

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Centre Universitaire Abdelhafid Boussouf – Mila
Institut des Sciences et de Technologie
Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N° Réf :

Projet de Fin d'Étude préparé en vue de l'obtention du diplôme

De **MASTER**

Spécialité : Électromécanique

Etude et commande de convertisseurs multiniveaux

Réalisé par :

- **BOUCHERMA Soufiane**
- **DEBBACHE Youcef Abd Eldjalil**

Soutenu devant le jury :

- | | |
|-------------------------|-------------------|
| - Dr. S. HADEF | Présidente |
| - Dr. R. BELAIDI | Examineur |
| - Dr. K. HIMOUR | Promoteur |

Année universitaire : 2024/2025

Dédicace

À mes parents,

Je vous exprime ma profonde reconnaissance. Ce parcours, aussi exigeant qu'enrichissant, n'aurait pu être accompli sans votre soutien constant et vos encouragements inestimables. Vous avez toujours été présents, avec bienveillance et patience, dans chaque étape de mon cheminement.

À mon épouse,

Merci pour ton amour fidèle, ta tendresse et ta présence rassurante. Ton soutien m'a été précieux tout au long de cette aventure.

À mon frère et mes sœurs,

Votre affection, votre patience et votre présence discrète ont été des piliers essentiels dans la réussite de ce projet.

À mes neveux, Djoud, Jamim, Madjed

Votre innocence et vos éclats de rire ont apporté lumière et douceur à mes journées.

À mes amis,

Merci pour votre amitié sincère, votre loyauté et votre soutien sans faille.

à mon binôme... DEB.BATCHI Youcef Abdeljalil

À vous tous, je tiens à exprimer ici ma gratitude la plus sincère et mes remerciements les plus profonds.

Soufiane

Dédicace

*Le mérite revient avant tout à ''ALLAH'' Merci, o mon Dieu,
d'avoir entendu mes prières, de ne m'avoir jamais abandonnée,
et de m'avoir guidée jusqu'à ce moment de réussite.*

à ma mère ... NADIA

*Merci maman pour ton amour, ton soutien et ta présence
rassurante. Tu es mon modèle, ma force et
la paix de mon cœur depuis toujours .*

à mon père ... ABDELKAYOUM

*A la lumière qui éclaire mon chemin , à la joie qui habite mon cœur,
à celle qui a toujours été la source de mon sourire.*

*à mes sœurs ines et amani, mon ami proche qui me dit toujours
"de rêver n'arrêtez pas "*

à mes grandes familles debbache et bellal .

à tous mes amis d'enfance, d'adolescence, jeunesse.

à mon binome ... Soufiane BOUCHERMA

*Je lui adresse mes sincères remerciements pour son soutien précieux.
Grâce à Dieu, puis à sa présence à mes côtés, j'ai pu atteindre cette étape.*

Que Dieu le récompense pour tout le bien qu'il m'a fait.

Remerciements

Avant tout, nous rendons grâce à Dieu, Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la force, la sagesse et la persévérance nécessaires à l'accomplissement de ce travail.

Nous tenons à exprimer notre plus sincère gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce projet.

Un immense merci à notre encadrant, Dr. Kamal HIMOUR, pour sa disponibilité, ses conseils précieux, sa rigueur scientifique et son soutien constant tout au long de ce travail.

Nous adressons également nos remerciements à l'ensemble de nos enseignants, qui nous ont transmis bien plus que des connaissances : une véritable méthode de réflexion, de recherche et d'apprentissage.

À nos familles, pour leur soutien moral inestimable, leur patience et leur confiance, même dans les moments de doute.

À nos amis, pour leurs discussions stimulantes, leurs encouragements, leurs pauses café revigorantes et pour les moments de motivation partagée.

Ce mémoire est le fruit d'un travail collectif, façonné par des efforts, des échecs, des ajustements... mais surtout une grande passion.

Enfin, à toutes celles et ceux qui ont croisé notre chemin tout au long de ce parcours, un grand merci

Liste des symboles et abréviations

Liste des symboles et abréviations

NPC	Neutral Point Clamped.
THD	Le taux global de distorsion harmonique.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PWM	pulse width modulation.
PWM-ST	MLI sinus triangle.
SVPWM	MLI vectoriel.
E	Tension continue à l'entrée l'onduleur NPC.
N	Le nombre de niveaux de tension obtenus.
K	Le nombre de commutateurs principaux.
D	Le nombre de diodes principaux.
Dc	Le nombre de diodes clampées.
C	Le nombre de condensateurs d'équilibrage.
HZ	Hertz.
H	Le rang des harmoniques.
S	Le nombre de sources à courant continu.
U_{c2}	La tension continue au borne du condensateur C2.
U_{c1}	La tension continue au borne du condensateur C1.
P	Puissance active.
S	Puissance apparente.
DD_{K1},	Les diodes médianes de l'interrupteur K ₁ .
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases la charge et le point milieu o.
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les tensions composées aux bornes de la charge.
V_{Ka1}, V_{Ka2}, V_{Ka3}, V_{Ka4}	Les tensions inverses appliquées aux bornes des interrupteurs
V_{ki}	La tension aux bornes de l'interrupteur bidirectionnel K _i
X	Le vecteur d'état
BK	Commande externe (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi- conducteur bicommandable Ti).
C₁	Condensateur de bus d'entrée à l'onduleur NPC à 3 niveaux
C₂	Condensateur de bus d'entrée à l'onduleur NPC à 3 niveaux
F_{Ks}	Fonction de connexion, avec (k=1, 2, 3) et (s=1, 2, 3).
F_{bK0}	Fonction de connexion du demi-bras en bas.

Liste des symboles et abréviations

F_{bK1}	Fonction de connexion du demi bras en haut.
$K_{a1}, K_{a2}, K_{b1}, K_{b2}, K_{c1}, K_{c2}$	Les commutateurs en haut de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$K_{a3}, K_{a4}, K_{b3}, K_{b4}, K_{c3}, K_{c4}$	Les commutateurs en bas de l'onduleur NPC à trois niveaux de tension.
$M(t)$	Matrice de conversion composée.
$N(t)$	Matrice de conversion simple.
O	Le point milieu entre les condensateurs C1, et C2.
T	La période de modulation.
T_i	Semi-conducteur commandé (IGBT, GTO).
$K_i ; K'_i$	Interrupteurs de l'onduleur.
$V_{réf}$	Tension de référence.
$A_r(v)$	Amplitude de la référence
A_p	Amplitude de la porteuse triangulaire.
F_r (Hz)	Fréquence de la tension de référence.
F_p (Hz)	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Coefficient de réglage en tension

Table des matières

Table des matières

Liste des symboles et Abréviations.....	I
Table des matières.....	III
Liste des tableaux.....	VI
Liste des figures.....	VIII
Introduction générale.....	01

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs multiniveaux

I.1 Introduction.....	03
I.2 Convertisseur statique	03
I.1 Définition des onduleurs	04
I.1.1 Applications des onduleurs	04
I.1.2 Classification des Onduleurs.....	04
I.1.3 Types d'onduleurs autonomes de tension	06
I.1.3.a Les onduleurs monophasés	06
I.1.3.b Les onduleurs triphasés.....	07
I.1.4 Les paramètres de performance de l'onduleur	08
I.2 Introduction aux onduleurs multiniveaux	09
I.2.1 Avantages des onduleurs multiniveaux	09
I.2.2 Principe de fonctionnement de base.....	10
I.2.3 Topologies des onduleurs multiniveaux	10
I.2.3.a Onduleur en cascade à pont H.....	10
I.2.3.b Onduleur à diodes clampées (Neutral Point Clamped NPC)	12
I.2.3.c Onduleur à capacités flottantes	13
I.2.3.d Onduleur modulaire multiniveaux	14
I.2.3.e Autres topologies	15
I.2.3.f Synthèse comparative	16
I.3 Stratégies de commande de l'onduleur	17
I.3.1 Modulation de la Largeur d'Impulsions	17

I.3.1.a Définition	17
I.3.1.b Principe de fonctionnement	18
I.3.2 Développements des différentes techniques de MLI	19
I.3.2.a Technique MLI sinusoïdale (MLIS)	19
I.3.2.b Technique de MLI vectorielle (MLIV)	22
I.3.2.c Technique de MLI hybride (MLIH)	23
I.3.2.d Technique de MLI discrète « discontinues » (MLID)	25
I.4 Conclusion	29
 Chapitre II : Modélisation et commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	
II.1 Introduction	30
II.2 Le convertisseur NPC à trois niveaux	30
II.2.1 Structure de convertisseur NPC à trois niveaux	30
II.2.2 Principe de fonctionnement de convertisseur NPC à trois niveaux	31
II.2.3 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	33
II.3 Modèle de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	36
II.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	36
II.3.2 Commande complémentaire	36
II.3.3 Fonctions de connexion	38
II.3.4 Modélisation des valeurs instantanées	39
II.3.5 Matrice de conversion simple $[N(t)]$	42
II.3.6 Matrice de conversion composée $[M(t)]$	43
II.4 Stratégies de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	44
II.4.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	44
II.4.2 Commande MLI modulante sinusoïdale	44
II.4.3 Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires en disposition de phase (PD)	45
II.5 La Modulation vectorielle	45
II.6 Conclusion	56
 Chapitre III : Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC	
III.1 Introduction	57
III.2 Structure générale de l'onduleur à cinq niveaux	57

III.3	Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux	58
III.4	Commandabilité des convertisseurs statiques	63
III.4.1	Fonction de connexion.....	64
III.4.2	Commande complémentaire	64
III.4.3	Fonction de connexion du demi-bras	67
III.5	Stratégies de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC	72
III.5.1	Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	72
III.5.2	Commande MLI modulante sinusoïdale	72
III.5.3	Commande MLI à quatre porteuses unipolaires	73
III.6	Les Avantages et les inconvénients.....	74
III.7	Conclusion.....	74

Chapitre IV : Résultats de simulation

IV.1	Introduction.....	75
IV.2	Simulation MLI-ST de l'onduleur trois niveaux de type NPC	75
IV.3	Simulation MLI-vectorielle de l'onduleur trois niveaux de type NPC	92
IV.4	Simulation MLI-ST de l'onduleur cinq niveaux de type NPC	98
IV.5	Étude de l'effet du type de porteuse dans la commande MLI d'un onduleur NPC sur le comportement d'une machine asynchrone	115
IV.6	Conclusion	121
	conclusion generale	122
	Références bibliographiques.....	123
	Les Annexes	
	Résumé	

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs multiniveaux

Tableau I.1 : le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multi niveaux.	16
--	----

Chapitre II : Modélisation et commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

Tableau II.1 : Les tensions de sorties de chaque bras de l'onduleur	32
Tableau II.2 : Logique correspondante à la commande N° 1	37
Tableau II.3 : Logique correspondante à la commande N° 2	37
Tableau II.4 : Logique correspondante à la commande N° 3	38
Tableau II.5 : Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.....	49
Tableau II.6 : Critères de sélection de la région	53
Tableau II.7 : Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteurs de tension dans les différents secteurs et régions.....	54
Tableau II.8 : Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région	55

Chapitre III : Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC

Tableau III.1 : Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux.....	64
--	----

Chapitre IV : Résultats de simulation

Tableau IV.1 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec $m=24$	79
Tableau IV.2 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI POD avec $m=24$	83
Tableau IV.3 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI bipolaire POD avec $m=24$	86
Tableau IV.4 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois pour $m=24$	89
Tableau IV.5 : Variation THD en fonction de l'indice de modulation des quatre stratégies	90
Tableau IV.6 : Variation THD en fonction de rapport de fréquence des quatre stratégies	91
Tableau IV.7 : Critères de sélection de la région.....	95
Tableau IV.8 : Calcul des temps de commutation	96

Liste des tableaux

Tableau IV.9 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec $m=24$	102
Tableau IV.10 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI POD avec $m=24$	105
Tableau IV.11 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI bipolaire POD avec $m=24$	108
Tableau IV.12 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois avec $m=24$	112
Tableau IV.13 : Variation THD en fonction de l'indice de modulation des quatre stratégies ..	113
Tableau IV.14 : Variation THD en fonction de rapport de fréquence des quatre stratégies	114
Tableau IV.15 : THD de la tension Onduleur 3 niveaux et du courant du mas.....	120
Tableau IV.16 : THD de la tension Onduleur 5 niveaux et du courant du mas.....	120

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les onduleurs multiniveaux

Figure I.1 : Type de convertisseurs statiques.....	03
Figure I.2 : Convertisseur DC-AC (onduleur)	04
Figure I.3 : Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu	06
Figure I.4 : Onduleur en demi-pont.....	07
Figure I.5 : Montage d'un onduleur monophasé en pont complet.....	07
Figure I.6 : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.....	08
Figure I.7 : Convertisseur en H trois niveaux	11
Figure I.8 : Forme des signaux obtenus avec un convertisseur pont H trois niveaux.....	11
Figure I.9 : Circuit d'une branche d'onduleur à capacités flottantes	13
Figure I.10 : Circuit d'une branche d'onduleur modulaire multi-niveaux	14
Figure I.11 : Onduleur à neuf niveaux par association en cascade de convertisseurs à condensateurs flottantes	15
Figure I.12 : Les différentes techniques MLI (PWM)	19
Figure I.13 : Signal combiné Porteuse/Référence.....	20
Figure I.14 : principe de la technique MLI sinusoïdale (sinus-triangle).....	21
Figure I.15 : Formes d'ondes des modulantes V_{ref} , $V_{ref'}$ de leur fondamental et de la composante homopolaire (séquence zéro) U_0 injectée	26
Figure I.16 : Technique d'intersection triangulaire basée sur PWM utilisant le principe de l'injection de séquence zéro	27
Figure I.17 : Chronogramme des impulsions basé sur la MLI à deux phases (DPWM)	28

Chapitre II : Modélisation et commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

Figure II.1 : Structure d'un onduleur à topologie NPC	31
Figure II.2 : Etats de commutations, commandes associées et tension de sortie de l'onduleur .	32
Figure II.3 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 1 ^{ère} configuration du 1 ^{er} bras	34
Figure II.4 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 2 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras	35
Figure II.5 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 3 ^{ème} configuration du 1 ^{er} bras .	35
Figure II.6 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode	38
Figure II.7 : Présentation dans le plan (α , β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension	47

Figure II.8 : Représentation dans le plan (α , β) des secteurs de la commande vectorielle	51
Figure II.9: Le principe de décomposition du vecteur de référence	52

Chapitre III : Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC

Figure III.1 : Schéma d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.....	58
Figure III.2 : 1 ^{ère} configuration du 1er bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	59
Figure III.3 : 2 ^{ème} configuration du 1er bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	60
Figure III.4 : 3 ^{ème} configuration du 1er bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	61
Figure III.5 : 4 ^{ème} configuration du 1er bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	62
Figure III.6 : 5 ^{ème} configuration du 1er bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	63
Figure III.7 : Les signaux de commande de chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao}	67

Chapitre IV : Résultats de simulation

Figure IV.1 : Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD	76
Figure IV.2 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$)	77
Figure IV.3 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$)	77
Figure IV.4 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$)	78
Figure IV.5 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$)	78
Figure IV.6 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$)	79
Figure IV.7 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$)	79
Figure IV.8 : Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD.....	80
Figure IV.9 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$)	81
Figure IV.10 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$)	81
Figure IV.11 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$)	81
Figure IV.12 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$)	82
Figure IV.13 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$)	82

Figure IV.14 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$)	82
Figure IV.15 : Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires POD.....	84
Figure IV.16 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).....	84
Figure IV.17 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$)	84
Figure IV.18 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).....	85
Figure IV.19 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$)	85
Figure IV.20 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$).....	85
Figure IV.21 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$)	86
Figure IV.22 : Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois	87
Figure IV.23 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$)	87
Figure IV.24 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$)	88
Figure IV.25 La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$)	88
Figure IV.26 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$)	88
Figure IV.27 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$)	89
Figure IV.28 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$)	89
Figure IV.29 : Les tensions triphasées de référence dans le plan abc.....	92
Figure IV.30 : Les tensions triphasées de référence dans le plan $\alpha\beta$	93
Figure IV.31 : Secteurs du vecteur de tension dans Le plan $\alpha\beta$	93
Figure IV.32 : Les régions du vecteur de tension dans Le plan $\alpha\beta$	95
Figure IV.33 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur (svpwm)	96

Figure IV.34 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (svpwm)	96
Figure IV.35 : Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires PD	99
Figure IV.36 La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$).....	100
Figure IV.37 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$)	100
Figure IV.38 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$) ...	100
Figure IV.39 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$)	101
Figure IV.40 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$) ...	101
Figure IV.41 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$).....	101
Figure IV.42 : Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires POD	103
Figure IV.43 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$) ..	103
Figure IV.44 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$)	103
Figure IV.45 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$)	104
Figure IV.46 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$)	104
Figure IV.47 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$)	104
Figure IV.48 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$).....	105
Figure IV.49 : Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires POD	106
Figure IV.50 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).....	106
Figure IV.51 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$)	107
Figure IV.52 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).....	107
Figure IV.53 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$)	107
Figure IV.54 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$).....	108

Figure IV.55 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$)	108
Figure IV.56 : Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois.....	109
Figure IV.57 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$)	110
Figure IV.58 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$)	110
Figure IV.59. : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$)	111
Figure IV.60 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$)	111
Figure IV.61 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$)	112
Figure IV.62 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$)	112
Figure IV.63 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=24$, $r=0.8$	115
Figure IV.64 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=0.8$	116
Figure IV.65 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=0.8$	116
Figure IV.66 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$	117
Figure IV.67 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (PD) $m=24$, $r=0.8$	118
Figure IV.68 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (POD) $m=24$, $r=0.8$	118
Figure IV.69 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires en disposition des phases (POD) $m=24$, $r=0.8$	119

Figure IV.70 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$	119
--	-----

Introduction générale

Introduction Générale

L'électronique de puissance est aujourd'hui un domaine incontournable de l'ingénierie électrique. Elle intervient dans de nombreux secteurs tels que la production et la distribution d'électricité, les systèmes de transport (ferroviaire, maritime, urbain), les énergies renouvelables et les processus industriels [1], [2]. Dans un contexte où la demande en énergie est croissante, il devient indispensable d'améliorer la performance et la qualité des systèmes de conversion d'énergie électrique [3].

Les convertisseurs statiques, qui assurent la transformation de la forme du signal électrique (tension ou courant), jouent un rôle fondamental dans ces applications. On distingue principalement quatre types de conversion :

- DC/DC (hacheur) : conversion d'une tension continue en une autre tension continue commandable.
- DC/AC (onduleur) : conversion d'une tension continue en une tension alternative.
- AC/DC (redresseur) : conversion d'une tension alternative en tension continue.
- AC/AC (gradateur) : conversion d'une tension alternative en une autre tension alternative commandable [2].

Parmi ces dispositifs, l'onduleur occupe une place centrale, notamment pour son rôle dans la conversion de l'énergie continue (provenant par exemple de panneaux photovoltaïques) en énergie alternative. Cependant, les onduleurs classiques à deux niveaux présentent certaines limitations en termes de tension de sortie, de puissance maximale et de qualité spectrale (présence d'harmoniques, pertes, etc.) [3], [4]. Pour répondre à ces problématiques, les structures d'onduleurs multiniveaux ont été introduites [5].

Les convertisseurs multiniveaux permettent de générer une tension de sortie plus proche de la sinusoïde, en réduisant significativement le taux de distorsion harmonique (THD). Ce type d'architecture consiste à utiliser plusieurs niveaux de tension par phase, ce qui nécessite une commande plus complexe mais garantit une meilleure qualité du signal de sortie [6]. Trois principales topologies sont couramment utilisées :

- Les onduleurs à diodes de clamping (NPC - Neutral Point Clamped),
- Les onduleurs à cellules imbriquées (Flying Capacitor),
- Les onduleurs en cascade (CHB - Cascaded H-Bridge).

Dans ce mémoire, nous nous intéressons particulièrement à la structure NPC, qui permet une distribution équilibrée des tensions et des contraintes sur les interrupteurs.

Ce type d'onduleur, associé à une stratégie de modulation adaptée, offre une bonne solution pour les applications nécessitant des tensions élevées et une faible distorsion harmonique [7].

La qualité du signal de sortie d'un onduleur dépend étroitement de la stratégie de modulation utilisée. Parmi les plus répandues, on trouve :

- La modulation en onde entière,
- La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (MLI-SPWM),
- La modulation vectorielle (SVM - Space Vector Modulation).

Dans notre étude, nous analysons l'impact du nombre de niveaux de l'onduleur NPC ainsi que celui des stratégies de commande sur les performances du système. L'objectif est de comparer différentes techniques de modulation (SPWM et SVM) afin d'identifier celle qui permet d'obtenir le meilleur compromis entre complexité, efficacité et qualité du signal [8].

Ainsi que l'étude de l'effet du type de porteuse dans la commande MLI d'un onduleur NPC sur le comportement d'une machine asynchrone.

Notre travail repose principalement sur des simulations numériques sous MATLAB/Simulink, qui permettent de modéliser le comportement du système dans différents scénarios. Les performances seront évaluées notamment en termes de distorsion harmonique, de forme d'onde de tension.

Nous avons structuré ce mémoire en quatre chapitres :

- Chapitre 1 : Généralités sur les onduleurs multiniveaux.
- Chapitre 2 : Modélisation et commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.
- Chapitre 3 : Modélisation et commande de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.
- Chapitre 4 : Résultats de simulation.

Enfin, une conclusion générale synthétisera les principaux résultats obtenus.

CHAPITRE I :

Généralités sur les onduleurs multiveaux

I.1 Introduction

La conversion d'énergie DC-AC à l'aide de convertisseurs statiques tels que les onduleurs de tension est une fonction essentielle de l'électronique de puissance en pleine croissance. Ils existent dans la plus large gamme d'applications, dont les plus connues sont sans aucun doute les variations de vitesse des moteurs à courant alternatif, les alimentations de sécurité, etc. Dans ce chapitre, nous allons présenter la structure, le principe de fonctionnement général et les différents types d'onduleurs. ensuite l'étude générale des onduleurs de tension multiniveaux. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous aborderons les différentes méthodes de commande.

I.2 Convertisseur statique

L'alimentation des dispositifs électrotechniques (moteurs, chauffage par induction, éclairage...) nécessite des convertisseurs d'énergie capables d'adapter la nature et la qualité de l'énergie aux besoins.

Un convertisseur statique est un dispositif d'électronique de puissance qui transforme les caractéristiques de l'énergie électrique (tension, courant, fréquence) d'une forme à une autre sans utiliser de pièces mobiles, en s'appuyant sur la commutation rapide de composants semi-conducteurs.

Suivant le type de système à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques.

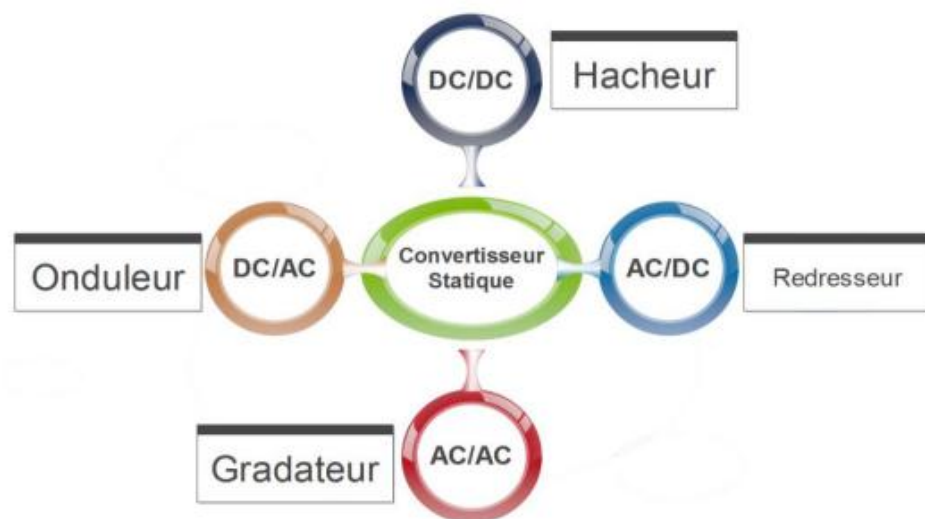


Figure I.1 : Type de convertisseurs statiques.

I.1 Définition des onduleurs

L'onduleur est un convertisseur statique et un dispositif d'électronique de puissance utilisé dans certains systèmes électriques pour convertir l'énergie et protéger l'alimentation en cas de coupure. Il assure la conversion de l'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) grâce à des composants d'électronique de puissance, notamment des semi-conducteurs commandés par un système de commande qui permet de réguler l'état de l'interrupteur (ouvert ou fermé) à l'aide de techniques spéciales et de la complémentarité entre deux interrupteurs dans un bras pour fournir une tension de sortie alternative acceptable avec une fréquence ou une amplitude variable.

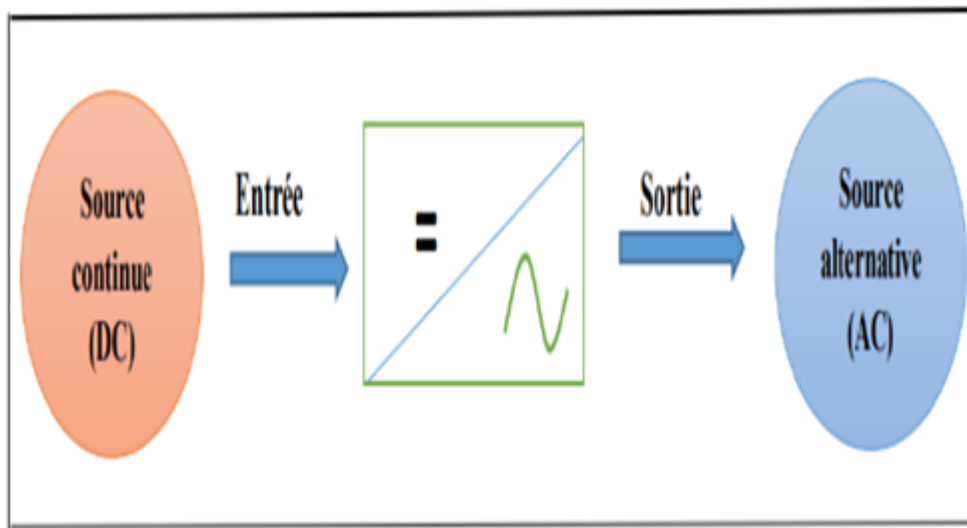


Figure I.2 : Convertisseur DC-AC (onduleur).

I.1.1 Applications des onduleurs

Il existe plusieurs applications parmi lesquelles :

- Production de tension alternative
- Alimentation des appareils électriques autonomes
- Protection contre les surtensions et coupure de réseau informatique
- Commande des machines à courant alternatif

I.1.2 Classification des Onduleurs

Selon la forme de la tension de sortie, on classe les onduleurs en plusieurs catégories :

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance ».

I.1.2.a Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.

I.1.2.b Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou les autres semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de courants.
- Les onduleurs de tensions.

I.1.2.b.i Les onduleurs (autonomes) de courants

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

I.1.2.b.ii Les Onduleurs (autonomes) de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » est donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

I.1.2.c Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.

I.1.3 Types d'onduleurs autonomes de tension

I.1.3.a Les onduleurs monophasés

Les onduleurs monophasés Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur pushpull.
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont.
- Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont.

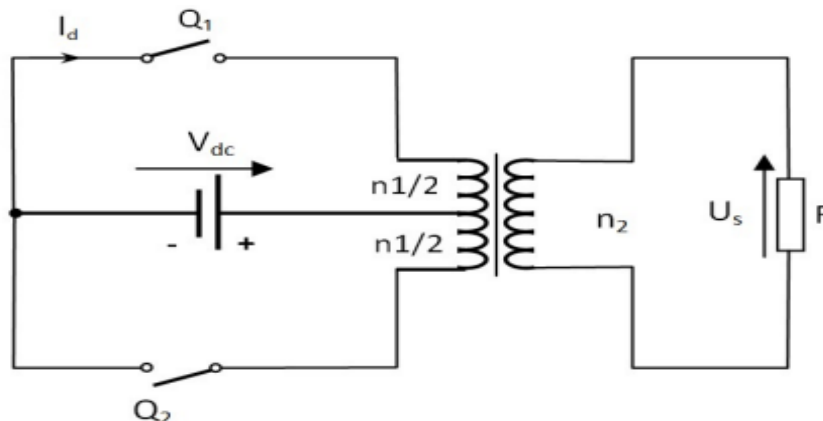


Figure I.3 : Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu.

