République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr. YAHIA Fares de Médéa



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique et de l'Informatique

Projet de Fin d'Etudes Pour l'Obtention du Diplôme

Master en Automatique Des Systèmes

Commande d'un Onduleur trois niveaux à structure NPC par un dSPACE 1103

Proposé et dirigé par:

Dr. Henini. Nourddine

Dr.Telmçani .Abdelhalime

Présenté par :

M.CHERAIR .Med.Abderrahmane

Année Universitaire 2013-2014

Dédicaces

Merci ALLAH de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire "Ya rahmane"

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, ...

A ma mère

A mon père, qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide.

Que ALLAH les gardes et les protège.

A mes amis, en particulier mon frère **Yasser et** chérif

A tous ceux qui me sont chères. **Zaki, mohamed et marouane**

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce modeste travail.





CHERAIR Mohamed

Remerciements

*Nous tenons tout d'abord à remercier **ALLAH** le tout Puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la Patience d'accomplir ce Modeste travail.*

En second lieu, nous tenons à remercier tout le corps Enseignant qui a contribué à notre formation, plus Particulièrement notre encadreur ***Dr.HENINI et Dr.Telmçani*** *pour son aide et les Précieux conseils qu'il a bien voulu nous donner.*

TABLE DE MATIERE

LISTE DES FIGURES…….. I

LISTE DES TABLEAUX……. V

LISTE DES ACRONYMES……. VI

INTRODUCTION GENERALE…… 1

CHAPITRE I : Modélisation de l'onduleur à trois niveaux…… 3

I.1.Introduction……. 3

I.2. Structure d'onduleur à trois niveaux NPC…… 3

I.2.1.*Interrupteur bidirectionnel*……... 4

I.2.2.*Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC* ……... 5

I.2.3 .*Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux*……... 6

I.2.3.1.*Cellule de commutation multi-tripôle*..... 7

I.2.4.*Réseau de pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux*…… 7

I..3.Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux…….. 8

I.3.1.*Commandabilité des convertisseurs statiques*…….. 8

I.3.2.*Commandes complémentaires des onduleurs à trois niveaux*…… 9

I.3.3.*Fonction de connexion des Interrupteurs*…… 10

I.3.4.*Fonction de connexion des demi-bras*……. 10

I.3.5 *Fonction de conversion*……. 11

I. 3.6. *Fonction génératrice et modèle de commande*…….. 13

I.4. Conclusion…… 16

CHAPITRE II : LES STRATEGIES DE COMMANDE CLASSIQUE ……. 17

II.1.Introduction…… 17

Il .2.Commande pleine onde …… 17

II.2.1.*Principe*……. 17

II .3. Commande par modulation de largeur d'impulsion…… 18

II.3.1.*Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD)*……. 18

II.4.Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle……. 19

II.4.1.*Principe*……. 19

II.4.2.*Caractéristique de la MLI*…… 19

II.4.3.*Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire*…….. 20

II.4.3.1.*Equation de la référence*…… 20

II.4.3.2.*Equation de la porteuse*…….. 20

II.4.3.3.*L'algorithme de la commande*…… 21
II.4.3.4.*Simulation numérique*…… 21
II.4.3.5.*Interprétations*…… 22
II.4.3.6.*Injection de l'harmonique trois*…… 23
II.4.4.*Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire*…… 25
II.4.4.1.*Equation de la référence*..... 25
II.4.4.2.*Equation de la porteuse*…… 25
II.4.4.3.*Algorithme de commande*…… 25
II.4.4.4.*Simulation numérique*…… 25
II.4.4.5.*Interprétations*…… 27
II.4.4.6. *Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois*…… 28
II.4.5.*Cas d'une porteuse en dent de scie bipolaire*…… 28
II.4.5.1.*Equation de la référence*…… 29
II.4.5.2.*Equation de la porteuse*…… 29
II.4.5.3.*Simulation numérique*…… 29
II.4.5.4.*Interprétation*…… 31
II.4.6.*Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire*…… 31
II.4.6.1.*Equation de la porteuse*…… 32
II.4.6.2.*Algorithme de commande*…… 32
II.4.6.3.*Simulation numérique*…… 32
II.4.6.4.*Interprétation*…… 33
II.4.7. *Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses*……. 34
II.4.7.1.*Principe de la stratégie*…… 34
II.4.7.2.*Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires*…. 34
II.4.7.3..*Equation de la référence*…… 34
II.4.7.4..*Equation des deux porteuses*…… 35
II.4.7.5.*Algorithme de commande*…… 35
II.4.7.6.*simulation numérique*…… 35
II.4.7.7.*Interprétations*…… 37
II.4.7.8. *Stratégie avec injection de l'harmonique trois*…… 37
II.5.Conclusion…… 39
CHAPITREIII : STRATEGIE DE LA COMMANDE VECTORIELLE (SVM)…… 40
III.1 .Introduction…… 40

III.2.Stratégie de commande a MLI vectorielle……. 40
III.3.Représentation vectorielle…… 41
III.4.Principe de la SVM …….. 41
III.5. Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux……. 42
III.5.1 *Transformation triphasée biphasée*…… 43
III.5.2 *Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation* ……. 46
III.5.2 .1.*Région 1*…… 46
III.5.2.2.*Région 2*……. 48
III.5.2.3.Région 3……. 50
III.5.2.4.*Région 4*……. 51
III.5.3 *Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur*…… 55
III5.3.1. *Secteur A*…… 55
III.5.3.1.1. *Région 1*……. 55
III.5.3.1.2. *Région 2*……. 56
III.5.3.1.3. *Région 3*……. 57
III.5.3.1.4. *Région 4*……. 58
III.5.3.2. *Secteur B*……... 59
III.5.3.2.1.*Région 1*……. 59
III.5.3.2.2.*Région 2*…….. 59
III.5.3.2.3.*Région 3*……. 60
III.5.3.2.4.*Région 4*……. 60
III.5.3.3.*Secteur C*…… 61
III.5.3.3.1.*Région 1*……. 61
III.5.3.3..2.*Région 2*…… 62
III.5.3.3.3.*Région 3*……. 63
III.5.3.3.4.*Région 4*……. 63
III.5.3.4.*Secteur D*…… 64
III.5.3.4.1.*Région 1*…….. 64
III.5.3.4.2.*Région 2*…….. 65
III.5.3.4.3.*Région 3*…….. 65
III.5.3.4.4.*Région 4*…….. 66
III.5.3.5.*Secteur E*…….. 67
III.5.3.5.1.*Région 1*…….. 67

III.5.3.5.2.*Région 2*…….. 67
III.5.3.5.3.*Région 3*…….. 68
III.5.3.5.3.*Région 3*…….. 69
III.5.3.6.*Secteur F*…….. 69
III.5.3.6.1.*Région 1*…….. 69
III.5.3.6.2.*Région 2*…….. 70
III.5.3.6.3.*Région 3*…….. 71
III.5.3.6.4.*Région 4*…….. 71
III.6. Conclusion…….. 73
CHAPITR IV :PRESENTATION DE DSPACE ET LES RESULTATS DE SIMULATION…… 75
IV.1.Introduction…….. 75
IV.2. Présentation de la carte dSPACE…….. 75
IV.2.1 .*Dispositifs d'entrée /Sortie*…….. 77
IV.2.2. *Emplacement de la carte* …… 77
IV.2.3.*Panneau de Connexion CP1103 et d'indicateurs LED CLP1103*……. 78
IV.2.3.1. *CP 1103 (Panneau de connexions)*…….. 78
IV.2.3.2. *CLP 1103 (Panneau d'indicateur LED)*…….. 79
IV.2.4. *Exemples d'applications typiques de la DS1103*……... 80
IV.2.5. *Avantages de carte dSPACE*…….. 81
IV.3. DifférentesMéthodes de programmation temps réel de la carte DS1103…… 81
IV.3.1. *ControlDesk*…… 82
IV.3.2. *Programmation manuelle de la carte DSPACE par langage C*…… 83
IV.3.2.1. *Compilateurs C de dSPACE* …… 83
IV.3.2.2 .*Compilateur Microtec PPC pour Processeur Motorola PowerPC*…….. 83
IV.3.2.3. *Compilateur C TMS320C3x/C4x pour processeur Slave DSP*……. 84
IV.3.3 .*Utilisation du logiciel SIMULINK de MATLAB*…….. 84
IV.3.3.1. *Interface dSPACE sur MATLAB*……... 84
IV.3.3.2. *Présentation des interfaces dSPACE*…… 84
IV.3.3.2.1.*MATLAB/SIMULINK/dSPACE…*…… 85
IV.3.3.3 *Utilisation Du Module Real Time Interface (RTI)*…… 86
IV.3.3.4. *Bibliothèque d'applications RTI1103*……... 86
IV.3.3. *Avantages de SIMULINK par rapport à la programmation*……. 87

IV.4.Validation expérimentale…….. 87
IV.4.1. Description Du Banc Expérimental.…… 87
IV.4.2. *Résultants expérimentaux*……... 88
IV.4.2.1.*Fonctionnement en onduleur de tension*……..…….. 88
IV.4.2.1.1.*Teste d'une charge passive pour la commande vectorielle*……. 88
IV.5. Conclusion…….. 89
Conclusion général …….... 90

LISTE DES FIGURES

Figure I.1:*Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.* ……..... 4

Figure I.2 : *Interrupteur bidirectionnel d'interrupteur*……..... 5

Figure I.3 : *réseaux pétri bidirectionnel.* ……..... 5

Figure I.4 : *Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux*……..... 5

Figure I.5 : *Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux*…. 6

Figure I.6 : *Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux Les éléments constituant chaque cellule sont montrées par les traits forts.* …… 7

Figure 7 : *Réseau de pétri série*……..... 8

Figure I.8 : *modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux*…… 14

Figure I.9: *Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux*…… 15

Figure II.1 : *tension d'un bras d'onduleur*……. 17

Figure II.2 : *séquence de commande d'un bras d'onduleur*…….. 18

Figure II.3: les différents signaux de la stratégie ; pour m=5,r=0,8……..... 20

Figure II.4.1.a: *la tension de sortie pour m=5 r=0.8*……. 21

Figure II.4.1.b: *spectre harmonique pour m=5 r=0.8*…… 21

Figure II.4.2.a*: la tension de sortie pour m=21 r=0.8*……..... 22

Figure II.4.2.b*:spectre harmonique pour m=21 r=0.8*…… 22

Figure II.5 : *Variation de V_{1eff} en fonction de r, pour m=12.* ……... 23

Figure II.6*: les différents signaux de la stratégie avec injection de L'harmonique trois avec m=5, r=0.8*……..... 24

Figure II.7 *: variation du fondamental en fonction de r, pour m=12 avec l'induction de l'harmonique trois.*…… 24

Figure II.8 *: les différents signaux de la stratégie.* …… 25

Figure II.9.1.a: *la tension de sortie pour m=5 r=0.8*…… 26

Figure II.9.1.b: *spectre harmonique pour m=5 r=0.8*…… 26

Figure II.9.2.a*: la tension de sortie pour m=21 r=0.8*……..... 26

Figure II.9.2.b*: spectre harmonique pour m=21 r=0.8*……..... 27

Figure II.10 : *caractéristique de réglage.* ……..... 27

Figure II.11: *principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire avec injection harmonique trois.* ……..... 28

Figure II.12: *Caractéristique de réglage dans le cas d'une injection de l'harmonique trois.*……..... 28

Figure II.13: *les différents signaux de la stratégie*……..... 29
Figure II.14.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8*……..... 30
Figure II.14.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8*……..... 30
Figure II.14.2.a: *la tension de sortie pour m=21, r=0.8*……. 30
Figure II.14.2.b: *spectre harmonique pour m=21, r=0.8*……. 31
Figure II.15: *principe de commande*……..... 31
Figure II.16.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8*……. 32
Figure II.16.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8*…….…….. 32
Figure II.16.2.a: *la tension de sortie pour m=21, r=0.8*……..…… 33
Figure II.16.2.b: *spectre harmonique pour m=21, r=0.8*…… 33
Figure II.17: *Les différents signaux de la stratégie signaux pour m=10, r=0.8*……..... 34
Figure II.18.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8*……..... 35
Figure II.18.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8*……..... 36
Figure II.18.2.a: la tension de sortie pour m=21, r=0.8……..... 36
Figure II.18.2.b: spectre harmonique pour m=21, r=0.8……..... 36
Figure II.19: *variation de V_{1eff} en fonction de r pour m=12*……. 37
Figure II.20: *les différents signaux de la stratégie*…… 38
Figure II.21: *variation de V_{1eff} en fonction de r*……..…… 38
Figure III.1: *Etapes de la MLI vectorielle*……..... 40
Figure. III.2. *: Représentation spatiale des positions du vecteur tension*……..... 41
Figure. III -3: *Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC*…… 42
Figure.III :4.5: *vecteurs de tension d'onduleur à trios niveaux; (a):la représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β), (b) : les états de commutation*…… 45
Figure. III.6: *Projection du vecteur de référence dans la première région*……... 46
Figure. III -7: *Projection du vecteur de référence dans la deuxième région*……. 48
Figure. III -8: *projection du vecteur de référence dans la troisième région*……..... 50
Figure. III -9 : *Projection du vecteur de référence dans la quatrième région*…….. 52
Figure. III-10: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A*……. 56
Figure III-11: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A*…… 57
Figure. III-12: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A*……. 58

Figure. III-13: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A*…… 58
Figure. III-14: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur B*…… 59
Figure. III-15: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur B*……..... 60
Figure. III-16: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B*……..... 60
Figure. III-17: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B*……..... 61
Figure. III-18: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C*……..... 62
Figure. (III-19): *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C*……..... 62
Figure. III-20: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C*…… 63
Figure. III-21: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C*……..... 64
Figure. (III-22): *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D*…….. 64
Figure. III-23: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D*…… 65
Figure. III-24: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D*……. 66
Figure. III-25: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur*……. 66
Figure. III-26: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E*……. 67
Figure. III-27: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E*……..... 68
Figure. III-28: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E*…… 68
Figure. III-29: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E*…….. 69
Figure. III-30: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F*……..... 70

Figure. III-31: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F*…… 70
Figure. III-32: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur* F…… 71
Figure. III-33: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F*……..... 72
Figure IV.1: *Schéma synoptique de la carte DSPACE DS1103*…….. 76
Figure IV.2: *Emplacement de la carte DSPACE DS1103*…… 78
Figure IV.3: *Panneau de connexions CP1103*…… 79
Figure IV.4: *Panneau d'indicateurs LED CLP1103*…….. 79
Figure IV.5: *Fenêtre du logiciel Control Desk*……..... 82
Figure IV.6*: schéma de principe de la commande DOWN1103*……. 83
Figure IV.7: *Développement d'une application temps réel sous MATLAB*…….. 85
Figure IV.8: *Bibliothèque RTI1103 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1103*…… 86
Figure IV.9: *photo du banc expérimental d'un onduleur triphasé à structure NPC*…….. 87
Figure IV.10 :*Le spectre d'harmonique de la tension de sortie*…….. 88
Figure IV.11 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI vectorielle sur Matlab/simulink…… 89
Figure IV.12 : la tension de sortie à MLI vectorielle sur l'oscilloscope…….. 89

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : *différentes configuration possibles du fonctionnement d'un bras*…….. 6

Tableau I.2 : *Table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée*……. 9

Tableau II.1: *comparaison entre les différentes stratégies*……. 38

Tableau. III -1: *Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux*……... 42

Tableau. III -2: *Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux* 44

Tableau. III-3: *Les expressions analytiques du te ps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions*…….. 54

Tableau. III-5: *Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région*……... 72

LISTE DES ACRONYMES

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers.

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.

R_e : Réceptivité d'entrée

R_s : Réceptivité de sortie.

F_{ki} : Fonction de connexion d'interrupteur TDk1.

F_j : 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

Vm : Amplitude maximale de la référence sinusoïdale.

Upm : Amplitude maximale de la triangulaire.

THD : Distorsion totale des harmoniques,

da, db, dc :Les rapports cycliques dus aux vecteurs de commutation.

E :Tension principale de l'onduleur.

F :Fréquence du fondamentale.

Fe :Fréquence d'échantillonnage.

G :Le nombre des états de la variable Ci.

K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}, K_{i4} :Commutateurs pour le bras i de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux.

Q :Le nombre de phase.

S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2} S_{a3}, S_{a4}, S_{b3}, S_{b4}, S_{c3}, S_{c4} :Les périodes de commutation pour les interrupteurs en haut d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension.

T_0 :Le temps d'utilisation du vecteur V0 ou V7 dans un onduleur classique.

T_1 :Le temps d'utilisation du vecteur V1 dans un onduleur classique.

T_2 :Le temps d'utilisation du vecteur V2 dans un onduleur classique.

T_a, T_b, T_c :Les temps de commutation pour les vecteurs de tension.

Tm :La période de modulation.

V0, V1, …..V7 :Les vecteurs de tension à la sortie d'un onduleur classique.

V_0, V_1, V_1',.., V_{20} :Les vecteurs de commutation de la tension à la sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux de tension.

V_a, V_b, V_c :Les tensions simples aux bornes de la charge.

Vab, Vbc, Vca :Les tensions composées aux bornes de la charge.

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} :Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.

V_{ref} :Le vecteur de référence.

Y :Numéro du secteur.

ɵ :L'angle instantané du vecteur de référence.

ملخص:

في هذا العمل نقترح نموذج وبعض إستراتجيات التحكم (MLI) كما نعرض في هذه المذكرة دراسة مَموج ذو ثلاث مستويات ذو البنية النقطية الحيادية المتراوحة (NPC) .حيث أن هيكلة المُموج الجديد يسمح باستعمال توترات و إستطاعات عالية وكذا تحسين نوعية التوتر المنتج ونبدا بتقديم هذه الهياكل وكذلك نموذج هذه الموارد. وبعد ذلك ,نشرع فى مختلف مراحل الخوارزمية المقترحة .وأخيرا، يتم عرض النتائج التجريبية عند استعمال المتزامن.

كلمات مفتاحية : مَموج ،NPC، ثلاث مستويات ، إستراتجية MLI .

Résumé

Dans ce mémoire , on propose de développer les stratégies de commande par Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI) d'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC. Nous commençons par présenter ces structures ainsi que le modèle de ce convertisseur. Par la suite, on développe les différentes étapes de l'algorithme proposé que on a implémenté. Enfin, des résultats expérimentaux justifiants la fidélité du modèle sont présentés.

Mots clés : Onduleur triphasé ; Structure NPC ; Trois niveaux ; Stratégie MLI.

Abstract

In this paper, I propose to develop control strategies by Pulse Width Modulation (PWM) inverter voltage three-level NPC structure. We begin by presenting the structure and model of this converter. Thereafter, we develop the various stages of the proposed algorithm we have implemented. Finally, justifiants loyalty model experimental results are presented.

Key words: three-level Inverter, NPC structure , three levels, PWM Strategy.

Introduction générale

Introduction générale

Depuis de nombreuses années, L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un essor très important. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelque watt à plusieurs centaines de mégawatts). Les structures de conversion d'énergie, principales actrices de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes.

Durant ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a connues un développement fabuleux grâce au développent des technologies des semi-conducteurs et des techniques numériques. Le développent est assuré que ce soit sur le volet architecture que capacité de conversion. A nos jours, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance dit «multiniveaux» qui sont utilisés principalement pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance [1] [2]. Le développent dans le domaine énergétique a poussé l'intégration de ces dernier dans les réseaux de transport d'énergie.

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 commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM).

L'application des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs aux onduleurs conventionnel ou multiniveaux de tension pour réduire les harmoniques. Tel que la commande en pleine onde, la MLI triangulo-sinusoïdale, et la MLI vectorielle. La MLI vectorielle est la méthode la mieux adaptée à l'implémentation numérique.

Dans notre travail, on s'intéresse à l'implémentation numérique de différentes stratégies de modulation des onduleurs trois niveaux à structure NPC. En ces derniers, les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur que celle à la structure classique. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

Nous avons organisé ce mémoire en 4 chapitres:

Le premier chapitre présente la modélisation de l'onduleur, nous donnons le modèle de commande et de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différentes stratégies classiques de commande à MLI des onduleurs de tension trois niveaux ; tel que la commande en pleine onde, la MLI triangulo-sinusoïdale.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la stratégie de commande SVM appliquée aux onduleurs à deux et à trois niveaux de tension de type NPC.

Dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats de simulation et expérimentales de la modulation vectorielle appliquée au onduleur trois niveaux à structure NPC.

Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

modélisation de l'onduleur à trois niveaux

I.1.Introduction

La première structure décrite est une mise en série de pont en H. Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC) [1] [2]. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure. Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série [3], aussi connu dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC). Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série.

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cela que dans un premier temps, ces structures de base seront présentées. 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 [4][5].
- 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. Structure d'onduleur à trois niveaux NPC

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

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.

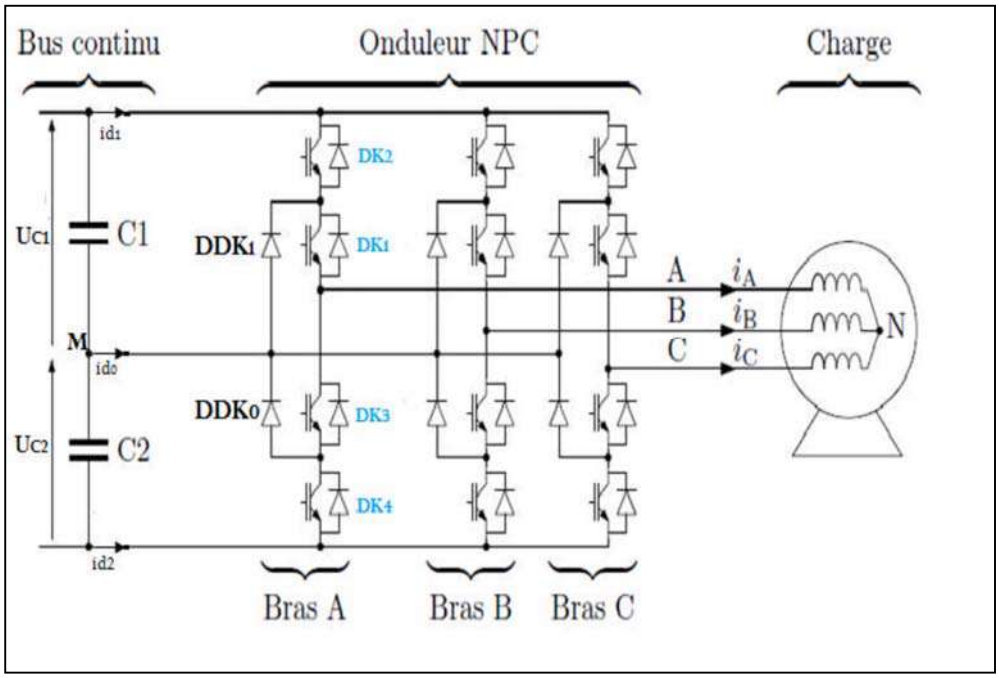


Figure I.1:*Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.*

I.2.1.*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 [4].

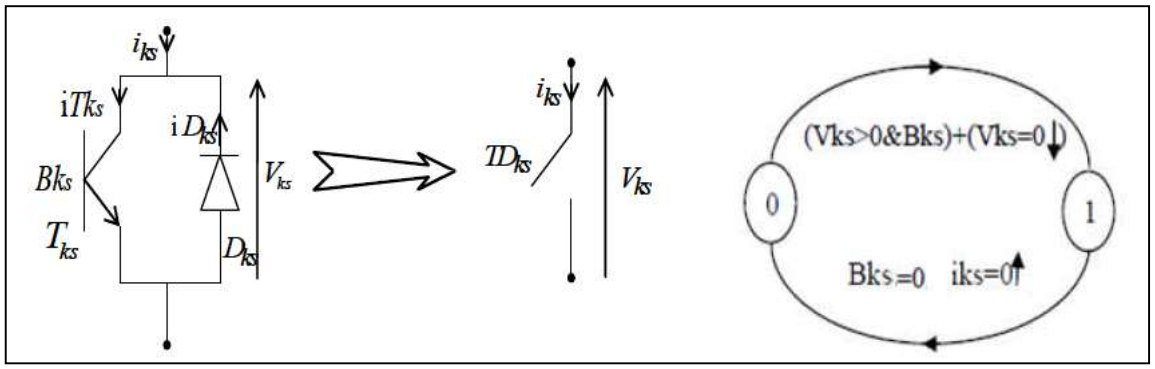


Figure I.2 : *Interrupteur bidirectionnel*

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

I.2.2.*Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux*

L'onduleur a trois niveaux a une structure symétrique. Donc on procède par bras (figure **I.4**), ainsi, on défini en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande.

