République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE DE MEDEA



Faculté des Sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique et informatique

Mémoire de Projet de Fin d'Etudes

Pour l'obtention du Diplôme Master en Génie Electrique

Option : commande et électronique industrielle

Thème

REALISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Présenté par:
SELLAMI Oussama
GACHI Mohamed

Encadré par :
Mr. TLEMÇANI Abdelhalim
Mr. BOULKHRACHEF Salah

PROMOTION 2011-2012

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique LREA

Remerciements

Nous remercions ALLAH de nous avoir donné la volonté et le courage afin d'arriver de ce modeste travaille.

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de machines électriques du hall de technologie de l'université YAHIA FARES de Médéa, sous la direction scientifique de Monsieur le docteur Abdelhalim **TLEMÇANI**, docteur à l'université de Médéa et Monsieur Salah **Boulkhrachef** enseignant à l'université de Médéa.

Qu'ils trouvent ici l'expression de nos très sincère reconnaissance pour leurs précieuses directives, leur très grande disponibilité, leurs fructueux conseils, leur suivi constant, leur courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

Nous adressons nos chaleureux remerciements à Messieurs les membres qui ont bienvoulu juger notre travail et d'honorer de leur participation dans le Jury.
Nos vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de prés ou de loin à l'élaboration de ce travail, en particulier monsieur SKENDER Mohamed Rédha et les membres de ***laboratoire de recherche LREA*** pour l'aide et l'approvisionnement des composantes électroniques.

Nous tenons, plus largement, à exprimer nos reconnaissances à toutes celles et à tous ceux qui ont contribué, directement ou indirectement, au bon déroulement de nos travaux, nous souhaitons pour cela mettre en avant les enseignants de la ***faculté des sciences et de technologie*** de l'université de Médéa.

Nous tenons à remercier nos parents car ce travail représente un petit fruit de leur souffrance et qui sans eux nous ne pouvons traverser ces longues années d'études et de travail.

Nous terminons enfin par remercier tous nos frères et sœurs ainsi que toutes les familles pour leurs encouragements soutenus et surtout pour leur soutien moral.

Dédicace

A mes très chers parents, que Dieu les bénisse et les protège de tout mal

A mes frères et sœurs

A toute ma famille

A tous mes amis qui m'aiment et qui m'apprécient

je dédie ce travail …

OUSSAMA

Dédicace

A mes très chers parents, que Dieu les bénisse et les protège de tout mal

A mes frères et sœurs

A toute ma famille

A tous mes amis qui m'aiment et qui m'apprécient

je dédie ce travail …

MOHAMED

ملخص

نعرض في هده المذكرة دراسة و إنجاز مَموج ذو ثلاث مستويات ذو البنية النقطية الحيادية المتراوحة حيث أن هيكلة المُموج الجديد يسمح باستعمال توترات و إ ستطاعات عالية وكذا تحسين نوعية التوتر المنتج .

في هذا العمل يقترح نموذج وبعض إستراتجيات التحكم MLIلهذا المُموج جودة أداء هذا الأخير (بالمقارنة مع المموج ذو المستويين قد حددت) وقد تم إنجاز كلا من دارة التحكم و دارة التغذية بالتيار المستمر التطبيقات العملية المنجزة سمحت لنا بتقييم نوعية التحكم المقترح وقد تحصلنا على نتائج مرضية عند استعمال المتزامن

مفاتيح الكلمات :مَموج، البنية النقطية الحيادية المتراوحة، ثلاث مستويات، إستراتجية MLI، التحكم المقرب،IGBT محرك لامتزامن

RESUME

L'objectif poursuivi dans ce mémoire est l'étude et la réalisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Cette structure permet de monter en puissance et d'améliorer la qualité du signal de sortie. Nous avons traité quelques stratégies de commande MLI associées à ce convertisseur. Les performances de cet onduleur sont mises en évidence. Les essais expérimentaux effectués nous ont permis de juger positivement cette réalisation.

Mots clés : Onduleur triphasé ; Structure NPC ; Trois niveaux ; Stratégie MLI ; Spectre d'harmonique ; IGBT.

ABSTRACT

The objective in this thesis is the design and construction of a three-phase three-level NPC voltage source inverter. This structure can ramp up and improve the quality of the output signal. We treated some control strategies have been associated with the PWM converter. The performance of this inverter is highlighted. The experimental tests carried out allowed us to judge positively this achievement.

Key- words*:* Inverter, Three NPC structure; three levels; PWM Strategy; harmonic spectrum; IGBT.

Sommaire

Sommaire :

Introduction général …………………………………………………………………….. 1

CHAPITRE I : Modélisation de l'onduleur triphasé a trois niveaux

I.1.Introduction …………………………………………………………….................... 3

I.2.Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur a trois niveaux …………………… 3

I.2.1. Structure…………………………………………………………...…............... 3

I.2.2. Interrupteur bidirectionnel……………………………….…….......................... 4

I.2.3. Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux……………. 5

I.2.4. Cellule de commutation multi-tripôle ……………………………………………… 7

I.2.5. Réseau de pétri d'un bras d'onduleur a trois niveaux…………………………… 8

I.2.6. Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux…………………...………… 10

I.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux……………… ………………….. 11

I.3.1.Commandabilité des convertisseurs statiques……………………….………………… 11

I.3.2. Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux……….……............... 11

I.3.3. Fonction de connexion des interrupteurs……………………………..…………… 12

I.3.4. Fonction de connexion des demi –bras……………………………........………… 12

I.3.5. Fonction de conversion………………………………………………………………… 12

- Relations de conversion simple :……………………………………………………… 14
- Relations de conversion composée :……………………………………………….. 14

I. 3.6. Fonction génératrice et modèle de command…………………………………… 15

I.4. Conclusion :………………………………………………………………………..................... 18

CHAPITRE II : Les stratégies de commende de l'onduleur triphasé à trios niveaux

II.1.Introduction…………………………………………………………………………………… 19

II.2. Commande pleine onde…………………………………………………….………………. 19

II.2.1. Principe ……………………………………………………….…….............. 19

II.2.2. Calcule de résidu d'harmoniques (RH) …………………………………............... 20

II.2.3.Simulation et interprétation ……………………………………………………… 21

II .3.Commande par modulation de largeur d'impulsion…………………………………… 21

II.3.1.Caractéristique de la MLI ……………………………………………………… 22

II.3.2. Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD)……………………..............… 23

II.4. Commande triangulo sinusoïdale a une seule porteuse……………………………..… 23

II.4.1.Principe.………………………………………… …………………………… 23

II.4.2 .Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire………………… …………… …………… 24

Sommaire :

II.4.2.1. Equation de la référence ……..…..... …… 24
II.4.2.2. Equation de la porteuse :……..... 24
II.4.2.3. Algorithme de la commande.……..…..... 24
II.4.2.4 .Simulation numérique.……..…… 25
II.4.2.5. Interprétations…….…..... 26
II.4.2.6. Injection de l'harmonique trois :.…… ……..…… 26
II-4-3 Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire…….…..... 28
II.4.3.1. Equation de la référence……..…… 28
II.4.2. Equation de la porteuse ……..…..…..…… 28
II.4.3.3. Algorithme de commande……..…..... 29
II.4.3.4 Simulation numérique…….…… 29
II.4.3.5. Interprétations…….…… 30
II.4.3.6. Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois……..... 31
II-4-4 Cas d'une porteuse en dent de scie bipolaire …… 32
II.4.4.1. Equation de la référence……..…..... 32
II.4.4.2. Equation de la porteuse……..... … 32
II.4.4.3. Algorithme de commande…… 32
II.4.4.4. Simulation numérique…… 33
II.4.4.5. Interprétations…….. … 34
II-4-5 Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire ……..…..... 34
I.4.5.1. Equation de la porteuse …… …… 34
II.4.5.2. Algorithme de commande…… …..… …… 34
II.4.5.3. Simulation numérique…….…… 35
II.4.5.4. Interprétation…… …… 36
Il .4 .6.Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses…… 36
II.4.6.1. Principe de la stratégie…… 36
II.4.6.2. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent descie Bipolaire…… 36
I.4.6.2.1 Equation de la référence ……..…..... 37
II.4.6.2.2. Equation des deux porteuses…….…..... 37
II.4.6.2.3. Algorithme de commande…… 37
II.4.6.2.4. Simulation numérique …… 38
II.4.6.2.5. Interprétation…… 39

Sommaire :

II.4.6.2.6. Stratégie avec injection de l'harmonique trois…….….. 39

II.5.Conclusion :…….. 41

CHAPITRE III: Réalisation d'un prototype d'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.1. Introduction :…… 42

III.2. Convertisseur de puissance:……. …… 42

III.2.1. Partie commande :…… ……..…. …… 42

III.2.1.1. Partie protection et mise en forme:…… … ……..…… 42

III.2.1.2. Carte de commande :…… …… 44

III.2.1.3. Temps mort et mise en forme……..…… 46

III.2.1.4. Carte d'allumeurs :…… …… 47

III.2.1.5. Circuit d'isolation(Optocoupleur) ……..…. .48

III.2.2. Partie puissance ……..... 49

III.2.2.1. Transistor IGBT « G60N100» :…… ……..…… 49

III.2.2.2. Diode BY329F……..... 50

III.2.2.3. Condensateurs chimique:…… …… …… 51

III.3.Conclusion:……..…… 52

CHAPITRE IV : Présentation de la carte dSPACE 1103 et résultats expérimentaux

IV. 1. Introduction :……..... 53

IV.2. Présentation de la carte dSPACE……..…… 53

VI.2.1. Dispositifs d'entrée /Sortie :…… …… 55

IV.2.2.Emplacement de la carte :……. 56

IV.2.3.Panneau de Connexion CP1103 et d'indicateurs LED CLP1103. ….……... 57

a- CP 1103 (Panneau de connexions) :…… 57

b- CLP 1103 (Panneau d'indicateurs LED) :…….. 58

IV.2.4. Exemples d'applications typiques de la DS1103…… 59

IV.2.5. Avantage de carte dSPACE ……. 60

IV.3. Différentes Méthodes de programmation temps réel de la carte DS1103:…… 61

IV.3.1. Programmation manuelle de la carte DSPACE par langage C:……. 62

IV.3.1.1. Compilateurs C de dSPACE ……. 62

IV.3.1.2.Compilateur Microtec PPC pour Processeur Motorola Power Pc…… 62

IV.3.1.3. Compilateur C TMS320C3x/C4x pour processeur Slave DSP.. 63

Sommaire :

VI.3.2. Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB :…… 63

IV.3.2.1. Interface dSPACE sur MATLAB:……..…….. 64

IV.3.2.2. Présentation des interfaces dSPACE:……..……. 64

IV.3.2.3. Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI…… 66

IV.2.2.4. bibliothèque d'applications RTI1103 …… 66

IV.3.3. Avantages de SIMULINK par rapport à la programmation manuelle en langage C…… 67

IV.4.Validation expérimentale :…… 67

IV.4.1. Description du banc expérimental……. ……. 67

IV.4.2. Résultants expérimentaux:…… 69

a -Fonctionnement en onduleur de tension…… 70

- Test 1 : pour une charge « R »…… 70

1)- Commande triangulo-sinusoïdale ……..... 70

a)- Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire……..……. 70

b)- Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire……...…… …… 72

c)- Cas d'une porteuse en dent de scie bipolaire……...…… 74

d)- Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire…….. 76

e)- Cas d'une: deux porteuses en dent de scie bipolaire …….. 78

- Teste2 pour la machine asynchrone…… 81

IV.5. Conclusion……. 82

Conclusion général …… 83

Notations utilisées

A, B, C : Indices correspondant aux trois phases « A », « B » et « C ».

M : Point milieu.

Uc : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.

K : Bras d'onduleur (K=l, 2,3)

S : S=1 bras du haut et S=0 ; Bras du bas.

Re : Réceptivité d'entrée

Rs : Réceptivité de sortie.

F_{ki} : Fonction de connexion d'interrupteur TD_{k1}.

Fj : Fonction de commutation associée à la cellule n

N(t) : Matrice de conversion simple.

M(t) : Matrice de conversion composée.

Mg(t) : Matrice génératrice de conversion simple et composée

Nrg(t) : Matrice réduite de conversion simple.

Mgr(t) : Matrice réduite de conversion simple,

r : coefficient de réglage,

m : Indice de modulation

V_m : Amplitude maximale de la référence sinusoïdale.

U_{pm} : Amplitude maximale de la triangulaire.

THD : Distorsion totale des harmoniques,

introduction général

Introduction générale

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas, de réguler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier (variation de vitesse d'un moteur par exemple) [1][5][11].

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandable, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeurs d'impulsions» (MLI ou Pise Width Modulation, PWM).

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La M.L.I. permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I. entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, perte fer et par courants de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [1][5][12].

La structure des onduleurs à trois niveaux et à point milieu est plus adaptée du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui obtenu avec un onduleur classique, une tension aux bornes de chaque interrupteur divisée par deux par rapport au montage classique et une fréquence de hachage plus basse.

Dans le cadre de notre travail, nous avons abordé l'étude et la réalisation d'un onduleur à trois niveaux à structure N.P.C (Neutral point Clamping). Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres.

La modélisation de l'onduleur est présentée au premier chapitre. Dans ce chapitre, nous donnons le modèle de commande et de connaissance de l'onduleur à trois niveaux .

Au deuxième chapitre, nous présentons la synthèse de trois stratégies de commande MLI. Pour chacune de ces stratégies, on donnera ses caractéristiques de réglage et spectrale.

Le troisième chapitre détaille la réalisation pratique de ce convertisseur. Dans ce chapitre, on détaillera les différents étages comportant les circuits des cartes de commande rapprochée. Le bloc d'alimentation et la présentation des caractéristiques des interrupteurs utilisés seront également présentés.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous présentons les résultats expérimentaux. En premier lieu, nous donnons le fonctionnement de cet onduleur sur charge passive ensuite une application à la machine asynchrone.

CHAPITRE I :

Modélisation de l'onduleur triphasé a trois niveaux

I.2. Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs formes de schémas d'onduleur ; dont chacun correspond à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées [4]. L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C.

Ce chapitre est consacré à la modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Cette présente étude fixe deux objectifs à savoir :

- Etude du fonctionnement de l'onduleur et l'élaboration de son modèle de connaissance en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de Pétri [1][2].
- Définition d'une commande complémentaire optimale de cet onduleur et le développement de son modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice.

Remarque : Dans ce chapitre on utilise l'expression onduleur à trois niveaux au lieu d'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

I.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

I.2.1. Structure

Les convertisseurs véhiculant des puissances élevées voient les composants qui les constituent subir des contraintes considérables lors de la commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture.

L'idée est de garder une puissance élevée sans pour autant sur dimensionner les interrupteurs et d'associer des structures en séries au niveau de la partie concernant la conversion continue-alternative. L'association en série de convertisseurs, certes, rend l'analyse des phénomènes relatifs à l'interaction plus complexe, mais offre en contré partie une distribution raisonnable et acceptable des contraintes. Grâce à cette mise en série, les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs sont abaissées de moitié.

Pour éviter les problèmes de ce type de groupement, on commence à utiliser les onduleurs multi-niveaux.

La figure I.1 montre le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral point clamping).

Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir les niveaux zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des

interrupteurs commandable à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des IGBT en antiparallèle avec des diodes.

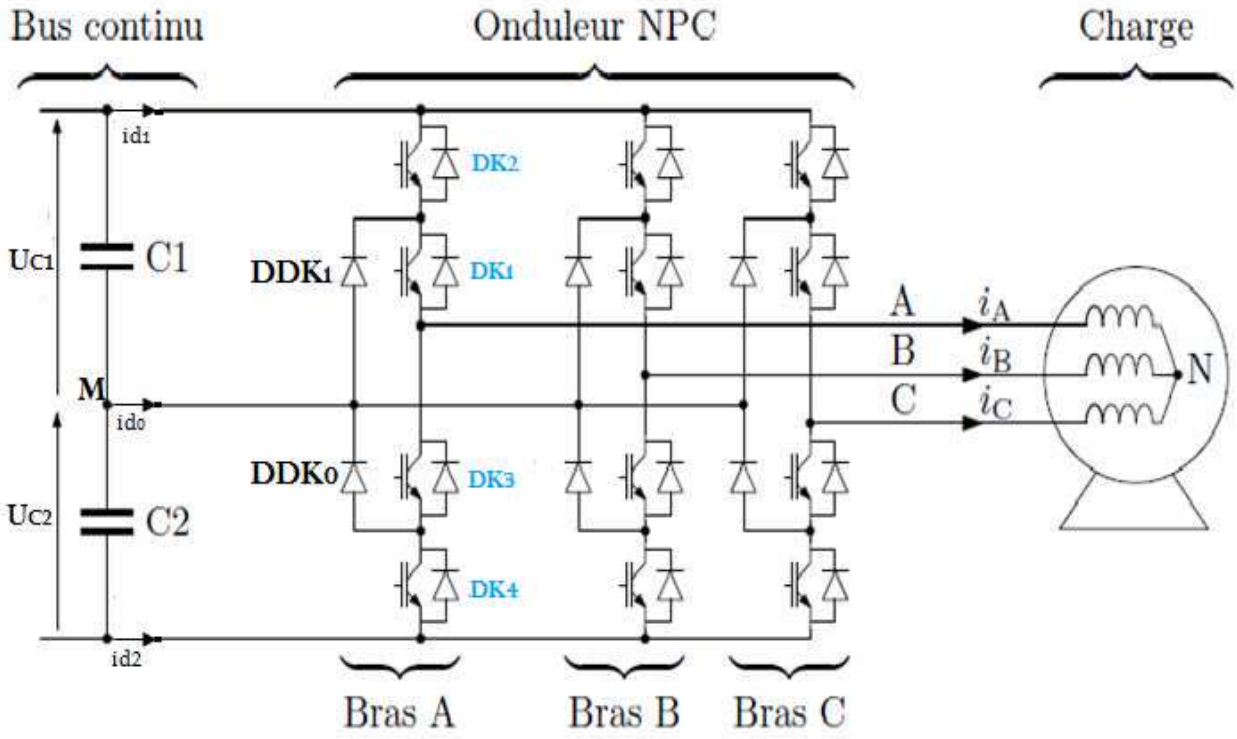


Figure I.1: Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

I.2.2. Interrupteur bidirectionnel

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge monophasée. Pour décrire le fonctionnement dynamique d'un tel dispositif, on utilise le réseau de Pétri avec des places correspondant à ses états possibles.

Les interrupteurs de synthèse à mettre en œuvre dans un onduleur doivent être bidirectionnels en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables.

Cette fonction est réalisée par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle, qui est un interrupteur à commutation spontanée, uniquement fonction des grandeurs internes. La figure I.2 représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel. Le réseau de Pétri de l'interrupteur bidirectionnel est représenté par la figure I.3.

Le réseau de Pétri décrit le fonctionnement dynamique de l'interrupteur qui dans le cas idéal est un élément énergiquement neutre puisqu'il met enjeu une puissance instantanée toujours nulle. Le régime dynamique correspond aux changements d'état de l'interrupteur [1].

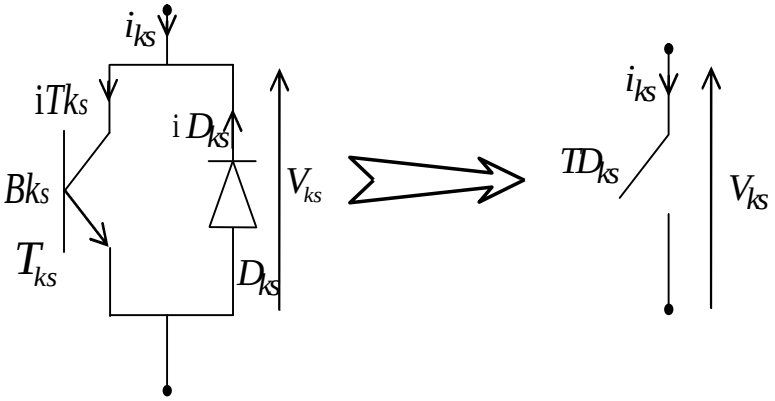


Figure I.2 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.

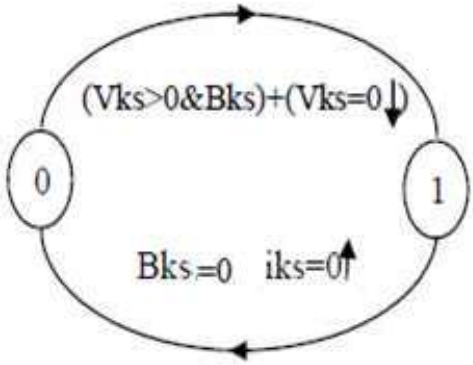


Figure I.3 : réseaux pétri d'interrupteur bidirectionnel.

1.2.3. Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois nivaux

La figure I.4 représente la structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux. Le bras concerné est désigné par la lettre K. Les courants id0, id1, id2 fixent le sens de transfert d'énergie de l'élément conducteur (transistor-diode).

Lorsque la source réseau est génératrice et la source de courant en sortie est réceptrice, l'interrupteur des deux sources s'effectue à travers les transistors de la source de courant.

Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la sortie vers la source réseau, ce sont les diodes de la source de courant qui assurent le passage de courant.

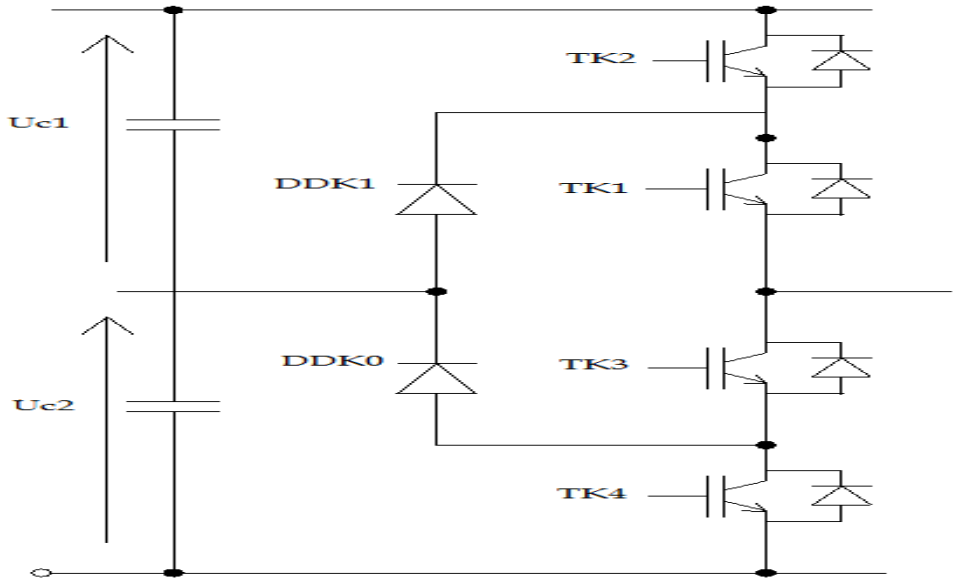


Figure I.4 : bras d'onduleur à trois niveaux

Pour décrire les différents séquences de fonctionnement du convertisseur regardons d'bord les valeurs que peut prendre une tentions simple V_{AM} .cette tension est totalement définie par l'état des cartes interrupteurs du premier bras.

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. La figure I.5représente ces différentes configurations (U_{c1}=U_{c2}= U_c).

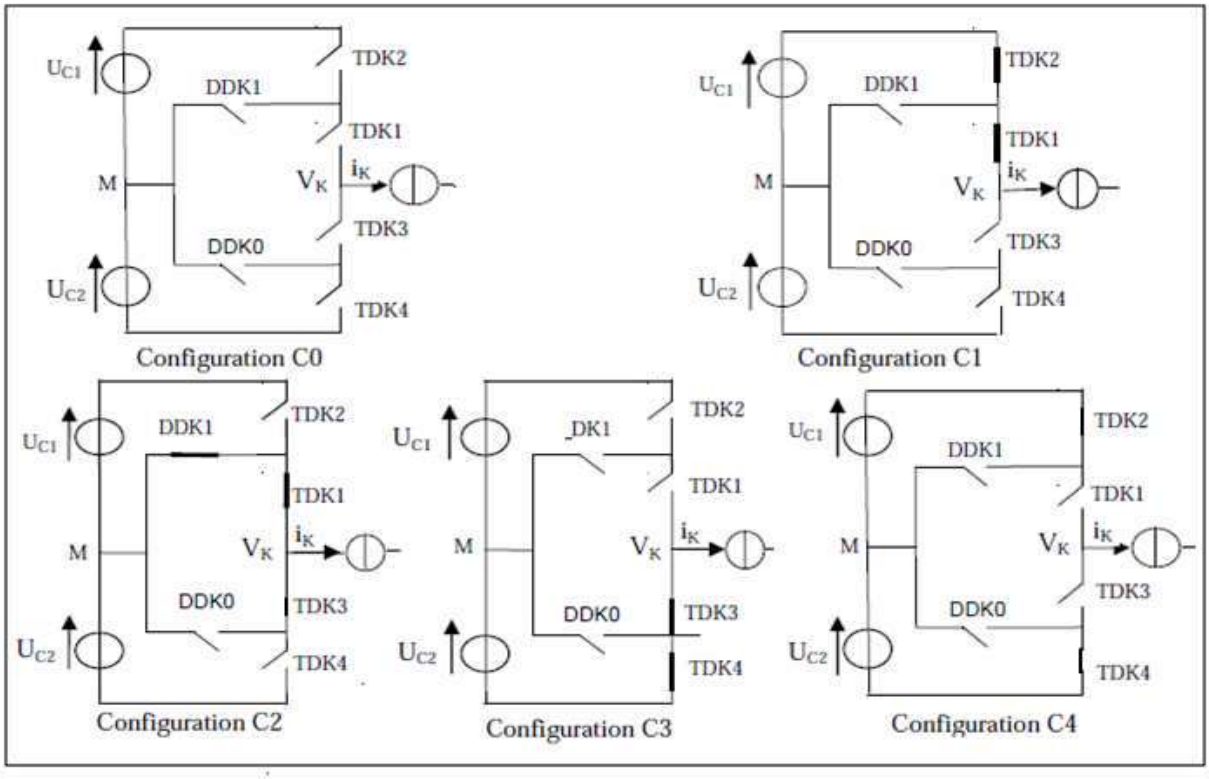


Figure I.5 : Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau I.1 (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K). Pour la configuration C0, le potentiel V_K dépend de la charge.

Tableau I.1 : différentes configuration possibles du fonctionnement d'un bras

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
C_0	ik=0
C_1	Vk=Uc1
C_2	Vk=0
C_3	Vk = - Uc2
C_4	Vk=0

Cette analyse montre que la structure du convertisseur à trois niveau limite à Uc la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans le cas de la structure classique.(onduleur à deux niveau).

I.2.4. Cellule de commutation multi-tripôle :

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multitripôle [3][6], dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules(a),(b),(c) tripôles comme le montre la figure suivante:

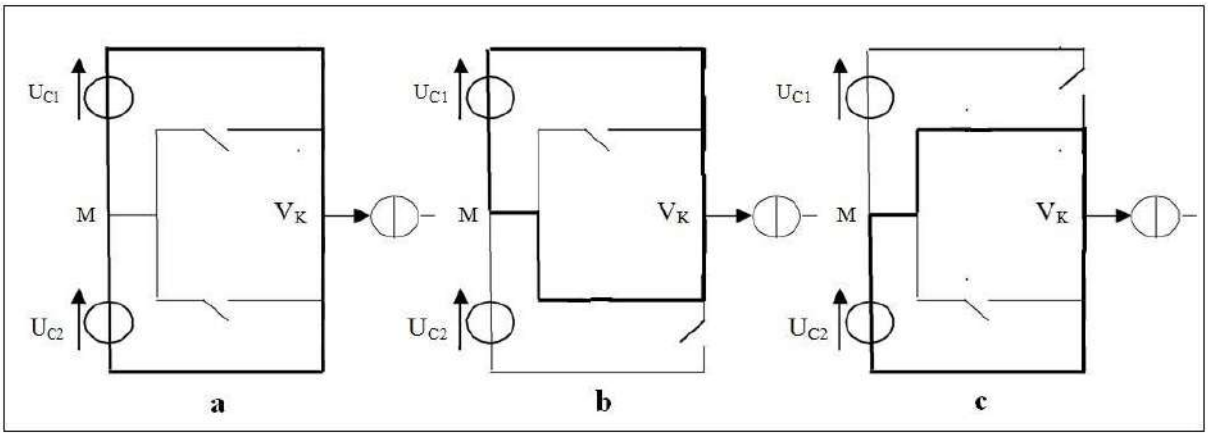


Figure I.6 : Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux

Les éléments constituant chaque cellule sont montrés par les traits forts.

I.2.5. Réseau de pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Une fois que les cinq configurations du bras définies, et ses trois cellules triples possibles définies, l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations (en utilisant les conditions de commutation type dipôle et tripôle) donne les réceptivités du réseau de pétri

de fonctionnement de ce bras d'onduleur.

Les figures I.7 et 8 montrent respectivement le réseau de pétri série et parallèle du fonctionnement de ce bras d'onduleur.

La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de pétri (figure I.7) représente la réceptivité de transition de la configuration C_m à la configuration C_n. Ces déférentes réceptivités R_{mn} sont données comme suit [1][5].

R01= BK1.&.(Umk1>0)&Uk2&(Umk2>0)]+[UmK1<0)&[Umk2<0)] .

R02= (Umk1>0)&Bk1&($\overline{Bk2}$+(Umk2<0)] .

R03= (Umk3>0)&Bk3&(Umk4>0)&Bk4]+[(Umk3<0)&(Umk4<0)]

R04= (Umk3>0)&Bk3&($\overline{Bk4}$+(Umk4<0)] .

R10=(ik=0).

R12=$\overline{Bk2}$&Bk1&(ik>0).

R13=[$\overline{Bk1}$&(ik>0)]&[Bk3&Bk4&(ik<0)].

R14=$\overline{Bk4}$&Bk3&(ik<0).

R20=(ik=0$\downarrow$)&$\overline{Bk3}$&[$\overline{Bk2}$+$\overline{Bk1}$].

R21= Bk1&Bk2&(ik>0).

R23=$\overline{Bk1}$&(ik>0).

R30=(ik=0).

R31=$\overline{Bk3}$&(ik<0)+(Bk1&Bk2&(ik<0)).