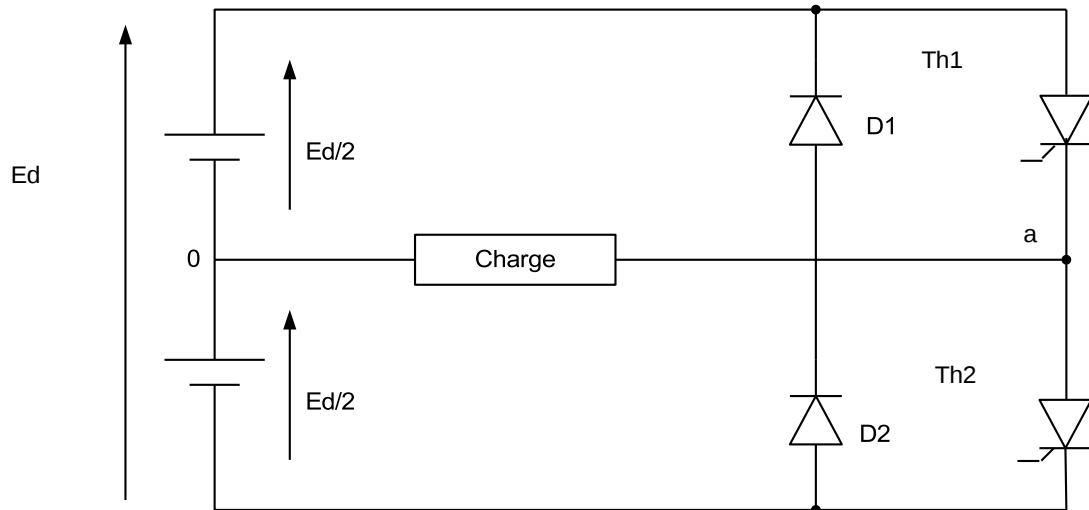


Figure I.4: Onduleur en demi-pont.

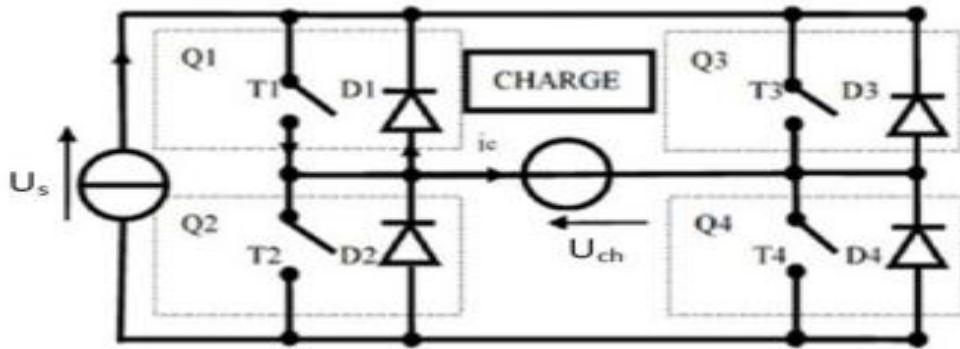


Figure I.5 : Montage d'un onduleur monophasé en pont complet.

I.1.3.b Les onduleurs triphasés

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En effet, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la figure I.13 dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts.

Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à

contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

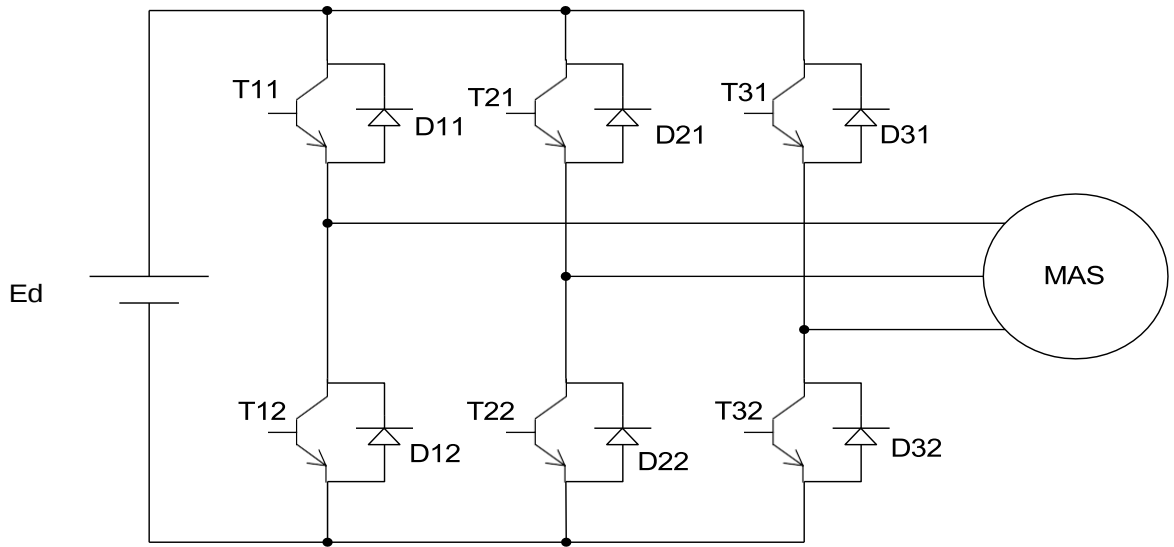


Figure I.6 : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.

I.1.4 Les paramètres de performance de l'onduleur

I.1.4.a Facteur de distorsion harmonique (THD)

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale ; il est donné comme suit :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_{eff2}^2 - V_{eff1}^2}}{V_{eff1}} \quad (\text{I.1})$$

V_{eff} : La valeur efficace de la tension de sortie (V_s).

V_{eff1} : La valeur efficace de la première harmonique (fondamentale) de la tension de sortie.

I.1.4.b Facteur du courant harmonique (HCF)

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de la charge fortement inductive et filtrera en dehors les harmoniques de tension.

$$\text{HCF} = \frac{100}{C(1)} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad (\text{I.2})$$

I.1.4.c Facteur de distorsion (DF)

Il est défini par l'équation suivante :

$$DF^2 = \frac{100}{v_{eff}} \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad (I.3)$$

I.2 Introduction aux onduleurs multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus utilisés grâce à leurs divers avantages [9]. Ils sont capables de générer plus de deux niveaux de tensions de sortie, permettant de délivrer une tension de meilleure qualité que les convertisseurs à deux niveaux et de réduire ainsi le dimensionnement du filtre de sortie.

Parmi les topologies des convertisseurs multiniveaux on trouve les onduleurs à cellules imbriquées, les onduleurs multiniveaux symétriques, les onduleurs asymétriques, les convertisseurs « clampé » par le point neutre NPC (Neutral-point Clamped).

I.2.1 Avantages des onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multi-niveaux présentent plusieurs avantages par rapport aux onduleurs classiques :

- Meilleure qualité de la forme d'onde : La tension de sortie se rapproche davantage d'une sinusoïde parfaite, réduisant ainsi la distorsion harmonique totale (THD).
- Réduction des contraintes sur les composants : Les interrupteurs de puissance sont soumis à des tensions plus faibles, ce qui permet d'utiliser des composants moins coûteux et plus fiables.
- Diminution des pertes par commutation : La fréquence de commutation peut être réduite tout en maintenant une bonne qualité de la forme d'onde.
- Possibilité de fonctionnement à haute tension : En répartissant la tension totale sur plusieurs niveaux, on peut atteindre des tensions de sortie plus élevées.
- Réduction des interférences électromagnétiques : Grâce à des variations de tension plus faibles entre chaque niveau.

I.2.2 Principe de fonctionnement de base

Le principe fondamental d'un onduleur multi-niveau consiste à combiner plusieurs sources de tension continue (DC) pour générer une tension alternative (AC) à plusieurs niveaux.

Voici les étapes simplifiées :

- A. Découpage de la tension totale :** La tension continue d'entrée est divisée en plusieurs niveaux intermédiaires.
- B. Commutation séquentielle :** Les interrupteurs de puissance sont activés dans un ordre précis pour générer les différents niveaux de tension.
- C. Synthèse de la forme d'onde :** La combinaison des différents niveaux de tension permet de créer une forme d'onde en escalier qui se rapproche d'une sinusoïde.
- D. Filtrage :** Un filtre de sortie peut être ajouté pour lisser davantage la forme d'onde et éliminer les harmoniques indésirables. Plus le nombre de niveaux est élevé, plus la forme d'onde de sortie se rapproche d'une sinusoïde parfaite, améliorant ainsi la qualité de l'énergie fournie.

I.2.3 Topologies des onduleurs multiniveaux

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux, chacune ayant ses propres caractéristiques, avantages et inconvénients.

I.2.3.a Onduleur en cascade à pont H

Cette topologie (Peng et al; 1996) consiste à mettre en cascade plusieurs onduleurs en pont H monophasés de trois niveaux. Chaque pont est alimenté par une source de tension continue distincte. Ce qui fait que pour n onduleurs en cascade, la tension de sortie peut être constituée de $(2n+1)$ niveaux.

En comparaison avec les deux topologies suivantes, nous remarquons que nous pouvons obtenir le même nombre de niveaux avec le même nombre d'interrupteurs et sans diodes de calage ni de capacités flottantes. Néanmoins, pour chaque paire de niveaux additionnelle il faut une source de tension supplémentaire, ce qui représente un inconvénient majeur pour cette topologie.

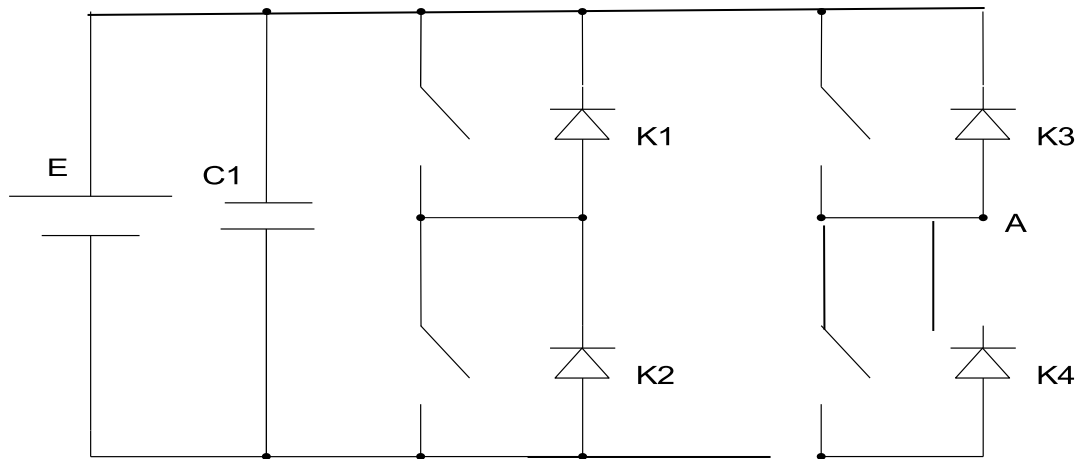


Figure I.7 : Convertisseur en H trois niveaux.

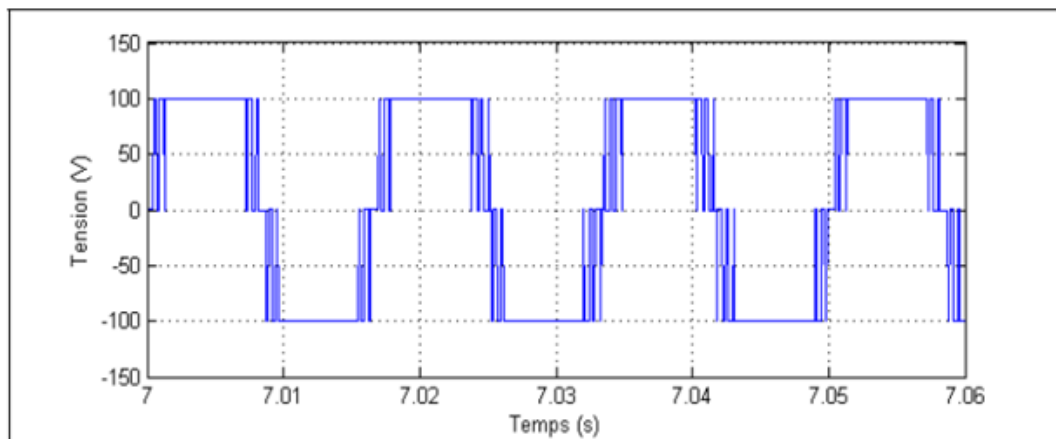


Figure I.8 : Forme des signaux obtenus avec un convertisseur pont H trois niveaux.

I.2.3.a.i Avantages

- Structure simple et modulaire.
- Facile à contrôler.
- Pas besoin de diodes de clamping ou de capacités flottantes.

I.2.3.a.ii Inconvénients

- Nécessite de nombreuses sources DC isolées.

I.2.3.b Onduleur à diodes clampées (Neutral Point Clamped NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multiniveaux est le NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et al [10].

L'onduleur multi-niveau à diodes clampées, également connu sous le nom d'onduleur multiniveaux NPC, utilise des diodes pour limiter la tension appliquée aux composants de puissance. Son fonctionnement repose sur la connexion en série de condensateurs, ce qui permet de diviser la tension du bus continu.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions.

I.2.3.b.i Avantages

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- 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.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique.

I.2.3.b.ii Inconvénients

- Complexité croissante avec le nombre de niveaux.
- L'exigence des diodes à fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit.
- Déséquilibre possible des tensions des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes.

- Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.

I.2.3.c Onduleur à capacités flottantes

Un onduleur à capacités flottantes utilise des condensateurs pour créer plusieurs niveaux de tension, ce qui permet de produire une tension de sortie plus proche d'une onde sinusoïdale. Les condensateurs sont chargés et déchargés de manière contrôlée.

I.2.3.c.i Principes de base

Dans cette topologie, chaque branche de cet onduleur, comporte quatre interrupteurs contrôlables et quatre diodes, et trois condensateurs, deux sont branchés en parallèle avec la tension d'entrée V_{dc} et la troisième capacité remplace les deux diodes de blocage. Comme représenté à la Figure suivante.

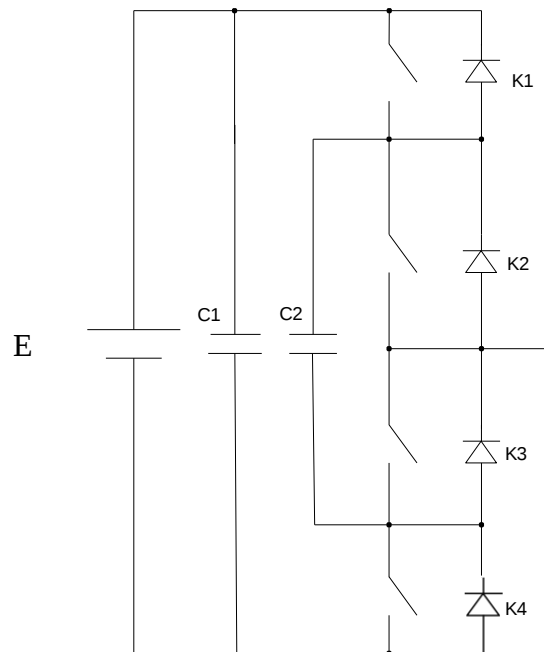


Figure I.9 : Circuit d'une branche d'onduleur à capacités flottantes.

Pour un convertisseur à condensateurs flottants à N -niveaux de tensions, nous avons $2N-1$ séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour un convertisseur à condensateurs flottants à trois niveaux on a quatre séquences de fonctionnement.

I.2.3.c.ii Avantages

- Flexibilité dans la synthèse des niveaux de tension.
- Répartition naturelle des contraintes en tension sur les interrupteurs.

I.2.3.c.iii Inconvénients

- Contrôle complexe pour maintenir l'équilibre des tensions des condensateurs.
- Coût élevé dû au grand nombre de condensateurs.

I.2.3.d Onduleur modulaire multiniveaux

Un onduleur modulaire multi-niveau (Modular Multilevel Converter MMC) est constitué de nombreux sous-modules connectés en série pour former des niveaux de tension multiples, permettant une conversion de puissance efficace et flexible.

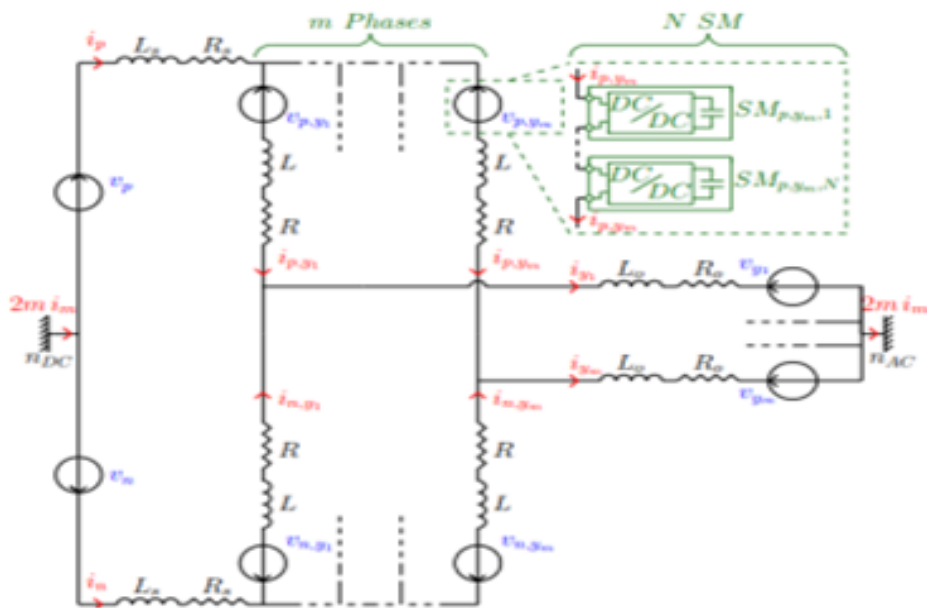


Figure I.10 : Circuit d'une branche d'onduleur modulaire multiniveaux.

I.2.3.d.i Avantages

- Excellente qualité de la forme d'onde de sortie.
- Adapté aux applications à très haute tension.
- Redondance intrinsèque.

I.2.3.d.ii Inconvénients

- Contrôle complexe.
- Nécessite un grand nombre de composants

I.2.3.e Autres topologies

Outre, les topologies discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi-niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont :

I.2.3.e.i Convertisseur multiniveaux en cascade

En Application de la haute tension il est possible d'exploiter les avantages des topologies décrites ci-dessus. Un convertisseur multi niveaux en cascade est réalisé en remplaçant l'onduleur monophasé formant la topologie En cascade par à diode de bouclage ou à condensateurs flottants. La figure I.11 illustre le circuit de cette nouvelle topologie.

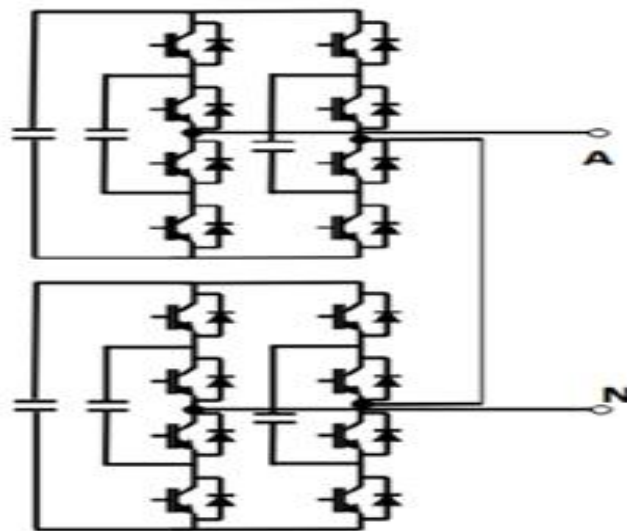


Figure I.11 : Onduleur à neuf niveaux par association en cascade de convertisseurs à condensateur flottante.

I.2.3.e.ii Le convertisseur à commutation douce

La commutation douce est une méthode qui a pour objectif de diminuer les pertes de commutation et d'augmenter le rendement du convertisseur, cette technique est réalisée des convertisseurs conventionnels.

I.2.3.e.iii Convertisseurs multiniveaux généralisés

Cette topologie fut présentée par Peng en 2001 comme une structure de convertisseur de laquelle les convertisseurs à diode de bouclage et condensateurs flottants peuvent être déduits.

I.2.3.e.iv Le convertisseur asymétrique hybride

I.2.3.e.v Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement

I.2.3.e.vi Les convertisseurs reliés par transformateur

I.2.3.e.vii Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC.

I.2.3.f Synthèse comparative

Le tableau I.1 récapitule, pour le même nombre de niveaux N de la tension simple de sortie, le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multi niveaux permettant l'équilibrage de la contrainte en tension exercée sur les interrupteurs les constituant.

Tableau I.1 : Le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multiniveaux.

Composants	Interrupteurs de commutation	Diodes	Condensateur	Diodes de blocage	Capacités de bouclage
d'onduleur NPC	$2(N-1)$	$2(N-1)$	$(N-1)$	$(N-1)(N-2)$	0
d'onduleur Cascade	$2(N-1)$	$2(N-1)$	$(N-1)$	0	0
d'onduleur Condensateurs flottants	$2(N-1)$	$2(N-1)$	$(N-1)/2$	0	$(N-1)(N-2)/2$

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi-niveau 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.

I.3 Stratégies de commande de l'onduleur

Le développement de la commande en vitesses variables des machines asynchrones et des techniques d'asservissement associées, a favorisé l'utilisation des onduleurs de tension multiniveaux.

Différentes méthodes de commandes de ces convertisseurs ont été développées, avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale, ayant le moins d'harmoniques possible. Mais celle qui s'adapte le mieux aux convertisseurs statiques est la stratégie de commande MLI « Modulation de Largeur d'Impulsions ». [11]

I.3.1 Modulation de la Largeur d'Impulsions

I.3.1.a Définition

La modulation de la largeur d'impulsions est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques, servant d'interface entre une charge (machine électrique) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM) [12][13].

I.3.1.b Principe de fonctionnement

Son principe de fonctionnement est la détermination des durées de modulation (portions de temps) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et d'extinctions des composants du convertisseur et de minimiser d'un côté les pertes dans les interrupteurs de l'onduleur et d'autre côté les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

A l'inverse des autres techniques de commande où le filtrage de la tension ou du courant de sortie est difficile et onéreux, ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance, (rappelant que les premiers harmoniques à éliminer, harmonique 3 ou 5, ont une fréquence très voisine de celle du fondamental), la modulation de largeur d'impulsion s'avère être une technique très efficace, permettant de se rapprocher du signal désiré et de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).

Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électroniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [14][15].

Parmi ces différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion, on a (figure I.12):

- MLI sinusoïdale « sinus-triangle » (STPWM)
- MLI vectorielle (SVPWM)
- MLI hybride (HPWM)
- MLI discrète « discontinue » (DPWM)

Pour un entraînement à courant alternatif performant, on préfère une stratégie de commande évoluée.

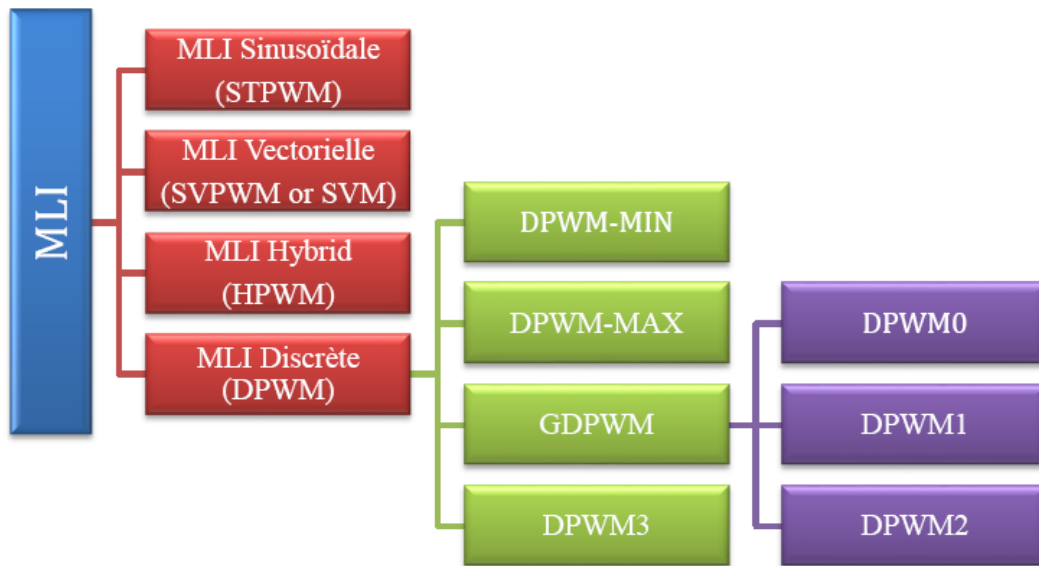


Figure I.12 : Les différentes techniques MLI (PWM).

I.3.2 Développements des différentes techniques de MLI

I.3.2.a Technique MLI sinusoïdale (MLIS)

I.3.2.a.i Définition

La MLI Sinus-Triangle ou MLI sinusoïdale (STPWM), utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de basse fréquence « f_m » appelée 'modulante', et un signal triangulaire de haute fréquence « f_p » appelé 'porteuse'. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse à chaque demi-cycle, tandis que la fréquence d'onde de référence détermine la fréquence de sortie.

La valeur de la tension de sortie peut être modifiée de 0 à sa valeur maximale en changeant le coefficient de réglage. Cette stratégie nécessite une commande distincte pour chaque phase de l'onduleur. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f (figure I.13)

Les équations présentées ci-dessous expriment les tensions de référence:

$$\begin{cases} V_{\text{ref } 1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{\text{ref } 2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{\text{ref } 3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

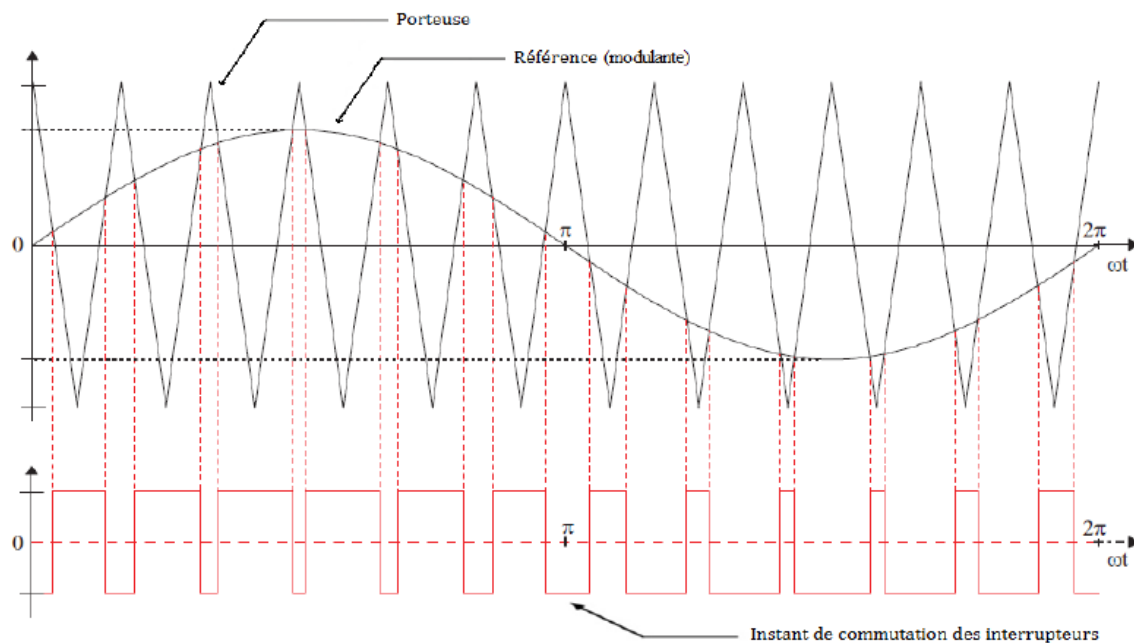


Figure I.13 : Signal combiné Porteuse/Référence.

Les signaux de commande de la modulation MLI, sont générés en déterminant les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs en temps réel, à l'aide d'une plaque électronique de commande analogique ou numérique ou parfois une combinaison des deux.

Le problème est que à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires (figure I.13).

Cette commande MLI sert à remédier à ces problèmes. Ces avantages sont les suivants

- Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- Elimination de certaines harmoniques de tension.

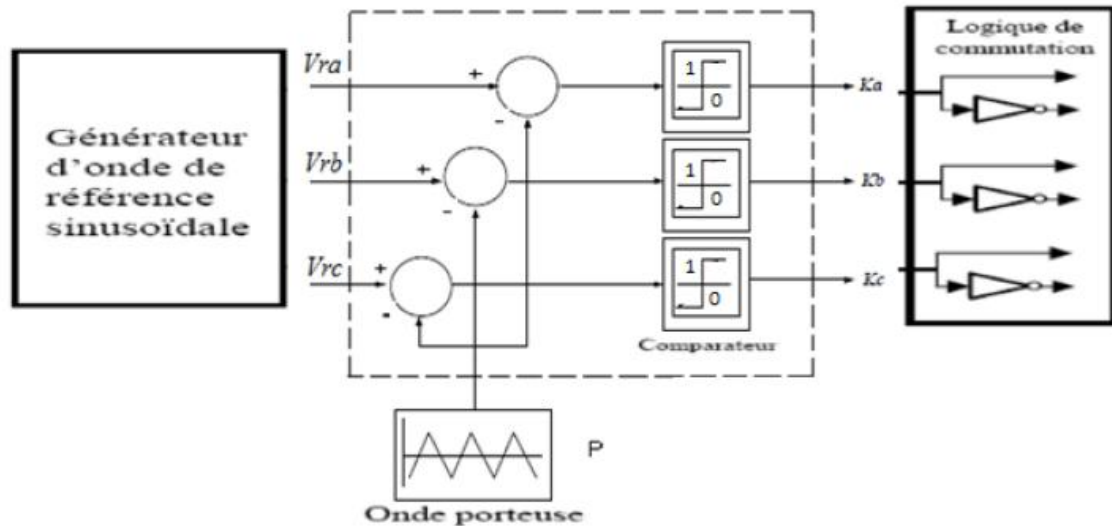


Figure I.14 : principe de la technique MLI sinusoïdale (sinus-triangle).

