وزارة التعليـم العالـي والبحـث العلمـي

BADJI MOKHTAR- ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA



جامعـــة باجـــي مختـــار -عنابة

Faculté des Sciences de L'Ingéniorat

Département d'Électromécanique

THÈSE de DOCTORAT en SCIENCES

Présentée pour l'obtention du diplôme de DOCTEUR en Électromécanique

Amélioration des Tensions de Sorties des Onduleurs par l'Utilisation des Nouvelles Topologies et Techniques de Commandes

Présenté par :

ZAAMOUCHE Fares

Soutenue le 17 Janvier 2018

Devant le jury :

Président	Mr. HEROUS Lazhar	Pr	Université Badji Mokhtar Annaba
Rapporteur	Mr. SAAD Salah	Pr	Université Badji Mokhtar Annaba
Examinateurs	Mr. BENSLIMANE Tarek	Pr	Université Mohamed Boudiaf M'Sila
	Mr. CHEGHIB Hocine	MCA	Université Badji Mokhtar Annaba
	Mr. GHEMARI Zine	MCA	Université Mohamed Boudiaf M'Sila
	Mr. ZELLOUMA Laid	MCA	Université Hamma Lakhdar El Oued

Dédicaces

A la mémoire de mon Père Larbi,

A ma Mère,

A ma Femme,

A ma Fille Arinas,

A mon frère, mes sœurs,

A tout les membres de la famille ainsi que mes amis,

A tous ceux qui travaillent pour que cette Nation soit meilleure.

Remerciements

Avant tout, mes remerciements à mon **DIEU** le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Ce travail de recherche a été effectué au Laboratoire des Systèmes Electromécanique **LSELM**, de l'Université Badji Mokhtar Annaba, sous la direction scientifique de Monsieur le Professeur **SAAD SALAH**, directeur de ma thèse, que je tiens à remercier très vivement de son enthousiasme envers mon travail, de sa disponibilité et de son soutien scientifique et humain. Je le remercie, également, pour la confiance qu'il m'a accordée, ses encouragements et ses précieux conseils.

Je suis très honoré que Monsieur **HEROUS LAZHAR,** Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, ait accepté de présider le jury de cette thèse.

J'exprime ma gratitude envers Monsieur **CHEGHIB HOCINE,** Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, d'avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examinateur. Je l'en remercie sincèrement.

Je remercie le Docteur **ZELLOUMA LAID**, Maître de Conférence A**,** à l'Université Hamma Lakhdar d'El Oued, qui a bien accepté d'être membre du jury et de juger cette thèse ;

Je remercie également le Docteur **GHEMARI ZINE**, Maître de Conférence A à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila et membre du Laboratoire des Systèmes Electromécanique **LSELM**, qui a bien accepté de juger ce travail de thèse ;

Je remercie le Docteur **BENSLIMANE TAREK**, Professeur à l'Université Mohamed Boudiaf de M'Sila, qui a bien accepté d'être membre du jury et de juger ce travail ;

Je remercie aussi toute l'équipe du laboratoire des Systèmes Electromécanique **LSELM**, pour leurs aides, serviabilités et leurs encouragements.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes amis, et à tous ceux qui ont contribué, de prés ou de loin, à la réalisation de ce modeste travail.

Un grand merci à ma mère, ma famille, mon frère et mes sœurs. Finalement, Je remercie beaucoup ma femme et ma fille Arinas pour leur amour et leur soutien.

Table des matières

Remerciements i
Liste des figures Vii
Liste des tableaux xi

Introduction Générale 1
1. Introduction 1

Chapitre 1 : Modélisation et Fonctionnement des Onduleurs à Deux Niveaux 4
1.1. Introduction 4
1.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé 4
1.3. Modélisation de l'onduleur triphasé 6
1.4. Commande en pleine onde 180° 7
1.5. Commande à 120° 9
1.6. Conclusion 11

Chapitre 2 : Modélisation et Fonctionnement des Onduleurs Multiniveaux 12
2.1. Introduction 12
2.2. Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux 12
2.2.1. Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC) 13
2.2.2. D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué 15
2.2.3. Onduleur de tension à cellules imbriquées 15
2.2.4. Onduleur de tension en cascade 16
2.2.5. Propriétés des principales structures 18
2.2.6. Topologies hybrides 20
2.3. Les onduleurs multiniveaux de type NPC 20
2.3.1. Onduleur à trois niveaux de type NPC 21
2.3.1.1. Structure 21
2.3.1.2. Principe de fonctionnement 21
2.3.2. Onduleur à cinq niveaux de types NPC 25
2.3.2.1. Structure 25

2.3.2.2. Principe de fonctionnement …….. 25
2.3.3. Onduleur à sept niveaux de type NPC ……... 28
2.3.3.1. Structure …… 28
2.3.3.2. Principe de fonctionnement…….. 29
2.4. Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC ……. 33
2.4.1. Fonctions de connexion …….. 34
2.4.1.1. Relation entre les fonctions de connexion …… 34
2.4.1.2. Relation entre les fonctions des demi-bras ……... 34
2.4.2. Modélisation des valeurs instantanées …… 35
2.4.2.1. Les potentiels V_{io} …….. 35
2.4.2.2. Tensions de sortie ……. 36
2.4.2.3. Matrice de conversion simple [N(t)] ……... 38
2.4.2.4. Matrice de conversion composée [M(t)] ……... 38
2.5. Résultats de simulation ……... 39
2.5.1. Onduleur triphasé à trois niveaux NPC commandé en pleine onde ……... 39
2.6. Conclusion …….. 41

Chapitre 3 : Les Différentes Stratégies de Commande MLI 42
3.1. Introduction……. 42
3.2. La modulation sinusoïdale …….. 42
3.2.1. Modulation sinusoïdale naturelle ……..…….. 43
3.2.2. Modulation sinusoïdale à doubles triangles …… 44
3.2.3. Générations des rapports cycliques de la MLIS ..……..…….. 45
3.2.4. Résultats de simulation ……... 47
3.3. La modulation vectorielle ……... 48
3.3.1. Générations des rapports cycliques de la MLIV ……..……...……. 49
3.3.2. Résultats de simulation ……... 52
3.4. La modulation de la largeur d'impulsion discontinue (MLID) …..…… 54
3.4.1. Générations des rapports cycliques de la MLID (DPWM) ……..… 55
3.4.2. MLID-MIN et MLID-MAX (DPWM-MIN et DPWM-MAX) ……...……. 56
3.4.3. MLID0, MLID1, et MLID2 (DPWM0, DPWM1 et DPWM2) …… 58
3.4.4. MLID3……..……. 60
3.4.5. Résultats de simulation ……. 60
3.5. Interprétation des résultats ……..... 63

3.6. Les pertes dans l'onduleur …….. 64
3.6.1. Les pertes par conduction ……... 64
3.6.2. Les pertes par commutation …… 65
3.7. Conclusion …….. 66

Chapitre 4 : Validation Expérimentale 67
4.1. Introduction …… 67
4.2. Description du banc d'essais …….. 67
4.2.1. Environnement matériel …….. 68
4.2.2. Environnement logiciel ……... 73
4.3. Les résultats expérimentaux ……... 74
4.3.1. Algorithme développé par MLIS (SPWM) …… 74
4.3.2. Algorithme développé par MLIV (SVPWM) ……. 75
4.3.3. Algorithme développé par MLID3 (DPWM3) ……... 78
4.4. Interprétation des résultats ……. 80
4.5. Conclusion …….. 81

Conclusion Générale …… 83
1. Conclusion ……. 83
2. Perspectives …….. 84

Références ……. 85

Liste des figures

1.1 Structure d'un onduleur triphasé en pont ……... 4
1.2 La caractéristique statique ……. 5
1.3 Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode ……. 5
1.4 Exemple de période de commutation avec temps mort ……. 6
1.5 Circuit de puissance de l'onduleur triphasé ……..……. 6
1.6 La commande 180° …… 8
1.7 Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur triphasé K_{a1}, K_{b1} et K_{c1} ……. 8
1.8 Les tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé V_{an}, V_{bn} et V_{cn} …… 8
1.9 Le spectre harmonique de la tension de phase V_{an} …… 8
1.10 Les tensions composées à la sortie d'un onduleur triphasé V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} ……... 9
1.11 Le spectre harmonique de la tension composée V_{ab} ……..... 9
1.12 La commande 120° …… 9
1.13 Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur triphasé K_{a1}, K_{b1} et K_{c1} ……. 10
1.14 Les tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé V_{an}, V_{bn} et V_{cn} …… 10
1.15 Le spectre harmonique de la tension de phase V_{an} …… 10
1.16 Les tensions composées à la sortie d'un onduleur triphasé V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} ……... 10
1.17 Le spectre harmonique de la tension composée V_{ab} ……... 11

2.1 Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux …… 12
2.2 Onduleur NPC à trois niveaux (la phase a) ……... 13
2.3 Onduleur NPC à quatre niveaux (phase a) …… 13
2.4 Onduleur de tension clampé par le neutre à n-niveaux ……. 14
2.5 Autres variantes de la topologie à potentiel distribué …… 15
2.6 Topologie multiniveau à cellules imbriquées (phase a) ……. 16
2.7 Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase a) ……... 17
2.8 Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase a) ……... 17
2.9 Exemple de topologies hybrides …… 20
2.10 Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC ……. 21
2.11 Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux ……... 22

2.12 Première configuration du 1er bras ……. 22
2.13 Deuxième configuration du 1er bras ……..…… 23
2.14 Troisième configuration du 1er bras ……..……. 23
2.15 Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC …… 24
2.16 Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux ……... 25
2.17 Première configuration du 1er bras ..…….. 27
2.18 Deuxième configuration du 1er bras …….……. 27
2.19 Troisième configuration du 1er bras ……..……. 27
2.20 Quatrième configuration du 1er bras ….……. 27
2.21 Cinquième configuration du 1er bras …….……. 27
2.22 Forme de l'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC …… 28
2.23 Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux …… 29
2.24 Première configuration du 1er bras ……...…….. 31
2.25 Deuxième configuration du 1er bras …..……. 31
2.26 Troisième configuration du 1er bras ……..……. 31
2.27 Quatrième configuration du 1er bras ….……. 31
2.28 Cinquième configuration du 1er bras …….……. 31
2.29 Sixième configuration du 1er bras …….……. 31
2.30 Septième configuration du 1er bras ……...……. 32
2.31 Tensions simples d'un onduleur triphasé de type NPC à sept niveaux ……. 32
2.32 Onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC ……... 33
2.33 Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode …… 33
2.34 Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension …….. 34
2.35 Les signaux des impulsions K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}, K_{c1} et K_{c2} des six interrupteurs supérieurs de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC ……. 39
2.36 Les tensions simples V_{an}, V_{bn} et V_{cn} à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux ……... 40
2.37 Le spectre d'harmonique de la tension de phase (simple) V_{an} ……... 40
2.38 Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux ……... 40
2.39 Le spectre d'harmonique de la tension composée V_{ab} ……... 41

3.1 Le signal de la MLI sinusoïdale ……. 43
3.2 Principe de la modulation MLI sinusoïdale classique …….. 44
3.3 Principe de la MLI à doubles triangles …….. 45
3.4 Schéma de principe de la modulation sinusoïdale ……. 45
3.5 Principe de la MLI Sinusoïdale ……. 46
3.6 La tension simple V_{an} et son spectre harmonique …….. 48
3.7 Le courant statorique I_a et son spectre harmonique ……..…… 48
3.8 Le couple électromagnétique C_e …… 48
3.9 La vitesse de rotation du moteur w …… 48
3.10 Le schéma de principe de la MLI Vectorielle …… 49
3.11 Modulante en MLIV …….. 50
3.12 Projection du vecteur de référence dans le secteur I …….. 50
3.13 Chronogramme d'impulsions pour le secteur I …….. 52
3.14 La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=0.9 ……..……. 53
3.15 Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=0.9 ……..…….. 53
3.16 Le couple électromagnétique C_e …… 53
3.17 La vitesse de rotation du moteur w …… 53
3.18 La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=1.2 ……..……. 54
3.19 Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=1.2 ……..…….. 54
3.20 Le couple électromagnétique C_e …… 54
3.21 La vitesse de rotation du moteur w …… 54
3.22 Chronogramme d'impulsions pour le secteur I …….. 55
3.23 Schéma de principe de la MLI discontinue, basée sur l'injection de la composante homopolaire ……... 56
3.24 Modulante en MLIDMIN …..…… 57
3.25 Modulante en MLIDMAX …..…….. 57
3.26 Modulante en MLID1 ..…….. 58
3.27 Modulante en MLID0 …… 59
3.28 Modulante en MLID2 …..……. 59
3.29 Modulante en MLID3 .……... 60
3.30 La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=0.9 ……. 61
3.31 Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=0.9 ……..…….. 61
3.32 Le couple électromagnétique C_e …… 61
3.33 La vitesse de rotation du moteur w …… 61
3.34 La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=1.2 ……. 62

3.35 Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=1.2 ……... 62
3.36 Le couple électromagnétique C_e …… 62
3.37 La vitesse de rotation du moteur w …… 62
3.38 Présentation des pertes occasionnées aux transistors ……..…….. 64
3.39 Modèle équivalent de l'IGBT en conduction ……..... 64
3.40 Formes d'ondes de courant et de tension au moment de commutation ……..……... 65

4.1 Schéma de la plate-forme expérimentale ……...…… 67
4.2 Ensemble pour étude du moteur asynchrone ……...…….. 68
4.3 Description de l'onduleur triphasé ……. 69
4.4 Architecture du DS1104 …… 70
4.5 Présentation de la carte DS1104 ……..…….. 71
4.6 Dongle …… 71
4.7 Illustration du panneau de contrôle CLP1104 ……... 71
4.8 La connexion du panneau CLP1104 avec l'onduleur à l'aide de la carte d'interface 72
4.9 Analyseur de la qualité d'énergie électrique (Qualistar CA 8336) …… 72
4.10 Capteurs de tension et de courant …….. 72
4.11 Pinces ampère-métriques ……... 73
4.12 Un oscilloscope et un PC pour pilotage …… 73
4.13 L'interface graphique du ControlDESK …… 73
4.14 Schéma bloc de la technique MLI sinusoïdale développé sous Simulink/dSPACE 74
4.15 Les rapports cycliques générés par la technique MLI sinusoïdale pour M=0.9 …… 74
4.16 La tension composée V_{ab}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique 75
4.17 Le courant statorique Ia(A) du moteur et son spectre harmonique …… 75
4.18 La vitesse de rotation du moteur (rad/s) …… 75
4.19 Schéma bloc de la technique MLI vectorielle développé sous Simulink/dSPACE ... 76
4.20 Les rapports cycliques générés par la technique MLI vectorielle avec M=0.9 ……. 76
4.21 La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=0.9 ……. 76
4.22 Le courant statorique Ia(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=0.9 77
4.23 La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=0.9 …….……... 77
4.24 La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=1.2 ……. 77
4.25 Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=1.2 77
4.26 La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=1.2 ……..…….. 78

4.27 Schéma bloc de la technique MLID3 développée sous Simulink/dSPACE ……. 78
4.28 La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=0.9 ……. 78
4.29 Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=0.9 …... 79
4.30 La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=0.9 ……... 79
4.31 La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=1.2 …… 79
4.32 Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=1.2 …… 79
4.33 La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=1.2 ……... 80

Liste des tableaux

2.1 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux …… 18

2.2 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux …… 18

2.3 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux ……. 19

2.4 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux …… 19

2.5 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux ……. 19

2.6 Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux ……... 24

2.7 Table de commutation de l'onduleur NPC 5 niveaux ……... 28

2.8 Table de commutation de l'onduleur NPC 7 niveaux ……... 32

3.1 Les résultats obtenus par simulation …….. 63

4.1 Le taux de distorsion harmonique obtenu par les essais expérimentaux ……... 80

Liste des Symboles et Notations

Symboles

Chapitre 01

E	La tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur
F_1, F_2 et F_3	les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement
I_a, I_b, I_c	Les courants alternatifs de la charge
K_{a1}, K_{b1} et K_{c1}	Les commutateurs en haut de l'onduleur à deux niveaux de tension
K_{a2}, K_{b2} et K_{c2}	Les commutateurs en bas de l'onduleur à deux niveaux de tension
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les tensions composées aux bornes de la charge
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Les tensions simples 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

Chapitre 02

B_K	Commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_i
C	Le nombre de condensateurs d'équilibrage
D	Le nombre de diodes principales
D_c	Le nombre de diodes clampées
F_{ij}	Fonction de connexion, avec (i=a, b, c) et (j=1, 2, 3, 4)
F^b_i	Fonction de connexion du demi- bras en bas
F^h_i	Fonction de connexion du demi -bras en haut
I_{d1}, I_{d0}, I_{d2}	Les courants à l'entrée de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension
I_s	Le courant à la sortie de l'onduleur
K	Le nombre de commutateurs principaux
K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}, K_{c1} et K_{c2}	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension
K_{a3}, K_{a4}, K_{b3},	Les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension

K_{b4}, K_{c3} et K_{c4}	
M(t)	Matrice de conversion composée
N(t)	Matrice de conversion simple
n	Le nombre des niveaux de tension obtenus à la sortie de l'onduleur
s	Le nombre des sources à courant continu
THD	Le taux de distorsion des harmoniques
U_{C1}	La tension continue à la borne du C_1
U_{C2}	La tension continue à la borne du C_2
U_{COM}	Le vecteur du variable d'entrée interne de la tension composée
U_{SIM}	Le vecteur du variable d'entrée interne de la tension simple
V_{Cn}	La tension aux bornes des condensateurs dans la topologie à cellule imbriquée
V_{Ka1}, V_{Ka2}, V_{Ka3}, $V_{Ka4, \ldots}$	Les tensions inverses appliquées aux bornes des interrupteurs bloqués
X	Le vecteur d'état

Chapitre 03

A_c	L'amplitude de la porteuse
A_m	L'amplitude de la référence
C_e	Le couple électromagnétique du moteur asynchrone
C_i	Variable d'état, avec (C_i=1 ou 0)
d_a, d_b, d_c	Les rapports cycliques dues aux vecteurs de commutation
E_{OFF}	L'énergie dissipée lors d'une ouverture de l'interrupteur de puissance
E_{ON}	L'énergie dissipée lors d'une fermeture de l'interrupteur de puissance
f_c	La fréquence de la porteuse.
f_m	La fréquence de la référence.
K_r	Facteur de répartition des vecteurs nuls T_0 et T_7
M	L'indice de modulation
P	Les pertes par effet de joule dans l'interrupteur de puissance
P_{commut}	Les pertes par commutation dans l'interrupteur de puissance
P_{cond}	Les pertes par conduction dans l'interrupteur de puissance
R_{DSON}	La résistance de l'interrupteur à l'état passant

U_0	La composante homopolaire
$\overline{u_{ao}}$	La valeur moyenne de la tension de référence
$u_p(t)$	Onde de modulation ou porteuse
$u_{ri}(t)$	Onde de référence ou modulante
$V_0, V_1, \ldots, V_7$	Les vecteurs de la tension à la sortie d'un onduleur classique.
V_{aref}, V_{bref} et V_{cref}	Les ondes des références
V_a*	Le rapport cyclique obtenu par la DPWM
V_{ref}	Le vecteur de référence
T_0	Le temps d'utilisation du vecteur V_0 (où V_7) dans un onduleur classique
T_1	Le temps d'utilisation du vecteur V_1 dans un onduleur classique
T_2	Le temps d'utilisation du vecteur V_2 dans un onduleur classique
T_a, T_b, T_c	Les temps de commutation pour les vecteurs de tension
T_p	La période d'échantillonnage
(α, β)	Le plan diphasé de la transformation de Concordia
Δt_1	Le temps de fermeture de l'interrupteur en haut
Δt_2	Le temps de fermeture de l'interrupteur en bas

Notations

DPWM	Discontinuous Pulse width modulation
GTO	Gate Turn Off
IGBT	Insulated Gate Bipolaire Transistor
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MLID	Modulation de largeur d'impulsion discontinue
MLIS	Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale
MLIV	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle
NPC	Neutral-Point-Clamped
PWM	Pulse width modulation
SPWM	Sinusoidal pulse width modulation
SVPWM	Space vector pulse width modulation
THD	Le taux de distorsion des harmoniques

Introduction Générale

1. Introduction **1**

1. Introduction

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est extrêmement intensifiée, car les installations industrielles utilisent de plus en plus les entraînements à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale à sa sortie, ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques. Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyenne puissances seulement (1.4KV, 1MVA).

Dans le cadre de la recherche des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier est l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur [10-23], alors que le second porte sur la commande de l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur (Modulation de largeur d'impulsion) [1-9].

Dans les applications de fortes puissances (6KV, 10MVA), la structure à trois niveaux est plus adaptée [24-30], par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques [31-33]. La modulation de la largeur d'impulsion sinusoïdale (MLIS) est souvent utilisable et très simple mais elle nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque instant de modulation, en plus la commande des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur doit se faire d'une manière séparée [31-34].

La modulation de la largeur d'impulsion vectorielle (MLIV) [35-48] est une méthode de modulation très récente, elle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence pendant une période similaire à celle du fondamentale.

La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID) [49-58] est une stratégie à deux phases, cela veut dire qu'à tout moment deux bras de pont commutent alors que le troisième reste bloqué. L'intérêt de cette stratégie est de réduire les pertes de commutation dans l'onduleur.

Le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension commandé par MLIS, MLIV, et MLID (en anglais sinusoïdal pulse width modulation (SPWM), space vector pulse width modulation (SVPWM), discontinuous pulse width modulation (DPWM)). Pour aboutir à cette fin nous comptons implémenter en temps réel les algorithmes développés dans une carte dSPACE DS1104 et adoptant une comparaison entre ces stratégies.

Le fonctionnement de ces algorithmes sera testé sur un moteur asynchrone à cage. Les tests concerneront aussi l'impact d'utilisation de ces techniques sur la réduction des pertes occasionnées par le nombre de commutation. Il fera question aussi de déterminer le taux d'harmonique (THD) afin de prouver l'efficacité de ces algorithmes et par conséquent l'efficacité de la technique MLI discontinue appliquée aux onduleurs à deux niveaux de tension.

Dans le but d'atteindre les objectifs fixés nous présentons un travail de thèse structurée comme suit :

Cette thèse comporte les chapitres suivants:

Chapitre 1 : Modélisation et fonctionnement des onduleurs à deux niveaux

Ce chapitre introduit les notions de base sur les onduleurs triphasés à deux niveaux concernées par notre travail de recherche. Il comporte deux parties :

- Dans la première partie, nous définissons le principe de fonctionnement de ce convertisseur, ainsi que sa modélisation mathématique.
- La seconde partie est consacrée à la description de la commande naturelle de cet onduleur, dite commande en pleine onde 180° et 120°.

Chapitre 2 : Modélisation et fonctionnement des onduleurs multi-niveaux

Ce chapitre représente une étude sur les onduleurs triphasés multi-niveaux. Il comporte trois parties :

- La première partie, est dédiée à la description des différentes topologies des onduleurs telles que, la topologie à diode de bouclage (NPC), la topologie à cellules imbriquées, la topologie en cascade et la topologie hybride, leurs structures, leurs avantages et leurs inconvénients.
- Dans la deuxième partie, nous définissons le principe de fonctionnement des onduleurs de type NPC pour trois, cinq et sept niveaux de tensions.

- La troisième partie, traitera la modélisation mathématique de l'onduleur NPC à trois niveaux, ainsi que les résultats de la simulation numérique de ce convertisseur commandé en pleine onde.

Chapitre 03 : Les différentes stratégies de commande MLI

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée sur les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé, telles que la commande MLI sinusoïdale, la commande MLI vectorielle et la commande MLI discontinue. Il s'agit de déterminer les rapports cycliques générés pour chaque technique de modulation.

Chapitre 04 : Validation expérimentale

Ce dernier chapitre contient les contributions principales de cette thèse. Nous procéderons à la validation expérimentale des algorithmes de commande par MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et MLI discontinue de l'onduleur triphasé à deux niveaux utilisé pour entrainer un moteur asynchrone à l'aide du système prototypage rapide dSPACE. Les résultats obtenus seront présentés et discutés.

Chapitre 1

Modélisation et Fonctionnement des Onduleurs à Deux Niveaux

1.1. Introduction……... 4
1.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé ……..... 4
1.3. Modélisation de l'onduleur triphasé ……... 6
1.4. Commande en pleine onde 180° ……... 7
1.5. Commande à 120° ……... 9
1.6. Conclusion ……... 11

1.1. Introduction

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques assurant la conversion de la tension/courant continue en tension/courant alternatif avec une fréquence variable. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute est celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. L'évolution de cette fonction est due, d'une part au développement des composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants, robuste et rapides et d'autre part, à l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [1], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique.

1.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques permettant la conversion de l'énergie de la forme continue à la forme alternative. Ils Sont «statiques» car ils ne font intervenir aucun mouvement mécanique (contrairement aux moteurs) [2].

La figure (1.1) donne la topologie de l'onduleur de tension triphasé. Il est placé entre une source de tension continue supposée parfaite, de tension E constante, et une source de courant alternatif triphasé supposée elle aussi parfaite, donc les courants des phases i_a, i_b et i_c forment un système triphasé sinusoïdal équilibré.

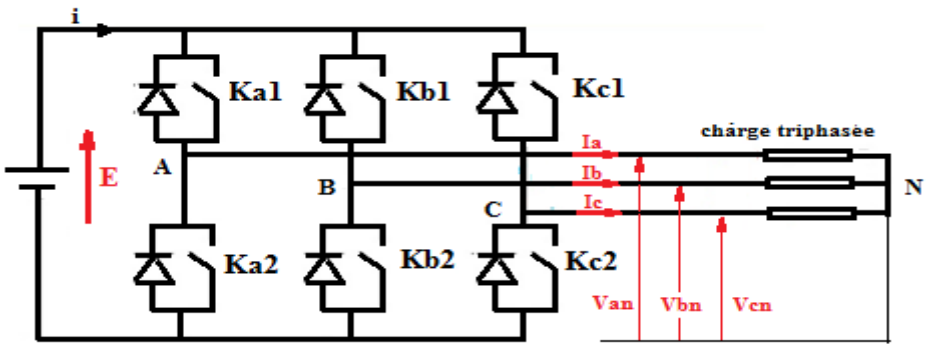


Figure (1.1). Structure d'un onduleur triphasé en pont

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois demis ponts monophasés chacun est formé de deux "interrupteurs" en série, (K_{a1}, K_{a2}), (K_{b1}, K_{b2}) et (K_{c1}, K_{c2}).

Les interrupteurs d'un même demi-pont doivent être complémentaires pour que la source de tension E ne soit jamais en court-circuit, pour que les circuits des courants i_a, i_b et i_c ne soient jamais ouverts.

Eléments de base de l'onduleur, les interrupteurs de puissance se composent, selon la puissance commutée, des GTOs (Gate Turn Off), des MOSFETs (Metal Oxide Semiconducteur Field Effect Transistor) ou des IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor), en parallèle avec une diode (figure (1.3)). La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci [3,4].

- La branche 1 correspond à l'état bloquant du transistor et de la diode (figure (1.2)).
- La branche 2 correspond à la conduction du transistor.
- La branche 3 correspond à la conduction de la diode.

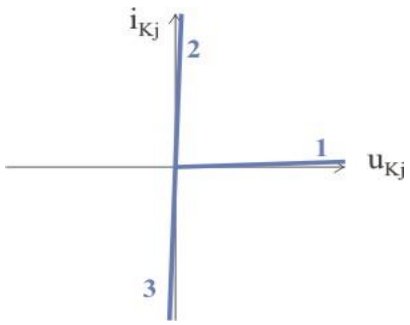


Figure (1.2). La caractéristique statique

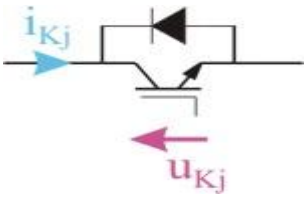


Figure (1.3). Mise en parallèle d'un transistor et d'une diode

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux–ci déterminent la puissance, la tension et le courant maximum commuté, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles influencent beaucoup la conception.

La fréquence maximale de commutation est déterminée par les temps de commutation (ouverture et fermeture du composant) des interrupteurs et par le temps mort. Sur une période des commutations, un interrupteur commuté au maximum deux fois: à l'ouverture et à la fermeture, figure (1.4). Le temps mort sert à prévenir les risques de court- circuit sur un bras.

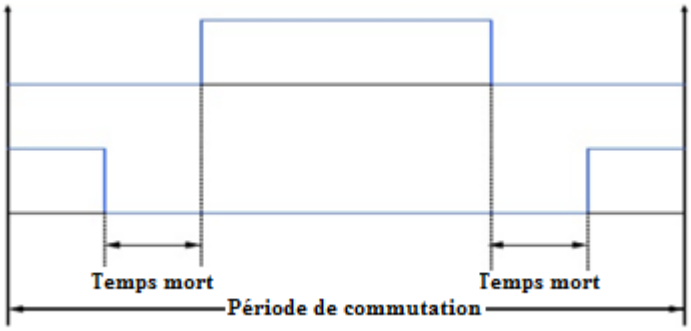


Figure (1.4). Exemple de période de commutation avec temps mort

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposerons que le couplage en étoile. Pour cette structure, plusieurs types de commande sont possibles, les plus utilisées sont :

a- Commande pleine onde (dite 180°).

b- Commande 120°.

c- La Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

1.3. Modélisation de l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé appelé onduleur à deux niveaux est illustré sur la figure (1.5). On doit distinguer d'une part les tensions de branche V_{ao}, V_{bo}, V_{co} mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue E, d'autre part, il y a les tension de phases V_{an}, V_{bn} et V_{cn} mesurées par rapport à un point neutre flottant **n** représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples on peut tirer facilement les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} [5-6].

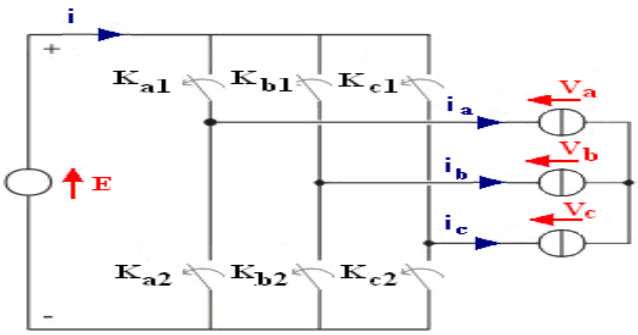


Figure (1.5). Circuit de puissance de l'onduleur triphasé

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure (1.5), il est à noter que les états des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. En utilisant les états de ces interrupteurs, nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_1 . E \\ V_{bo} = F_2 . E \\ V_{co} = F_3 . E \end{cases} \quad (1.1)$$

Ou F_1, F_2 et F_3 désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

- Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} = (F_1 - F_2)E \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} = (F_2 - F_3)E \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} = (F_3 - F_1)E \end{cases} \quad (1.2)$$

On peut écrire l'équation précédente sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

- Les tensions simples sont :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (1.4)$$

Et sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

1.4. Commande en pleine onde 180°

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°, figure (1.6).

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur K_{a1} est fermé pendant une demi-période (180°), et K_{a2} est fermé pendant l'autre demi période. Pour les deux autres bras de l'onduleur (les bras b et c), on applique la même procédure, mais avec un décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ respectivement, par rapport au premier bras [7, 8].