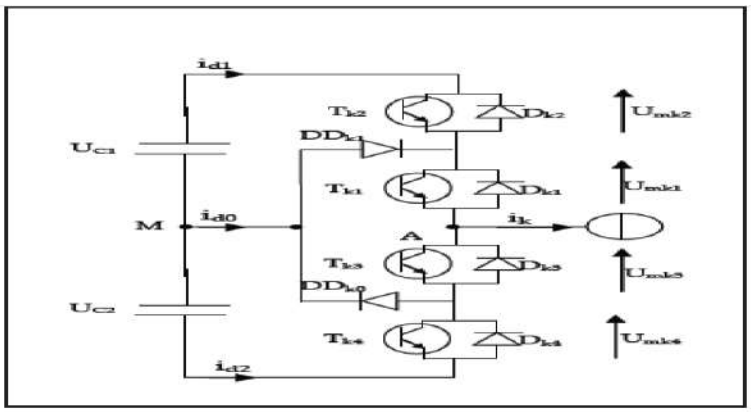


Figure I.4 : *Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux*

I.2.3 .*Les différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux*

A fin d'élaborer un modèle du fonctionnement de ces onduleurs a trois niveaux sans apriori sur la commande ; on représente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel et on procède par bras (grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé) une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. La figure I.5 représente ces différentes configurations (Uc1=Uc2= Uc).

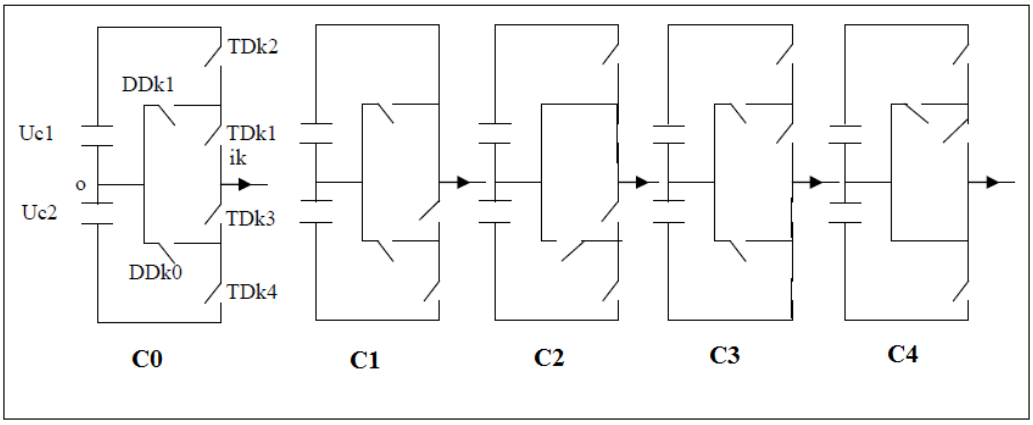


Figure I.5 : *Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.*

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau I.l (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud K du bras K). Pour la configuration E_0, le potentiel V_k dépend de la charge.

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

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
C_0	$i_k=0$
C_1	$V_k=Uc1$
C_2	$V_k=0$
C_3	$V_k=-Uc2$
C_4	$V_k=0$

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 niveaux).

I.2.3.1.*Cellule de commutation multi-tripôle :*

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi-tripôle [6][7], dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules(a),(b),(c) tripôles comme le montre la figure suivante:

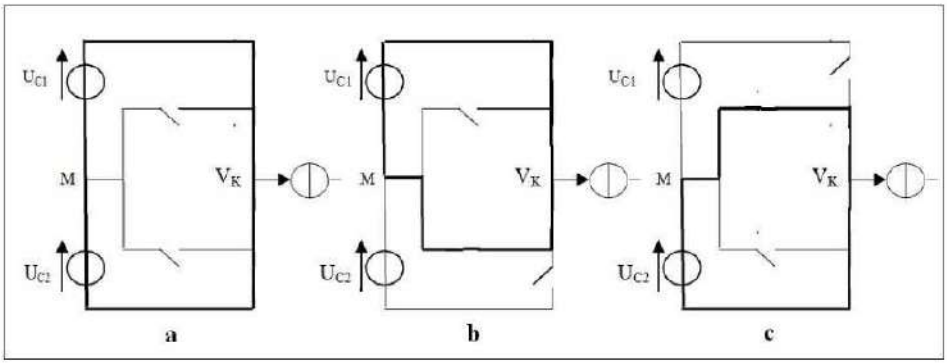


Figure I.6 : *Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux Les éléments constituant chaque cellule sont montrées par les traits forts.*

I.2.4.*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.

La figures I.7 montre le réseau de pétri série 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 [4][8].

R_{01}= B_{K1}.&.(U_{mk1} >0)&U_{k2}&(U_{mk2}>0)]+[U_{mK1}<0)& [U_{mk2}<0)] .

R_{02}= (U_{mk1}>0)&B_{k1}&($\overline{Bk2}$+(U_{mk2}<0)] .

R_{03}=(U_{mk3}>0)&B_{k3}&(U_{mk4}>0)&B_{k4}]+[(U_{mk3}<0)&(U_{mk4}<0)]

R_{04}= (U_{mk3}>0)&B_{k3}&($\overline{Bk4}$+(U_{mk4}<0)] .

R_{10}=(i_k=0).

R_{12}=B_{k2}&B_{k1}&(i_k>0).

R_{13}=[B_{k1}&(i_k>0)]&[B_{k3}&B_{k4}&(i_k<0)].

R_{14}=B_{k4}&B_{k3}&(i_k<0).

R_{20}=(i_k=0↓)&$\overline{Bk3}$&[$\overline{Bk1}$+$\overline{Bk2}$]

R_{21}=B_{k1}&B_{k2}&(i_k>0).

R_{23}=$\overline{Bk1}$&(i_k>0).

R_{30}=(i_k=0).

R_{31}=$\overline{Bk3}$&(i_k<0)+(B_{k1}&B_{k2}&(i_k<0)).

R_{32}= B_{k1}&$\overline{Bk2}$&(i_k>0).

R_{34}= B_{k3}&B_{k4}&(i_k<0).

R_{40}==(ik=0↑)&$\overline{BK1}$&[$\overline{Bk3}$+$\overline{Bk4}$].

R_{41}=B_{k3}&B_{k4}&(i_k<0).

R_{43}=B_{k3}&B_{k4}&(i >0).

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

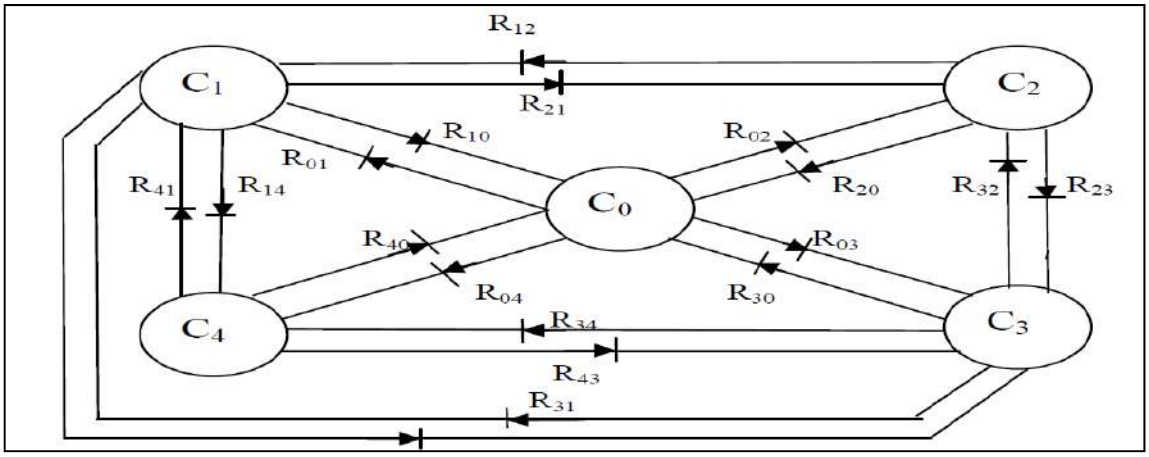


Figure 7 : *Réseau de pétri série*

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 [6][8].

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) [2][6].

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 TD_{K1}, par exemple, peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras : TD_{K2}, TD_{K3}, TD_{K4}.

Ainsi, on écrit : $\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{cases}, \begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \end{cases} \qquad \text{(I..1)}$$

Où: Bks étant les signaux de commande du transistor T_{ks} du bras k.

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*

BK1	BK2	BK3	BK4	VK
0	**0**	**1**	**1**	**-UC2**
0	**1**	**0**	**1**	**INCONNUE**
1	**0**	**1**	**0**	**0**
1	**1**	**0**	**0**	**UC1**

I.3.3.*Fonction de connexion des Interrupteurs*

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

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

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

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \tag{I.3}$$

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:

$$\begin{cases} F_{k11} = 1 - F_{k14} \\ F_{k12} = 1 - F_{k13} \end{cases}, \begin{cases} F_{k21} = 1 - F_{k24} \\ F_{k22} = 1 - F_{k23} \end{cases}, \begin{cases} F_{k31} = 1 - F_{k34} \\ F_{k32} = 1 - F_{k33} \end{cases} \tag{I.4}$$

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 : $\mathbf{F_{Km}^{b}}$

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:

$$\begin{cases} F_{K1}^{b} = F_{k1}\ X\ F_{k2} \\ F_{K0}^{b} = F_{k3}\ X\ F_{k4} \end{cases} \tag{I.5}$$

F_{K1}^{b} est associée au demi- bras du haut (la paire T_{k1}, T_{k2}) et F_{K0}^{b}est associée au demi bras du bas (la paireT_{k3}, T_{k4}). 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 $U_{C1} = U_{C2} = U_C$).

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})\,U_C \\ V_{BM} &= F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})\,U_C \\ V_{CM} &= F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})\,U_C \end{aligned} \quad (I.6)$$

On constate d'après le système (I.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 :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}\,X\,F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}\,X\,F_{14} \end{cases} \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}\,X\,F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}\,X\,F_{24} \end{cases} \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}\,X\,F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}\,X\,F_{34} \end{cases} \quad (I.7)$$

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

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{10}^b U_{C1} - F_{11}^b U_{C2} = (F_{10}^b - F_{11}^b)U_C \\ V_{BM} &= F_{20}^b U_{C1} - F_{21}^b U_{C2} = (F_{20}^b - F_{21}^b)U_C \\ V_{CM} &= F_{30}^b U_{C1} - F_{31}^b U_{C2} = (F_{30}^b - F_{31}^b)U_C \end{aligned} \quad (I.8)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{aligned} U_{AM} &= V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{C2} \\ U_{BM} &= V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{C1} - (F_{13}F_{14} - F_{33}F_{34})U_{C2} \\ U_{CM} &= V_{CM} - V_{BM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{C1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{C2} \end{aligned} \quad (I.9)$$

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

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 \\ V_{BN} &= V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 \\ V_{CN} &= V_C = (U_{CA} - U_{BC})/3 \end{aligned} \quad (I.10)$$

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

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \right. \quad (I.12)$$

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}.F_{12}.i_1 + F_{21}.F_{22}.i_2 + F_{31}.F_{32}.i_3 \\ i_{d2} = F_{13}.F_{14}.i_1 + F_{23}.F_{24}.i_2 + F_{33}.F_{34}.i_3 \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

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

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b.i_1 + F_{21}^b.i_2 + F_{31}^b.i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b.i_1 + F_{20}^b.i_2 + F_{30}^b.i_3 \end{cases} \quad \text{(I. 14)}$$

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 :

$$i_{d0} = F_{11}.F_{13}.i_1 + F_{21}.F_{23}.i_2 + F_{31}.F_{33}.i_3 \quad \text{(I. 15)}$$

En introduisant les équations (I. 12) et (I. 13), le courant id0 peut s'écrire comme suit :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad \text{(I.16)}$$

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

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{10}^b + F_{11}^b).i1 - (F_{20}^b + F_{21}^b).i2 - (F_{30}^b + F_{31}^b).i3 \quad \text{(1-17)}$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est $[U_{c1}\ U_{c2}\ i_1\ i_2\ i_3]$, et ses entrées internes sont :

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

On définit les relations de conversion simples et composées comme suit [4] :

- Relations de conversion simple

$$\begin{pmatrix} VA \\ VB \\ VC \\ id1 \\ id2 \\ id3 \end{pmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad \text{avec}$$

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b)/3 & -(F_{10}^b + F_{20}^b)/3 & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b + F_{31}^b)/3 & -(F_{20}^b + F_{30}^b)/3 & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b)/3 & -(F_{30}^b + F_{10}^b)/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b + F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b + F_{20}^b)(1 - F_{31}^b + F_{30}^b) & \end{bmatrix} \quad \text{(I.18)}$$

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

- Relations de conversion composée

$$\begin{pmatrix} VAB \\ VBC \\ VCA \\ id1 \\ id2 \\ id3 \end{pmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad \text{avec}$$

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b + F_{21}^b) & -(F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b + F_{31}^b) & -(F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b + F_{11}^b) & -(F_{30}^b + F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b + F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b + F_{20}^b)(1 - F_{31}^b + F_{30}^b) & \end{bmatrix} \quad \text{(I.19)}$$

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

La figure I.8 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 à bloc continu, on utilisera les fonctions génératrices [4].

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.

$$\begin{pmatrix} VA \\ VB \\ VC \\ id1 \\ id2 \\ id3 \end{pmatrix} = [\mathrm{N_g}(t)] \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad avec$$

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

Et $$\begin{pmatrix} \mathrm{VAB} \\ \mathrm{VBC} \\ \mathrm{VCA} \\ id1 \\ id2 \\ id3 \end{pmatrix} = [\mathrm{M_g}(t)] \begin{bmatrix} \mathrm{UC1} \\ \mathrm{UC2} \\ \mathrm{i1} \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix}$$

avec

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

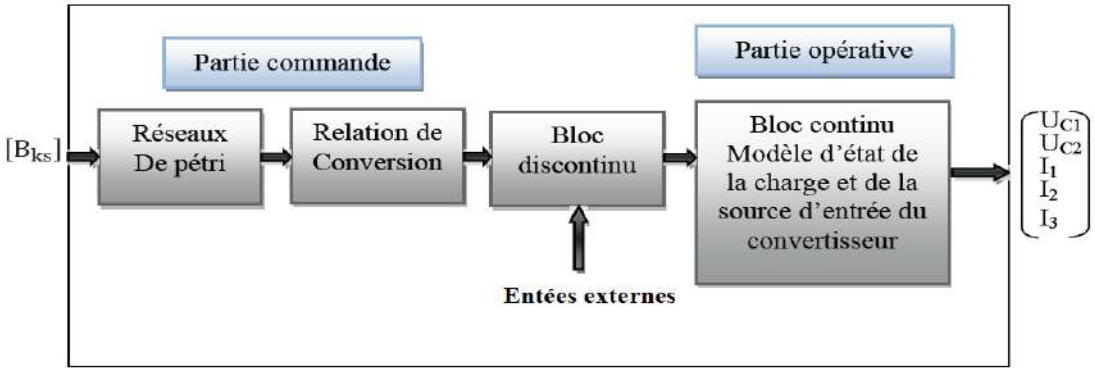


Figure I.8 : *modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux*

La figure I.9 représente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

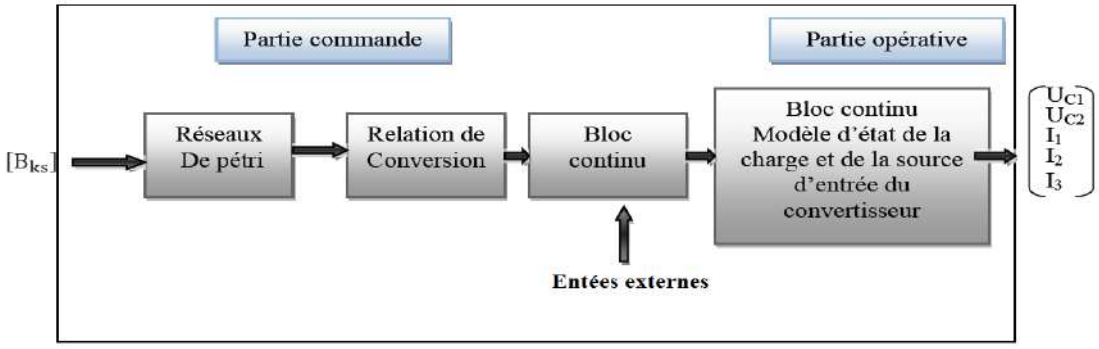


Figure I.9: *Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux*

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

$$\begin{cases} i1 + i2 + i3 = 0 \\ VA + VB + VC = 0 \\ Id0 = -(id1 + id2) \end{cases} \quad \text{(I-22)}$$

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.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [\mathrm{Nrg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix},$$

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

De même, la relation (I.20) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle) en remplaçant dans (I.22) les tensions simples V_A et V_B par les tensions U_A et U_B. On obtient ainsi la relation (I.23) ci-dessus :

$$\begin{bmatrix} VA \\ VB \\ id1 \\ id2 \end{bmatrix} = [\mathrm{Mrg}(t)] \begin{bmatrix} Uc \\ i1 \\ i2 \end{bmatrix},$$

$$[\mathrm{Mrg}(t)] = \begin{bmatrix} \left(F^{b}_{11g} - F^{b}_{10g}\right) - \left(F^{b}_{21g} - F^{b}_{20g}\right) & 0 & 0 \\ \left(F^{b}_{11g} - F^{b}_{10g}\right) - \left(F^{b}_{21g} - F^{b}_{20g}\right) & 0 & 0 \\ 0 & \left(F^{b}_{11g} - F^{b}_{31g}\right) & \left(F^{b}_{21g} - F^{b}_{31g}\right) \\ 0 & \left(F^{b}_{10g} - F^{b}_{30g}\right) & \left(F^{b}_{20g} - F^{b}_{30g}\right) \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

On appelle $[\mathrm{Nrg}(t)]$ et $[\mathrm{Mrg}(t)]$ respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux. On introduit la structure élémentaire où était 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}, ensuite on a établi un modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux et on a présenté la fonction de conversion avec ses relations. 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.

Chapitre II

les stratégies de commande classique de l'onduleur à trois niveaux NPC

II.1.Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signale de commande sera à la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continu doit être réglable .A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion .Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continu constante.

Afin de produire des tensions de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande on été proposées par différents auteurs pour l'onduleur de tension. Dans ce chapitre, on s'intéresse à étudier les stratégies suivantes :

- Commande en pleine onde.
- Commande triangu.lo-sinusoidale.

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 continue ,on doit avoir V_{am} impaire sur [-π,π] et symétrique autour de $\frac{\pi}{2}$ sur [0,π].

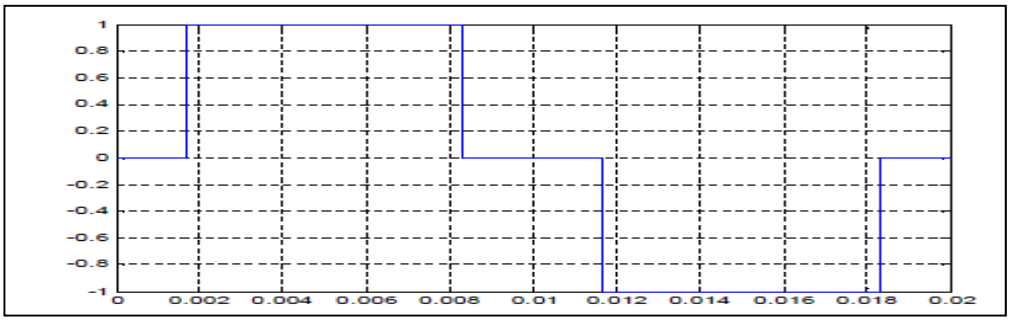


Figure II.1 : *tension d'un bras d'onduleur*

Cette tension est obtenue par l'application des ordres de commande des interrupteurs d'un demi bras d'un onduleur trois niveaux à structure NPC représentées sur les chronogrammes de la figure II.2.

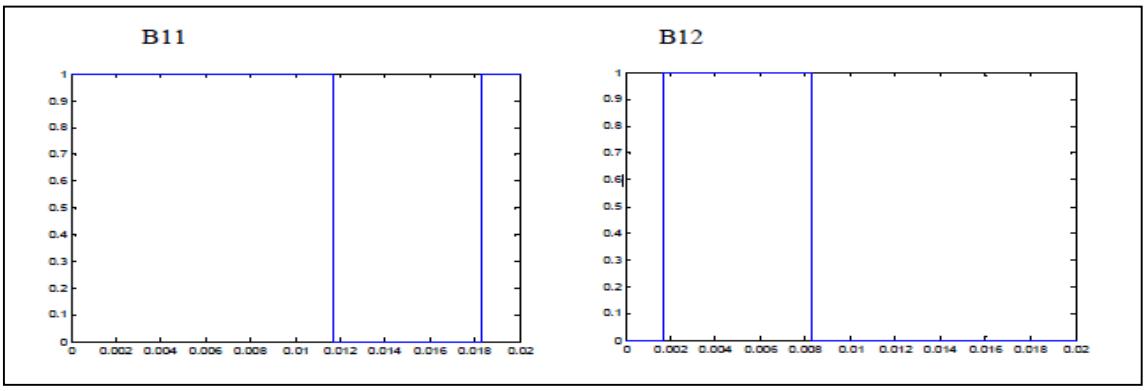


Figure II.2 : *séquence de commande d'un bras d'onduleur*

II .3. 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 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.*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 [4][9][10].

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés $2\pi/3$ de à la même fréquence *f.*

II.4.Modulation de Largeur d'Impulsion triangulo-sinusoïdale

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 :

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

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 [4].

II.4.2.*Caractéristique de la MLI*

Si la référence est sinusoïdale, on définit deux grandeurs :

-L'indice 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_{rmax}= r =0.8.

II.4.3.*Cas d'une porteuse triangulaire bipolaire*

La figure II-3 présenté le principe de la commande proposée

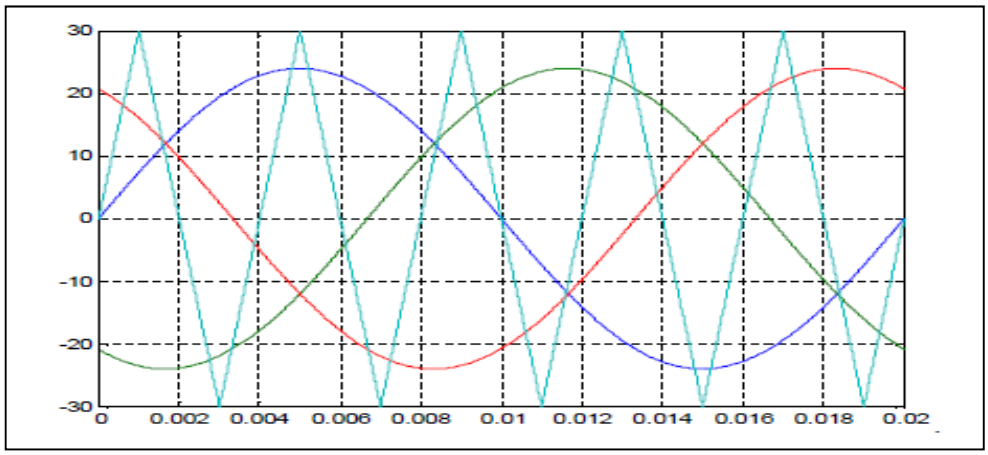


Figure II.3 : les différents signaux de la stratégie ; pour m=5,r=0,8

II.4.3.1.*Equation de la référence*

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

$$\begin{aligned} V_{ref\,1} &= r.\sin(wt-\varphi) \\ V_{ref\,2} &= r.\sin(wt-\varphi-\tfrac{2\pi}{3}) \\ V_{ref\,3} &= r.\sin(wt-\varphi-\tfrac{4\pi}{3}) \end{aligned} \qquad \text{(II.4)}$$

II.4.3.2.*Equation de la porteuse :*

$$Vp=\begin{cases} \frac{4t}{Tp} & si\ 0\le t\le \frac{Tp}{4} \\ \frac{-4t}{Tp}+2 & si\ \frac{Tp}{4}\le t\le \frac{3Tp}{4} \\ \frac{-4t}{Tp}+4 & si\ \frac{3Tp}{4}\le t\le Tp \end{cases} \qquad \text{(II.5)}$$

II.4.3.3.*L'algorithme de la commande*

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

$$\begin{aligned} &(|V_{ref.k}| \leq VP) \Rightarrow B_{k1}= 1 \ , B_{k2} = 0 \quad \text{et} \quad V_{AM}=0 \\ &(|V_{ref.k}| > VP) \text{ et } (V_{ref.k} > 0) \Rightarrow B_{k.1} = B_{k.2} = 1 \quad V_{AM}= E \\ &(|V_{ref.k}| > VP) \text{ et } (V_{ref.k} < 0) \Rightarrow B_{k.1} = B_{k.2} = 0 \quad V_{AM}= -E \end{aligned} \qquad \text{(II.6)}$$

II.4.3.4.*Simulation numérique*

les figure (II.4:(1,a,b).(2,a,b)) représente la tension de sortie VA et son spectre d'harmonique respectivement pour m=5 , m=21 et pour r=0,8.