I.3.2.a.ii Inconvénients de la technique

La MLI-ST est la plus simple des MLI à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous-utilisations du bus continu.

En effet, les principaux inconvénients de cette technique sont :

- la haute fréquence de commutation, qui signifie des pertes de commutation accrues.
- les nombreux par cycles d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs, qui provoquent un dégagement de chaleur considéré comme perte d'énergie et qui influe sur le rendement de l'onduleur.
- la limite de fonctionnement est atteinte pour des références sinusoïdales d'amplitude $V = E/2$, soit un index de modulation maximal $m_{MAX} = \pi/4 \approx 0,785$.

D'autres techniques améliorées ont été étudiées, comme le modèle MLI sinusoïdal modifié afin d'améliorer le gain du modulateur de largeur d'impulsion. Cependant, cette technique MLI fournit non seulement un gain accru, mais également une réduction de la fréquence de commutation effective, puisque les éléments de commutation sont maintenus inactifs pendant un intervalle spécifié. La fréquence de commutation effective du convertisseur est définie comme le nombre d'interruptions de courant normalisées sur la période de sortie.

I.3.2.b Technique de MLI vectorielle (MLIV)

I.3.2.b.i Définition

La stratégie de la modulation vectorielle a été proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle a été développée comme approche vectorielle de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs triphasés et pour le contrôle des machines électriques vectorielles spatiales. Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle [16].

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales, les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant de l'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée M.L.I vectorielle [17].

I.3.2.b.ii Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension de référence V_{ref} , à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

La MLI vectorielle est récemment la méthode la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Le vecteur de référence V_{ref} est calculé approximativement sur une période de modulation T_m par un vecteur tension moyen où pour chaque phase, la réalisation d'une impulsion de largeur T est centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant de l'échantillonnage.

Tous les interrupteurs d'un demi-pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension (V_α, V_β). Le vecteur de référence V_{ref} est approximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen crée à partir des vecteurs disponibles.

Cette modulation consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (α, β). Le système triphasé des tensions à générer pour la durée de l'échantillonnage en cours, peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ainsi, les tensions simple V_{an}, V_{bn} et V_{cn} sont représentées dans la trame (α, β) par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période de l'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché [17].

I.3.2.c Technique de MLI hybride (MLIH)

La modulation hybride (HPWM) est une procédure simple pour obtenir la même séquence de commutation que la modulation vectorielle spatiale (SVPWM) en région linéaire, en utilisant presque la même structure que celle de la modulation sinusoïdale [18]. Elle fait une comparaison entre une porteuse triangulaire et une phase référentielle, en y ajoutant un signal, appelé composant de séquence zéro, ayant le même modèle de commutation que celui de la SVPWM.

La HPWM a également une distorsion harmonique réduite et une gamme étendue de fonctionnement linéaire que ceux de la modulation sinusoïdale.

L'inconvénient de cette technique est qu'elle utilise une fréquence de modulation élevée, ce qui augmente les pertes de commutation dans l'onduleur. Les stratégies de commutations utilisées dans la SVPWM et la HPWM sont des modèles de commutation déterminés par logiciel.

Ils font que tous les transistors changent deux fois par période de modulation, ce qui augmente les pertes de commutation.

Ce problème peut être résolu en réaménageant les configurations de commutation dans la modulation SVPWM appelé techniques de commutation soft [19].

La fonction de la modulation hybride ne s'arrête pas seulement au cas précédemment décrit :

- Elle peut proposer un amalgame de modulation d'onde carrée et de modulation de largeur d'impulsion (PWM). La perspective principale de cette dernière proposition est la réduction du fil des pertes de commutation tout en héritant des caractéristiques des stratégies PWM classiques et de la dissipation équilibrée des pertes de puissance parmi les dispositifs dans l'onduleur à pont H [19].
- Elle permet aussi la réduction de l'ondulation de couple et les harmoniques de courant dans les onduleurs de niveau 2 conventionnel alimenté avec deux convertisseurs de suralimentation pour entraîner le moteur à induction. A cet effet, on utilise à la fois des techniques PWM continues et PWM discontinues. Cet algorithme HPWM utilise la modulation de largeur d'impulsion de vecteur spatial (SVPWM) dans le cadre de la PWM continue. Cette dernière est basée sur le concept des temps de commutation imaginaires, ce qui réduit considérablement la complexité de l'algorithme SVPWM et par suite celui de la HPWM. L'onduleur de tension VSI est alimenté par un convertisseur de suralimentation à deux inducteurs, afin de fournir une tension de sortie élevée avec une faible induction [20].
- Elle permet de réduire l'ondulation en régime permanent dans le courant. Dans l'algorithme de vecteur spatial classique PWM (CSVPWM), le temps d'application de la tension de séquence nulle est réparti dans chaque intervalle d'échantillonnage. A cet effet, deux types d'algorithmes PWM discontinus (DPWM) sont utilisés. Ces derniers utilisent un seul état zéro dans chaque intervalle d'échantillonnage. L'algorithme est conçu sur la base de la notion d'ondulation du flux statorique. On calcule l'indice de modulation m et l'expression dépendant du cycle de service pour la valeur de la racine carré moyenne (rms) du flux statorique sur un intervalle d'échantillonnage. Les caractéristiques de l'ondulation du flux quadratique moyen de la racine sont illustrées graphiquement, à partir desquelles l'algorithme PWM hybride est développé. L'algorithme entraîne donc une réduction simultanée de la distorsion harmonique à tous les indices de modulation [18][20].

I.3.2.d Technique de MLI discrète « discontinues » (MLID)

I.3.2.d.i Définition

Dans les techniques de MLI précédentes (dites "Continues", MLI_C), à chaque demi-période de la porteuse (ou période d'échantillonnage pour la MLI_V), chaque semi-conducteur subit un changement d'état.

Dans les MLI "Discontinues" (MLI_D), les semi-conducteurs restent à l'état passant ou bloqué pendant un intervalle pouvant aller jusqu'à 120° (saturer la référence pendant 120° d'une période de 360°). Durant cet intervalle, les semi-conducteurs d'un des trois bras cessent donc de commuter. La modulation est discontinue, d'où le nom «MLI discontinue».

Ce genre de technique de MLI permet une réduction des pertes à la commutation pouvant aller jusqu'à 50 % comparé aux MLI_C [21][22].

Puisque nous ne pouvons utiliser que 120° de la période au maximum pour saturer un bras d'onduleur, la différence entre les stratégies de commande des deux phases restantes consiste dans le choix de la position de cet horizon de saturation. Il existe plusieurs stratégies pour la MLI discontinue. Celles-ci sont basées sur le choix de la position à la saturation de la modulation, correspondant à (+1) qui est l'état supérieur OFF ou à (-1) qui est OFF à l'état inférieur [23].

La figure I.15 donne les formes d'ondes des modulantes, de leur fondamental et la composantes du signal homopolaire (la séquence zéro) injecté, pour les principales MLI_D. Ces dernières sont notées DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3, DPWMMAX et DPWMMIN [24].

Ils sont répartis de la manière suivante :

- Une seule saturation de 120° : celles-ci correspondent à la stratégie notée par DPWMMIN (saturation de la modulante à « -1 » pendant 120°) ou à la stratégie notée par DPWMMAX (saturation de la modulante à « +1 » pendant 120°).
- Deux saturations de 60° : elles correspondent aux stratégies DPWM0, DPWM1 et DPWM2 qui sont des cas particuliers de la GDPWM (Generalized Discontinuous PWM). Nous verrons qu'il est possible de fournir d'autres placements intermédiaires de saturations pour favoriser certains points de fonctionnement.
- Quatre saturations de 30° : cela correspond à la stratégie appelée DPWM3.

Chaque modulante est saturée pendant $\pi/3$ (60°), c'est-à-dire chaque demi-période, mais à des angles différents par rapport à la référence sinusoïdale initiale. Les valeurs de ces angles sont les suivantes :

$\varphi=0^\circ$: Pour la DPWM0

$\varphi=30^\circ$: Pour la DPWM1

$\varphi=60^\circ$: Pour la DPWM2

Remarquons que plusieurs études [25] ont montré que la MLI_V était strictement équivalente à une MLI_ST avec injection d'un signal triangulaire de fréquence trois fois celle des modulantes. La figure I.16 donne aussi les formes d'onde de la MLI_V dans le cas d'une implantation avec porteuse triangulaire.

L'indice de modulation « M » est donné par la relation entre l'amplitude du vecteur de référence et la tension de crête fondamentale d'une onde carrée :

$$m = \frac{2.V_{dc}}{\pi} \quad (I.6)$$

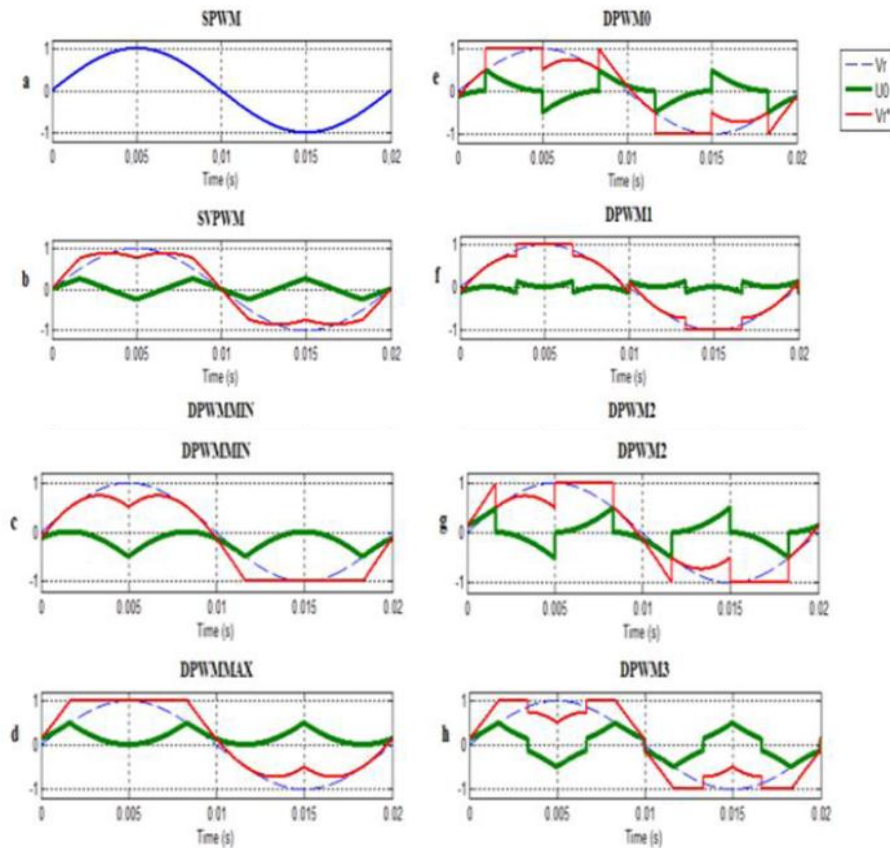


Figure I.15 : Formes d'ondes des modulantes V_{ref} , V_{ref}' de leur fondamental et de la composante homopolaire (séquence zéro) U_0 injectée.

Les MLI_D sont des MLI_ST avec injection de composante homopolaire, le principe étant celui de la figure I.16. A la différence de la MLI_ST, la composante homopolaire (la séquence zéro) U_0 injectée dans les modulantes n'est pas un harmonique trois (ou une somme d'harmoniques multiples de trois). C'est un signal discontinu qui permet aux modulantes d'avoir des intervalles à $\pm E/2$. Pendant ces intervalles, il n'y a pas d'intersection avec la porteuse triangulaire et les interrupteurs ne commutent pas.

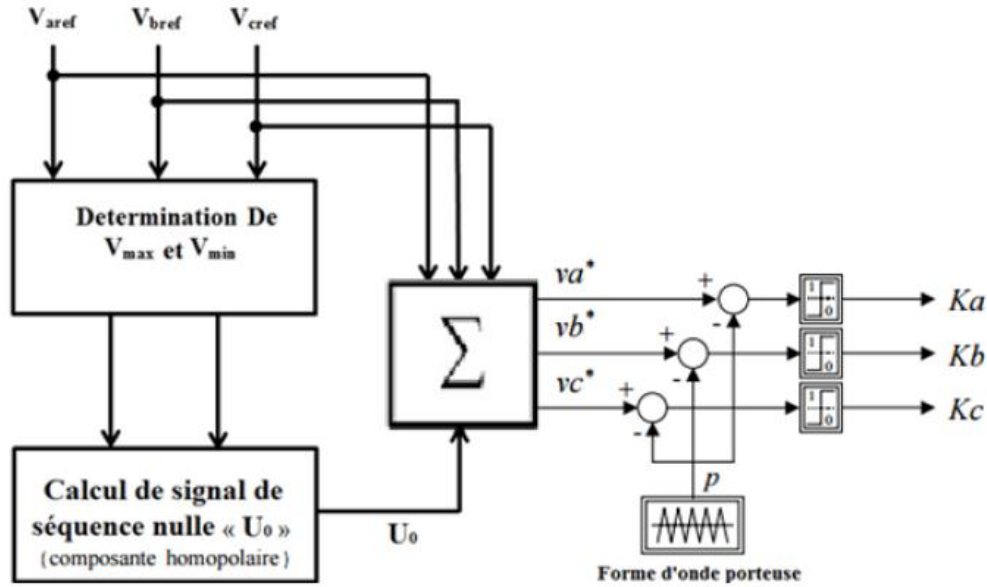


Figure I.16 : Technique d'intersection triangulaire basée sur PWM utilisant le principe de l'injection de séquence zéro.

Comme indiqué précédemment, l'idée principale est de maintenir l'état d'un bras de l'onduleur non commandé pendant chaque période de commutation. Le principe informatique de ces stratégies MLI est basé sur l'injection des composantes de séquence zéro U_0 dans les formes d'onde de référence (V_{aref} , V_{bref} et V_{cref}).

Avec:

$$\begin{cases} V_{max} = \text{Max} (V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \\ V_{min} = \text{Min} (V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \end{cases} \quad (I.7)$$

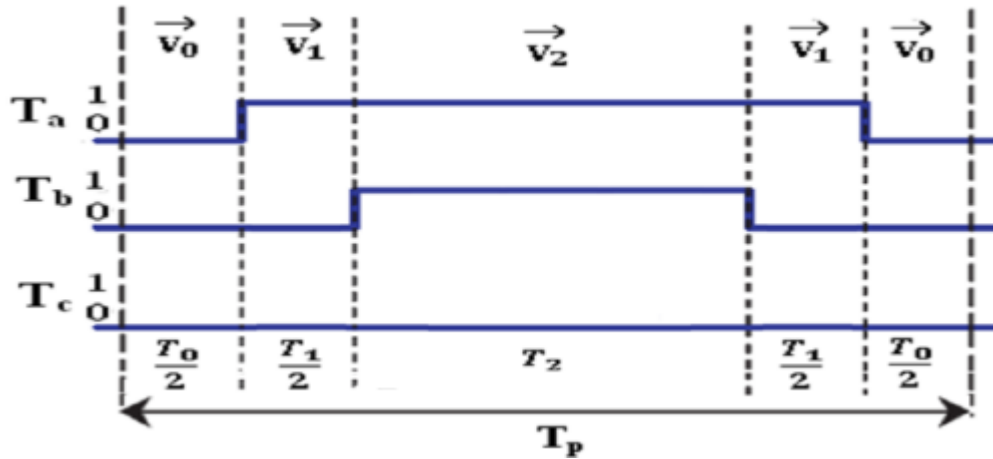


Figure I.17 : Chronogramme des impulsions basée sur la MLI à deux phases (DPWM).

La différence entre le DPWM et le SVPWM est dans le facteur de distribution K . A cet effet, de nombreuses stratégies de commandes peuvent être déterminées:

- a) Pour $K = 0.5$: ce facteur entre dans la technique SVPWM, car le temps d'utilisation du vecteur zéro T_z est également distribué au début et à la fin du temps de commutation ($T_0=T_7$). Ainsi, les composantes de séquences nulles sont données par (figure I.15 (b)) :

$$U_0 = -\frac{(V_{\max}+V_{\min})}{2} \quad (I.8)$$

- b) Pour $K = 0$: $T_0 = T_7 = 0$, l'une des tensions polaires est connectée au bus DC négatif bloquant la tension polaire pendant 120° tandis que les deux autres phases modulent. Les composantes de séquence nulle sont données par (figure I.15 (c)) :

$$U_0 = -\left(V_{\min} + \frac{E}{2}\right) \quad (I.9)$$

- c) Pour $K = 0$: $T_0 = 0$ et $T_7 =$, l'une des tensions polaires est connectée au bus DC positif bloquant la tension de polarité pendant 120° , pendant que les deux autres phases modulent. Ainsi, les composantes de séquence nulle sont données par (figure I.15 (d)) :

$$U_0 = -\left(V_{\max} + \frac{E}{2}\right) \quad (I.10)$$

- d) Pour $K = [0, 1]$: quatre possibilités sont représentées dans les figures I.15 (e) et (h) et sont appelées modulation en largeur d'impulsion discontinue (DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3).

Une relation générale qui permet de construire la composante de séquence zéro U_0 en fonction de K , V_{max} et V_{min} à l'intérieur de chaque secteur est donnée par :

$$U_0 = - (KV_{max} + (1 - K)V_{min} + (1 - 2K)\frac{E}{2}) \quad (\text{I.11})$$

I.4 Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure d'un onduleur, son principe de fonctionnement, classification des onduleurs et leurs différents types d'onduleur de tension. également présenté dans cette étude les onduleurs multi niveaux . Les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux ou nous avons donné leurs avantages et leurs inconvénient ainsi nous avons aborder les déférents techniques de commande.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de principe de fonctionnement et la modélisation du l'onduleur à trois niveaux du type NPC.

CHAPITRE II :

Modélisation et commande de l'onduleur a trois niveaux de type NPC

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au convertisseur NPC à trois niveaux. Dans cette topologie, le bus continu est composé de deux condensateurs mis en séries. Afin de permettre le bon fonctionnement du convertisseur, l'équilibrage des tensions des condensateurs doit être assuré. En effet, la tension aux bornes de chaque condensateur doit être égale à la moitié de la tension totale du bus continu. Dans ce chapitre, la structure de l'onduleur NPC à trois niveaux sera présentée, et les principales méthodes de contrôles utilisées dans la littérature seront abordées.

II.2 Le convertisseur NPC à trois niveaux

Durant ces dernières années, les applications nécessitant les tensions élevées ont justifié le développement des convertisseurs multi niveaux dont la première topologie « NPC » a été proposée en 1981 par Nabae et al [26]. Ces convertisseurs permettent le fonctionnement à haute puissance tout en utilisant des semi-conducteurs standards. En effet, le nombre d'interrupteurs utilisé est augmenté par rapport aux convertisseurs à deux niveaux. La tension de la source se trouve donc divisée entre les interrupteurs réduisant ainsi la tension appliquée à leurs bornes. De plus, la tension de sortie de ces convertisseurs est composée par au moins trois niveaux : cela améliore le spectre fréquentiel de la tension en comparaison avec les convertisseurs à deux niveaux, et permet ainsi la réduction du filtrage en sortie.

II.2.1 Structure de convertisseur NPC à trois niveaux

La Figure II.1 illustre un schéma simplifié d'un convertisseur NPC à trois niveaux. Chaque bras du convertisseur est composé de :

- Quatre interrupteurs contrôlables ($S_{x1} \dots S_{x4}$)
- Quatre diodes branchées en parallèles ($D_{x1} \dots D_{x4}$) permettant la circulation du courant dans les deux sens
- deux diodes appelées diodes clampées ($D_{xn1, xn2}$)

L'indice x représente chaque bras (a, b, c).

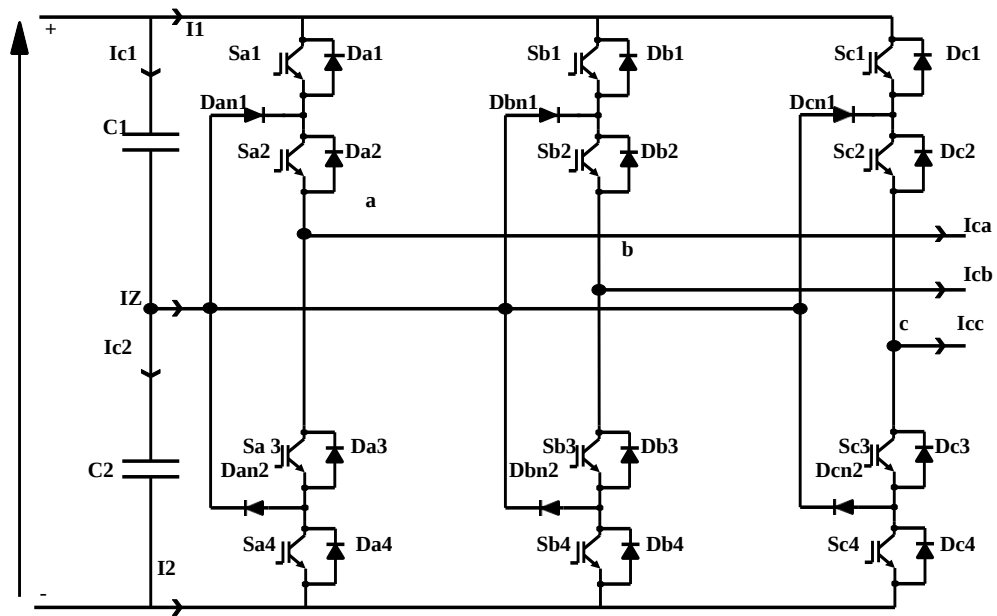


Figure II.1 : Structure d'un onduleur à topologie NPC.

Les trois phases partagent le même bus continu constitué par deux condensateurs mis en séries. Les diodes clampées sont reliées au point milieu (z) de ces condensateurs. Dans ce qui suit, nous définissons la tension du point milieu comme étant la tension entre le point (z) et la borne négative du bus continu.

II.2.2 Principe de fonctionnement de convertisseur NPC à trois niveaux

Afin de ne pas court-circuiter le bus continu, deux interrupteurs dans chaque bras sont commandés d'une façon complémentaire. Ainsi, les états de commutations possibles pour chaque bras sont définis comme suit :

- Positif (P) lorsque les deux interrupteurs en haut sont fermés
- Zéro (O) lorsque les deux interrupteurs au milieu sont fermés
- Négatif (N) lorsque les deux interrupteurs en bas sont fermés

Afin d'assurer le bon fonctionnement du convertisseur NPC, la tension aux bornes de chaque condensateur (v_{c1} et v_{c2}) doit être égale à la moitié de la tension totale du bus continu V_{dc} . Dans ce cas, les tensions de sorties, de chaque bras, mesurées entre la phase de l'onduleur et le point milieu peuvent être résumés comme dans le Tableau II.1. [27].

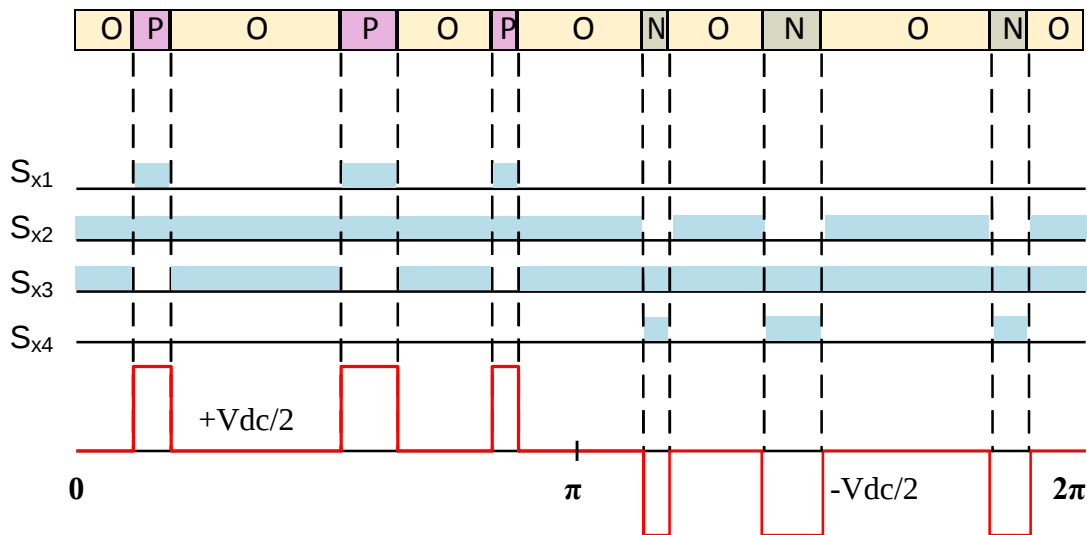
Tableau II.1 : Les tensions de sorties de chaque bras de l'onduleur.

Etat de commutation	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	Tension de sortie V_{xz}
P	On	On	Off	Off	$V_{dc}/2$
0	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	$-V_{dc}/2$

Un exemple de commande d'un bras d'un convertisseur est illustré dans la Figure II.2.

Les interrupteurs (S_{x1}) et (S_{x3}) fonctionnent d'une façon complémentaire, de même pour les interrupteurs (S_{x2}) et (S_{x4}). La tension de sortie prend trois niveaux différents

($V_{dc}/2$, 0, $-V_{dc}/2$), d'où la nomenclature de convertisseur à trois niveaux.

**Figure II.2** : Etats de commutations, commandes associées et tension de sortie de l'onduleur.

Les tensions de références de l'onduleur s'expriment comme suit :

$$V_{ao} = (S_{a1}V_{c1} + S_{a2}V_{c2}) \quad (\text{II.1})$$

$$V_{bo} = (S_{b1}V_{c1} + S_{b2}V_{c2}) \quad (\text{II.2})$$

$$V_{co} = (S_{c1}V_{c1} + S_{c2}V_{c2}) \quad (\text{II.3})$$

Dans cette topologie, la circulation du courant i_z à travers le point milieu (z) provoque la charge et la décharge des condensateurs du bus continu engendrant par la suite le déséquilibre de la tension du point milieu. Pour cela, pour commander ce type de convertisseur, il est nécessaire d'assurer l'équilibrage de la tension du point milieu.

Les courants qui circulent dans les condensateurs du bus continu sont calculés de la façon suivante :

$$i_1 = S_{a1} \cdot i_a + S_{b1} \cdot i_b + S_{c1} \cdot i_c \quad (\text{II.4})$$

$$i_z = (S_{a2} - S_{a1}) \cdot i_a + (S_{b2} - S_{b1}) \cdot i_b + (S_{c2} - S_{c1}) \cdot i_c \quad (\text{II.5})$$

$$i_2 = -(i_1 + i_z) = -(S_{a2}i_a + S_{b2}i_b + S_{c2}i_c) \quad (\text{II.6})$$

$$i_{c1} = -(i_1) = -(S_{a1}i_a + S_{b1}i_b + S_{c1}i_c) \quad (\text{II.7})$$

$$i_{c2} = (i_2) = -(S_{a2}i_a + S_{b2}i_b + S_{c2}i_c) \quad (\text{II.8})$$

Avec

i_1 : le courant sortant du côté positif du bus continu

i_2 : le courant sortant du côté négatif du bus continu

i_{c1} : le courant qui circule dans le condensateur C_1

i_{c2} : le courant qui circule dans le condensateur C_2

A partir des expressions (II.7) et (II.8), il est possible de déduire la variation de la tension aux bornes des condensateurs en fonction des états de commutation.

II.2.3 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur 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 Ka1, Ka2, Ka3 et Ka4 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 soit des court-circuits des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge.

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

II.2.3.a Première configuration {ON ON OFF OFF}

K_{a1} , K_{a2} sont passants et K_{a3} et K_{a4} sont bloqués (Figure II.3) la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = V \quad (II.9)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{Ka3} = V_{Ka4} = V \quad (II.10)$$

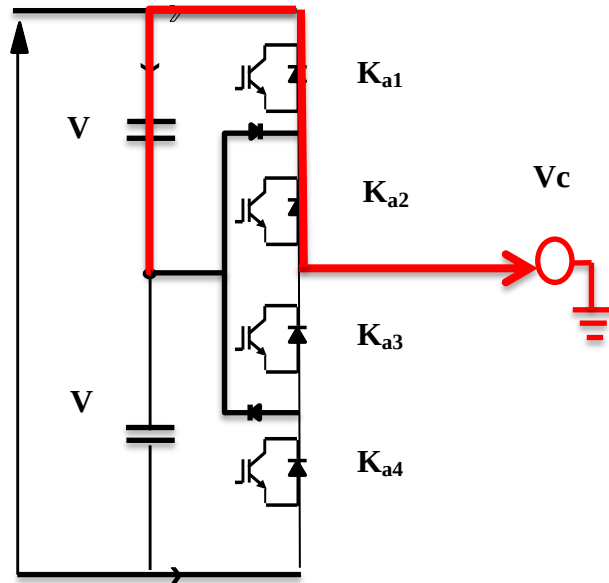


Figure II.3 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 1^{ère} configuration du 1^{er} bras.