R32= Bk1&$\overline{Bk2}$&(ik>0).

R34= Bk3&Bk4&(ik<0).

R40==(ik=0$\uparrow$)&$\overline{Bk1}$&[$\overline{Bk3}$+$\overline{Bk4}$].

R41= Bk3&Bk4&(ik<0).

Les différentes réceptivités d`entrée $R_e$et de sortie $R_s$ du réseau pétri parallèle (fig.8) s`exprime en fonction des réceptivités de transition R_{mn} comme suit :

Réceptivité d'entrée du réseau de pétri parallèle

$Re(C_0)=(PRdp=C_1)$ & R10+$(PRdp=C_2)$&R20+$(PRdp=C_3)$&R30+$(PRdp=C_4)$&R40

$Re(C_1)=(PRdp=C_0)$ & R01+$(PRdp=C_2)$&R21+$(PRdp=C_3)$&R31+$(PRdp=C_4)$&R41

$Re(C_2)=(PRdp=C_0)$ & R02+$(PRdp=C_1)$&R12+$(PRdp=C_3)$&R32.

$Re(C_3)=(PRdp=C_0)$ & R03+$(PRdp=C_1)$&R13+$(PRdp=C_2)$&R23+$(PRdp=C_4)$&R43

$Re(C_4)=(PRdp=C_0)$ & R04+$(PRdp=C_1)$&R14+$(PRdp=C_3)$&R34.

Réceptivité d'entrée du réseau de pétri parallèle

$Rs(C_0)=(PRdp=C_0)$ & R01+R0+R03+R04)

$Rs(C_1)=(PRdp=C_1)$ & R10+R10+R13+R14)

$Rs(C_2)=(PRdp=C_2)$ & R20+R21+R23+)

$Rs(C_3)=(PRdp=C_3)$ & R30+R31+R32+R34)

$Rs(C_4)=(PRdp=C_4)$ & R40+R1+R43)

Remarque :PRdp est une variable qui indique la configuration du bras de l'onduleur a trois niveaux .

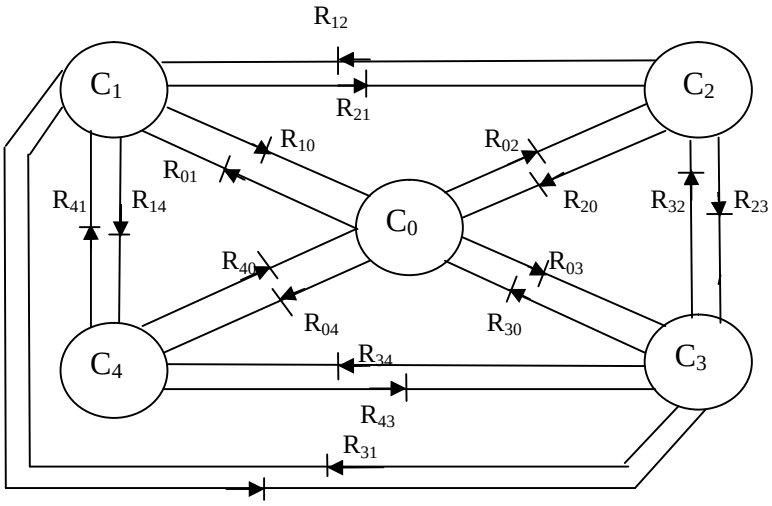


Figure 7 : Réseau de pétri série

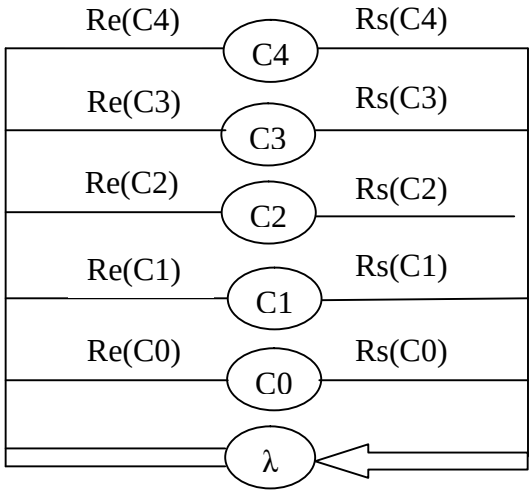


Figure 8 : Réseau de pétri parallèle

I.2.6.Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

En appliquant l'algorithme de la figure I.9, on peut déduire à partir d'un bras, modèle d'onduleur triphasé à trois niveaux. Le modèle du bras un fois établi, on peut ainsi déduire le type d'alimentation triphasée d'une charge couplée à l'onduleur triphasé comme suit :

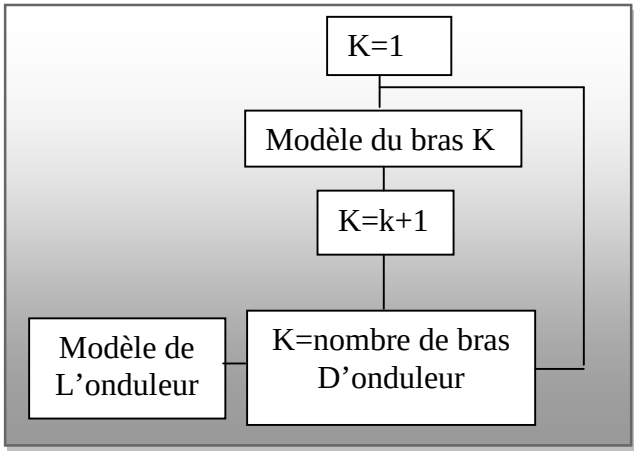


Figure I.9 : Algorithme de détermination du modèle de l'onduleur à partir d'un bras

(place_bras[l]≠C0)&(place_bras[2]≠C0)&(place_bras[3]≠C0)=>model=3.
(place_bras[l]=C0)&(place_bras[2]≠C0)&(place_bras[3]≠C0)=>model=l,Brasouvert=l.
(place_bras[l]≠C0)&(place_bras[2]=C0)&(place_bras[3]≠C0)=>model=l,brasouvert=2.
(place_bras[l]≠C0)&(place_bras[2]≠C0)&(place_bras[3]≠C0)=>model=l,brasouvert=3.

Pour les autres cas, on a model=0, bras-ouvert=1,2et3.

Remarque :

- place bras est un vecteur indiquant pour chaque bras, la place validée de son réseau de Pétri.
- bras ouvert est une variable qui indique les bras totalement ouverts (tous les interrupteurs du bras sont bloqués)
- model est une variable qui indique le type d'alimentation de la charge (model=3 : alimentation triphasée, model =0 : charge non alimentée).

I.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

I.3.1.Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue du convertisseur [3][5].

I.3.2.Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus de la commande interne (grandeurs électriques), mais uniquement des transitions (commande externe) [3][5].

Dans la suite de ce chapitre, on suppose que cette condition est toujours vérifiée. Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, ce qui peut causer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit trois Commandes complémentaires, pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur. L'interrupteur TDK1, par exemple, peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras : TDK2, TDK3, TDK4.

Ainsi, on écrit : $\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{K3} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$

Où: Bks étant les signaux de commande du transistor Tks du bras k.

Parmi les commandes précédentes, celle qui permet d'avoir les trois tensions: Uc_1,0,Uc_2,est la suivante:

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

Cette commande complémentaire donne les cas d'excitation suivants:

Le cas inconnu est à éliminer lors de la formulation de l'algorithme de la commande.

Tableau I.2 : Table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	V_K
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	INCONNUE
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{C1}

I.3.3.Fonction de connexion des Interrupteurs

La fonction de connexion définit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TDki du bras k; elle vaut **1** lorsque l'interrupteur est fermé et **0** dans le cas contraire.

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 \text{ si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (I.2)$$

En traduisant la commande complémentaire parles fonctions de connexion des interrupteurs, du bras k, on obtient :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (I.3)$$

Avec cette commande complémentaire, touts épaisse comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seule ment deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes:

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} , \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases} \quad (I.4)$$

I.3.4.Fonction de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit une fonction de connexion des demi-bas, qu'on note comme suit : F_{km}^{b}

Où **k** désigne le numéro du bras (**k=1, 2,3**) et **m** indique la position du demi-bas (**m=1**pour le demi-bras du haut et **m=**0 pour le demi-bas du bas).

Les fonctions de connexion des demi-bas s'expérimentaux moyen de fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases} F_{k1}^{b} = F_{k1}.F_{k2} \\ F_{k0}^{b} = F_{k3}.F_{k4} \end{cases} \quad (I.5)$$

F_{k1}^{b} est associée au demi- bras du haut (la paire **Tk1**, **Tk2**) et F_{k0}^{b}est associée au demi bras du bas (la paire**Tk3**, **Tk4**). Le système d'équation **(I.5)** montre que la fonction de connexion des demi bras F_{km}^{b} vaut **1** dans le cas où les deux interrupteurs associés aux demi bras F_{km}^{b}sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

I.3.5 Fonction de conversion

Les potentiels des nouds A, B, C de l'onduleur triphasée à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :(on suppose $U_C1 = U_C2 = U_C$)

$$V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_C$$
$$V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_C \quad (1.6)$$
$$V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_C$$

On constate d'après le système (1.6),que l'onduleur de tension a trois niveaux est équivalente à deux onduleurs a deux niveaux en série.

Les fonctions de connexion de demi bras défini selon la relation (1.5) sont :

$$\begin{cases} F_{10}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{12} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (I.7)$$

En introduisant l'expression de ces derrières dans les tensions d'entrés on aboutit à :

$$V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_C$$
$$V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_C \quad (1.8)$$
$$V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_C$$

Les tensions composées sont données par :

$$U_{AM} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{C2}$$
$$U_{BM} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{33}F_{34})U_{C2} \quad (1.9)$$
$$U_{CM} = V_{CM} - V_{BM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{C2}$$

si on admet que les tension simples du récepteur forment système triphasé équilibré, on aura :

$$V_{AN} = V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3$$
$$V_{BN} = V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 \quad (1.10)$$
$$V_{CN} = V_A = (U_{CA} - U_{BC})/3$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (I.11)$$

Les tensions simples sont données comme suit (avec $U_{cl}=U_{c2}=U_c$) :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_C \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrées i_{dl} et i_{d2} en fonction des courants i_l, i_2 et i_3 de sa charge en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} id_1 = F_{11}.F_{12}.i_1 + F_{21}.F_{22}.i_2 + F_{31}.F_{32}.i_3 \\ id_2 = F_{13}.F_{14}.i_1 + F_{23}.F_{24}.i_2 + F_{33}.F_{34}.i_3 \end{cases} \quad (I.13)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, le système (I. 13) s'écrit :

$$\begin{aligned} id_1 &= F_{11}^b.i1 + F_{21}^b.i2 + F_{31}^b.i3 \\ id_2 &= F_{10}^b.i1 + F_{20}^b.i2 + F_{30}^b.i3 \end{aligned} \quad (I.14)$$

Le courant i_{d0}, dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux différents courants de l'onduleur triphasé à trois niveaux par la relation suivante :

$$id_0 = F_{11}.F_{13}.i_1 + F_{21}.F_{23}.i_2 + F_{31}.F_{33.}i_3 \quad (I.15)$$

En introduisant les équations (I. 12) et (I. 13), le courant i_{d0} peut s'écrire comme suit :

$$Id_0 = i_1 + i_2 + i_3 - id_1 - id_2 \quad (I.16)$$

La relation (I. 15) peut être aussi exprimée en utilisant les fonctions de connexion des demi- bras comme indiqué ci-dessous :

$$id_0 = (i_1 + i_2 + i_3) - \left(F_{11}^b + F_{11}^b\right)i_1 - \left(F_{21}^b + F_{20}^b\right)i_2 - \left(F_{31}^b + F_{30}^b\right)i_3 \quad (1\text{-}17)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est [Uc_1 $U_{c2}i_1i_2$ i_3], et ses entrées internes sont :

$[V_A\ V_B\ V_C\ id_1\ id_2\ id_0]^t$ ou $[V_{AB}\ V_{BC}\ V_{CA}\ id_1\ id_2\ id_0\ ]^t$

On définit les relations de conversion simples et composées comme suit [1] :

- **Relations de conversion simple**

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_3 \end{pmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \text{avec}$$

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b) & -(F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ F_{21}^b + F_{31}^b) & -(F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b) & -(F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b + F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b + F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

On appelle [N(t)] la matrice de conversion simple.

- **Relations de conversion composée**

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_3 \end{pmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \text{avec}[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b) & -(F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ F_{21}^b + F_{31}^b) & -(F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b) & -(F_{30}^b + F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{11}^b + F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b + F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} (I.19)$$

On appelle [M(t)] la matrice de conversion composée.

La figure I.10 montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée à point milieu et à sa charge triphasée. On distingue

♦ La partie commande représentée par le réseau de Pétri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion [N(t)].

♦ La partie opérative constituée par :

* Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion [N(t)].

* Un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

Afin d'homogénéiser ce modèle de connaissance en rendant le bloc discontinu continu, on utilisera les fonctions génératrices[l].

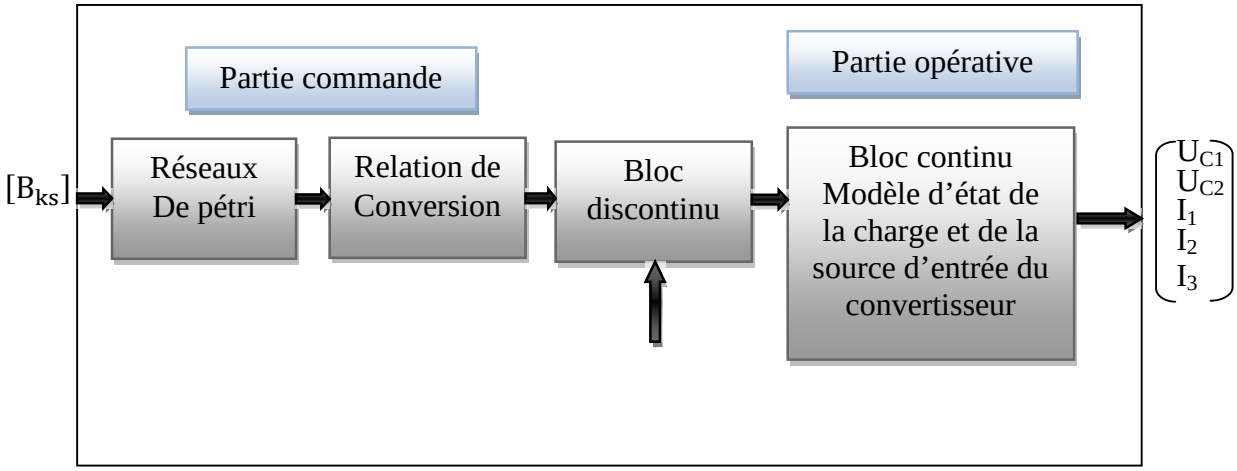


Figure I.10 : modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

I. 3.6. Fonction génératrice et modèle de commande

On approxime le bloc discontinu du modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux par un bloc continu moyen grâce aux fonctions génératrices correspondantes aux différentes fonctions (connexion du bras, commutation et conversion) utilisées précédemment.

On utilise les fonctions génératrices des demi-bras au lieu de la fonction génératrice des interrupteurs à cause des produits entre les fonctions de connexion des interrupteurs existant dans les relations telles que (I. 5) et (I. 8).

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle Te (Te infiniment petit), les (I.19). Les relations de conversion (I.18) et (I.19) de l'onduleur triphasé à trois niveaux deviennent (respectivement I.20) et (I.21) avec [Ng(t)] et [Mg(t)] respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée :

$$\begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} = [Ng(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \text{avec}[Ng(t)]$$

$$= \begin{bmatrix} (F^b_{11g} + F^b_{21g})/3 & -(F^b_{10g} + F^b_{20g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ F^b_{21g} + F^b_{31g})/3 & -(F^b_{20g} + F^b_{30g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} + F^b_{11g})/3 & -(F^b_{20g} + F^b_{30g})/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} + F^b_{10g}) & (1 - F^b_{21g} + F^b_{20g}) & (1 - F^b_{31g} + F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad \text{(I. 20)}$$

Et

$$\begin{pmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_3 \end{pmatrix} = [Mg(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \text{avec}[Mg(t)]$$

$$= \begin{bmatrix} (F^b_{11g} + F^b_{21g}) & -(F^b_{10g} + F^b_{20g}) & 0 & 0 & 0 \\ F^b_{21g} + F^b_{31g}) & -(F^b_{20g} + F^b_{30g}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31g} + F^b_{11g}) & -(F^b_{30g} + F^b_{10g}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11g} & F^b_{21g} & F^b_{31g} \\ 0 & 0 & F^b_{10g} & F^b_{20g} & F^b_{30g} \\ 0 & 0 & (1-F^b_{11g} + F^b_{10g}) & (1 - F^b_{21g} + F^b_{20g}) & (1 - F^b_{31g} + F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad \text{(I. 21)}$$

La figure I.11 représente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues. Le graphe informationnel causal associé à cetonduleur est représenté à la figure I.12 On remarque que l'onduleur à trois niveaux présente également une réaction d'état unitaire.

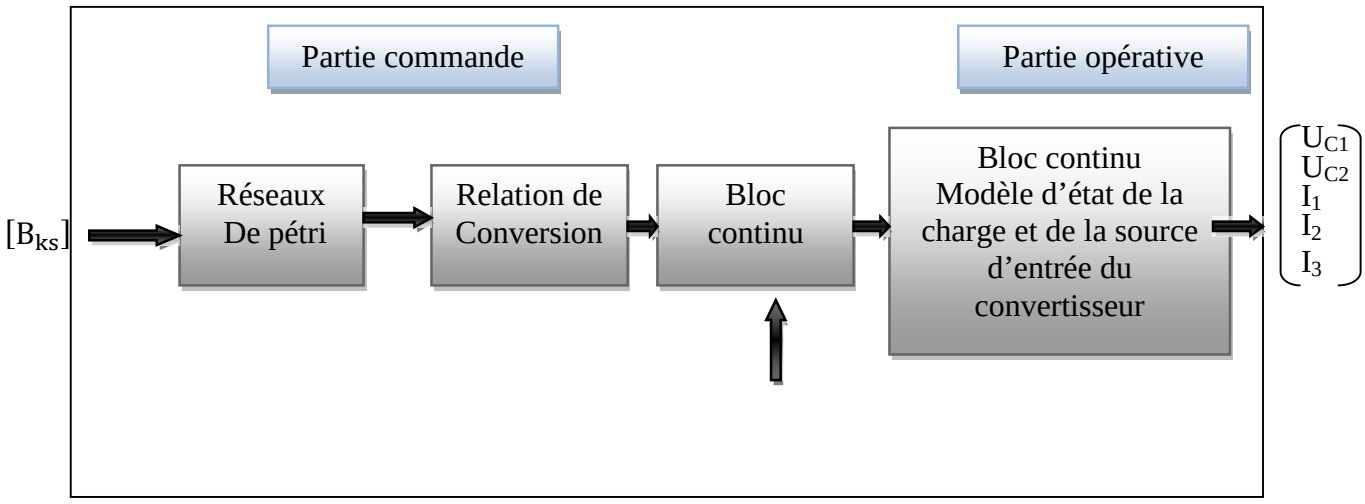


Figure I.11: Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

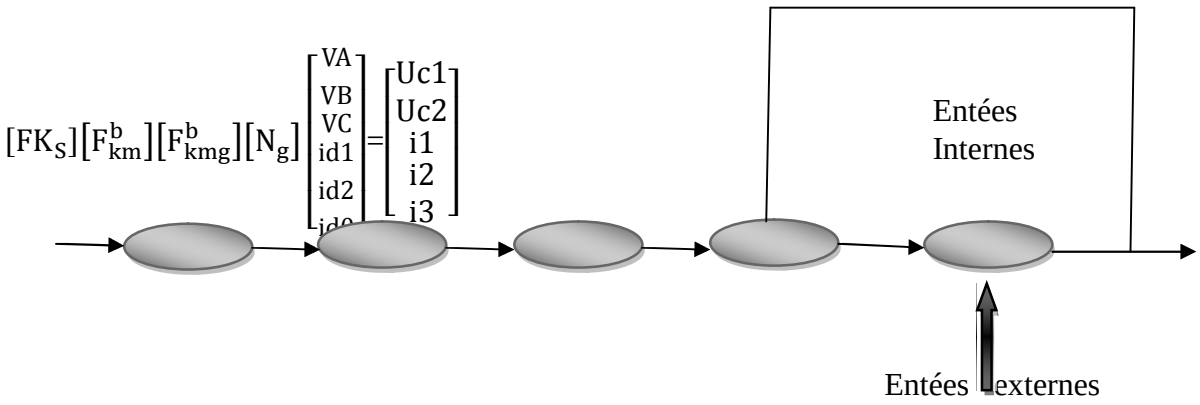


Figure I.12 : Graphe information causal associé au modèle de commande de cet onduleur

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux est isolé on a alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ id_0 = -(id_1 + id_2) \end{cases} \quad \text{(I. 22)}$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{c1}= U_{c2}= U_c$, le système(I.20) peut être réduit en utilisant seulement $V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, U_c, i_1, i_2$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [Nrg(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, [Nrg(t)]$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{2(F^b_{11g} - F^b_{10g}) - (F^b_{21g} - F^b_{20g}) - (F^b_{31g} - F^b_{30g})}{3} & 0 & 0 \\ \frac{-(F^b_{11g} - F^b_{10g}) + 2(F^b_{11g} - F^b_{10g}) - (F^b_{21g} - F^b_{20g})}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F^b_{11g} - F^b_{31g}) & (F^b_{21g} - F^b_{31g}) \\ 0 & (F^b_{10g} - F^b_{30g}) & (F^b_{20g} - F^b_{30g}) \end{bmatrix} \quad \text{(I. 23)}$$

De même, la relation (1.20) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle) en remplaçant dans (1.22) les tensions simples V_A et V_B par les tensions U_A et U_B. On obtient ainsi la relation (1.23) ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [Mrg(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, [[Mrg(t)]] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad \text{(I.24)}$$

On appelle [Nrg(t)] et [Mrg(t)] respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons introduit la structure élémentaire où nous avons défini l'interrupteur bidirectionnel en courant équivalent à la paire transistor-diode. L'analyse topologique d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre que chaque interrupteur supporte une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle supporté par l'onduleur à deux niveaux. C'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance dans le cas du nouveau convertisseur. Pour modéliser l'onduleur à trois niveaux, on a commencé par présenter, avec l'hypothèse de Commandabilité, le modèle de commande de cet onduleur C'est ainsi qu'on a introduit la notion de fonction de connexion des demi-bas et son unique commande complémentaire possible afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable. On a constaté que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série(ou plutôt en opposition) alimentés respectivement par U_{c1} et U_{c2}.Nous avons ensuite établi un modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux et nous avons présenté la fonction de conversion avec les relations de conversion. Nous avons abordé l'étude de la fonction génératrice et du modèle de commande et présenté son graphe informationnel causal. L'utilisation de ce modèle de commande élaboré sera effectuée dans le deuxième chapitre consacré aux stratégies de commande M.L.I. de l'onduleur à trois niveaux [1].

CHAPITRE II :

Les Stratégies de commende de l'onduleur triphasé à trios niveaux

II.1.Introduction

L'obtention d'une tension alternative à la sortie de l'onduleur se fait par l'ouverture et la fermeture, des interrupteurs constituant notre convertisseur, selon une stratégie bien définie. Différentes stratégies de commandes ont été développées par plusieurs auteurs. Dans ce chapitre on s'intéresse aux stratégies de commande suivantes :

- la commande pleine onde
- la commande par modulation de largeur d'impulsion à savoir :
  - la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.
  - la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Il .2.Commande pleine onde

II.2.1.Principe

La pleine onde est une commande élémentaire, avec laquelle on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré.

La figure II.1 montre la forme de tension de sorite souhaitée. On distingue parfaitement les trois niveaux recherchés.

Pour un bras d'onduleur la tension simple aura l'allure suivante figure II.1

Pour annuler l'harmonique pair et la composant contenue en doit avoir V_{am} impaire sur $[-\pi, \pi]$ et symétrique auteure de $\pi/2$ sur $[0\ \pi]$.

La valeur de l'angle α n'est fixe à priori et toute les grandeurs éclectiques calculées ci-après seront en fonction de ce paramètre afin d'en étudier son Influence.

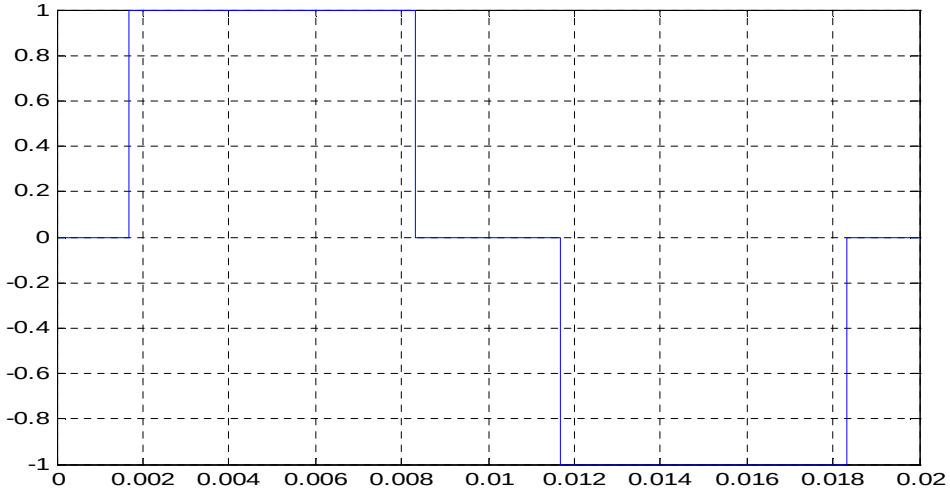


Figure II.1 : tension d'un bras d'onduleur

Cette tension du bras est obtenue par les chronogrammes d'ordre de commande suivant des quatre transistors du bras d'onduleur suivant figure II.2.

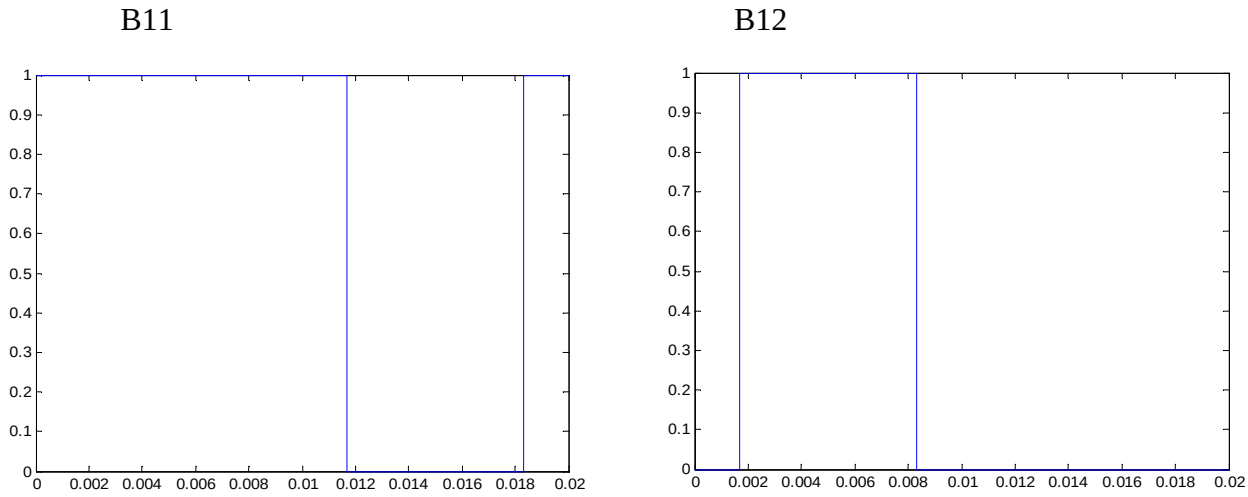


Figure II.2 : séquence de commande d'un bras d'onduleur

II.2.2.Calcule de résidu d'harmoniques (RH)

Par la décomposition en série de Fourrier de la tension de sortie, on calcule le résidu d'harmoniques (R_H) par la relation suivante :$R_H=\frac{V_{heff}}{V_{eff}}$

Tel que ;

V_{heff} est valeur efficace des harmonique.

V_{eff} est la valeur efficace la tension de sortie

$$V_{heff} = \sqrt{{V_{eff}}^2 - {V_{heff}}^2} \quad \text{(II.1)}$$

$$V_{eff}=\frac{4*E}{\pi\sqrt{2}} * \cos\left(\frac{2\pi\alpha}{T}\right) \quad \text{(II.2)}$$

$$R_H=\frac{V_{heff}}{V_{eff}}=\sqrt{1-\frac{8*\left(\cos\left(\frac{2\pi\alpha}{T}\right)\right)^2}{\pi^2(1-4\alpha/T)}} \quad \text{(II.3)}$$

II.2.3. Simulation et interprétation

la figure II-3 représente le spectre harmonique de la tension de sortie pour $= \frac{T}{12}$.

la figure II-4 représente les variation de RH en fonction de α.