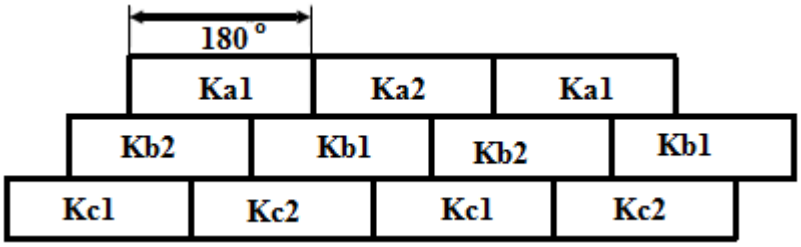


Figure (1.6). La commande 180°

En appliquant ce type de commande à l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisé par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

Les formes d'ondes des différentes tensions sont sur la figure suivante :

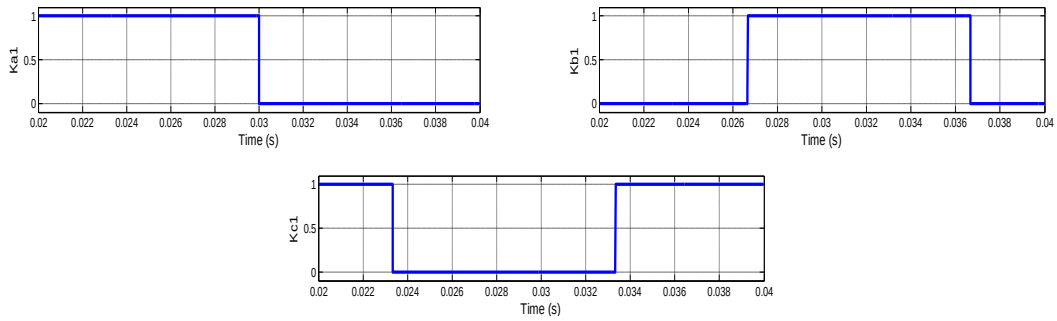


Figure (1.7). Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur triphasé K_{a1}, K_{b1} et K_{c1}

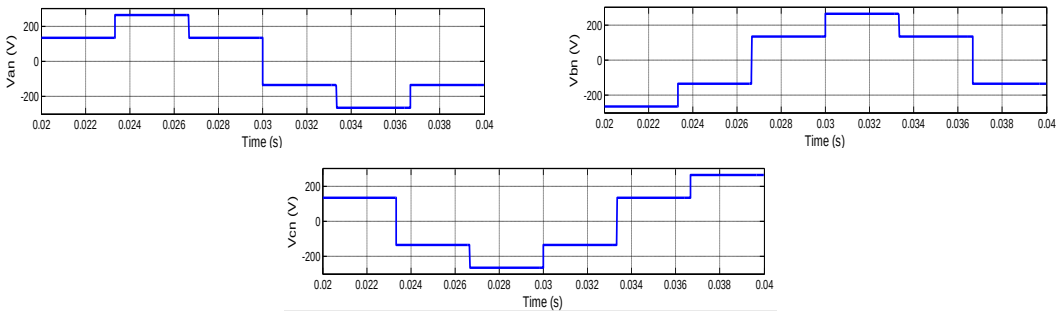


Figure (1.8). Les tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé V_{an}, V_{bn} et V_{cn}

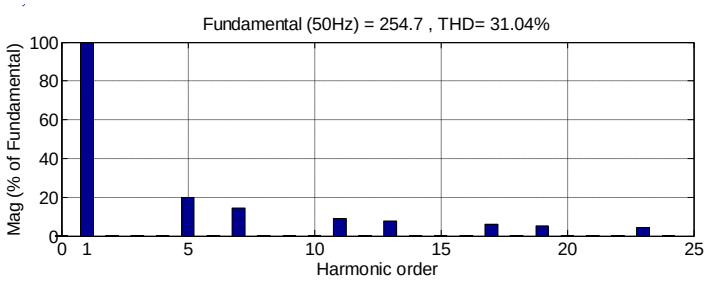


Figure (1.9). Le spectre harmonique de la tension de phase V_{an}

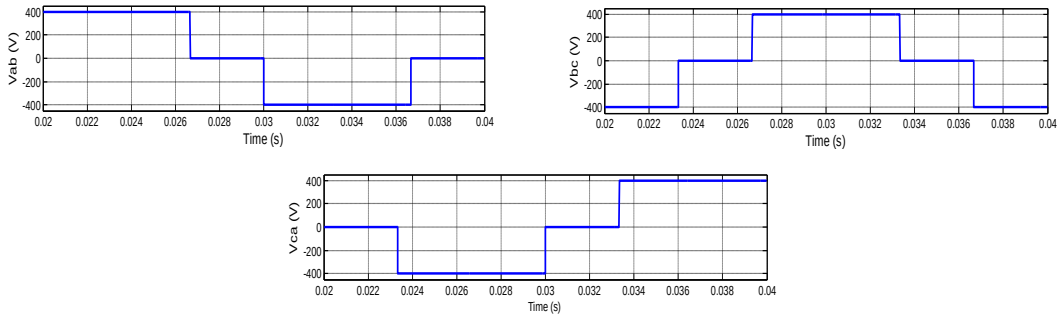


Figure (1.10). Les tensions composées à la sortie d'un onduleur triphasé V_{ab}, V_{bc} et V_{ca}

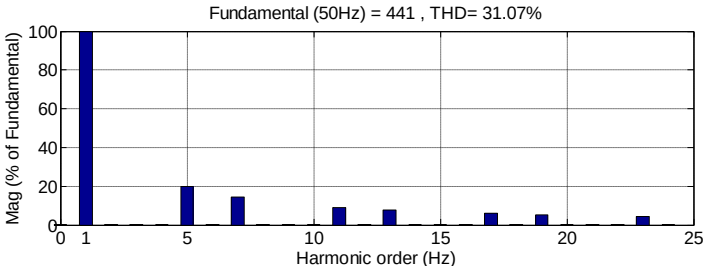


Figure (1.11). Le spectre harmonique de la tension composée V_{ab}

La décomposition en série de Fourier montre que l'amplitude crête du fondamental des tensions simples de l'onduleur est de (2*E/π), et qu'il n'y a que les harmoniques impairs dont l'amplitude est inversement proportionnelle à l'ordre de l'harmonique 1/n (n est l'ordre de l'harmonique). Cette amplitude du fondamental est maximale avec un onduleur deux niveaux.

Le taux de distorsion harmonique des courants de phases est alors important. De plus, les possibilités de réglages avec cette stratégie sont limitées, car elle ne permet que de modifier la fréquence du fondamental. La mise en œuvre est simple et les sollicitations des composants de puissance sont minimales car la fréquence de commutation est égale à la fréquence fondamentale [9].

1.5. Commande à 120°

Dans ce cas la figure (1.12), la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120°.



Figure (1.12). La commande 120°

Avec cette stratégie de commande, chaque interrupteur fonctionne pendant 120°, telle que la séquence est K_{a1}, K_{b1} puis K_{c1} successivement. De même pour les interrupteurs K_{a2}, K_{b2} et K_{c2} avec un décalage de 60° par rapport à K_{a1}, K_{b1} et K_{c1}.

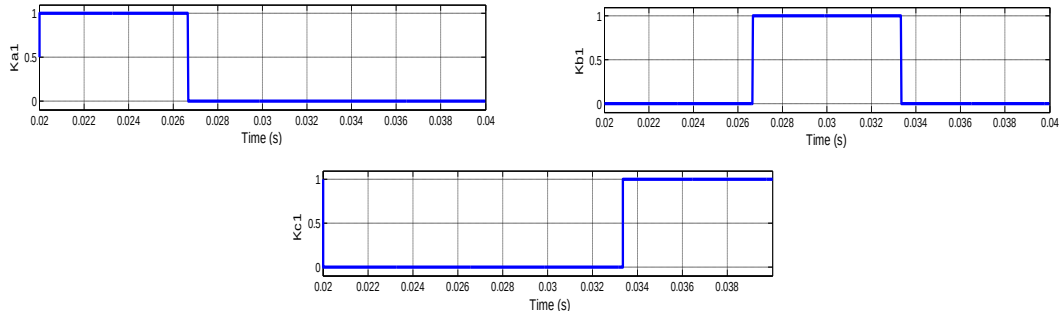


Figure (1.13). Les signaux des impulsions des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur triphasé K_{a1}, K_{b1} et K_{c1}

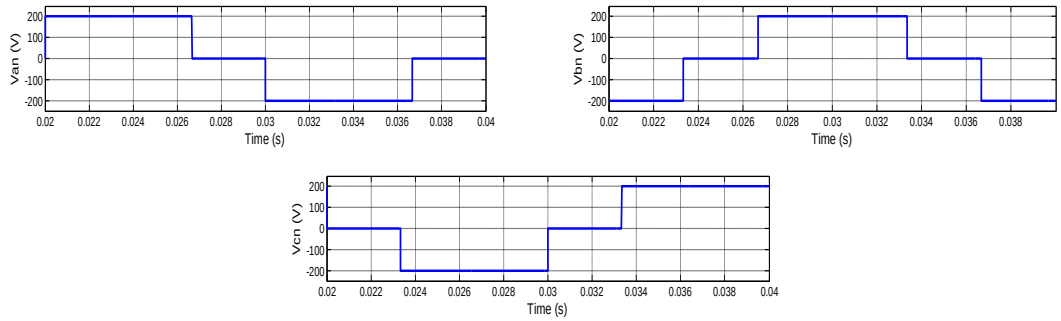


Figure (1.14). Les tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé V_{an}, V_{bn} et V_{cn}

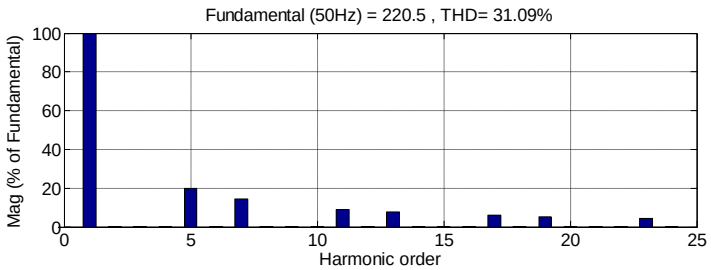


Figure (1.15). Le spectre harmonique de la tension de phase V_{an}

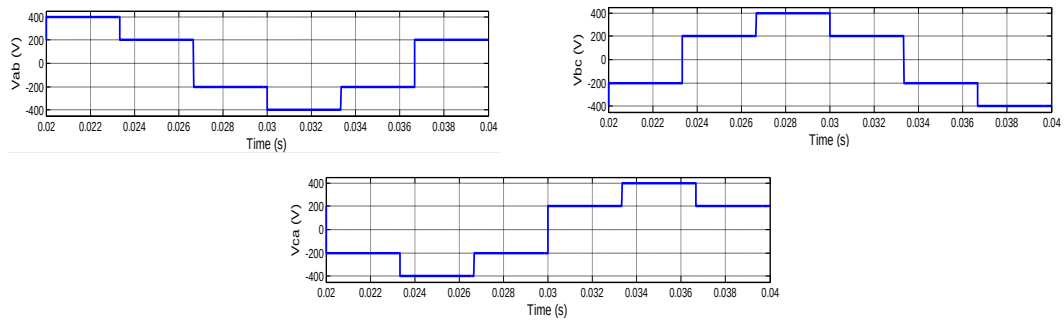


Figure (1.16) Les tensions composées à la sortie d'un onduleur triphasé V_{ab}, V_{bc} et V_{ca}

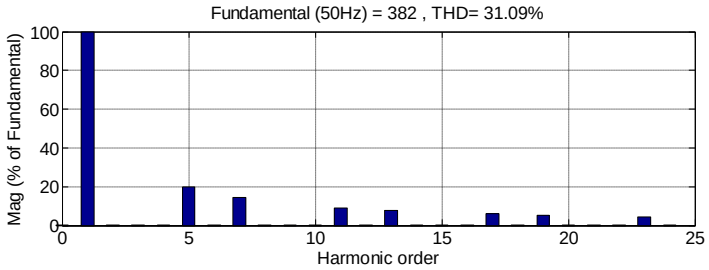


Figure (1.17). Le spectre harmonique de la tension composée V_{ab}

1.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la topologie et le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux avec sa commande naturelle 180° (en pleine onde) et 120°, ainsi que sa modélisation mathématique. On obtient à la sortie des onduleurs à deux niveaux des ondes de tensions sous forme d'escaliers, elles ne sont pas sinusoïdales. Comme nous l'avons souligné précédemment, pour améliorer la qualité de l'énergie à la sortie des onduleurs triphasés, plusieurs travaux ont été réalisés sur l'utilisation des topologies multi-niveaux.

Le chapitre suivant est une étude consacrée aux différentes configurations des onduleurs multi-niveaux, dites aussi à plusieurs étages, ainsi que leurs modélisations.

Chapitre 2

Modélisation et Fonctionnement des Onduleurs Multiniveaux

2.1. Introduction 12
2.2. Les différentes topologies des onduleurs multiniveaux 12
2.2.1. Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC) 13
2.2.2. D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué 15
2.2.3. Onduleur de tension à cellules imbriquées 15
2.2.4. Onduleur de tension en cascade 16
2.2.5. Propriétés des principales structures 18
2.2.6. Topologies hybrides 20
2.3. Les onduleurs multiniveaux de type NPC 20
2.3.1. Onduleur à trois niveaux de type NPC 21
2.3.1.1. Structure 21
2.3.1.2. Principe de fonctionnement 21
2.3.2. Onduleur à cinq niveaux de types NPC 25
2.3.2.1. Structure 25
2.3.2.2. Principe de fonctionnement 25
2.3.3. Onduleur à sept niveaux de type NPC 28
2.3.3.1. Structure 28
2.3.3.2. Principe de fonctionnement 29
2.4. Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC 33
2.4.1. Fonctions de connexion 34
2.4.1.1. Relation entre les fonctions de connexion 34
2.4.1.2. Relation entre les fonctions des demi-bras 34
2.4.2. Modélisation des valeurs instantanées 35
2.4.2.1. Les potentiels V_{io} 35
2.4.2.2. Tensions de sortie 36
2.4.2.3. Matrice de conversion simple [N(t)] 38
2.4.2.4. Matrice de conversion composée [M(t)] 38
2.5. Résultats de simulation 39
2.5.1. Onduleur triphasé à trois niveaux NPC commandé en pleine onde 39
2.6. Conclusion 41

2.1. Introduction

Un convertisseur statique est dit «multi-niveaux» lorsqu'il génère une tension sortie découpée est composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente des qualités spectrales intéressantes. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande convenable des composants de puissance permet d'éliminer certaines familles de raies harmoniques [10].

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent êtres vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [11,12]. La figure (2.1) représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.

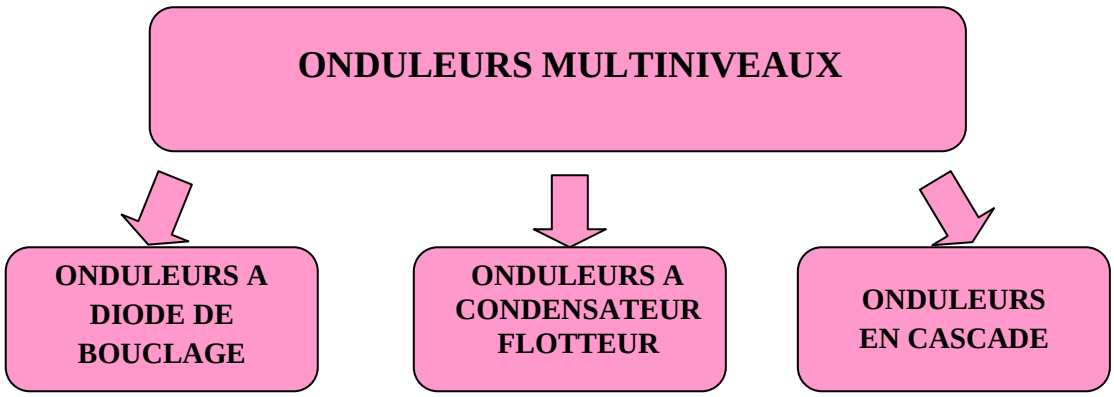


Figure (2.1). Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

2.2. Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

Par définition, l'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux de tensions. L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des quatre topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- La topologie à diode de bouclage (NPC),
- La topologie au condensateur flotteur (à cellules imbriquées),

- La topologie en cascade, et
- La topologie hybride (onduleurs multi-niveaux asymétriques).

2.2.1. Onduleur de tension clampé par le neutre (NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveau est le NPC (*Neutral-Point-Clamped*). Elle a été proposée, la première fois en 1980, par *Nabae* et *Al*. L'onduleur NPC à trois niveaux est donné par la figure (2.2) [13, 14, 15].

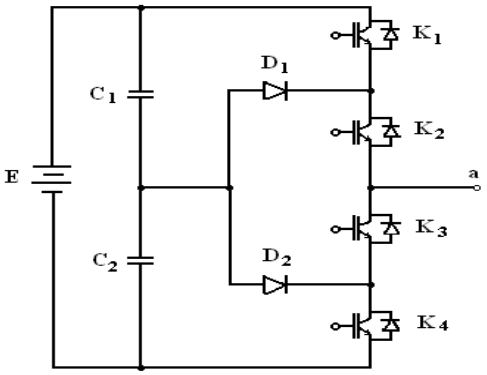


Figure (2.2). Onduleur NPC à trois niveaux (la phase **a**)

Cette topologie a été étendue à l'augmentation du nombre de niveaux. La figure (2.3) montre un onduleur NPC à quatre niveaux.

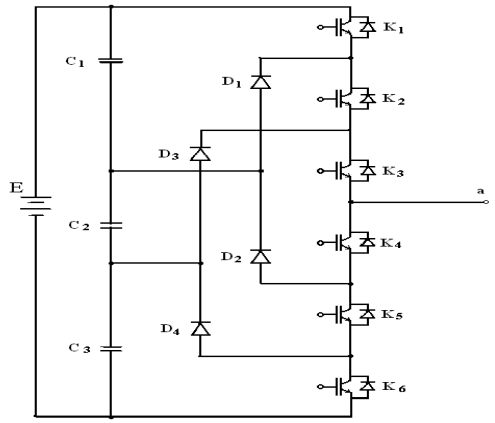


Figure (2.3). Onduleur NPC à quatre niveaux (phase **a**)

Pour le cas général, la figure (2.4) représente la structure d'un onduleur NPC à *n*-niveaux [16].

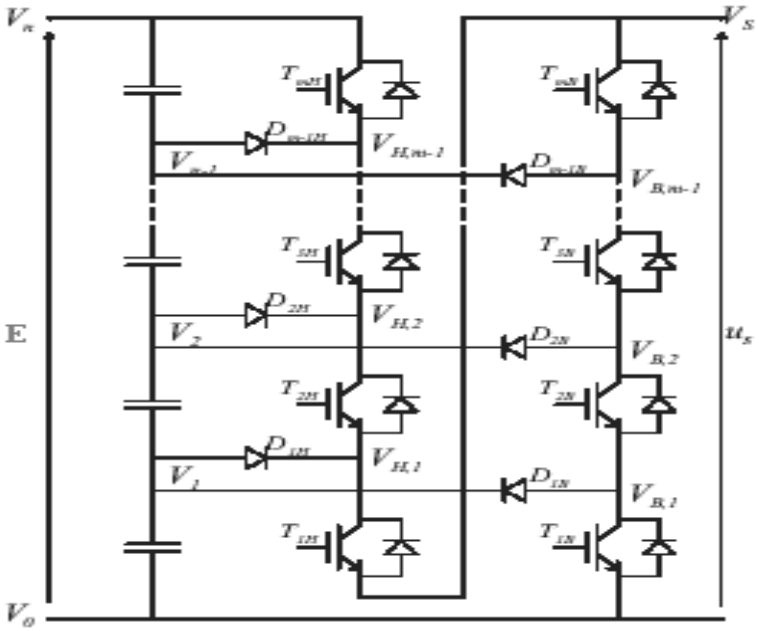


Figure (2.4). Onduleur de tension clampé par le neutre à *n*-niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux présente des avantages par rapport à la topologie d'onduleur classique (à deux niveaux). Ces avantages sont:

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue [17].
- Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances et parmi ces difficultés on peut citer ce qui suit :

- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à E(n-1)/n, où *n* est le nombre de niveaux. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation ;
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge [18] ;
- Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois, l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs devient très complexe, voir impossible, car il est intimement lié au facteur de puissance de la charge et à l'indice de modulation ;
- Le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lors de leur mise en série.

2.2.2. D'autres variantes de la topologie à potentiel distribué

Il existe plusieurs variantes de convertisseurs multi-niveaux dont la configuration est une modification de la topologie NPC de base. Celles-ci permettent par exemple de repousser certaines limitations de la structure de base, comme l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes. La figure (2.5) représente d'autres variantes de la topologie NPC.

La figure (2.5.a) montre une connections en cascade de deux convertisseurs de type NPC, elle permet l'obtention d'une tension ayant cinq valeurs différentes (celle de la structure de base a trois valeurs). Il est relevé que ce type connexion ne résout pas le problème de l'inégalité des tensions de blocage que doivent supporter les interrupteurs. Cette variante est mieux adaptée à des applications de faible puissance. Pour la variante proposée à la figure (2.5.b); elle a le même nombre d'interrupteurs que la topologie NPC de base à cinq niveaux, mais l'accès au point neutre se fait à travers des interrupteurs bidirectionnels et ces derniers ne supportent pas la même tension. Cette variante est aussi mieux adaptée pour des applications de faible puissance.

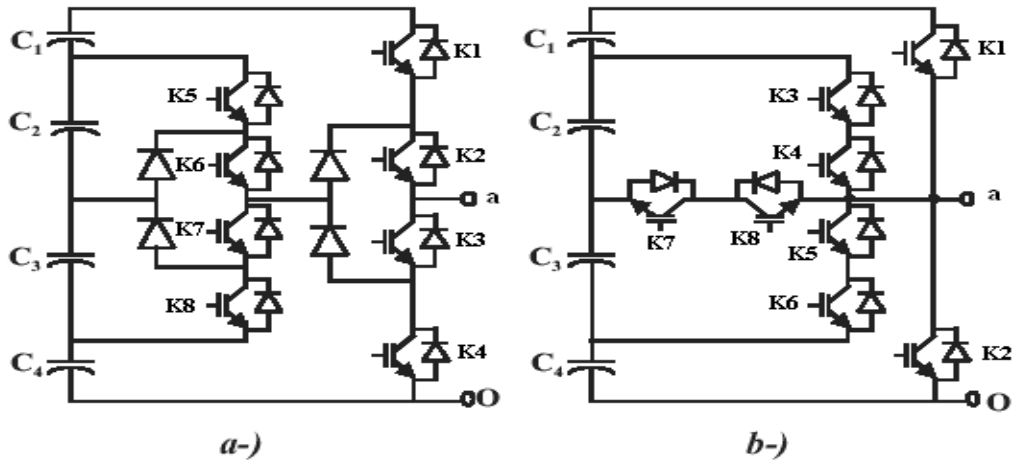


Figure (2.5) Autres variantes de la topologie à potentiel distribué. **a-** Connexion en cascade de deux convertisseurs de type NPC sur un même bras.
b- Enchevêtrement de convertisseurs avec interrupteurs bidirectionnels

2.2.3. Onduleur de tension à cellules imbriquées

Dans un convertisseur à deux niveaux de tension, chaque phase est constituée d'une paire d'interrupteurs de puissance montée en parallèle aux bornes d'un condensateur. Ils sont souvent commandés de façon complémentaire, si bien que la tension de sortie de la branche est reliée soit à la borne positive, soit à la borne négative de ce condensateur.

Dans la topologie multi-niveau proposée en 1992 par T. Meynard et H. Foch [15], elle est également connue sous l'appellation «flying capacitors multilevel inverter» dans la littérature

anglo-saxonne, plusieurs cellules «condensateur et paire d'interrupteurs» sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la figure (2.6)
($Vc_2 = 2Vc_1$, $Vc_3 = 3Vc_1$, $Vc_4 = 4Vc_1$,...,$Vc_n = nVc_1$).

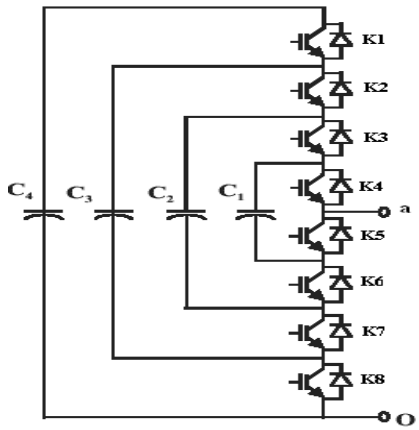


Figure (2.6). Topologie multi-niveau à cellules imbriquées (phase **a**)

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs (continu-continu, continu-alternatif, alternatif-alternatif), aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel;
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles peuvent être explorés :

- Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- La topologie de l'onduleur multi-niveau à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
- Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [14].

2.2.4. Onduleur de tension en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988 [19]. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés.

Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. La figure (2.7) représente un onduleur monophasé en cascade à cinq niveaux.

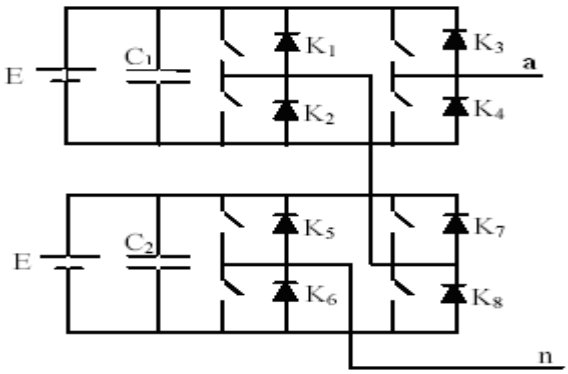


Figure (2.7). Onduleur en cascade à 5 niveaux (phase **a)**

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que l'onde de la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Le nombre de niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par:

$$n = 2s + 1 \qquad (2.1)$$

Où *s* est le nombre des sources de tensions continues [19].

L'avantage majeur de cette approche hybride est que le nombre de sortie peut être augmenté davantage sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement des sources de tensions continues avec différents niveaux de tensions. Probablement, le plus avantageux utilise des sources de tensions avec deux niveaux de tensions (*E* et *2E*) comme le montre la figure (2.8). Cet arrangement peut générer une tension à sept (07) niveaux (0, +/- E, +/- 2E, +/- 3E) [14].

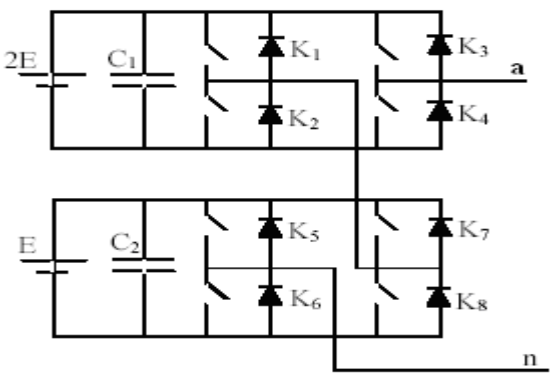


Figure (2.8). Onduleur en cascade à 7 niveaux (phase **a**)

2.2.5. Propriétés des principales structures

a. Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation donc la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

b. Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension. Le maintient des diodes n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadé [20]. Les condensateurs d'équilibrage aussi ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadé. Implicitement, l'onduleur cascadé exige moins de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadé est la flexibilité dans la disposition du circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucunes diodes clampées supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en supprimant les cellules de pont complet.

Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons :

Tableau (2.1) Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux

topologie	n	s	K	D	D_c	C
NPC	3	2	4	4	2	0
cellules imbriquées	3	2	4	4	0	1
cascade	3	1	4	4	0	0

Pour la topologie à cinq niveaux :

Tableau (2.2) Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux

topologie	n	s	K	D	D_c	C
NPC	5	4	8	8	12	0
cellules imbriquées	5	4	8	8	0	6
cascade	5	2	8	8	0	0

Pour la topologie à sept niveaux :

Tableau (2.3) Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux

topologie	n	s	K	D	D_c	C
NPC	7	6	12	12	30	0
cellules imbriquées	7	6	12	12	0	15
cascade	7	3	12	12	0	0

Pour la topologie à neuf niveaux :

Tableau (2.4) Nombres de composants nécessaires pour la topologie à neuf niveaux

topologie	n	s	K	D	D_c	C
NPC	9	8	16	16	56	0
cellules imbriquées	9	8	16	16	0	28
cascade	9	4	16	16	0	0

Pour la topologie à n niveaux :

Tableau (2.5) Nombres de composants nécessaires pour la topologie à *n* niveaux [22]

topologie	n	s	K	D	D_c	C
NPC	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-1).(n-2)	0
cellules imbriquées	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-1).(n-2)/2
cascade	n	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

Avec :

- **n** : le nombre de niveaux de tension obtenus,
- **s** : le nombre de sources à courant continu,
- **K** : le nombre de commutateurs principaux,
- **D** : le nombre de diodes principales,
- **D_c** : le nombre des diodes clampées,
- **C** : le nombre de condensateurs d'équilibrage

Du point de vue nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadées paraissent être la solution multi-niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [21,22].

2.2.6. Topologies hybrides

Les trois topologies résumées ci-dessus constituent les structures de base des convertisseurs multi-niveaux. A partir de ces structure, des combinaisons sont possibles, afin d'obtenir des topologies hybrides.

Un exemple de structure hybride est montré sur la figure (2.9.a). Deux onduleurs monophasés sont mis en série sur la même phase, l'un est un pont en H et l'autre est un onduleur de type NPC monophasé. Seule la cellule NPC est alimentée, ce qui réduit considérablement le volume de l'alimentation du système global. Il est également possible de connecter en série deux structures à cellules imbriquées, comme le montre la figure (2.9.b).

Les topologies hybrides, lorsqu'elles sont utilisées permettent au convertisseur, de générer un nombre de niveaux plus élevés que celles dites homogènes. Ainsi, vue de la charge, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais elles exigent des stratégies de commande un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes aux niveaux des échanges énergétiques entre convertisseurs.

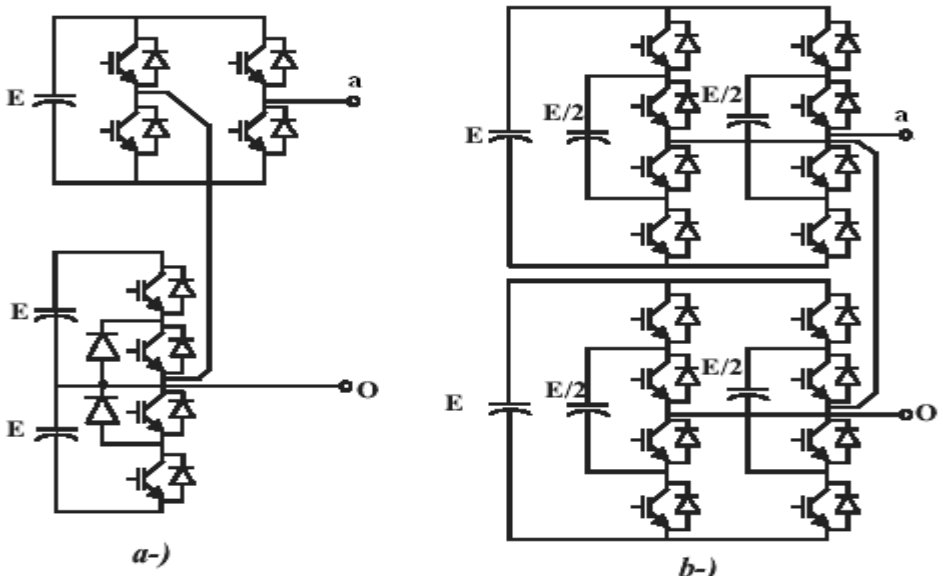


Figure (2.9). Exemple de topologies hybrides. **a-** Mise en série d'un NPC et d'un pont en H. **b-** Mise en série de deux convertisseurs à cellules imbriquées

2.3. Les onduleurs multi-niveaux de type NPC

Les onduleurs multi-niveaux permettent de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture et à la fermeture. La première structure d'onduleurs multi-niveaux apparus est le NPC (Neutral Point Clamped) à trois niveaux, proposé par Nabea.

2.3.1. Onduleur à trois niveaux de type NPC

2.3.1.1. Structure

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte.

La figure (2.10) représente la topologie d'un onduleur triphasé à trois niveaux composée de trois bras monophasés [23]. A partir de la source principale de tension continu, et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension (E/2). Cette structure crée alors un point neutre (o) entre les deux condensateurs. Ces derniers sont identiques de manières à éviter le déséquilibre de charge (C_1=C_2 c'est-à-dire U_{C1}=U_{C2}).