II.2.3.b Deuxième configuration {OFF ON ON OFF}

K_{a2} , K_{a3} sont passants et K_{a1} et K_{a4} sont bloqués (Figure II.4), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple V_{ao} est nulle :

$$V_{ao} = 0 \quad (II.11)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{Ka1} = V_{Ka4} = V$

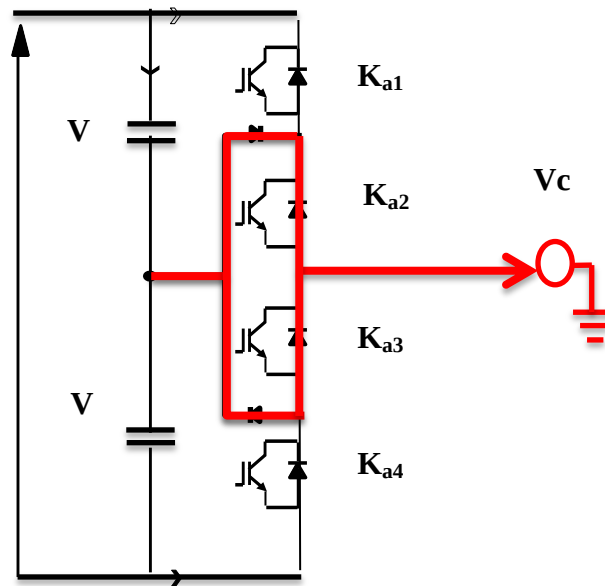


Figure II.4 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 2^{ème} configuration du 1^{er} bras.

II.2.3.c Troisième configuration {OFF OFF ON ON}

Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués (figure II.5), la valeur de tension simple Vao est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -V \quad (\text{II.12})$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{Ka1} = V_{Ka2} = +V$ (II.13)

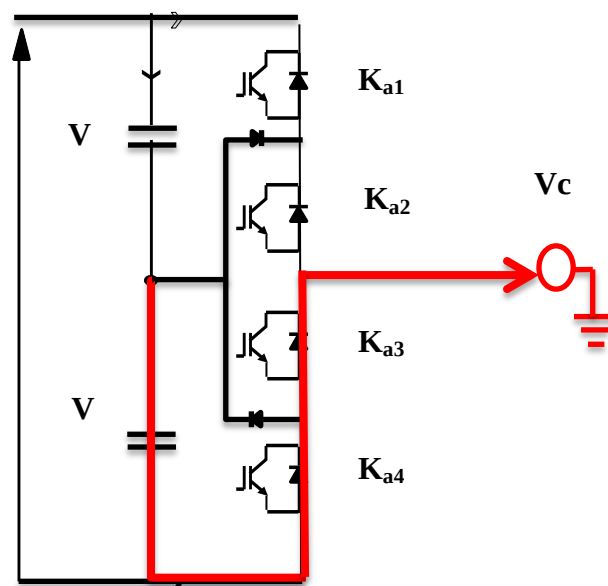


Figure II.5 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC 3^{ème} configuration du 1^{er} bras.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe BKS (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel TKS).
- 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 et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces dernier, on adopte la solution classique suivante :

- On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur, [28].

II.3 Modèle de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

II.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transistors entre différentes Configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion, [29].

II.3.2 Commande complémentaire

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire. Pour un bras S de l'onduleur triphasé à trois niveaux, et en mode commandable, on définit les trois commandes complémentaires comme suit, [28]:

$$\begin{cases} BS1 = \overline{BS2} \\ BS3 = \overline{BS4} \end{cases} \quad \begin{cases} BS1 = \overline{BS3} \\ BS2 = \overline{BS4} \end{cases} \quad \begin{cases} BS1 = \overline{BS4} \\ BS2 = \overline{BS3} \end{cases} \quad (II-14)$$

II.3.2.a Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante

$$\begin{cases} BS1 = \overline{BS2} \\ BS3 = \overline{BS4} \end{cases} \quad (II-15)$$

BKS: Commande du transistor TKS du bras S.

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

Tableau II.2 : logique correspondante à la commande N° 1.

BS1	BS2	BS3	BS4	Tension de sortie du bras S (V_{ao})
Off	On	Off	On	Inconnue (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	Off	On	$V=0$ ou $I=0$ (inconnue)
On	Off	On	Off	$V=0$

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

II.3.2.b Commande N°2

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} BS1 = \overline{BS3} \\ BS2 = \overline{BS4} \end{cases} \quad (II-16)$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit:

Tableau II.3 : logique correspondante à la commande N° 2.

BS1	BS2	BS3	BS4	V_{ao}
Off	Off	On	On	$-U_{c2} = -V$
Off	On	On	Off	(inconnue)
On	Off	Off	On	(inconnue)
On	On	Off	Off	$U_{c1} = V$

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

II.3.2.c Commande N°3

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} BS1 = \overline{BS4} \\ BS2 = \overline{BS3} \end{cases} \quad (II-17)$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

Tableau II.4 : logique correspondante à la commande N° 3.

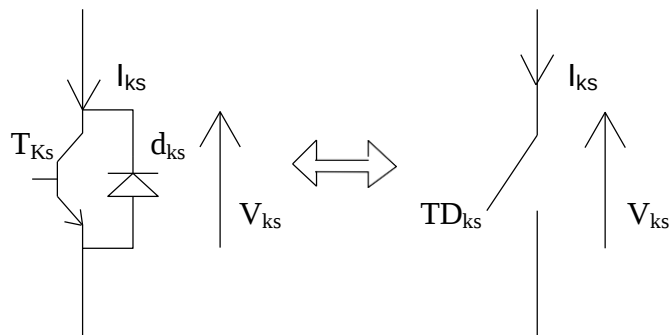
BS1	BS2	BS3	BS4	V _{ao}
Off	Off	On	On	- V
Off	On	Off	On	(inconnue)
On	Off	On	Off	V=0
On	On	Off	Off	V

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux. La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras (-V, 0, V). C'est cette commande qui va être adoptée pour la modélisation de l'onduleur à trois niveaux.

II.3.3 Fonctions de connexion

La fonction de connexion FKS traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TDKS. Chaque interrupteur KKS ($K \in \{1, 2, 3\}$, $S \in \{1, 2, 3\}$), supposé idéal introduit une fonction de connexion FKS.

$$FKS = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur KKS est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur KKS est ouvert} \end{cases}$$

**Figure II.6 :** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.

II.3.3.a Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.3.3.b Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F^b_{KM}

Avec K : numéro du bras, $M = 1$ pour le demi-bras du haut et $M = 0$ pour le demi-bras du bas. Pour un bras K , les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F^b_{K1} = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F^b_{K0} = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

F^b_{K1} est associé au demi-bras du haut (le pair (K_{K1}, K_{K2})).

F^b_{K0} est associé au demi-bras du bas (le pair (K_{K3}, K_{K4})).

II.3.4 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, V_c .
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{ao}, V_{bo}, V_{co} ;
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

II.3.4.a Les potentiels V_{io}

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14}) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{b0} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24}) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{c0} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34}) \cdot V_{dc}/2 \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\begin{cases} F^b_{11} = F_{11} \cdot F_{12} \\ F^b_{10} = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} F^b_{21} = F_{21} \cdot F_{22} \\ F^b_{20} = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

$$\begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système (II.20) on aboutit à

$$\begin{cases} V_{a0} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{b0} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{c0} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot V_{dc}/2 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.3.4.b Tensions de sorties

Le système d'équation (II-24) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment 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 pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_A , V_B , V_C .

II.3.4.c 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 :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{co} - V_{bo} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c1} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot U_{c1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c1} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = V_{dc}/2 = V$ le système (II.25) devient :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot V \\ V_{bc} &= [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot V \\ V_{ca} &= [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot V \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{II.27})$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2}$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V \quad (\text{II.28})$$

II.3.4.d Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des neuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.29})$$

$$\begin{cases} V_a = (+2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_b = (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_c = (-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})/3 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V \quad (\text{II.31})$$

II.3.4.e Courants d'entrée

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs pour trouver des courants d'entrée continus (I_{d1} , I_{d2} , I_{d0}) de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants alternatifs de la charge I_A , I_B , I_C , s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{21} \cdot F_{22} \cdot I_b + F_{31} \cdot F_{32} \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_a + F_{23} \cdot F_{24} \cdot I_b + F_{33} \cdot F_{34} \cdot I_c \\ I_{d0} = F_{12} \cdot F_{13} \cdot I_a + F_{22} \cdot F_{23} \cdot I_b + F_{32} \cdot F_{33} \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion de demi-bras :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11}^b \cdot I_a + F_{21}^b \cdot I_b + F_{31}^b \cdot I_c \\ I_{d2} = F_{10}^b \cdot I_a + F_{20}^b \cdot I_b + F_{30}^b \cdot I_c \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Le courant I_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrées (I_{d1} , I_{d2}) et des courants de charges I_A , I_B , I_C par la relation :

$$I_{do} + I_{d1} + I_{d2} = I_a + I_b + I_c \quad (\text{II.34})$$

$$I_{do} = (I_a + I_b + I_c) - (F_{11}^b \cdot F_{10}^b)I_a - (F_{21}^b \cdot F_{20}^b)I_b - (F_{31}^b \cdot F_{30}^b)I_c \quad (\text{II.35})$$

On aboutit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 1 - F_{11}^b - F_{10}^b & 1 - F_{21}^b - F_{20}^b & 1 - F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

II.3.5 Matrice de conversion simple [N(t)]

Si on choisit 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 :

$$X = [U_{c1} U_{c2} I_a I_b I_c]^t \quad (\text{II.37})$$

Et comme variables d'internes, le vecteur suivant :

$$U_{sim} = [V_a V_b V_c I_{d1} I_{d2} I_{do}]^t \quad (\text{II.38})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{do} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions simples (II.30), on définit la matrice de conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \left(\frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{21}^b - F_{11}^b - F_{31}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{20}^b - F_{10}^b - F_{30}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \left(\frac{2F_{31}^b - F_{21}^b - F_{11}^b}{3}\right) & -\left(\frac{2F_{30}^b - F_{20}^b - F_{10}^b}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.3.6 Matrice de conversion composée [M(t)]

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

$$U_{com} = [V_{ab} V_{bc} V_{ca} I_{d1} I_{d2} I_{do}]^t \quad (\text{II.41})$$

On obtient, la matrice de conversion composée [M(t)] :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{do} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Avec l'introduction des expressions des tensions composées (II.25), on définit la matrice de conversion composée :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

II.4 Stratégies de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

L'essor de la modulation de largeur d'impulsion est lié aux progrès de développement des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation des nombres des commutations entrainerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

La modulation de largeur d'impulsion permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie, faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. Offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et obtenir une forme d'onde approximant de la sinusoïde.

II.4.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les caractéristiques de la modulation sont:

- L'indice de modulation " m " défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.44})$$

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension " r " comme étant le rapport de l'amplitude de référence V_m et de la tension V_p de la porteuse

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II.45})$$

II.4.2 Commande MLI modulante sinusoïdale

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont données par les équations :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

II.4.3 Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires en disposition de phase (PD)

Dans cette commande, on utilise deux porteuses (U_{p1}, U_{p2}) décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Les équations des porteuses sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\begin{cases} [0 < V_{refk} \mid |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| \geq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| < U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

II.5 La Modulation vectorielle

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants, [28].

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, [28], [30].

II.5.1 Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension $\overrightarrow{V_{ref}}$ à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, [31].

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (V_α , V_β). Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

La modulation vectorielle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à trois niveaux de tension ayant trois bras et trois configurations, il possède $3^3 = 27$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 27 vecteurs différents de tension de sortie.

La représentation sur le plan (α , β) de ces 27 vecteurs est donnée par la figure (II.7), [32].

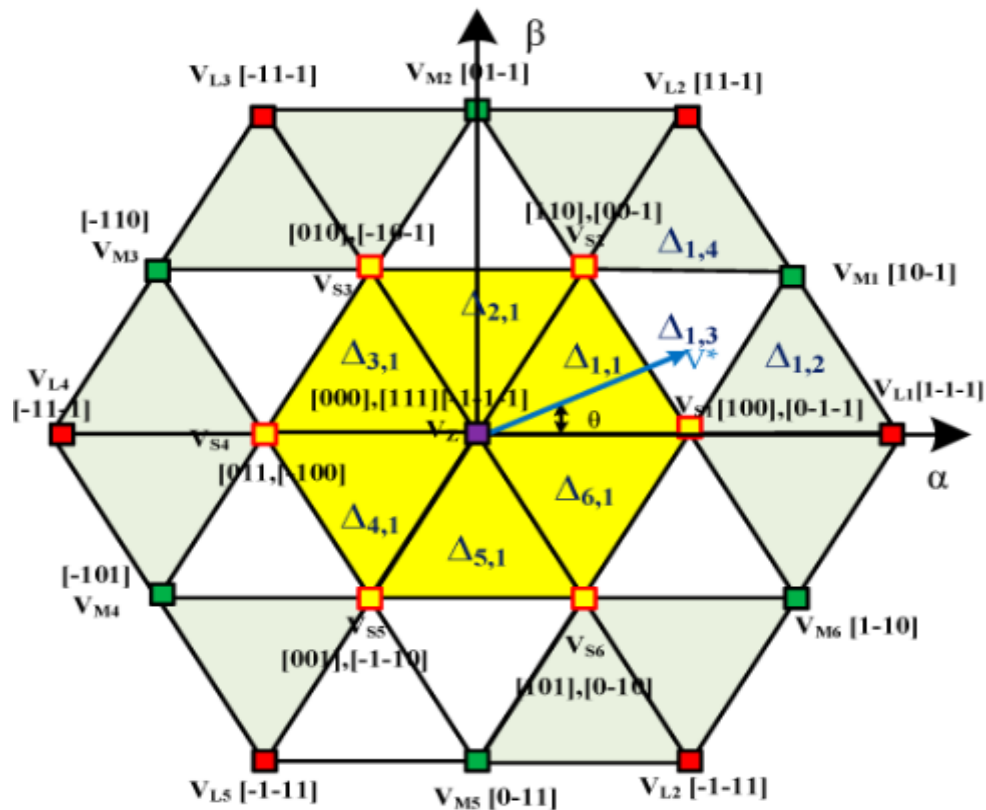


Figure II.7 : Présentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur à trois niveaux de tension.

II.5.2 Les configurations possibles

Si on considère les composantes V_α et V_β comme les projections sur deux axes perpendiculaires d'un vecteur, $\overrightarrow{V_{ref}}$ ce vecteur à lui tout seul suffit à caractériser le système triphasé (Figure III.8) [33][34].

II.5.3 Transformation triphasée biphasée

V_{i0} est liée à la tension E à travers :

$$V_{io} = C_i \frac{E}{2} \quad (\text{II-49})$$

La tension simple V_{in} entre la phase et le point neutre est en fonction de la tension V_{l0} :

$$V_{in} = V_{i0} - V_{n0} \quad (\text{II-50})$$

$$i = a, b, c$$

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

$$V_{an}+V_{bn}+V_{cn}=0 \tag{II-51}$$

Par les expressions ((II-50) et (II-51) on trouve :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (\text{II-52})$$

Par le remplacement du (II-51) dans (II-52) nous obtenons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-53})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-54})$$

Maintenant, vu les trois états du variable C_i ($C_i = 1, 0, -1$), nous obtenons la « 3^q » combinaison possible pour un onduleur à trois niveaux de tension (ou, q : est le nombre de phase, ici ($q=3$)). Le résultat est 27 vecteurs groupés en tableau.II.5, [36]

Tableau II.5 : Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux.

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

La figure II.7 montre la représentation, de 27 vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux. Selon la grandeur des vecteurs de tension, nous les divisions en quatre groupes :

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

Les vecteurs courts de tension (VCT) : V_1 , V_1' , V_2 , V_2' , V_3 , V_3' , V_4 , V_4' , V_5 , V_5' , V_6 et V_6' , Qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.

- Les vecteurs moyens de tension (VMT) : V_8 , V_9 , V_{10} , V_{11} , V_{12} , et V_{13} , qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.
- Les vecteurs longs de tension (VLT) : V_{15} , V_{16} , V_{17} , V_{18} , V_{19} et V_{20} , qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande [36].
- La surface de l'hexagone peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions [37].

, la technique MLI vectorielle appliquée aux onduleurs multi-niveaux suit les étapes de calcul suivant:

- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation T_a , T_b , T_c pour chaque région.
- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur (K_{a1} , K_{a2} , K_{b1} , K_{b2} , K_{c1} , K_{c2}), [38].

II.5.4 Représentation des Secteurs

La figure II.8 présente la représentation vectorielle du plan utilisée dans la modulation (SVPWM). Ce plan est divisé en six secteurs angulaires de 60°, chacun associé à une combinaison spécifique de vecteurs de tension que peut produire l'onduleur. Cette subdivision permet d'identifier la position du vecteur de référence et de sélectionner les vecteurs adjacents nécessaires à la synthèse de la tension de sortie souhaitée.[39]

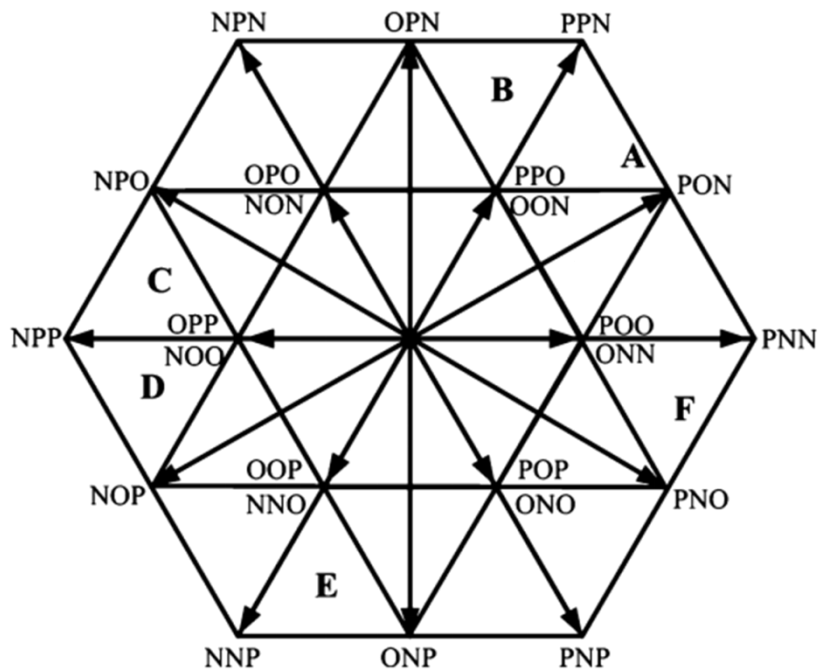


Figure II.8 : Représentation dans le plan (α, β) des secteurs de la commande vectoriel.

II.5.5 Combinaison des vecteurs et temps de commutation dans une région de modulation

La figure II.9 illustrent le principe de décomposition du vecteur de référence en une combinaison linéaire de trois vecteurs de tension deux vecteurs actifs et un vecteur nul

Lorsque V_{ref} se situe dans **la région deux**, il peut être **composé des vecteurs de tension** V_1, V_2, V_0

L'équation de la tension de référence peut s'écrire

$$V_{ref} \times T_s = V_1 \times t_a + V_0 \times t_b + V_2 \times t_c \quad (II.55)$$

Et la somme des temps d'activation est :

$$T_s = t_a + t_b + t_c \quad (\text{II.56})$$

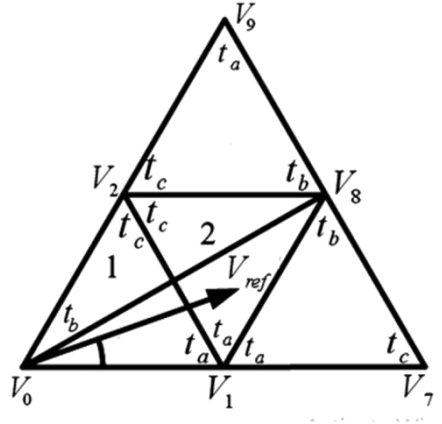


Figure II.9 : Le principe de décomposition du vecteur de référence.

II.5.5.a Les temps d'activation peuvent être calculés comme suit :

$$t_a = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha \quad (\text{II.57})$$

$$t_b = \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - T_s \quad (\text{II.57})$$

$$t_c = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \quad (\text{II.57})$$

Avec :

m_n : L'indice de modulation

α : L'angle du vecteur de référence dans le plan $\alpha \beta$

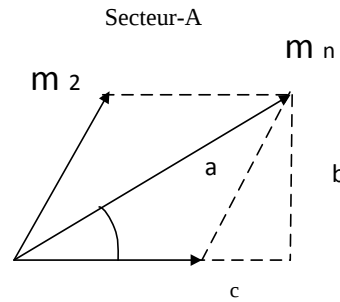
T_s : La période d'échantillonnage

$$(m_n) = \frac{V_{ref}}{\frac{2}{3}V_s} \quad (\text{II.58})$$

Où V_s est la tension continue totale.

II.5.6 Sélection de la région en fonction de l'indice de modulation

II.5.6.a Définitions géométriques



$$\alpha = m_2 = \frac{b}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.59})$$

$$b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \alpha \quad (\text{II.60})$$

$$m_1 = m_n \cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \alpha \right) \times \cos \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{II.61})$$

Soit, en forme simplifiée :

$$m_1 = m_n \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}} \right) \quad (\text{II.62})$$

II.5.7 Critères de sélection de la région SVPWM

Selon les valeurs de m_1 , m_2 et $m_1 + m_2$ la région dans laquelle se trouve le vecteur de référence est déterminée comme suit :

Tableau II.6 : Critères de sélection de la région.

Conditions sur m_1, m_2	Région SVPWM
$m_1 < 0,5$ $m_2 < 0,5$ $m_1 + m_2 < 0,5$	Région 1
$m_1 < 0,5$ $m_2 < 0,5$ $m_1 + m_2 > 0,5$	Région 2
$m_1 > 0,5$	Région 3
$m_2 > 0,5$	Région 4

II.5.8 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation pour chaque région

Tableau II.7: Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteurs de tension dans les différents secteurs et régions.

Secteur		Région1	Région2	Région3	Région4
A	T _a	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$
	T _b	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$
	T _c	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$T_m.[2-K.\sin(\pi/3+\theta)]$
B	T _a	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$
	T _b	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T _c	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2-K.\sin\theta]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$
C	T _a	$K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
	T _b	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$K.T_m.\sin\theta$
	T _c	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin\theta-1]$	$T_m.[1-K.\sin\theta]$	$T_m.[2-K.\sin(\theta-\pi/3)]$
D	T _a	$-K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\theta-\pi/3)-1]$	$T_m.[1-K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$
	T _b	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$-K.T_m.\sin\theta$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$
	T _c	$K.T_m.\sin(\theta-\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-T_m.[1-K.\sin\theta]$
E	T _a	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$
	T _b	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$-K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$
	T _c	$K.T_m.\sin(\pi/3-\theta)$	$-T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[1+K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[2+K.\sin\theta]$
F	T _a	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$-T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[1+K.\sin\theta]$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$
	T _b	$T_m.[1+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$K.T_m.\sin(\theta+\pi/3)$	$T_m.[K.\sin(\pi/3-\theta)-1]$	$-K.T_m.\sin\theta$
	T _c	$-K.T_m.\sin\theta$	$T_m.[2+K.\sin(\theta-\pi/3)]$	$T_m.[1-K.\sin(\pi/3+\theta)]$	$T_m.[K.\sin(\pi/3+\theta)-1]$

II.5.9 Calcul des temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région

Tableau II.8 : Les temps de commutation des interrupteurs en haut d'un onduleur dans chaque région.

Secteur	Intr	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	Ka1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ka1+Ta/2$	$Ka1+(Ta+Tc)/2$	$Ka1+Tc/2$
	Kb1	$Tc/2+Tb/2$	0	0	$Ta+Tc/2$
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Kb1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Kb1+Tb+Tc/2$
	Kc1	$Tb/4$	0	0	0
	Kc2	$Kc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$
B	Ka1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$	0
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ka1+Tb+Tc/2$	$Ka1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$
	Kb1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Kb1+Tc/2$	$Kb1+(Ta+Tc)/2$	$Kb1+Ta/2$
	Kc1	$Tb/4$	0	0	0
	Kc2	$Kc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
C	Ka1	$Tb/4$	0	0	0
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$
	Kb1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sb1+Ta/2$	$Kb1+(Ta+Tc)/2$	$Kb1+Tc/2$
	Kc1	$Tc/2+Tb/4$	0	$Tc/2$	$Ta+Tc/2$
	Kc2	$Kc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Kc1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Kc1+Tb+Tc/2$
D	Ka1	$Tb/4$	0	0	0
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
	Kb1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$	0
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Kb1+Tb+Tc/2$	$Kb1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$
	Kc1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Kc2	$Sc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Sc1+Tc/2$	$Sc1+(Ta+Tc)/2$	$Sa1+Ta/2$
E	Ka1	$Tc/2+Tb/4$	0	$Tc/2$	$Ta+Tc/2$
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$	$Ka1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ka1+Tb+Tc/2$
	Kb1	$Tb/4$	0	0	0
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ta/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Tc/2$
	Kc1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Tc+Tb+Ta/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Ta+Tb+Tc/2$
	Kc2	$Kc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Kc1+Ta/2$	$Kc1+(Ta+Tc)/2$	$Kc1+Tc/2$
F	Ka1	$(Ta+Tc)/2+Tb/4$	$Ta+Tb+Tc/2$	$Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tc+Tb+Ta/2$
	Ka2	$Ka1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Ka1+Tc/2$	$Ka1+(Ta+Tc)/2$	$Ka1+Ta/2$
	Kb1	$Tb/4$	0	0	0
	Kb2	$Kb1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Tc/2$	$(Ta+Tc)/2$	$Ta/2$
	Kc1	$Tc/2+Tb/4$	$Ta+Tc/2$	$Tc/2$	0
	Kc2	$Kc1+(Ta+Tb+Tc)/2$	$Kc1+Tb+Tc/2$	$Kc1+Tb+(Ta+Tc)/2$	$Tb+Ta/2$

Donc on peut déterminer les temps de commutation des interrupteurs en bas pour les trois bras d'onduleur (Ki3, Ki4) dans n'importe région à l'aide de ces expressions :

$$K_{i3} = T_m - K_{i1} \quad (\text{II.63})$$

$$K_{i4} = T_m - K_{i2} \quad (\text{II.64})$$

Avec : $i=a, b, c$

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, les différentes stratégies de commande de l'onduleur trois niveaux de type NPC, MLI sinusoïdale, ainsi que la M.L.I vectorielle.

La M.L.I vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence, par contre la M.L.I sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément.

Dans le prochain chapitre on va faire une étude de l'onduleur triphasé à cinq niveaux de tension de type NPC commandé par la modulation MLI sinusoïdale.

CHAPITRE III :

Modélisation et commande de l'onduleur a cinq niveaux de type NPC

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudierons la structure de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Pour ce faire, nous commencerons par élaborer son modèle de fonctionnement. Nous développerons ensuite un modèle de commande de ce convertisseur.

III.2 Structure générale de l'onduleur à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des moteurs à courant alternatif de forte puissance. Plusieurs structures de l'onduleur à cinq niveaux sont possibles [40].

Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC comme l'indique la figure(III.1). Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de huit interrupteurs en série, plus six diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DD_{K0} à DD_{K5} , Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bi-commandable (transistors MOSFET ou IGBT) et d'une diode montée en tête bêche.

