
Force de frottement:	$K_f = 0.001136\text{N.m.s/rd}$

Onduleur à trois niveaux

Angles de commutation et THD						
r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)	α_5 (°)	TDH(%)
0.10	49.3777	50.5708	68.8439	71.0915	88.4799	188.62
0.20	48.7190	51.0719	67.6346	72.0984	86.9431	160.59
0.30	48.0209	51.4876	66.3494	73.0031	85.3315	127.25
0.40	47.2802	51.7812	64.9614	73.7364	83.5680	100.06
0.5	46.3935	51.8788	63.2367	74.1105	81.2263	79.26
0.60	45.5322	51.5515	61.4610	73.4167	78.4058	54.64
0.70	42.8224	47.6396	56.1214	66.1191	70.2270	48.92
0.80	31.3657	35.6272	48.3036	56.7945	61.9316	43.44
0.90	24.5830	29.9057	39.9707	48.2243	55.5994	40.34

Tab.1. les angles de commutation pour un Onduleur à 3-niveaux (N=3,H5-H13)

Onduleur à cinq niveaux

Angles de commutation et THD					
r	α_1 (°)	α_2 (°)	α_3 (°)	α_4 (°)	TDH(%)
0.3600	7.2485	40.3965	43.8318	62.1782	35.0701
0.5000	7.4589	27.1824	40.9178	70.1203	33.1374
0.6000	13.9708	41.3954	43.3723	87.0653	20.2645
0.7000	9.3441	16.4038	52.7043	76.0816	19.1010
0.8000	9.0987	16.5093	56.3419	82.2230	23.1857
0.9000	1.9008	20.7718	60.9623	87.9743	10.5439

Tab.2. les angles de commutation et TDH_{\min} pour un Onduleur à 5 niveaux (N=5,H5-H11)

Onduleur à sept niveaux

Angles de commutation et THD					
r	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	TDH(%)
0.5800	39.4279	60.0615	83.8318	89.2924	11.3088
0.6000	39.0961	58.9850	81.2073	88.2525	10.8645
0.7000	21.9738	54.2268	73.4952	81.5647	12.1238
0.8000	22.1004	50.1893	68.1450	86.8998	6.6141
0.9000	14.4187	20.3836	64.4033	77.4470	9.8094
0.9400	5.7133	13.1926	38.5867	57.6234	10.0242

Tab.3. les angles de commutation et TDH_{\min} pour un Onduleur à 7-niveaux (N=7,H5-H11)

Onduleur à neuf niveaux

Angles de commutation et THD					
r	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	TDH(%)
0.4200	37.9833	53.6379	72.8392	89.7784	11.7206
0.5000	34.9061	51.2145	63.3961	83.9335	8.0376
0.6000	11.6651	32.2439	57.0782	88.2021	6.5655
0.7000	14.3075	34.8217	51.1597	67.4846	5.7013
0.8000	9.8409	20.3828	38.4054	60.4164	5.1630
0.8400	7.0073	19.0289	30.5869	55.8572	6.0710

Tab.4. les angles de commutation et TDH_{\min} pour un Onduleur à 9-niveaux (N=9,H5-H11)

Onduleur à onze niveaux

Angles de commutation et THD						
r	$\alpha_1(^{\circ})$	$\alpha_2(^{\circ})$	$\alpha_3(^{\circ})$	$\alpha_4(^{\circ})$	$\alpha_5(^{\circ})$	TDH(%)
0.4300	37.7389	53.7259	72.2291	89.9731	89.9731	11.4401
0.5000	25.2963	51.8651	63.8930	89.9478	89.9478	6.9164
0.6000	35.3917	46.9166	58.5992	72.6080	87.8228	5.2205
0.7000	34.3934	44.6151	54.1390	65.3898	77.9005	4.1235
0.8000	9.7024	33.4357	43.2968	61.1808	83.5963	4.8365
0.8900	8.3056	28.8133	41.3676	53.5573	73.4524	5.9918

Tab.5. les angles de commutation et TDH_{\min} pour un Onduleur à 11-niveaux (N=11,H5-H13)

Comparaison des TDH et TDHP obtenus par la Stratégie d'élimination d'harmonique et la stratégie triangulo-Sinusoidale à (N-1) porteuses triangulaires unipolaires