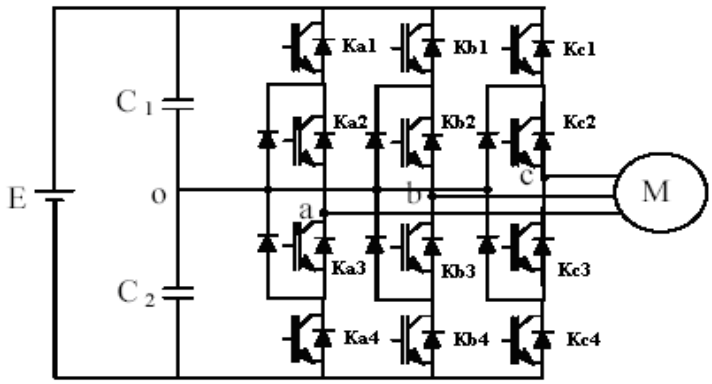


Figure (2.10). Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs (Kij) en série avec leur point commun relié par une diode de bouclage au point neutre des sources (o). Une diode en antiparallèle est montée sur chaque interrupteur pour assurer la réversibilité des courants dans la charge.

L'onduleur multi-niveaux de type NPC permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde que celle issue de l'onduleur classique à deux niveaux. Il permet également, par la mise en série des interrupteurs, une meilleure maîtrise des contraintes en tension sur les composants.

2.3.1.2. Principe de fonctionnement

L'onduleur triphasé à trois niveaux est montré sur la figure (2.10), qui représente le schéma de principe de l'une des topologies des onduleurs triphasés à structure NPC. Grâce à la symétrie de ces derniers, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la figure (2.11).

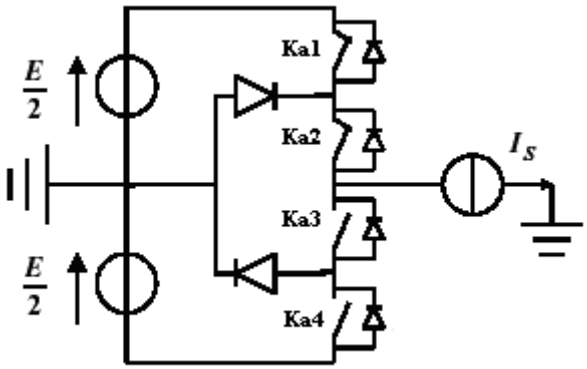


Figure (2.11). Bras d'un onduleur NPC à trois niveaux

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{ao} entre la borne (a) de la charge et le point neutre o. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} du bras.

Sur les 2^4=16 configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des court-circuits des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

- **Première configuration {1100}**

K_{a1}, K_{a2} sont passants et K_{a3}, K_{a4} sont bloqués (figure (2.12)), la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \qquad (2.2)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka3} = V_{Ka4} = +E/2 \qquad (2.3)$$

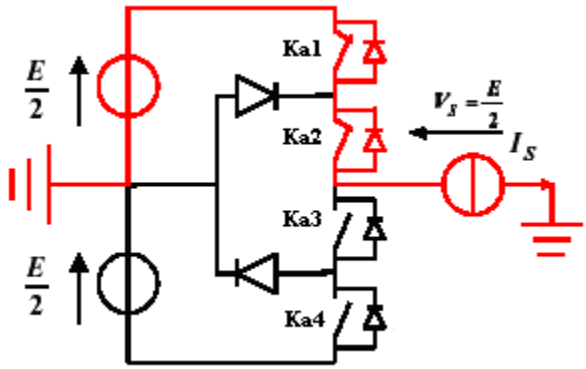


Figure (2.12). Première configuration du 1er bras

- **Deuxième configuration {0110}**

K_{a2}, K_{a3} sont passants et K_{a1}, K_{a4} sont bloqués (figure (2.13)), le point **a** est relié directement au point neutre **o** alors, la tension de sortie V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \tag{2.4}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka4} = +E/2 \tag{2.5}$$

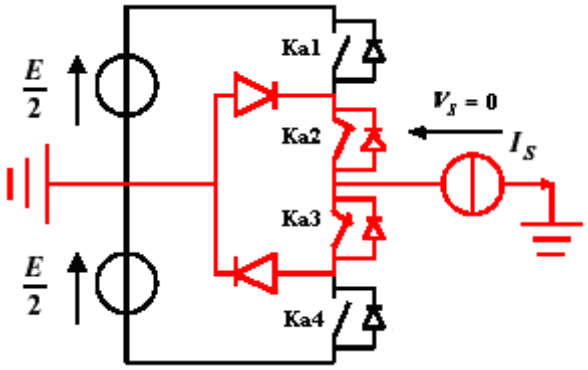


Figure (2.13). Deuxième configuration du 1er bras

- **Troisième configuration {0011}**

K_{a3}, K_{a4} sont passants et K_{a1}, K_{a2} sont bloqués (figure (2.14)), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{2.6}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = +E/2 \tag{2.7}$$

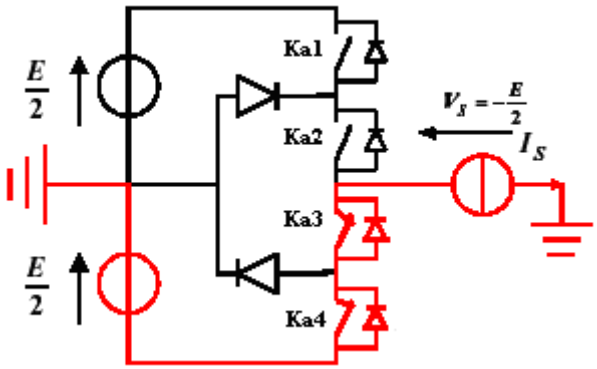


Figure (2.14). Troisième configuration du 1er bras

Le tableau (2.6) représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs [24,25]. Outre les variations du potentiel du point milieu, la tension aux bornes des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée.

Tableau (2.6) Table de commutation de l'onduleur NPC à trois niveaux

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Pour visualiser l'enchaînement des configurations décrites ci-dessus, la figure (2.15) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao}.

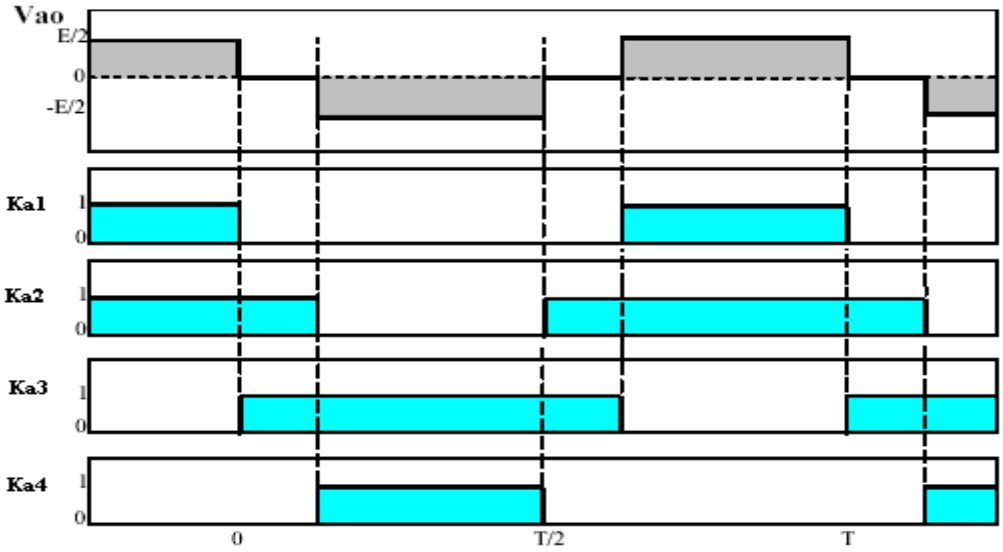


Figure (2.15). Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à E/2 la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu'il est bloqué, alors que dans la structure classique de l'onduleur, cette tension vaut la tension continue complète E. C'est cette caractéristique de l'onduleur à trois niveaux qui permet de monter en puissance, dans le cas des applications de forte puissance.

Donc, la tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de forte puissance. Ainsi que, plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède plusieurs paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde.

2.3.2. Onduleur à cinq niveaux de types NPC

2.3.2.1. Structure

La figure (2.16) représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Elle est constituée de quatre sources secondaires de tension continue de valeur E/4, de huit interrupteurs à IGBT et de six diodes de bouclage.

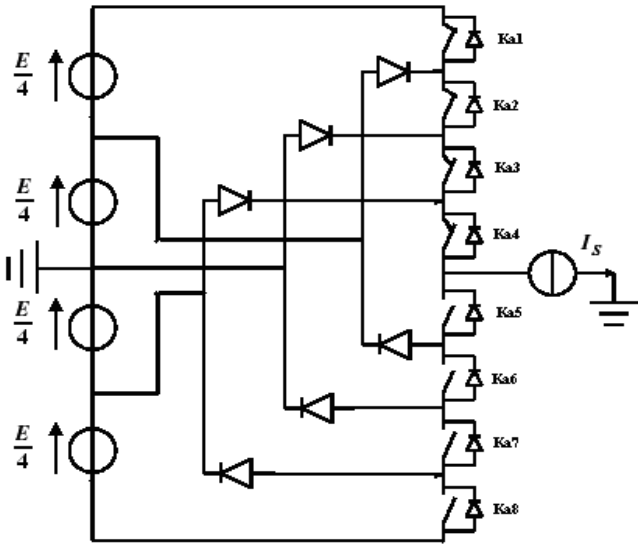


Figure (2.16). Bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux

2.3.2.2. Principe de fonctionnement

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peu prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de 2^5=32 états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1.

Pour ce type d'onduleur, seules cinq configurations sont fonctionnelles. Elles sont décrites comme suit :

- **Première configuration {11110000}**

K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} sont passants et K_{a5}, K_{a6}, K_{a7} et K_{a8} sont bloqués (figure (2.17)), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (2.8)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka5} = V_{Ka6} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \quad (2.9)$$

- **Deuxième configuration {01111000}**

K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, et K_{a5} sont passants et, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8} et K_{a1} sont bloqués (figure (2.18)), on a la tension de sortie égale à :

$$V_{ao} = +E/4 \tag{2.10}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1}= V_{Ka6} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{2.11}$$

- **Troisième configuration {00111100}**

K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, et K_{a6} sont passants et, K_{a7}, K_{a8}, K_{a1} et K_{a2} sont bloqués (figure (2.19)), la tension de sortie est :

$$V_{ao} = 0 \tag{2.12}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka1}= V_{Ka2} = V_{Ka7} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{2.13}$$

- **Quatrième configuration {00011110}**

K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, et K_{a7} sont passants et, K_{a8}, K_{a1}, K_{a2} et K_{a3} sont bloqués (figure (2.20)), on a la tension de sortie égale à :

$$V_{ao} = -E/4 \tag{2.14}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est de :

$$V_{Ka1}= V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka8} = +E/4 \tag{2.15}$$

- **Cinquième configuration {00001111}**

K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, et K_{a8} sont passants et, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} sont bloqués (figure (2.21**)**), on a la tension de sortie égale à :

$$V_{ao} = -E/2 \tag{2.16}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à :

$$V_{Ka1}= V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = +E/4 \tag{2.17}$$

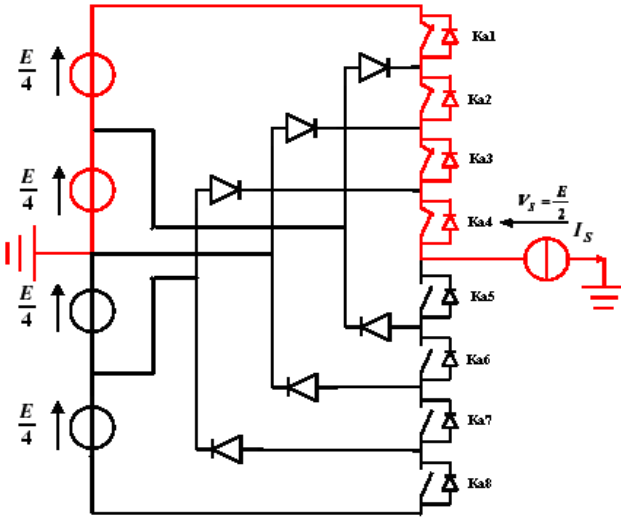


Figure (2.17). Première configuration du 1er bras

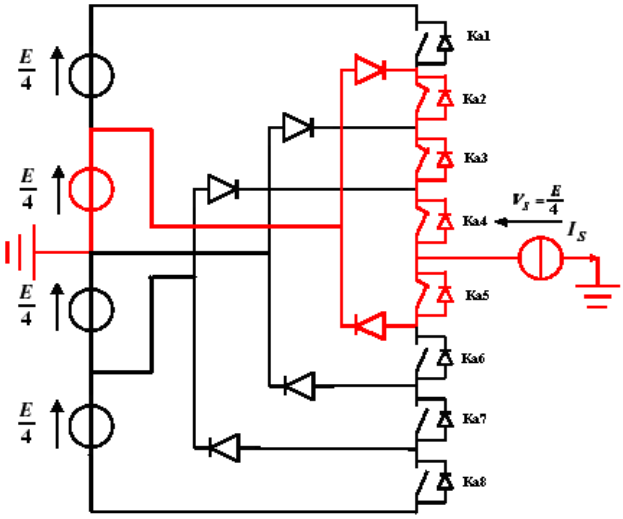


Figure (2.18). Deuxième configuration du 1er bras

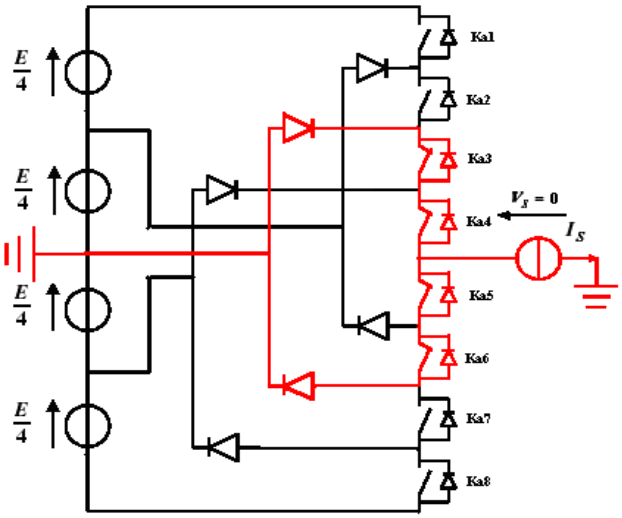


Figure (2.19). Troisième configuration du 1er bras

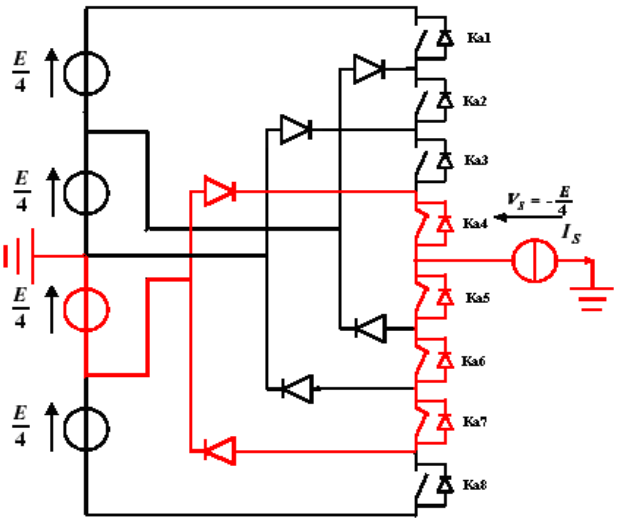


Figure (2.20). Quatrième configuration du 1er bras

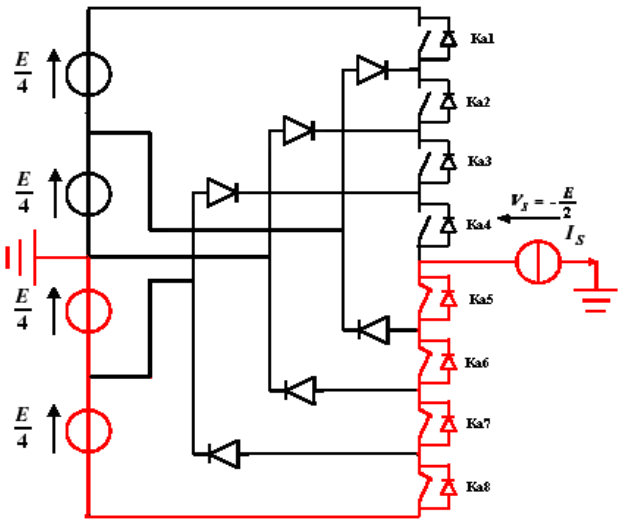


Figure (2.21). Cinquième configuration du 1er bras

Tableau (2.7) Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux

Etat des interrupteurs								Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	K_{a5}	K_{a6}	K_{a7}	K_{a8}	
1	1	1	1	0	0	0	0	E/2
0	1	1	1	1	0	0	0	E/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-E/2

La figure (2.22) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao}.

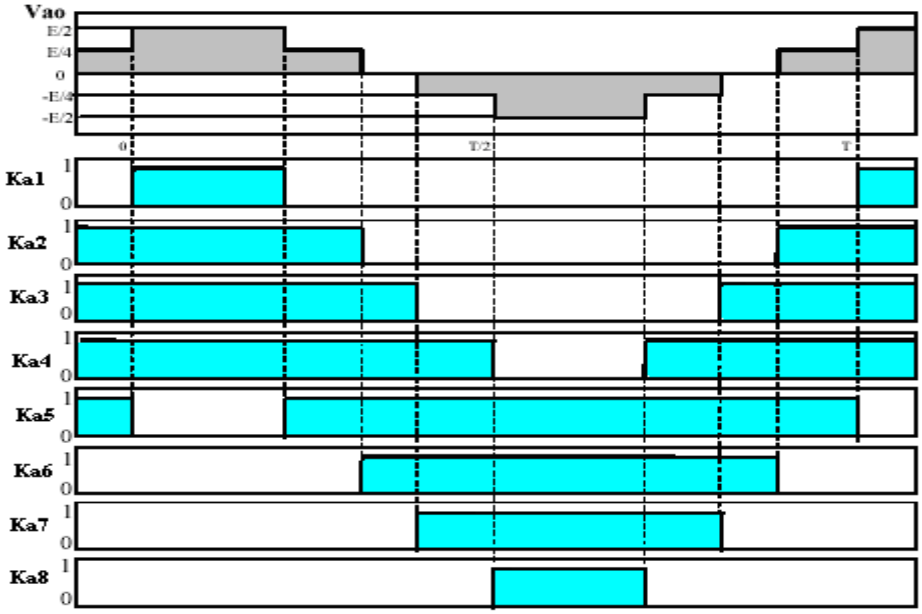


Figure (2.22). Forme de l'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC

2.3.3. Onduleur à sept niveaux de type NPC

2.3.3.1. Structure

L'analyse de l'onduleur à sept niveaux se fait de façon similaire à l'onduleur à cinq niveaux. La figure (2.23) représente la structure d'un bras de l'onduleur de tension à sept niveaux de type NPC. Elle est constituée de six sources secondaires de tension continue de valeur E/6, de douze interrupteurs à IGBT et de dix diodes de bouclage.

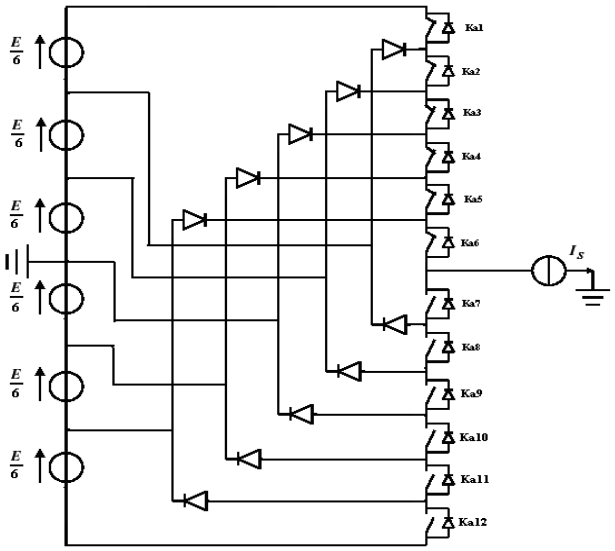


Figure (2.23). Bras d'un onduleur NPC à sept niveaux

2.3.3.2. Principe de fonctionnement

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur montre sept configurations possibles pour ce type d'onduleur. Elles sont décrites comme suit :

- **Première configuration {111111000000}**

K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5} et K_{a6} sont passants et K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11} et K_{a12} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie égale à :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (2.18)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à :

$$V_{Ka7} = V_{Ka8} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \quad (2.19)$$

- **Deuxième configuration {011111100000}**

K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, K_{a6} et K_{a7} sont passants et K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}, K_{a12} et K_{a1} sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est égale à :

$$V_{ao} = +E/3 \quad (2.20)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à :

$$V_{Ka1} = V_{Ka8} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \quad (2.21)$$

- **Troisième configuration {001111110000}**

K_{a3}, K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, K_{a7} et K_{a8} sont passants et K_{a9}, K_{a10}, K_{a11}, K_{a12}, K_{a1} et K_{a2} sont bloqués, la valeur de la tension simple de sortie est égale à:

$$V_{ao} = +E/6 \quad (2.22)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka9} = V_{Ka10} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \quad (2.23)$$

- **Quatrième configuration {000111111000}**

K_{a4}, K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8} et K_{a9} sont passants et K_{a10}, K_{a11}, K_{a12}, K_{a1}, K_{a2} et K_{a3} sont bloqués, la valeur de la tension simple de sortie est égale à:

$$V_{ao} = 0 \tag{2.24}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à:

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{2.25}$$

- **Cinquième configuration {000011111100}**

K_{a5}, K_{a6}, K_{a7}, K_{a8}, K_{a9} et K_{a10} sont passants et K_{a11}, K_{a12}, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3} et K_{a4} sont bloqués (figure (2.28)), on a la valeur de la tension simple de sortie est :

$$V_{ao} = -E/6 \tag{2.26}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à:

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka11} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{2.27}$$

- **Sixième configuration {000001111110}**

K_{a6}, K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10} et K_{a11} sont passants et K_{a12}, K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4} et K_{a5} sont bloqués (figure (2.29)), la valeur de la tension simple de sortie est égale à:

$$V_{ao} = -E/3 \tag{2.28}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à :

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka5} = V_{Ka12} = +E/6 \tag{2.29}$$

- **Septième configuration {000000111111}**

K_{a7}, K_{a8}, K_{a9}, K_{a10}, K_{a11} et K_{a12} sont passants et K_{a1}, K_{a2}, K_{a3}, K_{a4}, K_{a5} et K_{a6} sont bloqués, la valeur de la tension simple de sortie est égale à:

$$V_{ao} = -E/2 \tag{2.30}$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est égale à:

$$V_{Ka1} = V_{Ka2} = V_{Ka3} = V_{Ka4} = V_{Ka5} = V_{Ka6} = +E/6 \tag{2.31}$$

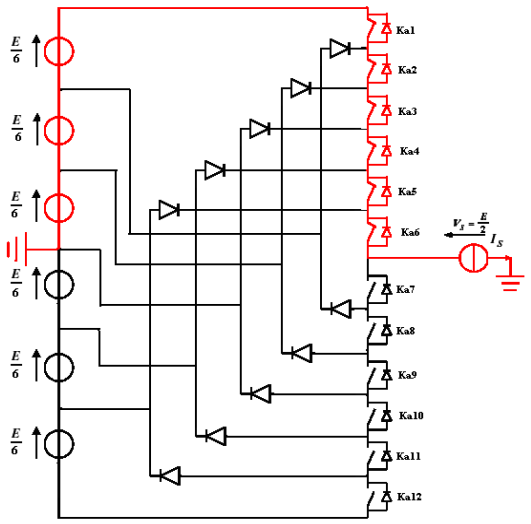


Figure (2.24). Première configuration du 1er bras

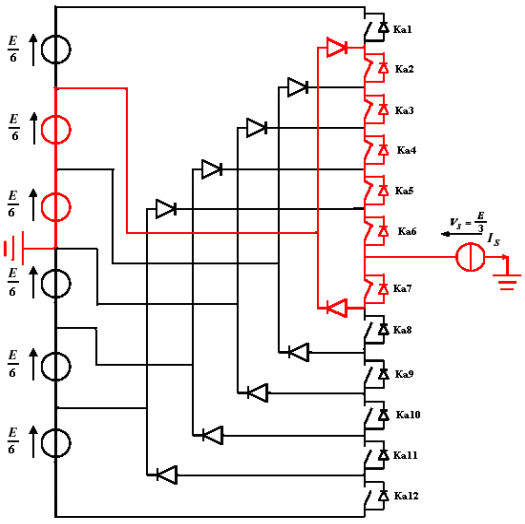


Figure (2.25). Deuxiéme configuration du 1er bras

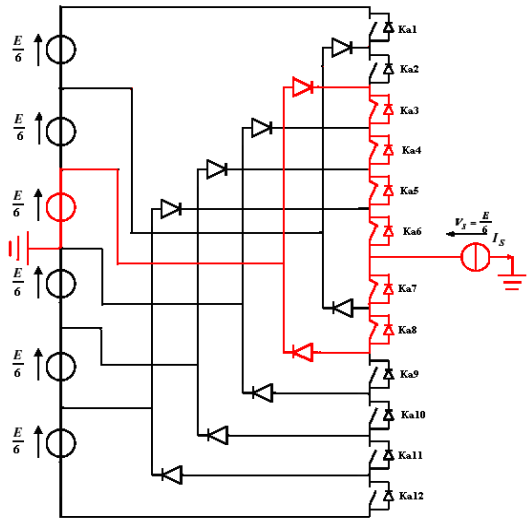


Figure (2.26). Troisième configuration du 1er bras

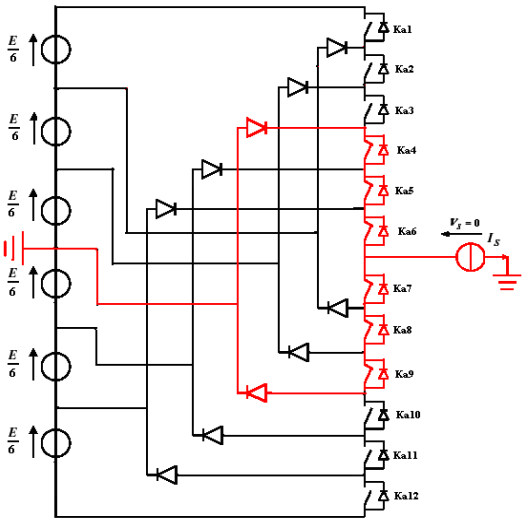


Figure (2.27). Quatrième configuration du 1er bras

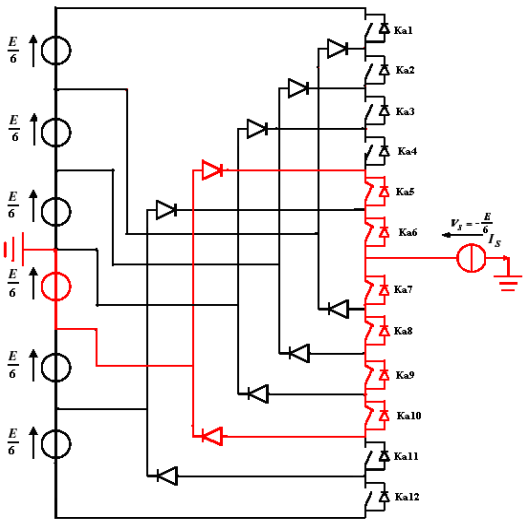


Figure (2.28). Cinquième configuration du 1er bras

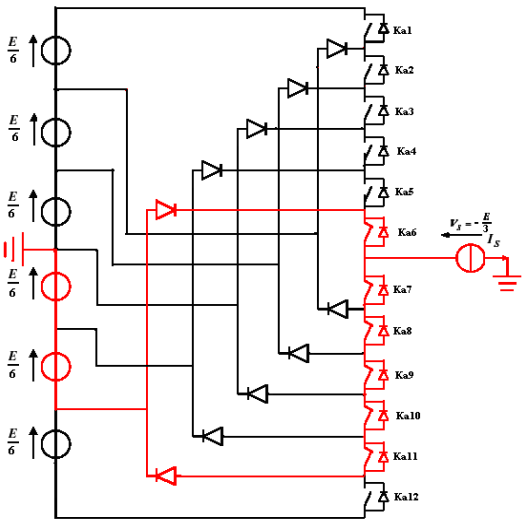


Figure (2.29). Sixième configuration du 1er bras

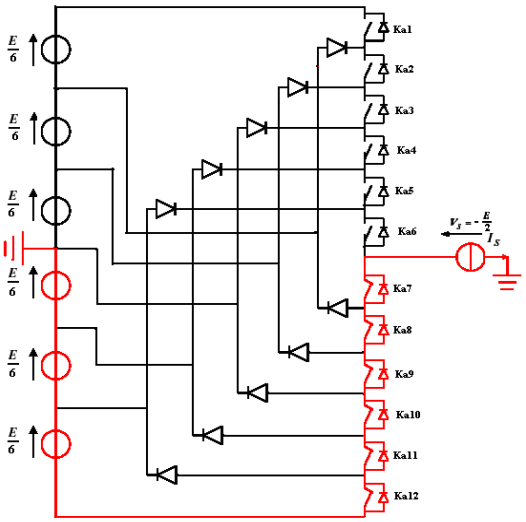


Figure (2.30). Septième configuration du 1er bras

Tableau (2.8) Table de commutation de l'onduleur NPC 7 niveaux

Etat des interrupteurs												Tension de sortie V_{ao}
K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	K_{a5}	K_{a6}	K_{a7}	K_{a8}	K_{a9}	K_{a10}	K_{a11}	K_{a12}	
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	E/2
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	E/3
0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	E/6
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	-E/6
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	-E/3
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	-E/2

La figure (2.31) montre les formes d'ondes des tensions simples V_{ao}, V_{bo} et V_{co} à la sortie de l'onduleur.

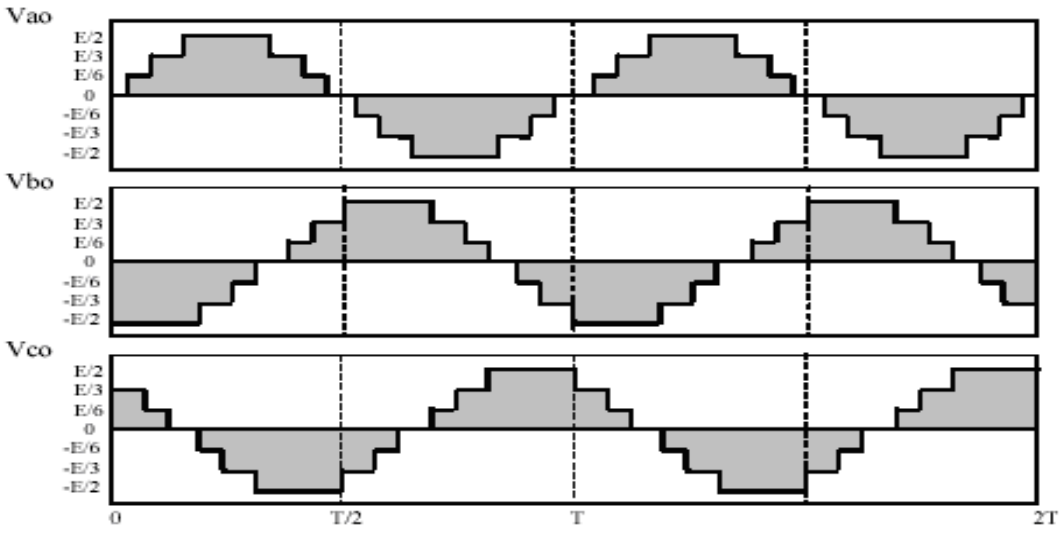


Figure (2.31). Tensions simples d'un onduleur triphasé de type NPC à sept niveaux

2.4. Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

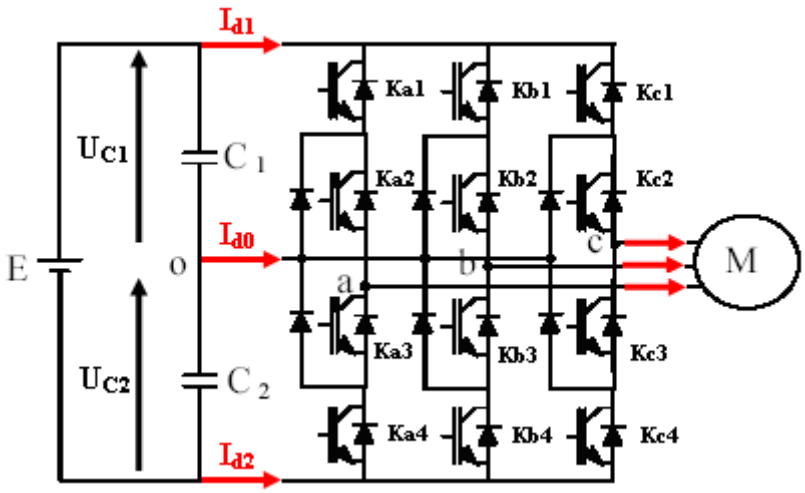


Figure (2.32). Onduleur triphasé à trois niveaux de tension de type NPC

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel K_i (figure (2.33)), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras.