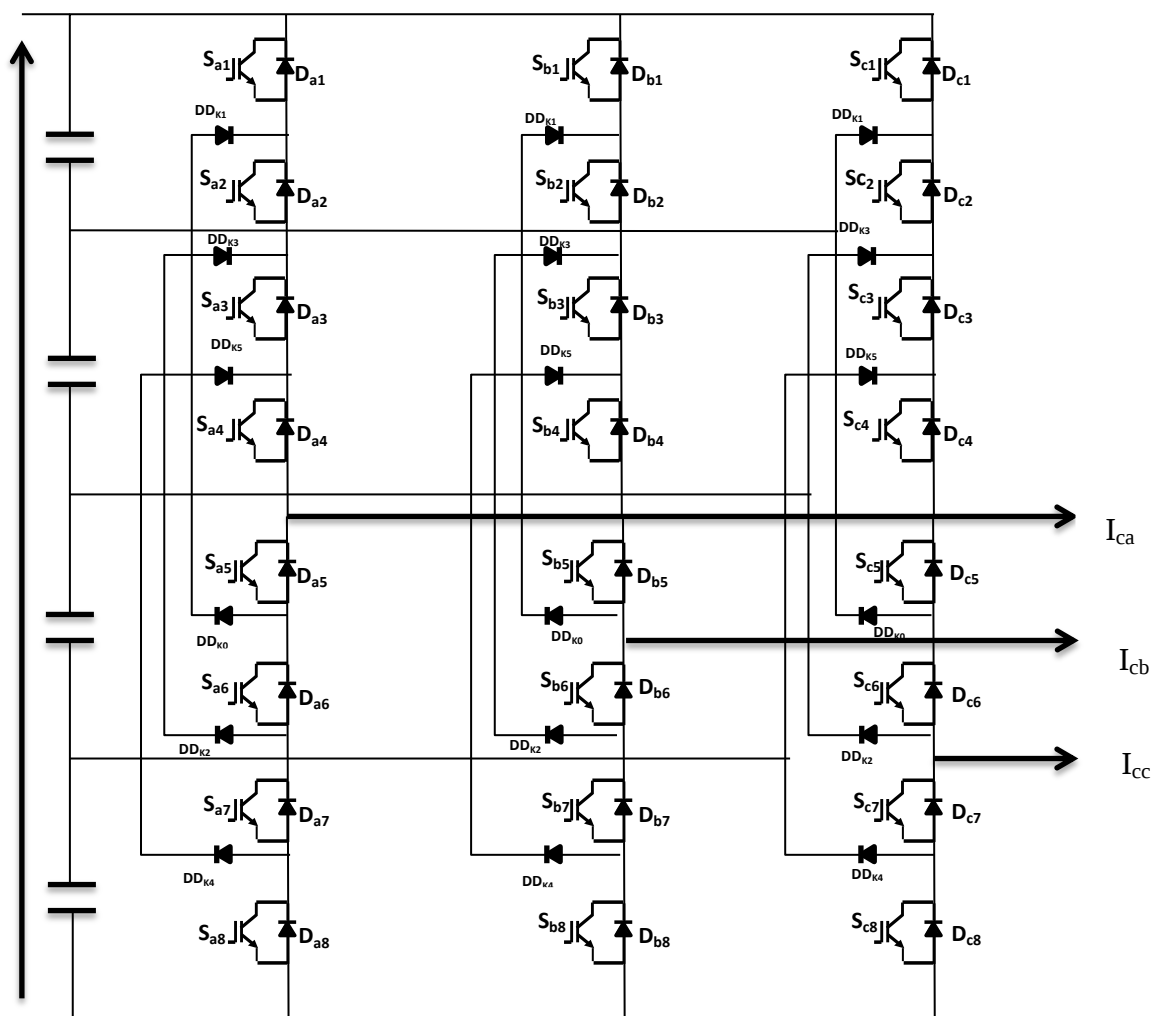


Figure III.1 : Schéma d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

III.3 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à cinq niveaux, sans a priori sur la commande, on considère les hypothèses suivantes:

- Chaque paire transistor–diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal.
- Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.
- Les tensions V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} , V_{c4} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes),

$$V_{c1} + V_{c2} + V_{c3} + V_{c4} = V \quad (\text{III.1})$$

III.3.1 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles, pour définir les séquences de fonctionnements de cet onduleur, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif), par exemple. La tension simple V_{ao} est définie par l'état de huit quadruplet qui peuvent être transistor, un GTO ou bien un IGBT ou autre avec une diode en antiparallèle. Les états possibles d'un seul bras d'interrupteurs est de $2^5 = 32$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1. Seules les cinq états suivantes sont possibles, [41]

III.3.1.a 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 (III.2), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +V/2 \quad (\text{III.2})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka5} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +V/4 \quad (\text{III.3})$$

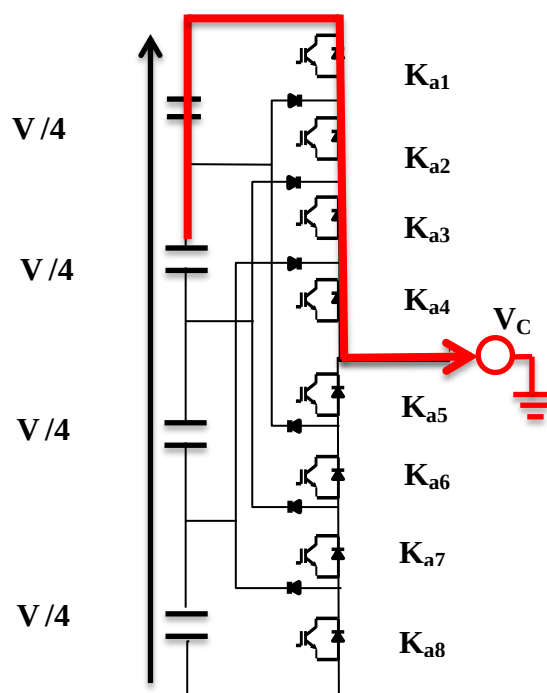


Figure III.2 : 1^{ère} configuration du 1^{er} bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

III.3.1.b 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 (III.3), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +V/4 \quad (III.4)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka6} = V_{ka7} = V_{ka8} = +V/4 \quad (III.5)$$

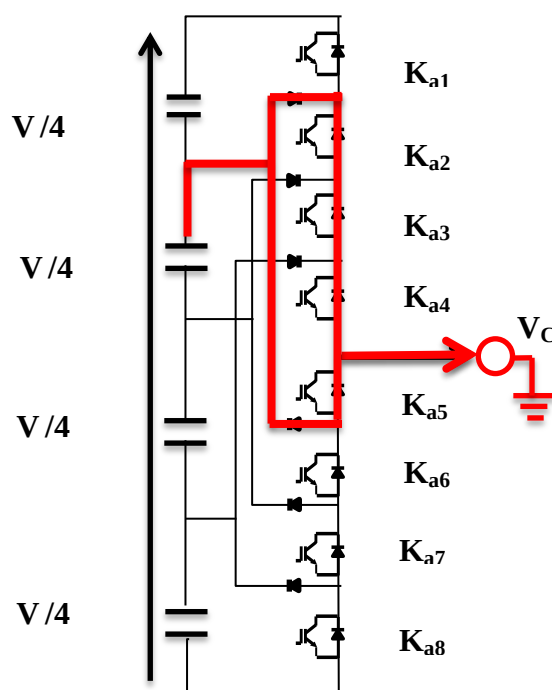


Figure III.3 : 2^{ème} configuration du 1^{er} bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

III.3.1.c 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(III.4), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = 0 \quad (III.6)$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka7} = V_{ka8} = +V/4 \quad (III.7)$$

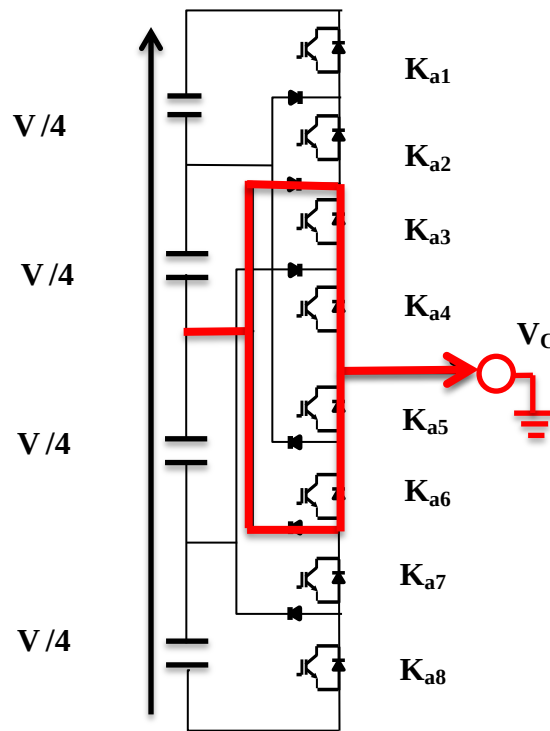


Figure III.4 : 3^{ème} configuration du 1^{er} bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

III.3.1.d 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(III.5), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -V/4 \quad (\text{III.8})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = V_{ka8} = +V/4 \quad (\text{III.9})$$

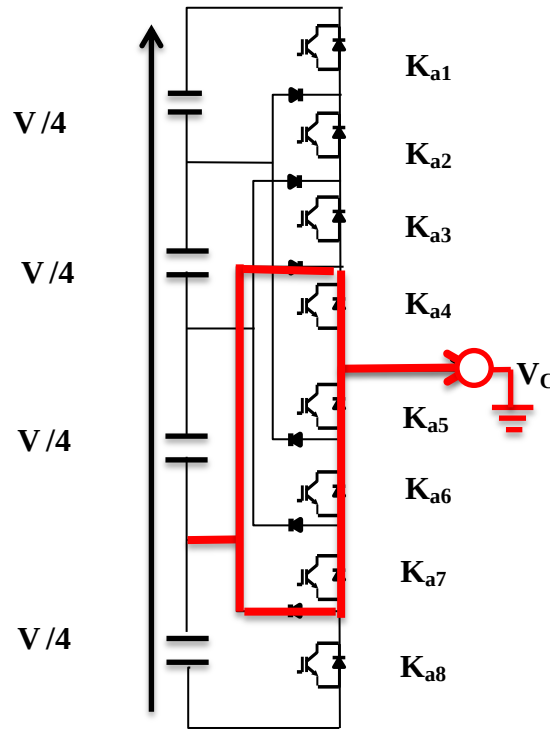


Figure III.5 : 4^{ème} configuration du 1^{er} bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

III.3.1.e 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 (III.6), la valeur de tension simple V_{ao} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -V/2 \quad (\text{III.10})$$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = V_{ka3} = U_{ka4} = +V/4 \quad (\text{III.11})$$

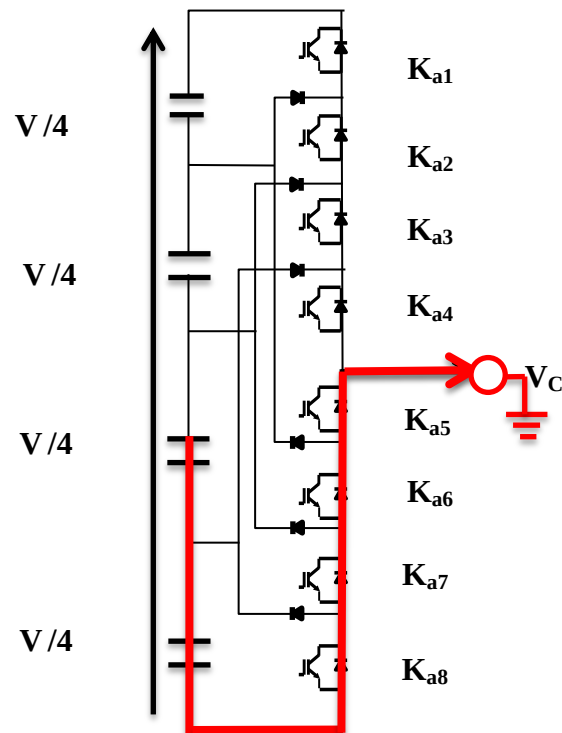


Figure III.6 : 5^{ème} configuration du 1^{er} bras de l'onduleur à cinq niveaux de type NPC.

III.3.2 Modélisation en vue de la commande

L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($V_{c1} = V_{c2} = V_{c3} = V_{c4}$).

La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de Volts

III.4 Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion.

III.4.1 Fonction de connexion

Chaque interrupteur TD_{ks} introduit une fonction de connexion F_{ks} qui décrit son état ouvert ou fermé, tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

III.4.2 Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par Conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux plusieurs commandes complémentaires sont possibles, la commande optimale est définie comme Suit

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (III.12)$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

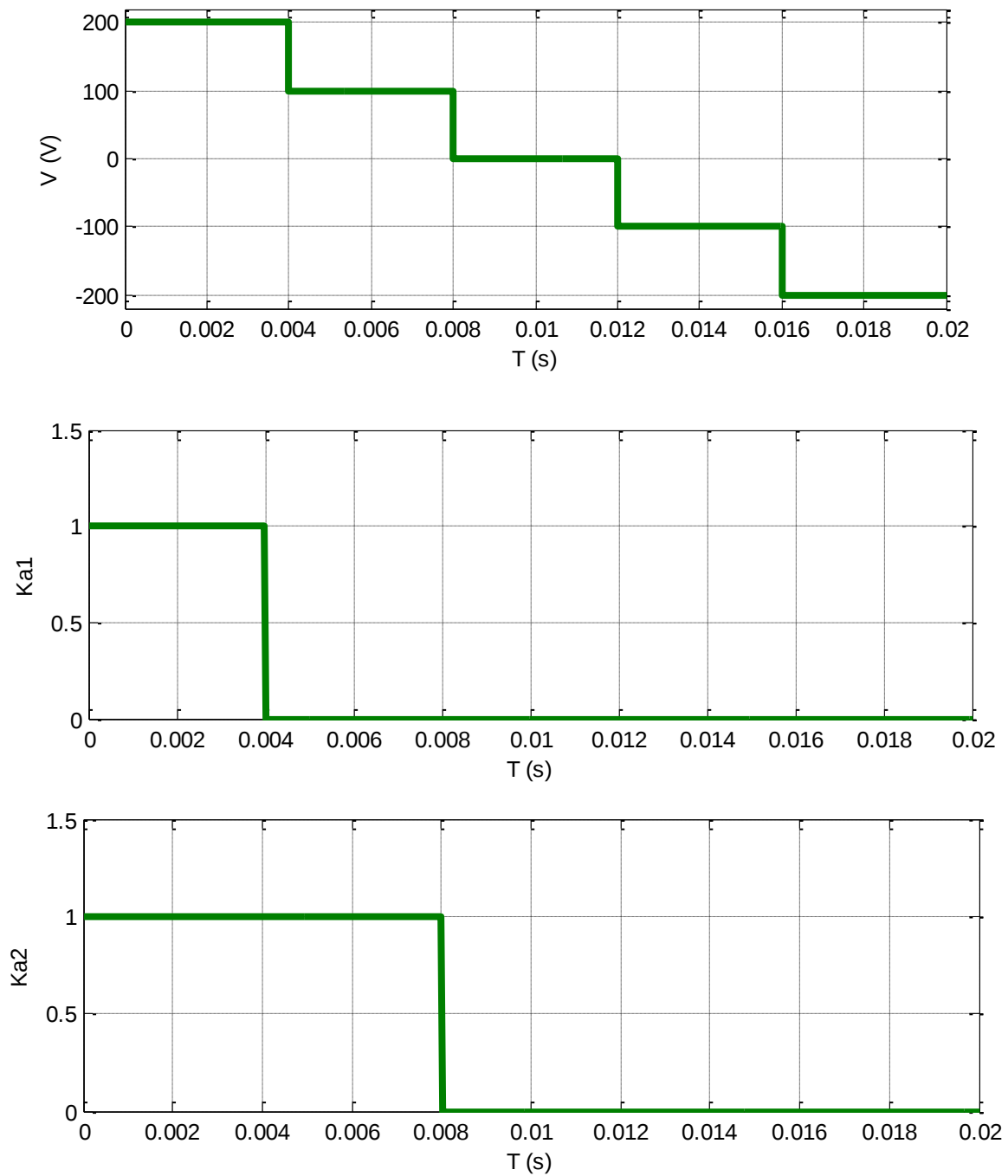
$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (III.13)$$

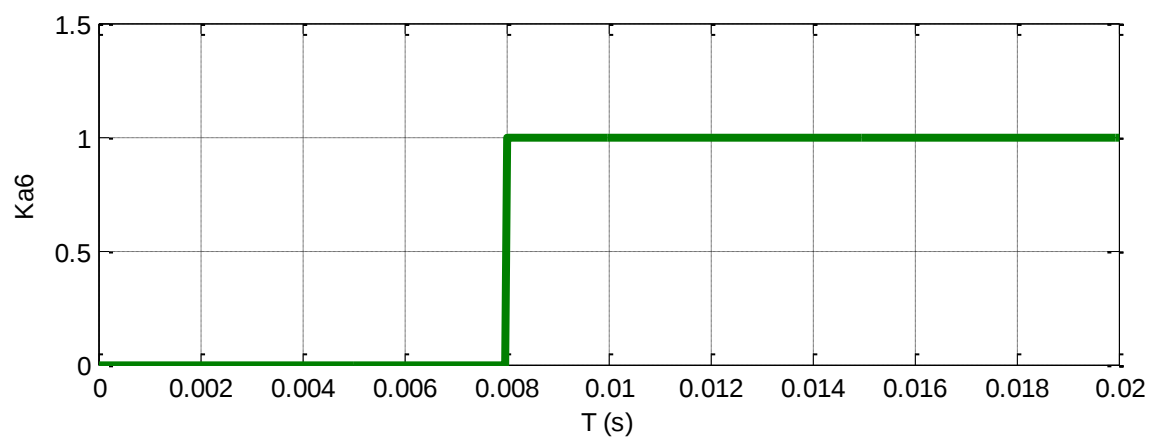
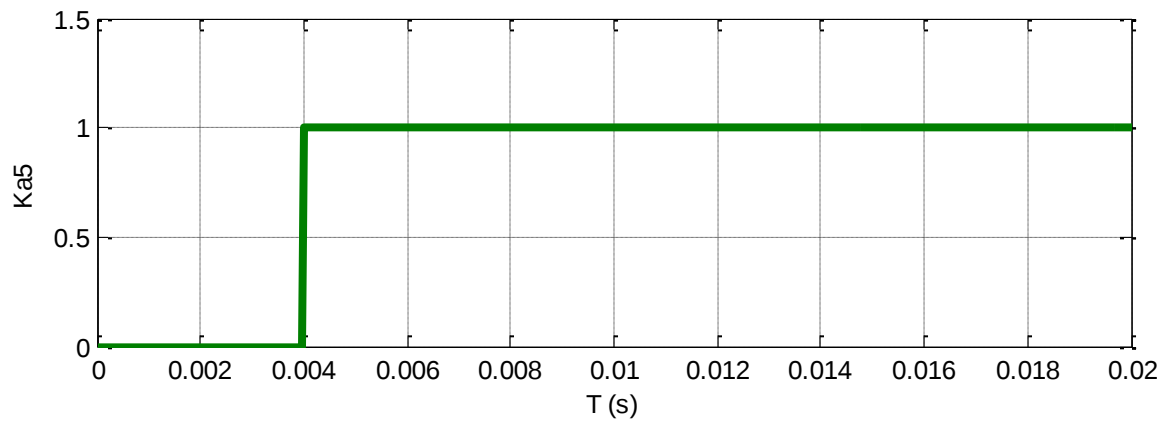
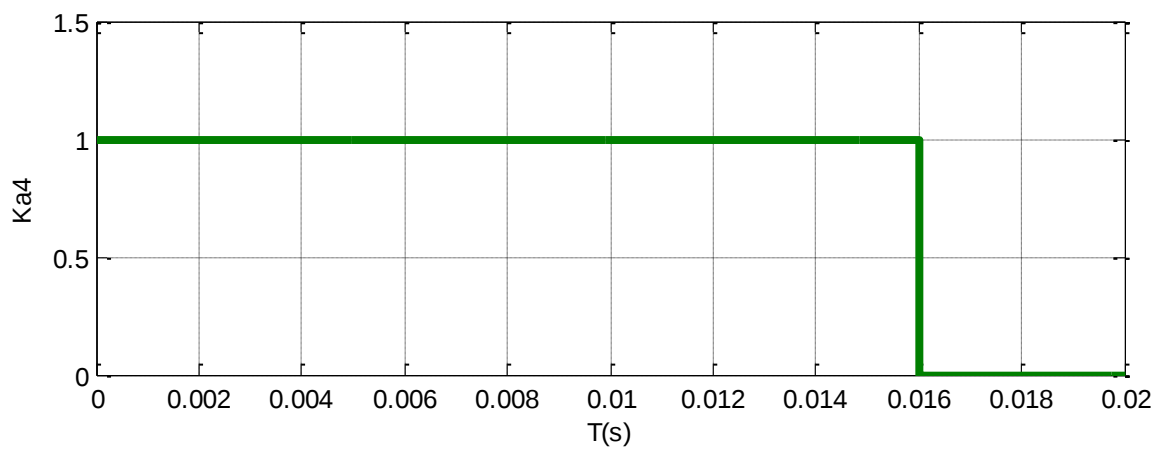
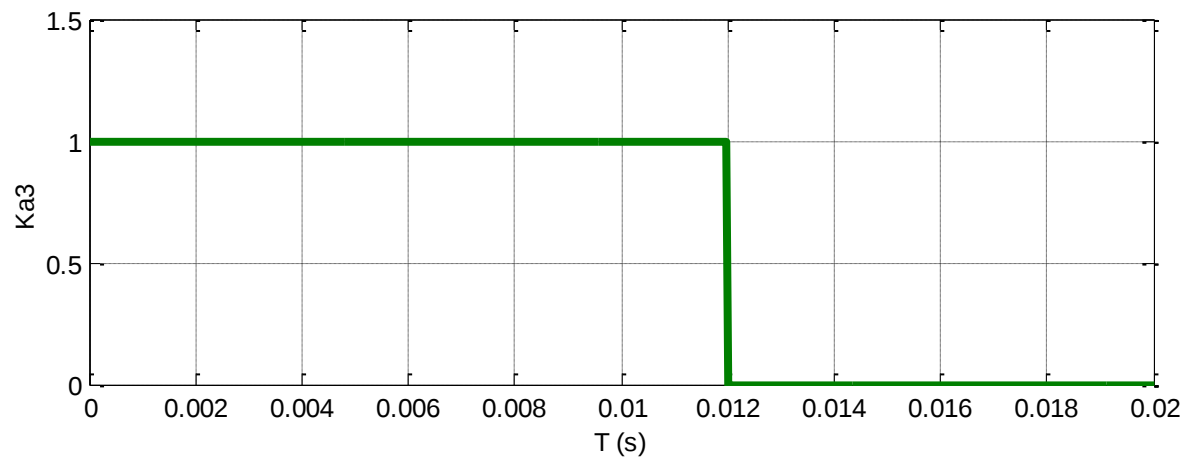
Le tableau (III-1) représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux:

Tableau III.1: Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux.

Etat des interrupteurs								Vao
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	Ka5	Ka6	Ka7	Ka8	
1	1	1	1	0	0	0	0	V/2
0	1	1	1	1	0	0	0	V/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-V/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-V/2

D'après le tableau ci-dessus, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement en cinq niveaux.





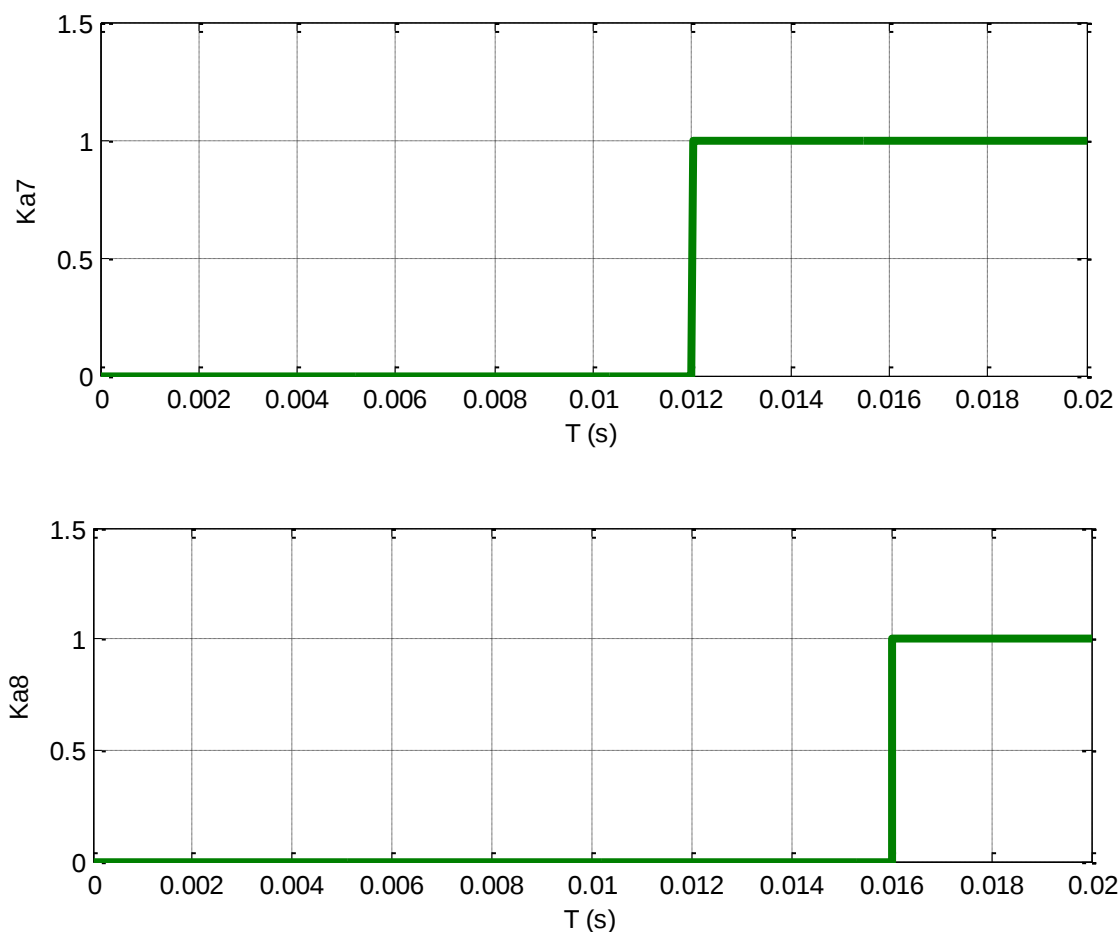


Figure III.7 : Les signaux de commande de chaque interrupteur et la forme d'onde de la tension de sortie V_{ao} .

III.4.3 Fonction de connexion du demi-bras

On définit pour l'onduleur une fonction de connexion des demi-bras qu'on notera F_{km}^b tel que

$$K : \text{numéro du bras} \quad m = \begin{cases} 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \\ 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} F_{k2} F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} F_{k5} F_{k6} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Le système d'équations précédent montre que la fonction vaut F_{km}^b dans le cas où les trois interrupteurs du demi-bras sont tous fermés et nulles dans tous les autres cas.

Les fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèles du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k7} = F_{k1} F_{k2} (1 - F_{k3}) \\ F_{k8} = F_{k4} F_{k5} (1 - F_{k6}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

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

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) V_{c1} - F_{11} F_{12} F_{13} (V_{c1} + V_{c2}) - F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) V'_{c1} - F_{14} F_{15} F_{16} (V'_{c1} + V'_{c2}) \\ V_{bo} = F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) V_{c1} - F_{21} F_{22} F_{23} (V_{c1} + V_{c2}) - F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) V'_{c1} - F_{24} F_{25} F_{26} (V'_{c1} + V'_{c2}) \\ V_{co} = F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) V_{c1} - F_{31} F_{32} F_{33} (V_{c1} + V_{c2}) - F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) V'_{c1} - F_{34} F_{35} F_{36} (V'_{c1} + V'_{c2}) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

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

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11} F_{12} (1 - F_{13}) \\ F_{27} = F_{21} F_{22} (1 - F_{23}) \\ F_{37} = F_{31} F_{32} (1 - F_{33}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{cases} F_{18} = F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) \\ F_{28} = F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) \\ F_{38} = F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

En introduisant les équations (III-17) et (III-18) dans le système (III.16), on aboutit au système suivant :

$$V_{ao} = (F_{17} - F_{11}^b) V_{c1} + F_{11}^b V_{c2} - F_{12} (F_{18} - F_{10}^b) V_{c2} - F_{10}^b V_{c2} \quad (\text{III.19})$$

$$V_{bo} = (F_{27} - F_{21}^b) V_{c1} + F_{21}^b V_{c2} - F_{12} (F_{28} - F_{20}^b) V_{c2} - F_{20}^b V_{c2} \quad (\text{III.20})$$

$$V_{co} = (F_{37} - F_{31}^b) V_{c1} + F_{31}^b V_{c2} - F_{32} (F_{38} - F_{30}^b) V_{c2} - F_{30}^b V_{c2} \quad (\text{III.21})$$

Dans le cas où $V_{C1}=V_{C2}=V_{C3}=V_{C4}=V_C$, la relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} V_C \quad (\text{III.22})$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = V_a + V_b + V_c = 3V_{no} \quad (\text{III.23})$$

Avec, V_{no} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge donnée comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{III.24})$$

Les tensions simples à la sortie de l'onduleur sont :

$$V_a = V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \quad (\text{III.25})$$

$$V_b = V_{bo} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = \frac{1}{3}(-V_{ao} + V_{bo} - V_{co}) \quad (\text{III.26})$$

$$V_c = V_{co} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \quad (\text{III.27})$$

A partir des relations (3-23) et (3-24), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples à la sortie de l'onduleur dans le cas où

$V_{C1}=V_{C2}=V_{C3}=V_{C4}=V_C$, la relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} V_c \quad (\text{III.28})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé, à cinq niveaux s'expriment comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} V_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} V'_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V'_{c2} \right] \quad (\text{III.30})$$

Dans le cas où $V_{c1} = V_{c2} = V'_{c1} = V'_{c2}$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} V_c \quad (\text{III.31})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3 en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{III.34})$$

D'où le courant i_{d0}

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{III.35})$$

III.4.3.a Relations de conversion simples :

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} V_{c1} \\ V_{c2} \\ V_{c1}' \\ V_{c2}' \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

On appellera [N(t)] donnée par (III.37) matrice de conversion simple

[N(t)] =

$$\begin{bmatrix}
 \frac{1}{3}(2(F_{17} - F_{11}^b) - (F_{27} - F_{21}^b) - (F_{37} - F_{31}^b)) & \frac{1}{3}(2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) & \frac{1}{3}(2(F_{18} - F_{10}^b) - (F_{28} - F_{20}^b) - (F_{38} - F_{30}^b)) & \frac{1}{3}(2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
 \frac{1}{3}(-(F_{17} - F_{11}^b) + 2(F_{27} - F_{21}^b) - (F_{37} - F_{31}^b)) & \frac{1}{3}(-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) & \frac{1}{3}(-(F_{18} - F_{10}^b) + 2(F_{28} - F_{20}^b) - (F_{38} - F_{30}^b)) & \frac{1}{3}(-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
 \frac{1}{3}(-(F_{17} - F_{11}^b) - (F_{27} - F_{21}^b) + 2(F_{37} - F_{31}^b)) & \frac{1}{3}(-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) & \frac{1}{3}(-(F_{18} - F_{10}^b) - (F_{28} - F_{20}^b) + 2(F_{38} - F_{30}^b)) & \frac{1}{3}(2F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\
 \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\
 \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\
 \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\
 \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\
 \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \approx & \approx \approx & \approx \approx \approx
 \end{bmatrix}$$

$$\approx = \mathbf{1} - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)$$

$$\approx \approx = \mathbf{1} - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)$$

$$\approx \approx \approx = \mathbf{1} - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)$$

III.5 Stratégies de commande de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïde possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs à cinq niveaux.