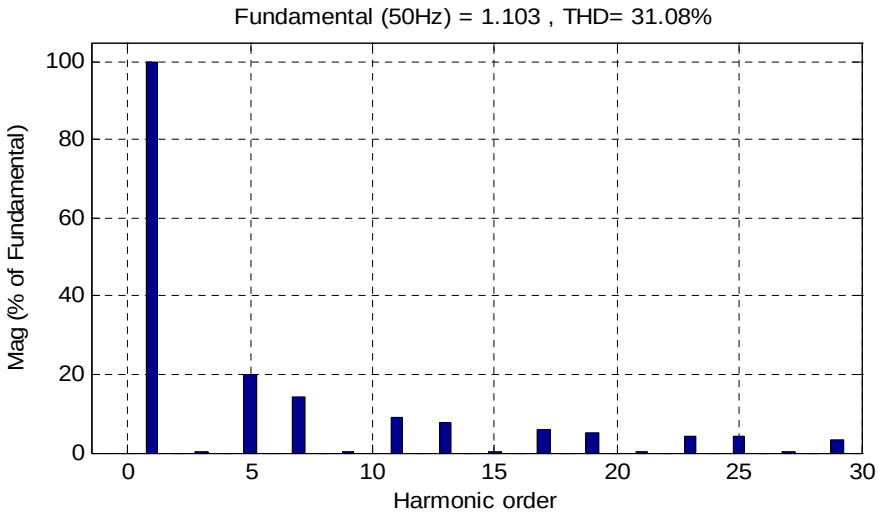


Figure II.3 : Le spectre d'harmonique de la tension de sortie

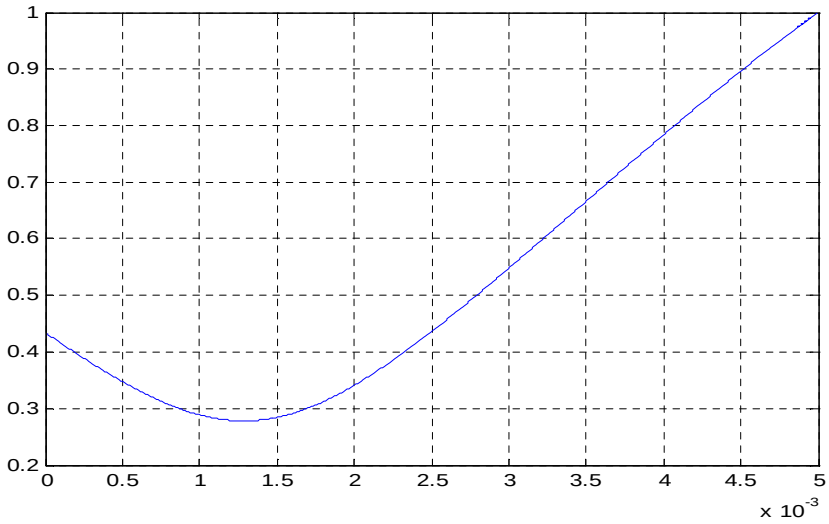


Figure II.4: Variation de RH en fonction de α

Cette stratégie offre un algorithme de commande relativement simple à réaliser ;avec une possibilité de faire varié la valeur efficace de la tension de sortie en agissant surα.Néanmoins, elle représente un résidu d'harmonique élevé(figure II-4). RH passe par un minimum lorsque α=T/12 ce qui correspond à une valeur de RH de 31%.

II .2. Commande par modulation de largeur d'impulsion

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée en réalité, l'onduleur n'a pas la possibilité de produire à la sortie que des

signaux que purement rectangulaires ou une combinaison linéaire entre ces derniers (dans le cas ou on considère que les interrupteurs sont idéals. De là, si l'on dispose d'un système de signaux rectangulaire triphasé, dès lors elle sera affectée par la forte teneur en harmonique, qui ne peut pas être filtrée complètement par le bobinage de la machine, ce qui exige un surdimensionnement du filtre. Ceci a donné l'idée de concevoir des formes d'ondes en escalier permettant d'approcher mieux la sinusoïde. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne le soit pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires[1].

De nos jours une nouvelle technique électronique basée sur le découpage de l'onde rectangulaire dénommée la modulation de largeur d'impulsion ou MLI. La MLI sert a comme avantages :

-Variation de la fréquence de la tension de sortie.

-Elimination de certain harmonique en tension.

-Elle repousse les harmoniques a des fréquences plus levés, conséquences :

-Minimisation de l'ondulation en courant du couple électromagnétique.

-Faible coût du filtre de sortie.

II.3.1.Caractéristique de la MLI

Si la référence est sinusoïdale, on définit deux grandeurs :

- L'indicée modulation **"m"** égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse sur la fréquence de la référence f_r (**$m=f_p/f_r$**).
- Le coefficient de réglage en tension **"r"** égal au rapport de l'amplitude V_m de la tentions de référence à la valeur crête U_{pm} de la porteuse (**$r=V_m/U_{pm}$**).

On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire

Dans ce qui suit on va prendre $V_{p\,max}= 1$ et $V_{r\,max}= r =0.8$.

II.3.2.Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD)

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie(THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de tension [1][8][9].

$$\mathbf{THD} = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{V_1}} \left(\sum_{\mathbf{n=2}}^{\infty} \mathbf{V_n^2}\right)^{\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{2}}}$$

Remarque : On posera pour l'onduleur à trois niveaux $U_c=U_{c1}=U_{c2}=E/2=30v$

II.4.Commande triangulo sinusoïdale a une seule porteuse

II.4.1.Principe

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Dans cette partie, on donnera l'algorithme correspondant à l'onduleur à trois niveaux. Son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Cette commande est réalisée par comparaison entre deux ondes :

1-L'onde de modulation V_P(porteuse) de forme triangulaire ou en dent de scie, de fréquence (f_p=mf) très élevé ;m est entier >1.

2-l'onde de référence sinusoïdale de fréquence $f<f_p$.

Par la suit quatre stratégies sont étudiées, selon la forme de la porteuse :

- Porteuse triangulaire bipolaire.
- Porteuse triangulaire unipolaire.
- Porteuse en dent de scie bipolaire.
- Porteuse en dent de scie unipolaire.

Pour l'onduleur à trois niveaux, c'est la porteuse triangulaire unipolaire qui permet d'avoir les meilleures performances de cette stratégie[l].

II.4.2.Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire

La figure II-5 présenté le principe de la commande proposée

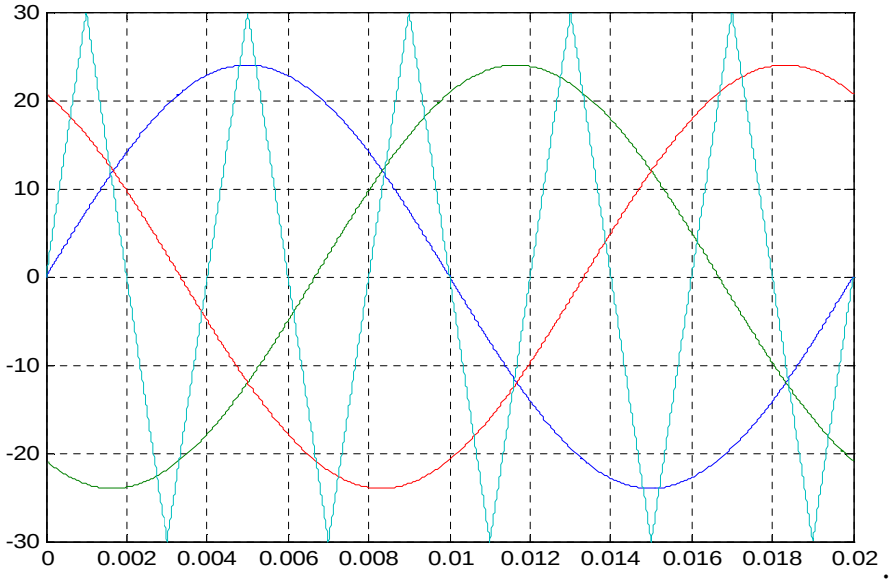


Figure II.5 : les différents signaux de la stratégie ; pour m=5,r=0,8

II.4.2.1.Equation de la référence

Le système de tensions de références triphasé est donné par les équations (II-4)

$$V_{ref1} = r.\sin(wt - \varphi)$$
$$V_{ref2} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (II.4)$$
$$V_{ref3} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.4.2.2.Equation de la porteuse :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_P} & si 0 \le t \le \frac{T_P}{4} \\ \frac{-4t}{T_P} + 2 & si \frac{T_P}{4} \le t \le \frac{3T_P}{4} \\ \frac{4t}{T_P} + 4 & si \frac{3T_P}{4} \le t \le T_P \end{cases} \quad (II.5)$$

II.4.2.3.L'algorithme de la commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour cet onduleur s'écrit

$$(|V_{ref.k}| \le V_P) => B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM}=0$$
$$(|V_{ref.k}| > V_P) et (V_{ref.k} > o) => B_{k.1} = B_{k.2} = 1 V_{AM}= E \quad (II.6)$$
$$(|V_{ref.k}| > V_P) et (V_{ref.k} < 0) => B_{k.1} = B_{k.2} = 0 \quad V_{AM}= -E$$

II.4.2.4.Simulation numérique

les figure (II.6 :1.2. 3. 4) représente la tension de sortie V_A et son spectre d'harmonique respectivement pour m=5 ,m=8 ,m=12 m=20 et pour r=0,8.

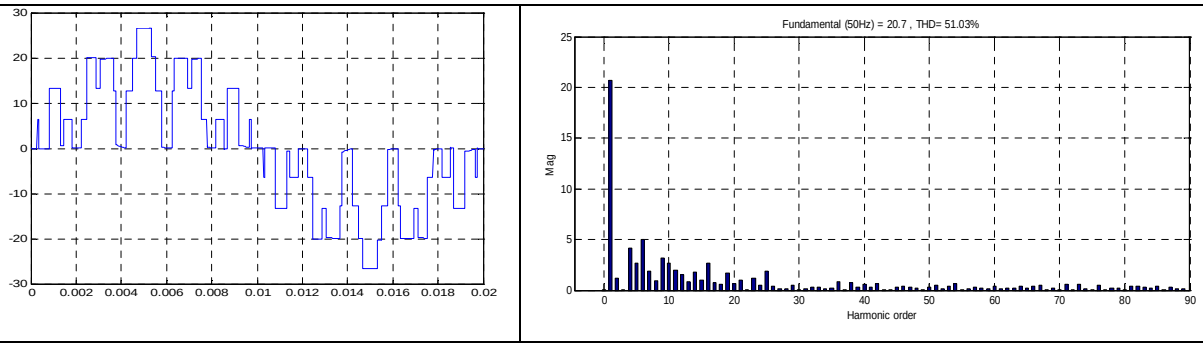


Figure II.6.1: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=5 r=0.8

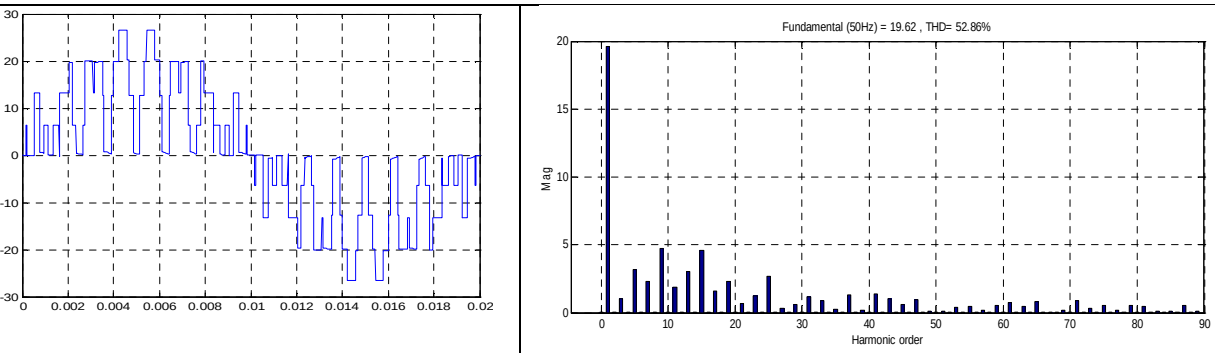


Figure II.6.2: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=8 r=0.8

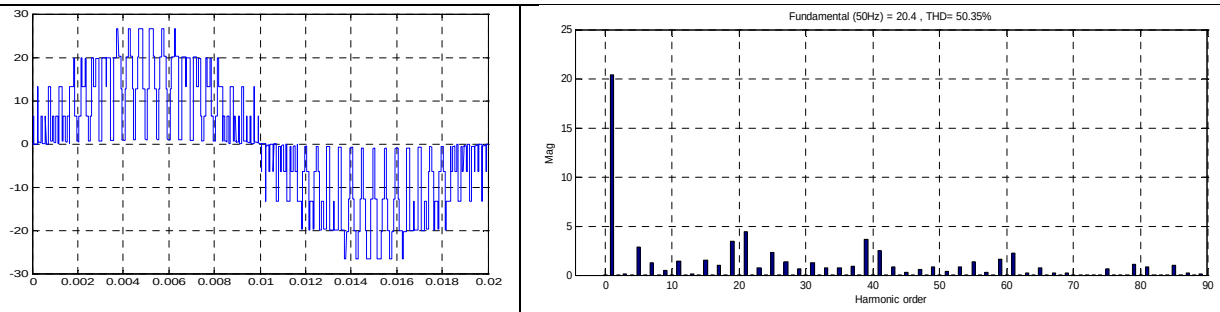


Figure II.6.3 : la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=20 r=0.8

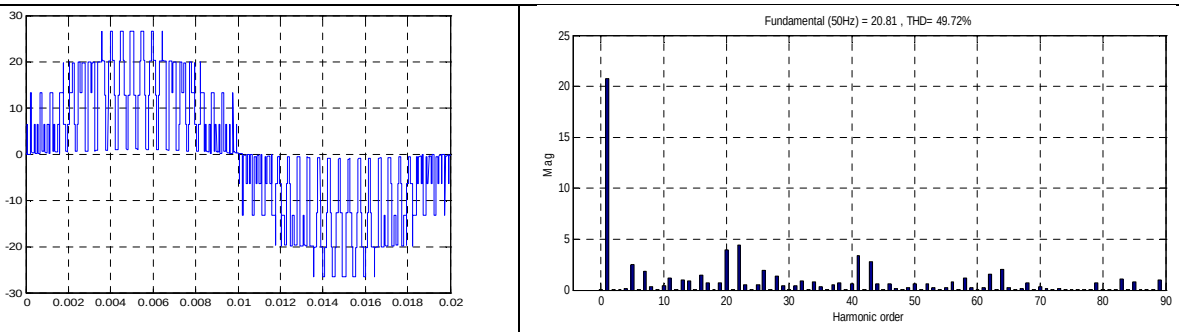


Figure II.6.4: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21 r=0.8

II.4.2.5.Interprétations

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.*
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de touts les harmoniques.
- Pour les valeurs paires m, les harmoniques de rang pairs sont absents.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.7 représente la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par cette stratégie. Cette caractéristique du réglage c'est une linéaire.

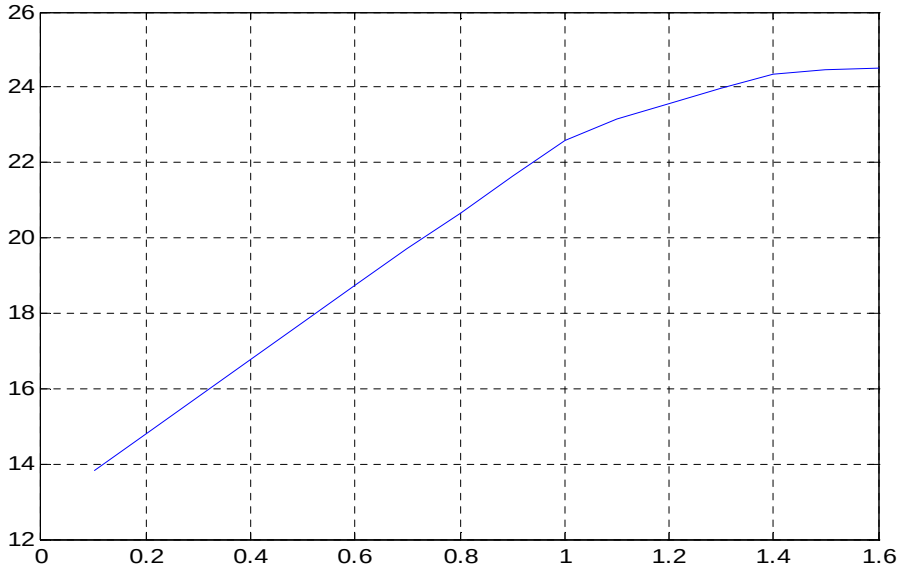


Figure II.7 : Variation de V1eff en fonction de r, pour m=12.

II.4.2.6.Injection de l'harmonique trois

Puisque les harmoniques du rang multiple de trois à la sortie de l'onduleur à trois niveaux sont nulles, alors on peut les injecter dans les tensions de références pour mieux élargir la zone linéaire de la caractéristique de réglage.

Les nouvelles tensions de références sont données par le système suivant

$$\begin{cases} V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi) + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi-\frac{2\pi}{3}) + a.\sin(3wt)] \\ V_{ref} = V_m.[\sin(wt-\varphi-\frac{4\pi}{3}) + a.\sin(3wt)] \end{cases} \quad (II.7)$$

Avec a=0.2, l'amplitude de l'harmonique trois, V_m= r =0.8.

Le même algorithme de commande est appliqué dans ce cas, le seul changement c'est bien dans la forme de la référence.

La figure II.8 montre le principe de l'injection de l'harmonique trois

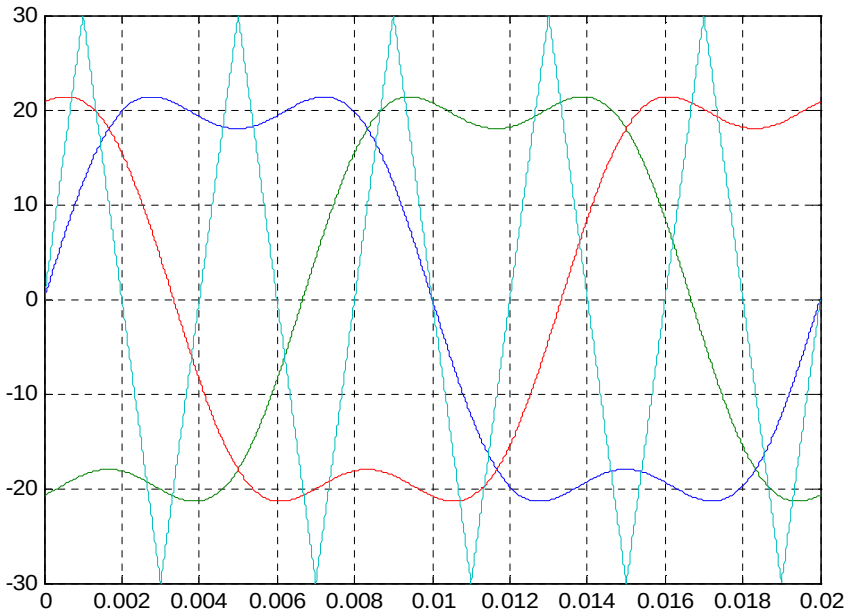


Figure II.8 :les défirent signaux de la stratégie avec injection de l'harmonique trois avec m=5, r=0.8

La figure II.9 montre quel zone linéaire est élargie jusqu'au r=1,2, ce qui prouve l'intérêt de l'injection de l'harmonique trois dans l'onde de référence.

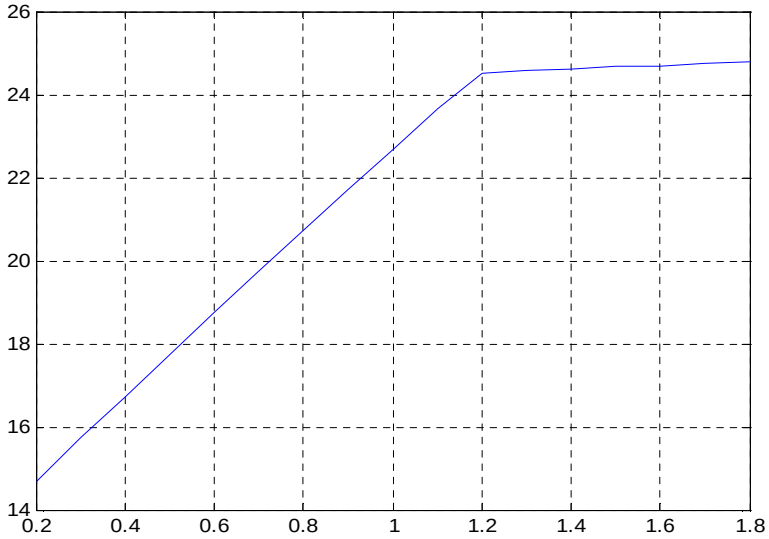


Figure II.9 : variation du fondamental en fonction de r, pour m=12 avec l'induction de l'harmonique trois.

II.4.3.Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire

La figure II.10 présente le principe de base et les différents signaux de cette stratégie.

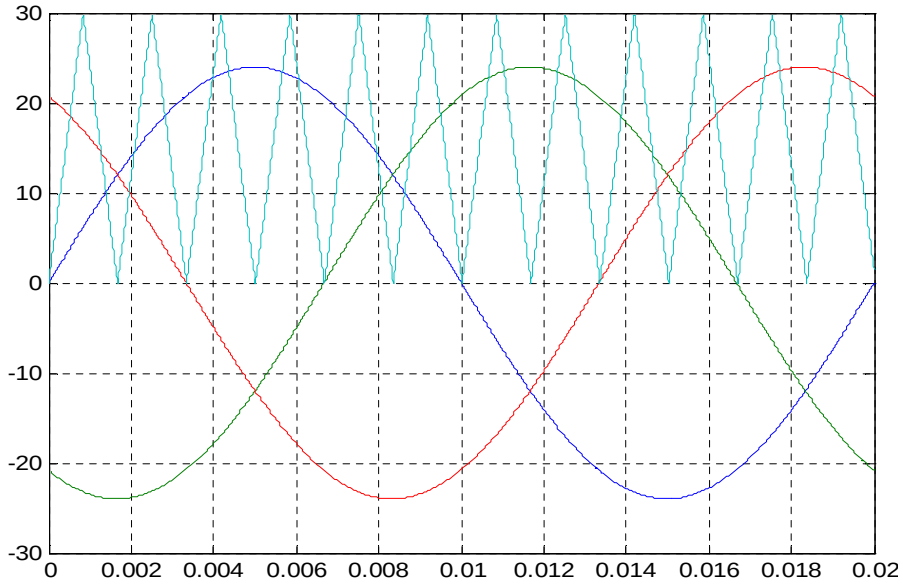


Figure II.10 :les différents signaux de la stratégie.

II.4.3.1.Equation de la référence

Nous conservons toujours la forme de l'onde désirée à savoir :

$$V_{ref1} = r.\sin(wt - \varphi)$$

$$V_{ref2} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{(II.8)}$$

$$V_{ref3} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.4.3.2.Equation de la porteuse

Dans ce cas la porteuse est unipolaire traduit par l'équation suivante :

$$Vp = \begin{cases} \frac{2T}{T_P} & si 0 \le t \le \frac{T_P}{2} \\ \frac{-2T}{T_P} + 2 & si \frac{T_P}{2} \le t \le T_P \end{cases} \quad \text{(II.9)}$$

II.4.3.3.Algorithme de commande

L'algorithme de commande reste le même pour le cas précédent.

II.4.3.4.Simulation numérique

Les figures (II.11 :1.2.3.4) présentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5 ,m= 8 ,m=20, m=21 et r = 0.8.

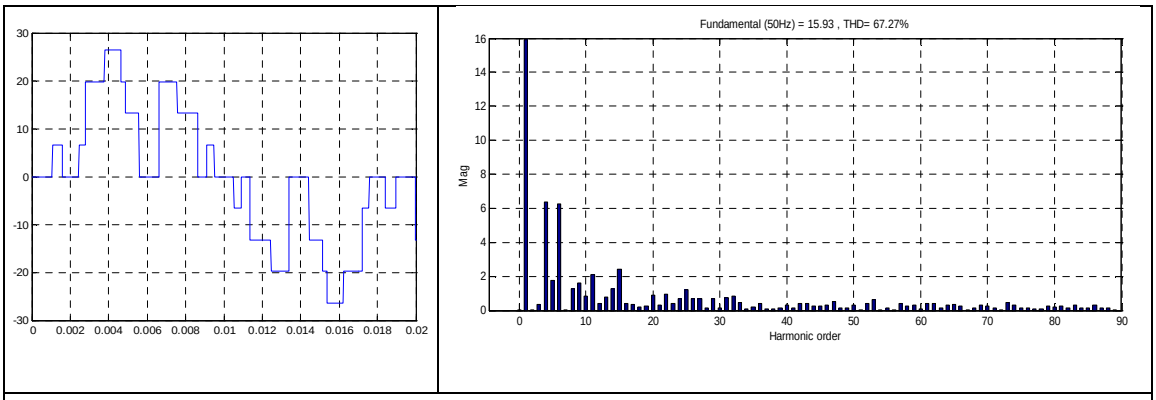


Figure II.11.1: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=5 r=0.8

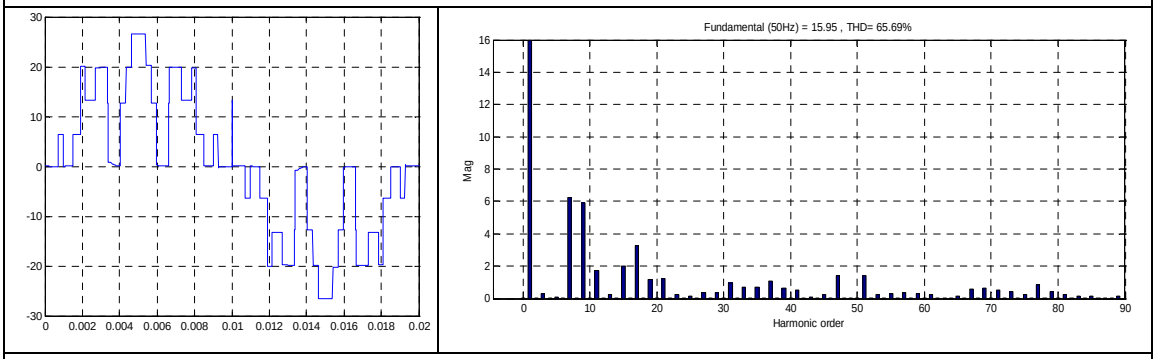


Figure II.11.2: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=8, r=0.8

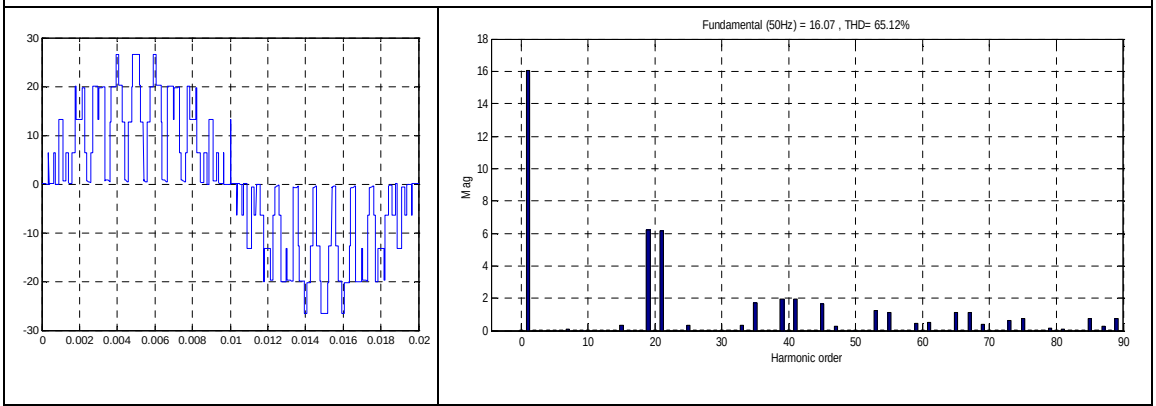


Figure II.11.3 : la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=20, r=0.8

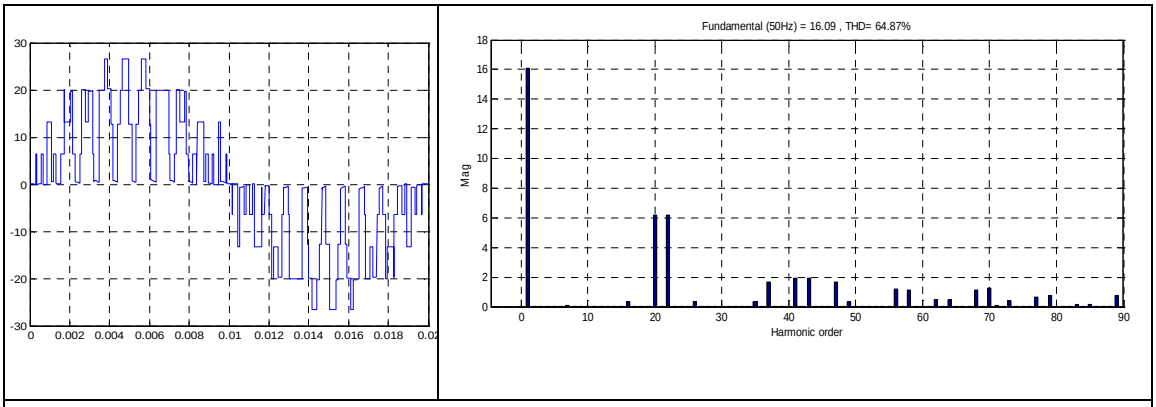


Figure II.11.4: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21, r=0.8

II.4.3.5.Interprétations

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.*
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de touts les harmoniques.
- Pour les valeurs paires m, les harmoniques de rang impairs sont absents.
- Pour les valeurs impaires m, les harmoniques de rang pairs sont absents
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.12 indique la linéarité de la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la même MLI à porteuse triangulaire unipolaire.

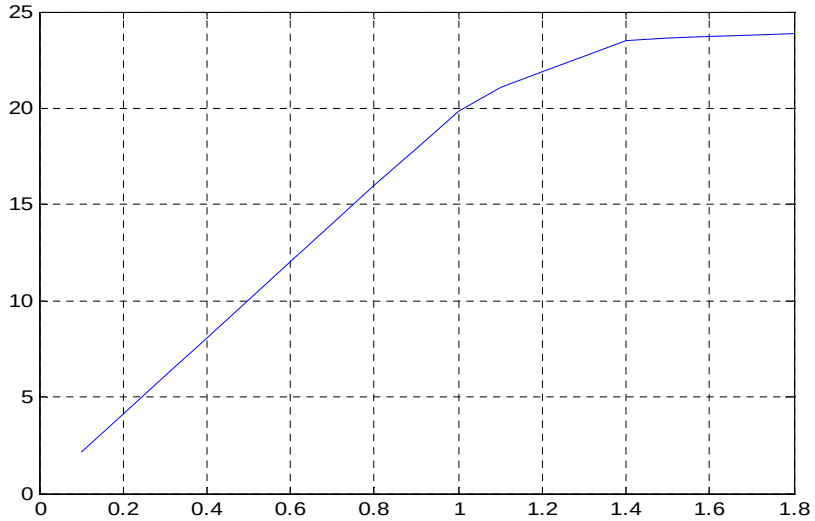


Figure II.12 : caractéristique de réglage.