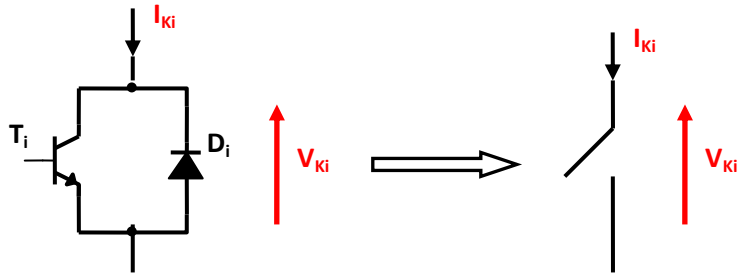


Figure (2.33). Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe B_K (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_i).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues. Ce dernier peut provoquer aussi la destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité, engendrant la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante :

On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [5]. Cette commande est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras (U_{C1}, 0, $-U_{C2}$), avec $U_{C1} = U_{C2} = E/2$

Pour le bras d'onduleur i=a, la commande complémentaire est :

$$\begin{cases} B_{Ka1} = \overline{B_{Ka3}} \\ B_{Ka2} = \overline{B_{Ka4}} \end{cases} \tag{2.32}$$

C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

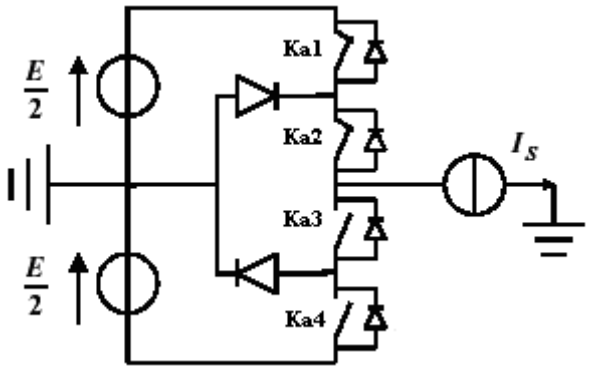


Figure (2.34). Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension

2.4.1. Fonctions de connexion

Chaque interrupteur K_{ij} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ij}.

Avec :

i = a, b, c : indicateur du bras.

j = 1, 2, 3, 4 : numéro de l'interrupteur du bras i.

Cette fonction vaut « **1** » si l'interrupteur est fermé, et « **0** » dans le cas contraire.

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ si } K_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 \text{ si } K_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \tag{2.33}$$

2.4.1.1. Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras i sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_{i1} &= 1 - F_{i3} \\ F_{i2} &= 1 - F_{i4} \end{aligned} \tag{2.34}$$

2.4.1.2. Relation entre les fonctions des demi-bras

On défini la fonction de connexion du demi bras qu'on notera F^Z_i avec Z = h pour le demi bras du haut et Z = b pour le demi bras du bas.

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

$$\begin{aligned} F_i^h &= F_{i1}.F_{i2} \\ F_i^b &= F_{i3}.F_{i4} \end{aligned} \tag{2.35}$$

F^h_i est associé au demi-bras du haut.

F^b_i est associé au demi-bras du bas [5,26].

2.4.2. Modélisation des valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_a, V_b et V_c.
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point milieu « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo} et V_{co}.
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

2.4.2.1. Les potentiels V_{io}

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu « o », sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{a1}.F_{a2}.U_{C1} - F_{a3}.F_{a4}.U_{C2} = (F_{a1}.F_{a2} - F_{a3}.F_{a4}).E/2 \\ V_{bo} = F_{b1}.F_{b2}.U_{C1} - F_{b3}.F_{b4}.U_{C2} = (F_{b1}.F_{b2} - F_{b3}.F_{b4}).E/2 \\ V_{co} = F_{c1}.F_{c2}.U_{C1} - F_{c3}.F_{c4}.U_{C2} = (F_{c1}.F_{c2} - F_{c3}.F_{c4}).E/2 \end{cases} \tag{2.36}$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_a^h &= F_{a1}.F_{a2} & F_b^h &= F_{b1}.F_{b2} & F_c^h &= F_{c1}.F_{c2} \\ F_a^b &= F_{a3}.F_{a4} & F_b^b &= F_{b3}.F_{b4} & F_c^b &= F_{c3}.F_{c4} \end{aligned} \tag{2.37}$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système (II-36), on abouti à :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_a^h.U_{C1} - F_a^b.U_{C2} = (F_a^h - F_a^b).E/2 \\ V_{bo} = F_b^h.U_{C1} - F_b^b.U_{C2} = (F_b^h - F_b^b).E/2 \\ V_{co} = F_c^h.U_{C1} - F_c^b.U_{C2} = (F_c^h - F_c^b).E/2 \end{cases} \tag{2.38}$$

2.4.2.2. Tensions de sortie

Le système d'équation (II-38) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux exprimée en fonction des deux tensions d'entrées U_{C1} et U_{C2}.

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrons définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_a, V_b, V_c.

a- Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{a1}.F_{a2} - F_{b1}.F_{b2}).U_{C1} - (F_{a3}.F_{a4} - F_{b3}.F_{b4}).U_{C2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{b1}.F_{b2} - F_{c1}.F_{c2}).U_{C1} - (F_{b3}.F_{b4} - F_{c3}.F_{c4}).U_{C2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{c1}.F_{c2} - F_{a1}.F_{a2}).U_{C1} - (F_{c3}.F_{c4} - F_{a3}.F_{a4}).U_{C2} \end{cases} \quad (2.39)$$

Avec $U_{C1} = U_{C2} = E/2$, le système (II-39) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = \left[(F_{a1}.F_{a2} - F_{b1}.F_{b2}) - (F_{a3}.F_{a4} - F_{b3}.F_{b4})\right].E/2 \\ V_{bc} = \left[(F_{b1}.F_{b2} - F_{c1}.F_{c2}) - (F_{b3}.F_{b4} - F_{c3}.F_{c4})\right].E/2 \\ V_{ca} = \left[(F_{c1}.F_{c2} - F_{a1}.F_{a2}) - (F_{c3}.F_{c4} - F_{a3}.F_{a4})\right].E/2 \end{cases} \quad (2.40)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_a^h \\ F_b^h \\ F_c^h \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_a^b \\ F_b^b \\ F_c^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (2.41)$$

Cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} E/2 \quad (2.42)$$

b- Tensions simples

La charge est un système triphasé équilibré, donc la somme des trois tensions simples à la sortie de l'onduleur est nulle [26] :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \tag{2.43}$$

$$\begin{cases} V_a = (2V_{aO} - V_{bO} - V_{cO})/3 \\ V_b = (-V_{aO} + 2V_{bO} - V_{cO})/3 \\ V_c = (-V_{aO} - V_{bO} + 2V_{cO})/3 \end{cases} \tag{2.44}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_a^h - F_a^b \\ F_b^h - F_b^b \\ F_c^h - F_c^b \end{bmatrix} E/2 \tag{2.45}$$

c- Courants d'entrée

Le but est de trouver les expressions des courants de sources continus (I_{d1}, I_{d2} et I_{d0}) en fonction des courants alternatifs de la charge (I_a, I_b, I_c), en utilisant les fonctions de connexions des interrupteurs.

$$\begin{aligned} I_{d1} &= F_{a1}.F_{a2}.I_a + F_{b1}.F_{b2}.I_b + F_{c1}.F_{c2}.I_c \\ I_{d2} &= F_{a3}.F_{a4}.I_a + F_{b3}.F_{b4}.I_b + F_{c3}.F_{c4}.I_c \\ I_{d0} &= F_{a2}.F_{a3}.I_a + F_{b2}.F_{b3}.I_b + F_{c2}.F_{c3}.I_c \end{aligned} \tag{2.46}$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras [27], le système (II-46) devient:

$$\begin{aligned} I_{d1} &= F_a^h.I_a + F_b^h.I_b + F_c^h.I_c \\ I_{d2} &= F_a^b.I_a + F_b^b.I_b + F_c^b.I_c \end{aligned} \tag{2.47}$$

L'équation au nœud, permet d'écrire :

$$I_{d0} = I_a + I_b + I_c - I_{d1} - I_{d2} \tag{2.48}$$

Si on remplace les courants continus (I_{d1} et I_{d2}) par les expressions relatives, on obtient :

$$I_{d0} = I_a + I_b + I_c - \left(F_a^h + F_a^b\right)I_a - \left(F_b^h + F_b^b\right)I_b - \left(F_c^h + F_c^b\right)I_c \tag{2.49}$$

On aboutit à la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a^h & F_b^h & F_c^h \\ F_a^b & F_b^b & F_c^b \\ 1-F_a^h-F_a^b & 1-F_b^h-F_b^b & 1-F_c^h-F_c^b \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

2.4.2.3. Matrice de conversion simple [N(t)]

Si on choisi comme variables d'états pour l'ensemble, sources de tension continues, onduleur de tension à trois niveaux et charge triphasée à caractère inductive, le vecteur d'état suivant :

$$X = \begin{bmatrix} U_{C1} & U_{C2} & I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T \tag{2.51}$$

Et comme variables d'entrées internes, le vecteur suivant :

$$U_{SIM} = \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c & I_{d1} & I_{d2} & I_{d0} \end{bmatrix}^T \tag{2.52}$$

On obtient, la matrice de conversion simple [N(t)], définie par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.53}$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (II-45), on définit la matrice de conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_a^h - F_b^h - F_c^h}{3}\right) & -\left(\frac{2F_a^b - F_b^b - F_c^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_b^h - F_a^h - F_c^h}{3}\right) & -\left(\frac{2F_b^b - F_a^b - F_c^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_c^h - F_b^h - F_a^h}{3}\right) & -\left(\frac{2F_c^b - F_b^b - F_a^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_a^h & F_b^h & F_c^h \\ 0 & 0 & F_a^b & F_b^b & F_c^b \\ 0 & 0 & \left(1 - F_a^h - F_a^b\right) & \left(1 - F_b^h - F_b^b\right) & \left(1 - F_c^h - F_c^b\right) \end{bmatrix} \tag{2.54}$$

2.4.2.4. Matrice de conversion composée [M(t)]

Si on utilise les tensions composées, le vecteur d'entrée devient :

$$U_{COM} = \begin{bmatrix} V_{ab} & V_{bc} & V_{ca} & I_{d1} & I_{d2} & I_{d0} \end{bmatrix}^T \tag{2.55}$$

On obtient, la matrice de conversion composée [M(t)], définie par la relation [28]:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.56}$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II-42), on définit la matrice de conversion composée :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} \left(F_a^h - F_b^h\right) & -\left(F_a^b - F_b^b\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F_b^h - F_c^h\right) & -\left(F_b^b - F_c^b\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(F_c^h - F_a^h\right) & -\left(F_c^b - F_a^b\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_a^h & F_b^h & F_c^h \\ 0 & 0 & F_a^b & F_b^b & F_c^b \\ 0 & 0 & \left(1 - F_a^h - F_a^b\right) & \left(1 - F_b^h - F_b^b\right) & \left(1 - F_c^h - F_c^b\right) \end{bmatrix} \tag{2.57}$$

2.5. Résultats de simulation

2.5.1. Onduleur triphasé à trois niveaux NPC commandé en pleine onde

Dans ce type de structure l'idée est basée sur la création d'un point milieu qui nous aide à la mise à zéro de l'onduleur de tension à trois niveaux, qui est illustré par le retard **α** imposé à la commande des interrupteurs par rapport à la commande de l'onduleur classique [29,30].

Les figures ci-dessous représentent les tensions simples et composées obtenus à la sortie de l'onduleur, ainsi que leurs spectres harmonique, pour un angle d'allumage **α = 15°**.

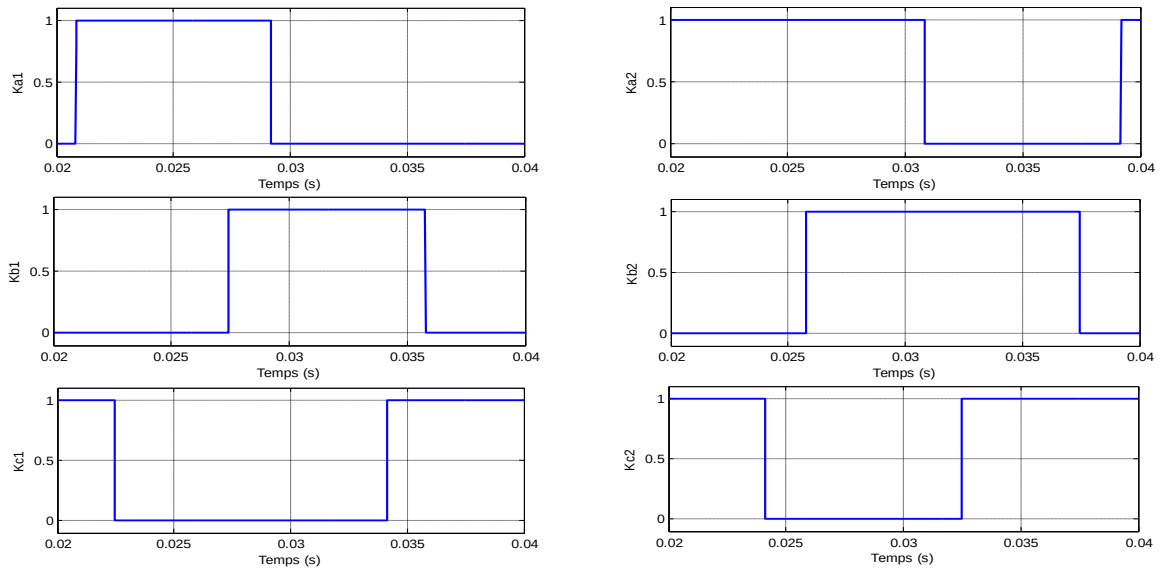


Figure (2.35). Les signaux des impulsions K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}, K_{c1} et K_{c2} des six interrupteurs supérieurs de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC

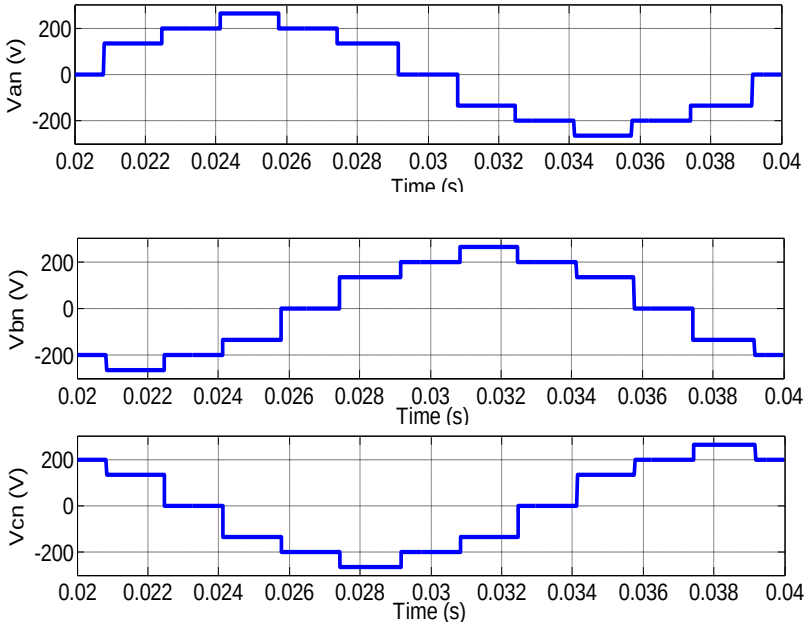


Figure (2.36). Les tensions simples V_{an}, V_{bn} et V_{cn} à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux

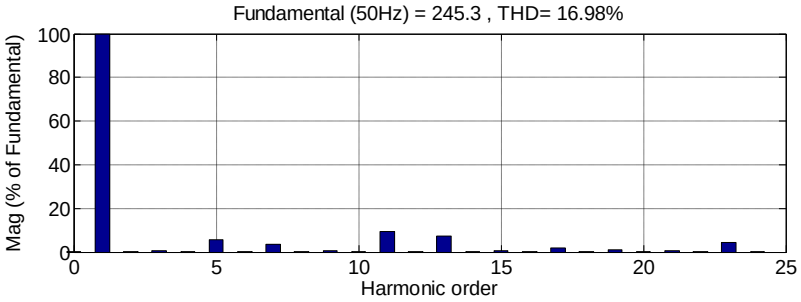


Figure (2.37). Le spectre harmonique de la tension de phase (simple) V_{an}

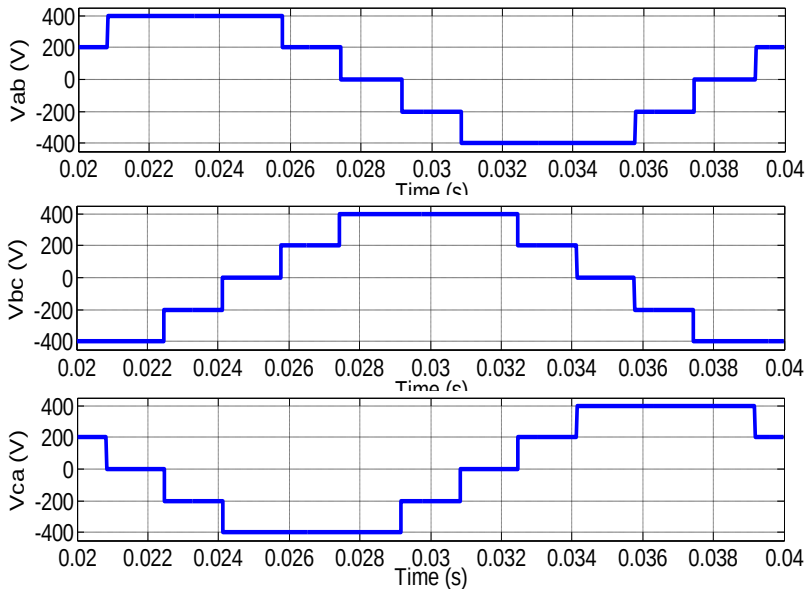


Figure (2.38). Les tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux

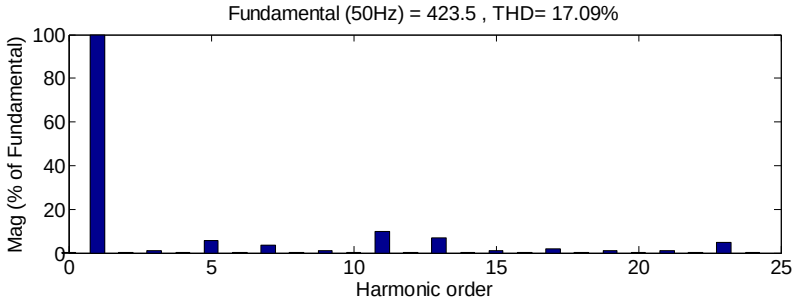


Figure (2.39). Le spectre harmonique de la tension composée V_{ab}

2.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé de type NPC, dit à diode de bouclage, en passant en revue ses avantages par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. En définissant le modèle de l'interrupteur bidirectionnel en courant, ainsi que la détermination de son modèle mathématique en mode commandable, en optant pour une commande complémentaire optimale des quatre interrupteurs, qui le constituent.
A travers cette étude on a constaté que les ondes de tension obtenu sont non sinusoïdales très riche en harmoniques. Il est nécessaire de penser à d'autres stratégies de commande pour réduire ces harmoniques. Parmi ces stratégies on peut citer la MLI sinusoïdale, la MLI vectorielle el la MLI discontinue, que nous allons aborder dans le chapitre suivant intitulé les différentes stratégies de commande des onduleurs.

Chapitre 3

Les Différentes Stratégies de Commande MLI

3.1. Introduction…….. 42
3.2. La modulation sinusoïdale …… 42
3.2.1. Modulation sinusoïdale naturelle ……..…… 43
3.2.2. Modulation sinusoïdale à doubles triangles ……... 44
3.2.3. Générations des rapports cycliques de la MLIS ……..……..……. 45
3.2.4. Résultats de simulation ……..... 47
3.3. La modulation vectorielle ……..... 48
3.3.1. Générations des rapports cycliques de la MLIV ……...……. 49
3.3.2. Résultats de simulation ……..... 52
3.4. La modulation de la largeur d'impulsion discontinue (MLID) ……..…….. 54
3.4.1. Générations des rapports cycliques de la MLID (DPWM) ……..…..... 55
3.4.2. MLID-MIN et MLID-MAX (DPWM-MIN et DPWM-MAX) ……. 56
3.4.3 MLID0, MLID1, et MLID2 (DPWM0, DPWM1 et DPWM2) …….. 58
3.4.4. MLID3……. 60
3.4.5. Résultats de simulation …….. 60
3.5. Interprétation des résultats ……..... 63
3.6. Les pertes dans l'onduleur ……... 64
3.6.1. Les pertes par conduction ……..... 64
3.6.2. Les pertes par commutation ……. 65
3.7. Conclusion …….. 66

3.1. Introduction

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd et coûteux d'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre ce problème. Cependant, l'essor de cette technique n'a été possible que grâce aux progrès dans le domaine de la technologie des semi-conducteurs.

La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur. Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, cela rend le filtrage facile. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, donnant ainsi la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde.

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux. Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue trois techniques principales de modulation de largeur d'impulsion : la modulation sinusoïdale, la modulation vectorielle et la modulation discontinue.

3.2. La modulation sinusoïdale

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire. Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

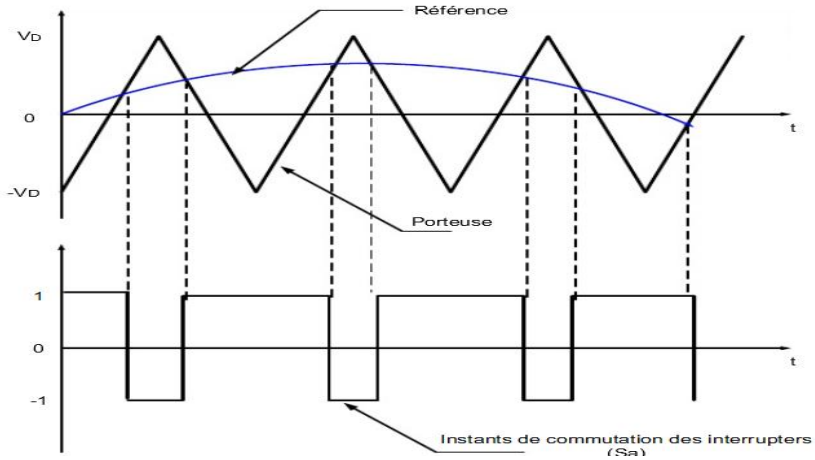


Figure (3.1). Le signal de la MLI sinusoïdale

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- Le coefficient de réglage **r** égal au rapport de la fréquence f_c de la porteuse à la fréquence f_m de la référence : $r = f_c/f_m$
- L'indice de modulation M égale au rapport de l'amplitude A_m de la référence à l'amplitude crête A_c de la porteuse : $M= A_m/A_c$
- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques (THD) de la tension de sortie, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension [29]:

$$THD = \frac{\left(\sum_{i=2}^{n} V_i^{\,2}\right)^{1/2}}{\left(\sum_{i=1}^{n} V_i^{\,2}\right)^{1/2}} \qquad (3.1)$$

Dans cette section, on analyse deux stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: naturelle (à une seule porteuse unipolaire) et à double triangle (à deux porteuses unipolaires). Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé le signal de commande généré par chacune des deux techniques.

3.2.1. Modulation sinusoïdale naturelle

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120°, de fréquence f_m et d'amplitude A_m, avec un signal triangulaire d'amplitude A_c et de fréquence f_c, très supérieure à f_m **(**Figure (3.2.a)**).**

La figure (3.2) montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

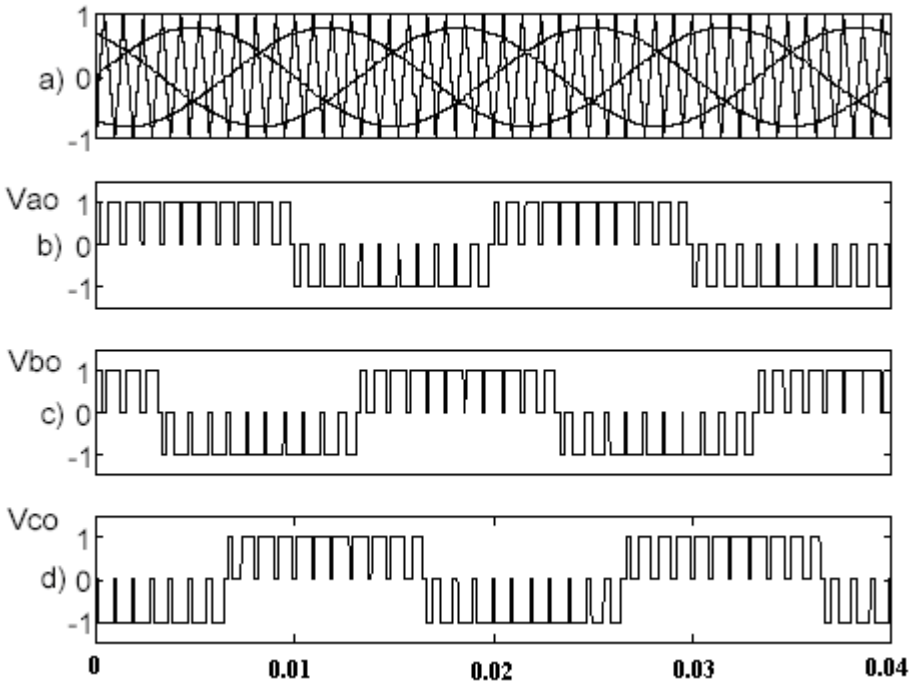


Figure (3.2). Principe de la modulation MLI sinusoïdale classique

Les formes d'ondes des tensions de sortie de l'onduleur V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont représentées par les figures (3.2.b, 3.2.c et 3.2.d) respectivement.

3.2.2. Modulation sinusoïdale à doubles triangles

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, il est recommandé d'utiliser deux signaux triangulaires de même fréquence f_c et de même amplitude A_c. Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude A_m et de fréquence f_m. C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux n supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, il est nécessaire d'utiliser la modulation sinusoïdale à triangles multiples pour résoudre ce problème. Cette technique nécessite (n-1) signaux triangulaires de même fréquence f_c et de même amplitude A_c [30].

La figure (3.3) représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle. Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque

phase comme illustré dans la figure (3.3.a). Les figures (3.3.b, 3.3.c et 3.3.d) montrent les formes d'ondes des tensions simples V_{ao}, V_{bo} et V_{co} rapportées au point milieu de la source.

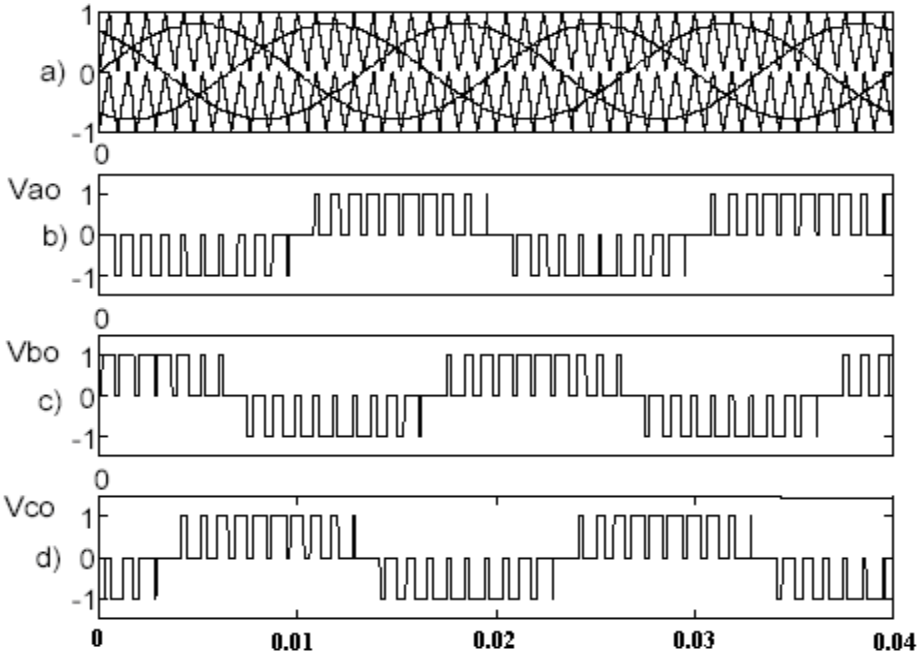


Figure (3.3). Principe de la MLI à doubles triangles

3.2.3. Générations des rapports cycliques de la MLIS

Comme nous avons dit précédemment, Cette technique est basée sur la comparaison d'une onde de référence ou modulante $u_{ri}(t)$, généralement sinusoïdale de fréquence f, avec une onde de modulation ou porteuse $u_p(t)$, généralement triangulaire de fréquence f_p [31-33]. Cette stratégie exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La figure (3.4) illustre le schéma de principe de MLI sinusoïdale.

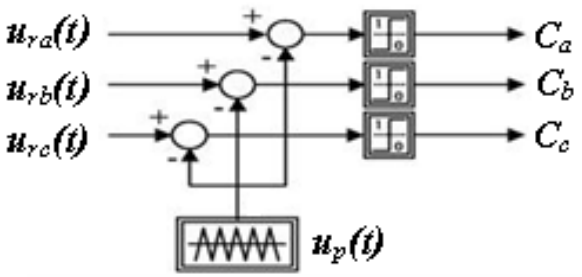


Figure (3.4). Schéma de principe de la modulation sinusoïdale

Avec :

$$\begin{cases} u_{ra}(t) = M\dfrac{E}{2}\sin\omega t \\ u_{rb}(t) = M\dfrac{E}{2}\sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ u_{rb}(t) = M\dfrac{E}{2}\sin\left(\omega t - \dfrac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.2)$$

M : c'est l'indice de la modulation sinusoïdale, qu'est égale au rapport de l'amplitude de la référence à l'amplitude crête de la porteuse [34], et peut être varié de 0 à 1.

La figure (3.5) représente un signal à MLI généré pour la commande des interrupteurs du **bras *a*** de l'onduleur selon les conditions [35] suivantes:

$$\begin{cases} u_{ri}(t) \geq u_p(t) \Rightarrow C_i = 1 \\ u_{ri}(t) < u_p(t) \Rightarrow C_i = 0 \end{cases}$$ Avec i = a, b et c

Les ondes de références $u_{rb}(t)$ et $u_{rc}(t)$ sont déphasés de $2\pi/3$ et de $4\pi/3$ respectivement par rapport à $u_{ra}(t)$ pour générer les impulsions imposées aux bras b et c de l'onduleur.