		N=3	N=5	N=7	N=9	N=11
Elimnation d'harmoniques	TDH	43.27	23.16	6.48	5.83	4.83
	TDHP	1.97	1.59	0.43	0.27	0.22
Triangulo- Sinusoidale	TDH	36.79	17.48	12.15	9.08	5.89
	TDHP	2.56	1.48	1.31	1.72	0.59

Tab.C.1. TDH et TDHP donnés par la stratégie d'élimination d'harmoniques et la stratégie triangulaire à (N-1) porteuses unipolaires

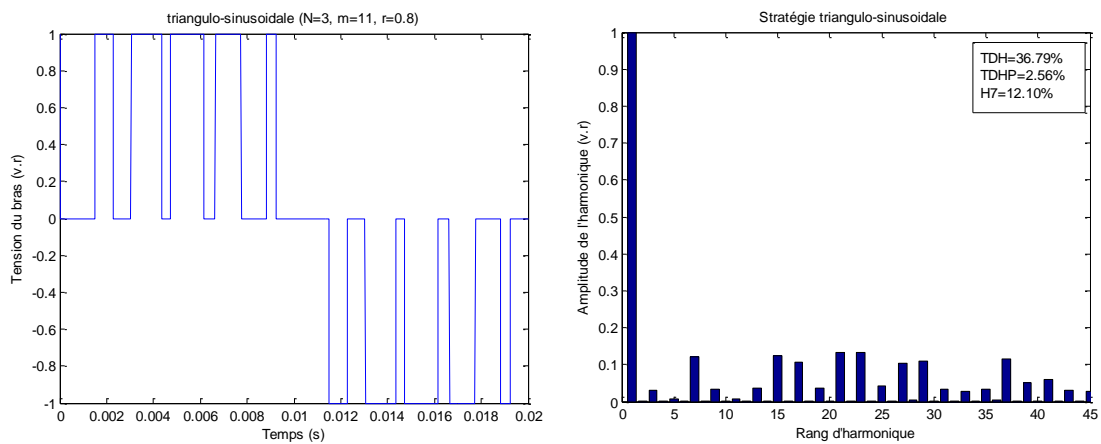


Fig.C.1. Tension du bras et spectre d'harmoniques (N=3, m=11, r=0.8)

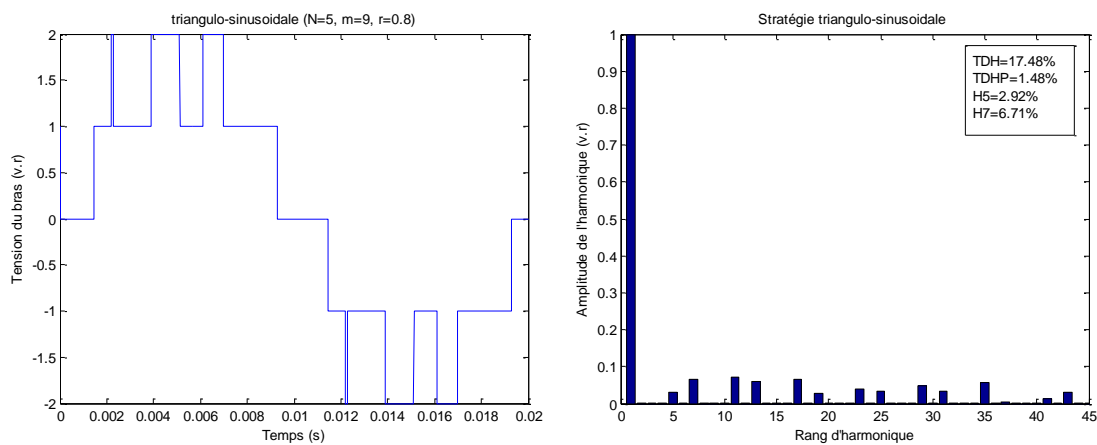


Fig.C.2. Tension du bras et spectre d'harmoniques (N=5, m=9, r=0.8)