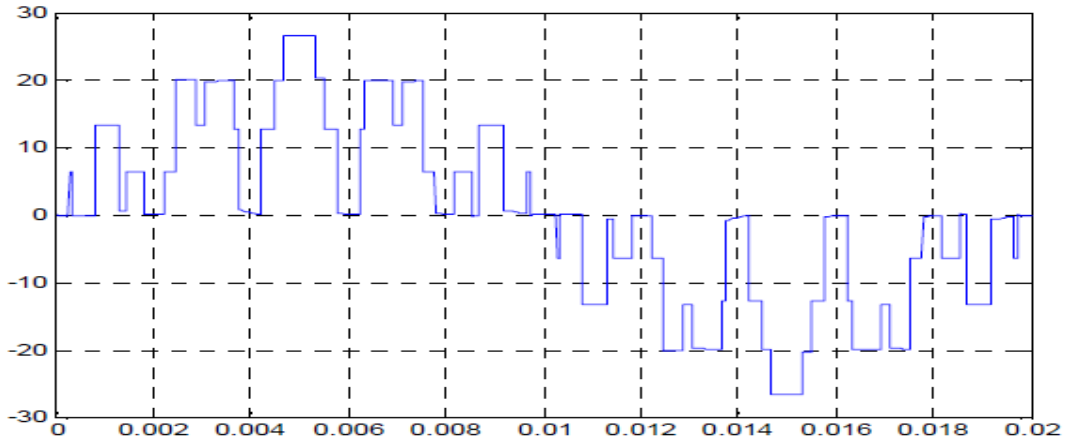


Figure II.4.1.a: *la tension de sortie pour m=5 r=0.8*

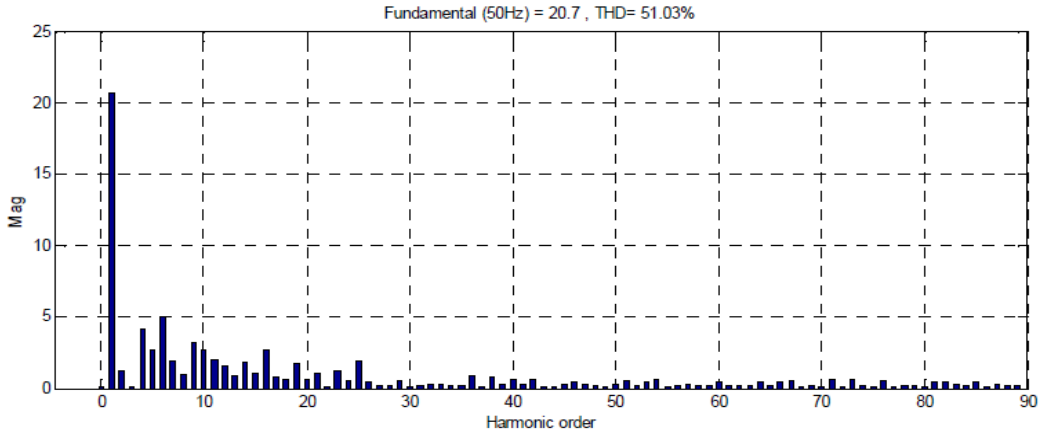


Figure II.4.1.b: *spectre harmonique pour m=5 r=0.8*

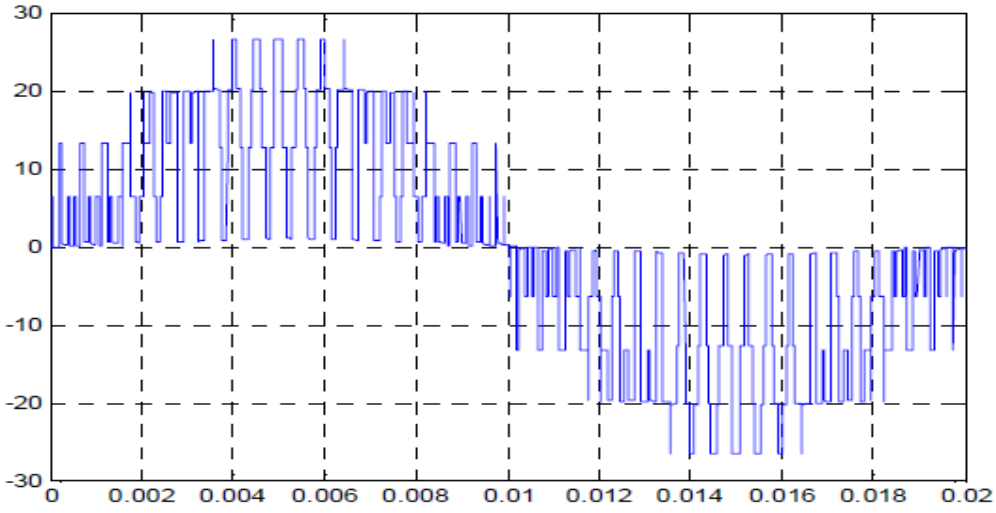


Figure II.4.2.a*: la tension de sortie pour m=21 r=0.8*

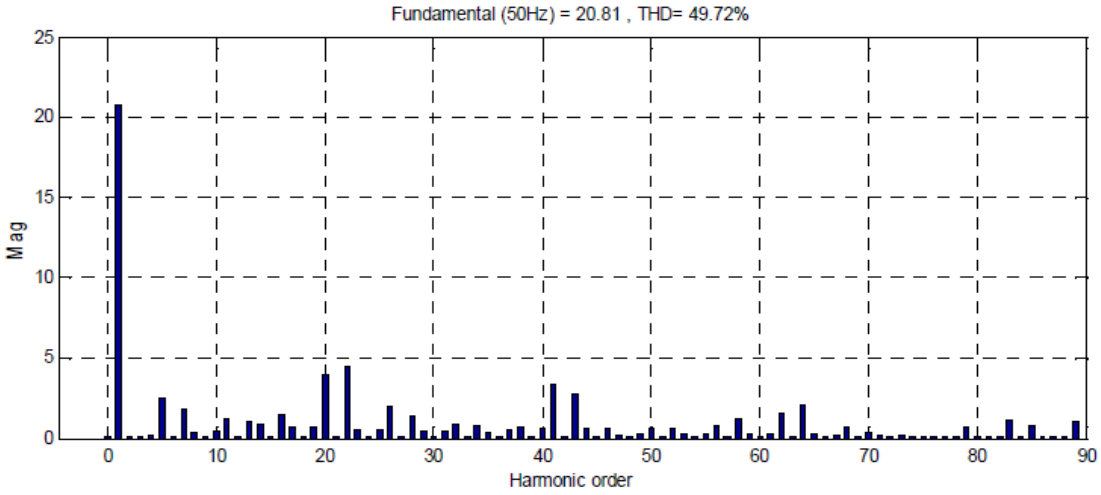


Figure II.4.2.b*: spectre harmonique pour m=21 r=0.8*

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.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.5 représente la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandés par cette stratégie. Cette caractéristique du réglage c'est une linéaire.

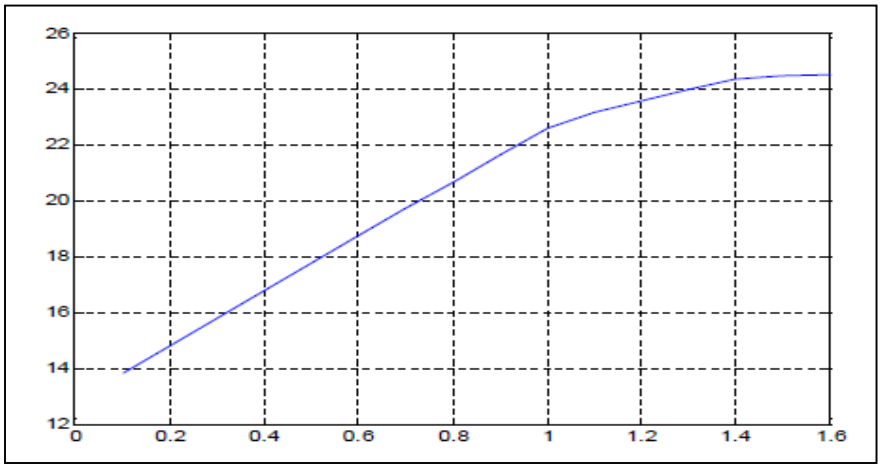


Figure II.5 : *Variation de V_{1eff} en fonction de r, pour m=12.*

II.4.3.6.*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 :

$$\begin{cases} \text{Vref } 1 = \text{Vm.}[\sin(\text{wt} - \varphi) + \text{a}\sin(3\text{wt})] \\ \text{Vref } 2 = \text{Vm.}[\sin(\text{wt} - \varphi - \frac{2\pi}{3}) + \text{a}\sin(3\text{wt})] \\ \text{Vref } 3 = \text{Vm.}[\sin(\text{wt} - \varphi - \frac{4\pi}{3}) + \text{a}\sin(3\text{wt})] \end{cases}$$

Avec a =0.2, l'amplitude de l'harmonique trois, Vm = 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.6 montre le principe de l'injection de l'harmonique trois

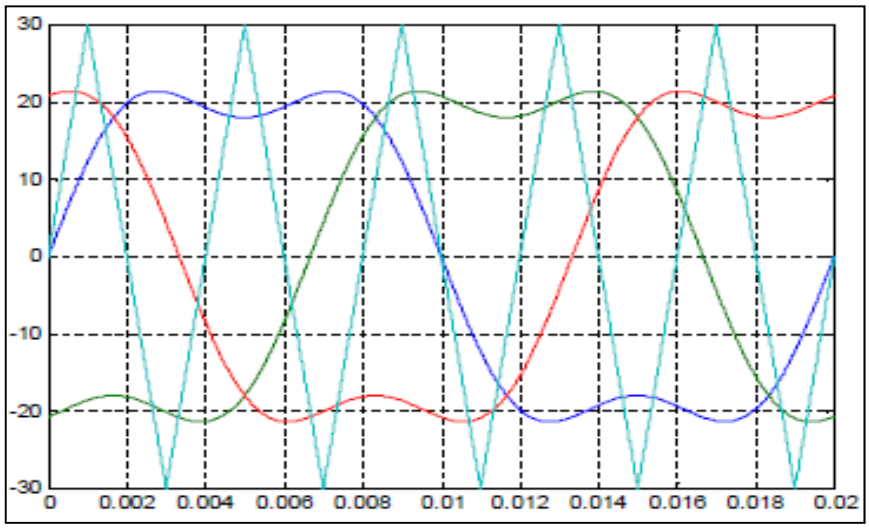


Figure II.6 : *les différent signaux de la stratégie avec injection de L'harmonique trois avec m=5, r=0.8*

La figure II.7 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.

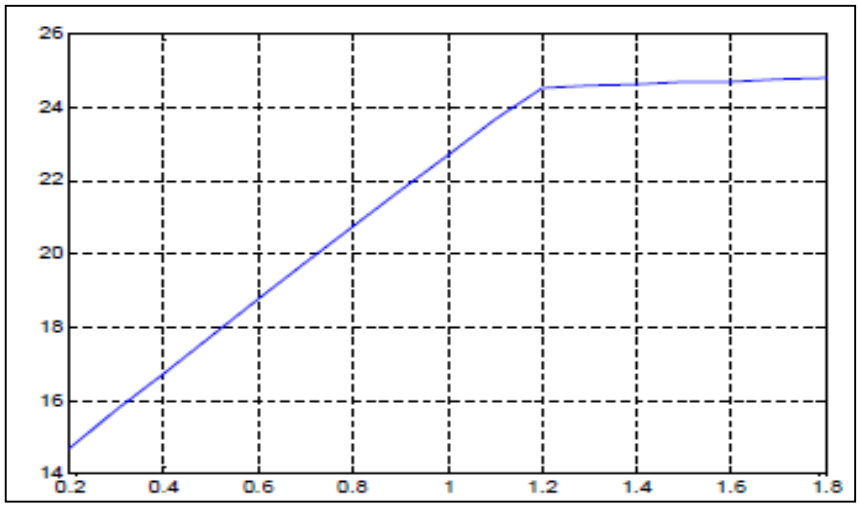


Figure II.7 : *variation du fondamental en fonction de r, pour m=12 avecl'injection de l'harmonique trois.*

II.4.4.*Cas d'une porteuse triangulaire unipolaire*

La figure II.8 présente le principe de base et les différents signaux de cette stratégie.

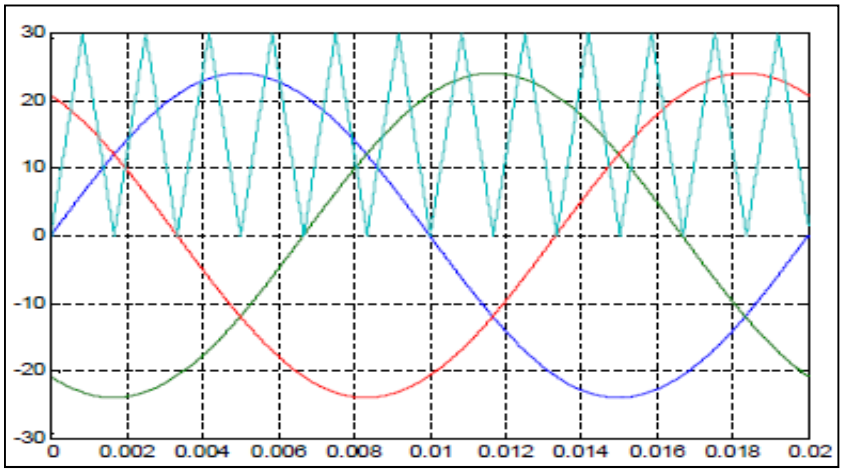


Figure II.8 : *les différents signaux de la stratégie*.

II.4.4.1.*Equation de la référence*

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

$$V_{ref\,1} = r.\sin(wt - \varphi)$$
$$V_{ref\,2} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{(II.8)}$$
$$V_{ref\,3} = r.\sin\left(wt - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

II.4.4.2.*Equation de la porteuse*

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

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

II.4.4.3.*Algorithme de commande*

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

II.4.4.4.*Simulation numérique*

Les figures (II.9 **:**1.2.) présentent la tension de sortie VA et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5 , m=21 et r = 0.8.

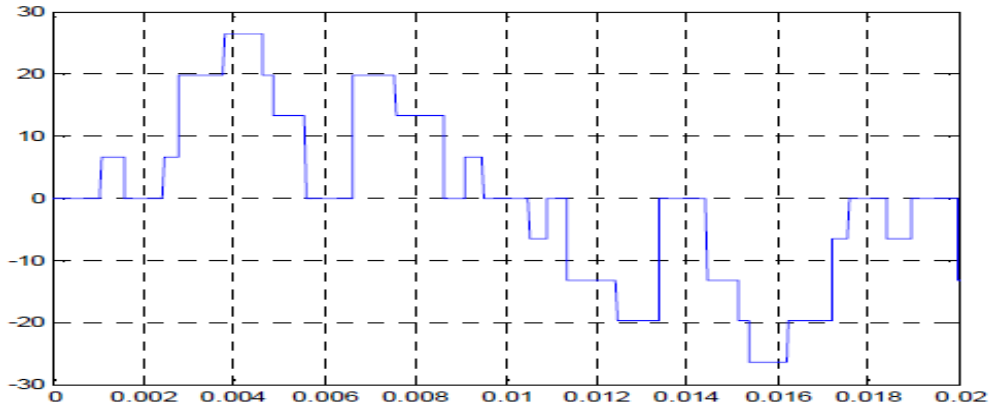


Figure II.9.1.a: *la tension de sortie pour m=5 r=0.8*

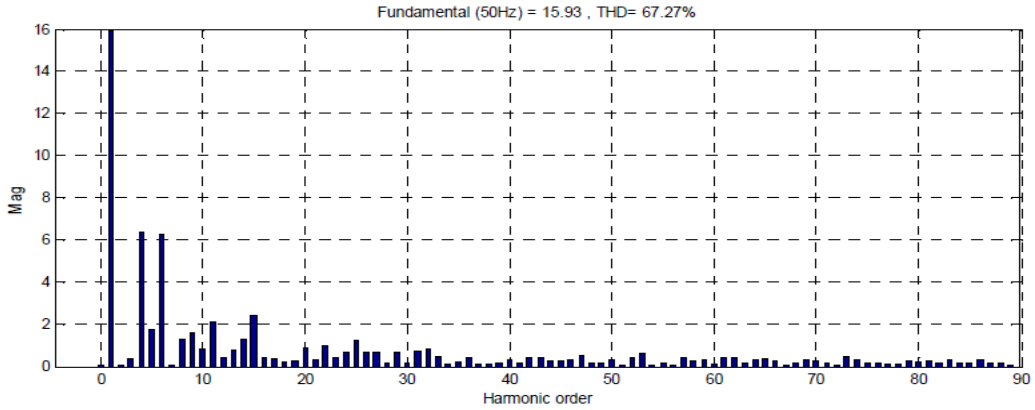


Figure II.9.1.b: *le spectre harmonique pour m=5 r=0.8*

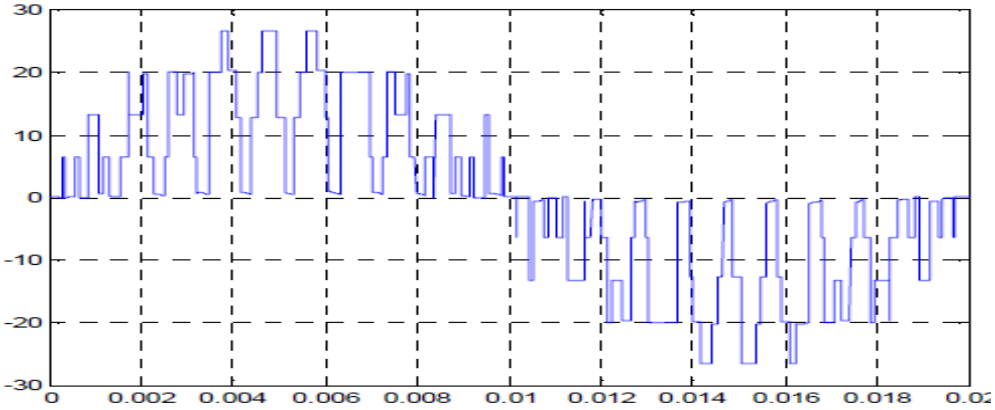


Figure II.9.2.a: *la tension de sortie pour m=21 r=0.8*

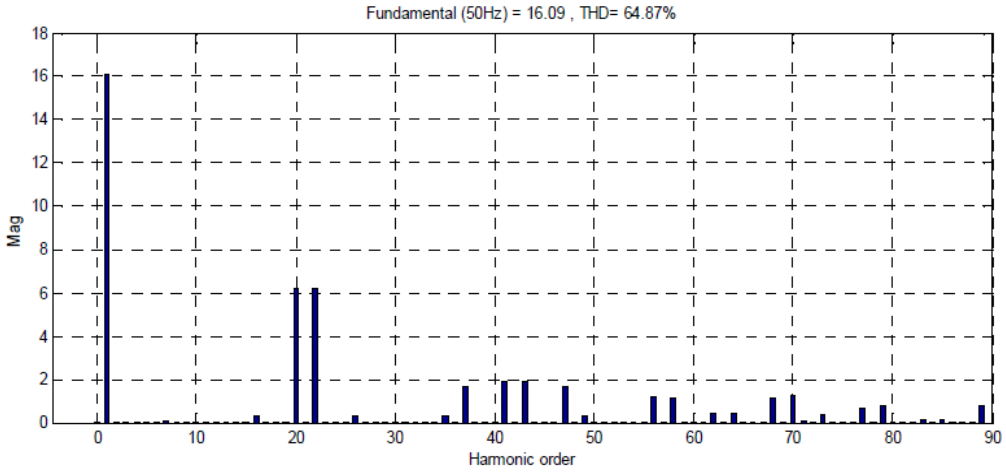


Figure II.9.2.b*: spectre harmonique pour m=21 r=0.8*

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.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

La figure II.10 indique la linéarité de la caractéristique de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la même MLI à porteuse triangulaire unipolaire.

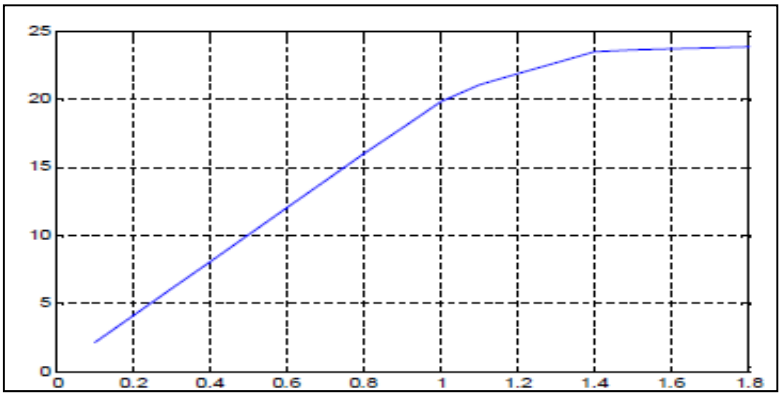


Figure II.10 : *caractéristique de réglage.*

II.4.4.6. *Stratégie avec l'injection de l'harmonique trois*

Le figure II.11 montre que, dans ce cas, nous modifions uniquement la référence par celle de l'équation (II-8) ; alors que la porteuse demeure triangulaire unipolaire.

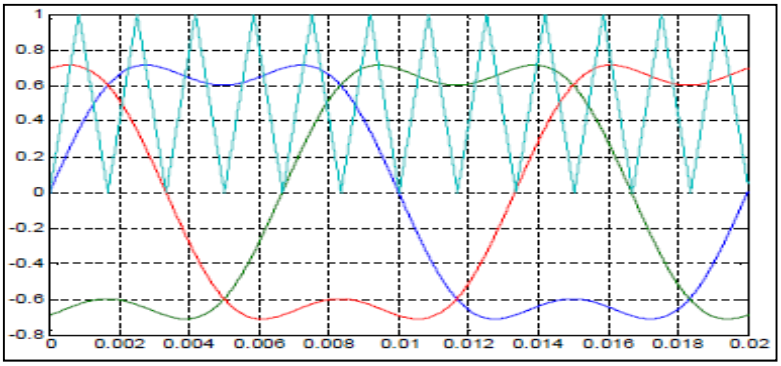


Figure II.11: *principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse unipolaire avec injection harmonique trois.*

La figure II.12 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.

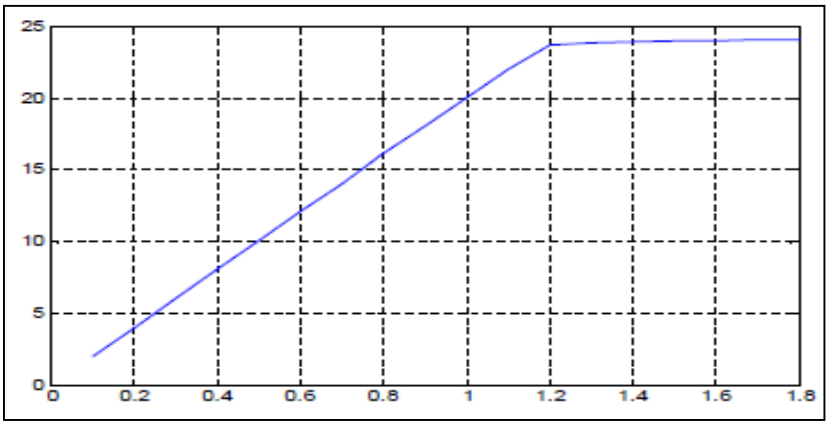


Figure II.12: *Caractéristique de réglage dans le cas d'une injection de l'harmonique trois.*

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

La figure II.13 présente le principe et différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à porteuse en dent de scie bipolaire.