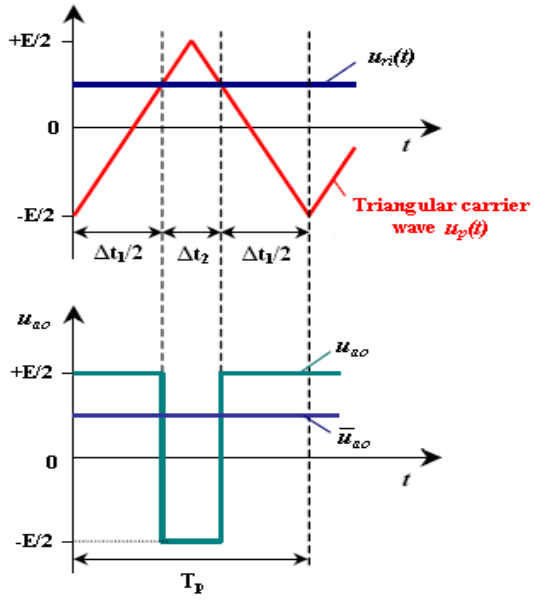


Figure (3.5). Principe de la MLI Sinusoïdale

Selon la figure (3.5), les temps de commutations des interrupteurs de l'onduleur sont calculés, lorsque la porteuse est égale à la tension de référence [33, 36, 37]. La valeur moyenne de la tension de référence $\overline{u_{ao}}$ pendant une période d'échantillonnage T_p est égale à :

$$\overline{u_{ao}} = \frac{1}{T_p}\int_{T_p} u_{ao}\,dt = \frac{1}{T_p}\left[\int_{\frac{\Delta t_1}{2}} u_{ao}\,dt + \int_{\Delta t_2} u_{ao}\,dt + \int_{\frac{\Delta t_1}{2}} u_{ao}\,dt\right] \quad (3.3)$$

$$\overline{u_{ao}} = \frac{1}{T_p}\left[\left(\frac{E}{2}\frac{\Delta t_1}{2}\right) + \left(-\frac{E}{2}\Delta t_2\right) + \left(\frac{E}{2}\frac{\Delta t_1}{2}\right)\right] \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow \overline{u_{ao}} = \frac{1}{T_p}(\Delta t_1 - \Delta t_2)\frac{E}{2} \quad (3.5)$$

$$\text{Avec, } T_p = \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (3.6)$$

Δt_1 : C'est le temps de fermeture de l'interrupteur en haut.

Δt_2 : C'est le temps de fermeture de l'interrupteur en bas.

T_p : La période de modulation.

à $t \in [0, \Delta t_1/2]$, on a la forme mathématique de la porteuse égale à :

$$u_p(t) = \frac{2E}{T_p}\frac{\Delta t_1}{2} - \frac{E}{2} \quad (3.7)$$

A l'instant$t = \Delta t_1/2$, on a l'égalité suivante :

$$u_p(t) = u_{ri}(t) \quad (3.8)$$

$$\Leftrightarrow \frac{2E}{T_p}\frac{\Delta t_1}{2} - \frac{E}{2} = u_{ri}(t) \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow \Delta t_1 = \frac{T_p}{2}\left(1 + \frac{u_{ri}(t)}{E/2}\right) \quad (3.10)$$

$$\Delta t_2 = T_p - \Delta t_1 \Rightarrow \Delta t_2 = \frac{T_p}{2}\left(1 - \frac{u_{ri}(t)}{E/2}\right), \text{ Avec, i=a, b et c} \quad (3.11)$$

Pour cela, on peut déduire les rapports cycliques pour générer le signal de la modulation sinusoïdale [38-40].

$$d_1 = \frac{\Delta t_1}{T_p} \text{ et } d_2 = \frac{\Delta t_2}{T_p} \quad (3.12)$$

3.2.4. Résultats de simulation

Après l'analyse théorique de la technique MLI sinusoïdale, nous abordons maintenant la simulation en utilisant MATLAB/Simulink. Nous avons simulés un onduleur triphasé de tension à deux niveaux, commandé par cette technique, associé à un moteur asynchrone à cage.

Les paramètres du moteur sont donnés en annexe, on prend l'indice de modulation M=0.9, la tension d'alimentation égale 400 V et une fréquence de commutation de 6 Khz.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (3.6), (3.7), (3.8) et (3.9) qui expriment respectivement la tension simple V_{an} et son spectre harmonique, le courant de phase I_a et son spectre harmonique, le couple électromagnétique C_e et la vitesse de rotation w.

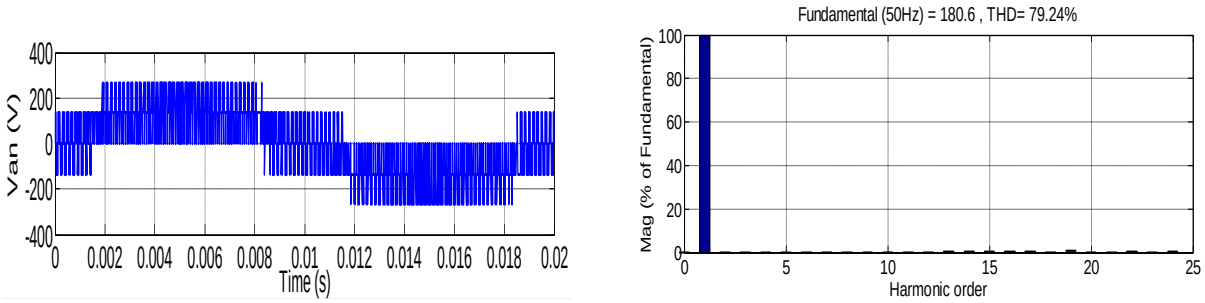


Figure (3.6). La tension simple V_{an} et son spectre harmonique

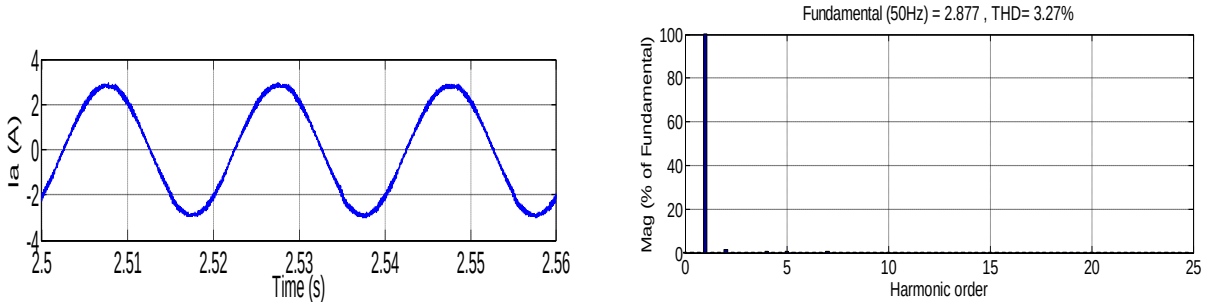


Figure (3.7). Le courant statorique I_a et son spectre harmonique

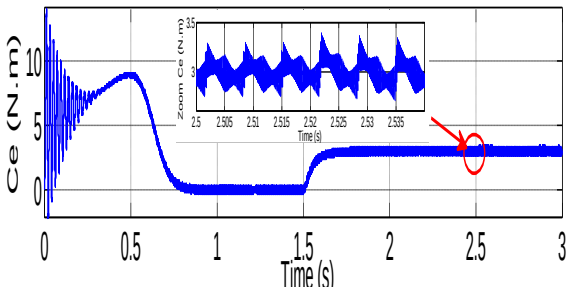


Figure (3.8). Le couple électromagnétique Ce

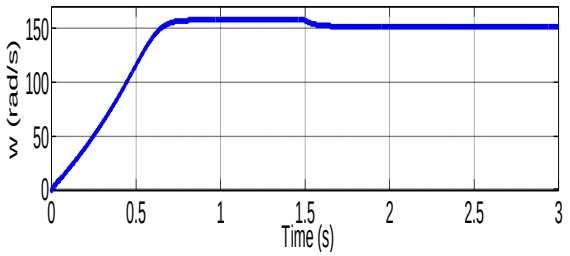


Figure (3.9). La vitesse de rotation du moteur w

3.3. La modulation vectorielle

La MLI vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion, elle a été spécialement développée pour le contrôle vectoriel des machines électriques [41,42]. Son principe consiste à reconstruire le vecteur de référence $\overrightarrow{V_{ref}}$ à partir de différents vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [35,43].

Le schéma de principe de la MLI vectorielle est présenté dans la figure (3.10).

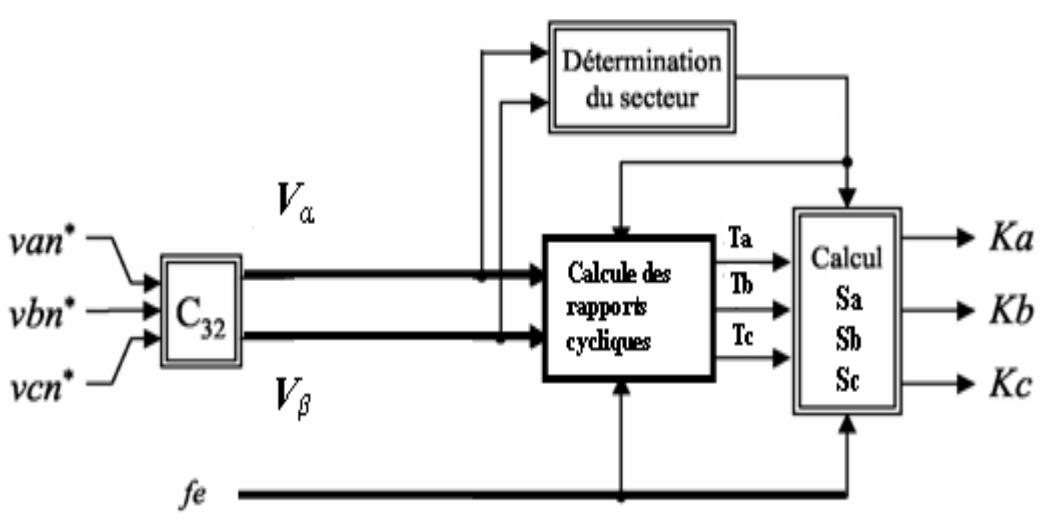


Figure (3.10). Le schéma de principe de la MLI Vectorielle

3.3.1. Générations des rapports cycliques de la MLIV

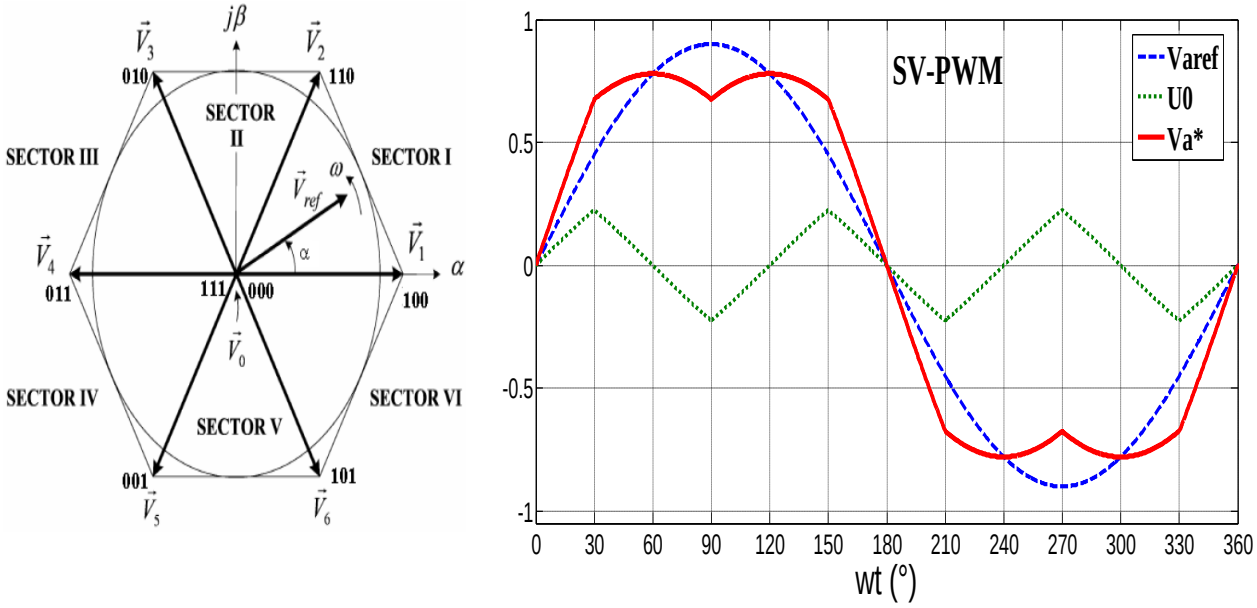
La MLI vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Donc les trois tensions simples v_{an}, v_{bn} et v_{cn} à la sortie de l'onduleur sont représentées dans le plan (α, β) par le système suivant [44]:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{3.13}$$

A partir de la combinaison des 3 variables d'états (C_a, C_b et C_c), l'onduleur triphasé possède huit configurations possibles des interrupteurs. Il peut donc générer huit vecteurs, différents de tension de sortie [9]. Ces huit vecteurs d'espace définissent les limites de 6 secteurs dans le plan (α, β) (Fig. 4). Deux des huit configurations sont des vecteurs nuls : V_0 (000) et V_7 (111) [45,46]. Rappelant que :

$C_i = 1$: interrupteur haut est fermé et celui en Bas est ouvert

$C_i = 0$: interrupteur haut est ouvert et celui en Bas est fermé



(a) Le placement du vecteur zéro, avec K_r=0.5

(b) MLIV (SVPWM)

Figure (3.11). Modulante en MLIV

Le vecteur de tension de référence $\overrightarrow{V_{ref}}$ peut être défini dans le plan (α, β) par :

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \overrightarrow{V_\alpha} + j\overrightarrow{V_\beta} \quad \text{avec, } \varphi = 2\pi ft \tag{3.14}$$

Ou, φ : L'angle instantané du vecteur de référence.

f : La fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Ensuite, le vecteur de référence $\overrightarrow{V_{ref}}$ est approximé pendant une période d'échantillonnage par les vecteurs adjacents $\overrightarrow{V_j}$, $\overrightarrow{V_{j+1}}$ et $\overrightarrow{V_0}$ (où $\overrightarrow{V_7}$) (j=1,…,5) correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de π/3 radians [42]. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence $\overrightarrow{V_{ref}}$ est situé dans le secteur I Figure (3.12).

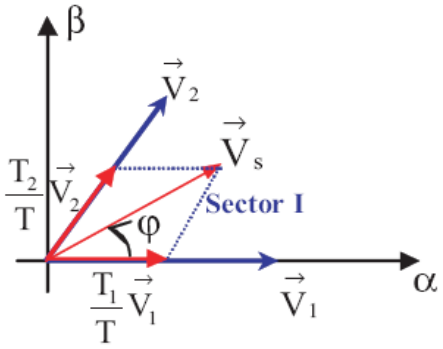


Figure (3.12). Projection du vecteur de référence dans le secteur I

Alors, on peut écrire [40, 41]:

$$T_p\overrightarrow{V_{ref}} = T_1\overrightarrow{V_1} + T_2\overrightarrow{V_2} + T_0\overrightarrow{V_0}\ (\text{où } \overrightarrow{V_7}) \tag{3.15}$$

Avec, $\overrightarrow{V_0}$ et $\overrightarrow{V_7}$ les vecteurs nuls $V_0 = V_7=0$,

T_p : La période d'échantillonnage, $T_p=1/f_p$

f_p : La fréquence de modulation,

T_1 : Temps alloué au vecteur $\overrightarrow{V_1}$,

T_2 : Temps alloué au vecteur $\overrightarrow{V_2}$,

T_0 : Temps partagé entre $\overrightarrow{V_0}$ et $\overrightarrow{V_7}$.

La résolution de l'équation (3.15), après décomposition sur les deux axes du plan complexe (α, β) donne [42,47]:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{2}\frac{T_p V_{ref}}{E}\sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \\ T_2 = \sqrt{2}\frac{T_p V_{ref}}{E}\sin(\varphi) \\ T_0 = \frac{1}{2}\left(T_p - T_1 - T_2\right) \end{cases}, \quad \text{avec : } 0 \le \varphi \le \frac{\pi}{3} \tag{3.16}$$

Les mêmes règles s'appliquent pour les autres secteurs (de II à VI), on obtient les relations générales suivantes [44]:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{2}\dfrac{T_p V_{ref}}{E}\sin\left(\left(\dfrac{\pi}{3} - \varphi\right) + \left(\dfrac{k-1}{3}\right)\pi\right) \\ T_2 = \sqrt{2}\dfrac{T_p V_{ref}}{E}\sin\left(\varphi - \left(\dfrac{k-1}{3}\right)\pi\right) \\ T_0 = \dfrac{1}{2}\left(T_p - T_k - T_{k+1}\right) \end{cases} \tag{3.17}$$

Avec, k : le numéro du secteur (k=1,…,6)

La figure (3.13) montre le chronogramme des impulsions lorsque le vecteur de référence $\overrightarrow{V_{ref}}$ se trouve dans le premier secteur. Donc la séquence (ou le mode) des commutations pendant une période de modulation T_p est représentée comme suit :

$$\overrightarrow{V_0} \Rightarrow \overrightarrow{V_1} \Rightarrow \overrightarrow{V_2} \Rightarrow \overrightarrow{V_7} \Rightarrow \overrightarrow{V_7} \Rightarrow \overrightarrow{V_2} \Rightarrow \overrightarrow{V_1} \Rightarrow \overrightarrow{V_0}$$

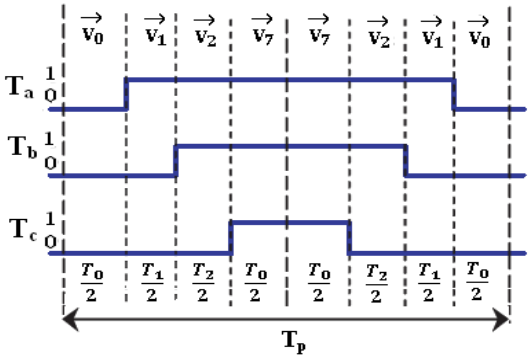


Figure (3.13). Chronogramme d'impulsions pour le secteur I

Donc ;

$$\begin{cases} T_a = T_1 + T_2 + T_0 \\ T_b = T_2 + T_0 \\ T_c = T_0 \end{cases} \tag{3.18}$$

Avec : T_a T_b et T_c les temps de commutation des interrupteurs en haut pour les bras a, b et c de l'onduleur, respectivement.

Les rapports cycliques pour générer le signal de la modulation vectorielle sont donnés par [48]:

$$\begin{cases} d_a = \dfrac{T_a}{T_p} \\ d_b = \dfrac{T_b}{T_p} \\ d_c = \dfrac{T_c}{T_p} \end{cases} \tag{3.19}$$

On observe que dans cette technique les périodes d'utilisation des vecteurs nuls T_0 et T_7 sont égales, donc un facteur correspondant à une répartition de ces périodes est défini comme suit:

$$K_r = \frac{T_7}{(T_0 + T_7)} \tag{3.20}$$

Dans ce cas $K_r = 0{,}5$ pour la technique SVPWM, ce facteur est toujours dans l'intervalle de :

$0 \leq K_r \leq 1$

3.3.2. Résultats de simulation

Après l'analyse théorique de la technique MLI vectorielle, nous abordons maintenant la simulation en utilisant MATLAB/Simulink. Nous avons simulés un onduleur triphasé de tension à deux niveaux commandé par cette technique et associé à un moteur asynchrone à cage, pour les deux zones de modulation : Modulation avec M = 0.9 et Sur-modulation avec M = 1.2

Les paramètres du moteur sont donnés en annexe, on prend la tension d'alimentation égale 400 V et une fréquence de commutation de 6 Khz.

a- Zone de Modulation

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (3.14), (3.15), (3.16) et (3.17) qui expriment la tension simple V_{an} et son spectre harmonique, le courant de phase I_a et son spectre harmonique, le couple électromagnétique C_e et la vitesse de rotation w, respectivement.

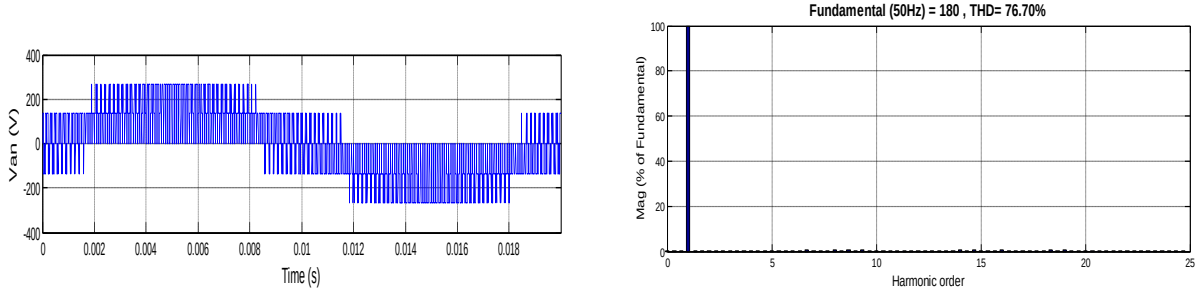


Figure (3.14). La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=0.9

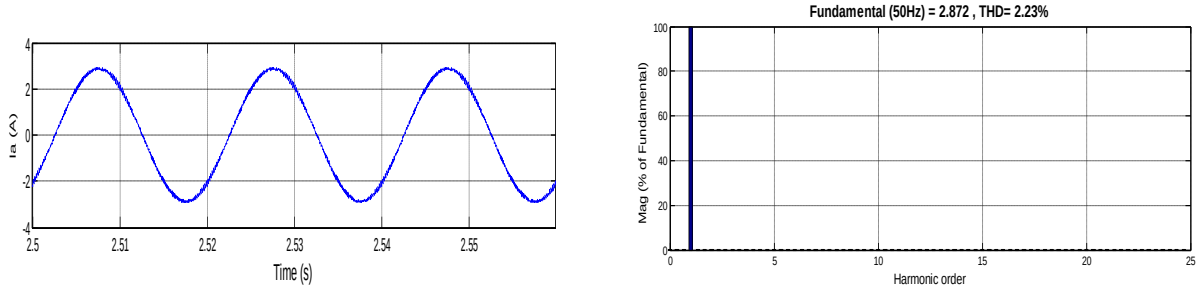


Figure (3.15). Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=0.9

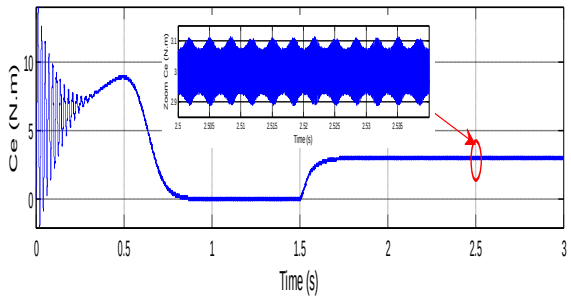


Figure (3.16). Le couple électromagnétique Ce

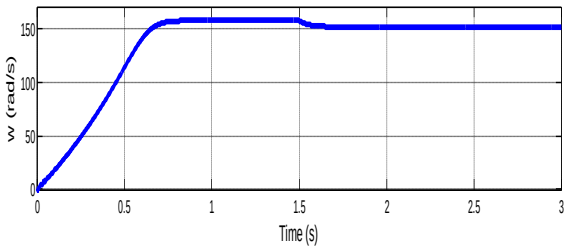


Figure (3.17). La vitesse de rotation du moteur w

b- Zone de surmodulation

Les résultats de simulation sont représentés sur les figures (3.18), (3.19), (3.20) et (3.21) qui expriment respectivement, la tension simple V_{an} et son spectre harmonique, le courant de phase I_a et son spectre harmonique, le couple électromagnétique C_e et la vitesse de rotation w.

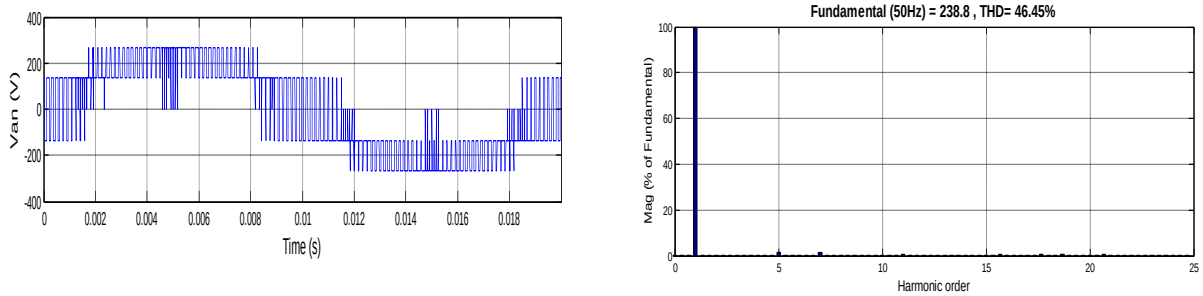


Figure (3.18). La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=1.2

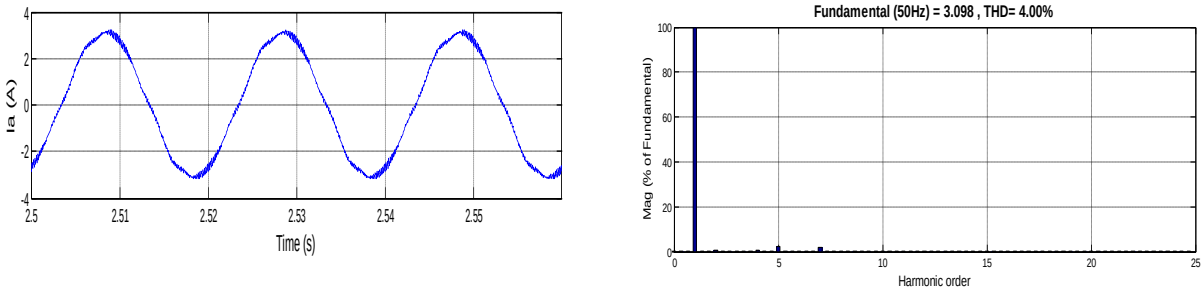


Figure (3.19). Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=1.2

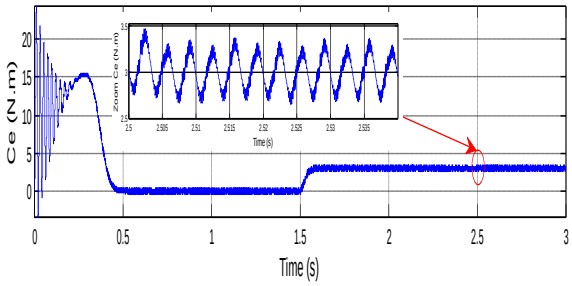


Figure (3.20). Le couple électromagnétique Ce

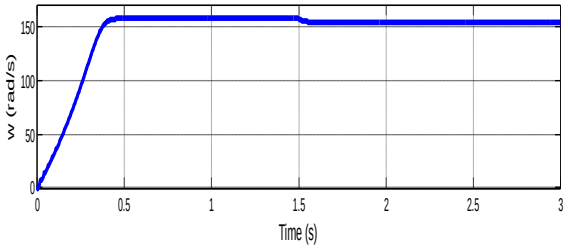


Figure (3.21). La vitesse de rotation du moteur w

3.4. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID)

Le principe de base de cette technique est de saturer la référence pendant 120° d'une période de 360°, ce qui permet de maintenir un bras sans commutation pendant ce temps. On obtient une discontinuité de commutation, d'où le nom «MLI discontinue». Ceci, permet de réduire le nombre de commutation d'ou la réduction des pertes par commutation. Comme pendant chaque 120° il y a un bras sans commutation (seulement deux phases commutent), la méthode porte aussi le nom «MLI biphasés» [49].

Il existe plusieurs stratégies de la MLI discontinue basée sur le choix de la position à la saturation de 120° de la modulante correspondante à +1 s'il est bloqué à l'état haut ou à -1 s'il est bloqué à l'état bas :

- Une seule saturation de 120°: cela correspond aux stratégies qui sont désignées dans la littérature par MLIDMIN (**DPWMMIN)** (saturation de la modulante à -1 pendant 120°) ou MLIDMAX (**DPWMMAX)** (saturation de la modulante à +1 pendant 120°).
- Deux saturations de 60°: cela correspond aux stratégies MLID0, MLID1, et MLID2 (**DPWM0, DPWM1 et DPWM2)**. Nous verrons qu'il est possible de prévoir d'autres placements intermédiaires des saturations pour privilégier certains points de fonctionnement.
- Quatre saturations de 30°: cela correspond à la stratégie nommée MLID3 (**DPWM3)**.

Comme nous avons dit précédemment, l'idée principale est de garder l'état d'un bras de l'onduleur inchangé pendant chaque période de découpage (figure suivante) :

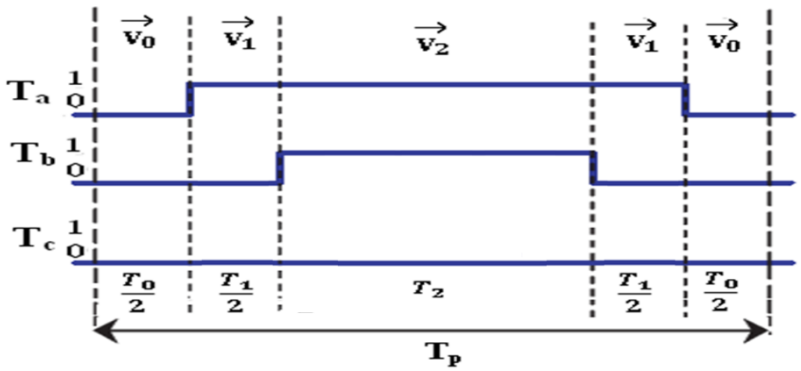


Figure (3.22). Chronogramme d'impulsions pour le secteur I

Selon le chronogramme précédent, la différence entre la DPWM et la SVPWM réside au niveau du facteur de distribution K, et à partir de ce facteur on trouve plusieurs stratégies.

3.4.1. Générations des rapports cycliques de la MLID (DPWM)

Le principe de calcul de ces stratégies est basé sur l'injection de la composante homopolaire U_0 dans les ondes des références (V_{aref}, V_{bref} et V_{cref}), présenté sur le schéma suivant [50-51]:

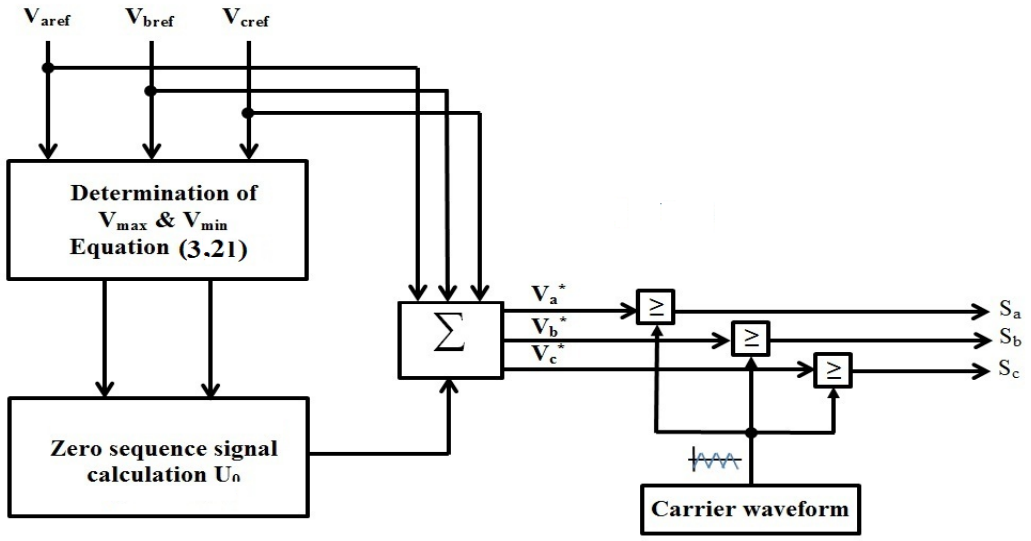


Figure (3.23). Schéma de principe de la MLI discontinue, basée sur l'injection de la composante homopolaire

avec :

$$\begin{cases} V_{max} = Max(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \\ V_{min} = Min(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \\ V_{med} = Med(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \end{cases} \quad (3.21)$$

Dans ce cas, V_{min}, V_{max} et V_{med} sont le minimum, le maximum et le moyen respectivement, des références triphasées.