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeurs d'impulsions dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

L'analyse de ces différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le spectre harmonique des tensions de sortie.

III.5.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les caractéristiques de la modulation sont:

- L'indice de modulation " m " défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence

$$m = \frac{f_p}{f} \quad \text{(III.38)}$$

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension " r " comme étant le rapport de l'amplitude référence V_m et de la tension U_{pm} de la porteuse

$$r = \frac{V_m}{2U_{pm}} \quad \text{(III.39)}$$

III.5.2 Commande MLI modulante sinusoïdale

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont données par les équations :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (III.40)$$

III.5.3 Commande MLI à quatre porteuses unipolaires

Dans cette commande, on utilise quatre porteuse $(U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4})$ décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Les équations des porteuses sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p4}(t) = U_{p1}(t) - 2U_{pm} \end{cases} \quad (III.41)$$

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\begin{cases} [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 2U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -2U_C \end{cases} \quad (III.42)$$

III.6 Les Avantages et les inconvénients

Les onduleurs multi niveaux, tels que les onduleurs NPC (Neutral Point Clamped), offrent des avantages et des inconvénients spécifiques. Un onduleur NPC à cinq niveaux présente une meilleure qualité de tension de sortie par rapport aux onduleurs à deux et trois niveaux, grâce à une tension de sortie en forme d'escalier avec plus de paliers, ce qui permet une meilleure approximation de la sinusoïde .

De plus, les interrupteurs commandés dans un onduleur NPC à cinq niveaux bloquent une tension deux fois plus faible que ceux d'un convertisseur à trois niveaux, ce qui réduit le stress sur les composants. Cependant, l'inconvénient majeur d'un onduleur NPC à cinq niveaux est la tension de blocage élevée, qui peut entraîner une augmentation des pertes et une réduction de la fiabilité. Le dimensionnement adéquat de l'onduleur est crucial pour minimiser ces effets négatifs.

III.7 Conclusion

Nous avons étudié dans ce chapitre, l'onduleur multi-niveaux de type NPC à cinq niveaux de tension, commandé par la technique ST-MLI à quatre porteuses. Cette stratégie est d'une manière générale une extension de celles des onduleurs à deux niveaux.

CHAPITRE IV :

Résultats de simulation

IV.1 Introduction

Actuellement, plusieurs outils de simulation parmi lesquels MATLAB/simulink sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires.

La simulation de ce travail est faite par l'utilisation d'un logiciel MATLAB/simulink qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs.

A l'aide de la simulation on a pu visualiser les courbes de réponse. L'exploitation des courbes ultérieure est réalisée à l'aide des blocs 'To Workspace'.

Dans notre travail nous avons simulé l'onduleur de tension à trois et Cinq niveaux de type NPC commandé par des différentes techniques de commandes. Ainsi que l'étude de l'effet du type de porteuse dans la commande MLI d'un onduleur NPC sur le comportement d'une machine asynchrone.

IV.2 Simulation MLI-ST de l'onduleur trois niveaux de type NPC

IV.2.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les caractéristiques de la modulation sont:

- L'indice de modulation " m " défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $f = 50 \text{ Hz}$.

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{IV.1})$$

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension " r " comme étant le rapport de l'amplitude référence A_m . $A_m = 0.9$ et de l'amplitude de la porteuse A_p .

$$r = \frac{A_m}{A_p} \quad (\text{IV.2})$$

- La tension d'alimentation continue égale 200 V

IV.2.2 Commande MLI modulante sinusoïdale (ST-MLI)

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont données par les équations :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (IV.3)$$

IV.2.3 Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires en disposition de phase (PD)

Dans cette commande, on utilise deux porteuses (U_{p1}, U_{p2}) décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Les équations des porteuses sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \end{cases} \quad (IV.4)$$

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\begin{cases} [0 < V_{refk} \mid |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| \geq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| < U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \end{cases} \quad (IV.5)$$

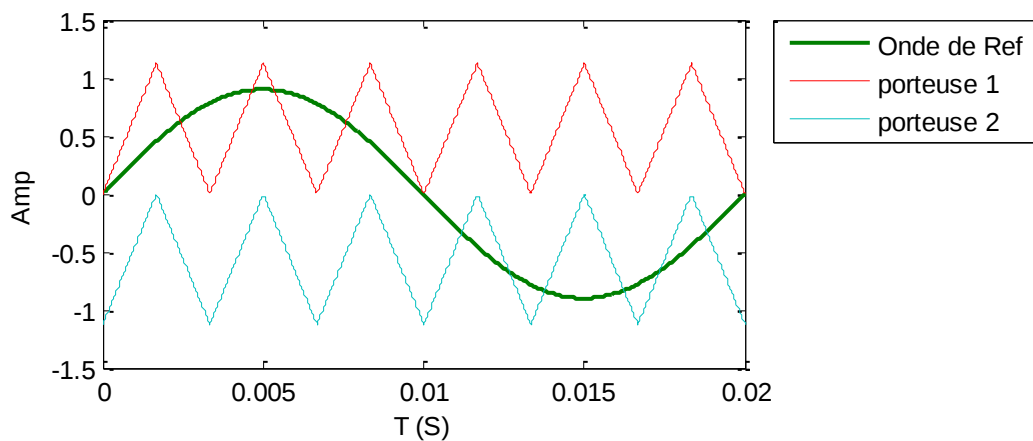


Figure IV.1 : Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD.

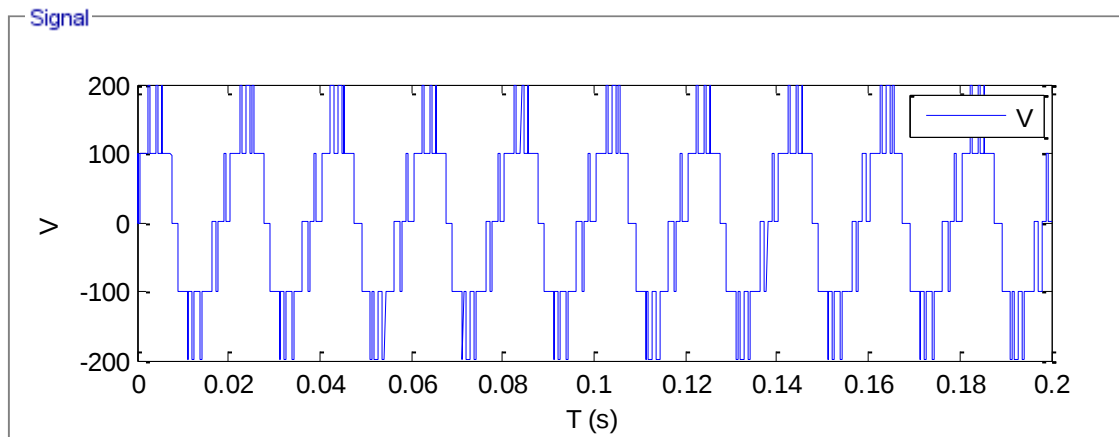
IV.2.3.a Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=6$, $r=0.8$ 

Figure IV.2 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$).

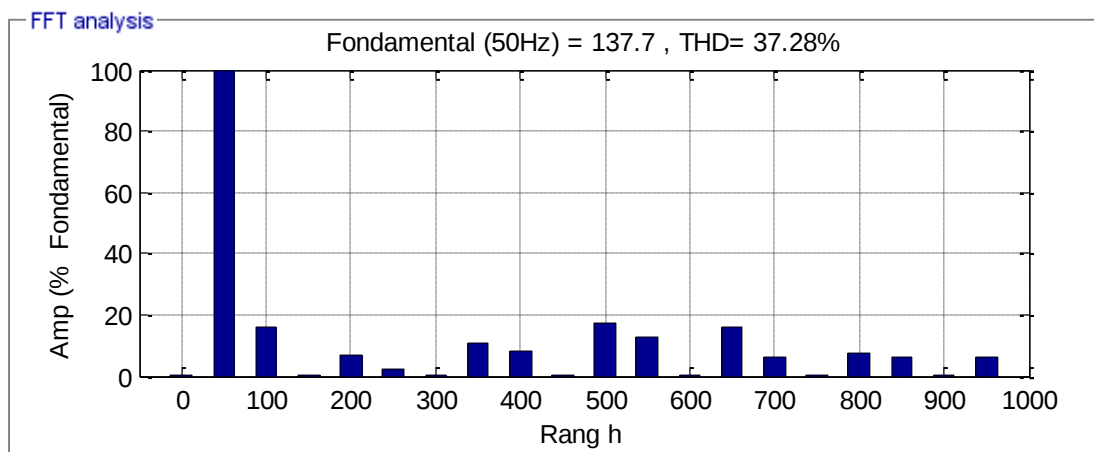


Figure IV.3 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur.
(ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$).

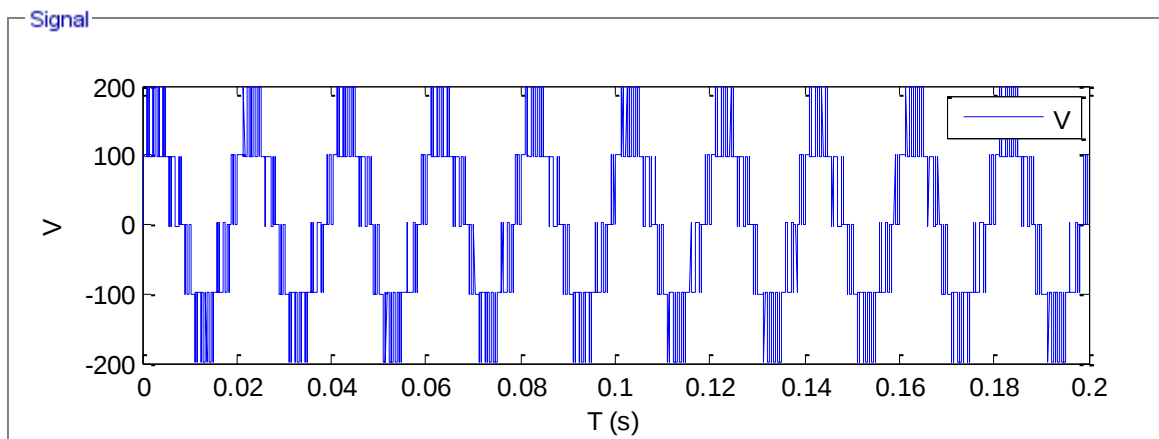
IV.2.3.b Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=15$, $r=0.8$ 

Figure IV.4 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$).

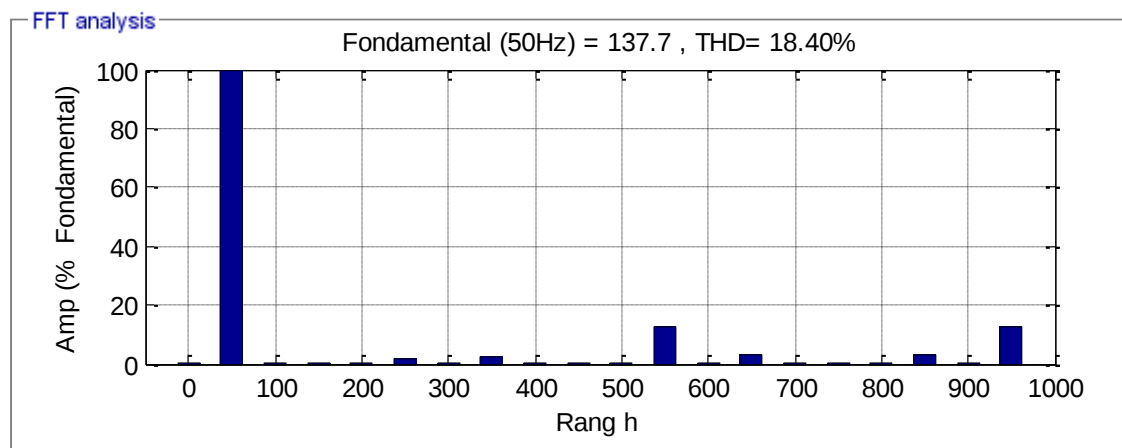


Figure IV.5 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur.
(ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$).

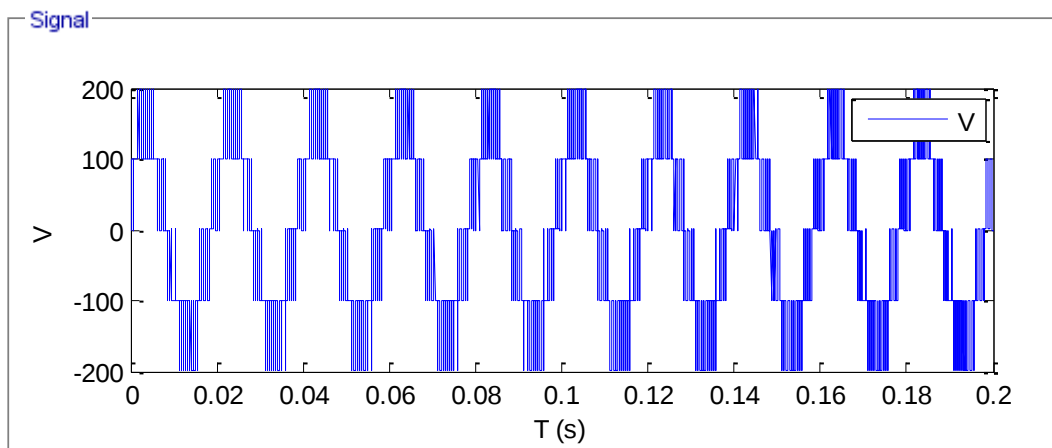
IV.2.3.c Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=24$, $r=0.8$ 

Figure IV.6 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$).

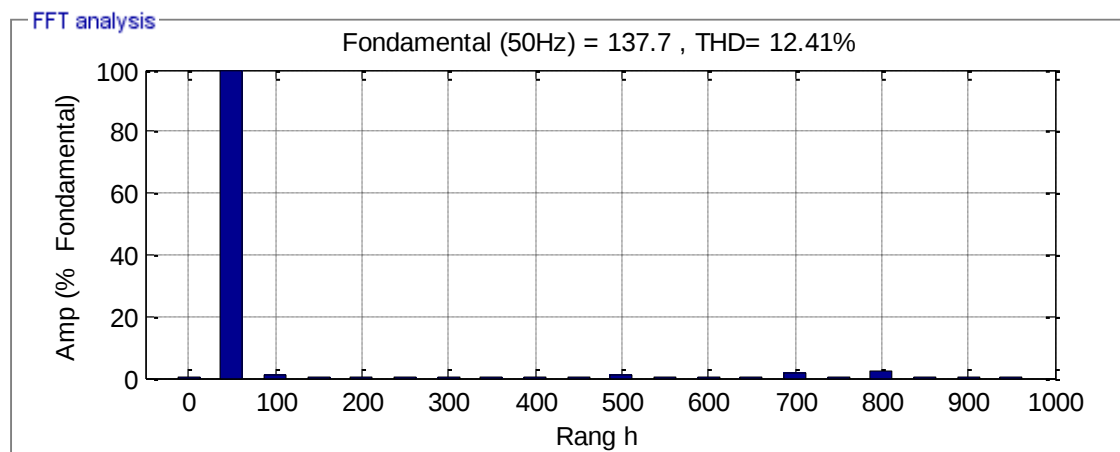


Figure IV.7 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.1 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage (ST-MLI PD avec $m=24$).

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		12.41	11.84	10.97

Interprétations et commentaires :

- le taux d'harmoniques est croissant en fonction de r .
- L'analyse spectrale d'harmonique de la tension simple de sortie de la phase A de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre la présence des harmoniques paires et impaires pour des valeurs paires et impaires de m .

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

IV.2.4 Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

Dans cette commande, on utilise deux porteuses (U_{p1}, U_{p2}) décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Les équations des porteuses sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = -U_{p1}(t) \end{cases} \quad (IV.6)$$

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\begin{cases} [0 < V_{refk} \mid |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \end{cases} \quad (IV.7)$$

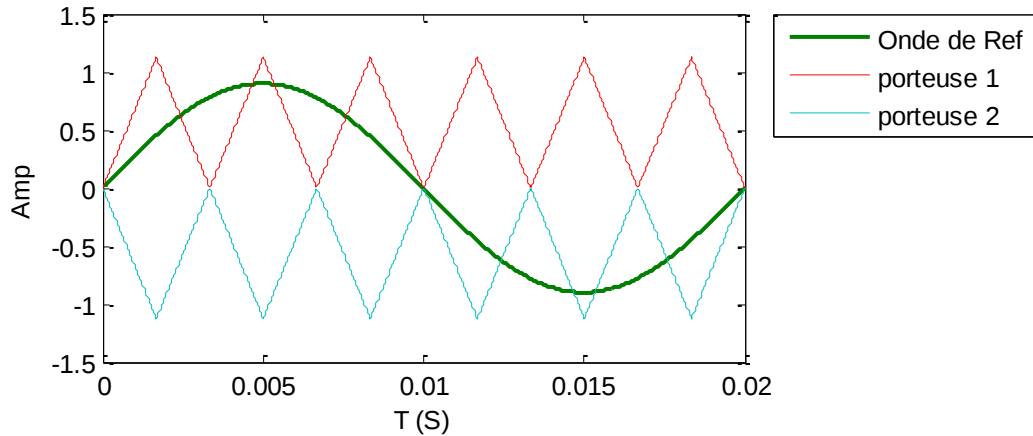


Figure IV.8 : Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD.

IV.2.4.a Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=6$, $r=0.8$

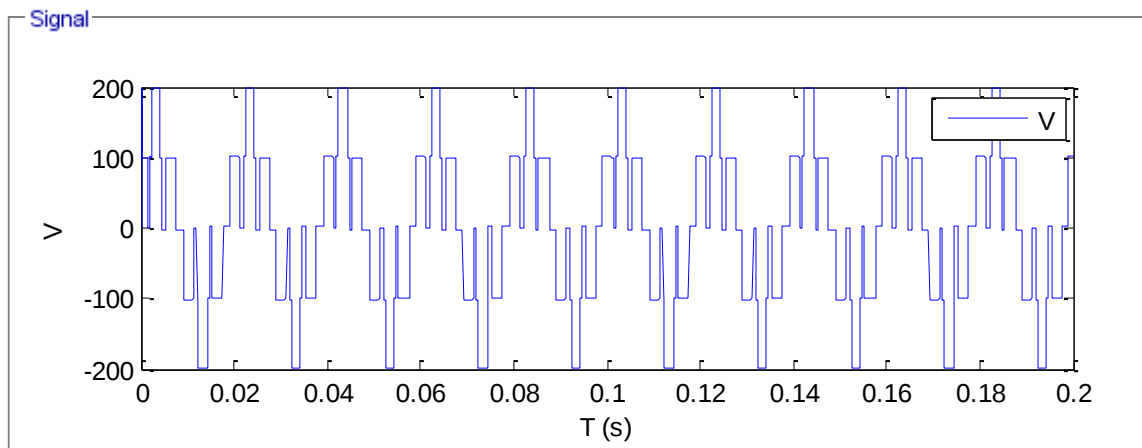


Figure IV.9 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$).

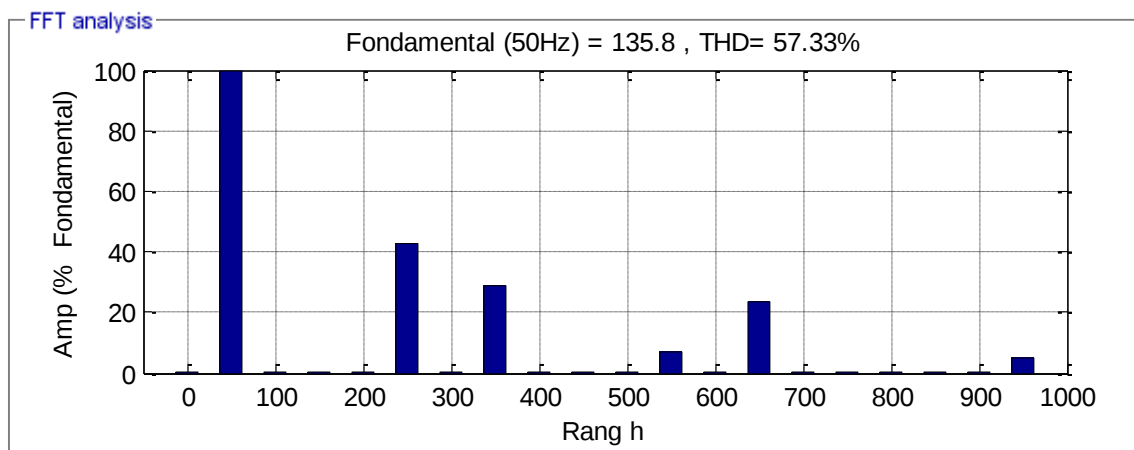


Figure IV.10 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$)

IV.2.4.b Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=15$, $r=0.8$

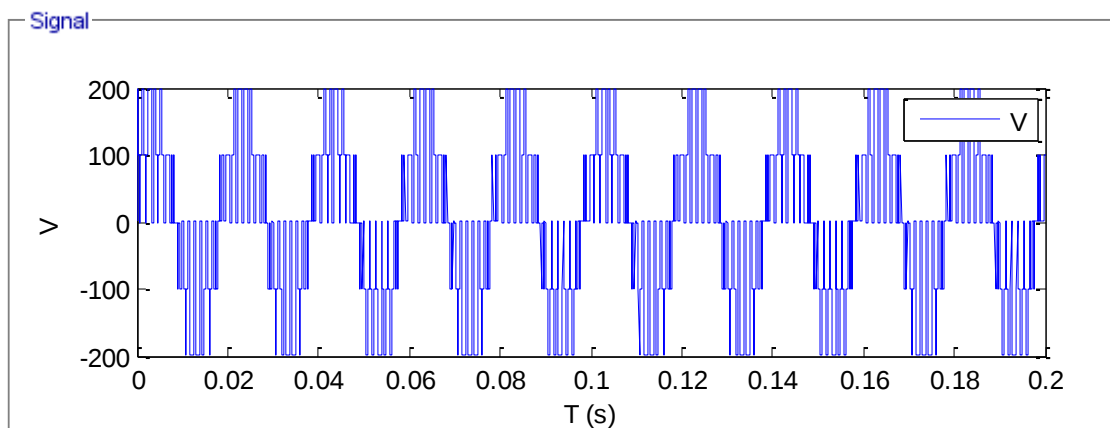


Figure IV.11 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$).

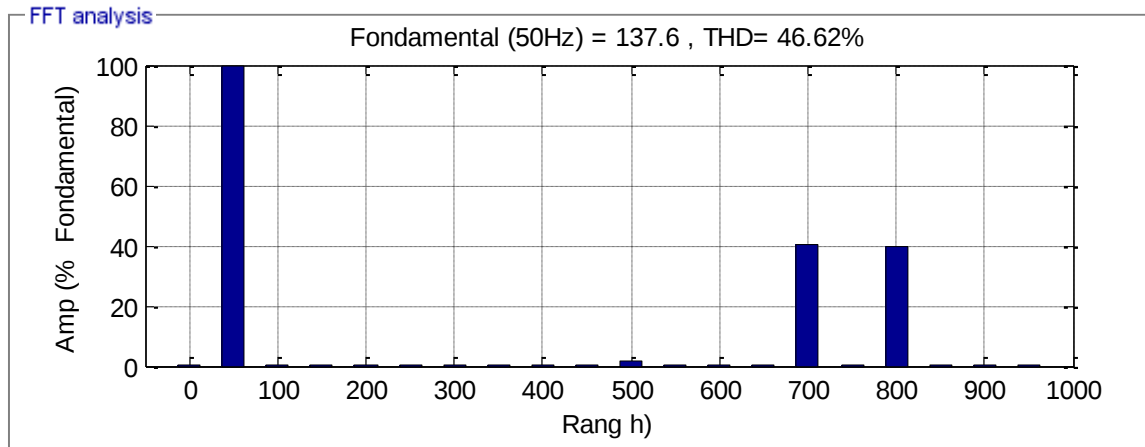


Figure IV.12 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$).

IV.2.4.c Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=0.8$

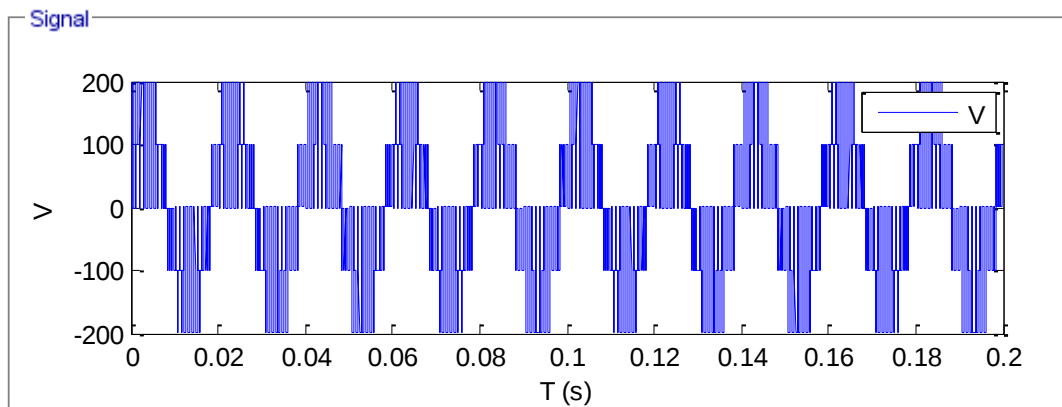


Figure IV.13 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$).

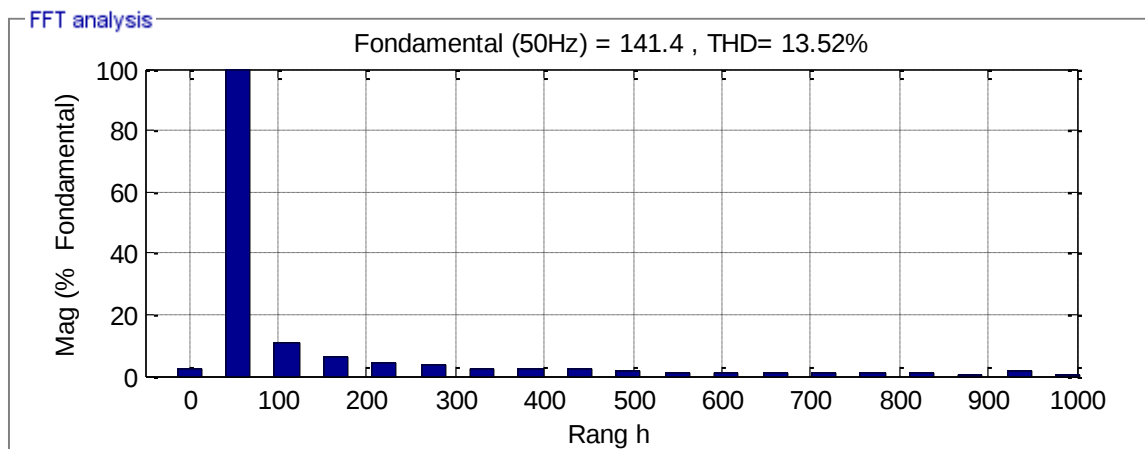


Figure IV.14 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.2 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI POD
avec $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD %		13.52	13.43	12.94

Interprétations et commentaires :

- le taux d'harmoniques est croissant en fonction de r .
- L'analyse spectrale de la tension simple V_a montrer la présence des harmoniques pairs et impairs pour des valeurs paire et impaire de m .
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

IV.2.5 Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

Les deux porteuses (U_{p1} ; U_{p2}), définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{p1} = \begin{cases} 2U_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2} = -U_{p1} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

L'algorithme de commande pour un bras k de l'onduleur est comme suit :

$$\begin{cases} V_{\text{reff}} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c \\ V_{\text{reff}} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ V_{\text{reff}} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \\ V_{\text{reff}} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

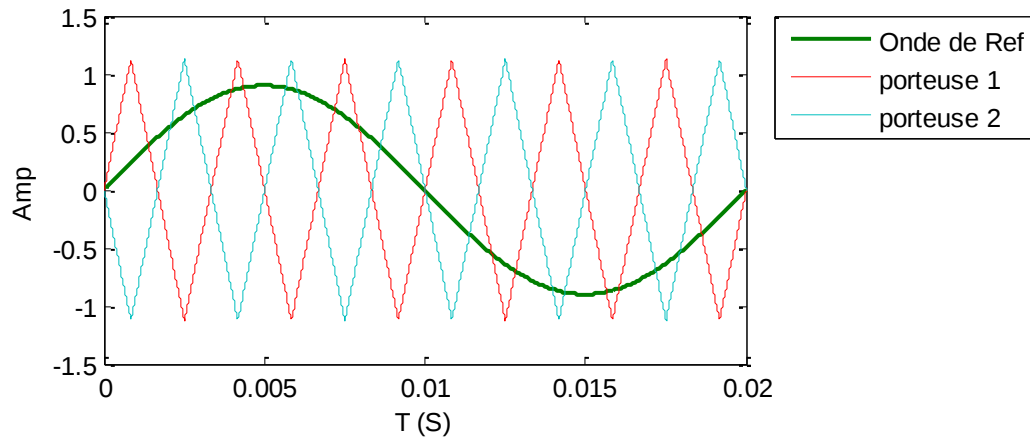


Figure IV.15 : Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires POD.