II.4.3.6. Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois

Le figure II.13 montre que, dans ce cas, nous modifions uniquement la référence par celle de l'équation (II-8) ; alors que la porteuse demeure triangulaire unipolaire.

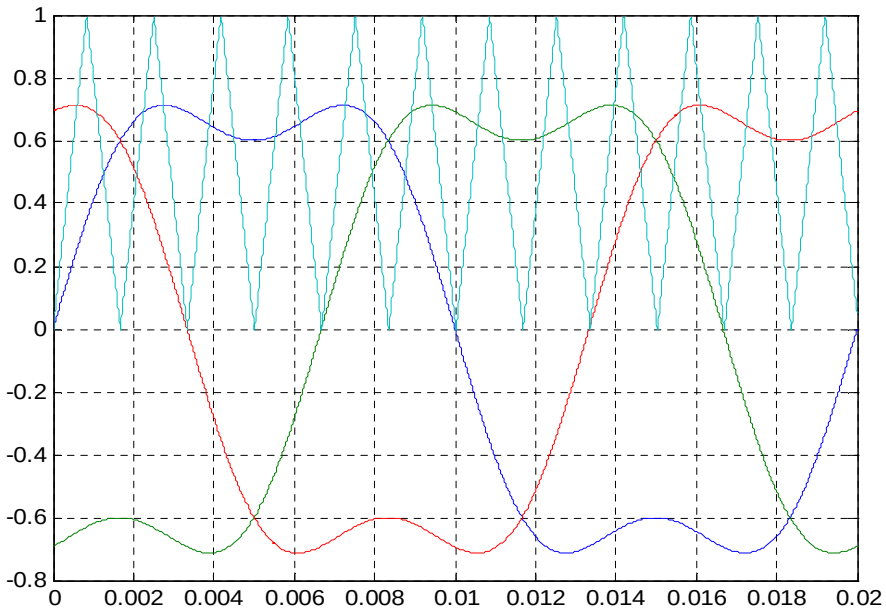


Figure II.13: principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire avec injection harmonique trois**.**

La figure II.14 présente les variations de la valeur efficace du fondamentale de la tension de sortie en fonction de r. L'injection de l'harmonique trois augmente la zone de linéarité de la caractéristique de réglage jusqu'au r=1.2.

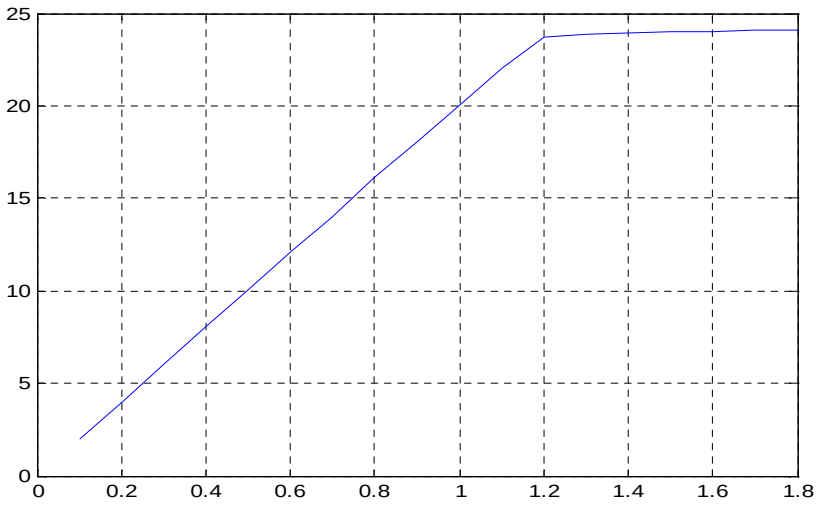


Figure II.14: Caractéristique de réglage dans le cas d'une injection de l'harmonique trois.

II.4.4.Cas d'une porteuse en dent de scie bipolaire

La figure II.15 présente le principe et différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuse en dent de scie bipolaire.

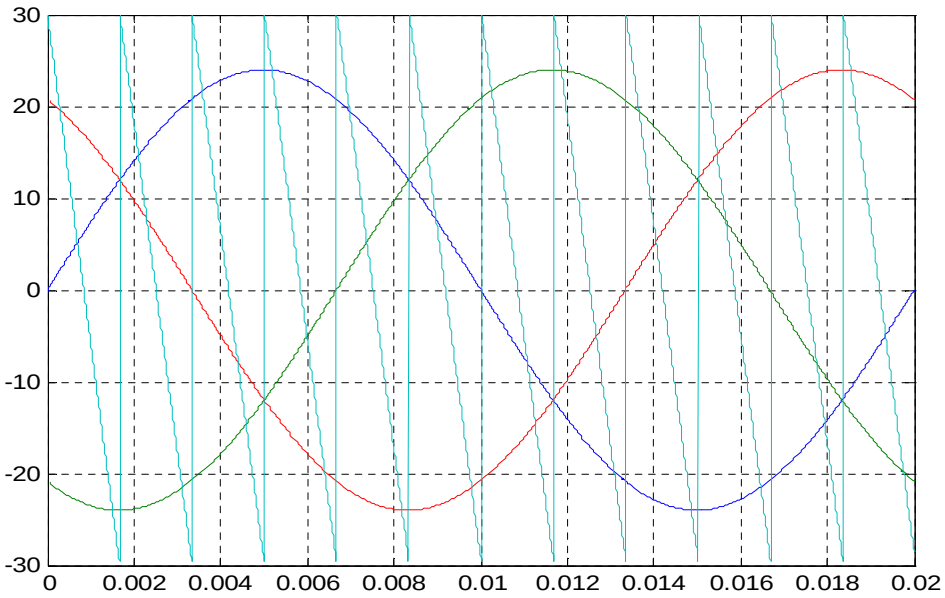


Figure II.15: les différents signaux de la stratégie

II.4.4.1.Equation de la référence

La tension de référence de l'onduleur triphasé est donnée par l'équation (II-8).

II.4.4.2.Equation de la porteuse

La porteuse suit l'équation suivante :

$$V_P = 1 - \frac{2t}{T_P} \quad ; \text{avec } 0 \leq t \leq T_P \qquad \text{(II-10)}$$

II.4.4.3.Algorithme de commande

La loi de commande des interrupteurs est basée sur l'algorithme suivant :

$$|V_{ref.k}| \leq |V_p| \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = 0$$

$$|V_{ref.k}| > |V_p| \text{ et } V_{ref.k} > 0 \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \text{ et } V_{AM} = E \qquad \text{(II-11)}$$

$$|V_{ref.k}| > |V_p| \text{ et} V_{ref.k} < 0 \Longrightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = -E$$

II.4.4.4.Simulation numérique

Les figures (II.16 :1.2.3.4) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5 :m=8 :m=20 :m=21.

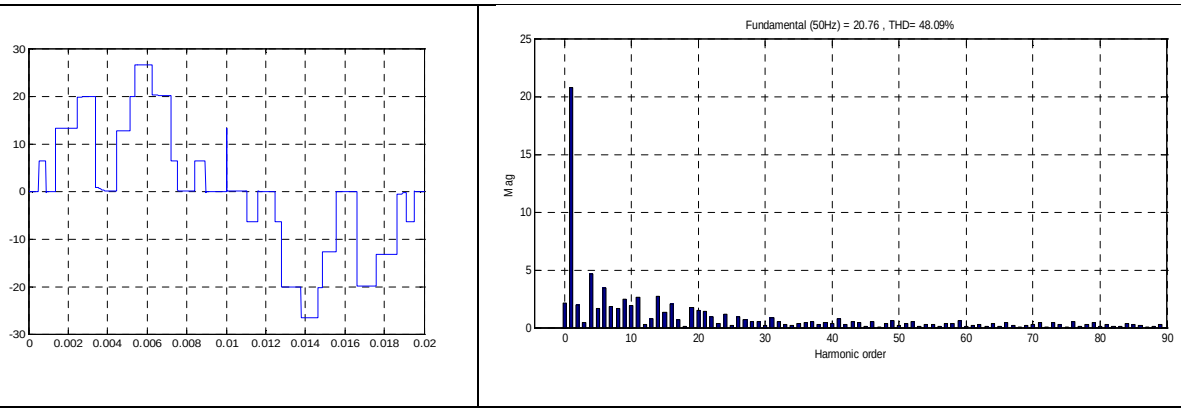


Figure II.16.1: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=5, r=0.8

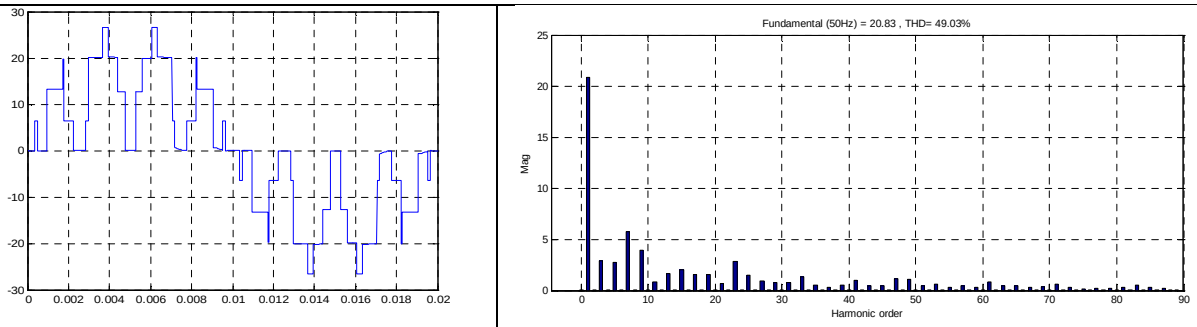


Figure II.16.2: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=8, r=0.8

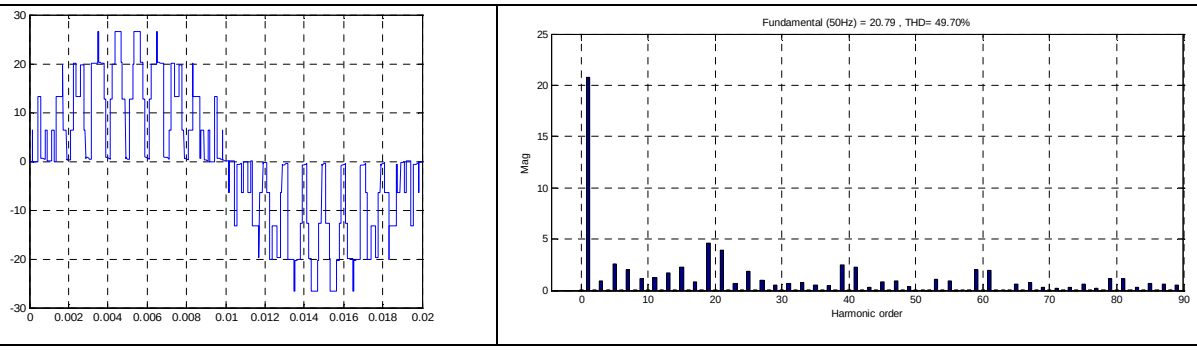


Figure II.16.3: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=20, r=0.8

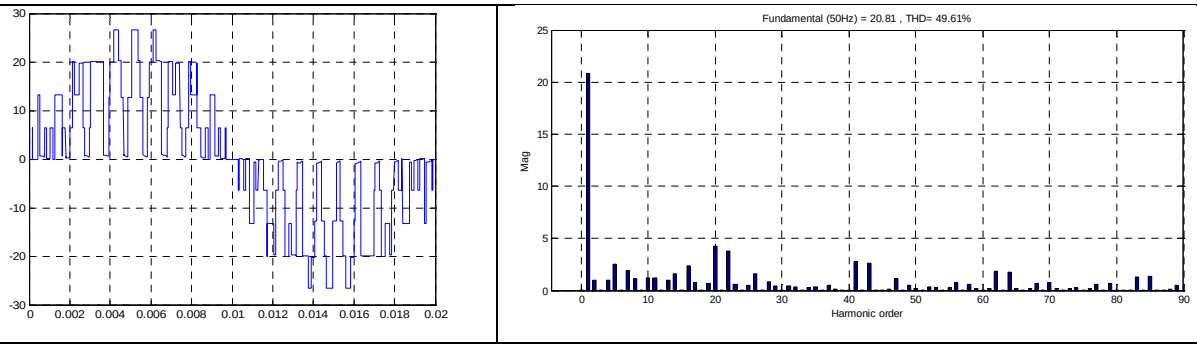


Figure II.16.4: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21, r=0.8

II.4.4.5.Interprétations

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.*
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de touts les harmoniques.
- Pour les valeurs paires m, les harmoniques de rang impairs sont absents.
- Pour les valeurs impaires m, les harmoniques de rang pairs sont absents
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.5.Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire

La figure (II.17) présente le principe de la stratégie que les différents signaux pour m=12,r=0.8 la référence est une tension sinusoïdale triphasée.

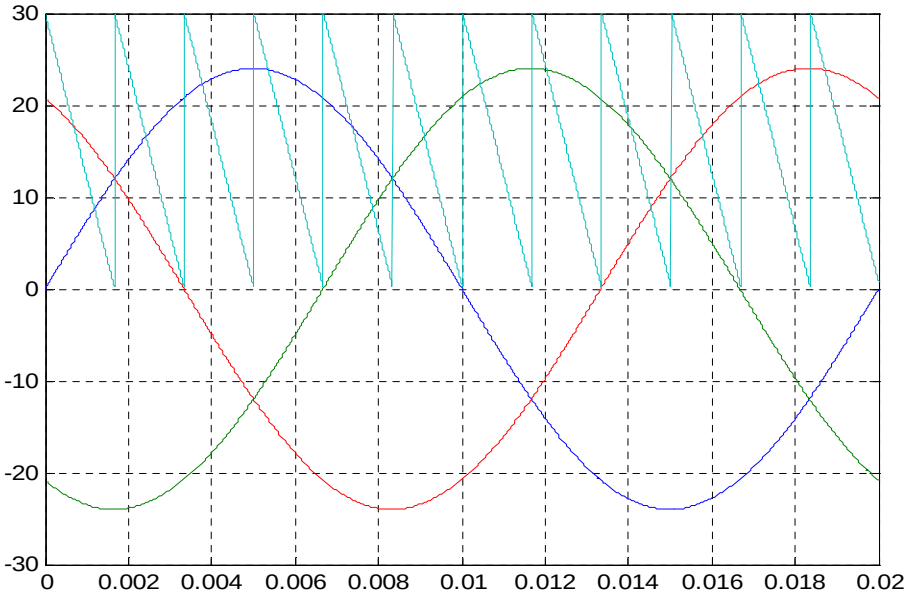


Figure II.17: principe de commande.

II.4.5.1.Equation de la porteuse

L'équation de la porteuse unipolaire en dent de suie est donnée par :

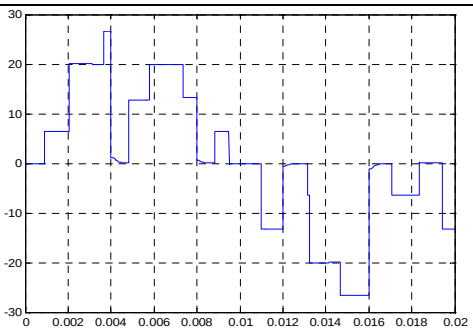
$$V_p=\frac{-1}{T_p} * (t-T_P) \text{ ; Avec } 0 \leq t \leq T_P \qquad \text{(II.12)}$$

II.4.5.2.Algorithme de commande

L'algorithme de commande reste le même que pour le cas précédent.

II.4.5.3.Simulation numérique

Les figures (II.18:1.2.3.4) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5.m=8.m=20.m=21.



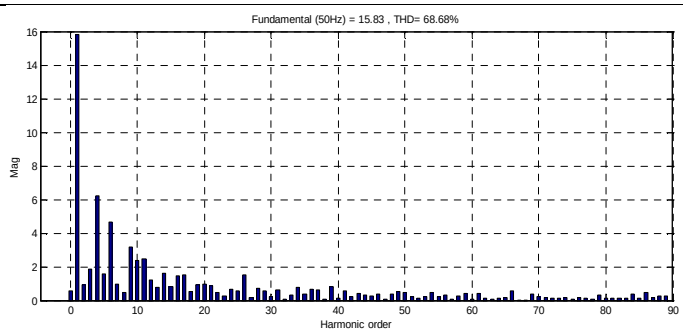
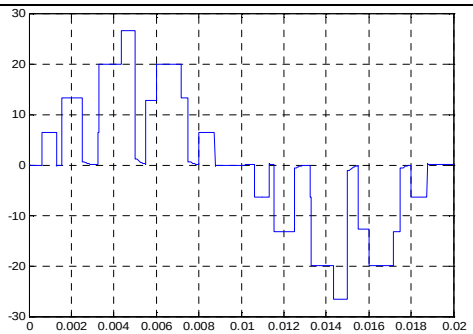


Figure II.17.1: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=5, r=0.8



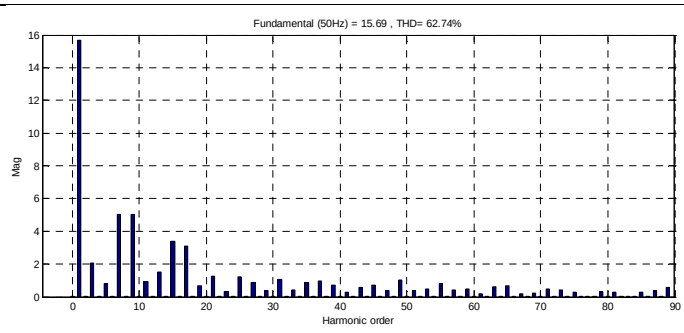
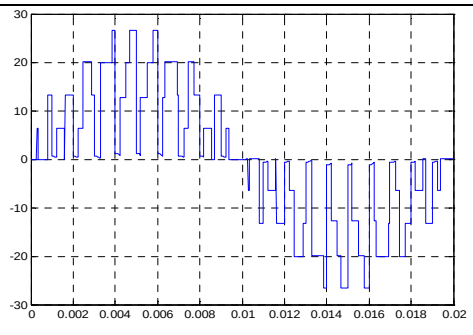


Figure II.17.2: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=8, r=0.8



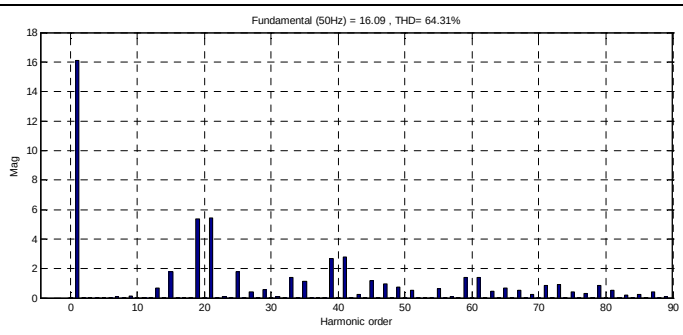
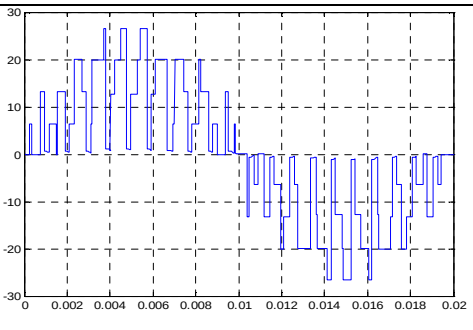


Figure II.17.3: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=20, r=0.8



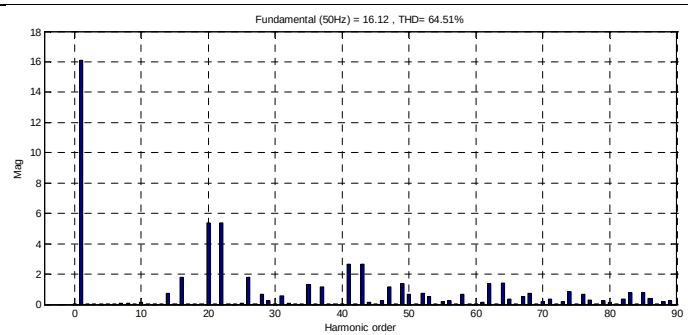


Figure II.17.4: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21, r=0.8

II.4.5.4.Interprétation

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences *m*f.*
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de touts les harmoniques.
- Pour les valeurs paires m, les harmoniques de rang impairs sont absents.
- Pour les valeurs impaires m, les harmoniques de rang pairs sont absents
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.6. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Afin d'améliorer le taux d'harmonique de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques déphasée de Tp/2. Plusieurs porteuses sont possibles à utilisées par exemple [1] :

- Dent de scie bipolaire ou unipolaire.
- Triangulaire bipolaire ou unipolaire.

La porteuse triangulaire et la porteuse en dents de scie permettent la symétrie des tensions par rapport au quart et à demi période, et un taux d'harmoniques plus faible.

II.4.6.1.Principe de la stratégie

Puisque l'onduleur à trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, le principe de cette stratégie est basé sur la détermination des deux tensions intermédiaires de commande.

II.4.6.2.Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires

La figure II.19 présente le principe de la stratégie ainsi que les différents signaux pour m=12 , r=0.8.

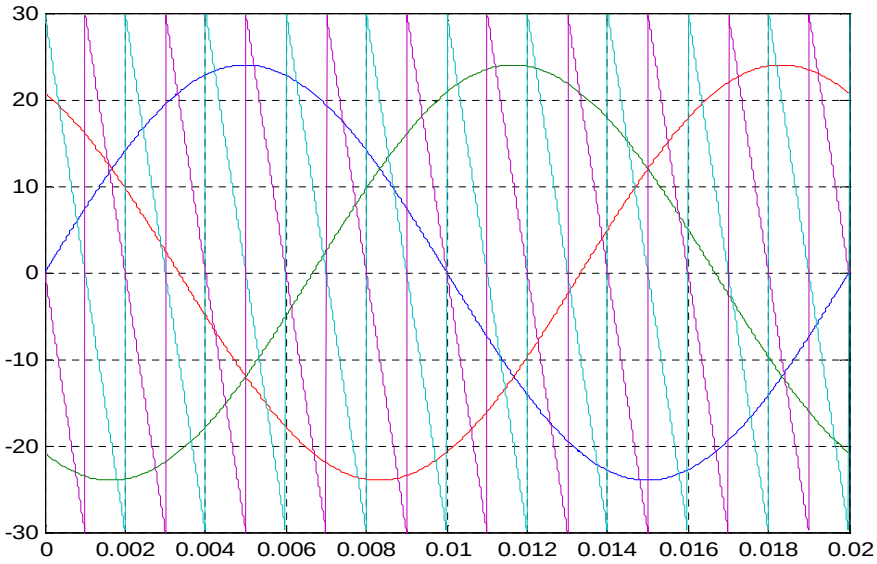


figure II.18: Les différents signaux de la stratégie

II.4.6.2.1.Equation de la référence

La tension de référence (modulation) de l'onduleur triphasé est choisie de forme sinusoïdale par l'équation (II-8).

II.4.6.2.2.Equation des deux porteuses

Les deux porteuses triangulaires sont données par :

$$V_{P1} = 1 - \frac{2t}{T_p} \quad ; \text{pour } 0 \leq t \leq T_p \tag{II-13}$$

$$V_{P2} = \begin{cases} -\frac{2*t}{T_p} & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2 * \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \tag{II-14}$$

II.4.6.2.3.Algorithme de commande

L'algorithme de commande permettant de générer les impulsions de commande est le suivant :

$$V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} > V_{p2} \Longrightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \text{et } V_{AM} = E$$

$$V_{ref.k} < V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \Longrightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \text{et } V_{AM} = -E \tag{II-15}$$

$$V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \text{ ou } V_{ref.k} < V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} > V_{p2} \Longrightarrow$$

$$B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = 0$$

II.4.6.2.4.simulation numérique

Les figures (II.20:1.2.3.4) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5, m=8, m=20, m=21.

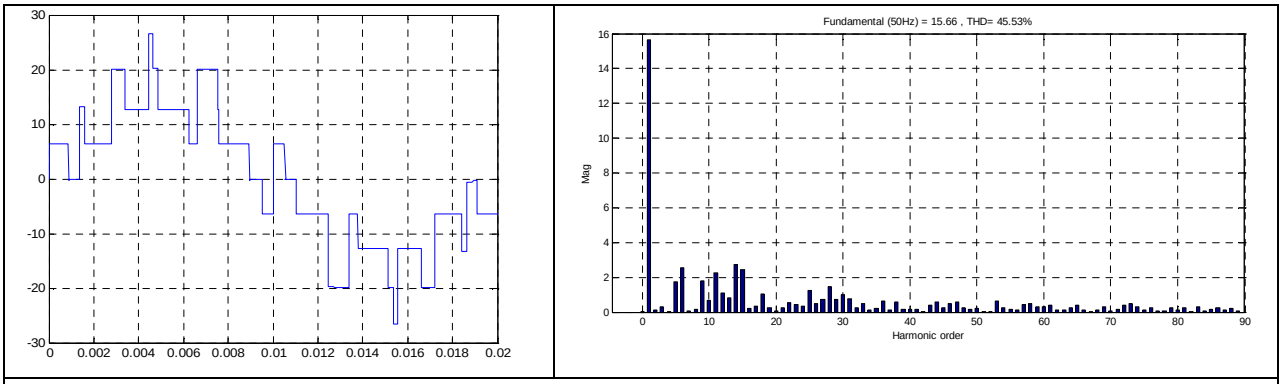


Figure II.18.1: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=5, r=0.8

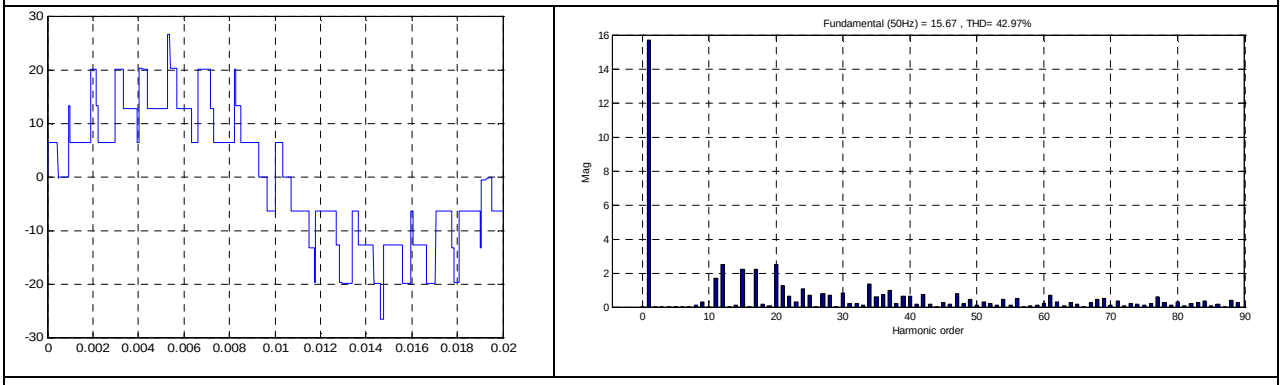


Figure II.18.2 : la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=8, r=0.8.

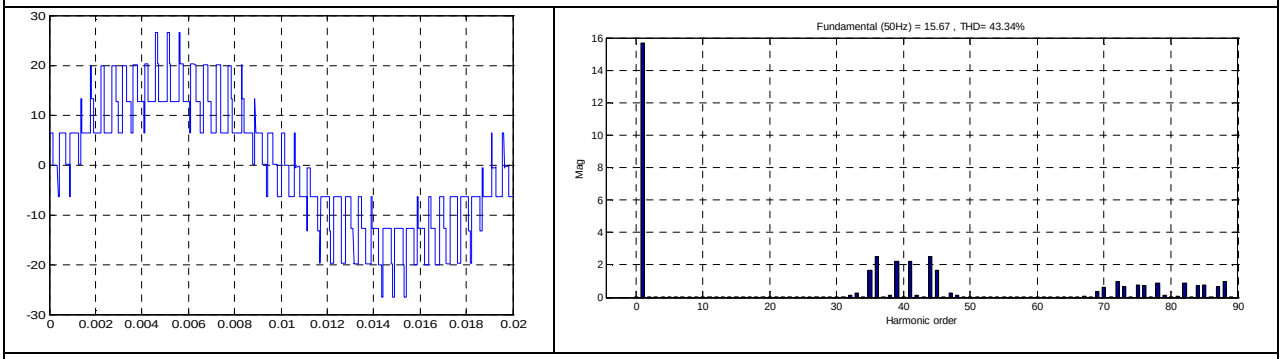


Figure II.18.3: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=20, r=0.8.

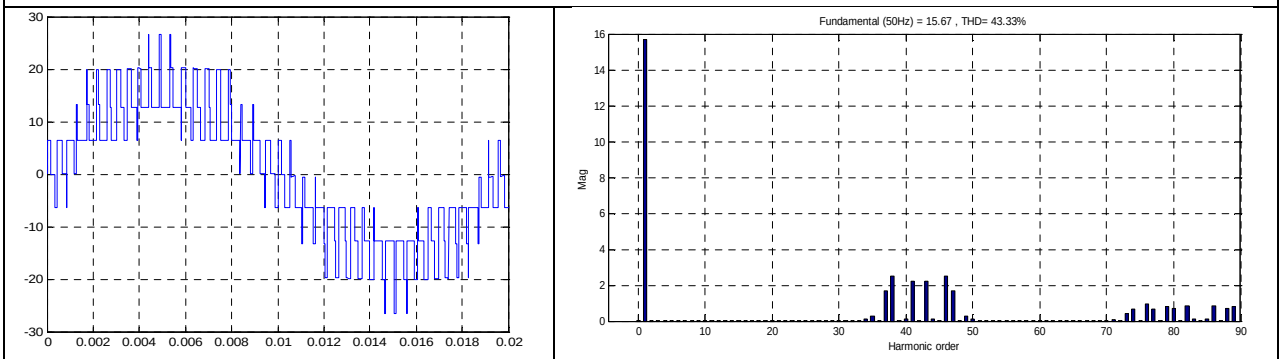


Figure II.18.4: la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21, r=0.8.

La figures II.21 représente la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires.