3.4.2. MLID-MIN et MLID-MAX (DPWM-MIN et DPWM-MAX)

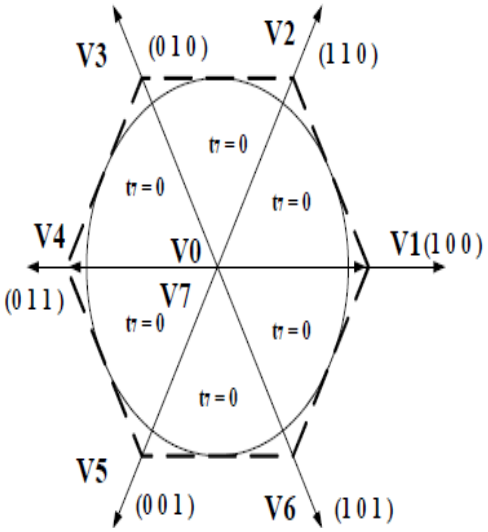
En MLIDMIN ou MLIDMAX (DPWMMIN ou DPWMMAX), il n'y a qu'une seule saturation de 120° dans la période électrique. Soit M l'indice de modulation nécessaire pour générer les trois tensions de référence :

$$\begin{cases} u_{ra}(t) = M\frac{E}{2}\sin\omega t \\ u_{rb}(t) = M\frac{E}{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{rb}(t) = M\frac{E}{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.22)$$

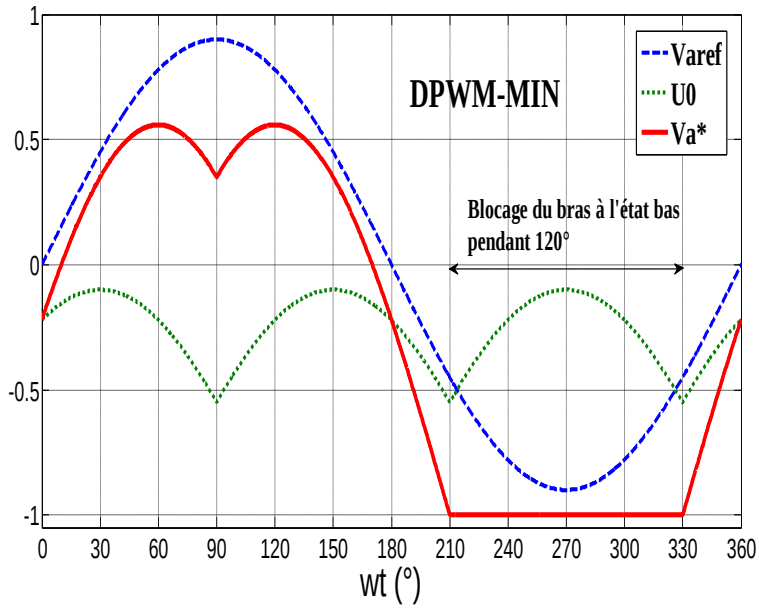
A chacune des trois tensions de référence, on peut associer une modulante normalisée par rapport à la tension de bus continu :

$$\begin{cases} v_{aref}(t) = M\sin\omega t \\ v_{bref}(t) = M\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cref}(t) = M\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.23)$$

Par exemple, pour un indice de modulation M=0.9, la composante homopolaire U_0 et le rapport cyclique V_a* sont représentés sur les figures (3.24 et 3.25) pour la MLIDMIN et MLIDMAX (DPWMMIN et DPWMMAX).

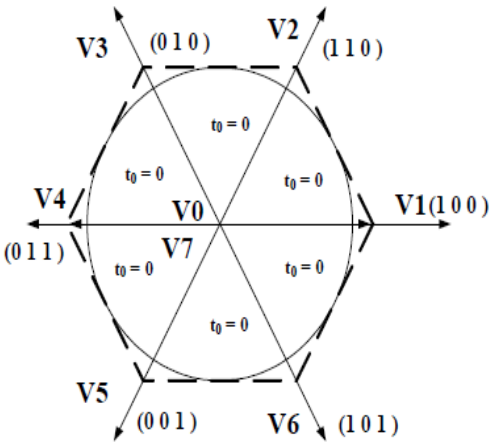


(c) Le placement du vecteur zéro, avec K_r=0

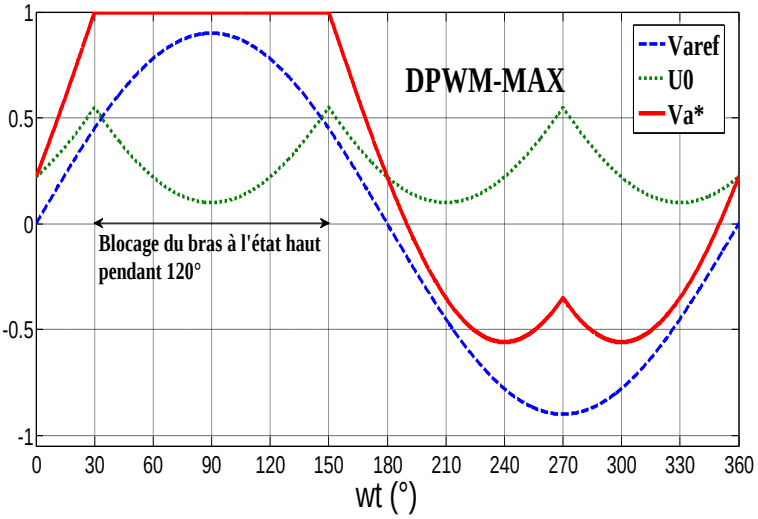


(d) MLIDMIN (DPWMMIN)

Figure (3.24). Modulante en MLIDMIN



(a) Le placement du vecteur zéro, avec k_r=1



(b) MLIDMAX (DPWMMAX)

Figure (3.25). Modulante en MLIDMAX

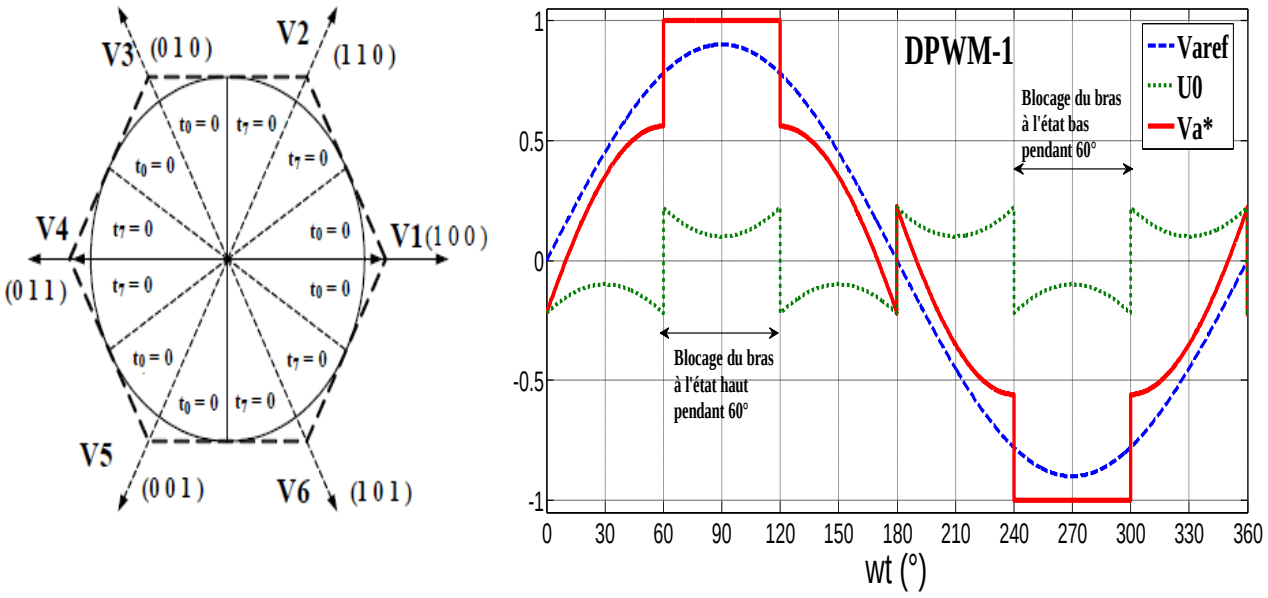
Dans le cas des stratégies MLIDMIN et MLIDMAX (DPWMMIN et DPWMMAX), la composante homopolaire qu'on doit ajouter à chacune des modulantes est donnée par [52-53]:

$$\begin{cases} U_0 = -(V_{min} + E/2) & \text{pour la DPWMMIN} \\ U_0 = -(V_{max} - E/2) & \text{pour la DPWMMAX} \end{cases} \quad (3.24)$$

3.4.3. MLID0, MLID1, et MLID2 (DPWM0, DPWM1 et DPWM2)

L'utilisation d'une seule saturation de 120° par période électrique pose le problème de répartition des sollicitations des interrupteurs d'un même bras du pont. Pour équilibrer les pertes, on divise la saturation en deux de manière à bloquer chaque bras du pont pendant 60° à l'état bas et 60° à l'état haut.

Le placement des saturations qui semble le plus naturel est de bloquer le bras du pont au moment où la tension est la plus grande (saturation à l'état haut) et au moment où elle est la plus faible (saturation à l'état bas) [54]. C'est le principe de la MLID1. Nous avons représenté sur la figure suivante la forme d'onde de la modulante obtenue avec le neutre correspondant.



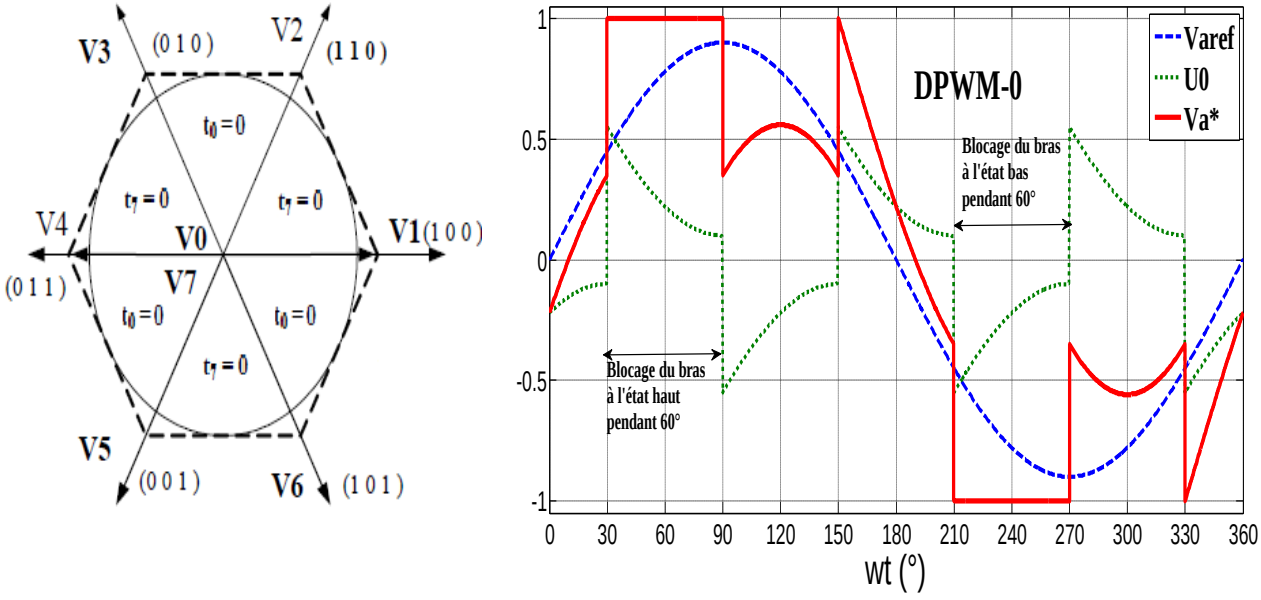
(a) Le placement du vecteur zéro **(b)** MLID1 (DPWM1)

Figure (3.26). Modulante en MLID1

Si le courant n'est pas en phase avec la tension, il serait plus efficace de déplacer la position de la saturation par rapport à la position précédente de la MLID1 pour ne plus faire commuter le bras au moment où le courant est maximum dans celui-ci [9,55]:

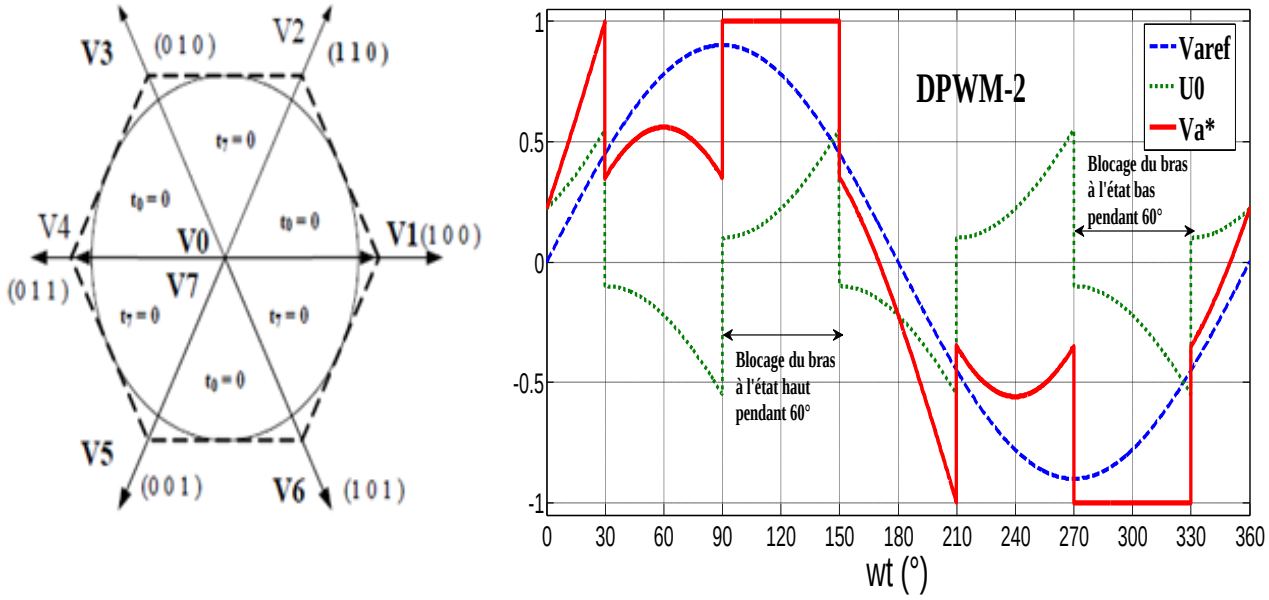
- la MLID0 (DPWM0) correspond au placement de la saturation en avance de 30° par rapport au maximum de la tension.

- la MLID2 (DPWM2) correspond au placement de la saturation en retard de 30° par rapport au maximum de la tension.



(a) Le placement du vecteur zéro **(b)** MLID0 (DPWM0)

Figure (3.27). Modulante en MLID0



(a) Le placement du vecteur zéro **(b)** MLID2 (DPWM2)

Figure (3.28) Modulante en MLID2

Pour les valeurs particulières suivantes de φ, les stratégies discontinues sont donc :

$$\begin{cases} \varphi = -\dfrac{\pi}{6} & \Rightarrow \quad \text{DPWM0} \\ \varphi = 0 & \Rightarrow \quad \text{DPWM1} \\ \varphi = \dfrac{\pi}{6} & \Rightarrow \quad \text{DPWM2} \end{cases} \qquad (3.25)$$

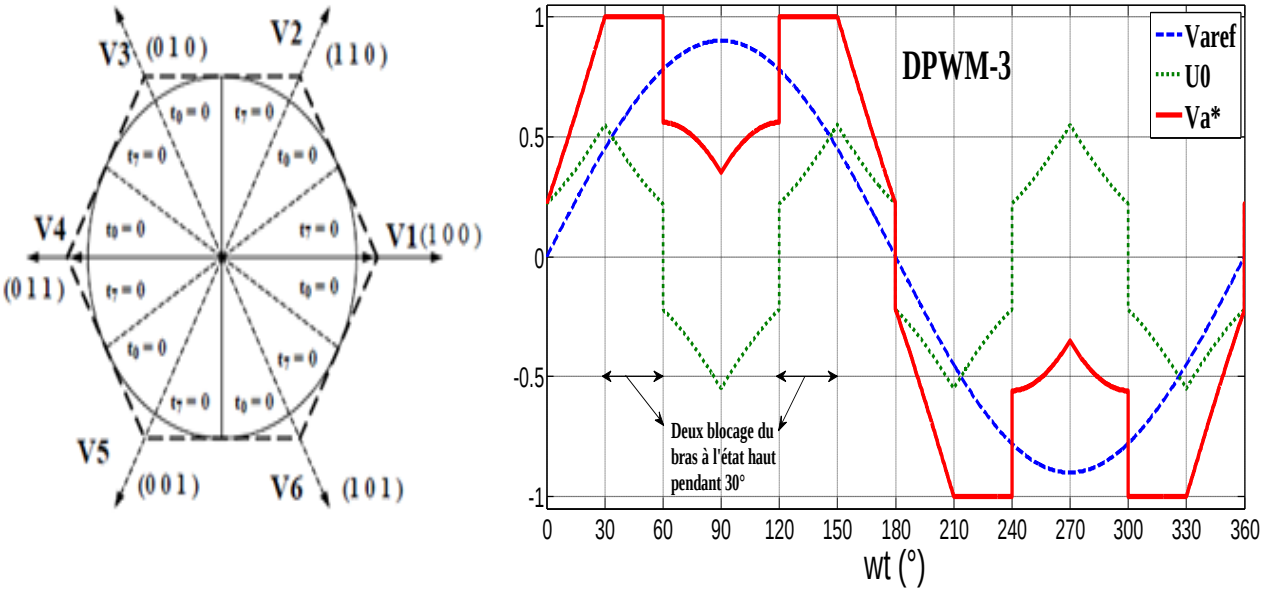
MLID0, MLID1, et MLID2 utilisent des modulantes obtenus à partir des sinusoïdes de référence en rajoutant la tension homopolaire égale à [9,4]:

$$U_0 = \text{sign}(V_{max}) * E/2 - V_{max} \quad (3.26)$$

Où V_{max} est la tension résultant du test d'amplitude maximale (maximum absolu des trois tensions de référence, après translation d'un angle φ).

3.4.4. MLID3 (DPWM3)

La stratégie DPWM3 consiste à diviser la saturation de 120° en quatre morceaux de même longueur. Avec cette division, le placement des saturations dans la période de la modulante est imposé et il n'est pas possible de les mettre ailleurs sous peine de sur-moduler quel que soit l'indice de modulation [56-58].



(a) Le placement du vecteur zéro **(b)** MLID3 (DPWM3)

Figure (3.29) Modulante en MLID3

DPWM3 utilise une modulante obtenu à partir des sinusoïdes de référence en rajoutant une tension homopolaire égale à :

$$U_0 = \text{sign}(V_{med}) * E/2 - V_{med} \quad (3.27)$$

3.4.5. Résultats de simulation

Après l'analyse théorique de la technique MLI discontinue, nous abordons maintenant la simulation en utilisant MATLAB/Simulink. Nous avons simulés un onduleur triphasé de tension

à deux niveaux, commandé par cette technique, associé à un moteur asynchrone à cage, pour les deux zones de modulation : Modulation avec M = 0.9 et Sur-modulation avec M = 1.2
Les paramètres du moteur sont donnés en annexe, on prend la tension d'alimentation égale 400V et la fréquence de commutation 6Khz.

Parmi les résultats obtenus par simulation, les résultats de la DPWM3 sont retenus, puisque avec cette dernière nous avons obtenus des résultats meilleurs par rapport aux autres techniques de DPWM (tableau (3.1)).

a- Zone de modulation

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (3.30), (3.31), (3.32) et (3.33) qui expriment respectivement, la tension simple V_{an} et son spectre harmonique, le courant de phase I_a et son spectre harmonique, le couple électromagnétique C_e et la vitesse de rotation w.

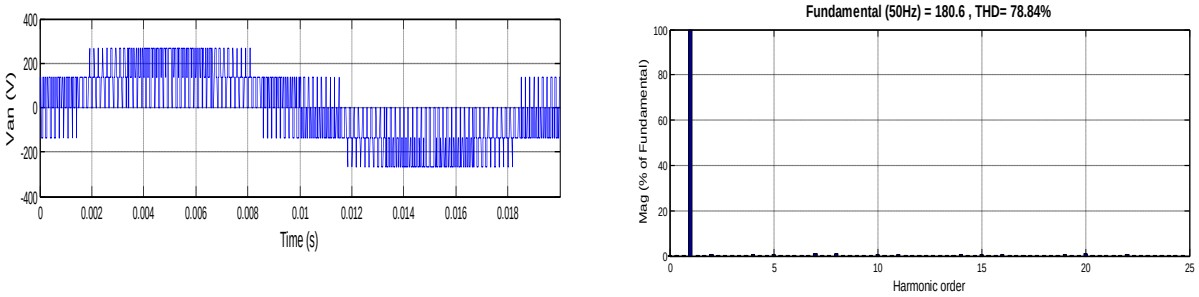


Figure (3.30). La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=0.9

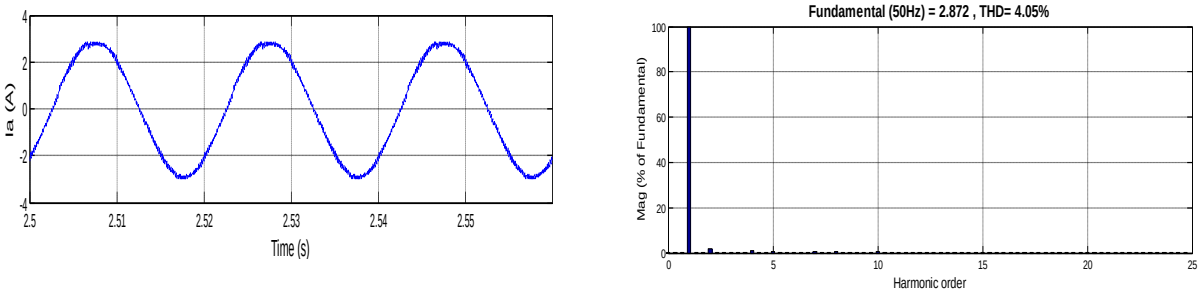


Figure (3.31). Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=0.9

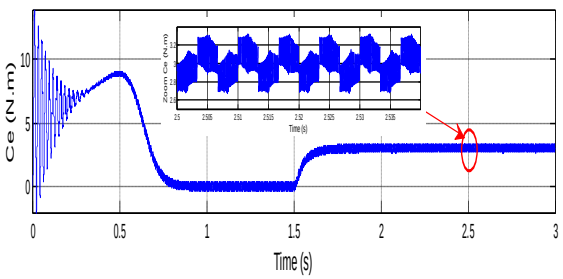


Figure (3.32). Le couple électromagnétique Ce

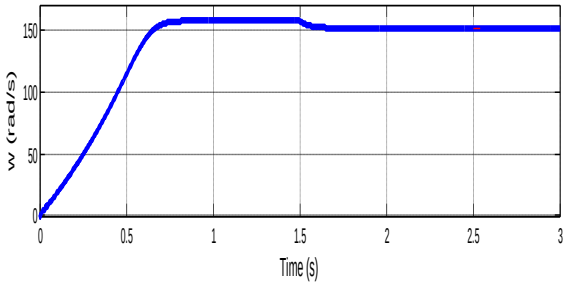


Figure (3.33). La vitesse de rotation du moteur w

b- Zone de sur-modulation

Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (3.34), (3.35), (3.36) et (3.37) qui expriment respectivement, la tension simple V_{an} et son spectre harmonique, le courant de phase I_a et son spectre harmonique, le couple électromagnétique C_e et la vitesse de rotation w.

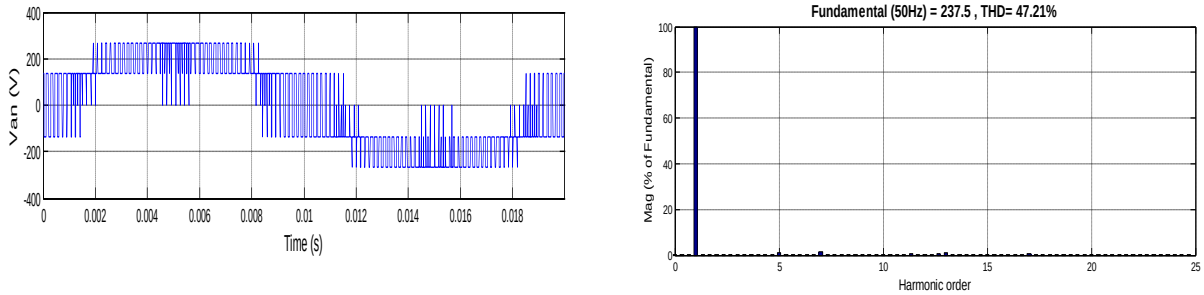


Figure (3.34). La tension simple V_{an} et son spectre harmonique pour M=1.2

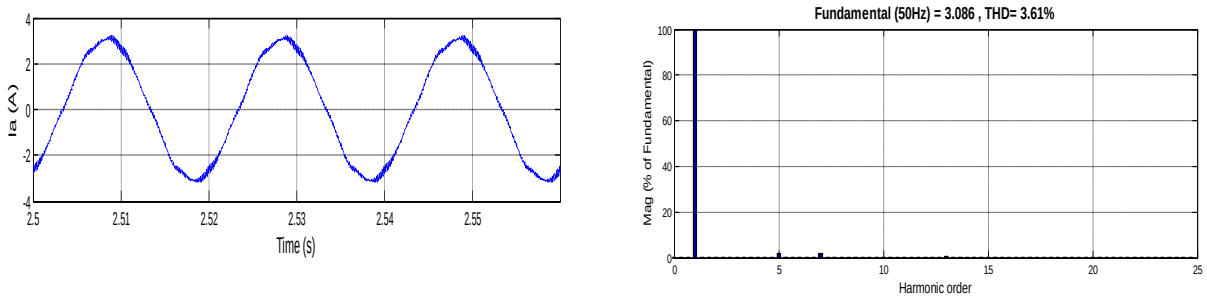


Figure (3.35). Le courant statorique I_a et son spectre harmonique pour M=1.2

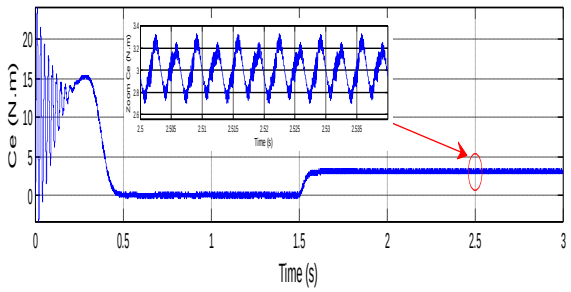


Figure (3.36). Le couple électromagnétique Ce

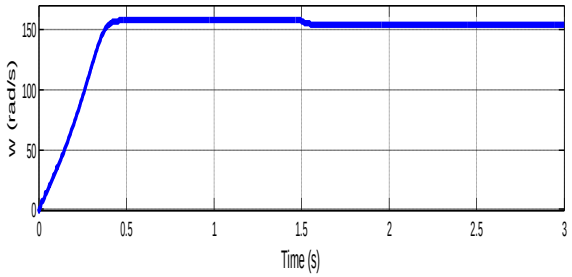


Figure (3.37). La vitesse de rotation du moteur w

Le tableau suivant montre tout les résultats obtenus pour chaque stratégie de modulation du point de vue valeur de THD (distorsion totale des harmoniques) et le nombre de commutations dans une période, pour les deux zones de modulations (modulation avec M = 0.9 et sur-modulation avec M = 1.2).

Tableau (3.1) Les résultats obtenus par simulation

Techniques	**M=0.9**			**M=1.2**		
	THD_U (%)	**THD_I (%)**	**p**	**THD_U (%)**	**THD_I (%)**	**p**
MLIDMIN	77.38	03.13	79	48.35	04.49	51
MLIDMAX	77.28	03.15	78	47.06	04.48	54
MLIV	**76.70**	**02.23**	**120**	**46.45**	**04.00**	**57**
MLID1	77.60	04.29	81	48.81	03.78	53
MLID2	77.55	05.45	80	47.23	03.87	54
MLID3	**78.84**	**04.05**	**78**	**47.21**	**03.61**	**53**
MLID0	77.08	05.29	80	47.10	04.14	54

Avec;
p: c'est le nombre de commutations obtenu dans une période.

3.5. Interprétation des résultats

- Les tensions obtenues par chaque technique, dans les deux zones de modulation, sont nettement meilleures que celles obtenues pour l'onduleur commandé en pleine onde, mais elles présentent toujours un taux d'harmoniques assez élevé.
- Dans la zone de modulation lorsque M=0.9, on observe que le spectre harmonique du courant statorique obtenu par MLIV (SVPWM) (THD_i = 02.23%) est meilleur par rapport à celui obtenu par MLID3 (DPWM3, THD_i = 04.05%), mais ce dernier est inférieur à 5% répondant aux normes IEEE, donc c'est un taux acceptable.

  Avec la technique MLID3 (même avec les autres techniques DPWMMIN … DPWM2), on obtient un nombre de commutation (p=78 commutations) réduit par rapport à celui obtenu par MLIV (p=120 commutations), d'où une réduction d'un tiers sur les pertes de commutations.
- Dans la zone de sur-modulation lorsque M=1.2 :

  On observe que le spectre harmonique du courant statorique obtenu par MLID3 (DPWM3, THD_i = 03.61%) est presque égale à celui obtenu par MLIV (SVPWM, THD_i = 04.00%), ce dernier est inférieur à 5%, satisfaisant les normes IEEE.

  Concernant les pertes de commutations, on obtient presque le même nombre de commutations **p** pour les deux stratégies, puisque dans la zone de sur-modulation, l'amplitude de la porteuse est supérieure à l'amplitude de la référence, ce qui entraine la saturation naturelle des références.
- Dans la zone de sous-modulation lorsque M<0.5 : on remarque que, le régime transitoire est très long même ainsi que le temps de simulation.

- D'une façon générale, et d'après l'analyse des résultats obtenus (les ondes à la sortie de l'onduleur) on peut dire que la stratégie MLID3 (DPWM3) est meilleur par rapport à la MLIV (SVPWM) du point de vue réduction des pertes de commutations, donnant la possibilité d'augmenter la fréquence de modulation.
- Concernant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation du moteur, on observe que l'allure de la vitesse est presque la même pour les différentes stratégies de modulation. On remarque qu'avec la stratégie MLID3 (DPWM3) les ondulations du couple électromagnétique sont moins élevées par rapport aux ondulations obtenues par la MLIV (SVPWM). Donc la MLD3 donne aussi une meilleure stabilité au moteur.

3.6. Les pertes dans l'onduleur

Les pertes dans l'onduleur triphasé peuvent être classées en deux catégories : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

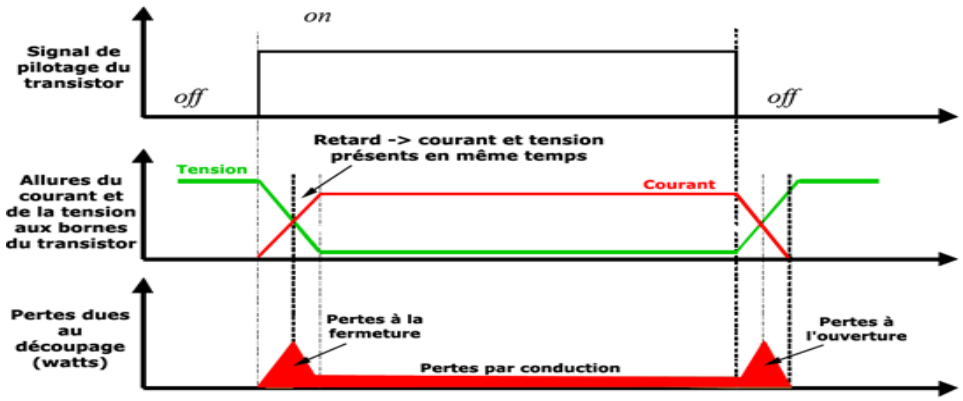


Figure (3.38). Présentation des pertes occasionnées aux transistors

3.6.1. Les pertes par conduction

Les pertes de conduction sont dues à la résistance de l'interrupteur R_{DSON} à l'état passant. Lorsque l'interrupteur est un transistor, il peut être modélisé par une simple résistance [9].

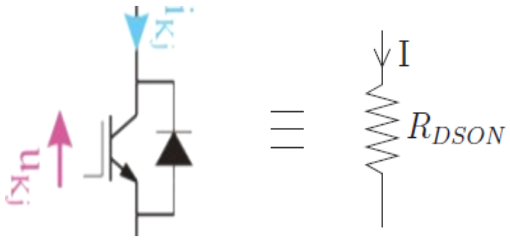


Figure (3.39). Modèle équivalent de l'IGBT en conduction

Donc le passage du courant i(t) dans cette résistance entraine des pertes par effet joule :

$$P = R_{DSON} \cdot i_i(t)^2 \tag{3.28}$$

Globalement dans l'onduleur, on obtient :

$$P_{cond} = R_{DSON} \cdot \left(i_1^2(t) + i_2^2(t) + i_3^2(t)\right) \tag{3.29}$$

Si la charge est équilibrée en régime permanent sinusoïdal, ces pertes sont constantes et leur expression est :

$$P_{cond} = \frac{3}{2} R_{DSON} \cdot I^2 \tag{3.30}$$

I est la valeur crête des courants dans la charge.