IV.2.5.a Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires POD $m=6$, $r=0.8$

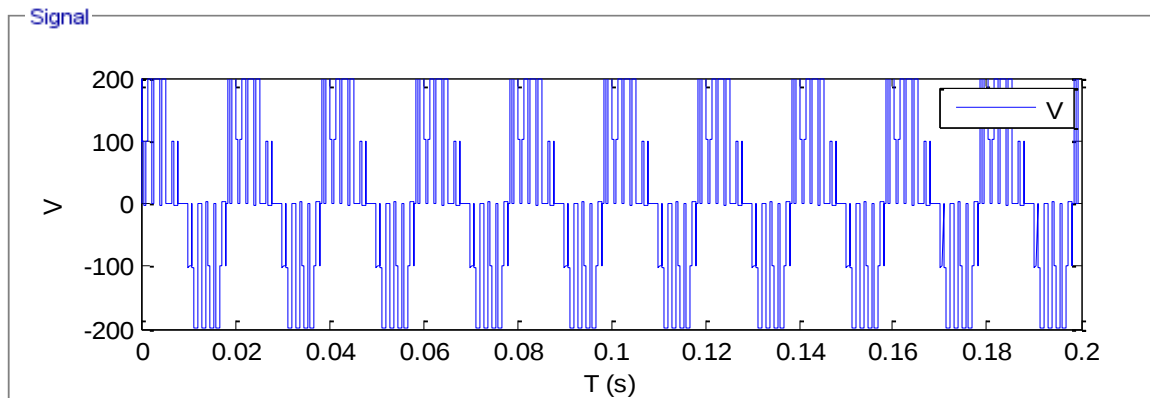


Figure IV.16 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).

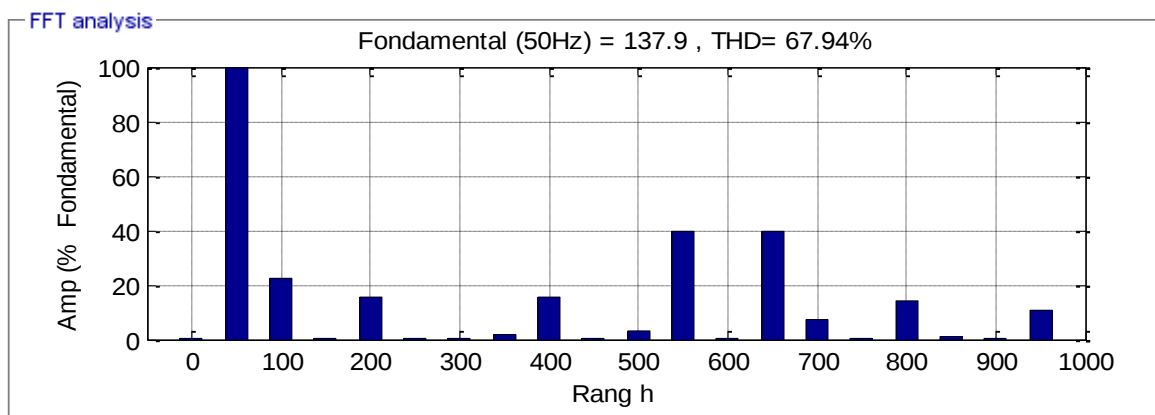


Figure IV.17 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).

IV.2.5.b Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires POD $m=15$, $r=0.8$

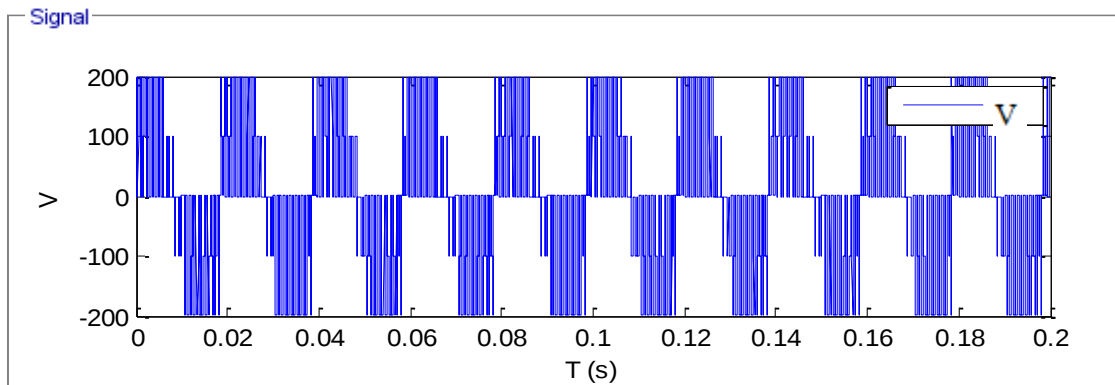


Figure IV.18 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).

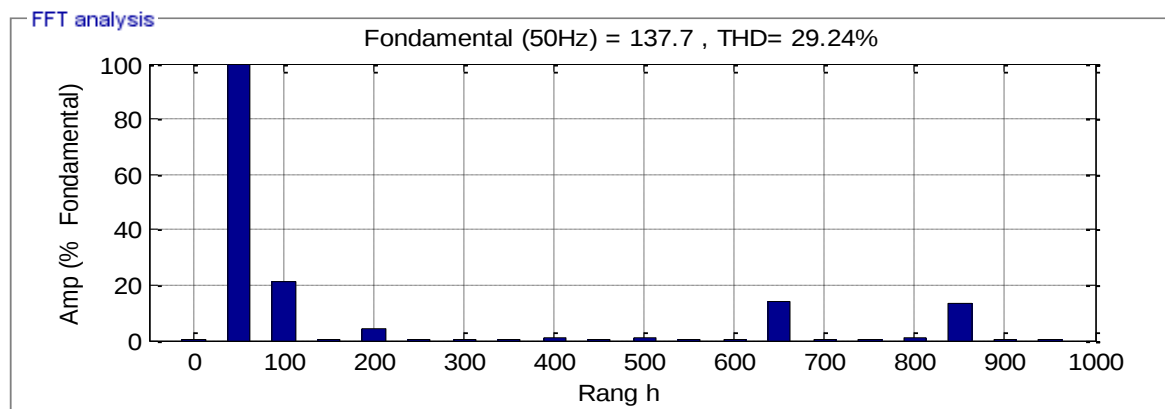


Figure IV.19 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).

IV.2.5.c Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires POD $m=24$, $r=0.8$

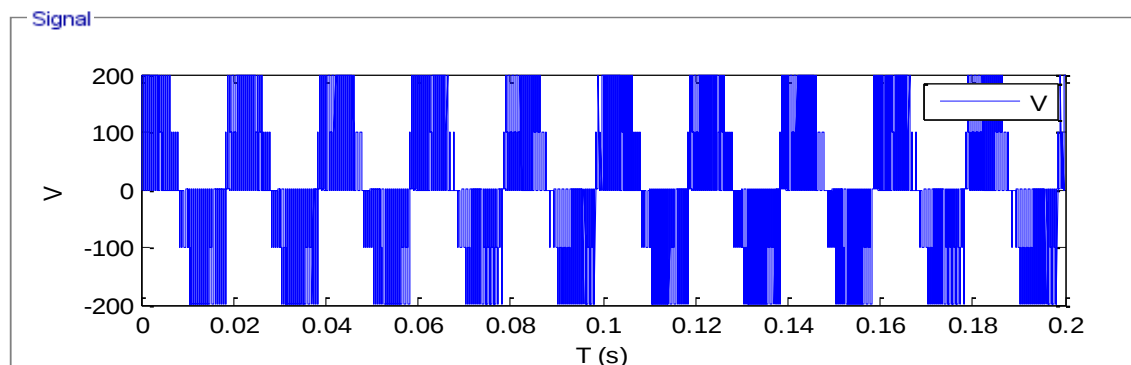


Figure IV.20 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$).

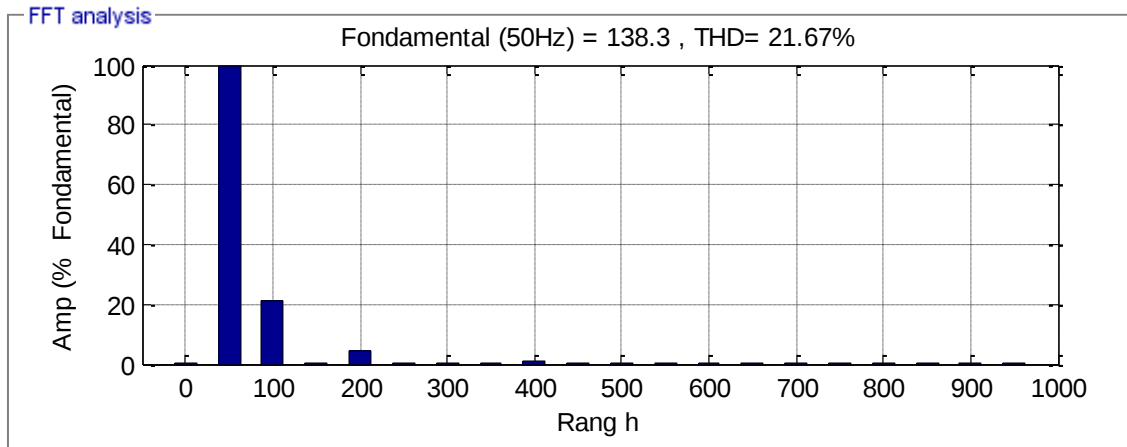


Figure IV.21 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur.(ST-MLI bipolaire POD m=24, r=0.8).

Tableau IV.3 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI bipolaire
POD avec m=24.

m=24	r	0.8	0.6	0.4
THD%		21.67	21.50	21.09

Interprétations et commentaires :

- Quel que soit m pair ou impair, la tension V_a présente des harmoniques paires et impaires
- le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r .
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

IV.2.6 Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de référence afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à Trois niveaux.

Dans ce cas, les nouvelles tensions de références sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{\text{ref1}} = V_m [\sin(\omega t) + a \sin(3\omega t)] \\ V_{\text{ref2}} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{\text{ref3}} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Nous avons choisi pour notre étude $a = 0.2$.

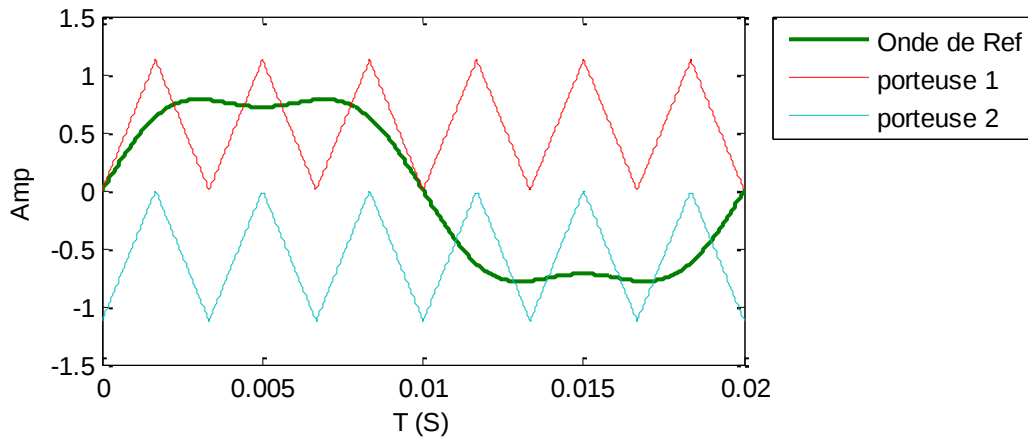


Figure IV.22 : Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois.

IV.2.6.a Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$

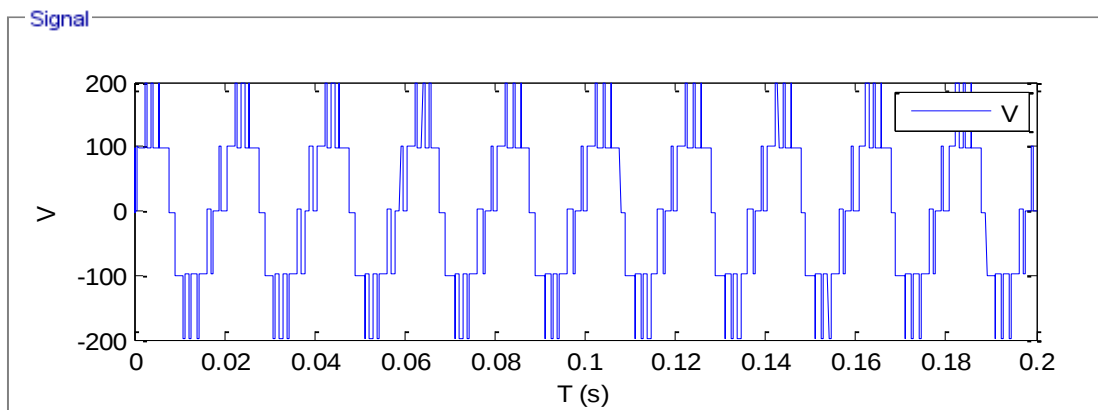


Figure IV.23 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$).

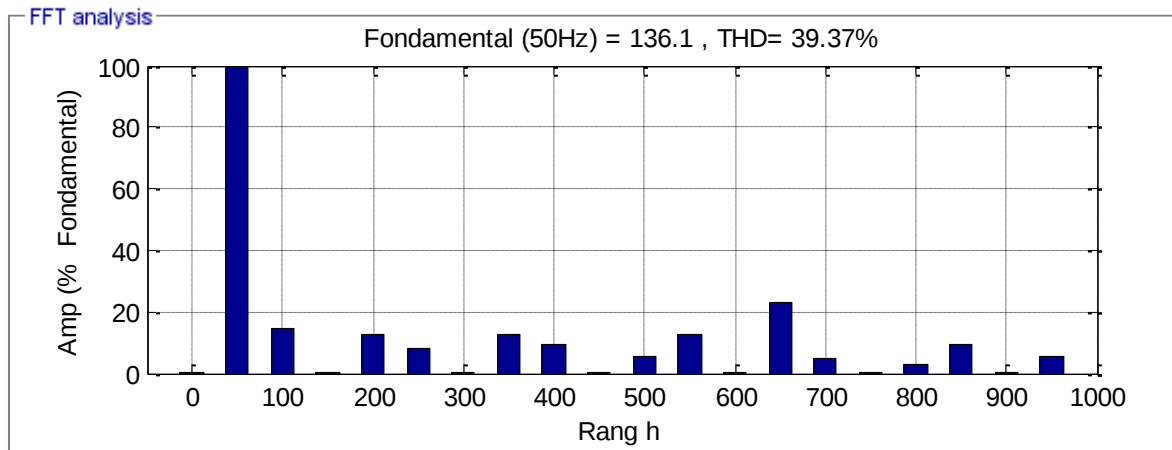


Figure IV.24 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$).

IV.2.6.b Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$

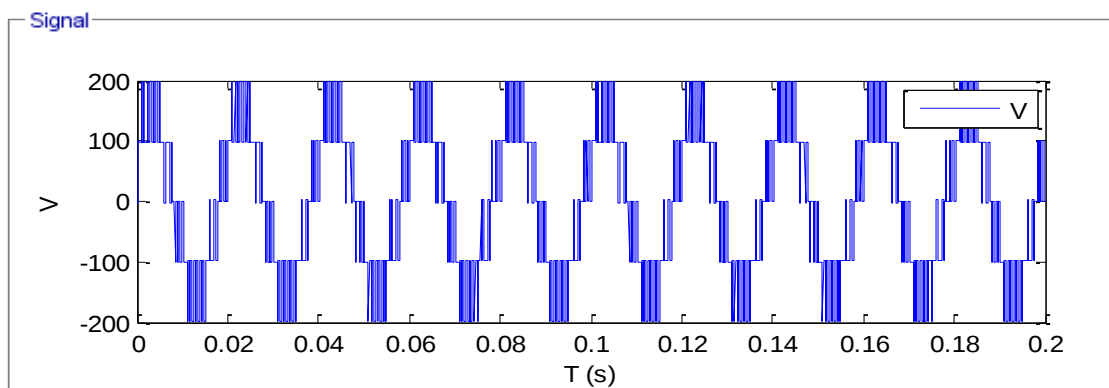


Figure IV.25 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$).

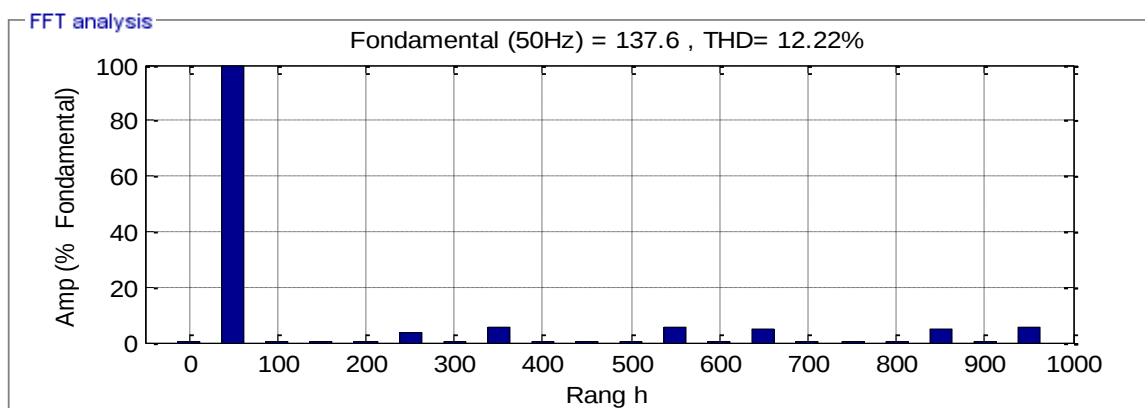


Figure IV.26 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$).

IV.2.6.c Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$

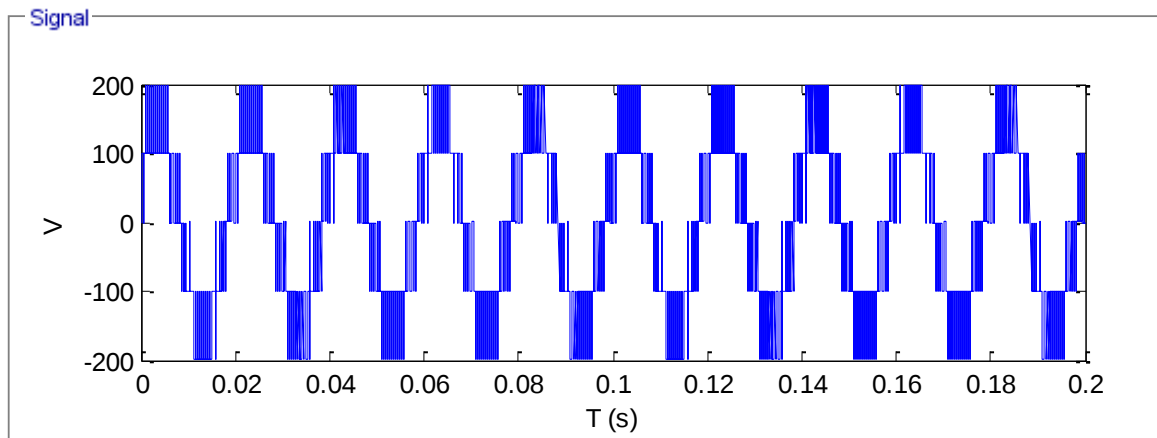


Figure IV.27 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$).

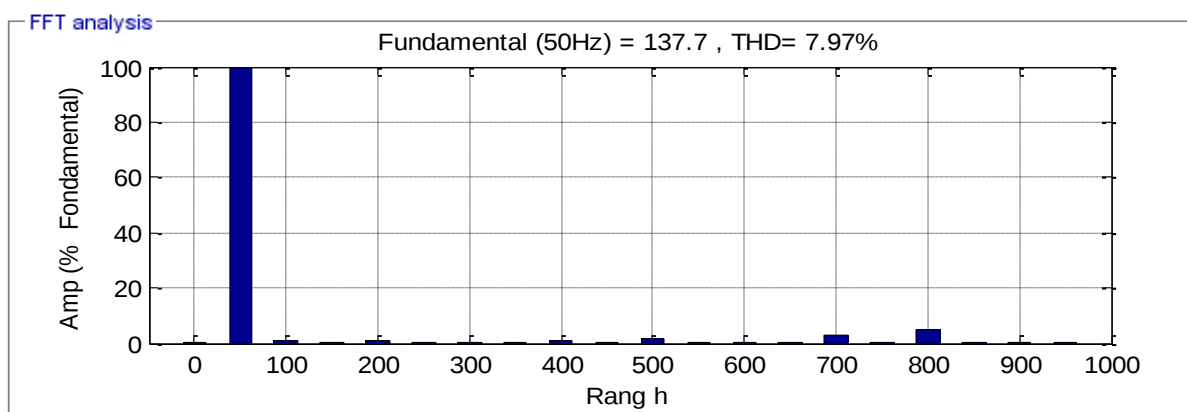


Figure IV.28 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.4 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois pour $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		7.91	11.72	16.41

Interprétations et commentaires :

- L'analyse spectrale de la tension simple V_a montrer la présence des harmoniques pairs et impairs pour des valeurs paire de m et des harmoniques impairs pour des valeurs impaire de m .

- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

IV.2.7 Analyse et interprétation des résultats de simulation - Onduleur NPC à 3 niveaux

IV.2.7.a Effet de l'indice de modulation m

L'analyse à rapport d'amplitude constant ($r = 0.8$) montre que l'augmentation de l'indice de modulation m permet de réduire significativement le THD, en améliorant la fidélité de la forme d'onde. Ce comportement est commun à toutes les stratégies de modulation étudiées.

Tableau IV.5 : Variation THD en fonction de l'indice de modulation des quatre stratégies.

Méthode	THD à $m=6$	THD à $m=15$	THD à $m=24$
PD	37.28 %	18.40 %	12.41 %
POD	57.33 %	46.62 %	13.52 %
POD Bipolaire	67.94 %	29.24 %	21.67 %
PD + Injection harmonique 3	39.37 %	12.22 %	7.97 %

On observe que

- La stratégie PD + Injection harmonique trois offre une meilleure THD.
- La modulation bipolaire reste la moins performante globalement.
- L'injection de la 3^{ème} harmonique dans la stratégie PD améliore significativement le THD par rapport à la modulation PD seule.
- L'augmentation de l'indice de modulation améliore THD

IV.2.7.b Effet du coefficient de réglage r

À m constant ($m = 24$), l'effet du rapport de fréquence r sur la qualité de l'onde est étudié. Un r plus élevé signifie une fréquence de découpage plus importante, ce qui améliore généralement la forme d'onde.

Tableau IV.6 : Variation THD en fonction de rapport de fréquence des quatre stratégies.

Méthode	THD à $r=0.8$	THD à $r=0.6$	THD à $r=0.4$
PD	12.41%	11.84%	10.97%
POD	13.52%	13.43%	12.94%
POD Bipolaire	21.67%	21.50%	21.09%
PD + Injection harmonique 3	7.91%	11.72%	16.41%

Les observations sont les suivantes

- La stratégie PD simple bénéficie d'une amélioration constante du THD avec l'augmentation de r .
- La modulation bipolaire reste peu sensible au changement de r et conserve un THD élevé.

IV.2.8 Conclusion de l'analyse

Les résultats montrent que l'onduleur NPC à trois niveaux présente une forte dépendance de la qualité du signal aux paramètres de modulation. La modulation PD avec injection harmonique constitue un bon compromis avec une bonne robustesse et une amélioration notable du THD. La modulation bipolaire reste inadaptée à ce type de convertisseur multi niveau.

Le choix de la technique de modulation dépendra des priorités du concepteur :

- minimisation de la THD
- robustesse face aux variations de fréquence de commutation
- simplicité de mise en œuvre.

IV.3 Simulation MLI-vectoriel de l'onduleur trois niveaux de type NPC

IV.3.1 Génération de la commande SVPWM

- Transformation des tensions de référence ($abc \rightarrow \alpha\beta$) en Utilise la transformation de Clarke.
- Détection du secteur du vecteur de tension Le plan $\alpha\beta$ est divisé en six secteurs. Chaque vecteur de tension est associé à un secteur et des vecteurs de commutation.
- Calcul des temps d'application des vecteurs Calculer les temps T_1 , T_2 , T_0 à appliquer dans chaque période d'échantillonnage. Les vecteurs utilisés sont les sept vecteurs de base du SVPWM à trois niveaux.
- Reconstruction des signaux de commande .Générer les signaux logiques pour les interrupteurs selon les vecteurs sélectionnés.

IV.3.2 Détermination du vecteur de tension de référence

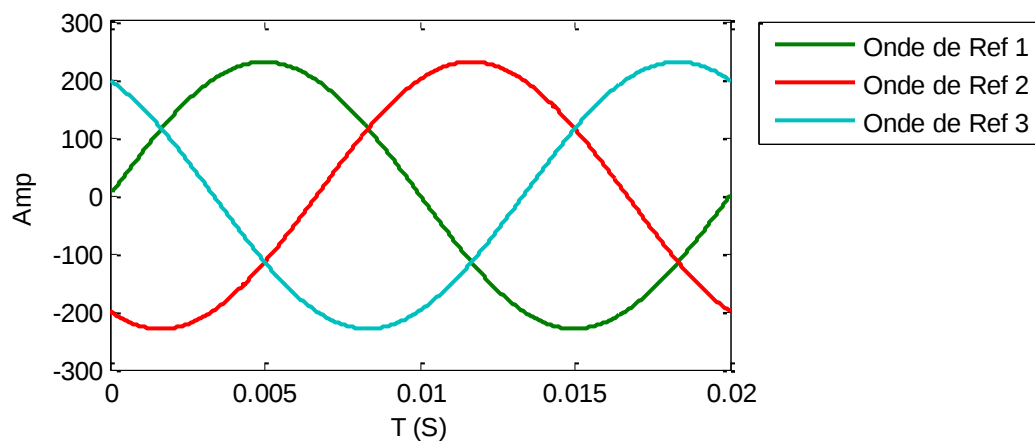


Figure IV.29 : Les tensions triphasées de référence dans le plan abc.

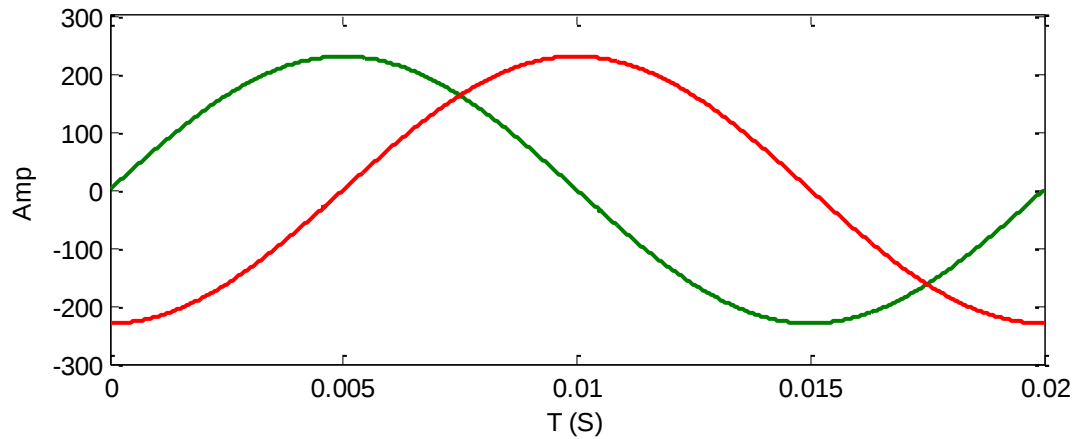


Figure IV.30 : Les tensions triphasées de référence dans le plan $\alpha\beta$.

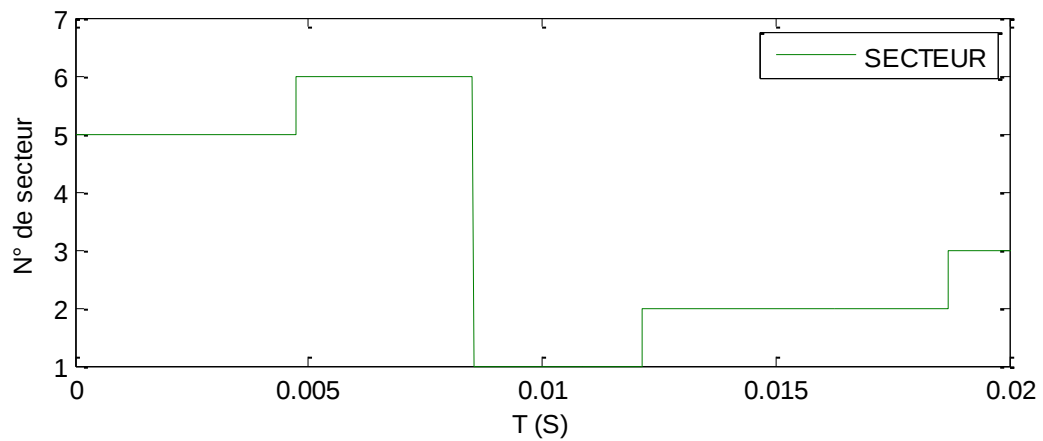


Figure IV.31 : Secteurs du vecteur de tension.