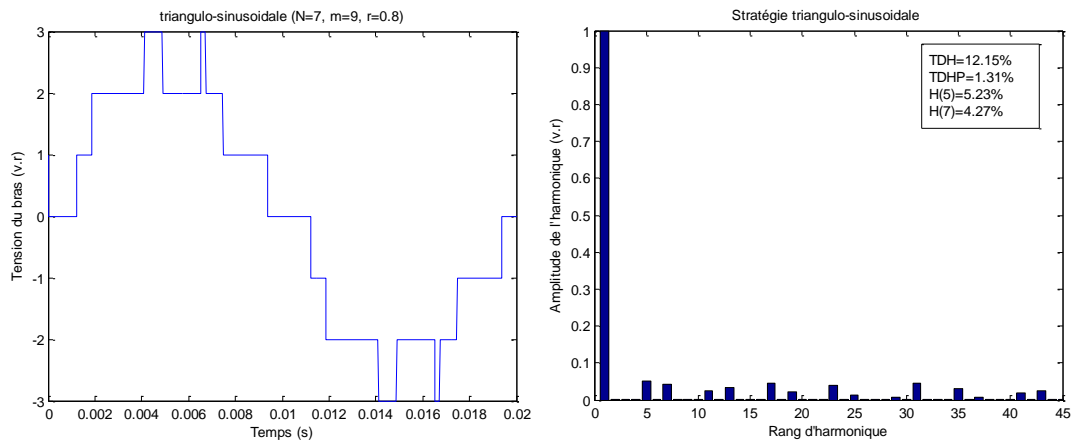


Fig.C.3. Tension du bras et spectre d'harmoniques (N=7, m=9, r=0.8)

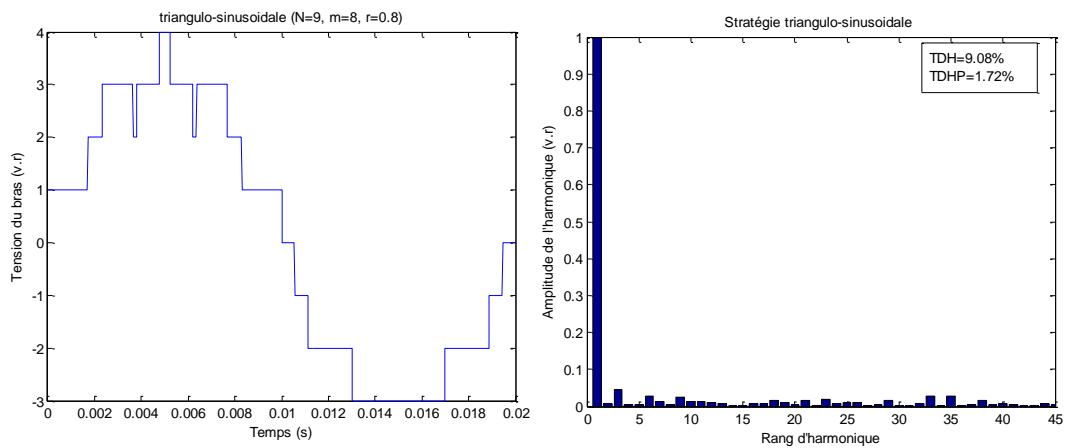


Fig.C.4. Tension du bras et spectre d'harmoniques (N=9, m=6, r=0.8)

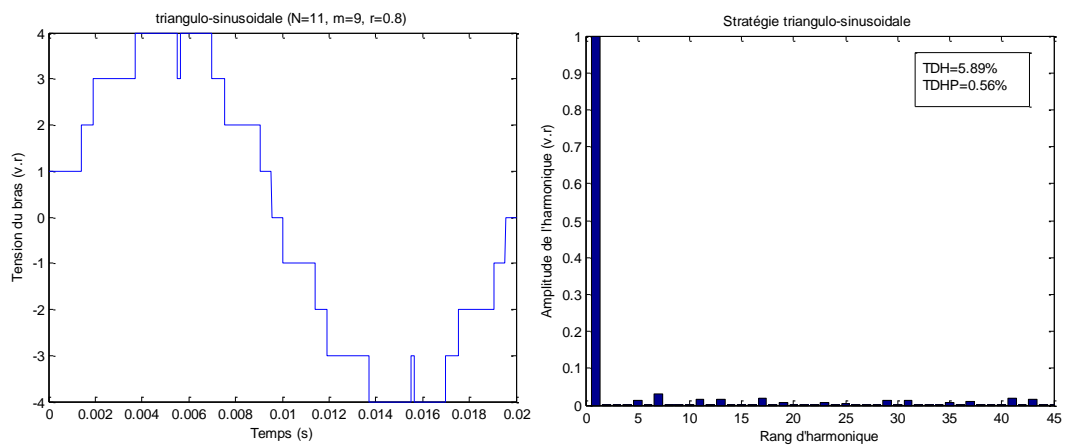


Fig.C.5. Tension du bras et spectre d'harmoniques (N=11, m=9, r=0.8)

Les poids synaptiques des réseaux dimensionnés pour reproduire les caractéristiques de commande par élimination d'harmoniques des onduleurs de niveau 3, 5 et 7.