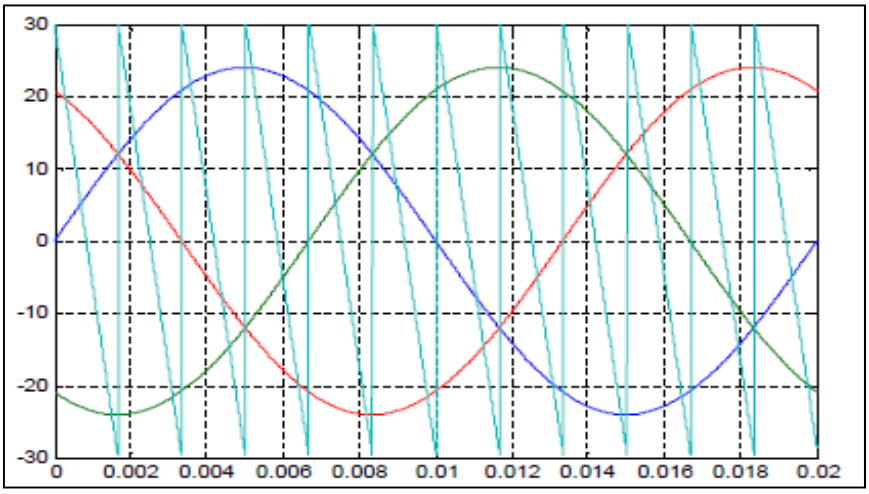


Figure II.13: *les différents signaux de la stratégie*

II.4.5.1.*Equation de la référence*

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

II.4.5.2.*Equation de la porteuse*

La porteuse suit l'équation suivante :

$$Vp = 1 - \frac{2t}{Tp} \qquad ; avec\ 0 \leq t \leq Tp \tag{II-10}$$

$$\begin{aligned} &|V_{ref.k}| \leq V_P \rightarrow B_{kl} = 1\ ,\ B_{k2} = 0 \quad et\ V_{AM}=0 \\ &|V_{ref.k}| > V_P \ et\ (V_{ref.k} > 0) \rightarrow B_{k.l} = B_{k.2} = 1 \qquad V_{AM} = E \\ &|V_{ref.k}| > V_P \ et\ (V_{ref.k} < 0) \rightarrow B_{k.}l = B_{k.2} = 0 \qquad V_{AM} = -E \end{aligned} \tag{II-11}$$

II.4.5.3.*Simulation numérique*

Les figures (II.14 : (1.a.b).(2.a.b)) représentent la tension de sortie VA et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5 ::m=21.

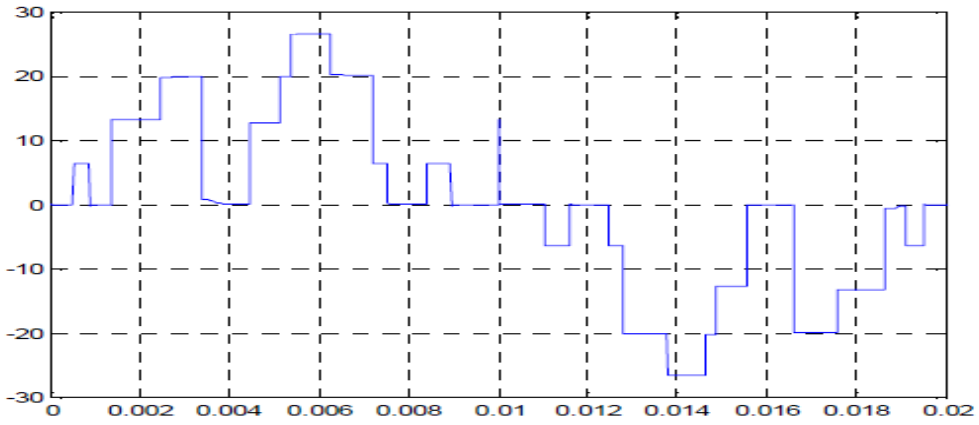


Figure II.14.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8*

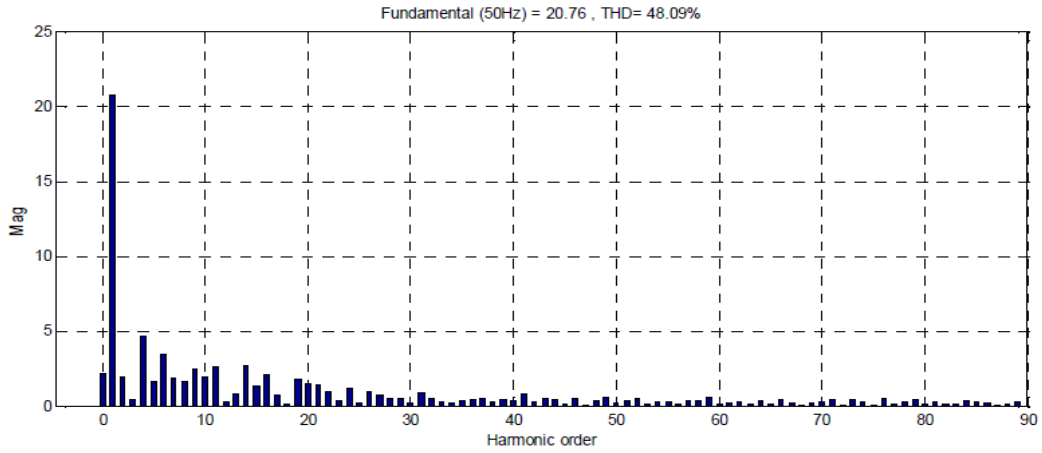


Figure II.14.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8*

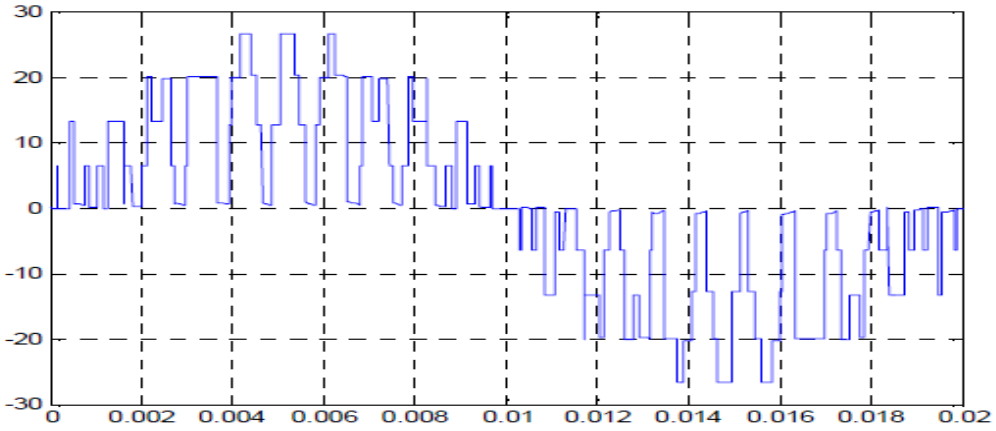


Figure II.14.2.a: *la tension de sortie pour m=21, r=0.8*

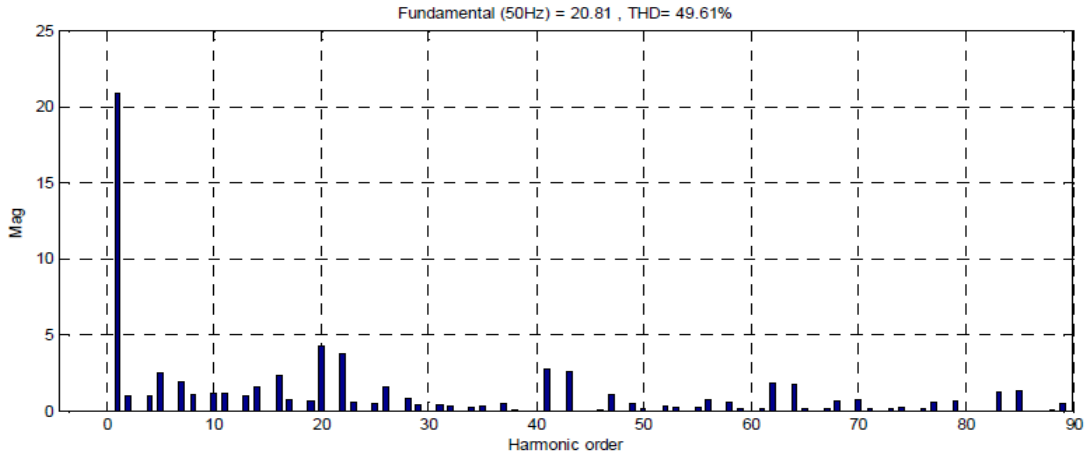


Figure II.14.2.b: *spectre harmonique pour m=21, r=0.8*

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.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.6.*Cas d'une porteuse en dent de scie unipolaire*

La figure (II :15) présente le principe de la stratégie que les différents signaux pour m=12,r=0.8 la référence est une tension sinusoïdale triphasée.

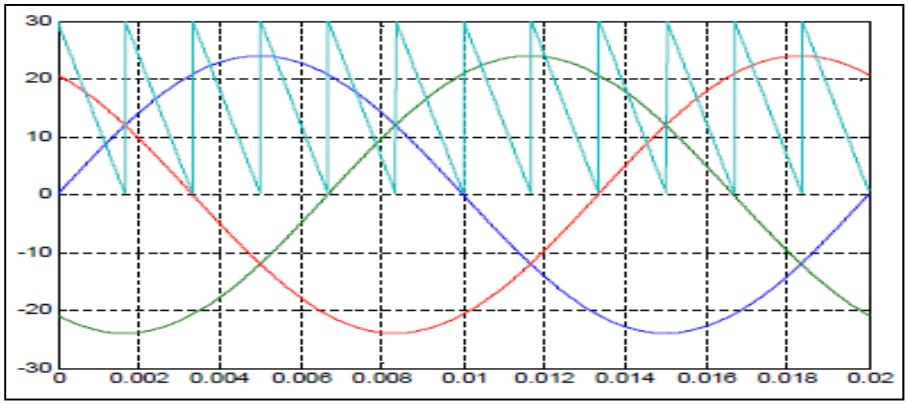


Figure II.15: *principe de commande.*

II.4.6.1.*Equation de la porteuse*

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

$$\text{Vp} = \frac{-1}{Tp} * (t - Tp) \quad ; avec\ 0 \leq t \leq Tp \tag{II.12}$$

II.4.6.2.*Algorithme de commande*

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

II.4.6.3.*Simulation numérique*

Les figures (II.16:(1.a.b)(.2.a.b)) représentent la tension de sortie V_A et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5.m=21.

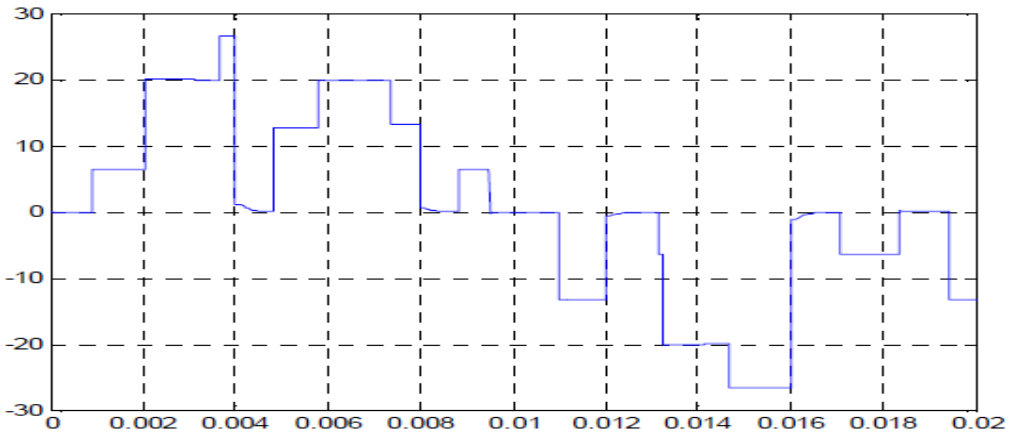


Figure II.16.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8*

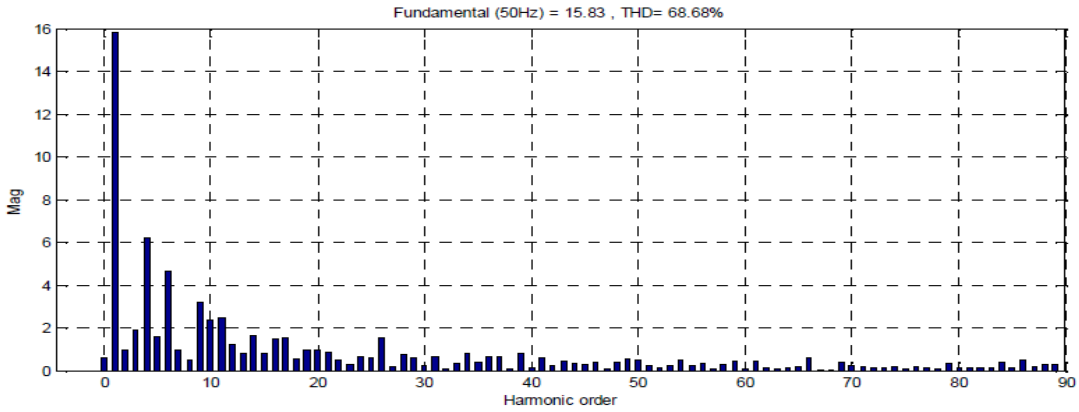


Figure II.16.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8*

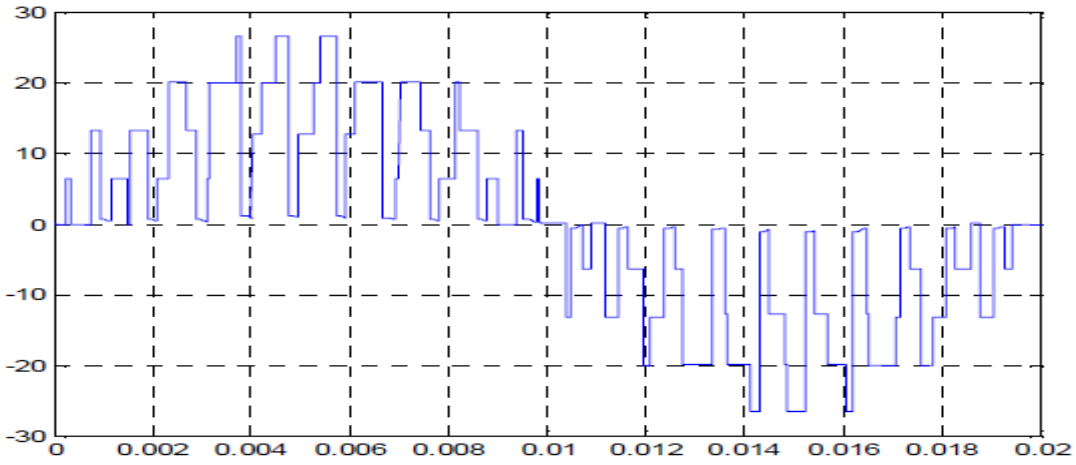


Figure II.16.2.a: *la tension de sortie pour m=21, r=0.8*

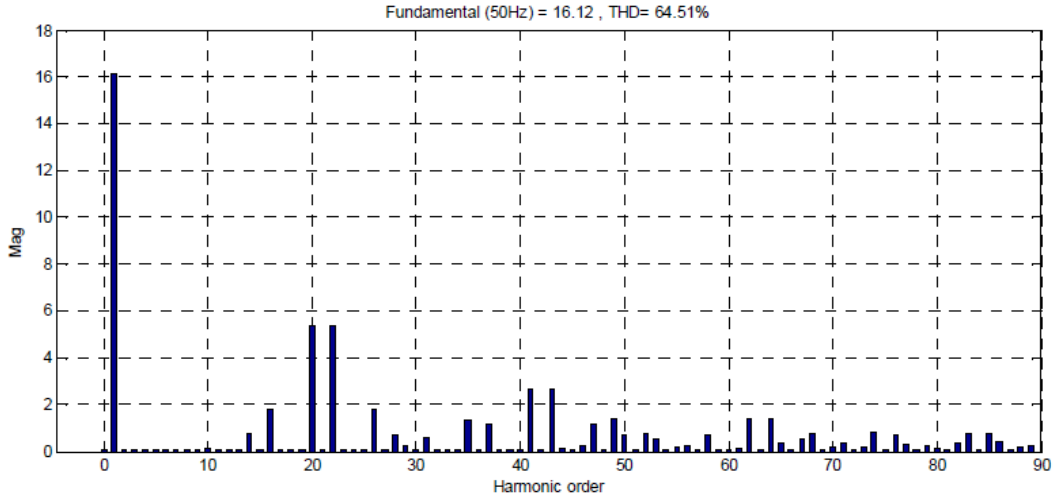


Figure II.16.2.b: *la tension de sortie et son spectre harmonique pour m=21, r=0.8*

II.4.6.4.*Interprétation*

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées au tour des fréquences m*f.
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de tous les harmoniques.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.7. *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 [4] :

- 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.4.7.1.*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.4.7.2.*Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dent de scie bipolaires*

La figure II.17 présente le principe de la stratégie ainsi que les différents signaux.

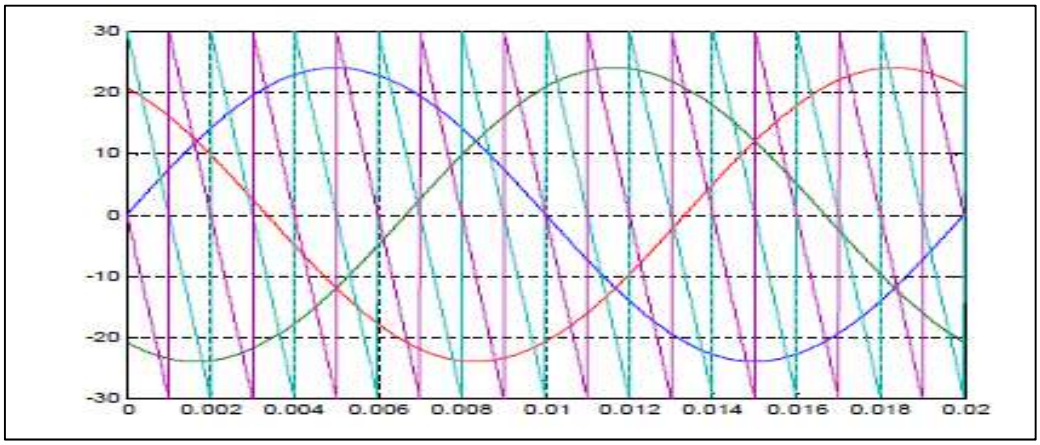


Figure II.17: *Les différents signaux de la stratégie pour m=10, r=0.8.*

II.4.7.3..*Equation de la référence*

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

II.4.7.4..*Equation des deux porteuses*

Les deux porteuses triangulaires sont données par :

$$Vp1 = 1 - \frac{2t}{Tp} \qquad ; pour\ 0 \le t \le Tp \tag{II-13}$$

$$Vp2 = \begin{cases} -\frac{2*t}{Tp} & si\ 0 \le t \le \frac{Tp}{2} \\ 2 * (1 - \frac{t}{Tp}) & si\ \frac{Tp}{2} \le t \le Tp \end{cases} \tag{II-14}$$

II.4.7.5.*Algorithme de commande*

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

$$\begin{gathered} V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } v_{ref.k} > V_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 1 \text{et } V_{AM} = E \\ V_{ref.k} < V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 0,\ B_{k2} = 0 \text{et } V_{AM} = -E \\ V_{ref.k} > V_{p1} \text{ et } V_{ref.k} < V_{p2} \text{ ou } V_{ref.k} < Vp1 \text{ et } V_{ref.k} > V_{p2} \Rightarrow B_{k1} = 1,\ B_{k2} = 0 \text{ et } V_{AM} = 0 \end{gathered} \tag{II-15}$$

II.4.7.6.*simulation numérique*

Les figures (II.18:(1.a.b).(2.a.b)) représentent la tension de sortie VA et son spectre d'harmoniques respectivement pour m=5, m=8, m=20, m=21.

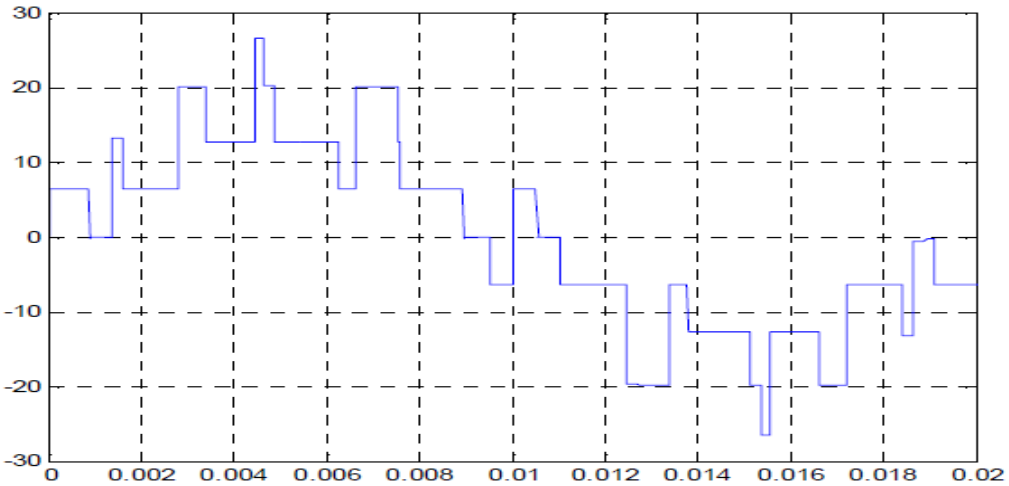


Figure II.18.1.a: *la tension de sortie pour m=5, r=0.8.*

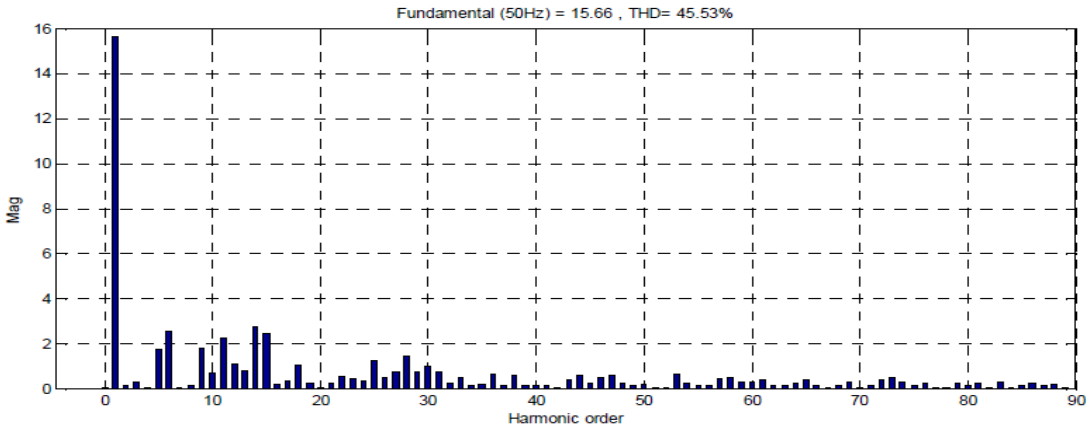


Figure II.18.1.b: *spectre harmonique pour m=5, r=0.8.*

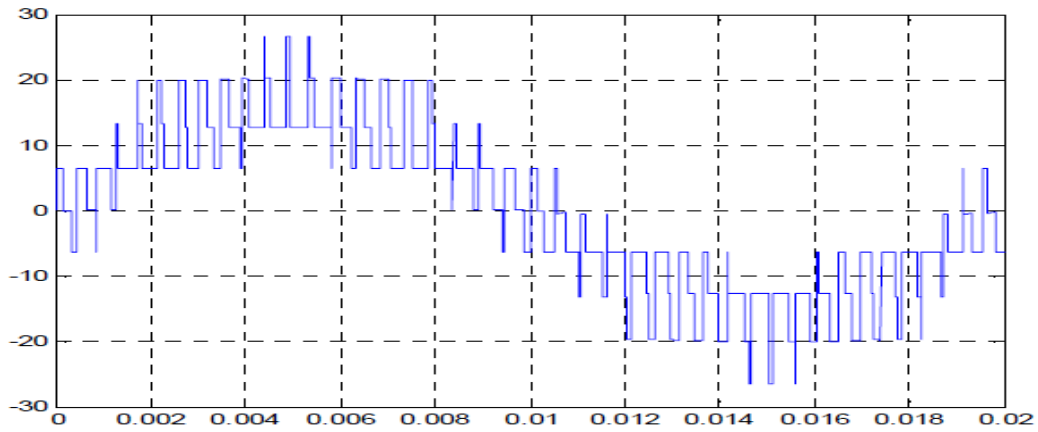


Figure II.18.2.a: la tension de sortie pour m=21, r=0.8.