Pour réduire les pertes par conduction, la seule solution est de changer les interrupteurs avec la valeur de résistance, à l'état passant R_{DSON} plus faible.

3.5.2. Les pertes par commutation

Les pertes par commutation sont les pertes induites par la coexistence «Tension-courant» dans un interrupteur au moment d'une ouverture ou d'une fermeture de celui-ci. La figure suivante montre les formes d'onde de courant et de tension à l'échelle de commutation [6].

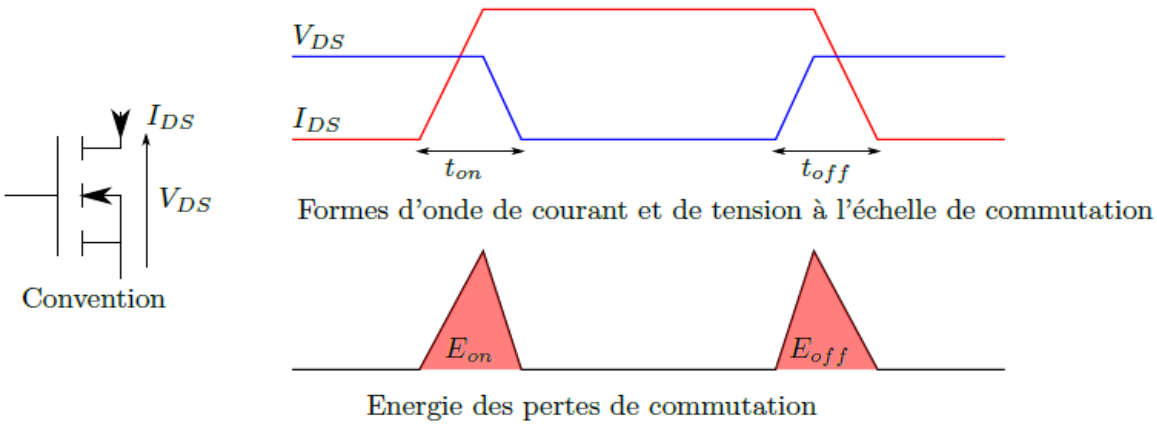


Figure (3.40). Formes d'ondes de courant et de tension au moment de commutation

L'énergie dissipée lors d'une fermeture ou d'une ouverture est simple à calculer :

$$\begin{cases} E_{ON} = \frac{1}{2} t_{on} \, |i(t)| \, E \\ E_{OFF} = \frac{1}{2} t_{off} \, |i(t)| \, E \end{cases} \tag{3.31}$$

Un onduleur triphasé étant composé de trois bras de pont commutant à une fréquence de découpage f_c grande devant la fréquence fondamentale f_0 des tensions et des courants de phase, la puissance dissipée par commutation est :

$$P_{commut} = \frac{1}{2} . f_c . E. (t_{on} + t_{off})(|i_1(t)| + |i_2(t)| + |i_3(t)|) \quad (3.32)$$

En régime permanent, et en considérant que les courants de phase sont purement sinusoïdaux déphasés de 2π/3 l'un par rapport à l'autre, la valeur moyenne des pertes par commutation est :

$$P_{commut} = \frac{3}{\pi} . f_c . E. (t_{on} + t_{off}). I \quad (3.33)$$

$$\text{puisque;} \quad (|i_1(t)| + |i_2(t)| + |i_3(t)|) = 3.\frac{2}{\pi} . I \quad (3.34)$$

Pour réduire les pertes par commutation, il est nécessaire de diminuer le nombre de commutations par seconde et cela peut être réalisé par l'utilisation et l'emploi de la stratégie de commande MLI discontinue.

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude sur les différentes stratégies de commande de l'onduleur, MLI sinusoïdale, MLI vectorielle ainsi que la MLI discontinue. D'après cette étude nous pouvons conclure ce qui suit :

- La MLI sinusoïdale demande la détermination les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément.
- La MLI vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence.
- La MLI discontinue présente une meilleure réduction dans les pertes de commutation donnant ainsi la possibilité d'augmenter la fréquence d'échantillonnage.

Dans le chapitre suivant on passera à l'implémentation en temps réel des algorithmes de chaque stratégie de commande dans une carte dSPACE pour commander un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone.

Chapitre 4

Validation Expérimentale

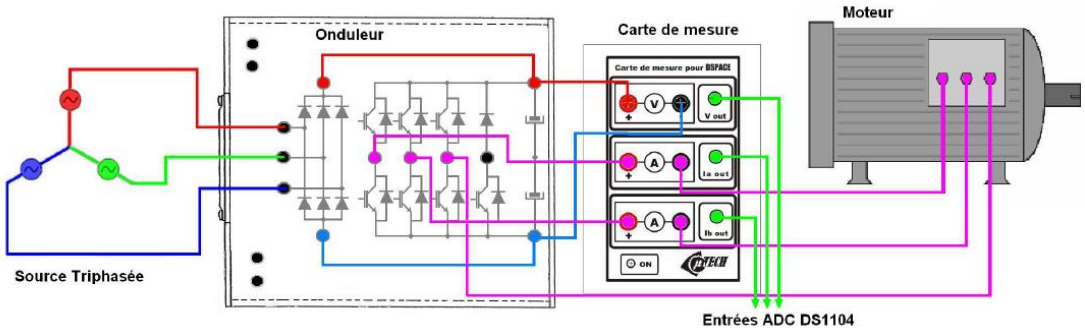
4.1. Introduction ……. 67
4.2. Description du banc d'essais ……. 67
4.2.1. Environnement matériel ……... 68
4.2.2. Environnement logiciel ……..... 73
4.3. Les résultats expérimentaux ……..... 74
4.3.1. Algorithme développé par MLIS (SPWM) ……...… 74
4.3.2. Algorithme développé par MLIV (SVPWM) ……..……..... 75
4.3.3. Algorithme développé par MLID3 (DPWM3) …….. 78
4.4. Interprétation des résultats ……... 80
4.5. Conclusion ……... 81

4.1. Introduction

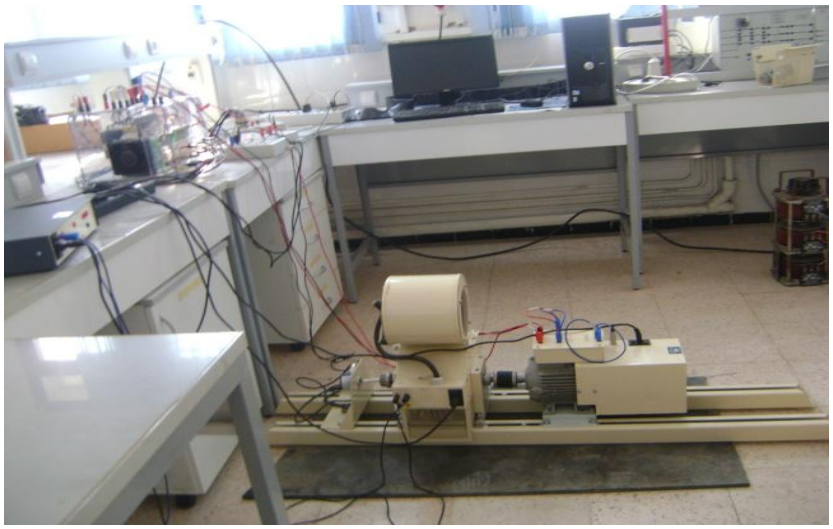
Dans cette partie, nous procéderons à la validation sur une plateforme expérimentale équipée d'un microcontrôleur type dSPACE des algorithmes de commandes : MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et MLI discontinue commandant un onduleur triphasé à deux niveaux pour entrainer un moteur asynchrone. Les résultats obtenus seront comparés, analysés et discutés.

4.2. Description du banc d'essais

Afin de valider les stratégies de commandes développées pour commander un onduleur triphasé à deux niveaux, nous avons conçu au niveau du Laboratoire Systèmes Electromécaniques (LSELM) une plateforme expérimentale équipée d'une carte dSPACE pour implémentation en temps réel les stratégies de commande étudiées précédemment. La figure suivante montre le schéma de principe de la plateforme expérimentale.



(a) Schéma de principe de l'association convertisseur-moteur



(b) La plate-forme expérimentale

Figure (4.1). Schéma de la plate-forme expérimentale

4.2.1. Environnement matériel

a) Ensemble pour l'étude du moteur asynchrone

Permet l'étude du moteur asynchrone triphasé à cage de 1.5 KW. Il est du fabricant français LANGLOIS sous la référence PACK-AC1. Il est composé aussi de plusieurs éléments principaux, qui sont:

- Frein à poudre de 1.5 KW, à ventilation forcée, charge le moteur dans des valeurs comprises entre 0 et 125% de la charge nominale.
- Simulateur de couple (référencé MECASIM), c'est un générateur de courant destiné à piloter le circuit de commande du frein à poudre, dans le but de générer divers couples de freinage.
- Un codeur incrémental (capteur de vitesse) à axe du type GI 355. Le codeur est alimenté sous une tension de 5 V_{DC}. L'identification des signaux de sortie (l'information de vitesse), que nous devons injecter dans la carte dSPACE, a été réalisée en faisant référence à sa documentation technique.

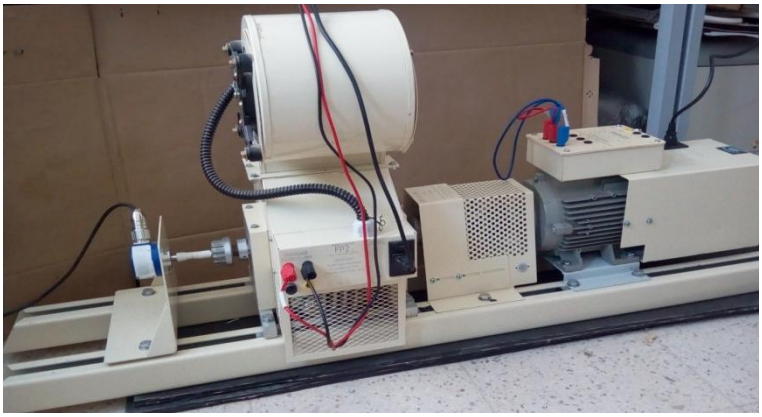


Figure (4.2). Ensemble pour étude du moteur asynchrone

b) Convertisseur statique

Le prototype du convertisseur statique a été réalisé à partir d'un onduleur didactique, commercialisé par la société SEMIKRON, présenté dans la figure (4.3). Les caractéristiques (courant – tension) de ce produit permettent d'utiliser des charges, alimentées par le réseau basse tension BT industriel 400 V. L'onduleur présenté sur la figure (4.3) est formé par des transistors IGBTs, (Insulated Gate Bipolar Transistor) comporte 3 bras, constitués chacun d'un module de

deux IGBTs. Il s'agit des composants fabriqués par SEMIKRON, plus précisément des modules SKM50GB123D à 1200 V/50A, incluant des diodes placées en antiparallèle aux IGBTs.

L'ouverture et la fermeture des IGBTs est pilotée par des drivers type SKHI 22A (avec une tension de commande 0-15V) de marque SEMIKRON également. Ces drivers réalisant la commande rapprochée et incluent des éléments de protection des composants de puissance et de la gestion des temps morts. Deux condensateurs de 2200µF mis en série sont connectés du coté continu de l'onduleur. L'ensemble est monté sur un dissipateur constitué d'un refroidisseur et un ventilateur. La commande des six interrupteurs est appliquée sur des connecteurs BNC. On dispose, également sur BNC, des signaux de défaut fournis par les drivers, que l'on peut reprendre sur la commande. La puissance est connectée par l'intermédiaire de bornes de sécurité (I_{max} = 60A). L'ensemble est protégé par un capot en PVC transparent.

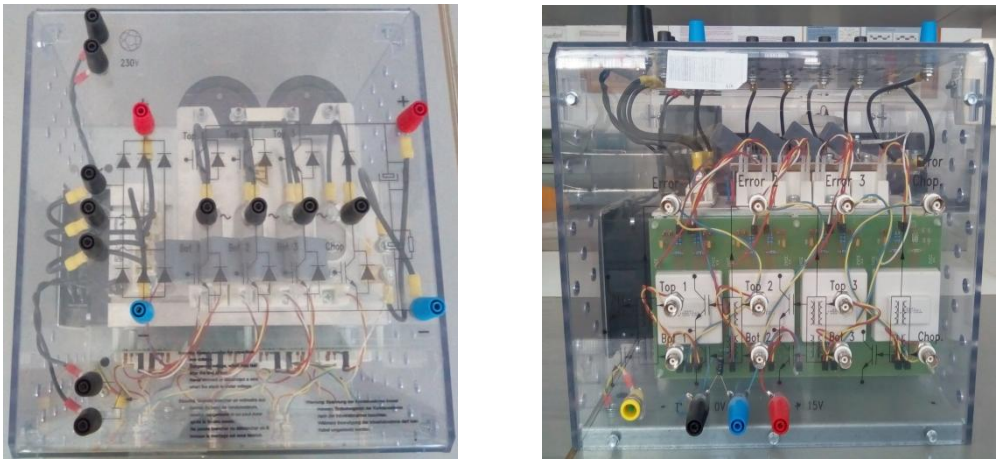


Figure (4.3). Description de l'onduleur triphasé

c) dSPACE DS1104

Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte dSPACE DS1104. La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation SIMULINK, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant les blocs interconnectés. En effet, beaucoup de systèmes de développement en temps réel à base de DSP sont conçus avec une interface à Simulink par laquelle ils peuvent convertir les blocs de Simulink en code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes :

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink

2. Simulation du système pour voir les résultats dans différents étapes.

3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Les caractéristiques de la carte sont données dans l'annexe.

La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc…(figure (4.4)). La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux MLI (PWM). Ces derniers sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V. L'onduleur pédagogique SEMIKRON est doté des cartes drivers permettant de piloter les IGBT des bras du pont.

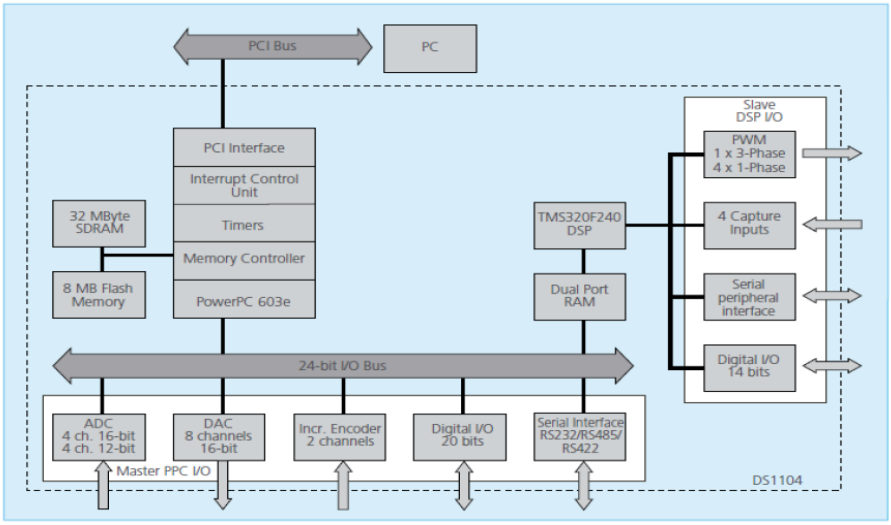


Figure (4.4). Architecture du DS1104

Le DS1104 contient deux types différents de convertisseur analogique/numérique (Analogic to Digital Converter) :

Un convertisseur ADC multiplexé pour les signaux (ADCH1 à ADCH4), de résolution 16-bit avec une plage de tension d'entrée ±10 V.

Quatre convertisseurs ADC pour les signaux (ADCH5 à ADCH8), de résolution 12-bit avec une plage de tension d'entrées analogiques ± 10V.

Le DS1104 offre aussi un convertisseur numérique/analogique (Digital to Analogic Converter) de huit canaux parallèles pour les signaux (DACH1 à DACH8), de résolution 16-bit avec une plage de tension des sorties analogiques ± 10V.

Pour implémenter la commande en temps réel on a besoin de :

1- La carte de contrôle dSPACE DS1104



Figure (4.5). Présentation de la carte DS1104

2- La licence sous forme de clé USB (Dongle)



Figure (4.6). Dongle

3- Enfin le panneau de connexion CLP1104



Figure (4.7). Illustration du panneau de contrôle CLP1104

d) Carte d'interface

Cette carte, qui a été commercialisée par l'entreprise ENTEC, est utilisée pour l'interface entre la sortie de dSPACE et les drivers des IGBTs. Elle convertie les signaux de commande à partir de (0-5V) à (0-15V) afin de commander les grilles des IGBTs et garantit une faible influence

parasite entre IGBTs et dSPACE, et une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de module IGBT.

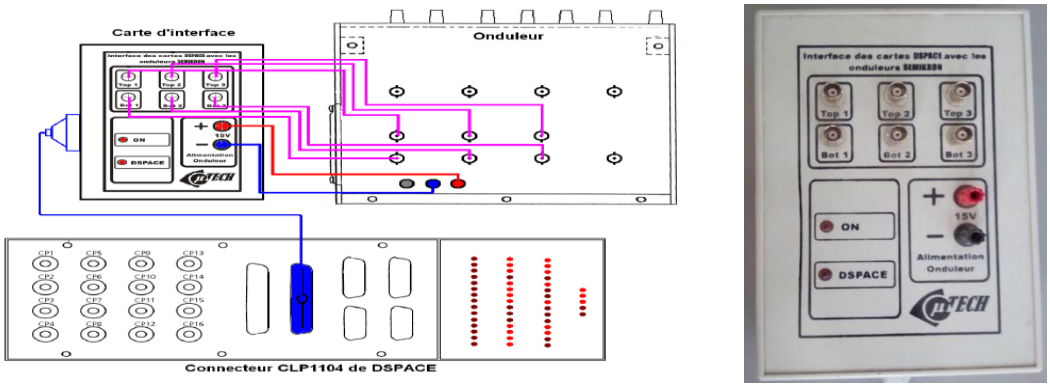


Figure (4.8). La connexion du panneau CLP1104 avec l'onduleur à l'aide de la carte d'interface

e) Analyseur de la qualité d'énergie électrique

Destinés aux services de contrôle et de maintenance des installations industrielles, il est du fabricant CHAUVIN ARNOUX sous la référence Qualistar CA 8336. Les Qualistar permettent d'obtenir une image instantanée des principales caractéristiques de la qualité du réseau électrique. Maniables et précis, ces appareils proposent également de nombreuses valeurs calculées et plusieurs fonctions de traitement. Donc, on utilise ces appareils pour visualiser les spectres harmoniques de la tension et du courant à la sortie de l'onduleur.

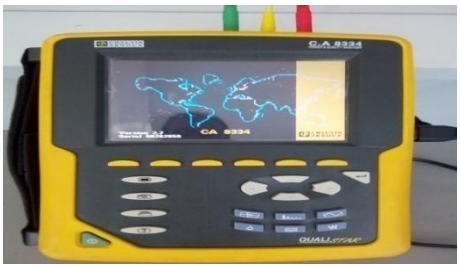


Figure (4.9). Analyseur de la qualité d'énergie électrique (Qualistar CA 8336)

f) Capteurs de tension et de courant

Les capteurs utilisés sont des capteurs à effet Hall de très grande précision. Ils permettent de mesurer et visualiser en temps réel les courants des phases ainsi que les tensions.



Figure (4.10). Capteurs de tension et de courant

g) Les pinces ampère-métriques



Figure (4.11). Pinces ampère-métriques

h) Un enregistreur numériseur (oscilloscope)

Cet oscilloscope est de très haute performance à deux voies et à vitesse d'acquisition en temps réel de 100 M échantillons par seconde, de marque Tektronix, de type TDS 220 et un ordinateur PC pour pilotage puissant de marque DELL.



Figure (4.12). Un oscilloscope et un PC pour pilotage

4.2.2. Environnement logiciel

Les programmes, développés sous l'environnement Simulink, sont implantés dans la carte dSPACE. Cette carte est équipée d'un logiciel d'interface graphique **ControlDESK**. Cette interface graphique permet de visualiser en temps réel les différentes variables du fichier développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. La visualisation de variables ou de signaux et la modification des paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne.

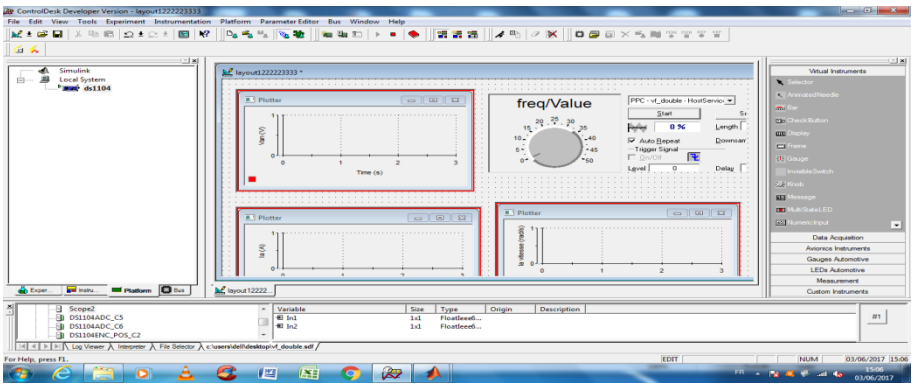


Figure (4.13). L'interface graphique du ControlDESK

4.3. Les résultats expérimentaux

On présente dans cette section, les résultats de tests expérimentaux effectués sur le convertisseur. Les commandes proposées étant implantées numériquement à partir des outils MATLAB/Simulink ainsi que la carte dSPACE/DS1104 en temps réel. La fréquence d'échantillonnage est synchronisée avec la porteuse MLI à la valeur de 6 KHz.

4.3.1. Algorithme développé par MLIS (SPWM)

La figure suivante représente le schéma bloc de la technique MLI Sinusoïdale développé par MATLAB/Simulink et implémenté dans la carte dSPACE.

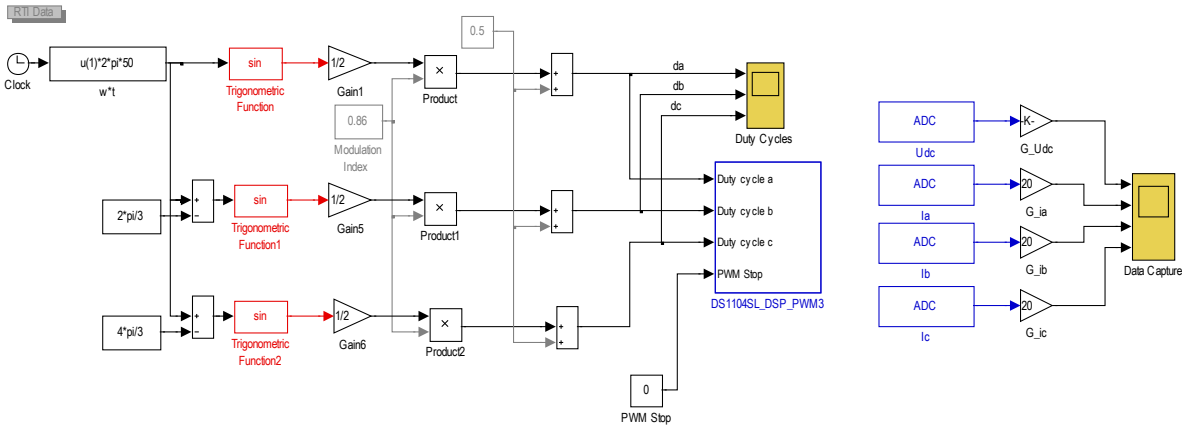


Figure (4.14). Schéma bloc de la technique MLI sinusoïdale développé sous Simulink/dSPACE

Les formes d'ondes obtenues par des tests expérimentaux sont présentées ci-dessous:

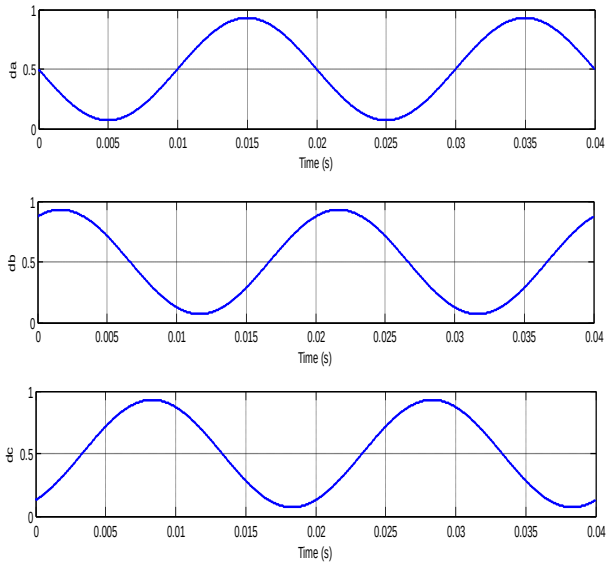
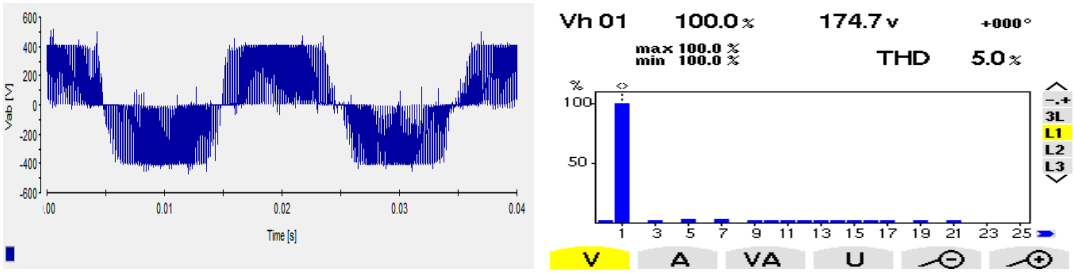
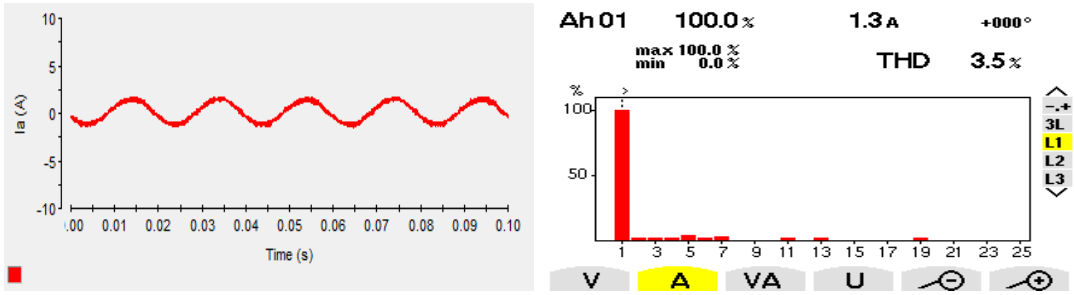


Figure (4.15). Les rapports cycliques générés par la technique MLI sinusoïdale pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.16). La tension composée V_{ab}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique



(a) **(b)**

Figure (4.17). Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique

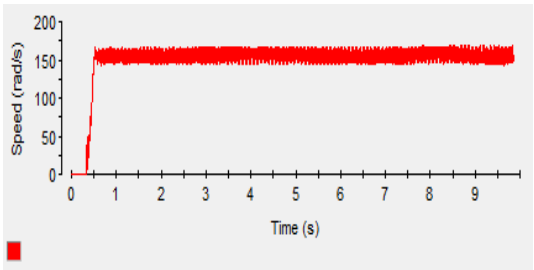


Figure (4.18). La vitesse de rotation du moteur w (rad/s)

4.3.2. Algorithme développé par MLIV (SVPWM)

La figure suivante représente le schéma bloc de la technique MLI vectorielle développée sous MATLAB/Simulink et implémentée dans la carte dSPACE.

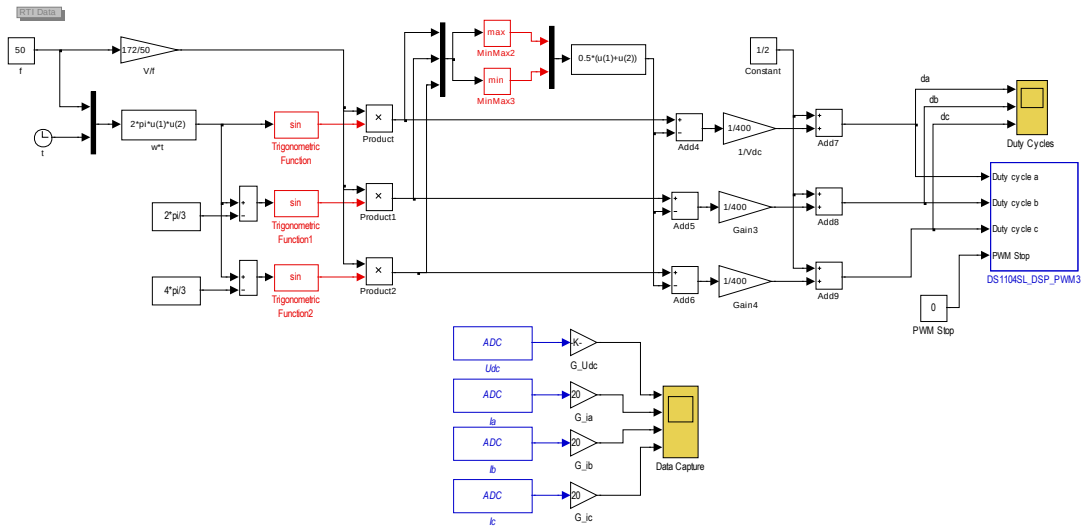


Figure (4.19). Schéma bloc de la technique MLI vectorielle développée sous Simulink/dSPACE

Les formes d'ondes obtenues par des tests expérimentaux sont présentées ci-dessous:

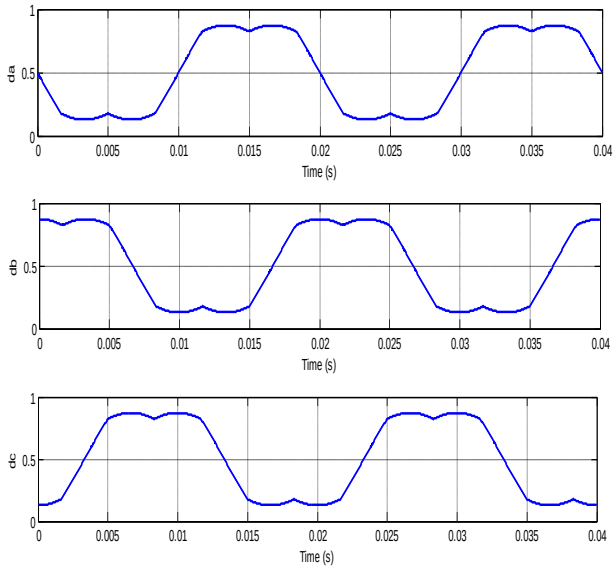
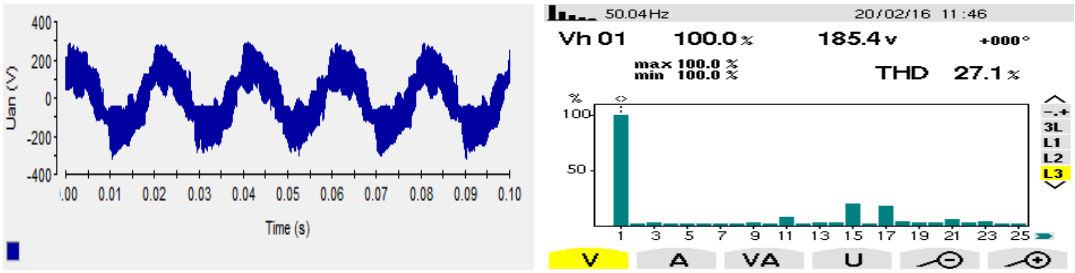
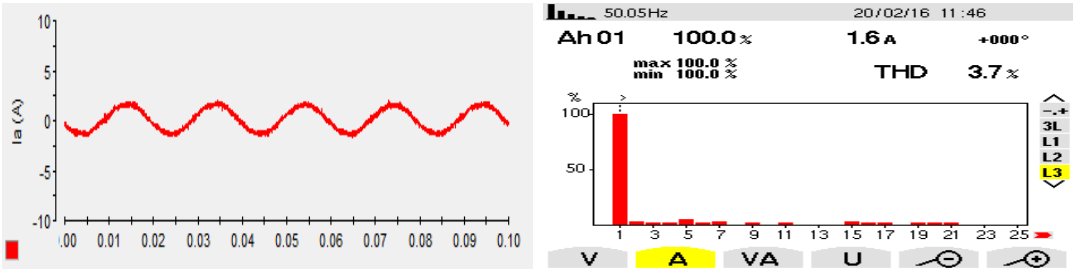


Figure (4.20). Les rapports cycliques générés par la technique MLI vectorielle pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.21). La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.22). Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique, pour M=0.9

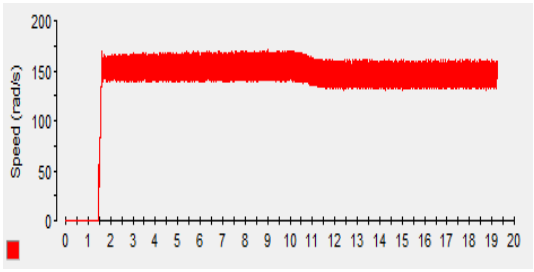
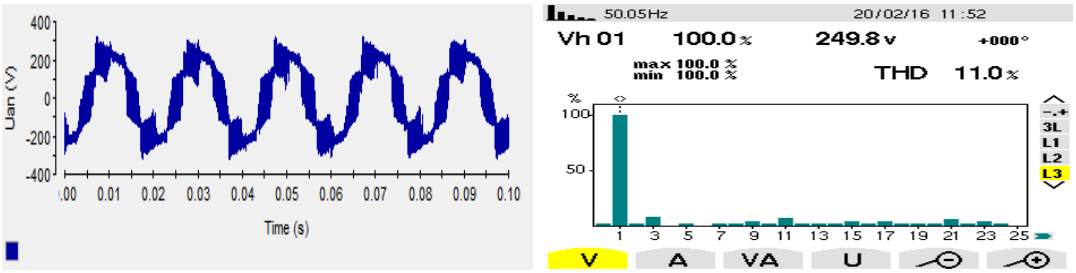
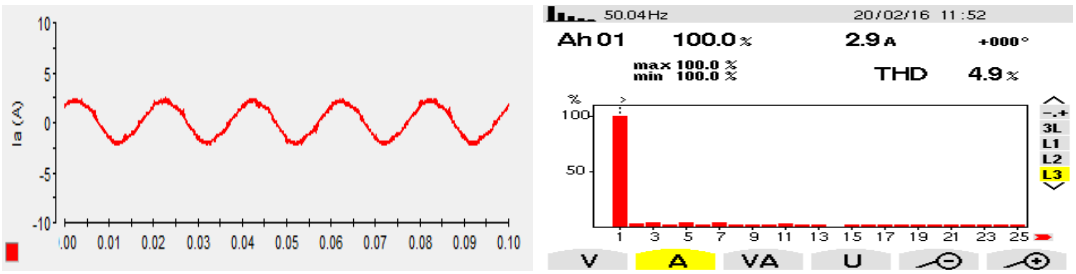


Figure (4.23). La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.24). La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=1.2



(a) **(b)**

Figure (4.25). Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=1.2

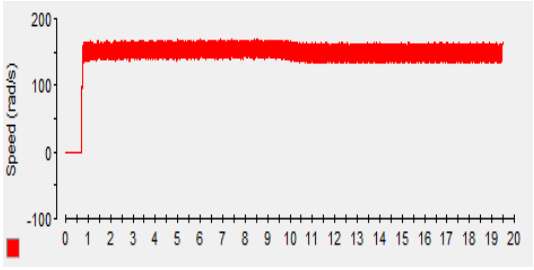


Figure (4.26). La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=1.2

4.3.3. Algorithme développé par MLID3 (DPWM3)

La figure suivante représente le schéma bloc de la technique **MLID3** développée sous MATLAB/Simulink et implémentée dans la carte dSPACE.