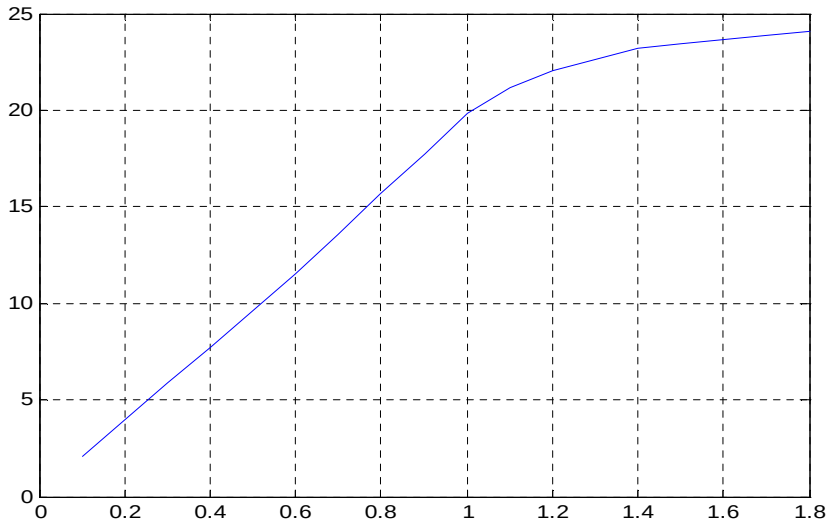


Figure II.19: variation de V_{1eff} en fonction de r pour m=12

II.4.6.2.4 Interprétations

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autours des fréquences 2**m***f*.
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de touts les harmoniques.
- Pour les valeurs paires m, les harmoniques de rang impairs sont absents.
- Pour les valeurs impaires m, les harmoniques de rang pairs sont absents
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.6.2.5. Stratégie avec injection de l'harmonique trois

Comme pour la stratégie à une seul porteuse on utilise le même système d'équation qui donne les tensions de références avec la superposition de l'harmonique trois.

La figure II.22 présente les différents signaux de la stratégie.

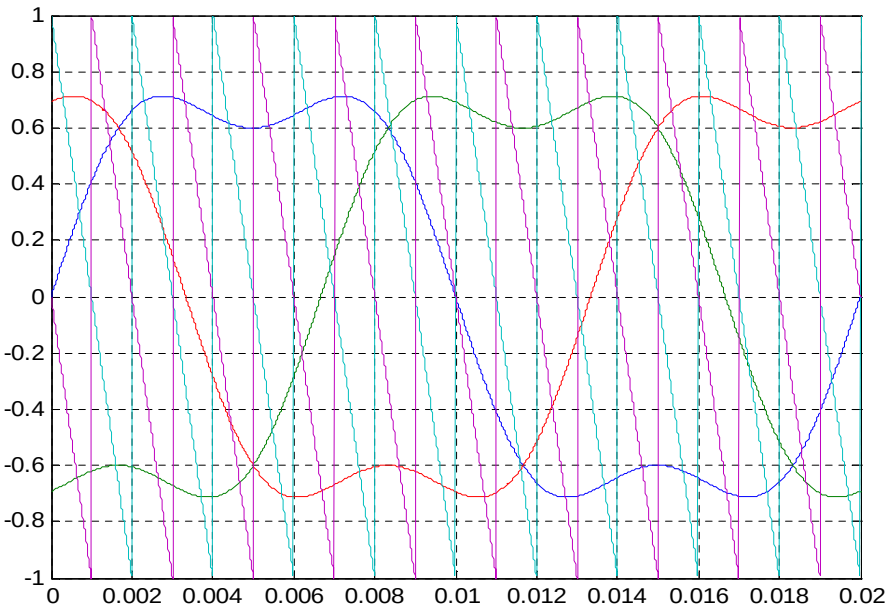


Figure II.20: les différents signaux de la stratégie.

La figure II.23 présente les variations de la valeur efficace du fondamental en fonction du coefficient du réglage r, pour m=12.

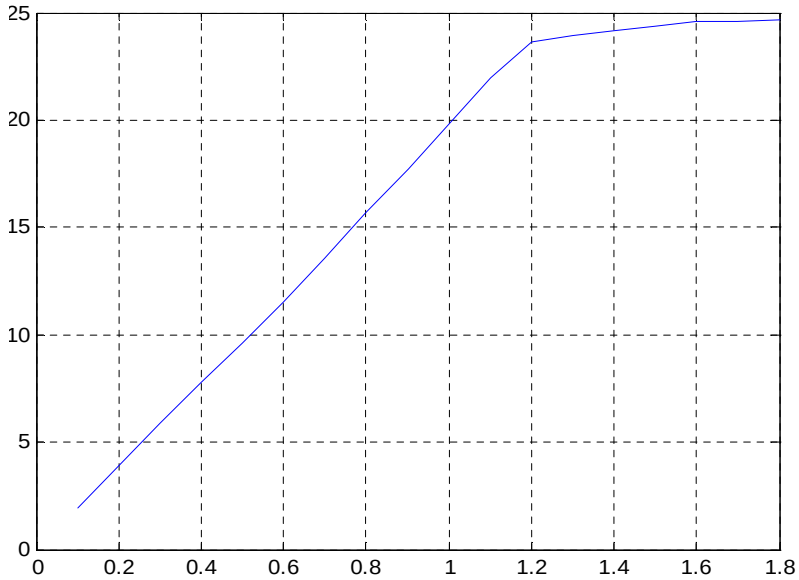


Figure II.21: variation de V_{1eff} en fonction de r.

Une comparaison entre les différentes stratégies est faite dans le tableau II.1, en référant à la valeur du THD qui est calculée à partir de la formule suivante :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} V_n^2}}{V_1} \qquad \text{(II-18)}$$

	THD				
M	Type 1	Type2	Type3	Type4	Type5
5	0.5103	0.6727	0.4809	0.6868	0.4553
8	0.5286	0.6569	0.4903	0.6274	0.4297
20	0.5035	0.6512	0.4970	0.6431	0.4334
21	o.4972	0.6487	0.4961	0.6451	0.4333

Tableau II.1: comparaison entre les différentes stratégies.

Type 1 : porteuse triangulaire bipolaire.

Type 2 : porteuse triangulaire unipolaire.

Type 3 : porteuse en dent de scie bipolaire.

Type 4 : porteuse en dent de scie unipolaire.

Type 5 : deux porteuses en dent de scie bipolaire.

II.5.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié trois stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, à savoir la pleine onde, la MLI à une et à deux porteuses. La pleine onde est limitée par un résidu d'harmoniques assez important. Pour la commande MLI nous avons remarqué que. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage. D'après la comparaison entre les différentes stratégies la commande à deux porteuses en dent de scie bipolaire est la plus performance.

Dans le chapitre qui suit nous intéresserons par la réalisation pratique d'un onduleur triphasé à structure NPC.

CHAPITRE III :

Réalisation d'un prototype d'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.1.Introduction

Dans ce chapitre nous avons présenté la réalisation pratique des différents circuits de commande et de puissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

D'abord, nous allons présenter les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacune des cartes utilisées. Ensuite, nous présenterons la mise en œuvre d'un onduleur triphasé à trois niveaux. En fait, la maquette réalisée est une maquette dimensionnée pour les applications pédagogiques ou de recherche.

III.2. Convertisseur de puissance

Le convertisseur de puissance est composé en deux parties :

- partie commande
- partie puissance

III.2.1.Partie commande

Le rôle de ce bloc est la génération des signaux de commandes des bases des transistors, cette carte qui fait l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance, en plus elle fait la mise en forme des signaux et impose le temps mort entre les ordres de commande des interrupteurs complémentaires. Ainsi, constituée d'une carte de contrôle DS1103 (basée sur un DSP TMS320C31) et pilotée par ordinateur. L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande. Nous verrons prochainement de quelle façon celui-ci est généré La partie commande est composé de :

III.2.1.1.Partie protection et mise en forme

Cette carte est reliée aux sorties de la carte dSPACE, elle protège cette dernière dans le cas d'un court-circuit ou d'un courant très élevé. La figure III.1 présente le schéma de principe de cette carte.

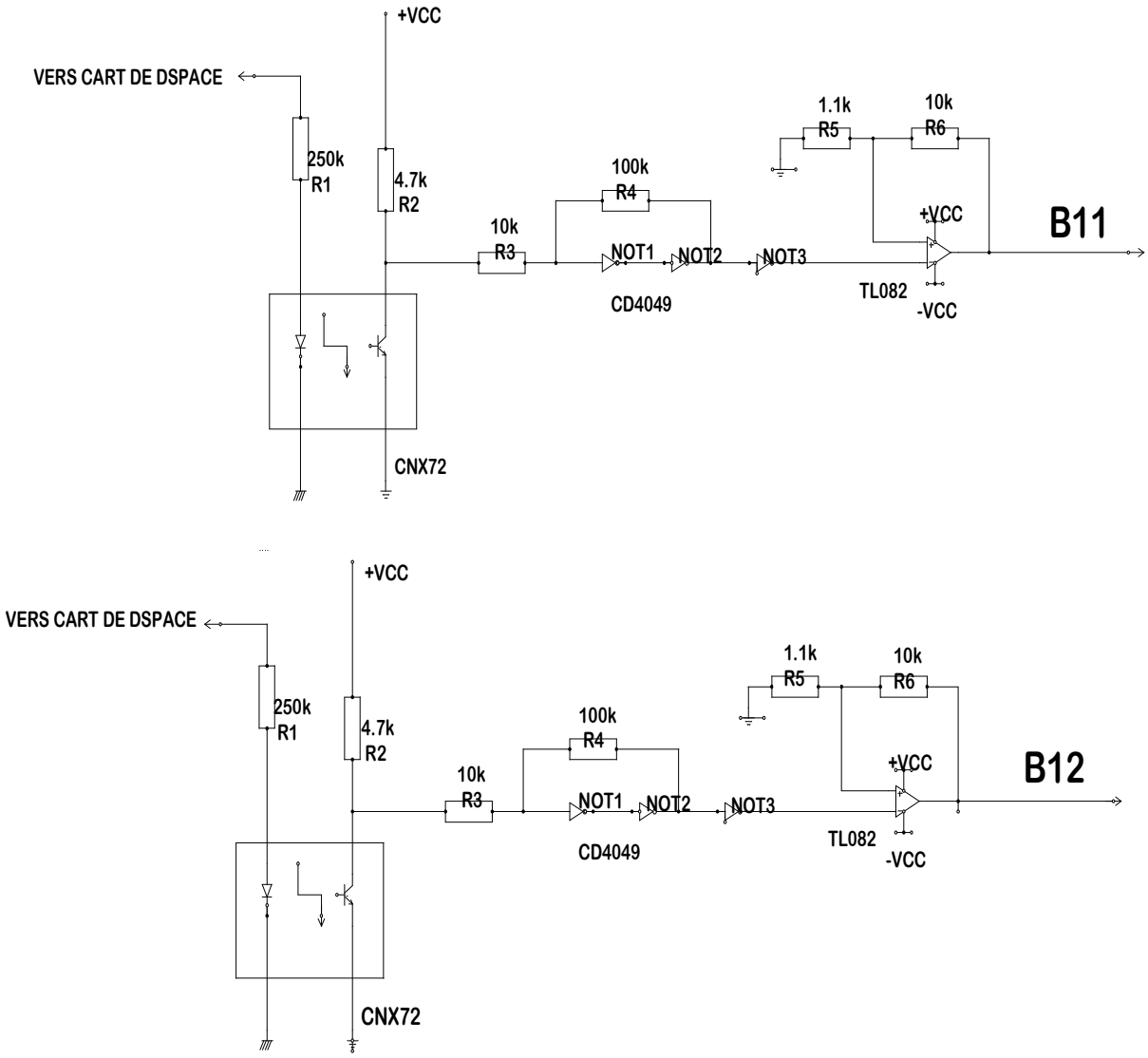


Figure III. 1 : Schéma de la carte de protection

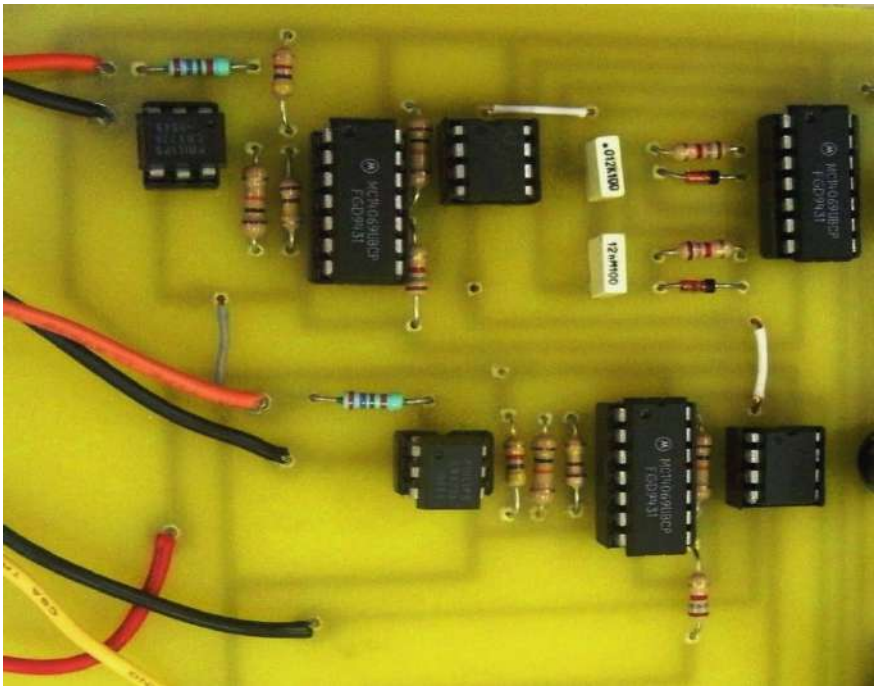


Figure III.2:photo de la partie de protection réalisée.

III.2.1.2.Carte de commande

La carte de commande génère six signaux de commande, pour 3 bras. La commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires pour éviter un court circuit. En effet, les temps d'amorçage et de blocage des transistors sont différents, cela peut conduire à un court circuit. Pour éviter ce genre de problèmes, une résistance R placée du transistor afin de limiter le courant de gâchette (R=60Ω)[7].

La figure III.3 représente la carte de commande d'un bras d'onduleur à trois niveaux

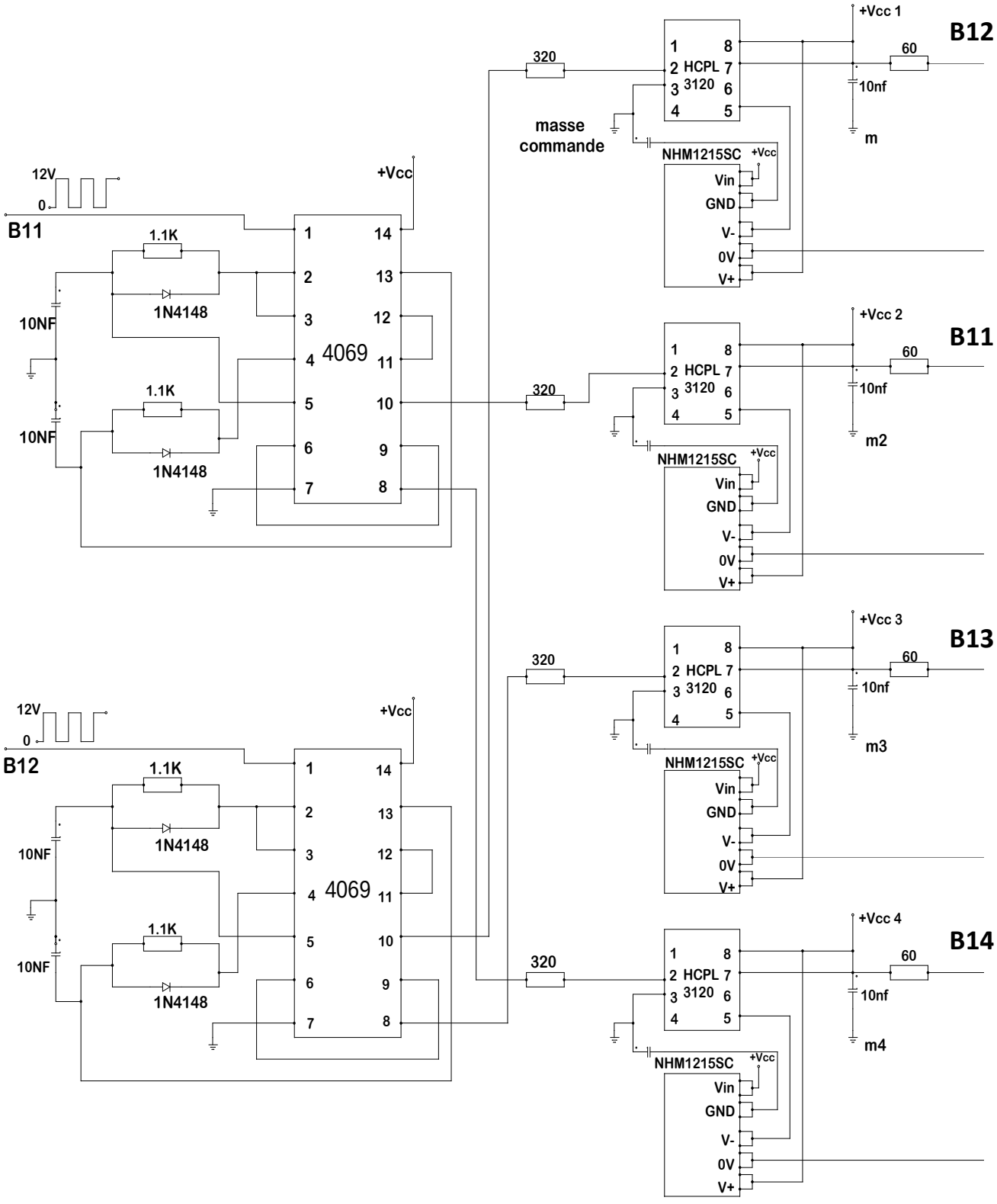


Figure III.3 : Circuit de la carte de commande

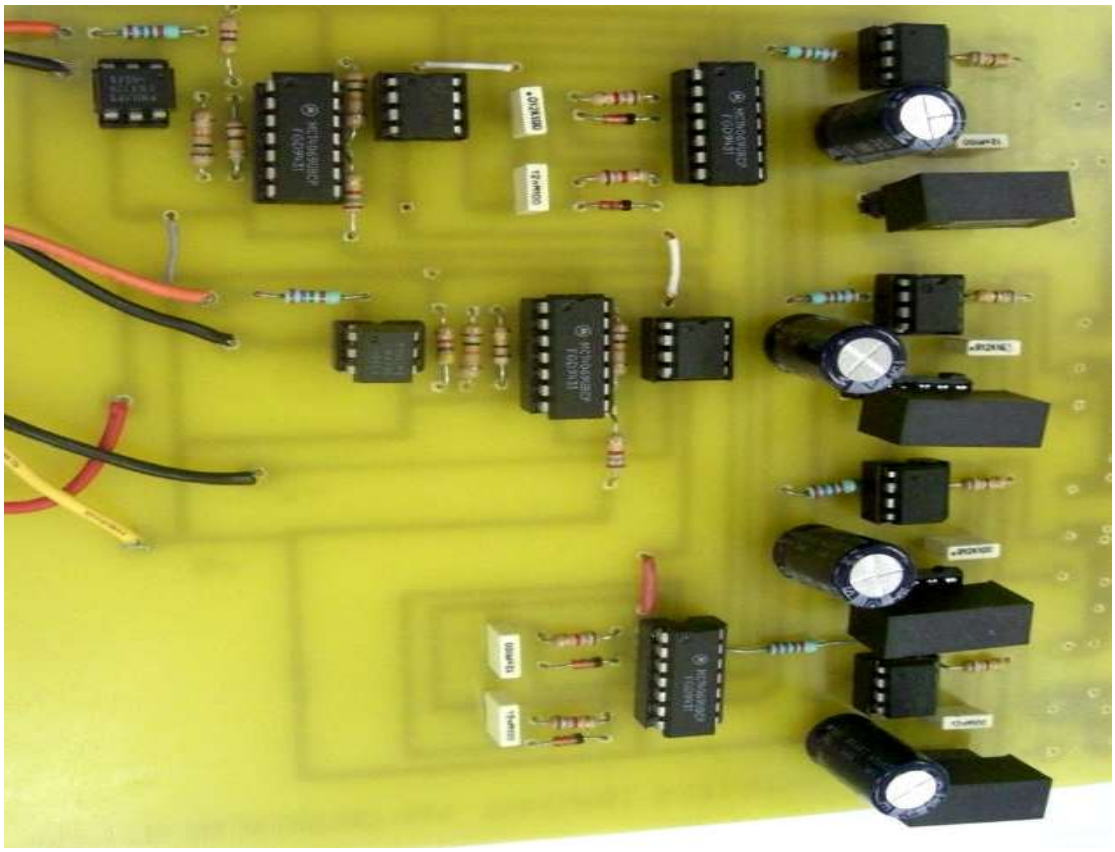


Figure III.4: Photo de la partie de commande réalisée.

Ainsi, afin d'assurer un fonctionnement correct, il faut introduire un temps mort entre les signaux de commande. Ceci est assuré par un circuit de temps mort, qui délivre deux signaux décalés et inversés. Le circuit de la carte de commande est représenté sur la figure III.2.

III.2.1.3.Temps mort et mise en forme

Par conception, les transistors IGBT ont un temps de blocage supérieur à celui de la mise en conduction et comme les commandes d'un même bras sont complémentaires (B11 = $\overline{B14}$ et B12 =$\overline{B13}$), il est nécessaire de protéger les alimentations de puissance contre les courts circuits. Un temps mort entre l'ouverture d'un transistor et la fermeture du complémentaire est donc indispensable. En pratique, on retarde le front montant. Le front descendant reste inchangé. Le retard est réalisé par un circuit RC que l'on inhibe sur le front descendant . De simples circuits RC permettent de ralentir la montée de l'impulsion. Pour ne pas retarder également la descente de celle-ci, on décharge rapidement la capacité à travers la diode très rapide en parallèle avec la résistance (la diode choisie est 1N4148). La mise en forme du signal est assurée par des portes logiques inverses[9].

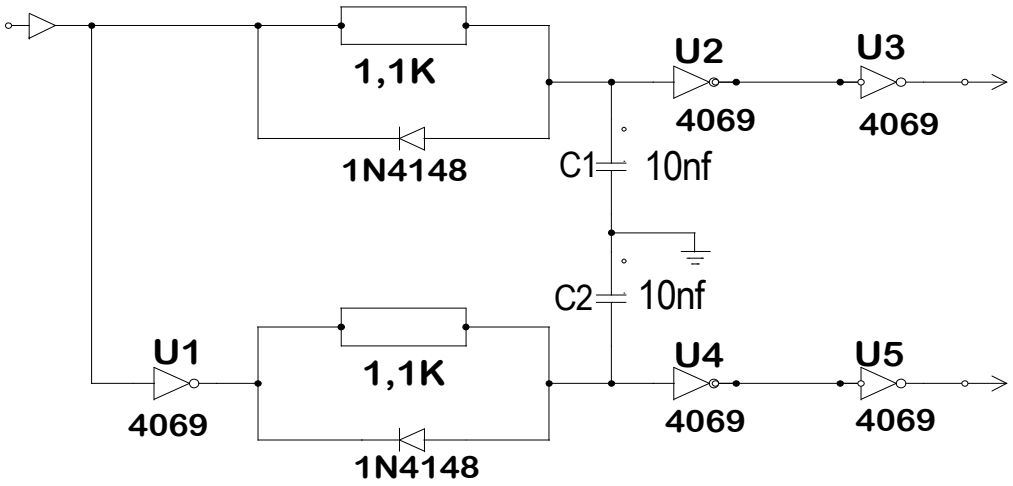
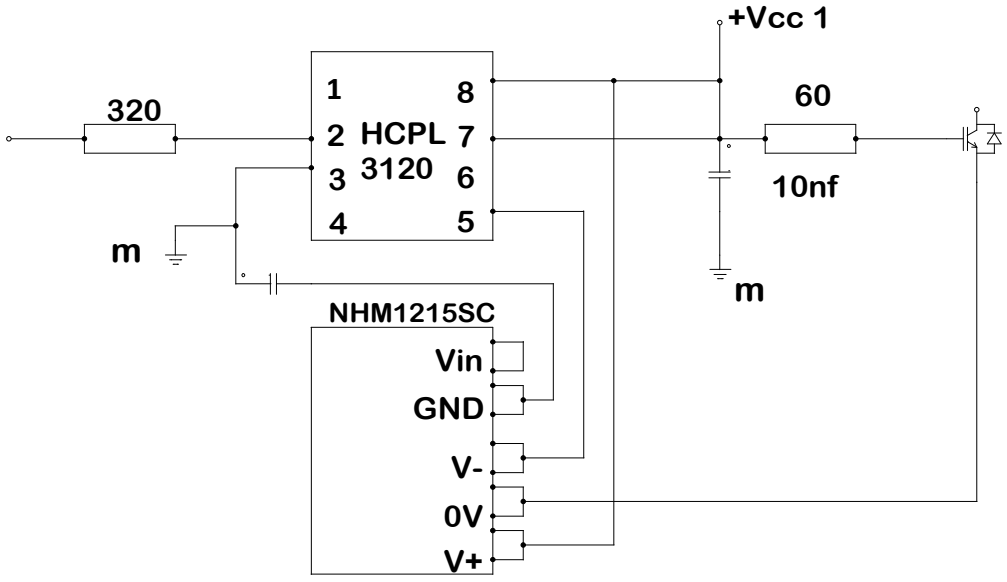


Figure III.5 circuit de temps mort

III.2.1.4. Carte d'allumeurs

Les IGBT's sont pilotés par des allumeurs (drivers) qui permettent d'adapter les signaux de commande, fournis par la carte de commande, aux caractéristiques des interrupteurs. Chaque carte allumeur permet de piloter un IGBT. Afin d'assurer une isolation, entre la carte de commande et le transistor de puissance, cette isolation nous permet de protéger la partie électronique faible puissance et lui permet d'être moins sensible aux bruits générés par la partie de puissance, on utilise un driver isolé par photodiode (TLP250) et une source de tension indépendante et isolée (en utilisant le circuit intégré NMH1215SC) pour la commande de grille du IGBT [7][8]

La figure III.6 montre le schéma principal d'allumeur.



La Figure III.6 Allumeur (commande de grille d'IGBT)

III.2.1.5 Circuit d'isolation (optocoupleur)

Le fait d'employer un optocoupleur pour activer l'IGBT contribue à la sécurité du montage car la partie commande est totalement isolé électriquement du circuit de puissance.

L'optocoupleur est monté tout prés du transistor pour éviter tout parasitage de câblage et aussi diminuer l'effet de l'inductance parasite .

Dans notre cas, on a utilisé, l'Optocoupleur HCPL 3120 qui a comme tension d'isolation 1500V, un temps de propagation de 0,1 µs. Un courant (supply current max) d'entré de 5mA, sous une tension d'alimentation 15 à 30V et un courant de sortie (peak output current) qui peut atteindre 2A.

Grâce à la valeur élevée du courant qu'il peut fournir à la sortie, l'Optocoupleur **HCPL 3120** est largement utilisé comme Driver dans les applications qui nécessitent l'utilisation des transistors **IGBT**, qui ont la particularité d'absorber des valeurs sensibles de courant à la mise en conduction afin de charger la capacité d'entrée [9].

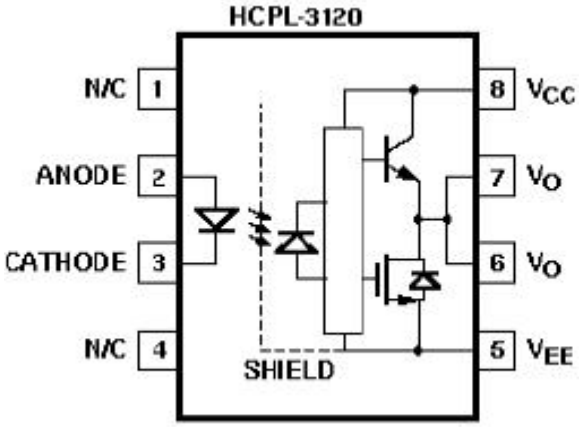


Figure III.7: Brochage de l'optocoupleur HCPL3120

III.2.2. Partie puissance

III.2.2.1. Transistor IGBT « G60N100»

Le transistor de puissance IGBT (Insulated Gâte Bipolar Transistor) met à profit les avantages du transistor à effet de champ et du transistor bipolaire. Il est à l'heure actuelle en plein développement.

Il a pratiquement les propriétés d'un transistor bipolaire mais sa commande en tension de type MOS (courant de grille beaucoup plus faible qu'un courant de base) le rend très avantageux. On le trouve actuellement sous forme de module pouvant atteindre **60A-1000V.**

Le transistor **G60N100** est un IGBT intégrée avec une diode en antiparallèle fabriqué par **«JIANGSU CHINA (MAINLAND)»,** ses caractéristiques techniques sont présentées en annexe.

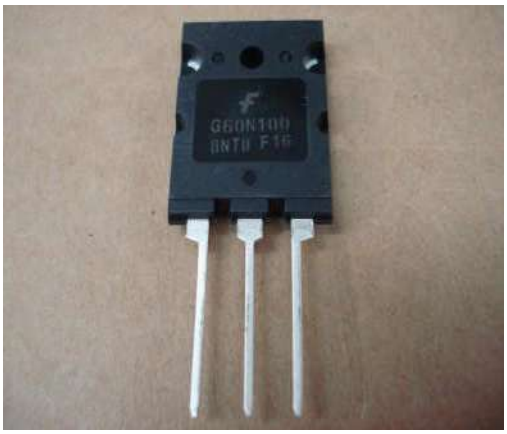


Figure III.8 : photo de transistor IGBT G60N100

Ces interrupteurs de puissance sont montés sur un circuit imprimé afin de minimiser les inductances de câblage, et sont placés sur un dissipateur thermique, lui même ventilé pour évacuer la chaleur.