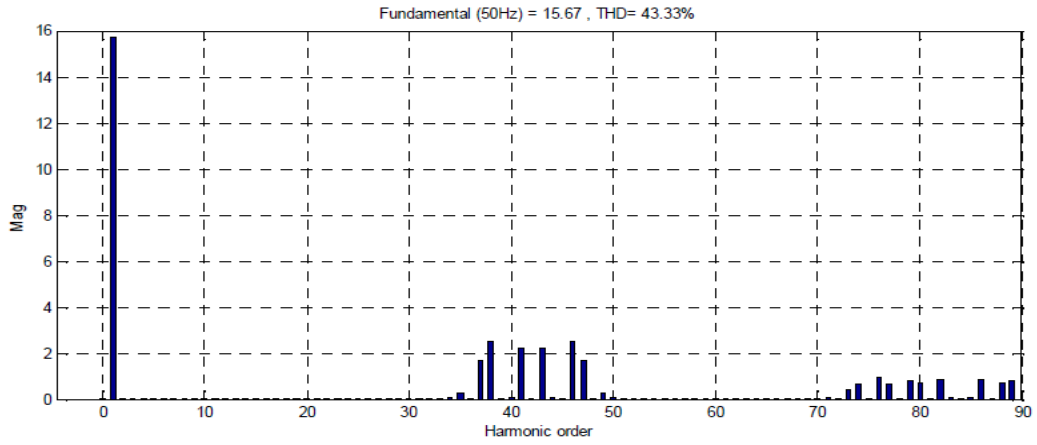


Figure II.18.2.b: spectre harmonique pour m=21, r=0.8.

La figures II.19 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.

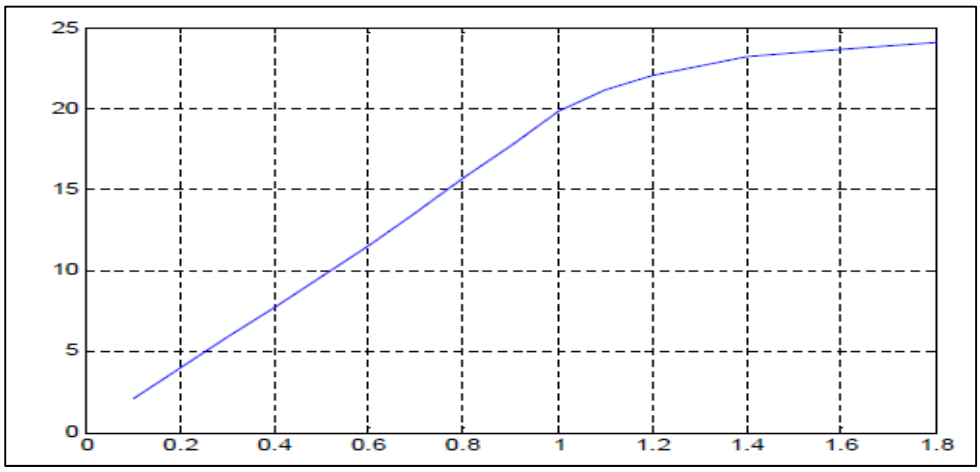


Figure II.19: *variation de V_{1eff} en fonction de r pour m=12*

II.4.7.7.*Interprétations*

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées aux tours des fréquences 2**m*f*.
- Pour les faibles valeurs impaires de m, on remarque la présence de tous les harmoniques.
- L'augmentation du m refoule les harmoniques de rangs faibles vers des rangs plus élevés.

II.4.7.8. *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.20 présente les différents signaux de la stratégie.

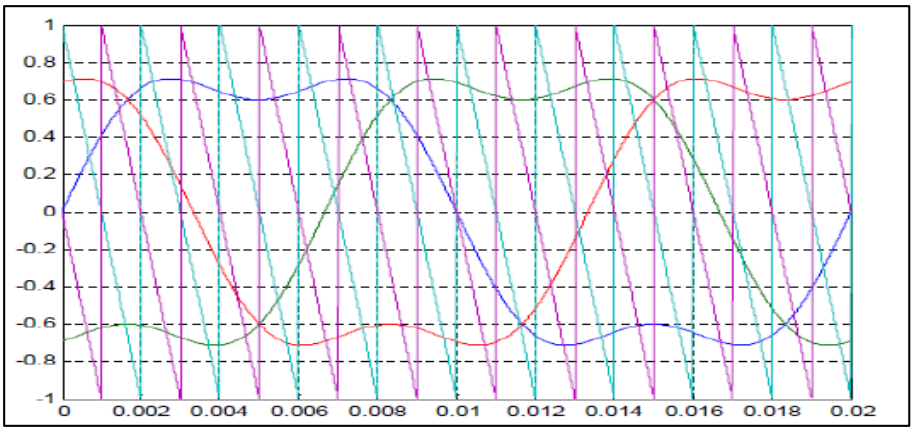


Figure II.20: *les différents signaux de la stratégie.*

La figure II.21 présente les variations de la valeur efficace du fondamental en fonction du coefficient du réglage r, pour m=12.

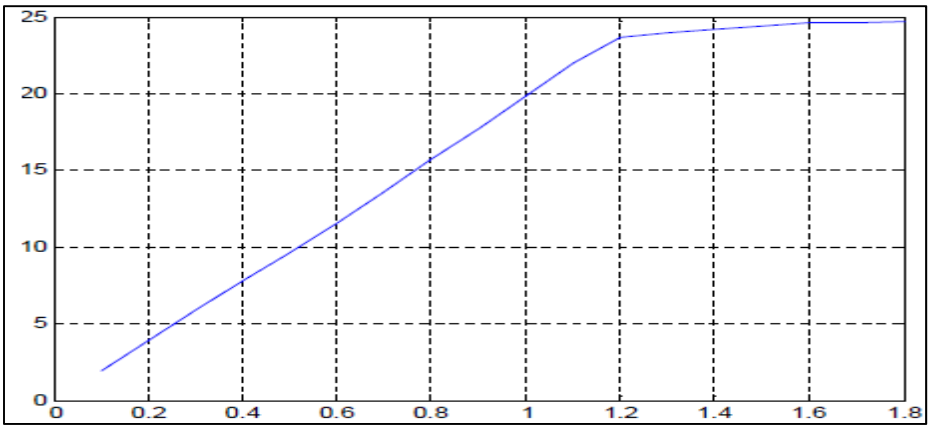


Figure II.21: *variation de V1eff en fonction de r.*

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 :

Tableau II.1: *comparaison entre les différentes stratégies*

	THD				
M	Type 1	Type 2	Type 3	Type 4	Type 5
5	0.5103	0.6727	0.4809	0.6868	0.4553
21	0.4972	0.6487	0.4961	0.6451	0.4333

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.

Chapitre III

stratégie de la commande vectorielle (SVM)

III.1 .Introduction

La MLI vectorielle dite « space vector » est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasée sans neutre. La SVM est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autre méthode. Elle produit des tensions avec un taux d'harmoniques plus faible Cette technique de commande est basée sur une transformation des variables triphasées dans un système plus simple à deux cordonnées (α, β). La commande vectorielle a été utilisée pour simplifier la complexité du modèle mathématique.

Dans ce chapitre nous allons étudier la MLI vectorielle bien détaillée appliquée aux onduleurs de tension triphasé à trois niveaux de type NPC [1] [2].

III.2.Stratégie de commande a MLI vectorielle

Stratégie de commande d'un onduleur trois niveaux structure NPC à MLI vectorielle. Il consiste Pour chaque pas de calcul, le vecteur de référence est constitué de trois des dix-neuf vecteurs que constitue le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux. De ce fait, la forme d'onde de la tension de sortie obtenue est meilleure que celles obtenues par les MLI classiques. Cette stratégie se compose des six étapes schématisées par l'organigramme de figure (III.1).

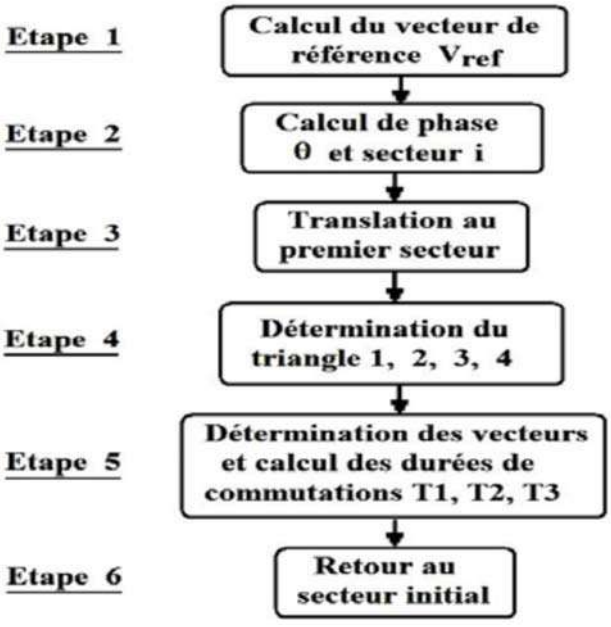


Figure III.1: *Etapes de la MLI vectorielle*

III.3.Représentation vectorielle

Une possible représentation des tensions consiste à établir la position du vecteur tension en fonction de l'état des trois sorties du convertisseur. Ces dernières peuvent chacune prendre trois valeurs différentes, sont notées +1, 0, ou -1 et correspondent respectivement aux tensions de sortie $+E_c/2$, 0 et $-E_c/2$. L'onduleur est alors modélisé suivant le schéma de la figure III.2.

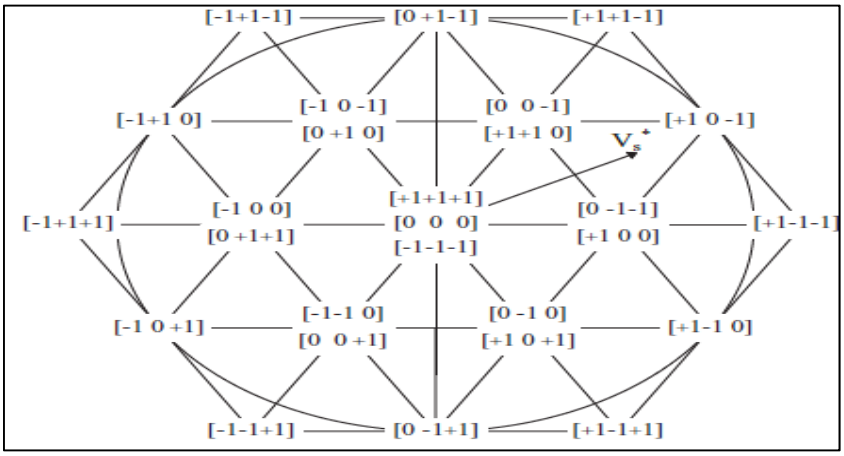


Figure. III.2. *: Représentation spatiale des positions du vecteur tension*

III.4.Principe de la SVM

Dans cette modulation on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calcules séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T.

III.5. Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension à trois niveaux de type NPC et donné par la figure (III -10).

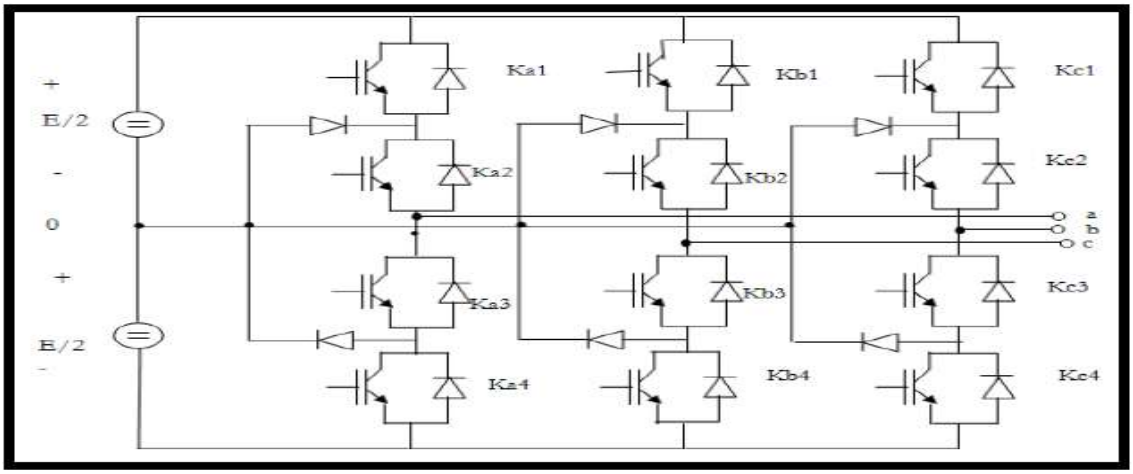


Figure. (III -3): *Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC*

Cette topologie d'onduleur produit des trois niveaux de tension (-E/2, 0, +E/2) en fonction de la tension de la source continue E et le variable d'état C_i, ou i est l'indicateur de phase (i= a,b,c). K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}, et K_{i4} sont des commutateurs pour le bras i, et V_{io} est la tension simple entre la phase et le point fictif 'o'. le principe de fonctionnement est manifesté sur le tableau.V-2. Dans l'ordre pour obtenir les trois niveaux de tension désirés [11], le convertisseur doit s'assurer les complémentaires entre les paires de commutateurs : (K_{i1}, K_{i3}) et (K_{i2}, K_{i4}).

Tableau III .1: *Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux*

Ci	Etat des interrupteurs				Tension de sortie Vio
	Ki1	Ki2	Ki3	Ki4	
1	1	1	0	0	**E/2**
0	0	1	1	0	**0**
-1	0	0	1	1	**-E/2**

III.5.1 *Transformation triphasée biphasée*

V_{io} est liée à la tension E à travers :

$$V_{io} = C_i \cdot E/2 \quad \text{(III-1)}$$

La tension simple V_{in} entre la phase et le point neutre est en fonction est de la tension V_{io}:

$$V_{in} = V_{io} - V_{no}$$

$$\text{Avec ; (i = a, b, c)} \quad \text{(III-2)}$$

Supposant que le système est équilibré, la somme de V_{in} est égale à zéro :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{(III-3)}$$

Par les expressions (III -2) et (III -3) on trouve :

$$V_{no} = .1/3\ (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad \text{(III-4)}$$

Par le remplacement du (III -4) dans (III -2), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} \quad \text{(III-5)}$$

On applique la transformation de Concordia au vecteur V_{in} on trouve :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} \quad \text{(III-6)}$$

Maintenant, vu les g états du variable C_i (C_i= 1, 0, -1), nous obtenons la « g^q » combinaison possible pour un onduleur à trois niveaux de tension (ou, q : est le nombre de phase, ici (q=3). Le résultat est 27 vecteurs groupés en tableau. III -2, [12].

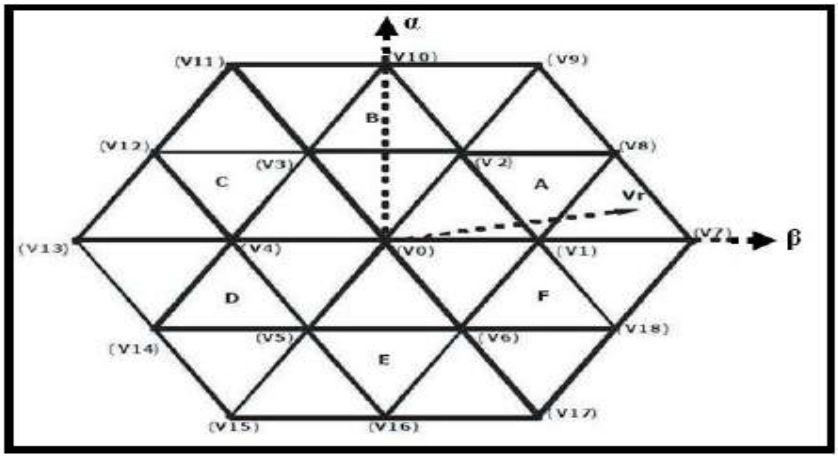
Tableau III .2: *Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux*

Ca	Cb	Cc	Ka1	Ka2	Kb1	Kb2	Kc1	Kc2	Vao	Vbo	Vco	Van	Vbn	Vcn	Vα	Vβ	V	N°
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	E/2	0	0	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V1	2
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V1'	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	E/2	E/2	0	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V2	4
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-E/2	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V2'	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	E/2	0	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	-E/√8	V3	6
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	-E/2	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	E/√8	V3'	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	E/2	E/2	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V4	8
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	-E/2	0	0	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V4'	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	E/2	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V5	10
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-E/2	-E/2	0	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V5'	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	E/2	0	E/2	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V6	12
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	0	-E/2	0	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V6'	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V7	14
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E√2/√8	E/√8	V9	15
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/√2	V10	16
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E√2/√8	E/√8	V11	17
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E√2/√8	-E/√8	V12	18
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/√2	V13	19
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E√2/√8	-E/√8	V8	20
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V14	21
-1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E√2/√3	0	V15	22
-1	1	-1	1	1	1	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	E/√6	E/√2	V16	23
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E/√6	E/√2	V17	24
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E√2/√3	0	V18	25
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	-E/√6	-E/√2	V19	26
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E/√6	-E/√2	V20	27

La figure (III -4, 5) montre la représentation, de 27 vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux. Selon la grandeur des vecteurs de tension, nous les divisions en quatre groupes :

– Les vecteurs nuls de tension (V_{NT}): V_0, V_7 et V_{14}, qui se trouvent au milieu du diagramme. Ces vecteurs connectent les trois phases au même niveau de tension.

(a)



(b)

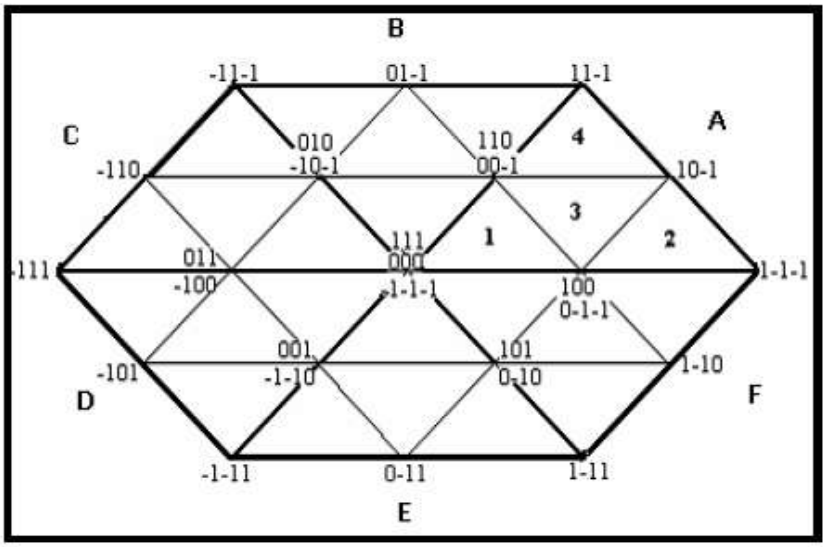


Figure. III : 4 . 5: *Les vecteurs de tension pour un onduleur à trios niveaux; (a): la représentation des vecteurs de tension dans le plan (α, β), (b) : les états de commutation*

– Les vecteurs courts de tension (V_{CT}) : V_1, V_1', V_2, V_2', V_3, V_3', V_4, V_4', V_5, V_5', V_6 et $V_{6'}$, Qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.

– Les vecteurs moyens de tension (V_{MT}) : V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}, et V_{13}, qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.

– Les vecteurs longs de tension (V_{LT}) : V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19} et V_{20}, qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande [13], [14], [15].

La surface de l'hexagone peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions [11], [16].

Comme dans les onduleurs de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multi-niveaux suit les mêmes étapes de calcul:

- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation Ta, Tb, Tc pour chaque région.
- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur (S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}), [17].

III.5.2 *Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région*

On prend le cas ou le vecteur de référence se trouve dans le secteur A :

III.5.2 .1.*Région 1*

La figure (III -6) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la première région du secteur A, [18].

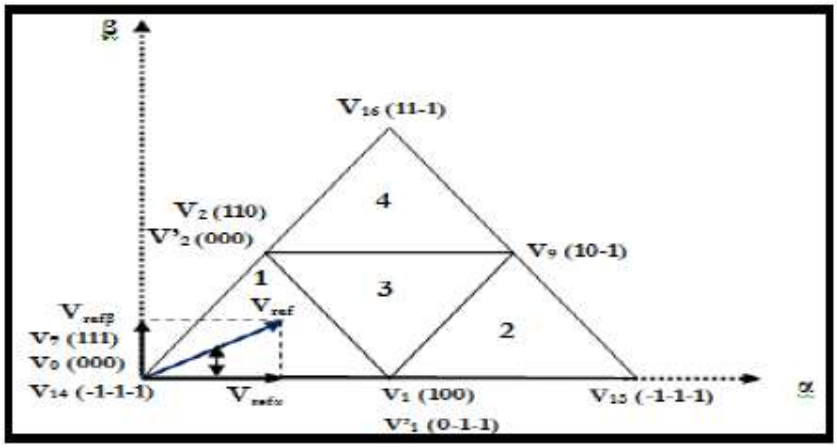


Figure. III.6: *Projection du vecteur de référence dans la première région*

Les vecteurs concernant sont : V_0 ou V_7 ou V_{14}, V_1 et V_2

$$\int_0^{T_m} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_1\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0\,dt$$

$$T_m.\overline{\mathbf{V_{ref}}} = T_a.\overline{\mathbf{V_1}} + T_c.\overline{\mathbf{V_2}}$$

$$T_m.|\overline{V_{\text{ref}}}|\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} = T_a.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} + T_c.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{3}\\ \sin\frac{\pi}{3}\end{bmatrix}$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_a + \frac{E}{\sqrt{6}}.T_c.\frac{1}{2} \quad \text{(III-7)}$$

$$T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_c.\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{(III-8)}$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

(III-8) $$\Rightarrow \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_a = T_m.V_{ref}.\sin\theta\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{(III-9)}$$

$$T_c = \frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}.}{E}.\sin\theta$$

On remplace l'expression du Tc dans (III -7) on trouve :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_a + \frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}.}{E}.\sin\theta.\frac{1}{2}$$

$$\Rightarrow \quad T_a = \frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}}{E}.\sin(\pi/3-\theta)$$

$$T_b = T_m - T_a - T_c = T_m.\left[1 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin(\frac{\pi}{3}+\theta)\right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}\,T.V_{ref}}{E}$$

Donc:

$$T_a = K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$$

$$T_a = T_m.\left[1 - K.\sin(\frac{\pi}{3}+\theta)\right]$$

$$T_c = K.T_m.\sin\theta$$

III.5.2.2.*Région 2*

La figure (III -7) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la deuxième région du secteur A.