1. Onduleur à trois niveaux (N=3, H5-H13, N_{cc}=8)

IW=[13.8991 -10.8323 61.5759 24.6562 27.6083 9.8993 -5.0014 0.4791]

IB=[-10.5869 9.7883 -47.9650 -17.5551 -19.8969 -8.6286 4.0982 -0.1604]

LW=[-1.7924 4.4987 7.6839 5.4128 1.3145

4.0954 -0.5216 -7.6494 -16.3983 -6.8865

-0.1090 -0.6610 -0.6615 -0.2152 0.1419

4.5417 1.7126 -4.1852 -10.7686 -9.1204

-8.1623 -9.2495 -1.9040 4.7700 5.9792

-1.0263 -5.2952 -14.9623 -20.3462 -5.4976

2.3077 7.6562 6.4842 13.7037 12.4134

-14.0695 10.2108 -25.6291 21.5798 -31.6488]

LB = [34.8556 35.5842 53.1249 55.0511 72.2560]

2. Onduleur à cinq niveaux (N=5, H5-H11, N_{cc}=15)

IW =[69.6458 22.1990 20.0473 8.4424 -485.6873 -222.4781 5.6723 -11.8134

-165.0328 -274.4682 141.7275 39.1876 -10.3253 11.0774 40.7933]

IB=[-46.3744 -20.8096 -14.1659 -6.9486 318.1664 135.7300 33.3100 6.1270

97.6996 167.6071 -83.8054 -22.3950 6.3357 -4.3736 -13.8837]

LW =[1.2301 0.8526 0.1299 0.9925

-7.8617 1.5417 1.7761 2.1436

3.0533 -0.9426 1.3825 1.7343

-6.3585 5.4256 5.4924 6.5076

5.8055 25.7960 10.8398 8.8422

10.4331 74.1527 66.6762 4.7567

-3.8024 -5.7112 1.2175 -3.6316

-2.6515 -0.0927 -3.2364 -3.8505

7.0260 5.0806 -36.9904 24.3414
 -11.0655 -88.5437 -82.5126 -3.8592
 7.4747 15.0281 -34.4588 28.3425
 1.9147 1.9957 -1.1869 2.6389
 -0.5650 8.3971 4.8028 -1.3598
 -1.6388 -6.3846 0.0640 3.4089
 0.4862 -12.8215 -13.8501 2.2770]
 LW = [0.4834 51.4597 65.2955 78.8468]

3. Onduleur à sept niveaux (N=7, H5-H11, N_{cc}=13)

IW = [-568.1245 -109.2671 -38.1938 -565.8589 52.5178 -773.7040 -36.7059 9.5866
 32.9274 -165.2494 -480.5860 -0.6486 22.5342];
 B'1= [532.2168 130.3786 34.1392 528.0766 -44.4773 646.2241 30.8157 -9.4031
 -21.2863 105.0265 300.1383 1.1946 -13.0762];
 LW = [-217.6942 -113.3632 -472.2093 -469.2401
 -4.1068 -32.0895 -35.2776 29.3203
 -3.0753 2.7382 -0.7345 -0.5594
 216.9351 114.1956 472.2248 469.2892
 0.1365 -3.4832 4.8512 2.2906
 7.6701 13.0849 0.1641 10.4633
 -3.0112 -3.8661 4.4500 0.2073
 -6.9313 17.1331 -0.6335 4.2999
 0.2861 -0.1530 3.1307 3.2804
 0.0842 0.6386 -4.1526 -3.4972
 8.5669 -0.8619 7.1944 10.6984
 -3.3407 129.4374 124.1267 -121.3635
 -0.7943 -0.3269 -4.6678 -5.0280];
 LB = [29.7809 5.7950 35.7174 134.1641];

Description du kit de développement Virtex-II V2MB1000

Pour l'implémentation pratique de la MLI neuronale développée dans cette thèse, nous avons utilisé un circuit FPGA de la famille Virtex de Xilinx. Pour une telle application, le kit de développement Virtex-II™ V2MB1000 peut offrir une solution complète. Il est à base d'un circuit FPGA XC2V1000-4FG 456C à 1 million de portes logiques, 456 boches dont 324 peuvent être utilisées comme Entrées/Sorties. Sa matrice interne est formée de 40×32 CLB avec 10.240 LUT et 10.240 bascules « flip-flop ». Sa capacité maximale en Select RAM est estimée à 163.840 bits.