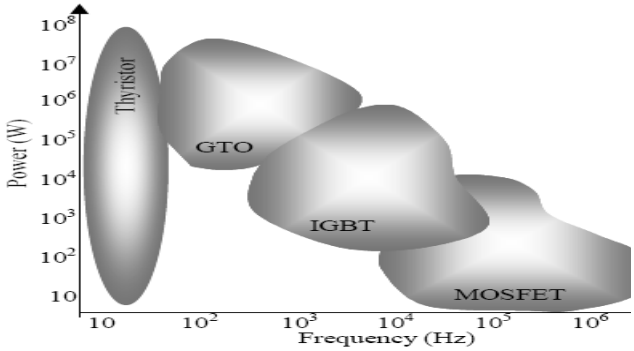


Figure III.9: Caractéristiques puissance consommée-fréquence de commutation

En effet, ce genre de composants est mieux adapté aux faibles tensions que les IGBT. De plus les chutes de tensions sont plus faibles et ils ont une meilleure rapidité de commutation (voir la figure III.8).

III.2.2.2 . Diode BY329F

CARACTÉRISTIQUES

- Faible chute de tension
- Commutation rapide
- caractéristique récupération logicielle
- Hautes performances cyclage thermique
- L'onglet de montage isolé

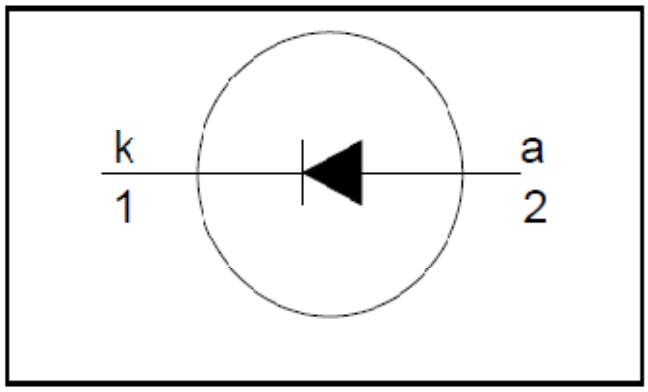


Figure III.10 : diode by 329

Les caractéristiques fournies par le constructeur nous montrent :

VR = 800 V / 1000 V / 1200 V

I_F (AV) = 8 A

I_{FSM}=65A

T_{rr}=145ns

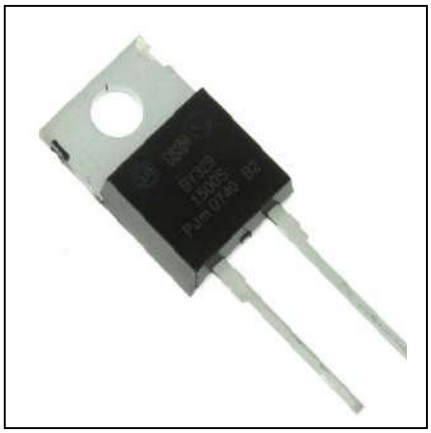


Figure III.11*:* photo d'un diode by 329

III.2.2.3. Condensateurs chimique

Un condensateur chimique est généralement polarisé. La patte "-" est toujours la plus courte et elle est signalée par une bande sur le coté du condensateur.
Le potentiel le plus bas doit toujours être appliqué à cette patte "-".
Respecter toujours la polarisation du condensateur chimique et ne dépassez pas sa tension de fonctionnement sinon le condensateur risque d'exploser.

. La figure III.9 représente la photo du condensateur utilise.



Figure III.12: photo de condensateur flottant.

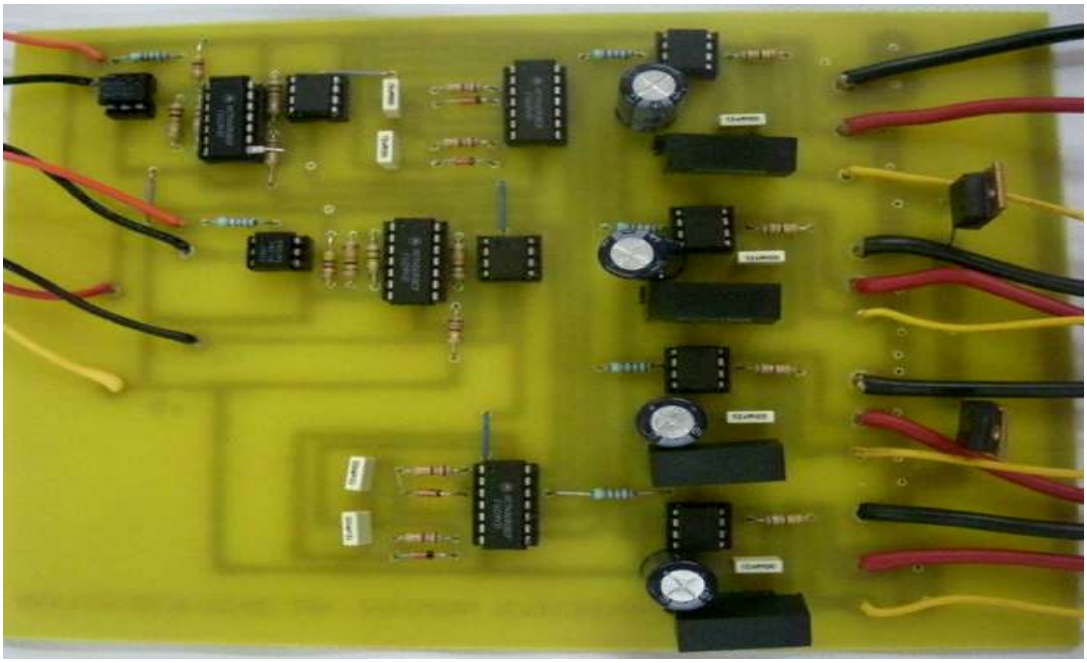


Figure III.13:photo d'un bras d'onduleur réalisé

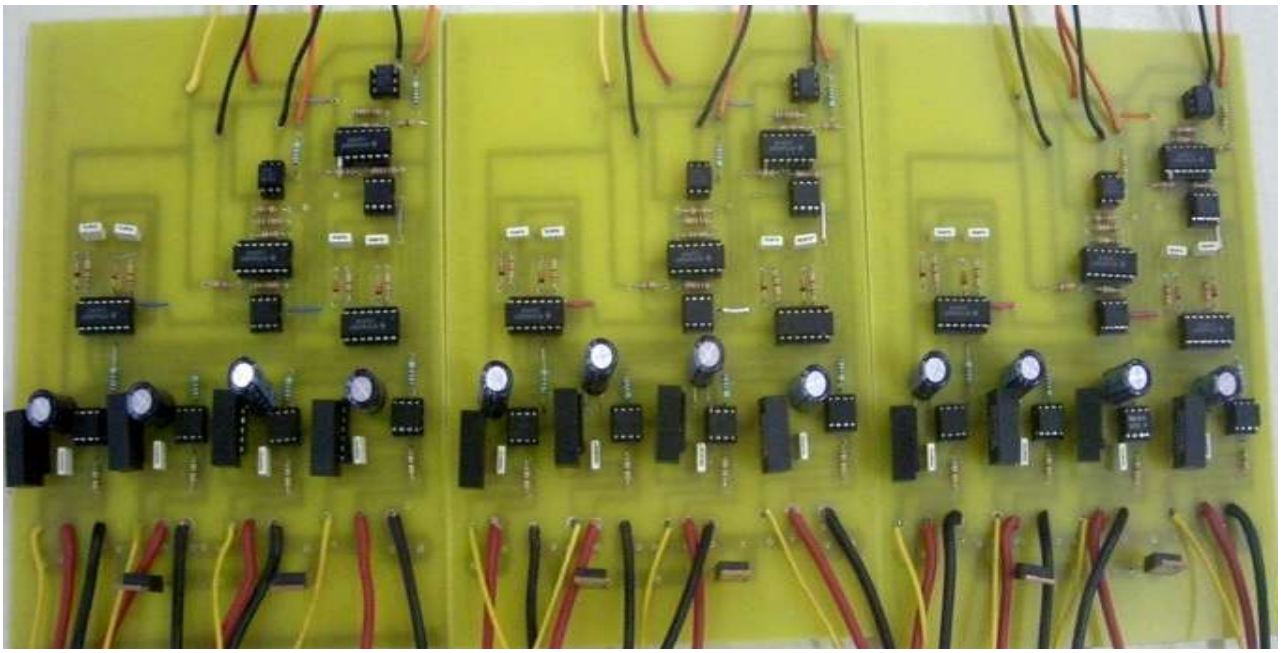


Figure III.14:photo des trois bras d'onduleur réalisé

III.5.Conclusion

Les cartes électroniques de commande d'un onduleur triphasé ont été testées et vérifiées séparément; chaque carte fonctionne correctement.

CHAPITRE IV :

Présentation de la carte **dSPACE** *1103 et résultats expérimentaux*

IV.1 Introduction

Depuis plus 15ans DSPACE est le leader mondial des outils et solutions pour développer les logiciels d`unités de contrôle électroniques et de systèmes de contrôles mécatronique, les domaines d`application se trouvent principalement dans l`industrie automobile mais aussi dans le domaine de la commande des moteurs électriques, dans l`avionique ou dans l`automatisation industrielle.

Ce chapitre en divisé en deux parties principales : La première est consacrée à la présentation de la carte dSPACE que nous avons utilisé dans notre application ; tandis que la deuxième est une validation expérimentale des résultats théoriques obtenus dans le chapitre II.

IV.2. Présentation de la carte dSPACE

La carte dSPACE 1103 est une carte très performante comportant plusieurs processeurs et dispose de nombreuses entrées et sorties analogiques ou numériques ainsi que des encodeurs incrémentaux pour la commande en temps réel des systèmes. Chaque processeur possède son compilateur C approprié (un pour PPC Motorola, un pour Slave DSP de Texas Instruments et un autre pour le Slave de SIEMENS). La carte dispose aussi d'une barrette de mémoire RAM indépendante et qui peut être augmentée .Cette carte peut être insérée au bus ISA de la carte mère d'un ordinateur [7].

- **PPC :** La carte d'acquisition DS1103 est un système basé sur le processeur Maître (Master) Motorola 604e PPC (400MHZ clock), qui représente l'unité de traitement principale.
- **Unités d'Entrée/Sortie :** Un ensemble de périphériques abord fréquemment utilisé dans des systèmes de commande numérique a été ajouté au PPC. Aussi bien que les convertisseurs A/D et D/A, les ports numériques d'E/S, l'interface série, PPC a aussi la commande des encodeurs incrémentaux, qui permettent le développement des contrôleurs avancés pour des robots avec jusqu'à six joints.
- **Le sous ensemble DSP :** (Digital Signal Processing) est un processeur esclave (Slave) basé sur Texas Instruments TMS320F240 DSP, est particulièrement conçu pour la commande PWM. Parmi autres, les possibilités d'Entrée/Sortie, le DSP fournit la génération triphasée de PWM faisant un sous ensemble utile pour le contrôle et le guidage d'applications.
- **Le sous ensemble CAN :** Un autre sous-ensemble, basé sur le microcontrôleur de Siemens 80C164 (MC), est employé pour les connections entre les différents ADC.

- **Master PPC, Slave DSP, Slave MC :** Le PPC a accès au DSP et aux sous ensembles des CAN. Parlé en termes de communication d'inter processeur, le PPC est le maître, tandis que les DSP et le CAN MC sont des esclaves.

La figure IV.1 donne une vue d'ensemble des unités fonctionnelles du tableau de contrôle de DS1103 PPC.

Unités fonctionnelles du tableau de contrôle de DS1103 PPC

ADC Analog/Digital Converters

MC CAN Microcontroller 80C164

CAP Capture

DAC Digital/Analog Converters

DPMEM Dual-Ported Memory

DSP Digital Signal Processor TMS320F240

PPC Power PC 604e Processor

PWM Pulse Width Modulation

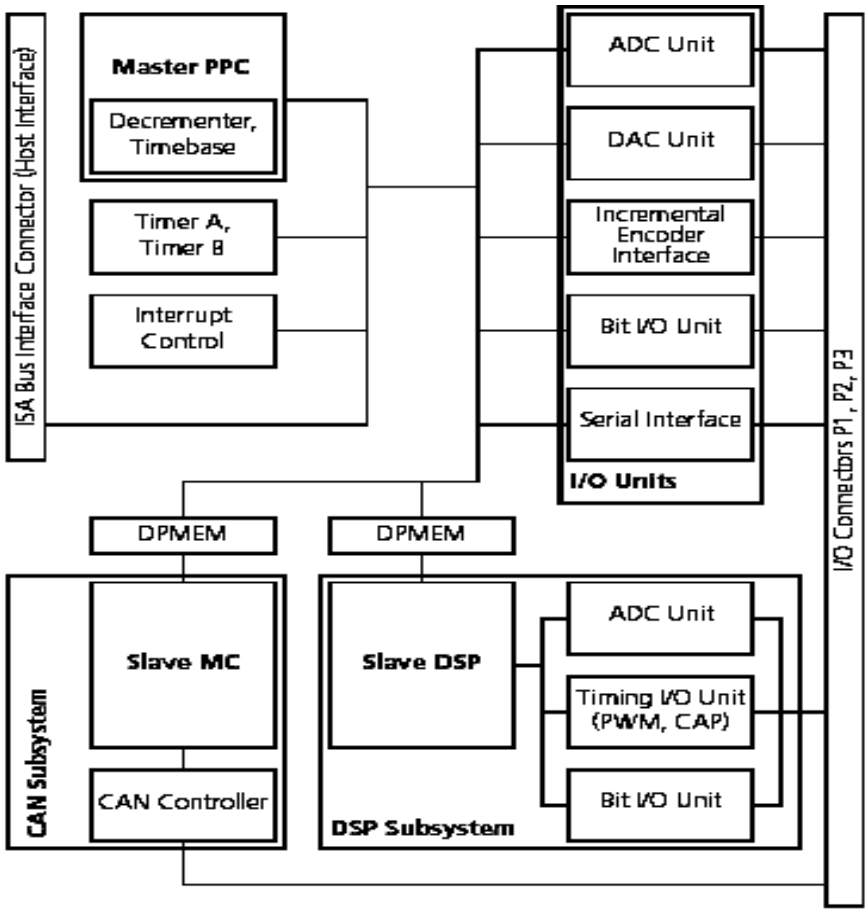


Figure IV.1: Schéma synoptique de la carte DSPACE DS1103

IV.2.1 Dispositifs d'entrée /Sortie

La Conversion A/D

• 4 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés en 4 voies chacun, avec une résolution de 16-bit, et un temps d'échantillonnage de 4 µs.

• 4 convertisseurs A/D avec 1 voie d'entrée pour chacun, avec une résolution de 12 bit et un temps d'échantillonnage de 800 ns.

Slave DSP ADC:

• 2 convertisseurs A/D parallèles, multiplexés sur 8 voies chacun, avec une résolution de 10-bit et un temps d'échantillonnage 6 µs.

Entrée/Sortie Numérique:

• 32-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-wise.

• 19-bit input/output, avec possibilité de configuration bit-wise.

D/A Conversion:

• 2 convertisseurs D/A avec 4 voies chacun et une résolution de 14-bit.

Interface d'Encodeurs Incrémentaux:

• 1 voie analogique avec compteur 22/38-bit.

• 1 voie numérique avec compteur 16/24/32-bit.

• 5 voies numériques avec compteur 24-bit.

Contrôleur d'Interruptions E/S Série :

• Interface UART standard, pouvant être configurée alternativement en mode RS-

232 ou RS-422 mode.

IV.2.2. Emplacement de la carte :

La carte d'acquisition est directement enfichable au Slot ISA d'un Auto-Box, il faut aussi prévoir 3 braquets libres pour le triple connecteur (P1, P2, P3). [Voir figure VI.2]:



Figure IV.2: Emplacement de la carte DSPACE DS1103

IV.2.3.Panneau de Connexion CP1103 et d'indicateurs LED CLP1103

Le panneau de connexion CP1103 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1103 PPC et les dispositifs à relier à eux. Le connecteur et le panneau CLP1103 de LED fournit en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques connectés au panneau d'acquisition. [Voir figure VI.3 et figure VI.4] :

a- CP 1103 (Panneau de connexions)

Le panneau de connexion CP1103 fournit les raccordements faciles à utiliser entre le tableau de contrôle de DS1103 PPC et les dispositifs reliés à lui. Des dispositifs peuvent être individuellement reliés, débranchés ou échangés sans soudure (liaison physique).Ceci simplifie la construction du système examinant et dépannant.



Figure IV.3: Panneau de connexions CP1103

b- CLP 1103 (Panneau d'indicateur LED) :

Le connecteur et le panneau CLP1103 de LED fournissent en plus une rangée de LED indiquant les états des signaux numériques. Les Signaux actifs de niveaux bas ne sont pas indiqués sur le panneau plan. Les LED ne montrent pas le statut actif du signal mais montrent le niveau de TTL à la place (TTL haute la LED est allumée; TTL basse la LED est éteinte). Le CLP1103 est équipé de 92 LED qui indiquent les états des signaux numériques. Pour les signaux par accroissement de sonde, il y a des amortisseurs avec de véritables entrées différentielles. La puissance exigée pour courir la LED est prise de la tension d'alimentation (V_{CC}) du DS1103.

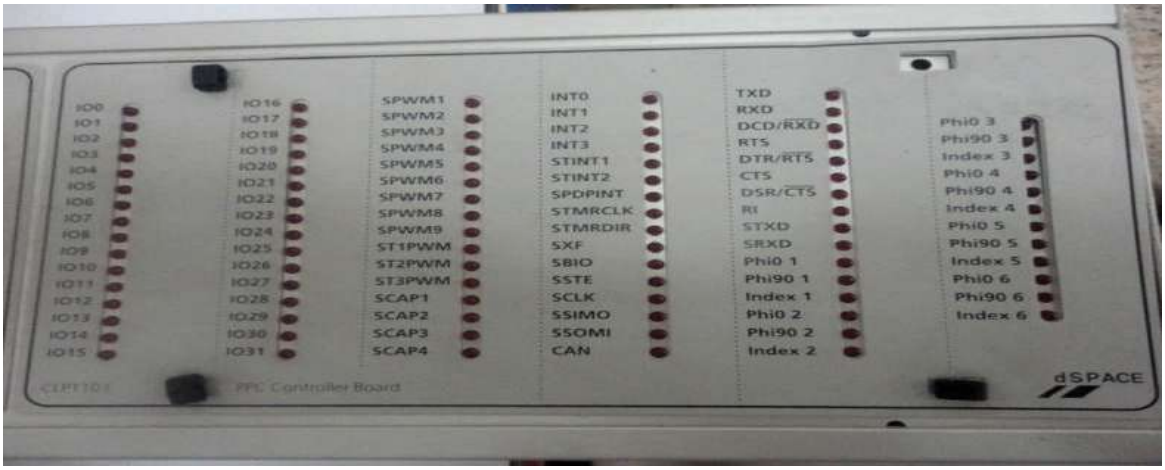


Figure IV.4: Panneau d'indicateurs LED CLP1103

IV.2.4. Exemples d'applications typiques de la DS1103

Les systèmes dSPACE sont utilisés partout où des systèmes de contrôle mécatroniques rapides sont conçus et testés. Dans ces pages, vous verrez comment optimiser notre processus de développement avec dSPACE et quelques exemples de clients qui l'ont déjà fait avec succès.

Un développement permanent d'unités de contrôle en ingénierie automobile avec fonction de prototypage de fonctions, implémentation sur calculateurs et test de calculateurs.

Développement de régulateur pour applications mécatroniques dans le domaine de la technique des entraînements, de l'aéronautique et de l'espace ainsi que la robotique.

Les 9000 systèmes et plus installés dans le monde entier parlent d'eux- mêmes, tout comme notre liste de clients de A comme Audi à Z comme ZF.

Les produits polyvalents de dSPACE sont utilisés dans de nombreux domaines d'application très divers telle que:

-Télécommunications.

-Son.

- Vidéo.

-Instrumentation (analyseurs de spectres, générateurs de fonctions, analyse des signaux et des images biologiques, radar et sonar).

-Systèmes de commande (commande de moteurs électriques, synthèse des correcteurs de servomécanisme, équipement automobile).

Les exemples suivants montrent l'ampleur de leur succès.

dSPACE Prototyper:

- TRW Auto motive: Développement de systèmes de freinage brake-by wire
- Daimler Chrysler: Développement de suspension active
- Université de Paderborn: Développement d'un entraînement magnétique pour véhicules sur rails

Target Link:

- Cars Volvo: Chaîne d'outils à base de modèles
- Nord-Micro: Régulation de la pression dans la cabine d'avion

dSPACE Simulator:

- Audi: Simulation de la chaîne cinématique complète Opel: Test d'unités de contrôle de l'habitacle Siemens: Test d'une régulation pour turbines à gaz

IV.2.5. Avantages de carte dSPACE

Tous les systèmes à base de DSP bénéficient des avantages suivants :

- Souplesse de la programmation : un DSP est avant tout un processeur exécutant un programme de traitement du signal. Ceci signifie que le système bénéficie donc d'une grande souplesse de développement. De plus, les fonctions de traitement numérique peuvent évoluer en fonction des mises à jour des programmes, et cela pendant toute la durée de vie du produit incluant le système. Ainsi, modifier par exemple tel ou tel paramètre d'un filtre numérique ne nécessite pas un changement matériel.
- Implémentation d'algorithmes adaptatifs : une autre qualité issue de la souplesse des programmes. il est possible d'adapter une fonction de traitement numérique en temps réel suivant certains critères d'évolutions du signal (exemple : les filtres adaptatifs).
- Des possibilités propres au système de traitement numérique du signal. Certaines fonctions de traitement du signal sont difficiles à implanter en analogique, voire irréalisables. (Exemple un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie et infinie)
- Stabilité : en analogique, les composants sont toujours plus ou moins soumis à des variations de leurs caractéristiques en fonction de la température, de la tension d'alimentation, du vieillissement, etc. Une étude sérieuse doit tenir compte de ces phénomènes, ce qui complique et augmente le temps de développement. Ces inconvenient existent pas en numérique.
- Répétitivité, reproductibilité : les valeurs des composants analogiques sont définies avec une marge de précision plus ou moins grande. Dans ces conditions, aucun montage analogique n'est strictement reproductible à l'identique, il existe toujours des différences qu'il convient de maintenir dans des limites acceptables. Un programme réalisant un traitement numérique est

par contre parfaitement reproductible [10].

VI.3. Différentes Méthodes de programmation temps réel de la carte DS1103

Pour programmer la DS1103, nous pouvons utiliser différentes méthodes, seulement il faut respecter certains paramètres pour empêcher les difficultés d'utilisation de ce prototype. Il faut, donc, d'abord se familiariser avec l'environnement de contrôle de la carte dSPACE, apprendre à maîtriser convenablement le logiciel de la carte appelé « CONTROLDESK » figure VI.5, apprendre à configurer et manipuler les différents outils d'acquisition, de commande et de traitement comme les compilateurs C, l'environnement SIMULINK de MATLAB ou aussi les scripts du langage PYTHON.

ControlDesk :

C'est une interface graphique permettant une interactivité simple avec la structure de commande. Il permet la visualisation, le stockage et le traitement en temps réel des grandeurs physiques mesurées (opérations mathématiques entre signaux, extraction d'harmonique calcul de la valeur efficace etc.). Il permet aussi le démarrage, l'arrêt d'un programme ou le changement des paramètres de la commande (consignes, paramètres de contrôle etc.).

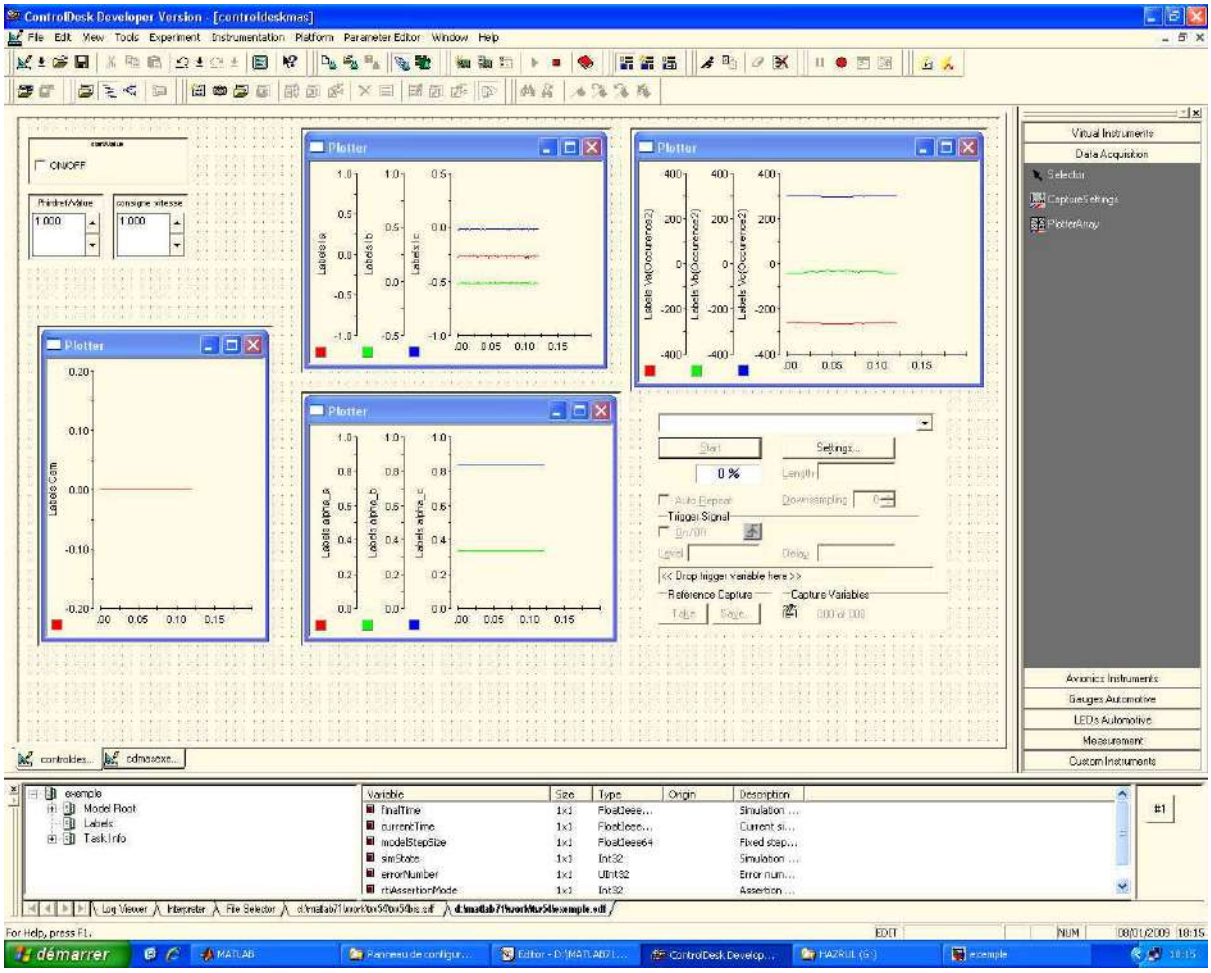


Figure IV.5: Fenêtre du logiciel Control Desk

IV.3.1. Programmation manuelle de la carte DSPACE par langage C

Cette méthode est fréquemment employée par les utilisateurs expérimentés tel que les informaticiens, elle est aussi adoptée lorsqu'on n'utilise pas trop de fonctions mathématiques comme le traitement du signal sinon la taille du programme risquerait d'être trop longue d'où la programmation manuelle devient encombrante et perdant beaucoup de temps.

IV.3.1.1. Compilateurs C de dSPACE :

Pour pouvoir compiler et exécuter un programme en C pour l'environnement dSPACE DS1103, deux compilateurs sont disponibles :

IV.3.1.2 - Compilateur Microtec PPC pour Processeur Motorola PowerPC

Ce compilateur permet de compiler un programme en langage C utilisant le Processeur MOTOROLA PPC de dSPACE sous l'interpréteur de commandes MSDOS, alors une liste d'instructions et de procédures permettant d'accéder directement aux entrées /sorties de la

carte d'acquisition est livrée avec documentation de la dSPACE .Ces fonctions utilisent des bibliothèques et des librairies spéciales puisque le programme en C doit être d'abord traduit en langage machine c'est-à-dire en assembleur en employant les instructions du processeur MOTOROLA PowerPC 604e.

La commande **DOWN1103** qui se trouve dans le répertoire \DSPACE\EXE compile, exécute, génère et charge le programme en .C, puis lance l'expérimentation ou la simulation en temps réel selon le schéma de principe suivant (figure VI.6):

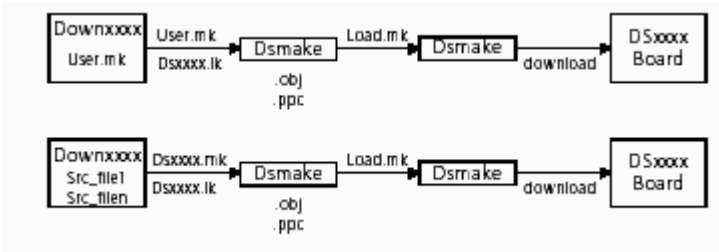


Figure IV.6: schéma de principe de la commande DOWN1103.

IV.3.1.3. Compilateur C TMS320C3x/C4x pour processeur Slave DSP *(Digital Signal Processor) Texas Instruments*

De la même façon que la précédente, on utilise ce compilateur qui approprié au deuxième processeur de traitements numériques de Texas Instruments, ce processeur est destiné au contrôle des entrées /sorties Numériques (Digital Input/Output) et à cet effet, une autre librairie est livrée avec la documentation de la dSPACE pour l'utilisation des fonctions sous processeur DSP Texas Instruments.

IV.3.2 .Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB

dSPACE emploie différents logiciels externes, à part les compilateurs vus précédemment, le logiciel MATLAB est un logiciel de simulation très performant .Nous pouvons par exemple, lancer une acquisition de signaux ou encore le contrôle d'un robot mais aussi associer différentes opérations de traitement du signal se trouvant dans la bibliothèque « SIGNAL PROCESSING TOOLBOX » de SIMULINK pour le filtrage du signal en temps réel.

IV.3.2.1. Interface dSPACE sur MATLAB

MATLAB est une plate-forme pour les calculs, les analyses et la visualisation numérique de MATHWORKS. MATLAB peut être étendu à souhaiter avec de nombreuses boîtes à outils ainsi que des outils tels que SIMULINK et STATEFLOW.