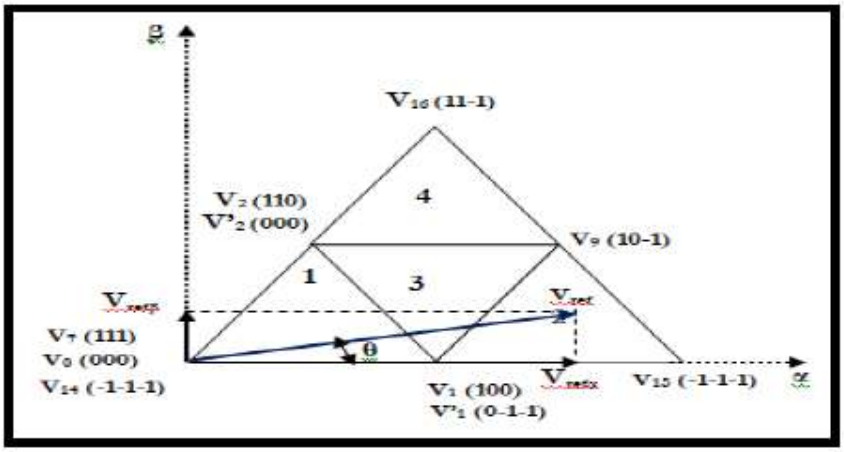


Figure. III -7: *Projection du vecteur de référence dans la deuxième région*

Les vecteurs concernant sont : V_1, V_{15} et V_9

$$\int_0^{T_m} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_1\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_{15}\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9\,dt$$

$$T_m.\overline{V_{\text{ref}}} = T_a.\overline{V_1} + T_c.\overline{V_{15}} + T_b.\overline{V_9}$$

$$T_m.|\overline{V_{\text{ref}}}|\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} = T_a.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} + T_c.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix} + T_b.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{6}\\ \sin\frac{\pi}{6}\end{bmatrix}$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_a + \sqrt{\frac{2}{3}}\,E.T_c + \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b.\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{(III-10)}$$

$$T_m.V_{ref}.\sin\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b.\frac{1}{2} \quad \text{(III-11)}$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

(III-11) $$\Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta \quad \text{(III-12)}$$

$$T_b = T_m - T_a - T_c$$

On remplace l'expression du Tb et Tc dans (III -10) on trouve :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_a + T_m - T_a - T_c.E.\sqrt{\frac{2}{3}} + \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b.\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = T_m.E.\sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{1}{\sqrt{6}}\ E.T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_b$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = T_m.E.\sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{1}{\sqrt{6}}\ E.T_a - \frac{E}{2\sqrt{6}}.T_b.\frac{2\sqrt{2}T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta$$

$$T_a = \frac{\sqrt{6}}{E}.\left[T_m.E.\sqrt{\frac{2}{3}} - \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta - T_m.V_{ref}.\cos\theta\right]$$

$$T_a = \sqrt{6}.\sqrt{\frac{2}{3}}.T_m - \frac{\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - \frac{\sqrt{6}.T_m.V_{ref}}{E}.\cos\theta$$

$$= 2.T_m - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}\left(\frac{1}{2}\sin\theta + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta\right)$$

⇨

$$T_a = T_m.\left[2 - \frac{\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\cos\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right]$$

$$T_b = T_m - T_a - T_c = T_m - T_m.\left[1 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)\right] - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta$$

$$T_c = T_m.\left[2 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}\,T.V_{ref}}{E}$$

Donc:

$$T_a = T_m.\left[2 - K.\sin(\frac{\pi}{3} + \theta)\right]$$

$$T_b = K.T_m.\sin\theta$$

$$T_c = T_m . \left[K . \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1\right]$$

III.5.2.3.Région 3

La figure (III -8) représente la projection du vecteur de référence lorsque se trouve dans la troisième région du secteur A.

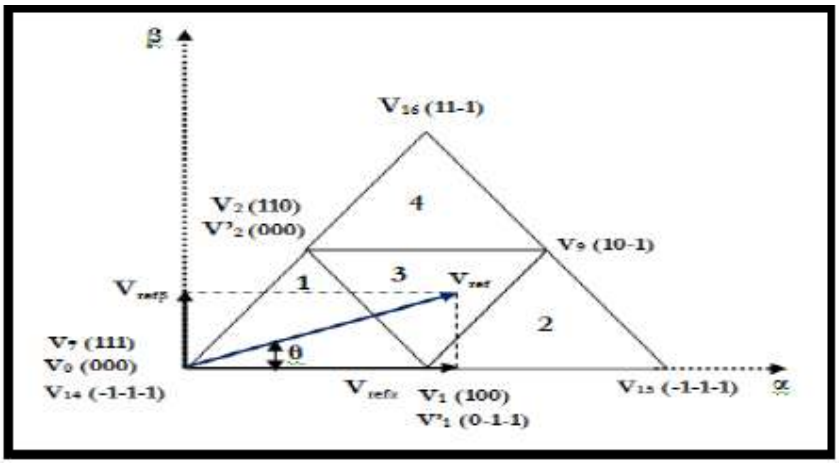


Figure. III -8: *projection du vecteur de référence dans la troisième région*

Les vecteurs concernant sont : V_1, V_2 et V_9

$$\int_0^{T_m} V_{ref}\, dt = \int_0^{T_a} V_1\, dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\, dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9\, dt$$

$$T_m . \overline{V_{\text{ref}}} = T_a . \overline{V_1} + T_c . \overline{V_2} + T_b . \overline{V_9}$$

$$T_m . |\overline{V_{\text{ref}}}| \begin{bmatrix}\cos\theta \\ \sin\theta\end{bmatrix} = T_a . \frac{1}{\sqrt{6}} . E . \begin{bmatrix}1 \\ 0\end{bmatrix} + T_c . \frac{1}{\sqrt{6}} . E . \begin{bmatrix}1 \\ 0\end{bmatrix} + T_b . \frac{1}{\sqrt{6}} . E . \begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{6} \\ \sin\frac{\pi}{6}\end{bmatrix}$$

$$T_m . V_{ref} . \cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}} . T_a + \sqrt{\frac{2}{3}}\, E . T_c + \frac{E}{\sqrt{2}} . T_b . \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{(III-13)}$$

$$T_m . V_{ref} . \sin\theta = \frac{E}{\sqrt{6}} . T_b . \frac{1}{2} \quad \text{(III-14)}$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad \text{(III-15)}$$

(III-15) $$\Rightarrow T_c = \frac{2\sqrt{2.T_m . V_{ref}}}{E} . \sin\theta - T_b \quad \text{(III-16)}$$

$$T_c . \frac{E}{2\sqrt{2}} = 2 . T_m . V_{ref} . \sin\theta - T_b . \frac{E}{2\sqrt{2}}$$

On remplace l'expression du (III-16) dans (III-15) on trouve :

$$T_m = T_a + T_b + \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_b = T_a + \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta$$

$$T_a = T_m\left[1 - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta\right]$$

Puis, on remplace l'expression du Ta dans (III -13), on obtient :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_m\left[1 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta\right] + \frac{\sqrt{3.E}}{2\sqrt{2}}.T_b + \left[1 - \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_b\right]$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_m - \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta - \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b$$

$$T_b = T_m.\left[-1 + \left(\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}\right).\left(\frac{\sqrt{3}}{2}.\cos\theta + \frac{1}{2}\sin\theta\right)\right]$$

$$T_b = T_m.\left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) - 1\right]$$

$$T_c = \frac{2\sqrt{2}.T_m.V_{ref}}{E}.\sin\theta - T_m.\left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) - 1\right]$$

$$T_c = T_m.\left[1 + \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}\,T.V_{ref}}{E}$$

Donc:

$$T_a = T_m\,.\,[1 - K\,.\sin\theta]$$

$$T_b = T_m\,.\left[K\,.\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) - 1\right]$$

$$T_c = T_m\,.\left[1 + K\,.\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right]$$

III.5.2.4.*Région 4*

La figure (III-9) représente la projection du vecteur de référence lorsque se trouve dans la

quatrième région du secteur A.

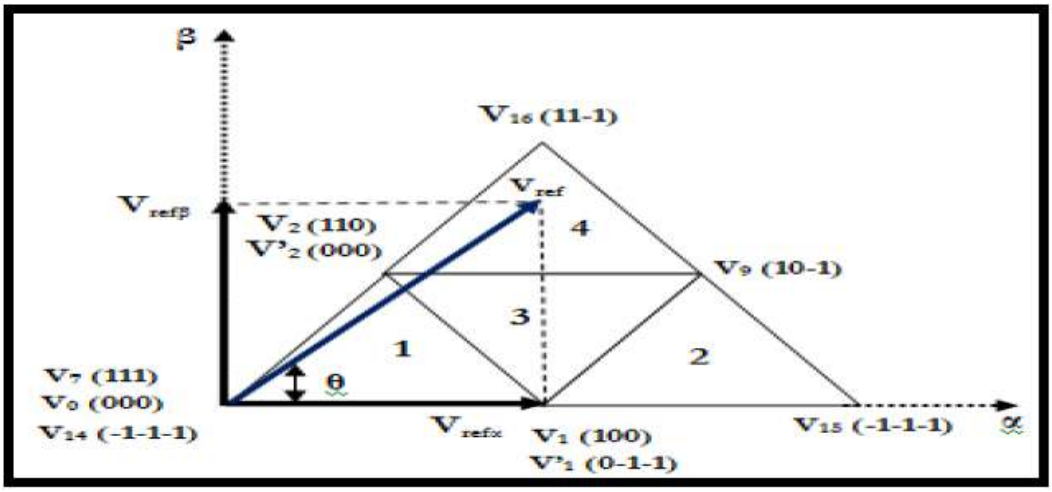


Figure. III.9 : *Projection du vecteur de référence dans la quatrième région*

Les vecteurs concernant sont : V2, V9 et V16

$$\int_0^{T_m} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_{16}\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_9\,dt$$

$$T_m.\overline{V_{\text{ref}}} = T_a.\overline{V_{16}} + T_c.\overline{V_2} + T_b.\overline{V_9}$$

$$T_m.|\overline{V_{\text{ref}}}|\begin{bmatrix}\cos\theta\\ \sin\theta\end{bmatrix} = T_a.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{3}\\ \sin\frac{\pi}{3}\end{bmatrix} + T_c.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{3}\\ \sin\frac{\pi}{3}\end{bmatrix} + T_b.\frac{1}{\sqrt{6}}.E.\begin{bmatrix}\cos\frac{\pi}{6}\\ \sin\frac{\pi}{6}\end{bmatrix}$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \sqrt{\frac{2}{3}}\,E.T_a\frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}}.T_c.\frac{1}{2} + \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b.\frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{(III-17)}$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \sqrt{\frac{2}{3}}\,E.T_a.\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{6}}.\sqrt{\frac{2}{3}}.T_c.\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{E}{\sqrt{2}}.T_b.\frac{1}{2} \quad \text{(III-18)}$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c \quad \text{(III-19)}$$

$$T_c = T_m - T_a - T_b \quad \text{(III-20)}$$

On remplace cette expression dans (III-18), on trouve :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{\sqrt{2}}{2}\,E.T_a + (T_m - T_a - T_b).\frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{2.E}{2\sqrt{2}}.T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_m - \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_a - \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_b$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_a + \frac{E}{2\sqrt{2}}.T_m$$

$$\Rightarrow T_a = T_m\left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1\right]$$

On remplace les expressions du Ta et (III-20) dans (III -17), on obtient :

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b + T_m.\frac{2}{\sqrt{3}}.V_{ref}.\sin\theta - \frac{2}{2\sqrt{6}}.T_m - \frac{2}{2\sqrt{6}}.T_m - \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta$$

$$T_m.V_{ref}.\cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}.T_b + \frac{T_m.V_{ref}}{\sqrt{3}}.\sin\theta$$

$$\Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}\,T_m.V_{ref}}{E}.\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta - \frac{1}{2}\sin\theta\right) \Rightarrow T_b = \frac{2\sqrt{2}\,T_m.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$\Rightarrow T_c = T_m - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.T_m.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m\left[\frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\theta - 1\right]$$

$$\Rightarrow T_c = T_m.\left[2 - \frac{2\sqrt{2}.V_{ref}}{E}.\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}\,T.V_{ref}}{E}$$

Donc:

$$T_a = T_m.[K.\sin\theta - 1]$$

$$T_b = T_m.K.\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_c = T_m.\left[2 - K.\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right]$$

De la même manière on calcul les temps de commutation pour les autres secteurs (de B à F), et on résume ça dans le tableau suivant :

Tableau III.3: *Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de tension dans les différents secteurs et régions*

Secteur		Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	T_a	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$
	T_b	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$
	T_c	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$
B	T_a	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$
	T_b	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T_c	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$
C	T_a	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]-$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
	T_b	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$K.T_m.\sin\theta$
	T_c	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$
D	T_a	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
	T_b	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-K.T_m.\sin\theta$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$
	T_c	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-T_m.[1-K.\sin\theta]$
E	T_a	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$
	T_b	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T_c	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$
F	T_a	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$
	T_b	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$-K.T_m.\sin\theta$
	T_c	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$

Avec :

$$d_a = \frac{T_a}{T_m} \quad , d_b = \frac{T_b}{T_m} \quad d_c = \frac{T_c}{T_m} \tag{III-21}$$

Ou : d_a, d_b et d_c sont les rapports cycliques des vecteurs de commutation. Après la détermination de ces rapports cycliques le choix d'un algorithme de modulation est nécessaire selon les critères suivants :

- Le choix du vecteur 0 si nous voudrions employer V_0 (000), ou V_7 (111) ou V_{14} (-1-1-1).
- Ordre des vecteurs de commutation.
- Diviser les rapports cycliques des vecteurs de commutation sans présenter les commutations additionnelles.

Il existe quatre types d'algorithme de modulation vectorielle sont mentionnés comme suit :

- La séquence alignée à droite (Right aligned sequence).
- La séquence symétrique (Symmetric sequence).
- La séquence alternante de vecteur nul (Alternating zero vector sequence).
- La séquence non commuté de courant le plus élevé (High current not-switched sequence).

Parmi ces algorithmes de modulation vectorielle, la séquence symétrique est généralement préférée, qui à le plus bas THD [19], dans notre étude on a utilisé ce type d'algorithme de modulation.

III.5.3 *Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur*

Pour chacun des secteurs, nous allons décrire les différentes formes d'ondes obtenues. Il faut tenir compte plusieurs propriétés choisies pour avoir une MLI symétrique en termes de commutation. Chaque forme d'onde est symétrique par rapport à la demi-période de découpage.

III5.3.1. *Secteur A*

III.5.3.1.1. *Région 1*

La figure (IV-10) représente les formes d'ondes montrant l'ordre des états de commutation pour la région 1 dans le secteur A pour les trois bras de l'onduleur (S_{a1}, S_{a2}), (S_{b1}, S_{b2}) et (S_{c1}, S_{c2}). : T_a ,Tb et Tc sont respectivement les temps d'application des vecteurs (V_1 ou V'_1), (V_0 ou V_7 ou V_{14}) et (V_2, $V'2$).

Avec :

(S_{i1}, S_{i2}): sont respectivement les temps de commutation des interrupteurs en haut (K_{i1}, K_{i2}) pour le bras i, [20].

Avec : (i=a, b, c).

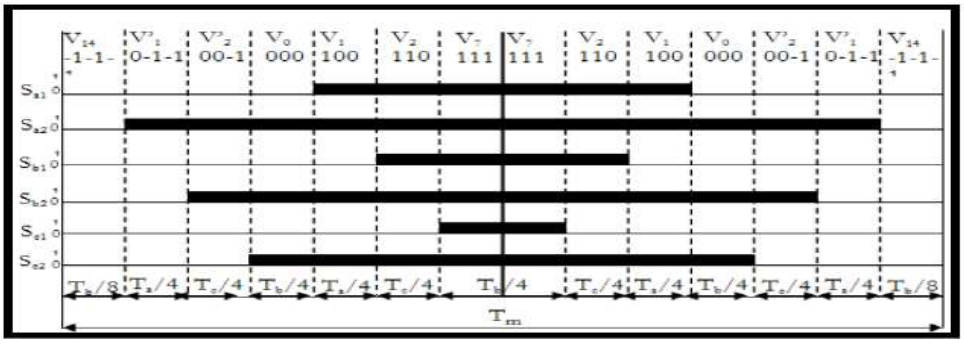


Figure III.10: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A*

Donc on peut calculer les temps de commutation des commutateurs pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de cette figure:

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

III.5.3.1.2. *Région 2*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}.$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

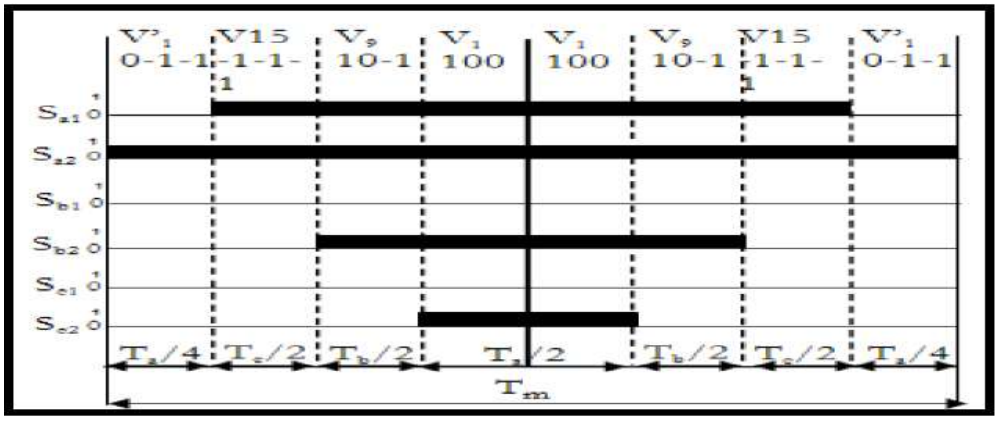


Figure III.11: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur A*

III.5.3.1.3. *Région 3*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

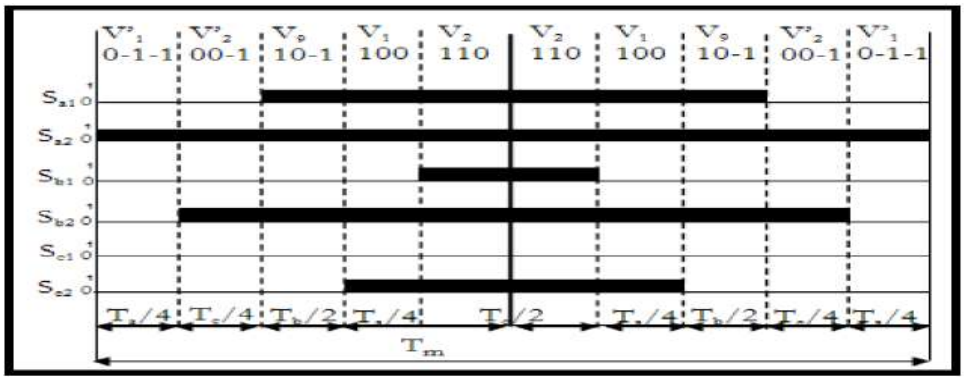


Figure III.12: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur A*

III.5.3.1.4. *Région 4*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_c}{2}$$

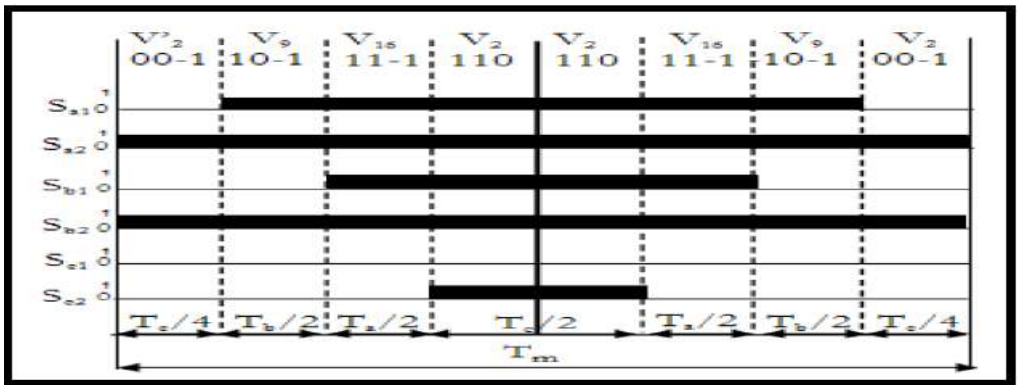


Figure III.13: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur A*

III.5.3.2. *Secteur B*

III.5.3.2.1.*Région 1*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

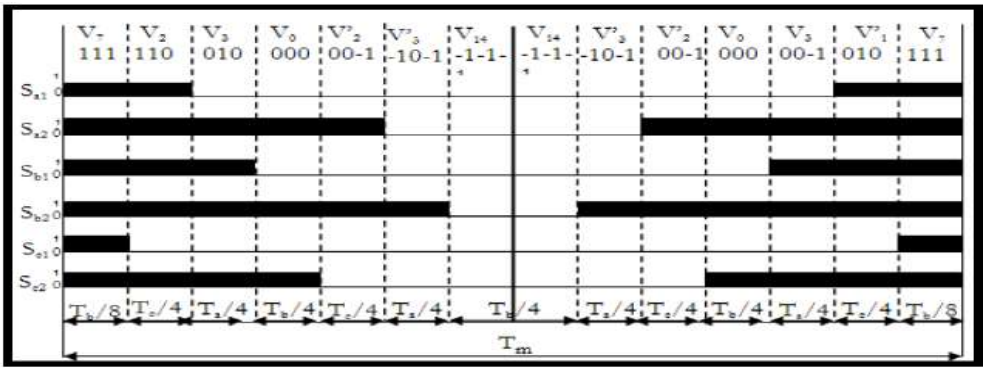


Figure III.14: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur B*

III.5.3.2.2.*Région 2*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left(T_a + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_c}{2}$$

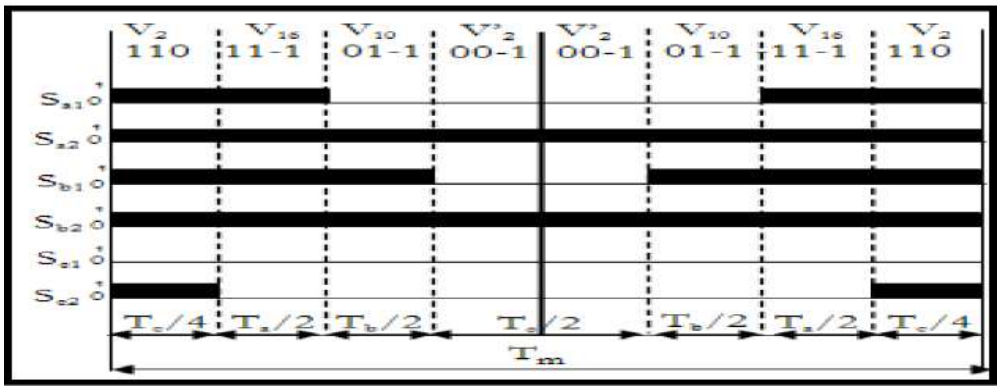


Figure III.15: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur B*

III.5.3.2.3.*Région 3*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}(T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

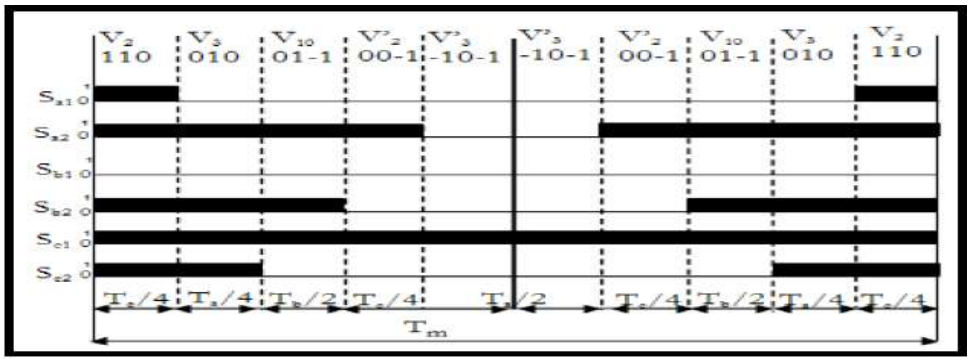


Figure III.16: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur B*

III.5.3.2.4.*Région 4*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = \frac{T_a}{2}$$