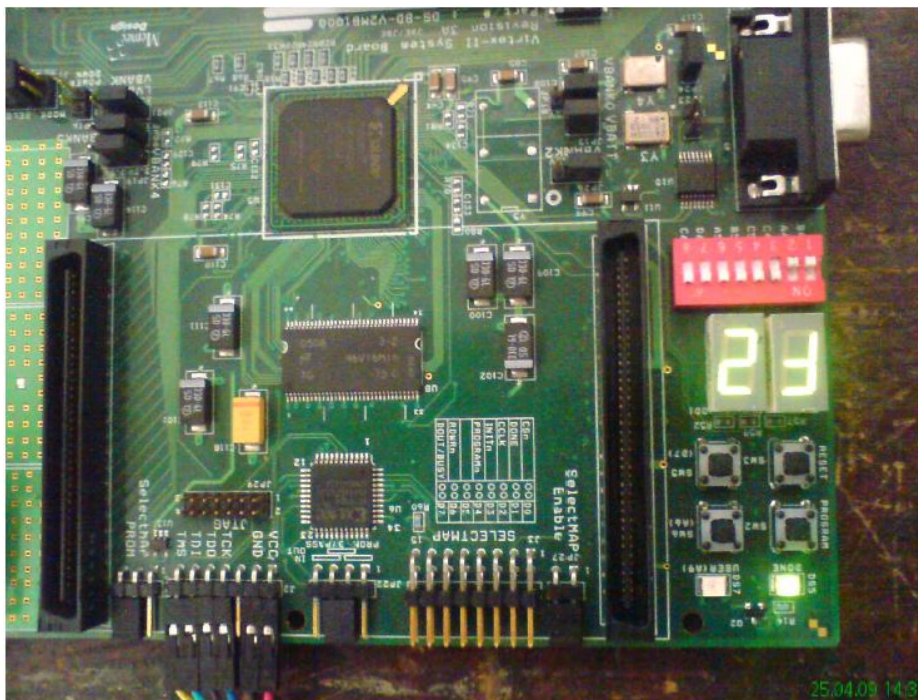


Fig.F.1. Photo de la carte utilisée (Virtex II V2MB1000)

Cette plate forme en plus de sa densité en termes de portes logiques et d'entrées-sorties, possède une mémoire 16 M 16 DDR, une mémoire de 32 MB avec deux générateurs d'horloge internes à 100Mhz (CLK.CAN2) et 24 Mhz (CLK.CAN1).

Plusieurs d'autres fonctions sont possibles en appuyant sur de simples boutons poussoirs :

- Le bouton « SW3 » pour la remise à zéro « Reset » ;
- Le bouton « PROGn » pour initialiser la configuration du circuit FPGA et charger le contenu de la PROM ;
- Les deux boutons « SW5 et SW6 » peuvent être utilisés pour générer des signaux actifs ;

La carte possède également deux afficheurs 7 segments à cathode commune qui servent à afficher les entrées/Sorties durant la phase de test et de debugging. Huit entrées DIP Switch sont aussi disponibles. Elles peuvent être mises statiquement à un état haut ou bas.

La carte offre une interface RS232, une interface JTAG pour programmer l'ISP PROM et configurer l'FPGA en plus d'un câble IV via le quel la configuration de l'FPGA en mode Maître/Esclave est assurée.

Par ailleurs, à partir d'une alimentation stabilisée de 5 V, deux régulateurs internes de la plate forme FPGA génèrent trois tensions différentes de 1.5V, 2.5V et 3.3V.

Les entrées-sorties sont regroupées dans huit différentes parties dont chacune peut fonctionner sous 2.5V ou 3.3V.

Les quatre positions du Jumpers M_0 , M_1 , M_2 et M_3 permettent d'imposer le mode de configuration de la carte de développement, parmi les 6 possibilités, En: Master Serial, Slave Serial, Master Select Map, Slave Select Map ou JTAG.

Pour notre application, nous avons utilisé le l'JTAG.

Pour ce faire, le câble Memec Desing JTAG doit relier la carte de développement au PC. L'usage de l'outil de programmation Xilinx (iMPACT) permet de charger le programme binaire (*.bit) soit directement en mode JTAG ou en passant par l'ISP PROM en mode Master Serial. L'initialisation de la configuration est possible en appuyant sur le bouton PROGn « SW2 ».