SIMULINK est un environnement interactif pour la modélisation et la simulation off line avec des schémas blocs faciles à utiliser. Avec STATEFLOW, vous pouvez également intégrer des diagrammes d'état dans SIMULINK.

Le Real Time Workshop et le STATEFLOW Coder génèrent automatiquement un code C à partir des schémas blocs SIMULINK et des systèmes STATEFLOW. Ensemble avec l'Interface Temps Réel dSPACE, ces outils fournissent une transition sans couture de votre schéma bloc à votre système temps réel dSPACE.

IV.3.2.2 Présentation des interfaces dSPACE

Les interfaces développées par dSPACE permettent une implantation rapide des schémas SIMULINK sur processeur DSP INSTRUMENTS. Le module dSPACE Real Time Interface (RTI) assure la compilation et le transfert du code généré par Real Time Workshop (RTW) de SIMULINK dans l'environnement temps réel (figure IV.7).

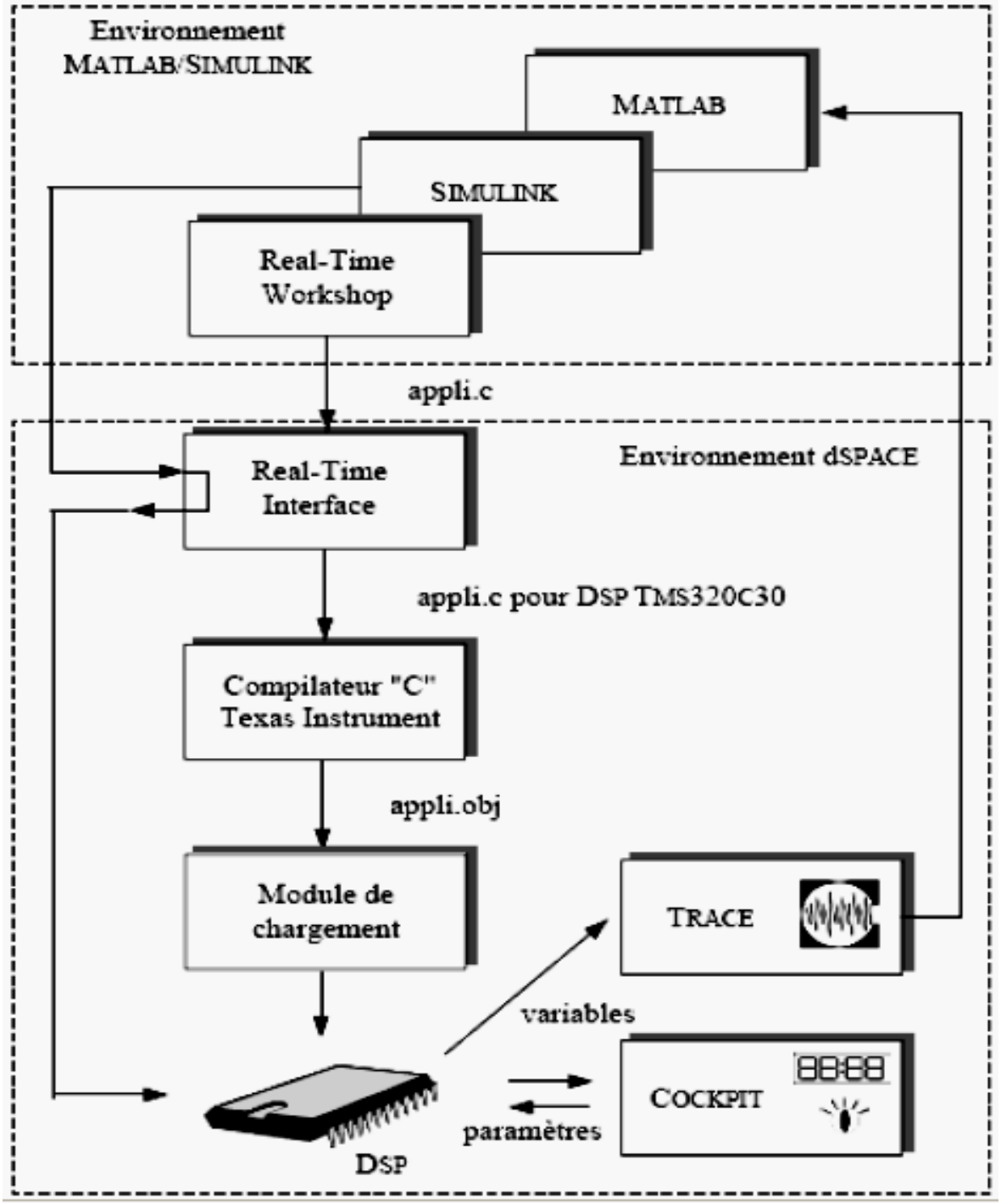


Figure IV.7: Développement d'une application temps réel sous MATLAB

MATLAB/SIMULINK/dSPACE.

Le module cockpit permet de superviser l'exécution du programme implanté dans le DSP. Il est possible de visualiser ou modifier en temps réel toutes les variables mémoire de la carte mère DS 1103. Le module TRACE permet d'afficher les courbes d'évolution de ces variables. Il est possible d'exporter les fichiers de points au format binaire MATLAB pour une exploitation ultérieure.

IV.3.2.3 Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI)

Des bibliothèques de modèles d'entrées/sorties sous forme de blocs SIMULINK pour chacune des cartes dSPACE sont fournies avec l'interface RTI. Ces blocs sont donc utilisés lors de l'adaptation du schéma de simulation à l'environnement temps réel dSPACE.

IV.3.2.4. Bibliothèque d'applications RTI1103:

En tapant *rti1103* dans l'interpréteur de MATLAB on aura la bibliothèque suivante pour la création de modèles sous SIMULINK figure VI.8.

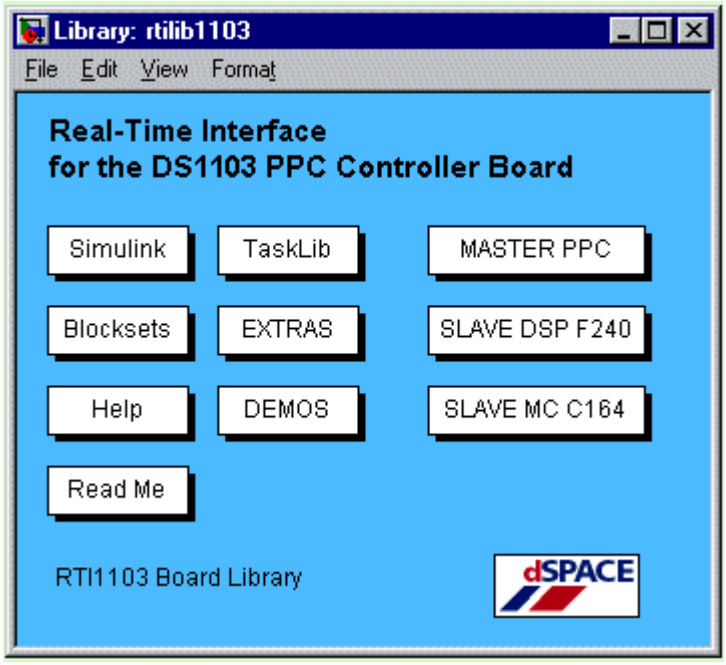


Figure IV.8: Bibliothèque RTI1103 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1103

Comme nous le voyons, il y a différentes bibliothèques et chaque bloc représente une série de composants contenant en variété de programmes MATLAB qui, après BUILD seront traduits en langage C pour être ensuite compilés et exécutés puis chargés et liés au processeur temps- réel de la carte DS1103, que ce soit le processeur MASTER PPC de Motorola, le Slave DSP de Texas Instruments ou bien l'autre processeur Slave de SIEMENS.

Dans toute notre expérimentation, nous avons utilisé uniquement un seul Processeur de la carte DS1103 qui est le MASTER PowerPC Motorola puisqu'il nous suffit largement.

Donc la bibliothèque d'applications implémentée à cet effet est la rtilib1103 « MASTER PPC » de la figure précédente[7].

IV.3.3. Avantages de SIMULINK par rapport à la programmation manuelle en langage C

Pour le prototypage de fonctions sous MATLAB il est très facile de créer des modèles sous SIMULINK puisque ce logiciel génère tous les fichiers qu'on a besoin pendant la simulation de façon automatique. Cela se fait par l'intermédiaire de la fonction **BUILD MODEL (Ctrl B)** traduisant le modèle depuis l'extension ***.MDL** vers les codes en ***.C** et les bibliothèques # include en ***.H** tout en utilisant une autre toolbox (boite à outils) nommée **REAL TIME WORKSHOP** de SIMULINK.

L'autre avantage est d'implémenter un grand nombre de fonctions et d'outils en un temps minimisé ce qui est plus pratique que la programmation manuelle en langage C.

IV.4.Validation expérimentale

Après avoir présenté la modélisation et la commande de l'onduleur à trois niveaux, nous présentons, dans ce qui suit, le banc d'essai réalisé pour tester et valider quelques résultats théoriques obtenus par simulation numérique.

IV.4.1. DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL

La photo du banc expérimental est donnée sur la figure VI.9**.** Le système expérimental est constitué onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Les IGBT sont associés â des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les courts-circuits. Les signaux de commande des IGBT sont issus d'une carte dSPASE DS1103.



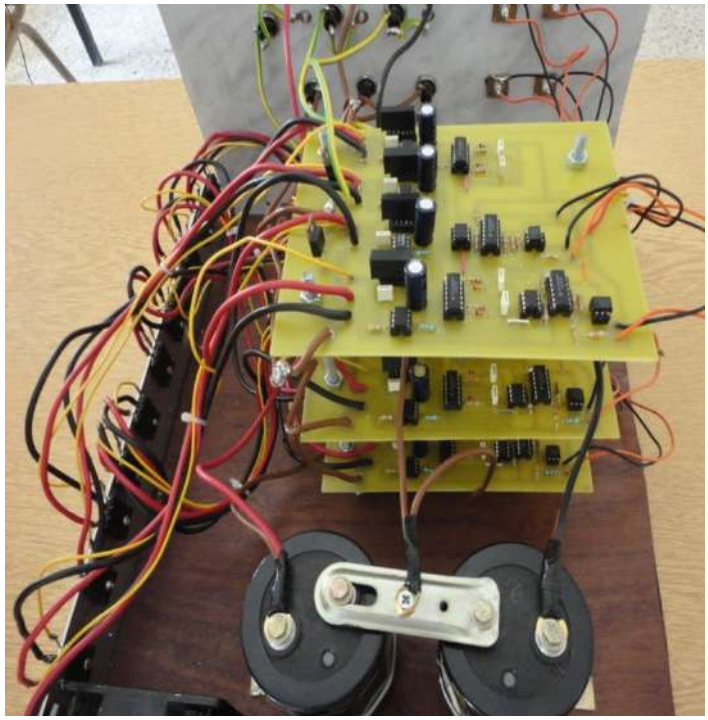


Figure IV.9: photo du banc expérimental d'un onduleur triphasé à structure NPC.

La carte DS1103 se connecte directement sur la carte du micro ordinateur par sa liaison bus extensible. Les options logicielles complémentaires à Matlab/Simulink pour la carte DS1103 sont :

- RTW (Real Time Workshop).

- RTI (Real Time Interface).

Cet ensemble permet à l'utilisateur de développer les algorithmes de commande en simulation, puis de les expérimenter directement sur le banc d'essai.

La photo finale de l'onduleur réalisé dans notre expérience est représentée sur la figure IV.10.



Figure IV.10 : photo final d'un onduleur triphasé à structure NPC

IV.4.2. Résultants expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus pour un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, deux types de charges sont utilisées, la première est une charge passive, la deuxième est une machine asynchrone (MAS). Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique MLI, pour la quelle plusieurs stratégies sont validées.

a -Fonctionnement en onduleur de tension

Sur les Figures IV.10- IV.30 nous présentons les résultats expérimentaux concernant un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC alimentant une charge passive, dont les conditions sont :

- La tension d'alimentation E=40V
- Les valeurs des condensateurs C1=C2=2.2µF
- La résistance de la charge R=470Ω

Note: les résultats sont pris par une sonde extérieure d'oscilloscope à échelle × 10.

- **Teste 1 : POUR UNE CHARGE PASSIVE**

1)- Commande triangulo-sinusoïdale

a)- Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire

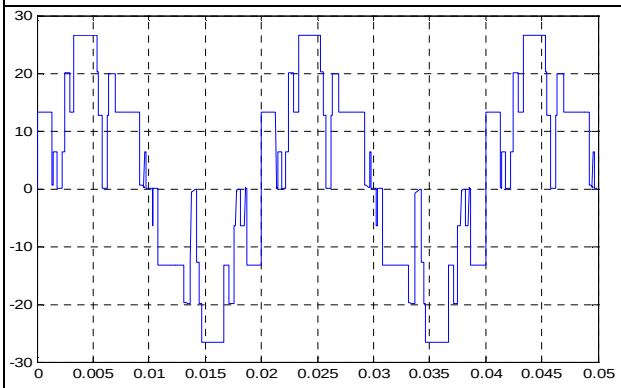
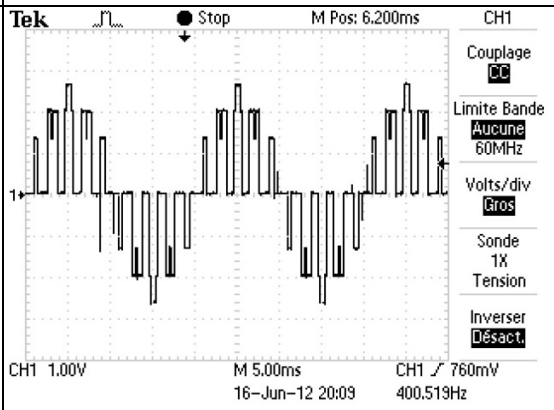
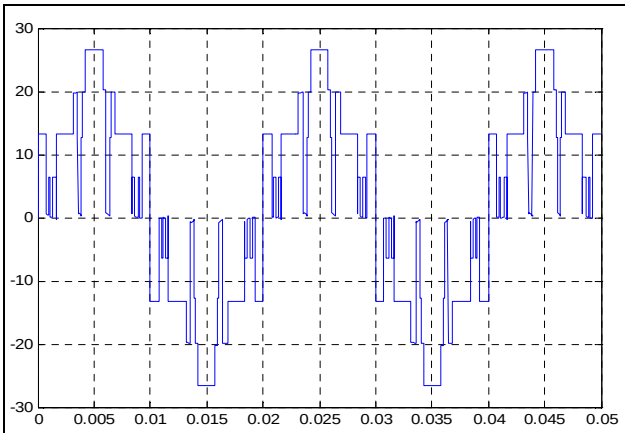
Résultat de simulation	Résultat expérimental
	

Figure IV.11: la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire bipolaire. pour m=5 r=0.8



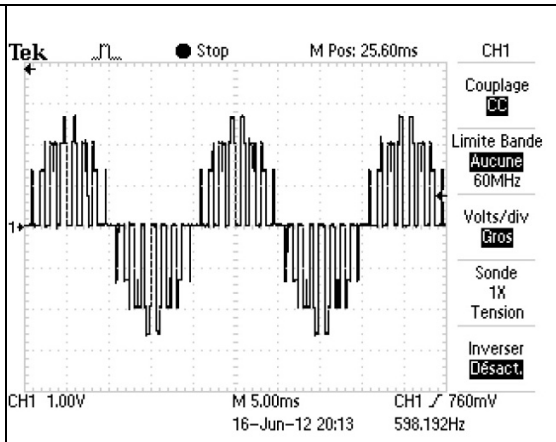
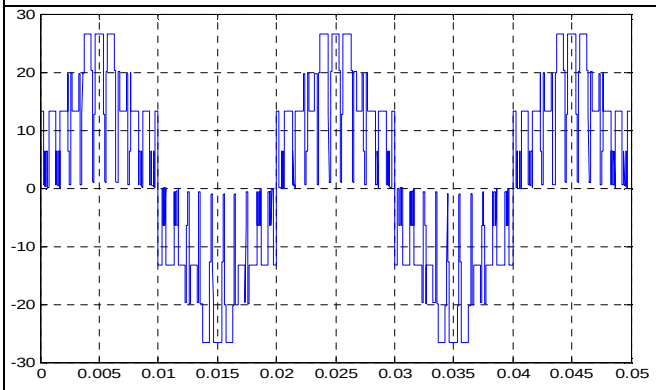


Figure IV.12 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire bipolaire. pour m=8 r=0.8



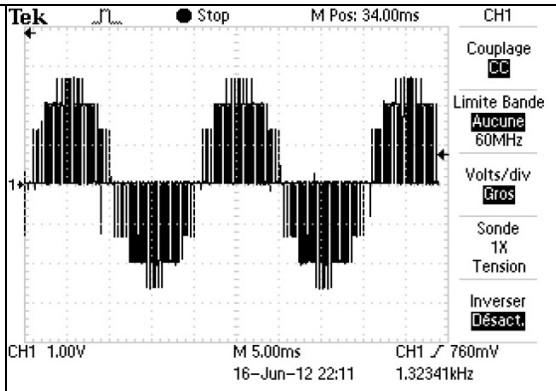
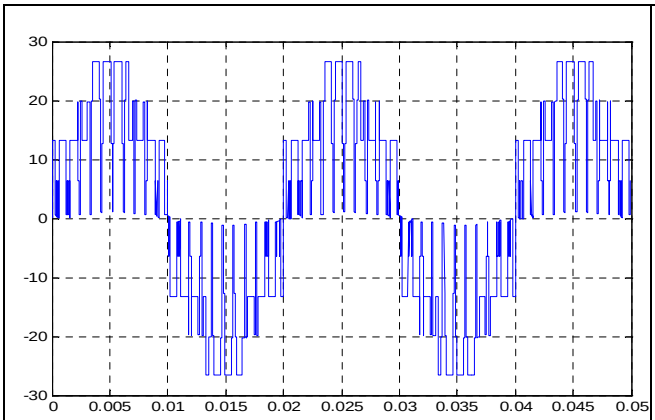


Figure IV.13 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire bipolaire. pour m=20 r=0.8



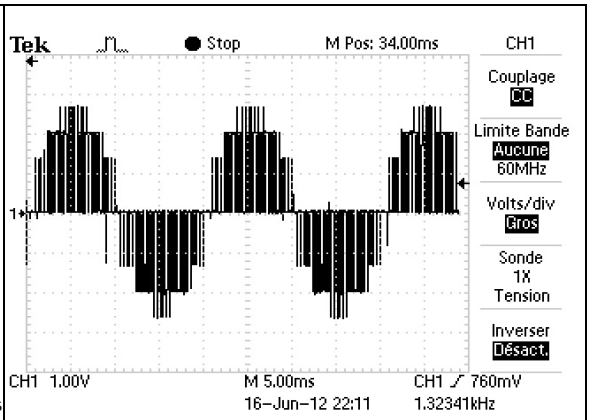
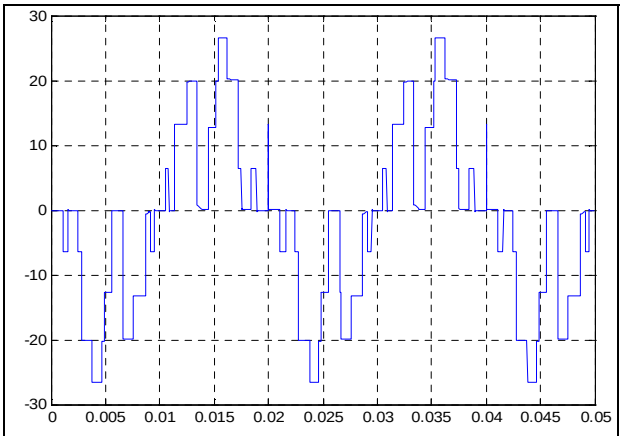


Figure IV.14 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire bipolaire. pour m=21 r=0.8

b)- Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire



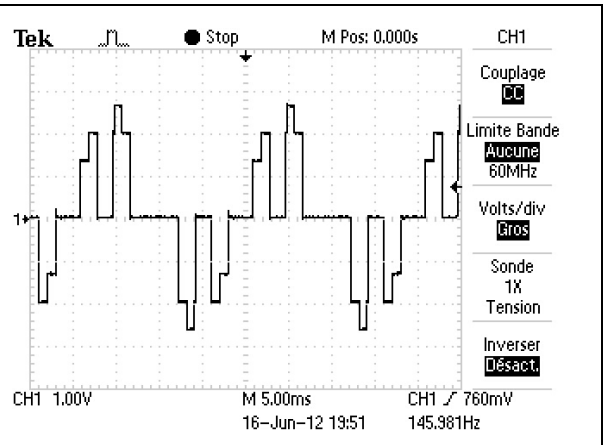


Figure IV.15 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire unipolaire. Pour m=5 r=0.8

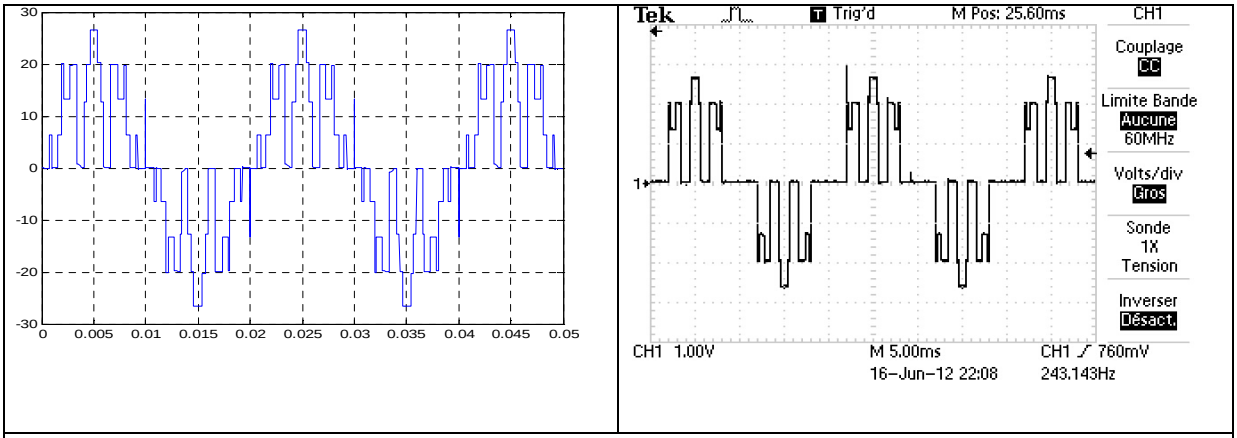


Figure IV.16 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire unipolaire. Pour m=8 r=0.8

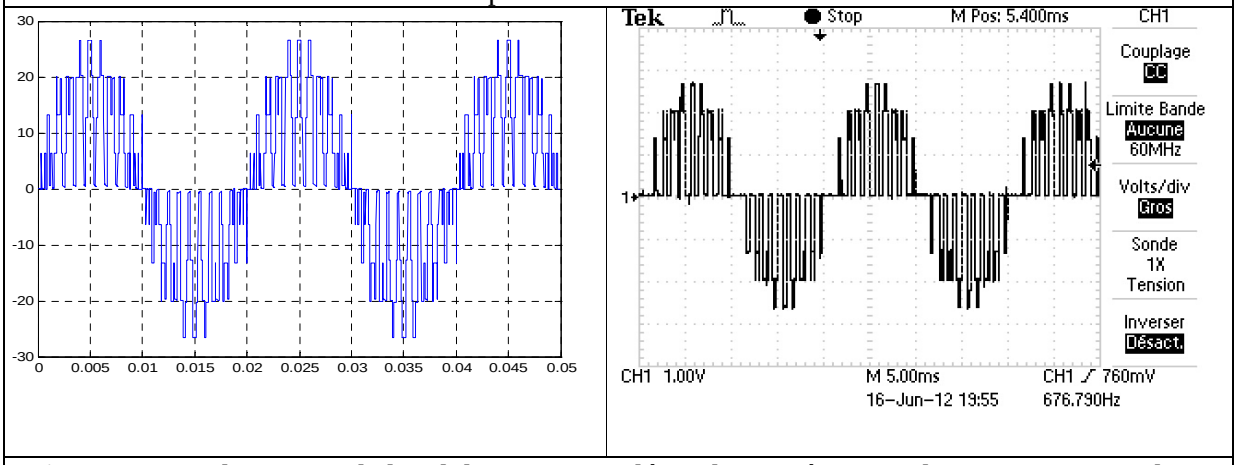


Figure IV.17: la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire unipolaire. Pour m= 20 r=0.8

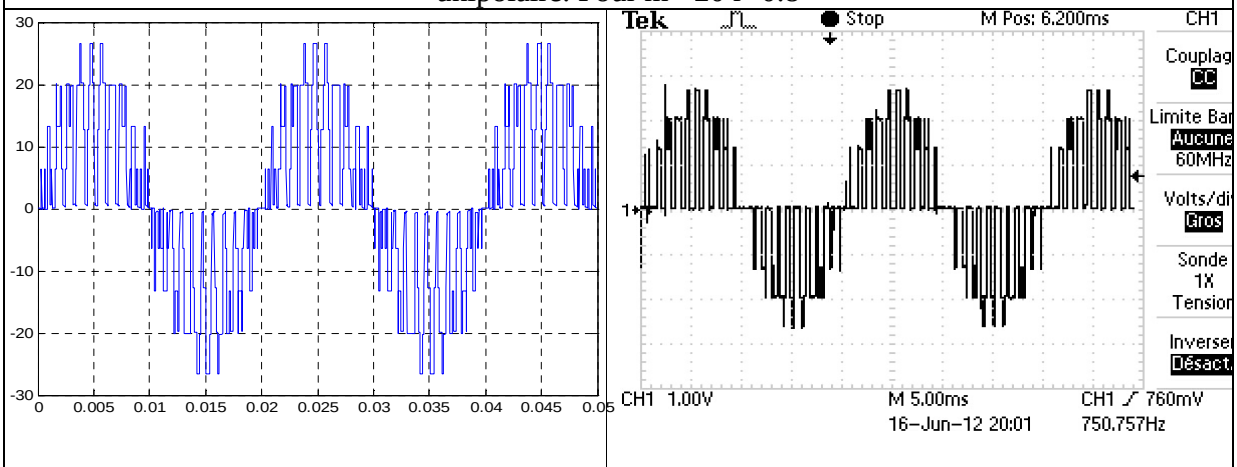
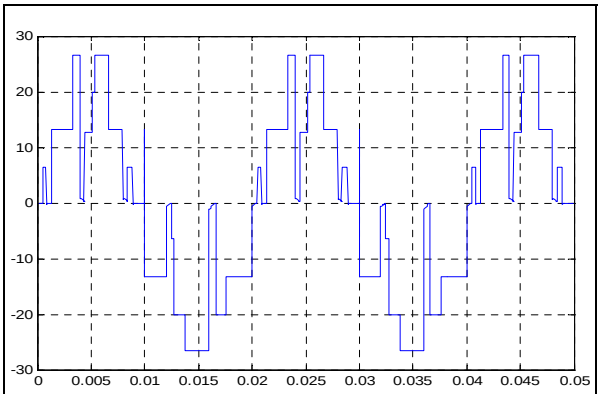


Figure IV.18 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire unipolaire. Pour m= 21 r=0.8

c)- Cas d'une porteuse en dent de scie bipolaire



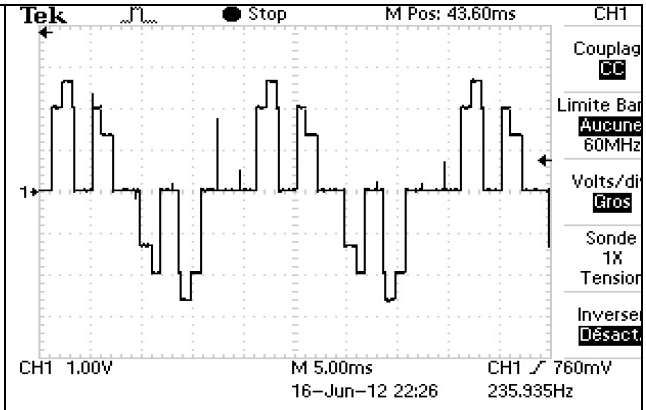
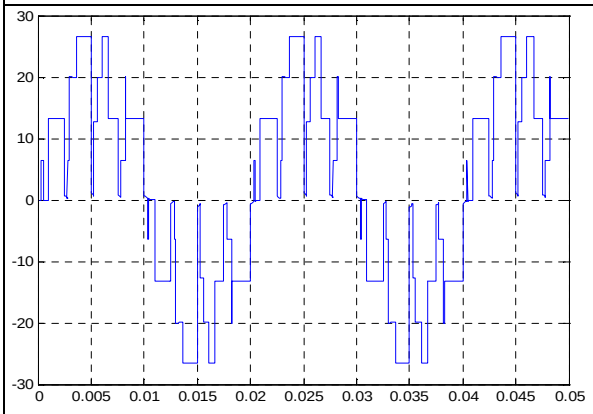


Figure IV.19 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse en dent de scie bipolaire..pour m= 5 r=0.8



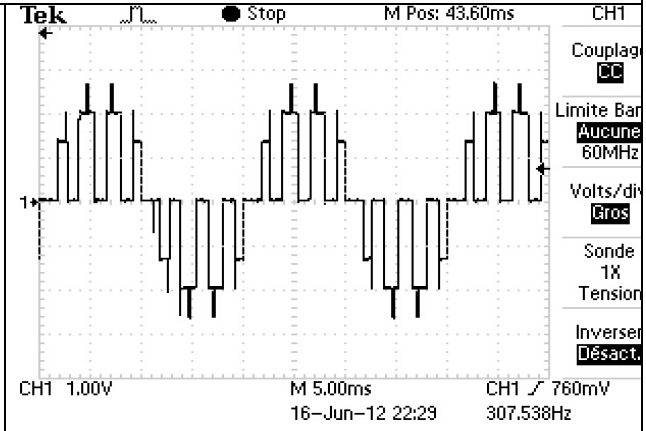


Figure IV.20 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse en dent de scie bipolaire..pour m= 8 r=0.8