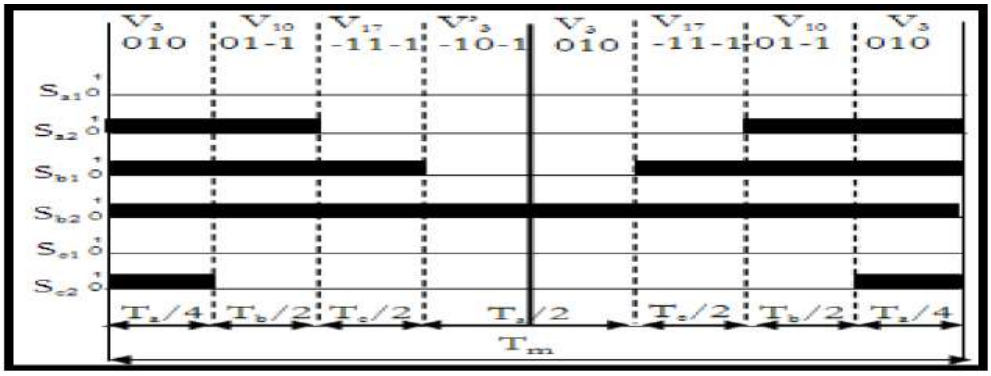


Figure III.17: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur B*

III.5.3.3.*Secteur C*

III.5.3.3.1.*Région 1*

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

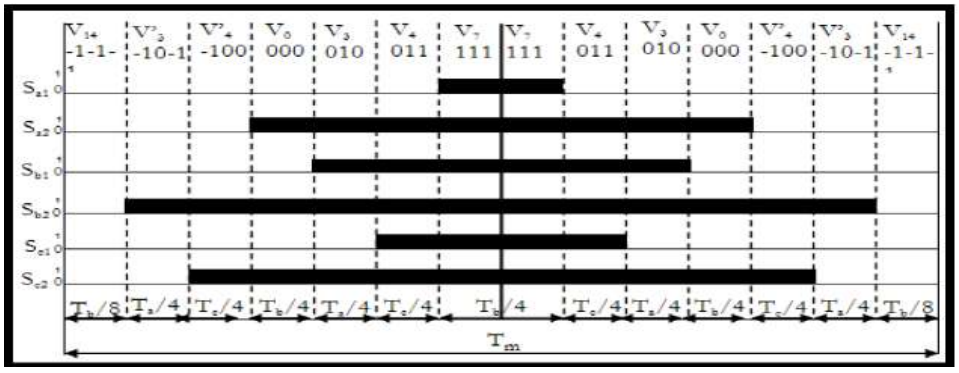


Figure III.18: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur C*

III.5.3.3.2.*Région 2*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{c2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

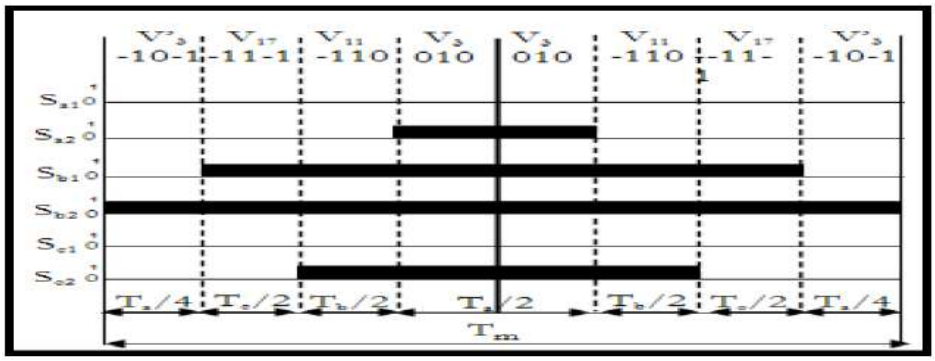


Figure III.19: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur C*

III.5.3.3.3.*Région 3*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

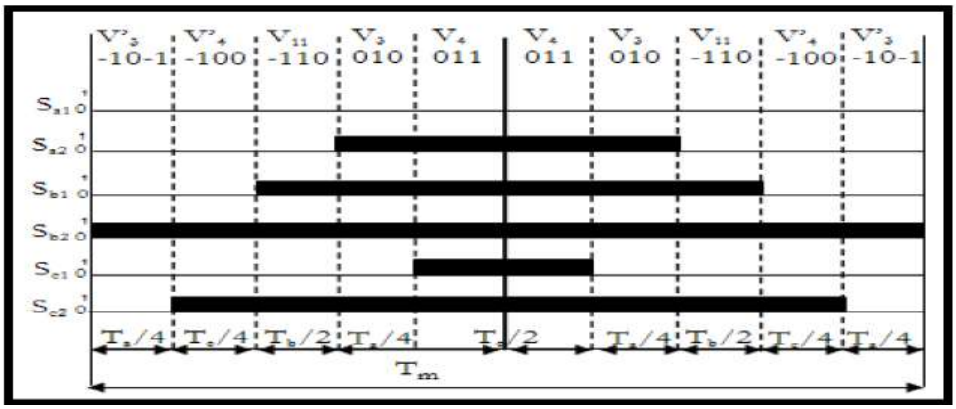


Figure III.20: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur C*

III.5.3.3.4.*Région 4*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2}\right)$$

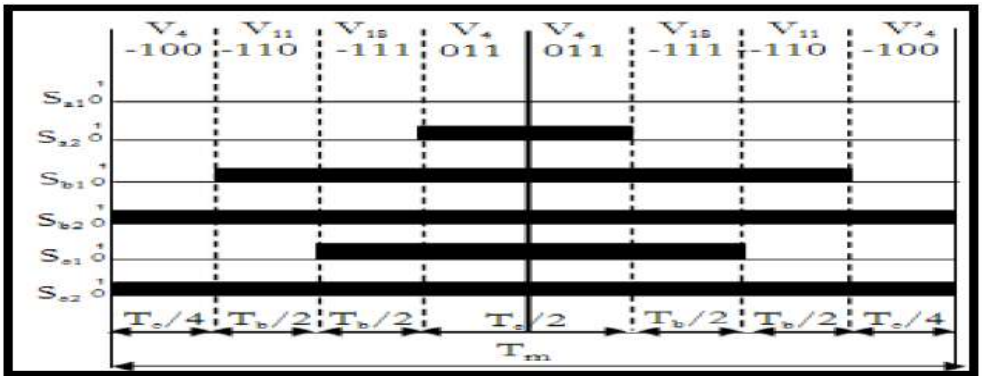


Figure III.21: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur C*

III.5.3.4.*Secteur D*

III.5.3.4.1.*Région 1*

$$S_{a1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

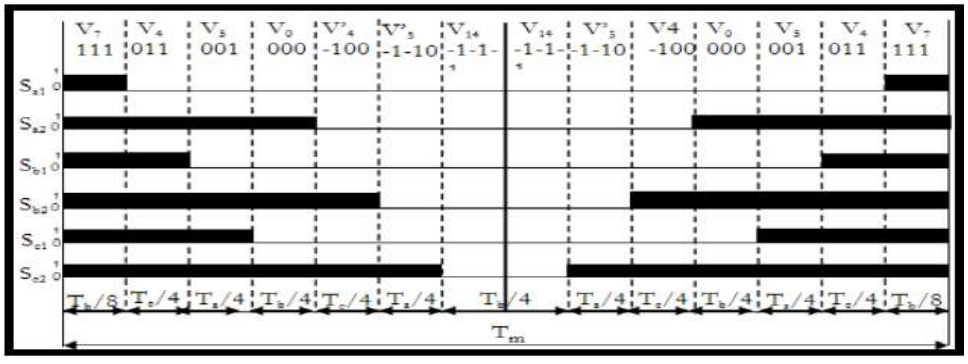


Figure III.22: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur D*

III.5.3.4.2.*Région 2*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2}\right) \Rightarrow S_{b1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

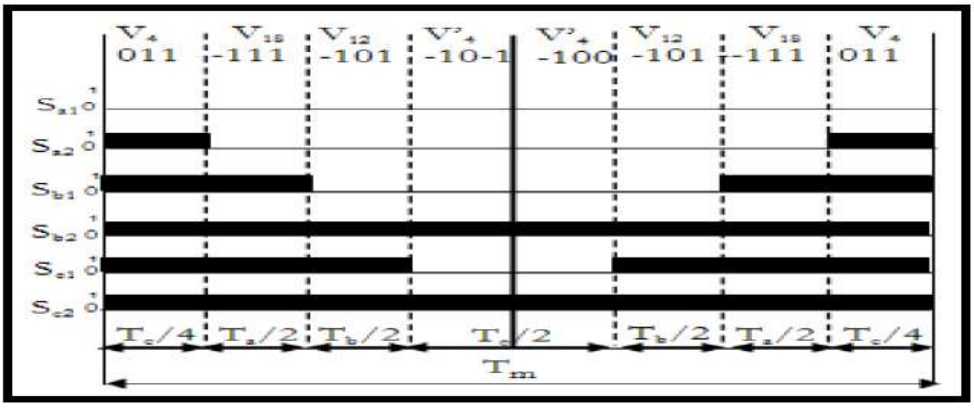


Figure III.23: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur D*

III.5.3.4.3.*Région 3*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 2.\left(\frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c)$$

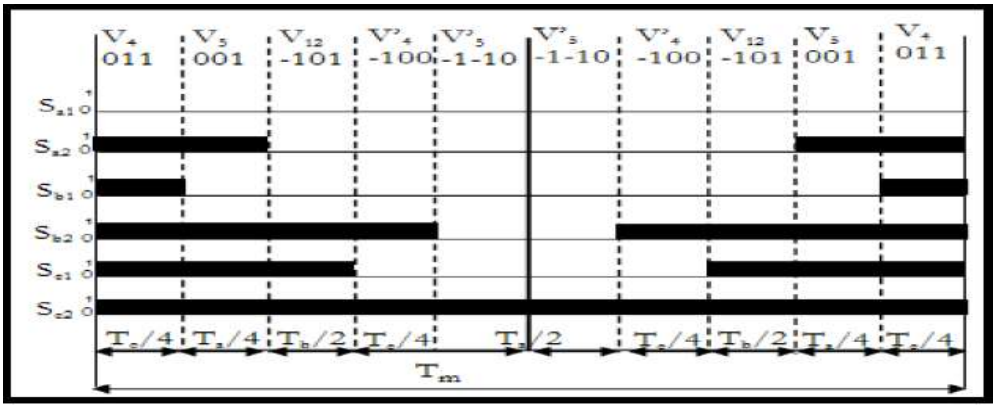


Figure III-24: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur D*

III.5.3.4.4.*Région 4*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{b2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

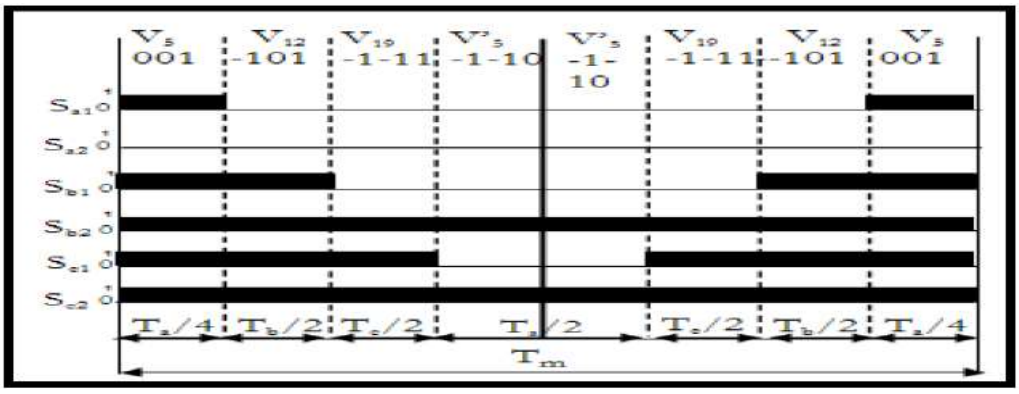


Figure III.25: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur*

III.5.3.5.*Secteur E*

III.5.3.5.1.*Région 1*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

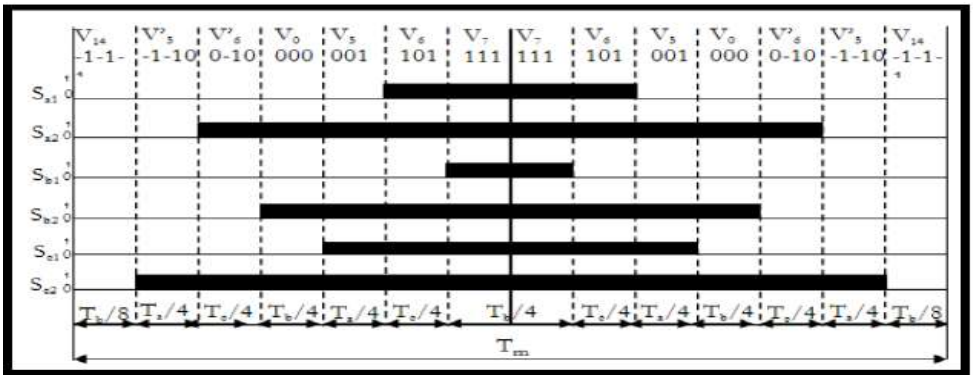


Figure III.26: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur E*

III.5.3.5.2.*Région 2*

$$S_{a1} = 0$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_a}{2}$$

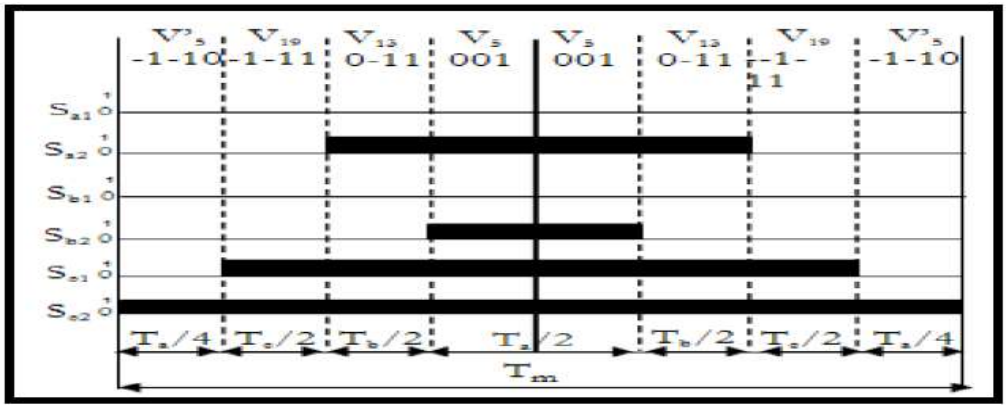


Figure III.27: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur E*

III.5.3.5.3.*Région 3*

$$S_{a1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{b2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c)$$

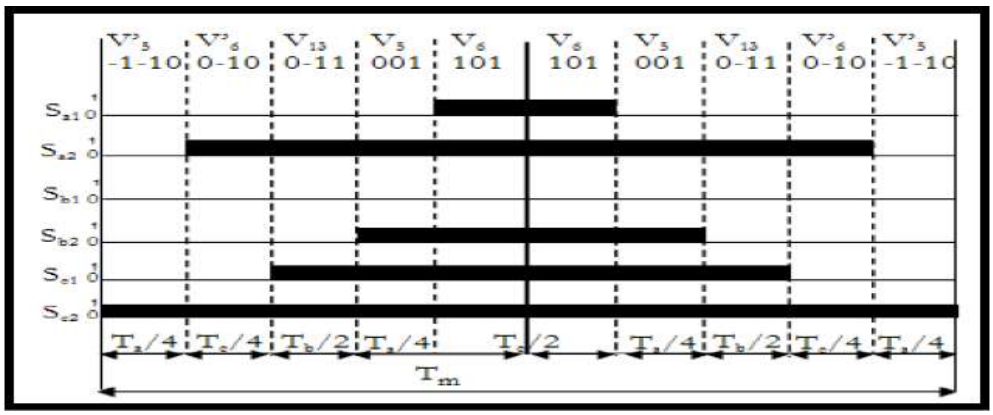


Figure III-28: *Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur E*

III.5.3.5.3.*Région 3*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2}\right)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{T_c}{2}$$

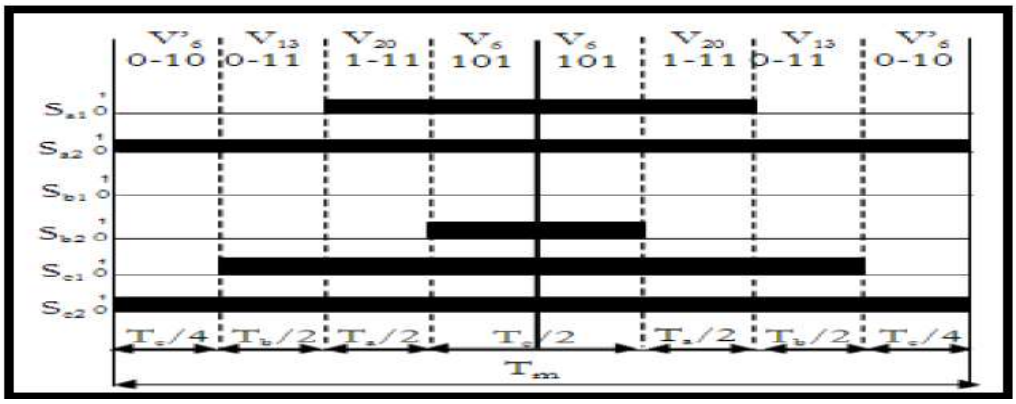


Figure III.29: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur E*

III.5.3.6.*Secteur F*

III.5.3.6.1.*Région 1*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a1} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{b1} = \frac{T_b}{4}$$

$$S_{b2} = 2.\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{b2} = S_{b1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

$$S_{c1} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4} \quad S_{c2} = \left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c + T_b)$$

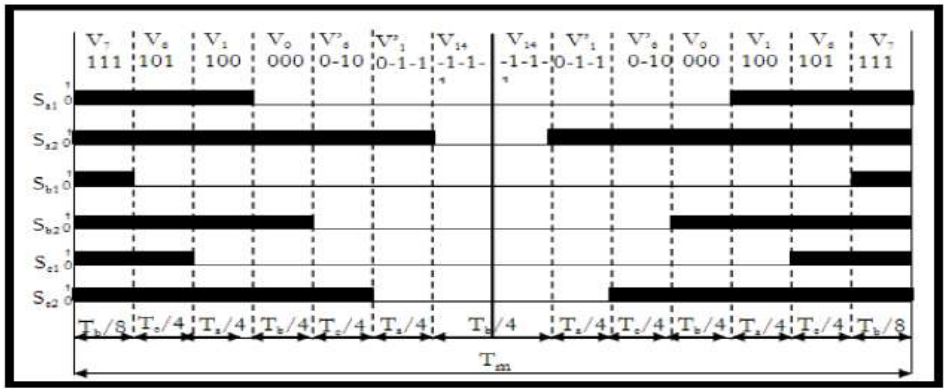


Figure III.30: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur F*

III.5.3.6.2.*Région 2*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left(T_b + \frac{T_c}{2}\right)$$

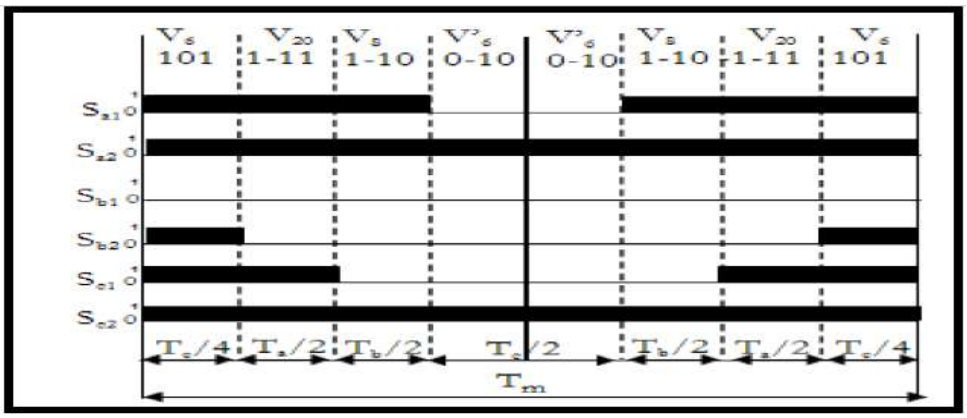


Figure III.31: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 2 du secteur F*

III.5.3.6.3.*Région 3*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{1}{2}.(T_a + T_c)$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c1} = \frac{T_c}{2}$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) \Rightarrow S_{c2} = S_{c1} + \left(T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}\right)$$

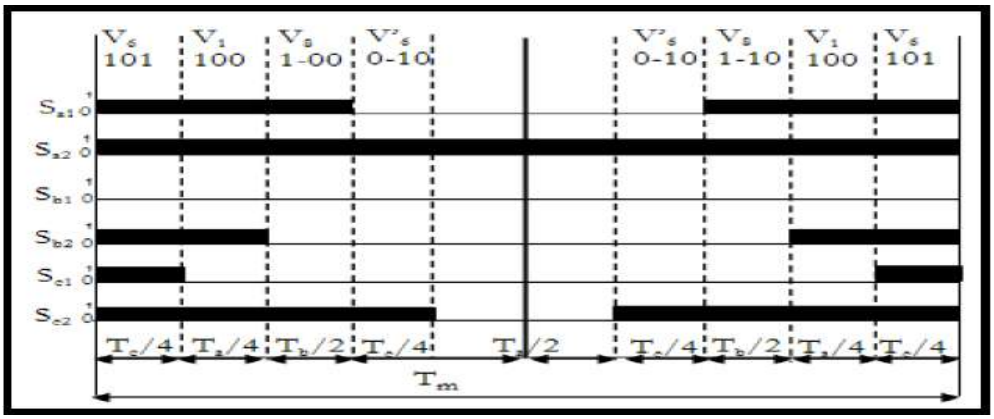


Figure III.32: les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 3 du secteur F

III.5.3.6.4.*Région 4*

$$S_{a1} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{a1} = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{a2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) \Rightarrow S_{a2} = S_{a1} + \frac{T_a}{2}$$

$$S_{b1} = 0$$

$$S_{b2} = \frac{T_a}{2}$$

$$S_{c1} = 0$$

$$S_{c2} = 2.\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) \Rightarrow S_{c2} = T_b + \frac{T_a}{2}$$

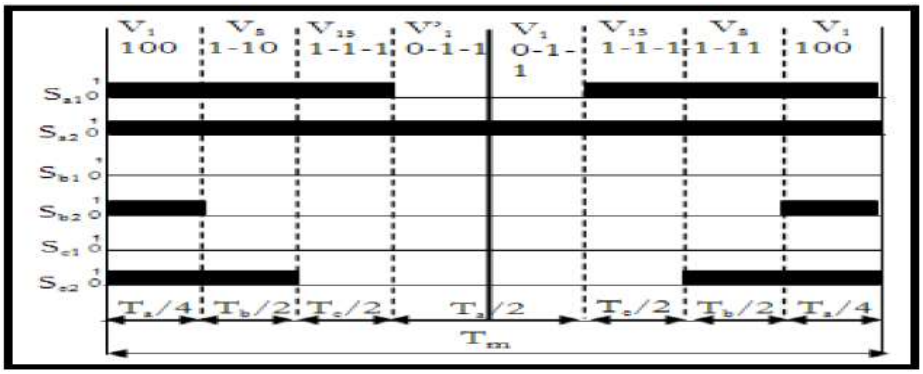


Figure. III-33: *les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 4 du secteur F*

On résume tout ça dans le tableau suivant :

Tableau III.5: *Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région*

Secteur	Intr	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	Sa1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Tc+Tb+Ta/2	Tb+(Ta+Tc)/2	Ta+Tb+Tc/2
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sa1+Ta/2	Sa1+(Ta+Tc)/2	Sa1+Tc/2
	Sb1	Tc/2+Tb/2	0	0	Ta+ Tc/2
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tb+Ta/2	Sb1+Tb+(Ta+Tc)/2	Sb1+Tb+Tc/2
	Sc1	Tb/4	0	0	0
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Ta/2	Ta+Tc)/2	Tc/2
B	Sa1	Tc/2+Tb/4	Ta+ Tc/2	Tc/2	0
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sa1+Tb+Tc/2	Sa1+Tb+(Ta+Tc)/2	Tb+Ta/2
	Sb1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Ta+Tb+Tc/2	Tb+ (Ta+Tc)/2	Tc+Tb+Ta/2
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sb1+Tc/2	Sb1+ (Ta+Tc)/2	Sb1+Ta/2
	Sc1	Tb/4	0	0	0
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tc/2	(Ta+Tc)/2	Ta/2
C	Sa1	Tb/4	0	0	0
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Ta/2	Ta+Tc)/2	Tc/2
	Sb1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Tc+Tb+Ta/2	Tb+(Ta+Tc)/2	Ta+Tb+Tc/2
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sb1+Ta/2	Sb1+(Ta+Tc)/2	Sb1+Tc/2
	Sc1	Tc/2+Tb/4	0	Tc/2	Ta+ Tc/2
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tb+Ta/2	Sc1+Tb+(Ta+Tc)/2	Sc1+Tb+Tc/2

D	Sa1	Tb/4	0	0	0
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tc/2	(Ta+Tc)/2	Ta/2
	Sb1	Tc/2+Tb/4	Ta+Tc/2	Tc/2	0
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sb1+Tb+Tc/2	Sb1+Tb+(Ta+Tc)/2	Tb+Ta/2
	Sc1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Ta+Tb+Tc/2	Tb+(Ta+Tc)/2	Tc+Tb+Ta/2
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sc1+Tc/2	Sc1+(Ta+Tc)/2	Sa1+Ta/2
E	Sa1	Tc/2+Tb/4	0	Tc/2	Ta+ Tc/2
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tb+Ta/2	Sa1+Tb+(Ta+Tc)/2	Sa1+Tb+Tc/2
	Sb1	Tb/4	0	0	0
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Ta/2	(Ta+Tc)/2	Tc/2
	Sc1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Tc+Tb+Ta/2	Tb+(Ta+Tc)/2	Ta+Tb+Tc/2
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sc1+Ta/2	Sc1+(Ta+Tc)/2	Sc1+Tc/2
F	Sa1	(Ta+Tc)/2+Tb/4	Ta+Tb+Tc/2	Tb+(Ta+Tc)/2	Tc+Tb+Ta/2
	Sa2	Sa1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sa1+Tc/2	Sa1+(Ta+Tc)/2	Sa1+Ta/2
	Sb1	Tb/4	0	0	0
	Sb2	Sb1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Tc/2	(Ta+Tc)/2	Ta/2
	Sc1	Tc/2+Tb/4	Ta+Tc/2	Tc/2	0
	Sc2	Sc1+ (Ta+Tb+Tc)/2	Sc1+Tb+Tc/2	Sc1+Tb+(Ta+Tc)/2	Tb+Ta/2

Donc on peut déterminer les temps de commutation des interrupteurs en bas pour les trois bras d'onduleur (Si3, Si4) dans n'importe région à l'aide de ces expressions :

$$S_{i3} = T_m - S_{i1} \quad \text{(III-23)}$$

$$S_{i4} = Tm - S_{i2} \quad \text{(III-24)}$$

Avec : i=a, b, c

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué une méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux de tension à diode de bouclage (type NPC). Cette méthode est basée sur la décomposition du diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux en six diagrammes vectoriels de l'onduleur à deux niveaux. Ces décompositions permettent de réduire considérablement la complexité de l'algorithme et le temps de calcul.