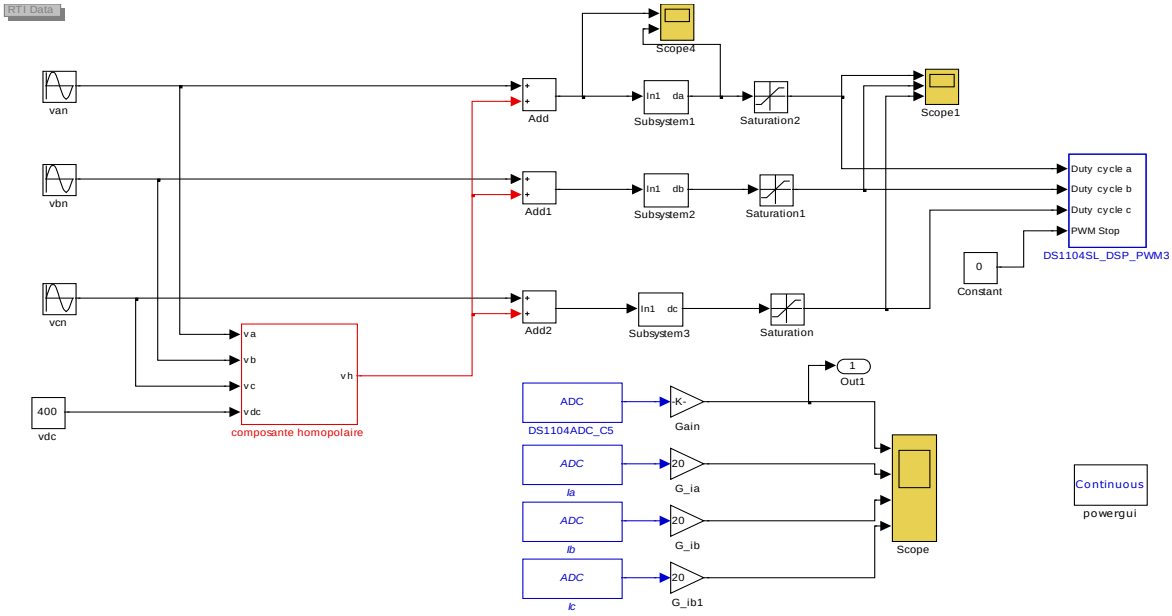
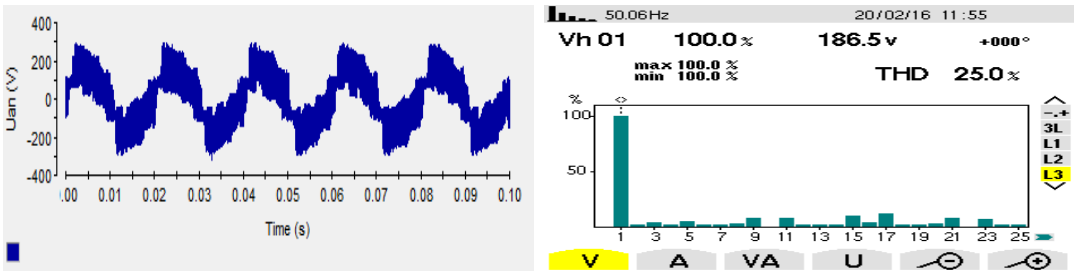


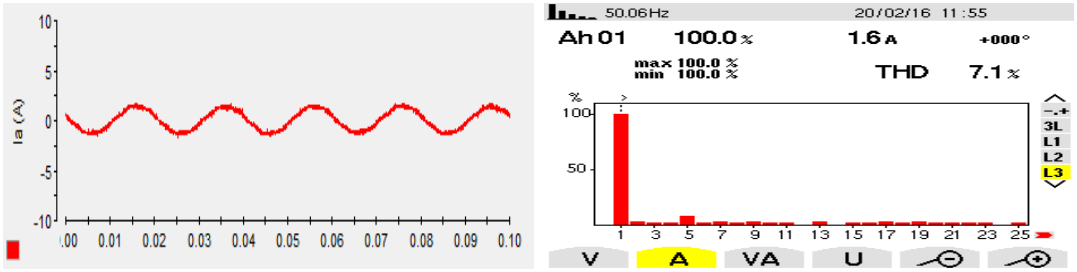
Figure (4.27). Schéma bloc de la technique MLID3 développée sous Simulink/dSPACE

Les formes d'ondes obtenues par des tests expérimentaux sont présentées ci-dessous:



(a) **(b)**

Figure (4.28). La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.29). Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=0.9

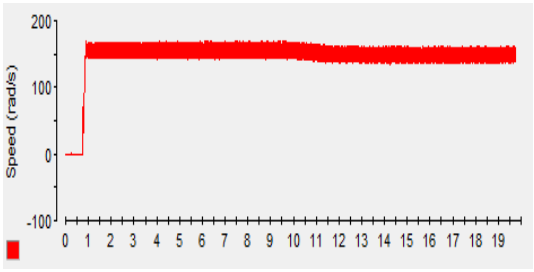
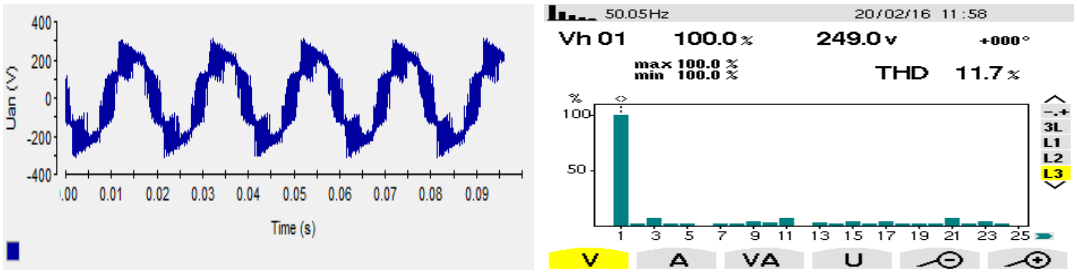
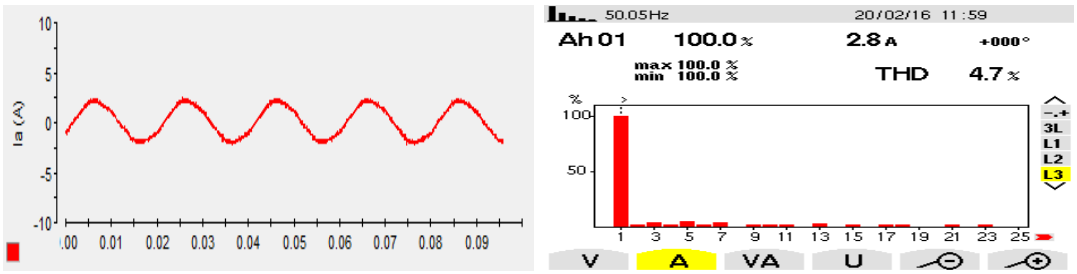


Figure (4.30). La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=0.9



(a) **(b)**

Figure (4.31). La tension simple U_{an}(v) à la sortie de l'onduleur et son spectre harmonique pour M=1.2



(a) **(b)**

Figure (4.32). Le courant statorique I_a(A) du moteur et son spectre harmonique pour M=1.2

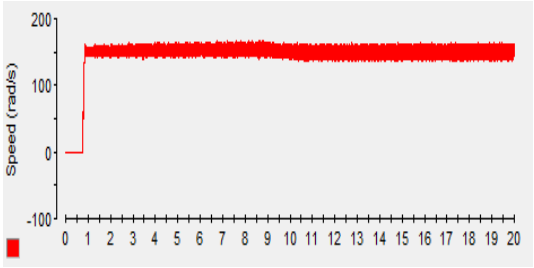


Figure (4.33). La vitesse de rotation du moteur (rad/s) pour M=1.2

Le tableau suivant illustre les résultats obtenus pour chaque stratégie de modulation du point de vue valeur de distorsion totale des harmoniques (THD) de tension simple U_{an} et le courant de phase I_a, pour les deux zones de modulations (modulation avec M=0.9 et sur-modulation avec M=1.2). Rappelons que ces valeurs de THD sont mesurées à l'aide de l'analyseur de la qualité de l'énergie électrique «Qualistar CA 8336».

Tableau (4.1) Le taux de distorsion harmonique obtenu par les essais expérimentaux

Techniques	**M=0.9**		**M=1.2**	
	THD_U (%)	**THD_I (%)**	**THD_U (%)**	**THD_I (%)**
MLIV	27.10	03.70	11.00	04.90
MLID3	25.00	07.10	11.70	04.70

4.4. Interprétation des résultats

Après le développement et l'implantation des algorithmes de chaque stratégie de commande en temps réel dans la carte dSPACE DS1104, on observe l'efficacité de ces algorithmes testées sur un moteur asynchrone triphasé de 1.5 KW.

On remarque que :

L'allure de la tension simple entre la phase et le neutre U_{an}, obtenue à la sortie de l'onduleur, pour chaque stratégie de modulation MLI est similaire à celle obtenue en simulation.

- Dans la zone de modulation M=0.9,
  On observe que le spectre harmonique du courant statorique obtenu par MLIV (SVPWM) (THD_i = 03.70%) est réduit par rapport à celui obtenu par MLID3 (DPWM3) (THD_i = 07.10%). Concernant le spectre harmonique de la tension simple à la sortie de l'onduleur,

on n'obtient pas un grand écart entre les deux techniques de modulation (THD_U= 27.10% avec la MLIV et THD_U= 25.00% avec la MLID3).

Avec la technique MLID3, on obtient un nombre de commutation (p=78 commutations) réduit par rapport à celui obtenu par MLIV (p=120 commutations), donc on a une réduction d'un tiers sur les pertes de commutations au niveau des interrupteurs de puissance.

- Dans la zone de sur-modulation M=1.2 :

  On observe que les spectres harmonique du courant statorique et de la tension simple obtenus par MLID3 (THD_I = 04.70% et THD_U=11.70%) sont presque égaux aux spectres obtenus par MLIV (THD_I = 04.90% et THD_U= 11.00%).

  Concernant les pertes de commutations, on obtient presque le même nombre de commutation p pour les deux stratégies, puisque dans la zone de sur-modulation, l'amplitude de la porteuse est supérieure à l'amplitude de la référence, ce qui entraine la saturation naturelle des références.
- Dans la zone de sous-modulation lorsque M<0.5 :

  On ne prend pas le risque d'implanter les algorithmes développés dans cette zone de fonctionnement, puisque dans le mode de simulation le régime transitoire est très long.

Concernant l'allure de la vitesse de rotation du moteur a presque la même forme pour les différentes stratégies de modulation montrant une bonne régulation de la vitesse.

D'une façon générale, les résultats expérimentaux confirment les résultats obtenus par simulation. Comparant les résultats des trois stratégies, on peut dire que la stratégie MLID3 est meilleure du point de vue réduction des pertes de commutations, ce qui donne la possibilité d'augmenter la fréquence de modulation.

4.5. Conclusion

Pour évaluer les performances de la modulation de largeur d'impulsions, nous avons présenté dans ce chapitre, l'implantation en temps réel les algorithmes développées pour chaque technique de modulation (MLI sinusoïdale, la MLI vectorielle et la MLI discontinue) dans une

carte dSPACE DS1104, pour commuter les interrupteurs de puissance de l'onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone.

Les applications en temps réel sont exécutées à l'aide de l'interface MATLAB-Simulink/dSPACE-ControlDESK.

Nous avons démontré par différents tests que la technique MLID3 donne des résultats meilleure par rapport aux autres techniques de commande (MLIS et MLIV) du point de vue réduction des pertes de commutations, ce qui donne la possibilité d'augmenter la fréquence de modulation. Donc cette technique est plus adaptée pour les entrainements à vitesse variable des machines à courant alternatif et la commande des systèmes à haute fréquence de commutation.

Conclusion Générale

1. Conclusion **83**
2. Perspectives **84**

1. Conclusion

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans l'optimisation de la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux, pour améliorer la qualité des ondes de tension et de courant à sa sortie. Puisque ces convertisseurs sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les notions de base sur la structure, le principe de fonctionnement, la modélisation et la commande en pleine onde d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Avec cette commande, on obtient des tensions non sinusoïdales à sa sortie.

Dans le deuxième chapitre, une étude et analyse des onduleurs multi-niveaux à été menée. Nous avons montré les différentes topologies de ces onduleurs ainsi que leurs principes de fonctionnement avec le NPC à trois, cinq et sept niveaux de tensions. L'augmentation des niveaux donne une meilleure solution pour l'obtention des tensions avec un taux de distorsion harmonique réduit, cela conduit aussi à l'augmentation des pertes de commutations due au nombre élevé des interrupteurs utilisés.

Dans le troisième chapitre, nous avons montré les différentes stratégies de modulation (MLI sinusoïdale, MLI vectorielle et la plus récente MLI discontinue). Les résultats obtenus par simulation, montrent que la MLI vectorielle et la MLI discontinue présentent une grande qualité spectrale des tensions et des courants à la sortie de l'onduleur par rapport à la MLI sinusoïdale. Mais du point de vue réduction des pertes dus aux commutations, la MLI discontinue présente moins de pertes par rapport aux autres stratégies. Elle offre une réduction de 35% des nombres de commutations, ce qui conduit à l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage des interrupteurs. (Ex : avec f_m = 6 Khz et M = 0.9, on obtient pour la MLID3 p = 78 et pour la MLIV p = 120 commutations).

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté l'implantation en temps réel des programmes et des algorithmes développés, pour chaque stratégie de modulation, dans une carte dSPACE DS1104 pour commuter les IGBTs d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone. Les résultats expérimentaux obtenus pour plusieurs essais, confirment les resultats obtenus en simulation, et montrent aussi l'efficacité de ces algorithmes.

Nous pouvons conclure que la MLI discontinue s'adapte mieux aux entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif, car elle s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation, surtout si on adapte la commande vectorielle du moteur.

2. Perspectives

En perspective nous comptons, réaliser l'onduleur de tension multi-niveaux commandé par la technique MLI discontinue, en implantant cet algorithme dans une carte dSPACE, un DSP ou un Microcontrôleur.

Références

[1] B. K. Bose, « Power Electronics and AC Drives », Edition Practice Hall, 1986.

[2] Jean Bonal, Guy Séguier, « Entraînements Electriques a Vitesse Variable», Technique et Documentation, Vol. 2, Décembre 1998.

[3] J.P. HAUTIER J.P. CAMBRONNE, P. LE MOIGNE, « Synthèse de la comande de l'onduleur de tension », Journal de Physique III, 1996.

[4] S. L. Capitaneanu, « Optimisation de la fonction MLI d'un_onduleur de tension deux-niveaux », Thèse de doctorat, Novembre 2002, Institut National Polytechnique de Toulouse, France.

[5] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Convertisseurs Statiques – Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.

[6] T. D. NGUYEN, « Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué », Thèse de doctorat, Novembre 2011, Université de Technologie de Compiègne, France.

[7] S. Guy, B. Robert, L. Francis, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternaif », Volume 4, Edition tec&doc, 1995.

[8] T. Wildi : *Electrotechnique***,** 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).

[9] J. Hobraiche, « Contribution à l'optimisation d'une stratégie MLI triphasée vis-à-vis de l'ensemble onduleur/machine/bus continu », Thèse de doctorat, Novembre 2005, Université de Technologie de Compiègne, France.

[10] M. AIMÉ, « Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.

[11] N.Celanovic and D.Boroyevich, « A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 37, March/April 2001.

[12] K.V. Patil, R.M. Mathur, J. Jiang, S.H. Hosseini, « Distribution System Compensation Using a New Binary Multilevel Voltage Source Inverter », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, N°2, pp. 459-464, April 1999.

[13] A. M. LIENHARDT, « Etude de la Commande et de L'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de Type SMC (Convertisseurs Multicellulaire Superposé) », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.

[14] N. Celanovic, « Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, September 2000.

[15] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, «Multilevel Power Converters », the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering, August 2007.

[16] J. P. Fèlix, « Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters », Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Industrial Engineering, Universitat Politècnica de Catalunya, Departament d'Enginyeria Electronica, November 2002.

[17] R. Rojas, T. Ohnishi and T. 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.

[18] A. Nabae, 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.

[19] F. Z. Peng, J. W. Mckeever and D. J. Adams, « A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N°6, pp. 1293-1298, November / December 1998.

[20] C.A. Martins, T.A. Meynard, X. Roboam and A.S. Carvalho, « A Predictive Sampling Scale for Direct Torque Control of the Induction Machine Fed by Multilevel Voltage Source Inverters », the European Physical Journal, AP 5, pp. 51-61, 1999.

[21] J. S. MARIÉTHOZ, « Etude Formelle pour la Synthèse de Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation et Commande », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.

[22] S. Sirisukprasert, « Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter », Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute, September 1999.

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

[24] Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto, and Bimal K. Bose, « A Neural 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/Junel 2002.

[25] Y. H. Lee, B. S. Suh and D. S. Hyun, « A Novel PWM Scheme for a Three Level Voltage Source Inverter With GTO Thyristors », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°2, pp.260-268, March/April 1996.

[26] H. Gheraia, E.M. Berkouk and G. Manesse, « Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive », the European Physical Journal, AP 15, pp. 105-115, 2001.

[27] D. Lalili, N. Lourci, E. Berkouk, F. Boudjema and J. Petzold, « Simplified Space Vector Pulse With Modulation Algorithm for Three Level Inverter With Neutral Point Potential Control », Research Journal of Applied Sciences 1 (1-4), pp. 19-25, 2006.

[28] E. M. Berkouk, « Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasée et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Application aux Gradateurs et aux Onduleurs Multiniveaux », Thèse de Doctorat, CNAM Paris, 1995.

[29] F. Zaamouche, « Etude et Analyse de la Commande des Onduleurs Multiniveaux par MLI vectorielle », Mémoire de Magister, Juin 2009, Université Badji Mokhtar Annaba, Algérie.

[30] F. Zaamouche, « The Three-Level Voltage Inverter Controlled by Space Vector PWM », Third International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies ICEEDT'09, Oct. 31- Nov. 2, 2009, Sousse, Tunisia

[31] M. V. Chary and A. Gupta, « Digital simulation of sinusoidal PWM inverter fed induction motor drive », in Conf. Rec. IEEE Int. Conf. on power electronics and drive systems (PEDS'99), pp. 411-415, July 1999, Hong Kong.

[32] P.S. Shete, R.G. Kanojiya and N.S. Maurya, « Performance of sinusoidal pulse width modulation based three phase inverter », IJCA Proc. on Inter. Conf on Emerging Frontiers in Technology for Rural Area (EFITRA), pp. 22-26, 2012.

[33] D. Holmes and T. Lipo, « Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice », Wiley-IEEE Press, 2003, pp. 215-258.

[34] Y.R. Manjunatha and M.Y. Sanavullah, « Comparative study of PWM inverters fed 3-phase induction motor », Asian power electronics journal, vol. 2, no. 2, pp. 98-102, Oct 2008.

[35] R. Cordero and J. O. P. Pinto, « Relationship between SPWM and SVPWM for undermodulation and overmodulation modes based on modified carrier signal », presented at the 9th IEEE/IAS Inter. Conf. on industry applications, Nov 2010, Sao Paulo.

[36] K. M. Rahman, M. A. Choudhury, M. R. Khan, M. A. Kashem and M. R. Yusoff, « Frequency modulated PWM for voltage source inverters », Inter. Journal of Power and Energy Systems, vol. 21, no. 2, pp. 74-80, 2001.

[37] K. Yamamoto and K. Shinohara, « Comparison between space vector modulation and subharmonic methods for current harmonics of DSP-based permanent –magnet AC servo

motor drive system », IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 143, no. 2, pp. 151-156, Mar 1996.

[38] S. Tunyasrirut, S. Srilad and T. Suksri, « Comparison power quality of the voltage source inverter type SVPWM and SPWM technique for induction motor drive », SICE Annual Conf., the University Electro-Communications, pp. 241-246, Aug 2008, Japan.

[39] R. Lund, « Multilevel power electronic converters for electrical motor drives », Doctoral thesis, Dept. Elect. Eng., Norwegian Univ., 2005.

[40] A. Kwasinski, P. T. Krein and P. L. Chapman, « Time domain comparison of pulse-width modulation schemes », IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 3, pp. 64-68, Sept 2003.

[41] B. Lang, M. Miao, W. Liu and G. Luo, « Simulation and experiment study of space vector pulse width modulation », presented at the 9th Inter. Conf. on electronic measurement and Instruments ICEMI'09, pp. 1-408/1-412, Aug 2009, Beijing.

[42] M. Khafallah, A. El afia, A. Saad and J. Ghouili, « Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI », IEEE CCECE/CCGEI, Saskatoon, pp. 578-582, May 2005.

[43] B. V. Perumal and J. K. Chatterjee, « SVPWM implementation in dSPACE for generalized impedance controller used for self excited induction generation system », in Conf. Rec. IEEE Int. Conf. on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES '06), pp. 1-6, Dec 2006.

[44] Z. Yu, « Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patters », Application Report SPRA524, Texas Instruments, March 1999.

[45] K. Zhou and D. Wang, « Relationship between space –vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis », IEEE trans. on Industrial Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, Feb 2002.

[46] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, « Synchronised PWM strategies based on space vector approach. Part 1: Principles of waveform generation », IEE Proc.-Electr. Power Appl. vol. 146, no. 3, pp. 267-275, May 1999.

[47] G. Narayanan and V. T. Ranganathan, « Extension of operation of space vector PWM strategies with low switching frequencies using different overmodulation algorithms », IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 788-798, Sept 2002.

[48] F. Zaamouche, S. Saad, A. Belhamra, F. Berrabah, « Comparative Study of PWM Inverter Techniques by Simulation and Experimental Tests », First International Conference on Electrical Energy and Systems ICEES'2013, Oct. 22- 24, 2013, Annaba, Algeria.

[49] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, « Simple Analytical and Graphica Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives », IEEE Trans. Power Elec., Vol. 14, No. 1, pp. 49-61, Jan. 1999.

[50] O. Ojo and S. Konduru, « A Discontinuous Carrier-Based PWM Modulation Method for the Control of Neutral Point Voltage of Three-Phase Three-Level Diode Clamped Converters », Power electronics specialists conference PESC'05. IEEE, 36th, pp. 1652-1658, 2005.

[51] A. Pevere and R. Petrella, « Discontinuous Hybrid Modulation Technique for Three-Phase Three-Level Neutral Point Clamped Inverters », Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, pp. 3992-3999, September 2013, Denver (USA).

[52] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, « A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm », IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol. 34, no. 5, pp. 1059-1071, September/October 1998.

[53] K. Basu, J. S. S. Prasad, and G. Narayanan, « Minimization of Torque Ripple in PWM AC Drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, no. 2, pp. 553-558, February 2009.

[54] E. R. D. Silva, E. C. D. Santos and C. B. Jacobina, « Pulse Width Modulation Strategies, Nonsinusoidal Carrier-Based PWM and Space Vector Modulation Techniques», IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE, pp. 37-45, June 2011.

[55] M. H. Reddy, G. Kishor and T. B. Reddy, « Digital Simulation of Hybrid PWM inverter Fed Induction Motor Using two Inductor Boost Converter », IEEE International Conference on Advances in Engineering Science and Management ICAESM, pp. 361-366, March 2012.

[56] N. R. Reddy, T. B. Reddy, J. Amarnath and D. S. Rayudu, « Simplified Space Vector Based Hybrid PWM Algorithm for Reduced Current Ripple », International Journal of Recent Trends in Engineering, Vol. 2, no. 5, November 2009.

[57] L. U. Sudha, J. Baskaran and S. Thamizharasan, « Hybrid PWM Strategies for Power Balance in H Bridge Inverter », International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC), pp. 536-539, 2014.

[58] F. Zaamouche, S. Saad, L. Hamiche and F. Chouaf, « Simulation and Experimental Tests of a Real-Time DPWM Technique for the Control of VSI-IM Drive », Revue des Sciences et de la Technologie, Synthèse 34, pp. 177-187, Avril 2017.

ANNEXE A

Les caractéristiques de la carte dSPACE DS1104 sont données dans le tableau de la figure suivante (document constructeur):

Parameter		Specification
Processor		■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip ■ On-chip PCI bridge (33 MHz)
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution

ANNEXE B

Paramètres de la machine asynchrone

Description	Valeurs	Unités
Résistance statorique	4.85	Ω
Résistance rotorique	3.085	Ω
Inductance statorique	0.274	H
Inductance rotorique	0.274	H
Inductance Mutuelle	0.258	H
Inertie du moteur	0.031	$Kg.m^2$
Coefficient de frottement	0.00114	N.m/rd/s
Nombre de paires de pôles	2	—
Puissance nominale	1.5	Kw

Résumé

Dans cette thèse, les résultats expérimentaux et de simulation de l'onduleur triphasé de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion discontinue appelée MLID-3 en anglais DPWM-3 correspondant à quatre saturations de 30° sont présentés. Cette technique est proposée pour remédier aux inconvénients de la technique de la modulation vectorielle (SVPWM) principalement la fréquence de modulation élevée et une augmentation des pertes de commutation de l'onduleur. Cette stratégie de commande est une technique simple et facile à générer avec le même schéma de commutation de la MLI vectorielle (SVPWM) avec moins de pertes de commutations et un taux de distorsion harmonique (THD) réduit. La principale motivation du présent travail est que la MLID n'est pas largement et profondément étudié et peut être présentée comme une alternative sérieuse à d'autres techniques. Les résultats obtenus ont montré que les pertes de commutations et le taux d'harmonique sont réduits. En outre, l'implémentation en temps réel de cette technique avec d'autres techniques telle que la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle dans un contrôleur (DS1104) dSPACE ont été réalisés. Les résultats obtenus par les tests de simulations et les tests expérimentaux sont présentés, discutés et analysés.

Mots Clés : Modulation discontinus, onduleur à MLI, DPWM, Harmoniques, les pertes de commutation

Abstract

In this thesis experimental and simulation results of three phase voltage source inverter (3P-VSI) controlled by a strategy called discontinuous pulse width modulation technique (DPWM_3) corresponding to four saturations of 30° are presented. This technique is proposed to overcome the disadvantages of the space vector pulse width modulation (SVPWM) mainly high modulation frequency and increased inverter switching losses. This control strategy is a simple and an easy technique generating the same switching pattern as space vector modulation with less switching losses and reduced total harmonic distortion (THD). The main motivation of the present work is that the DPWM is not largely and deeply investigated and can present a serious alternative to other PWM techniques such as sinusoidal pulse width modulation (SPWM) and space vector pulse width modulation (SVPWM). The obtained results have showed that with DPWM technique, switching losses and total harmonic distortion (THD) are reduced. Furthermore, the implementations of this technique with other techniques (SPWM and SVPWM) in a dSPACE (DS1104) controller are conducted. The obtained results of experimental and simulation tests are presented discussed and analyzed.

Key Words: Discontinuous modulation - PWM Inverter – DPWM – Harmonics - switching losses

ملخص

في هذه الأطروحة ، يتم عرض النتائج التجريبية والمحاكاة لمصدر الجهد العاكس ثلاثي الطور (3P-VSI) الذي تتحكم به تقنية تعديل عرض النبضة المتقطع (DPWM). ويقترح هذا الأسلوب للتغلب على عيوب تقنية تعديل عرض النبضة الشعاعي (SVPWM) أساسا العالية التردد و الزيادة في فقدان التحول للعاكس . هذه الإستراتيجية في التحكم هي تقنية بسيطة وسهلة لتوليد نفس الرسم البياني للنبض الشعاعي (SVPWM) مع أقل الخسائر في التحويل و نقص في معامل التشوه الكلي (THD). الدافع الرئيسي من هذا العمل هو أن تقنية DPWM لم تحلل على نطاق واسع وعميق، ويمكن تقديمها كبديل جدي لتقنيات أخرى .وأظهرت نتائج هذه التقنية DPWM، انه تم تخفيض الخسائر في التحويل و معامل التشوه الكلي .وعلاوة على ذلك، تم مناقشة و تحليل تطبيقات هذه التقنية في وحدة تحكم (DS1104) dSPACE.

كلمات المفاتيح :

تعديل متقطع - العاكس بتعديل عرض النبض - تعديل عرض النبض المتقطع - التشوه التوافقي الكلي - الخسائر في التحويل