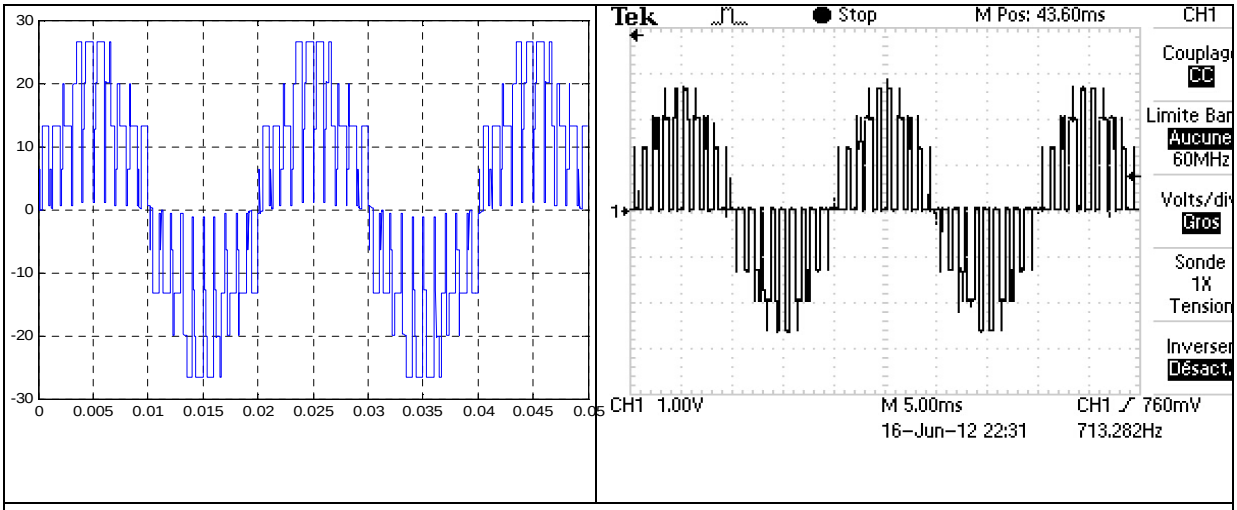


Figure IV.21 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse en dent de scie bipolaire. pour m= 20 r=0.8

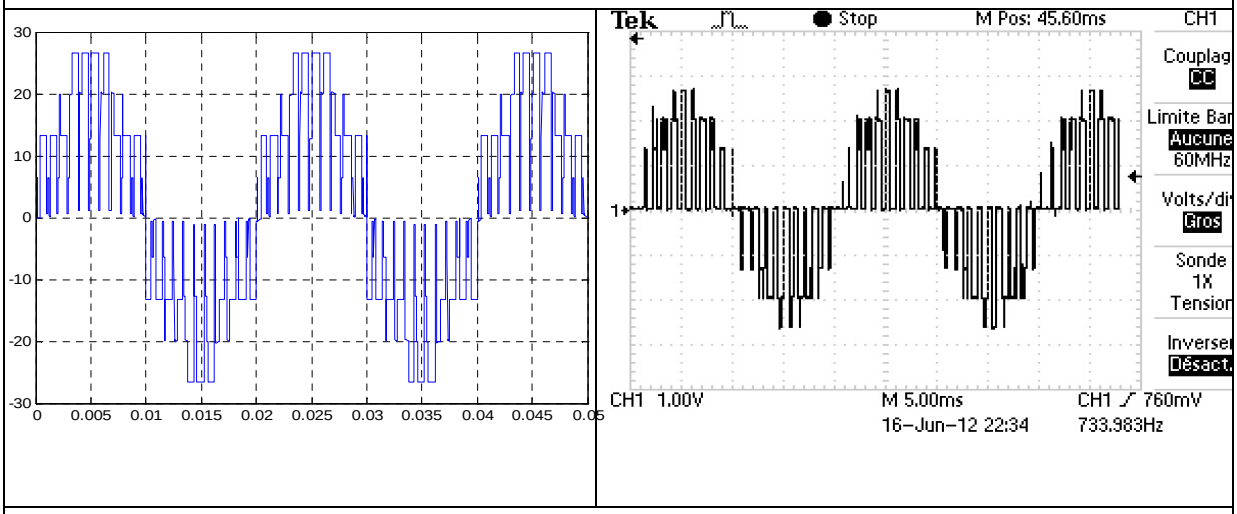


Figure IV.22: la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse en dent de scie bipolaire..pour m= 21 r=0.8

d)- Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire :

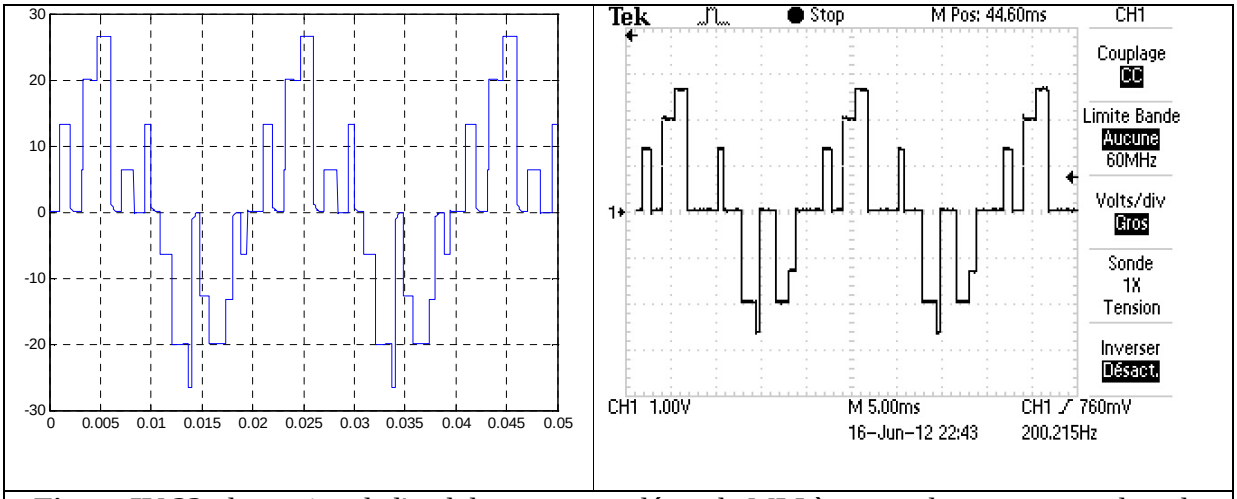


Figure IV.23 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse en dent de scie unipolaire pour m= 5 r=0.8

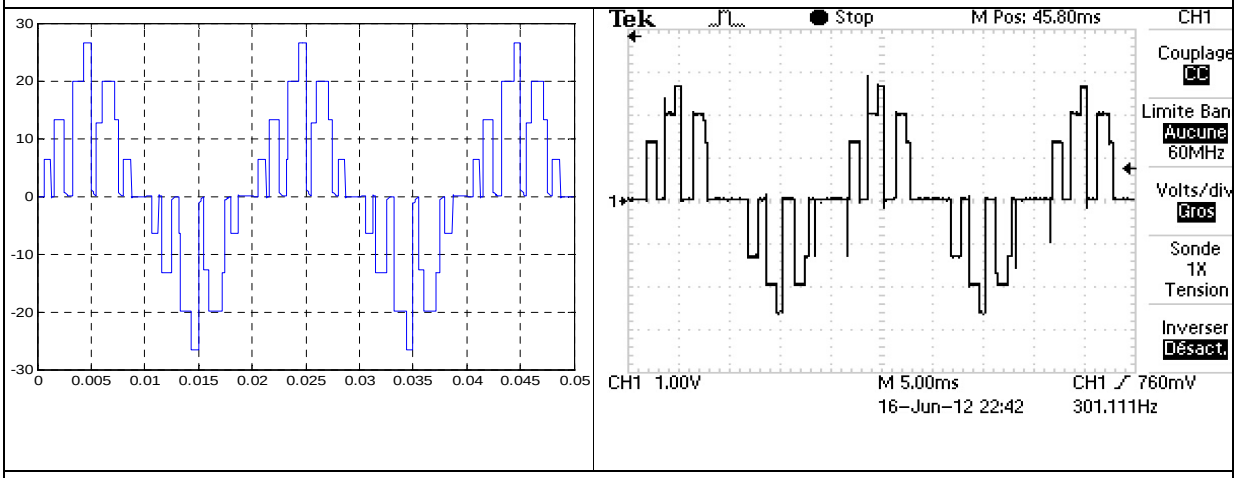


Figure IV.24 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une porteuse en dent de scie unipolaire pour m= 8 r=0.8

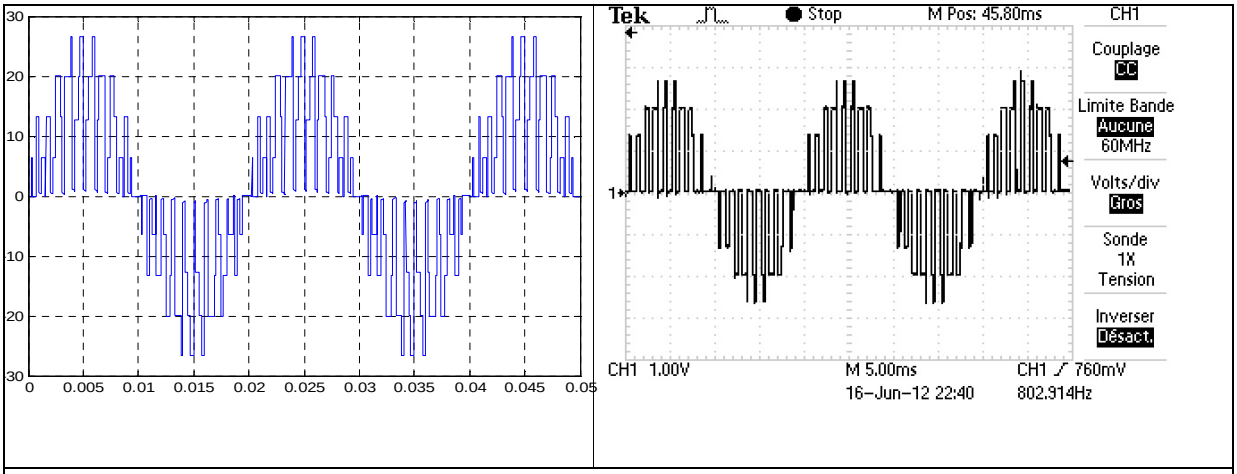


Figure IV.25 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une porteuse en dent de scie unipolaire pour m= 20 r=0.8

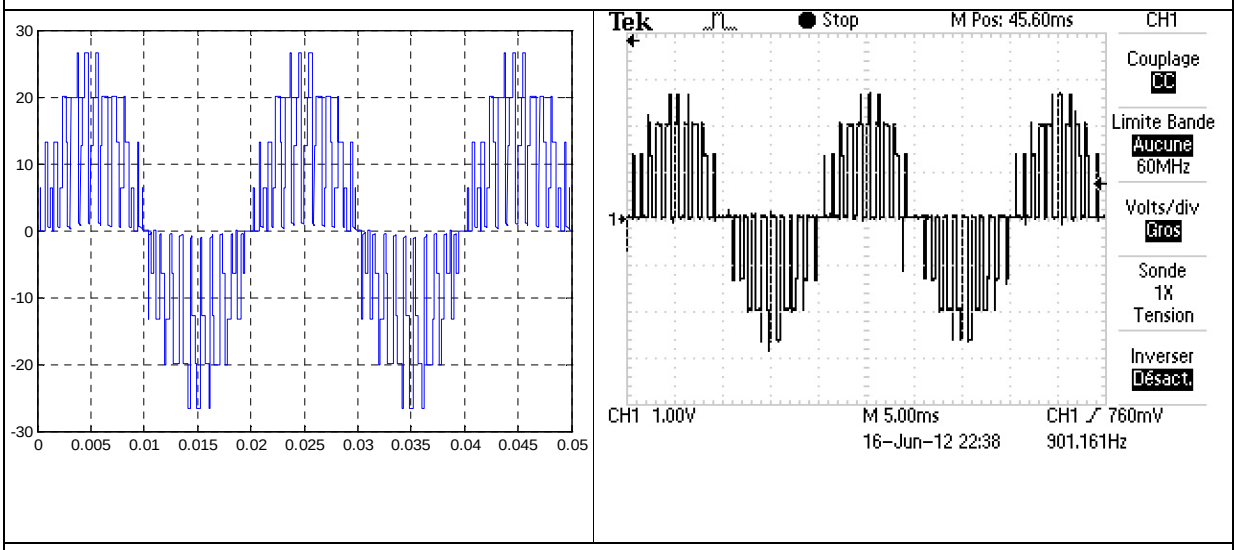
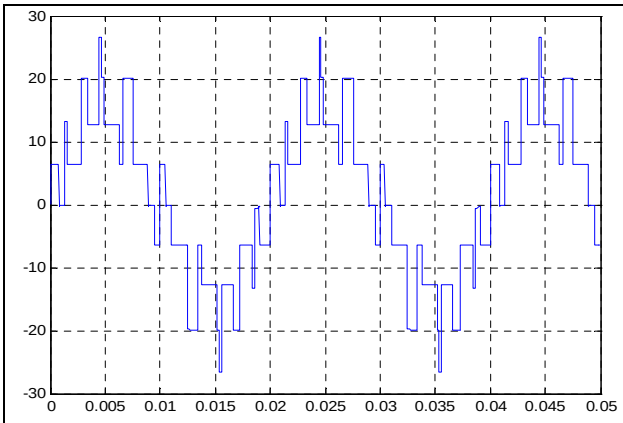


Figure IV.26 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à une porteuse en dent de scie unipolaire pour m= 21 r=0.8

e)- Cas d'une: deux porteuses en dent de scie bipolaire



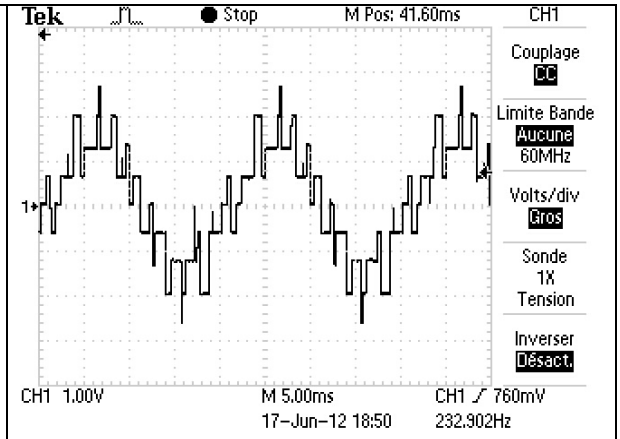
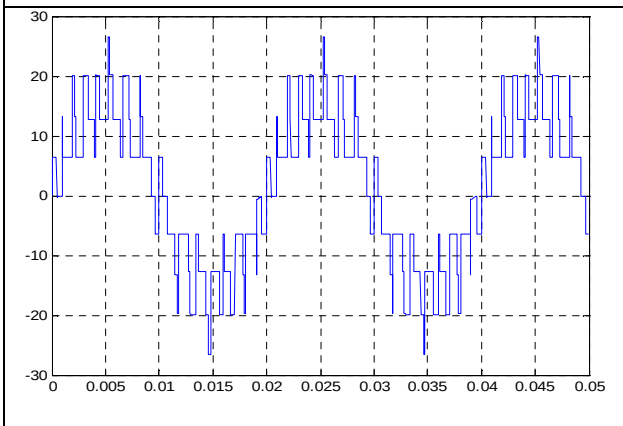


Figure **IV.27** : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à deux porteuses en dent de scie bipolaire pour m= 5 r=0.8



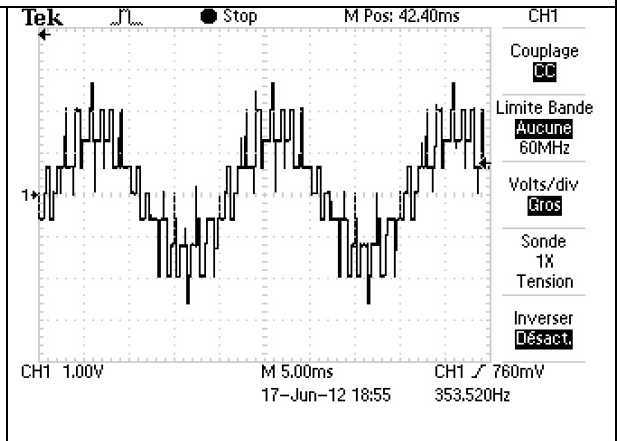
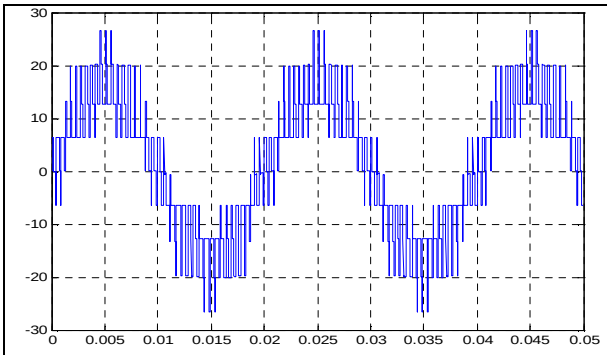


Figure IV.28: la tension de l'onduleur commandé par la MLI à deux porteuses en dent de scie bipolaire pour m= 8 r=0.8



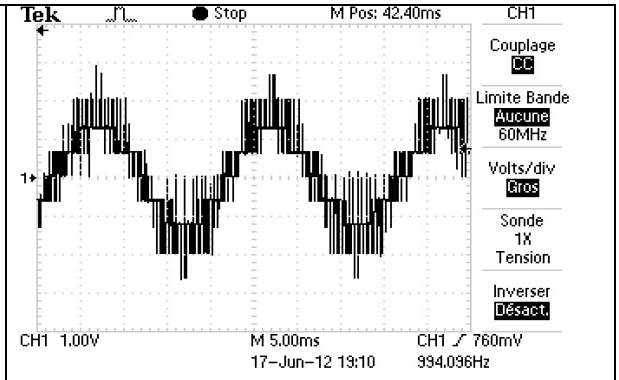
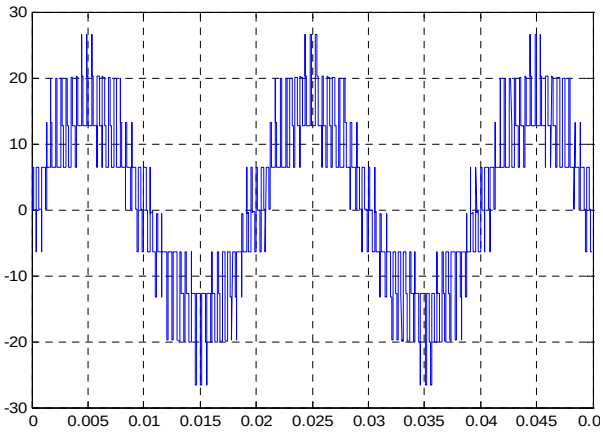


Figure IV.29 : la tension de l'onduleur commande par la MLI à deux porteuses en dent de scie bipolaire pour m= 20 r=0.8



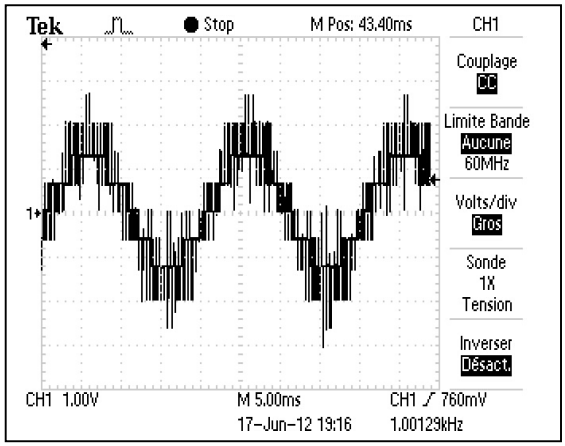


Figure IV.30 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI à deux porteuses en dent de scie bipolaire pour m= 21 r=0.8

Nous avons effectué un ensemble d'essais expérimentaux permettant de valider différentes stratégies de commande MLI d'un onduleur triphasé à trois niveaux alimentant une charge passive triphasée connectée en étoile et sans retour de neutre. Ces résultats sont comparés avec les résultats de simulations effectuées sous les mêmes conditions de fonctionnement.

Les figures IV.11- IV14 montrent les résultats obtenus par la MLI à une seule porteuse triangulaire bipolaire pour différentes valeur de l'indice de modulation **m**. Qui se rapprochent des résultats de simulation, la tension de phase présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π.

Les figures IV.15-IV.18 illustrent la forme de la tension de phase de l'onduleur commandé par la MLI à une seule porteuse triangulaire unipolaire, nous constatons que les résultats expérimentaux sont similaires aux résultat de simulation, et la tension présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π pour **m** paire, et par rapport à π seulement pour **m** impaire. Dans le cas d'une MLI en dent scie unipolaire la tension V_a ne présente aucune symétrie (Figure IV.23 – IV.26), par contre pour une porteuse bipolaire la symétrie dépend de la valeur de **m** (Figure IV.19-IV.22).

Les figures IV.27-IV.30, montrent que les résultats expérimentaux obtenus sont pratiquement similaires avec les résultats de simulation obtenus dans le chapitre 2 pour une MLI à deux porteuses en dent de scie bipolaire. Et la symétrie de la tension est uniquement par rapport à π.

Finalement, on peut observer que l'augmentation de l'influence de **m** l'indice de modulation améliore la qualité de la tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

- **Teste 2 Pour la machine asynchrone**

Les résultats expérimentaux sont donnés par la figure suivante :

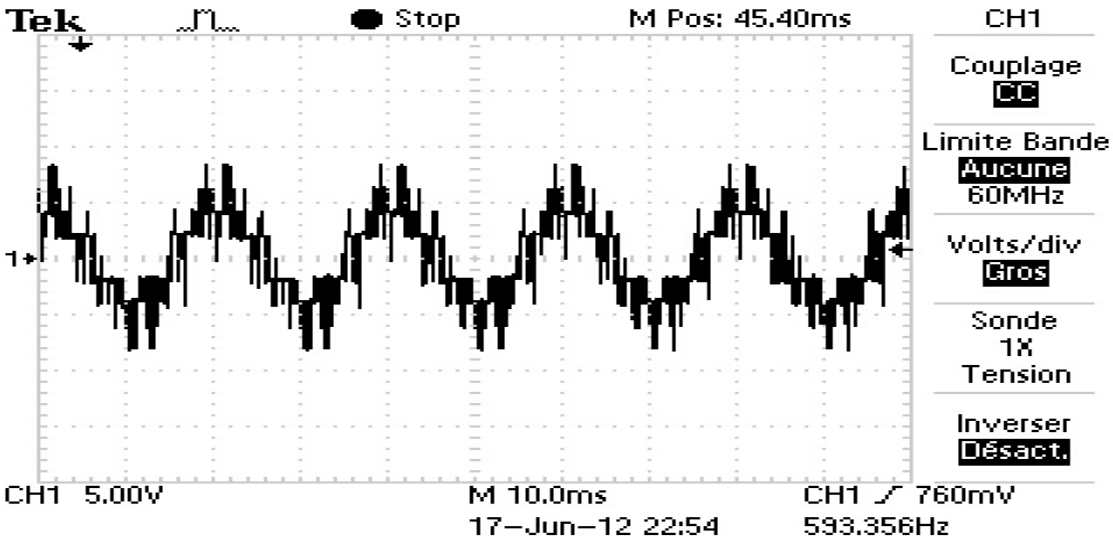
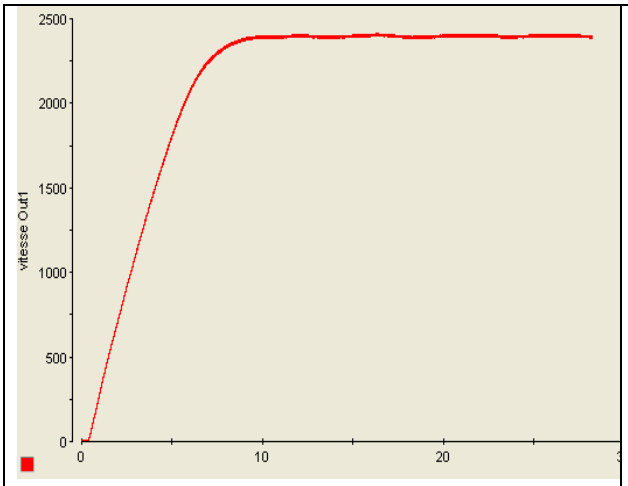
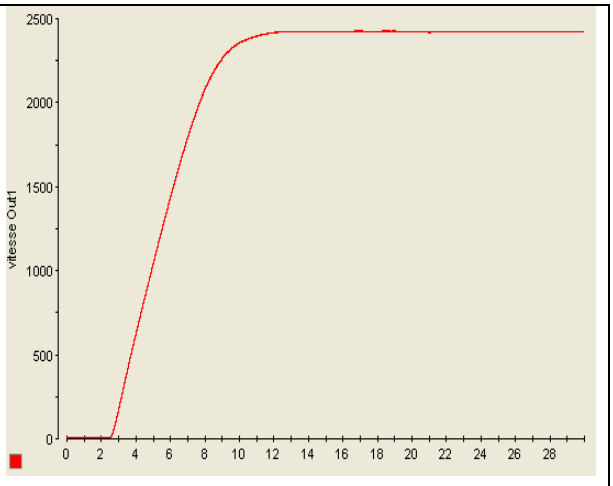


Figure IV.31 : La tension de phase

Sur la figure IV.32 nous présentant la vitesse de rotation de la MAS alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux.



Figure(**a**) : La vitesse de la machine asynchrone



Figure(**b**) : La vitesse de la machine asynchrone

Figure IV.32 : La vitesse de la machine asynchrone



Figure (A) :machine asynchrone



Figure (B) :caractéristique du MAS

Figure IV.33 : machine asynchrone

Note : les résultats sont relevés avec un capteur de tension de rapport 60 et un tachymètre à coefficient de 0.02

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a entamé la partie test expérimental de l'onduleur triphasé que nous avons réalisé, pour cela nous avons utilisé une carte dSPACE 1103 pour générer les signaux de commande. Après les différents tests faits, on constate que les résultats expérimentaux se rassemblent avec les résultats de simulation, et puisque les résultats sont satisfaisantes, nous avons terminé notre teste par une charge active qu'est une machine asynchrone de 400V/1,65A ou nous avons relevé la vitesse.

Conclusion général

Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce mémoire les résultats théoriques et pratiques de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC en utilisant la technique de modulation de largeur d'impulsions.

Afin d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter la structure de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons constaté que cette structure nécessite douze interrupteurs et six diodes ainsi que deux sources d'alimentation continue. Nous avons donné ensuite les différentes configurations possibles pour cet onduleur. Pour modéliser le système étudié, on a choisi la commande complémentaire car celle-ci simplifie le modèle de l'onduleur à trois niveaux.

On a présenté ensuite, dans le deuxième chapitre différents algorithmes de commande. Nous avons étudié la commande pleine onde, la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse et la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Nous avons remarqué que la commande triangulo-sinusoïdale présente un spectre harmonique très satisfaisant.

Au chapitre trois, nous avons présenté les diverses étapes qui se sont enchaînés dans la réalisation de cet onduleur. Nous avons d'abords réalisé le circuit de puissance ensuite nous avons présenté le circuit analogique de sa commande rapprochée.

Le dernier chapitre a été consacré aux essais expérimentaux, les tests de fonctionnement ont été effectués sur charge passive et active.

Le chapitre d’essais expérimentaux vient donc confirmer les résultats théoriques trouvés au chapitre II. Les résultats obtenus sont très bons.

L'étude de l'onduleur à trois niveaux a montré d'une part, que plus on augmente le nombre de niveaux plus on se rapproche de la sinusoïde. Ainsi on réalise un onduleur à tension de sortie quasi-sinusoïdale, et d'autre part que les tensions de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur à celui obtenu avec un onduleur classique à deux niveaux ainsi que chaque interrupteur voit entre ses bornes une tension réduite de moitié et une fréquence de hachage plus basse.

De plus, dans les applications à haute puissance, la structure des onduleurs à trois niveaux et à point-milieu est plus adaptée parce qu'elle ne nécessite pas l'utilisation des transformateurs spéciaux pour obtenir des tensions sinusoïdales.

Notre étude n'est pas exhaustive. Elle constitue une étape de base à partir de laquelle des futurs travaux seront développés. Parmi ces travaux on peut citer :

- Réalisation des circuits d'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs U_{c1} et U_{c2}.
- Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs U_{c1} et U_{c2} par la technique SVM.
- Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs U_{c1} et U_{c2} par la DTC.

Bibliographie

Bibliographie

[1] MOHAMED GAAD, « Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à trois niveaux à Structure NPC Application à la conduite de Machine Asynchrone », Mémoire de Magister EMP, 2000.

[2] J. P. HAUTIER, G. MANESSE, « Utilisation des réseaux de pétri pour l'analyse des systèmes électrotechniques », Technique de l'Ingénieur, traité Génie Electrique, PARIS ,1992.

[3] RACHID AZAIZIA, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone à double Alimentation alimentée par un Convertisseur Multiniveaux », Mémoire de Magister UMBB ,2008.

[4] F. BRICHANT, « Les Onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles », DUNOD 1982.

[5] 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 Doctorat, CNAM, 1995, PARIS.

[6] J.BENDL, M .CHOMAT, L.SCHREIER, «Independent control of positive and negative sequency current components in Doubly Fed Machine» ICEM, 2002.

[7] SOFIANE MOULOUD, MOHAMED-REDHA SKENDER, « Réalisation et commande en temps réel d'un convertisseur multicellulaire série », Mémoire de Master, UYFM 2011.

[8] SAMIR NOUI, « Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP- Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux », Mémoire de Magister, EMP 2004, Algérie.

[9] MOHAMED ABED ,RAFIK BOUZAHZAH, « Etude et réalisation d'un onduleur triphasé multiniveaux (cas du trois niveaux) », PFE Ingénieur, EMP 2000.

Bibliographie

[10] A/AZIZ KHELOUI, MAROUANI KHOTIR, « Implémentation sur carte DSP de la commande Directe du couple d'une machine asynchrone », PFE Ingénieur EMP, 2002.

[11] M. IVANES, R. PERR, « Eléments de génie électrique. Edition Hermès », Paris 1994.

[12] G. GRELLET, G. CLERC, « Actionneurs Electriques. Edition Eyrolles », Paris 1997.