Cette technique de modulation (SVM) peut être étendue à des onduleurs de niveaux plus élevés.

L'algorithme de la commande vectorielle est appliquée sur l'onduleur à trois niveaux est très similaire à l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur conventionnel à deux

niveaux. La SVM a l'avantage de produire des tensions avec un taux d'harmoniques plus faibles.

Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et les résultat de la commande vectorielle.

Chapitre IV
Presentation de la carte dSPACE 1103 et les resultats de simulation

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 III.

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 [21].

- *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 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

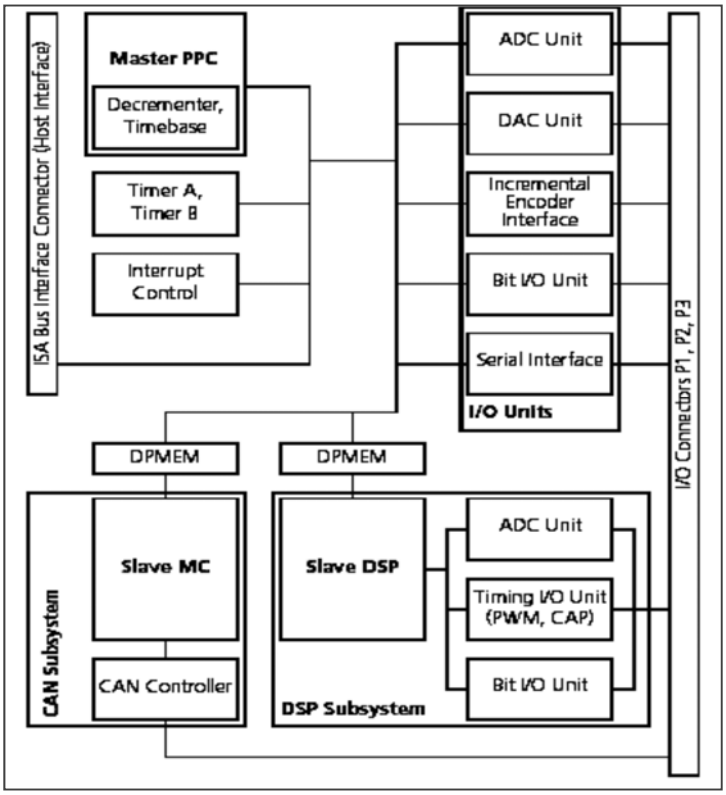


Figure IV.1: *Schéma synoptique de la carte DSPACE DS1103*

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] :

IV.2.3.1. *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*

IV.2.3.2. *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 (VCC) du DS1103.

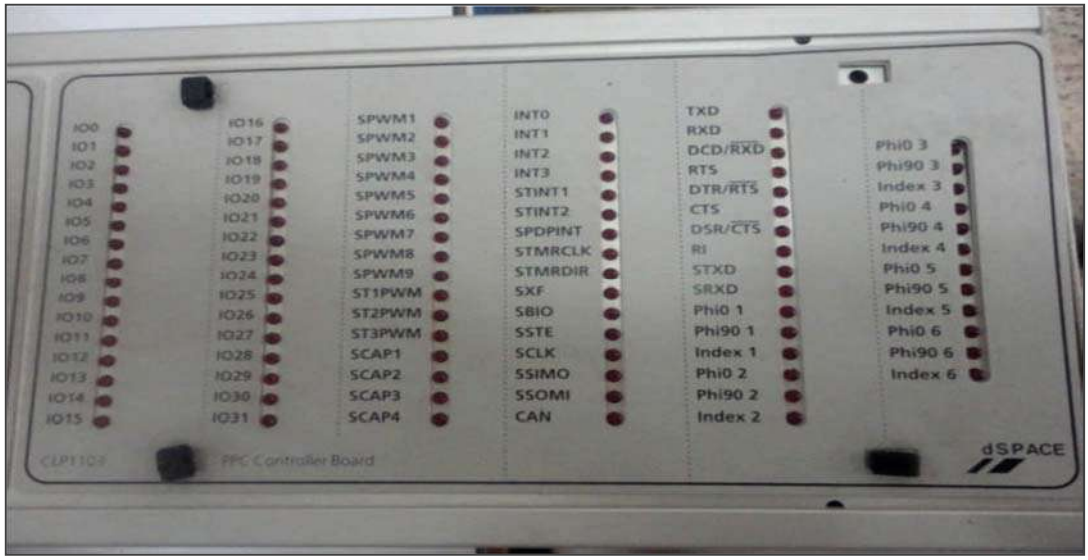


Figure IV.4: *Panneau d'indicateurs LED CLP1103*

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

Les systèmes dSPACE sont utilisés partout où des systèmes de contrôle mécatronique 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 desimages 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 variationsde 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 [22].

IV.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.

IV.3.1. *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.).
la figure : (IV.5.) présente l exemple de commande des interrupteur sur ControlDesk.

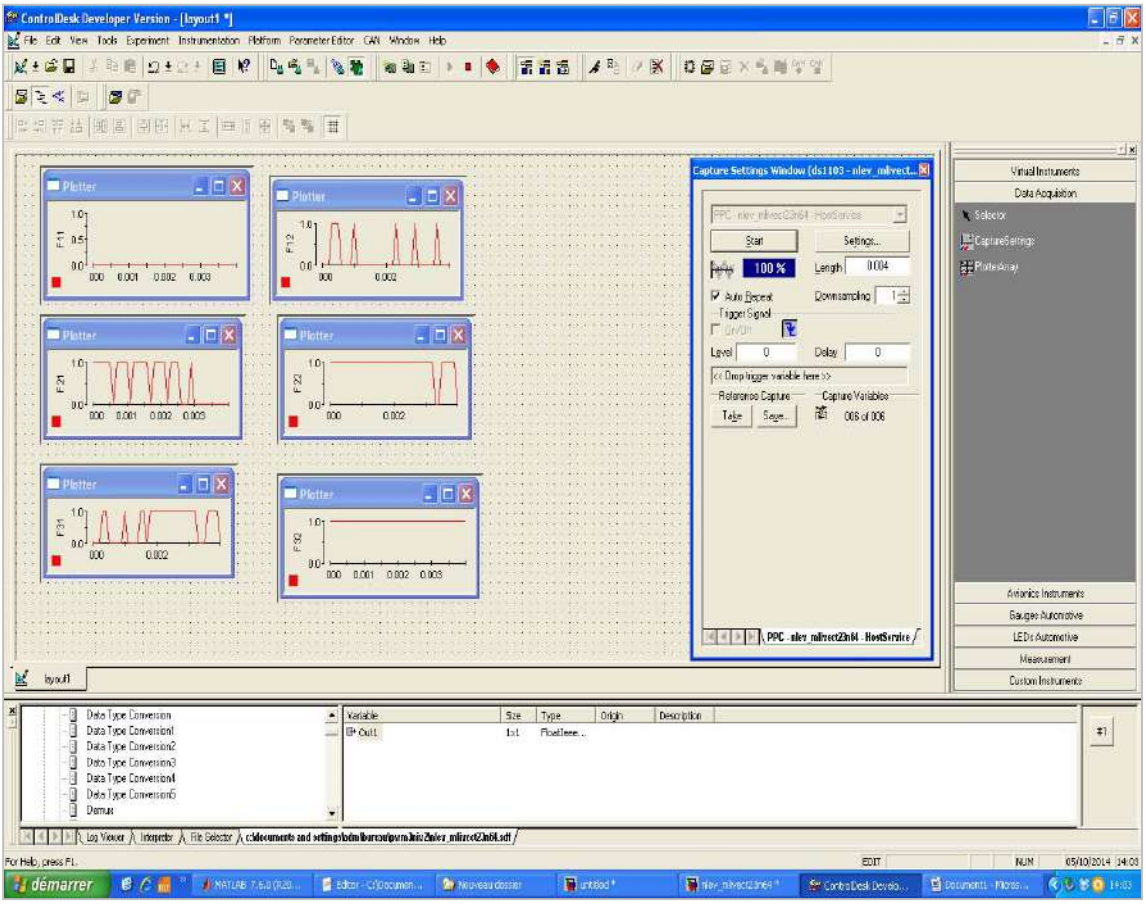


Figure IV.5: *Fenêtre du logiciel Control Desk*

IV.3.2. *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.3.2.1. *Compilateurs C de dSPACE*

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

IV.3.2.2 .*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):

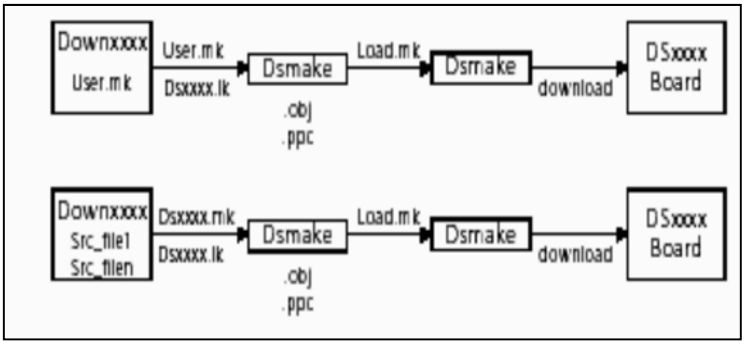


Figure IV.6*: schéma de principe de la commande DOWN1103.*

IV.3.2.3. *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.3.3 .*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 associe r 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.3.3.1. *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.3.3.2. *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).

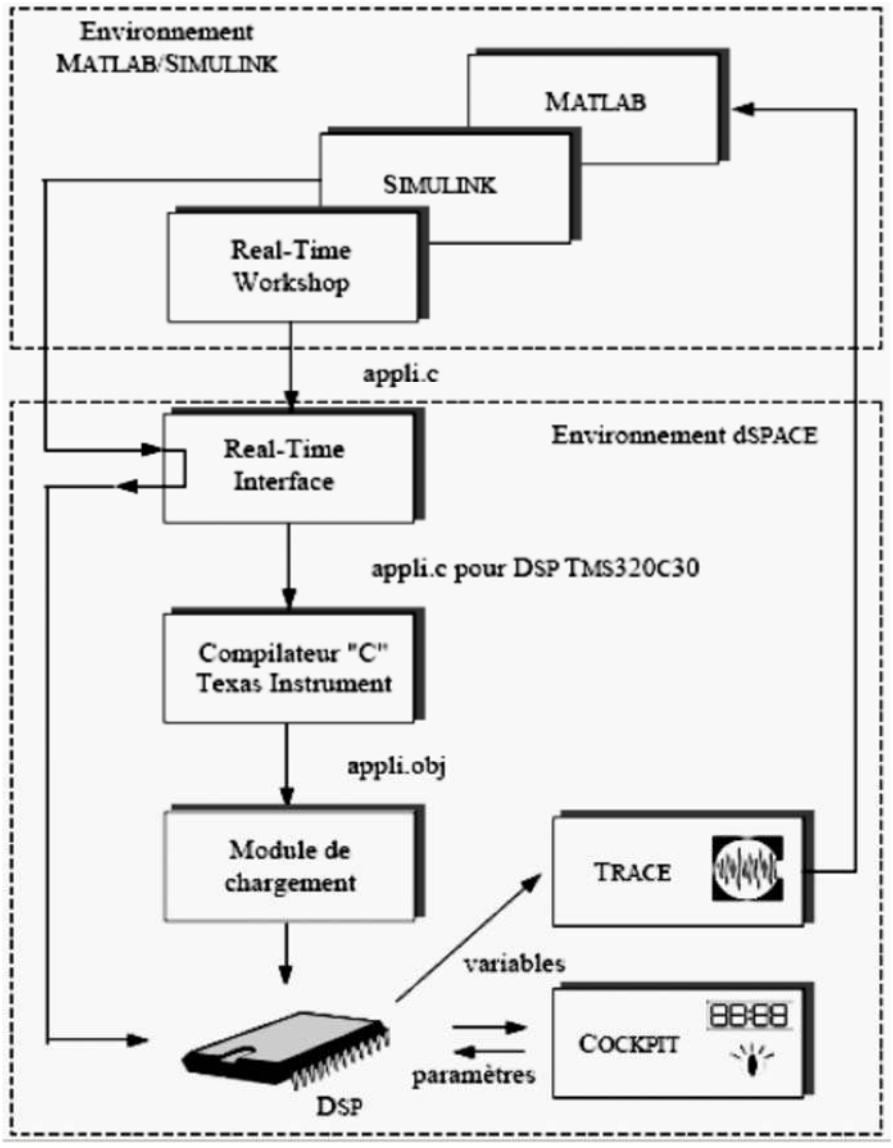


Figure IV.7: *Développement d'une application temps réel sous MATLAB*

IV.3.3.2.1.*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.3.3.3 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.3.3.4. *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.

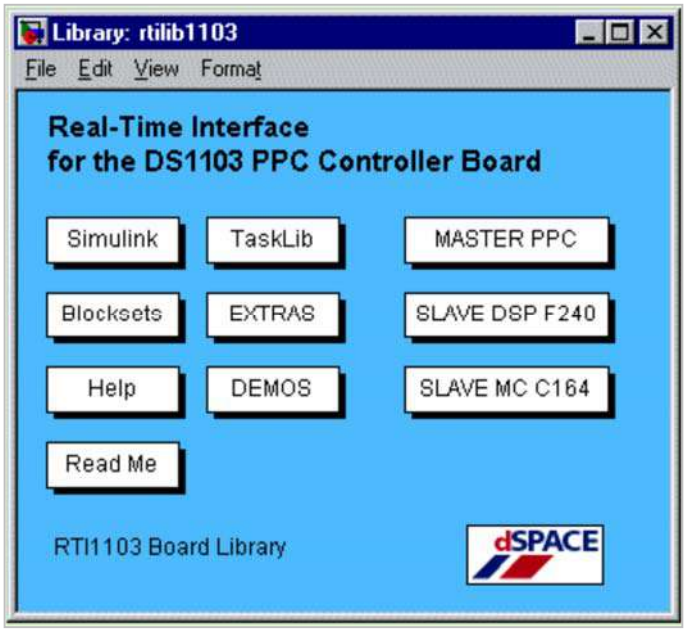


Figure IV.8: *Bibliothèque RTI1103 représentant les outils d'acquisition de dSPACE DS1103*

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 [21].

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 TIMEWORKSHOP 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 Expérimental

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 et un oscilloscope, et la carte dSPASE DS1103.et un générateur de tension continue pour U_{C1} et U_{C2}.



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.

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, on a utilisé une charge résistive . Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique MLI, pour la quelle la stratégies de commande vectorielle SVM est validée.

IV.4.2.1.*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 résistive, dont les conditions sont :

- La tension d'alimentation E=60V.
- La résistance de la charge R=470Ω.

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

IV.4.2.1.1.*Teste d'une charge passive pour la commande vectorielle*

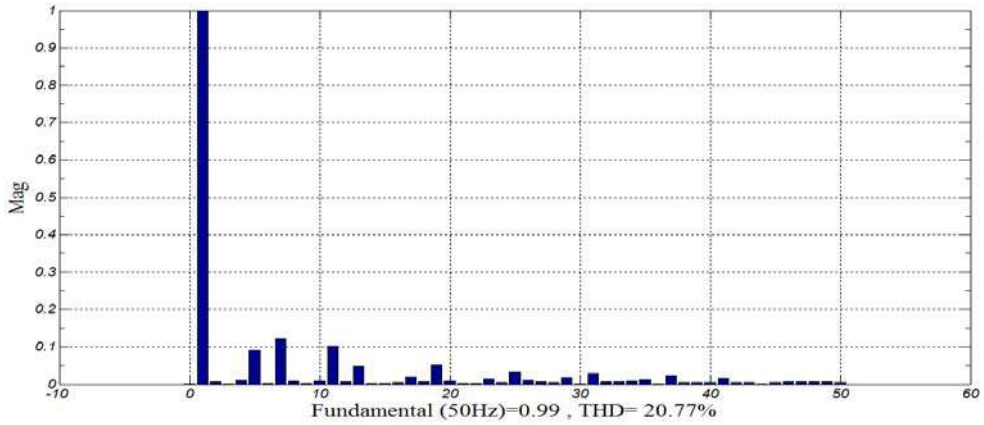


Figure IV.10 : *Le spectre d'harmonique de la tension de sortie*

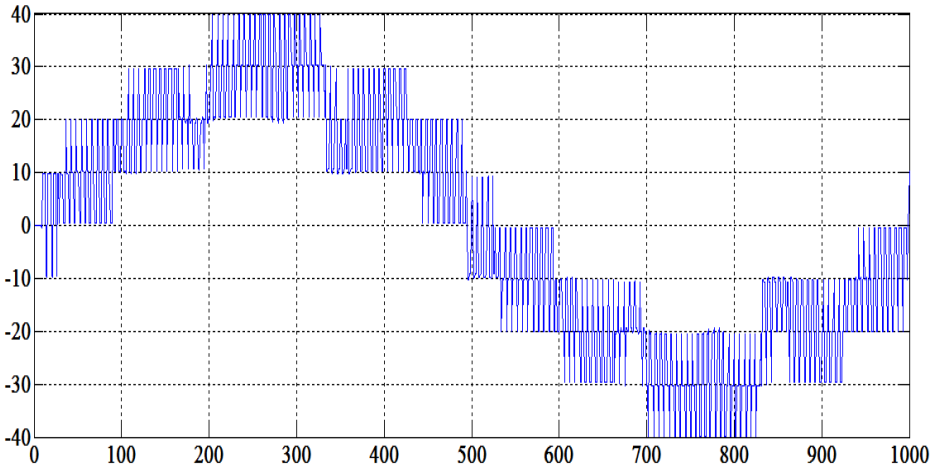


Figure IV.11 : la tension de l'onduleur commandé par la MLI vectorielle sur Matlab/ simulink

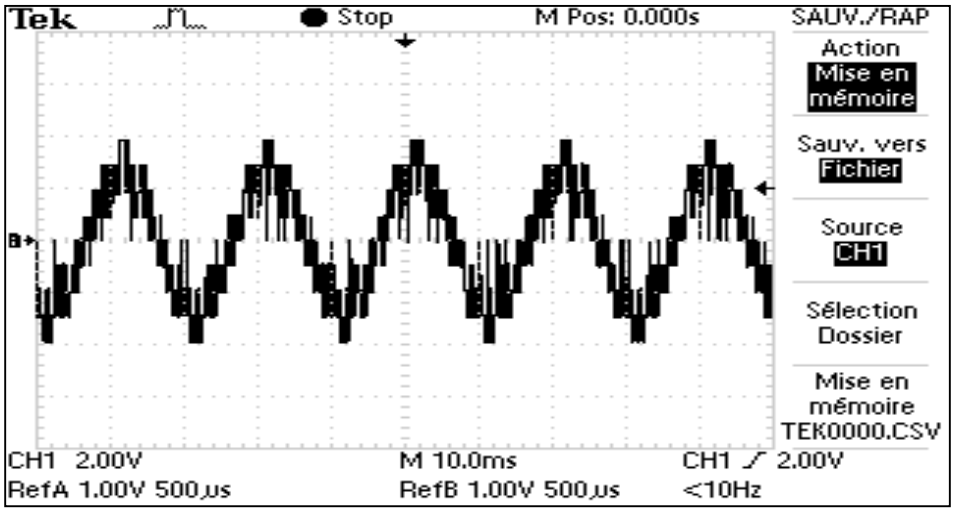


Figure IV.12 : la tension de sortie à MLI vectorielle sur l'oscilloscope

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre on a entamé la partie test expérimental de l'onduleur Trois niveaux structure NPC, pour cela nous avons utilisé une carte dSPACE 1103 pour générer les signaux de commande. Après les tests faits, on constate que les résultats expérimentaux se rassemblent avec les résultats de simulation.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entrainement à vitesse variable.

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 NPC 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 stratégie 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..

L'allure du courant à la sortie de l'onduleur à trois niveaux de type NPC contrôlé par la commande en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.

Le taux d'harmonique décroit quand le taux de modulation augmente, et avec l'ordre du niveau de tension de l'onduleur.

Au chapitre trois, nous avons présenté L'algorithme de la commande vectorielle est appliqué sur l'onduleur à trois niveaux. La SVM a l'avantage de produire des tensions avec un taux d'harmoniques plus faibles.

Le dernier chapitre a été consacré aux essais expérimentaux, les tests de fonctionnement ont été effectués sur charge résistive. Les essais expérimentaux viennent donc confirmer les résultats théoriques trouvés au chapitre III. Les résultats obtenus sont très bon.

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 de l'onduleur de tension à 5 niveaux contrôlé par la commande sinusoïdale à plusieurs porteuses.
- Réalisation de l'onduleur à 5 niveaux commandé par la commande. .vectorielle

[1] A. Nabac, I. Takahashi and H. Akagi, “A New Neutral-point-Clamped PWM Inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1981.

[2] Roberto Rajas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki, « An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral Point Clamped Inverters », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, pp. 666-672, November 1995.

[3] Surin Khomfoi, Leon M. Tolbert, “Multilevel Power Converters”, the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering, August 2007.

[4] 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.

[5] 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.

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

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

[8] 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, 1995, PARIS.

[9] 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.

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

[11] Subrata K. Mondal, Bimal K. Bose, Valentin Oleschuk and Joao. P. Pinto, “Space Vector Pulse Width Modulation of Three Level Inverter Extending Operation Into Overmodulation Region”, IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 18, N°2, pp. 604-611, March 2003.

[12] H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse, “Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive”, The European Phsical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001

[13] Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun, "A Novel PWM Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter with Gto Thyristors", IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 2 March/April pp.509-517,1996.

[14] Richard Lund, " Multilevel power Electronic Converters for Electrical Motor Drives", Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2005.

[15] Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki, " Neutral Point Clamped Inverter With Improved Voltage Waveform and Control Range", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol. 42, N°6, pp. 587-594, December 1995.

[16] Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto and Bimal K. Bose, "A Neutral Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N°3, pp. 660-669, May/June 2002.

[17] P. Purkait, R. S. Sriramakavacham, "A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters", Progress in Electromagnetic Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006.

[18] B. Kaku, I. Miyashita, S. Sone, " Switching Loss Minimised Space Vector PWM Method for IGBT Three Level Inverter", IEEE Proc-Electronics Power Applications, Vol. 144, N°3, pp. 182-190, March/May 1998.

[19] Bilal Akin, " State Estimation Technique for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors", thesis for the Degree of Master of Science in the Department of Electrical and Electronics Engineering, the east Technical University, August 2003.

[20] Hind Djeghloud, Hocine Benalla, "Space Vector Pulse Width Modulation Applied to the Three-Level Voltage Inverter", Electrotechnic's Laboratory of Constantine, mentouri-Constantine University,2006.

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

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