Exemple :

Lorsque V_{ref} se situe dans la région deux, il peut être composé des vecteurs de tension V_1, V_2, V_8

L'équation de la tension de référence peut s'écrire

$$V_{ref} \times T_s = V_1 \times t_a + V_8 \times t_b + V_2 \times t_c \quad (IV.11)$$

Et la somme des temps d'activation est :

$$T_s = t_a + t_b + t_c \quad (IV.12)$$

IV.3.3 Calculés des temps d'activation peuvent

$$t_a = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha \quad (\text{IV.13})$$

$$t_b = \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - T_s \quad (\text{IV.14})$$

$$t_c = T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha \right) \quad (\text{IV.15})$$

Avec :

m_n : L'indice de modulation

α : L'angle du vecteur de référence dans le plan $\alpha \beta$

T_s : La période d'échantillonnage

$$(m_n) = \frac{V_{ref}}{\frac{2}{3}V_s} \quad (\text{IV.16})$$

Où V_s est la tension continue totale.

IV.3.4 Sélection de la région en fonction de l'indice de modulation

IV.3.4.a Définitions géométriques

$$\alpha = m_2 = \frac{b}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (\text{IV.17})$$

$$b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \alpha \quad (\text{IV.18})$$

$$m_1 = m_n \cos \alpha - \left(\frac{2}{\sqrt{3}} m_n \sin \alpha \right) \times \cos \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{IV.19})$$

Soit, en forme simplifiée :

$$m_1 = m_n \left(\cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\sqrt{3}} \right) \quad (\text{IV.20})$$

IV.3.5 Critères de sélection de la région SVPWM

Selon les valeurs de m_1 , m_2 et $m_1 + m_2$ la région dans laquelle se trouve le vecteur de référence est déterminée comme suit :

Tableau IV.7 : Critères de sélection de la région.

Conditions sur m_1, m_2	Région SVPWM
$m_1 < 0,5$ $m_2 < 0,5$ $m_1 + m_2 < 0,5$	Région 1
$m_1 < 0,5$ $m_2 < 0,5$ $m_1 + m_2 > 0,5$	Région 2
$m_1 > 0,5$	Région 3
$m_2 > 0,5$	Région 4

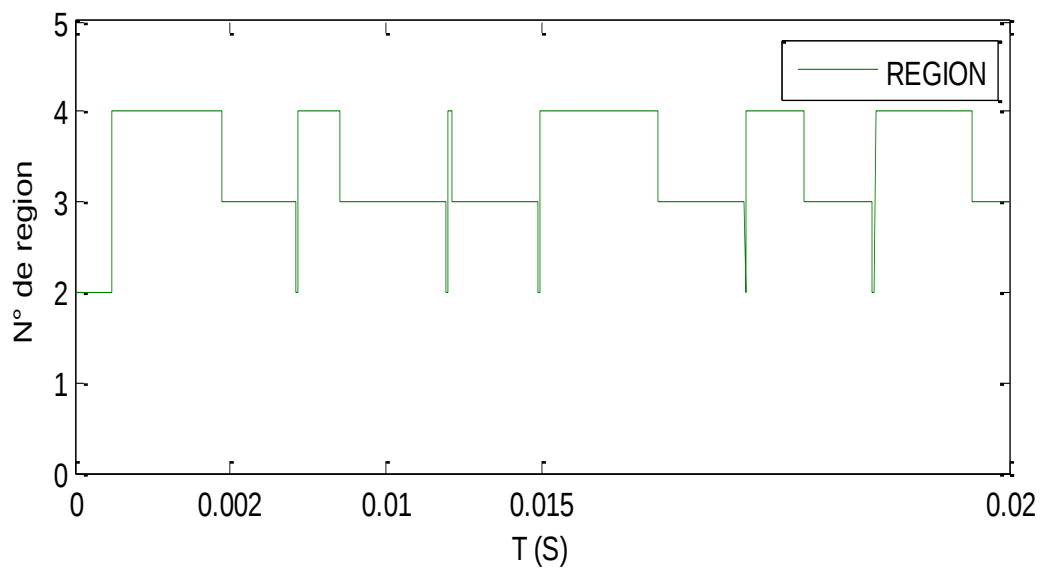


Figure IV.32 : Les régions du vecteur de tension.

IV.3.6 Calcul des temps de commutation

Tableau IV.8 : Calcul des temps de commutation.

REGION	t_a	t_b	t_c
1	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha$
2	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - T_s$	$T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$
3	$2T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - T_s$
4	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin \alpha - T_s$	$\frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)$	$2T_s - \frac{4}{\sqrt{3}} m_n T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)$

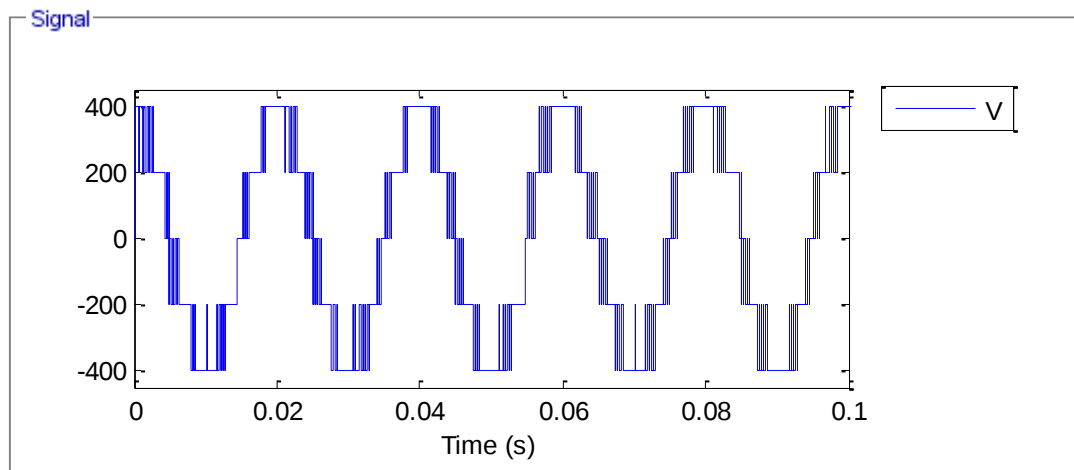


Figure IV.33 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (svpwm).

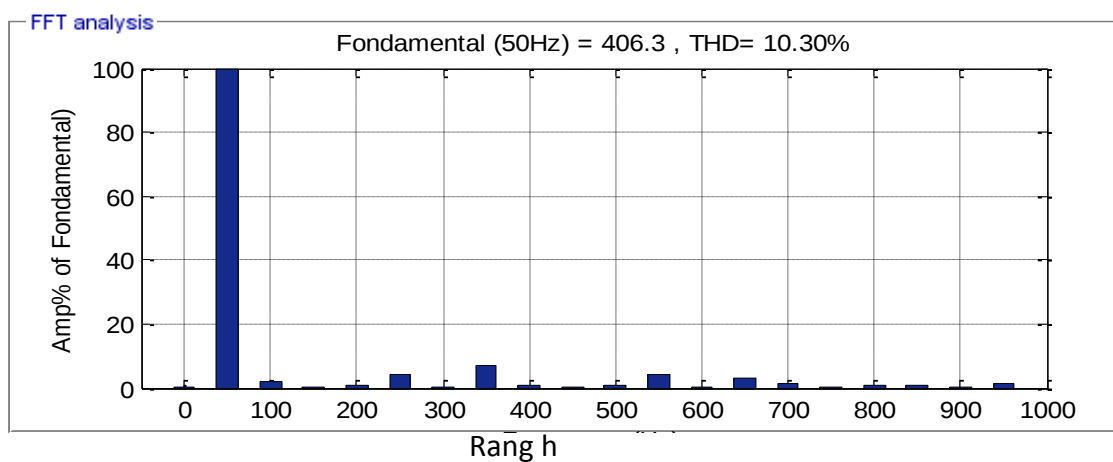


Figure IV.34 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur.(svpwm).

IV.3.7 Commande vectorielle appliquée à l'onduleur NPC à 3 niveaux

La commande vectorielle a été appliquée à l'onduleur NPC à trois niveaux afin d'évaluer ses performances en termes de qualité de l'onde de tension délivrée. Contrairement aux techniques de modulation porteuse (PD, POD, bipolaire, etc.), cette commande repose sur une génération de tension de référence dans le plan vectoriel ($\alpha - \beta$), suivie d'une synthèse directe par les états de l'onduleur.

Le THD obtenu est de 10.30 %, ce qui la place : au-dessus des meilleures performances obtenues par la stratégie PD avec injection harmonique (7.97 %) mais nettement meilleure que la stratégie bipolaire (≥ 21.23 %).

Cela montre que :

La commande vectorielle offre une bonne alternative en permettant un contrôle dynamique précis du courant ou de la tension, même si elle n'est pas toujours optimale en termes de THD. Elle est plus robuste et flexible dans les applications à couple variable ou vitesse variable (cas des moteurs), ce qui peut justifier son usage même avec un THD un peu plus élevé

IV.4 Simulation MLI-ST de l'onduleur Cinque niveaux de type NPC

IV.4.1 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les caractéristiques de la modulation sont:

- L'indice de modulation " m " défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence $f = 50$ HZ

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{IV.21})$$

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension " r " comme étant le rapport de l'amplitude référence A_m . $A_m = 0.9$ et de l'amplitude de la porteuse A_p

$$r = \frac{A_m}{2A_p} \quad (\text{IV.22})$$

- La tension d'alimentation continue égale 400 V

IV.4.2 Commande MLI modulante sinusoïdale (ST-MLI)

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à cinq niveaux qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont données par les équations:

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

IV.4.3 Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (PD)

Dans cette commande, on utilise quatre porteuse $(U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4})$ décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} . Les équations des porteuses sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm} \\ U_{p4}(t) = U_{p1}(t) - 2U_{pm} \end{array} \right. \quad (IV.24)$$

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 2U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = -2U_C \end{array} \right. \quad (IV.25)$$

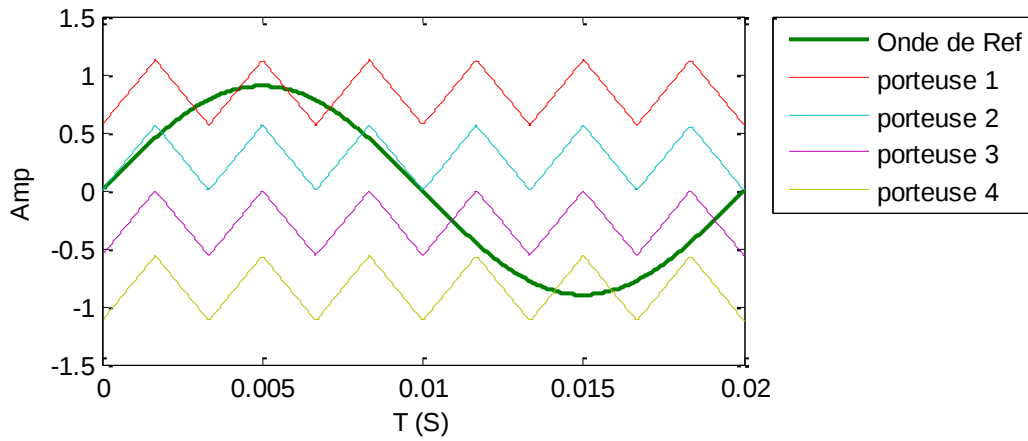


Figure IV.35 : Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires PD.

IV.4.3.a Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires PD $m=6$, $r=0.8$

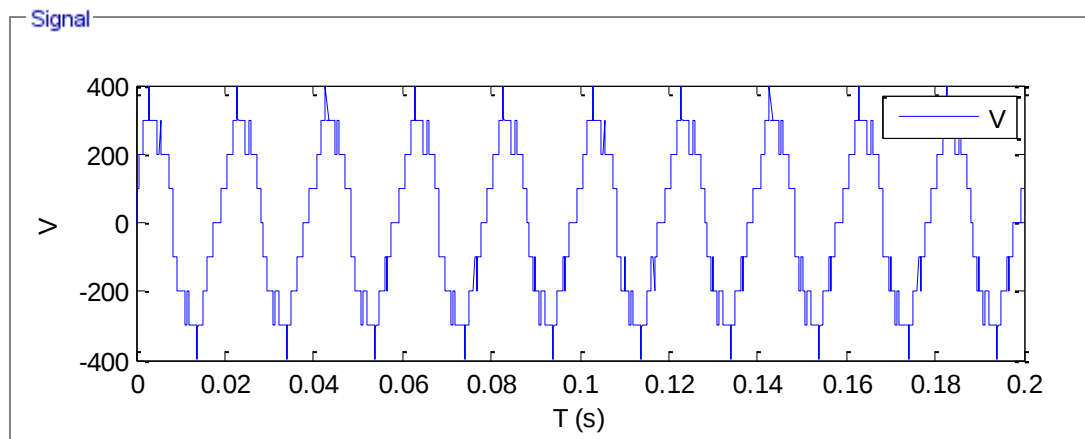


Figure IV.36 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$).

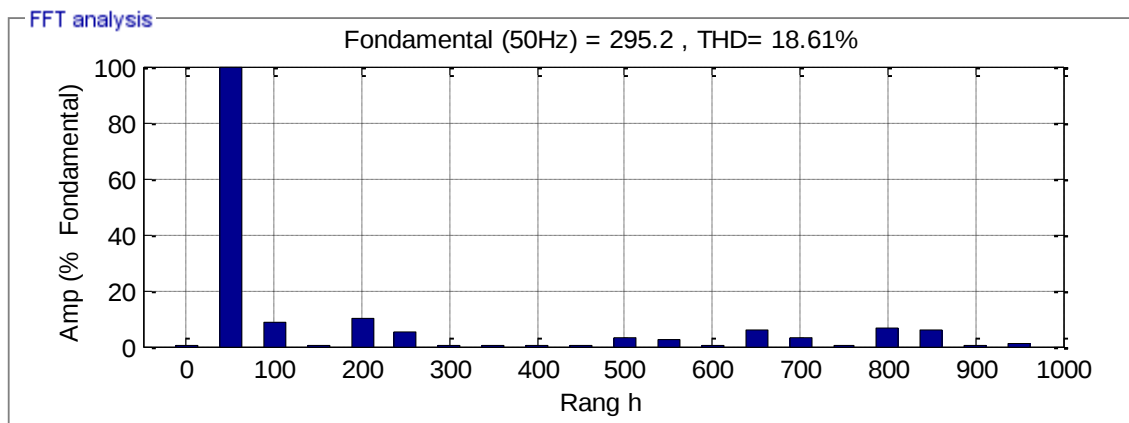


Figure IV.37 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=6$, $r=0.8$).

IV.4.3.b Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires PD $m=15$, $r=0.8$

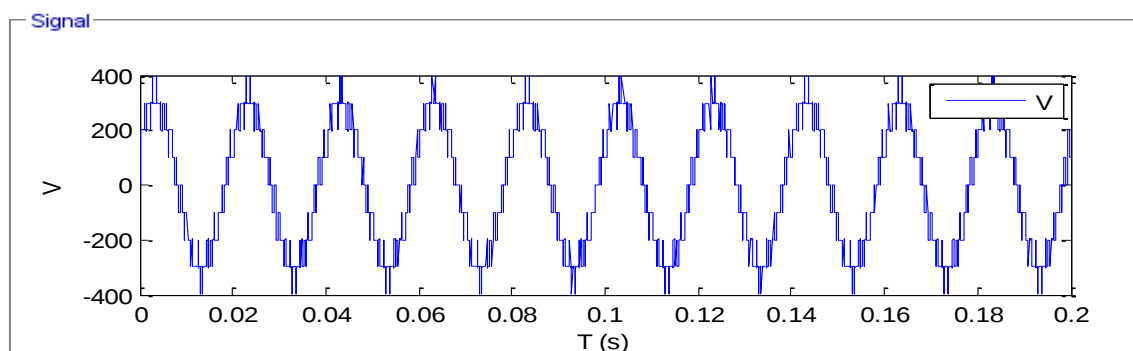


Figure IV.38 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$).

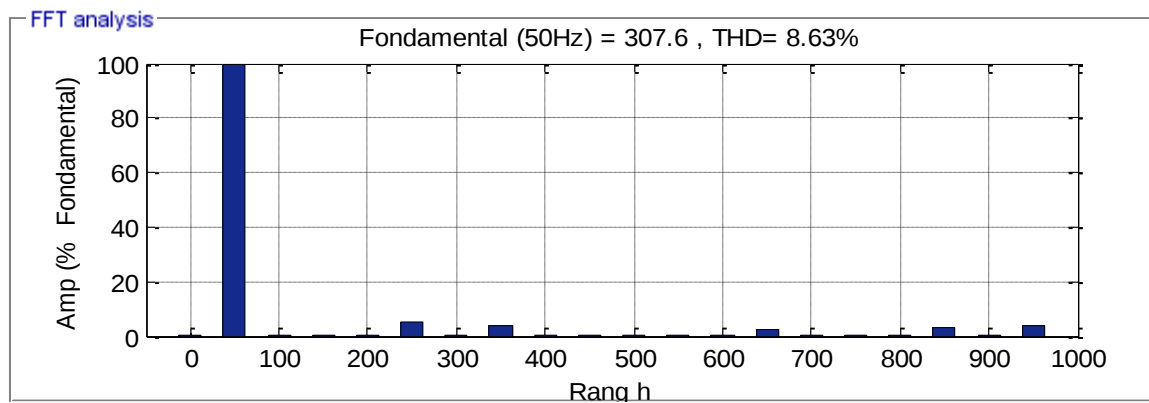


Figure IV.39 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=15$, $r=0.8$).

IV.4.3.c Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires PD $m=24$, $r=0.8$

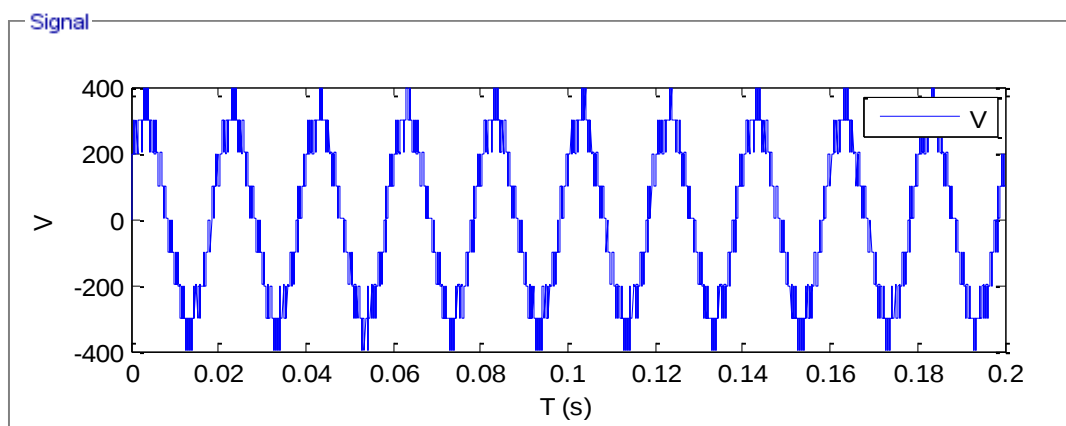


Figure IV.40 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$).

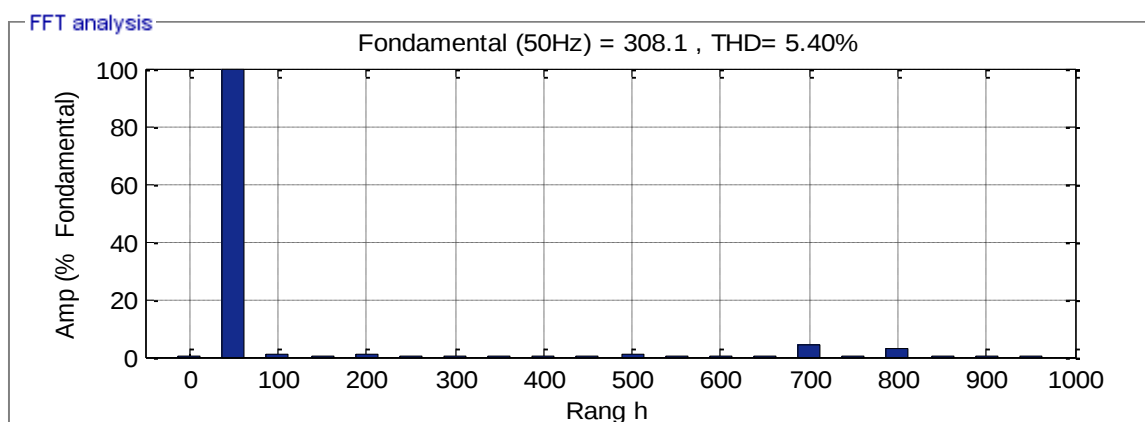


Figure IV.41 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.9 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		5.40	7.45	11.99

- Le tableau montre que le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r .
- L'analyse spectrale d'harmonique de la tension simple de sortie de la phase A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux montre la présence des harmoniques seulement impairs pour des valeurs impaires de m et des harmoniques paires et impaires pour des valeurs paires de m
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées

IV.4.4 Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

Dans cette commande, on utilise quatre porteuses $(U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4})$ identique à celles utilisées pour la commande précédente, sauf que, les tensions $(U_{p1}, U_{p3}), (U_{p2}, U_{p4})$ sont symétriques par rapport à l'axe des temps. D'où les équations des porteuses sont les :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \frac{t}{T_p} & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm} \\ U_{p3}(t) = -U_{p1}(t) \\ U_{p4}(t) = -U_{p2}(t) \end{array} \right. \quad (IV.25)$$

L'algorithme de la stratégie est le suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [0 < V_{refk} \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p1}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = U_C \\ [0 < V_{refk} \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p2}] \Rightarrow V_{Km} = 2U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p3}] \Rightarrow V_{Km} = 0 \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } 0 \leq |V_{refk}| \leq U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p3}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| \leq U_{p4}] \Rightarrow V_{Km} = -U_C \\ [V_{refk} < 0 \text{ et } U_C \leq |V_{refk}| \leq 2U_C \text{ et } |V_{refk}| > U_{p4}] \Rightarrow V_{Km} = -2U_C \end{array} \right. \quad (IV.26)$$

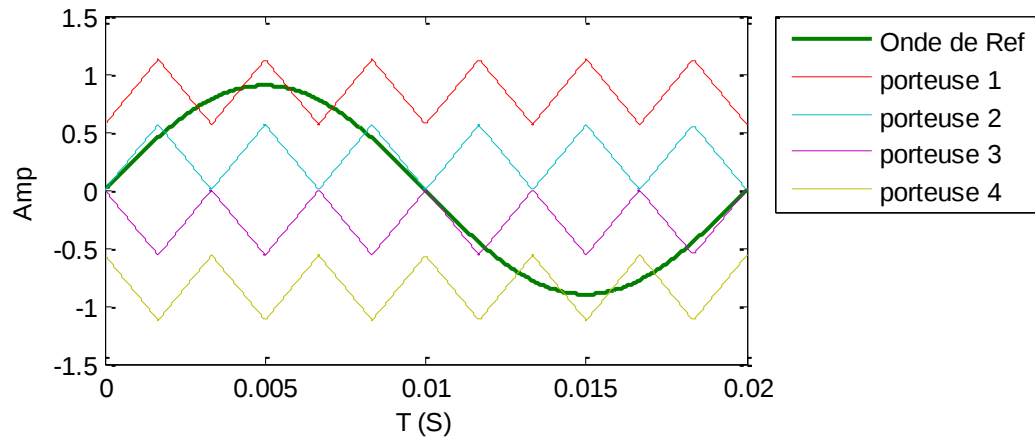


Figure IV.42 : Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires POD.

IV.4.4.a Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires POD $m=6$, $r=0.8$

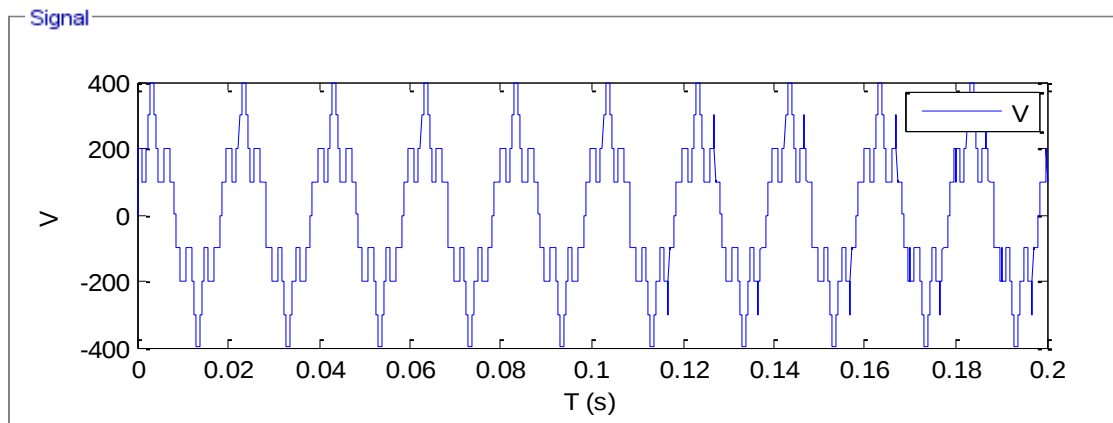


Figure IV.43 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$).

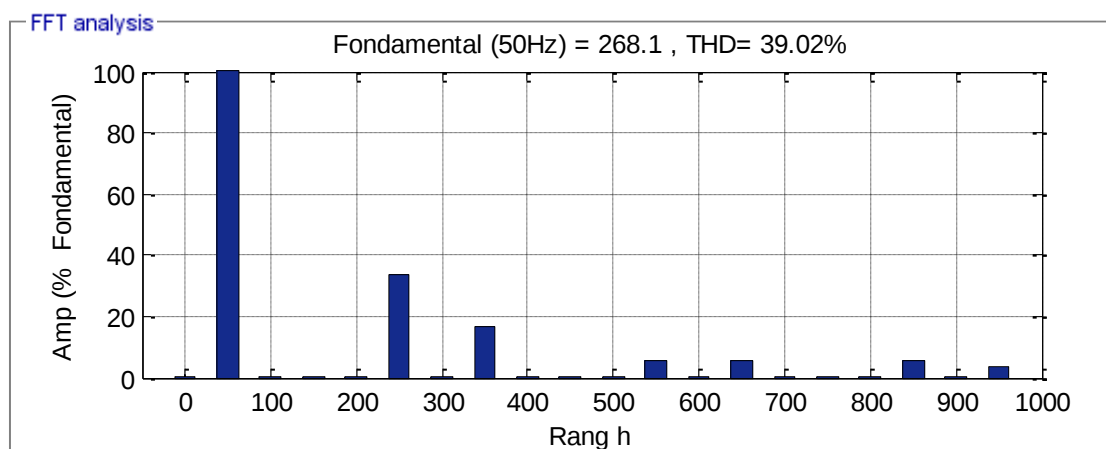


Figure IV.44 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=6$, $r=0.8$).

IV.4.4.b Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires POD $m=15$, $r=0.8$

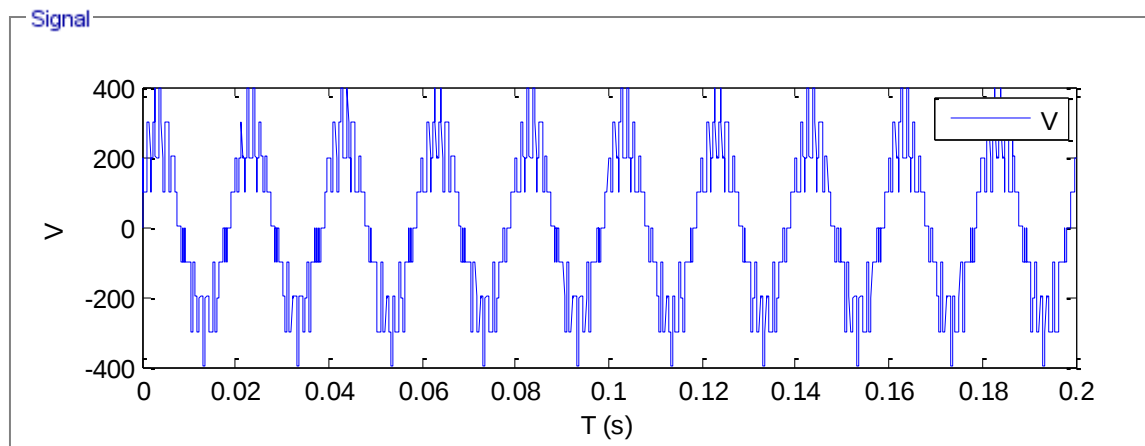


Figure IV.45 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$).

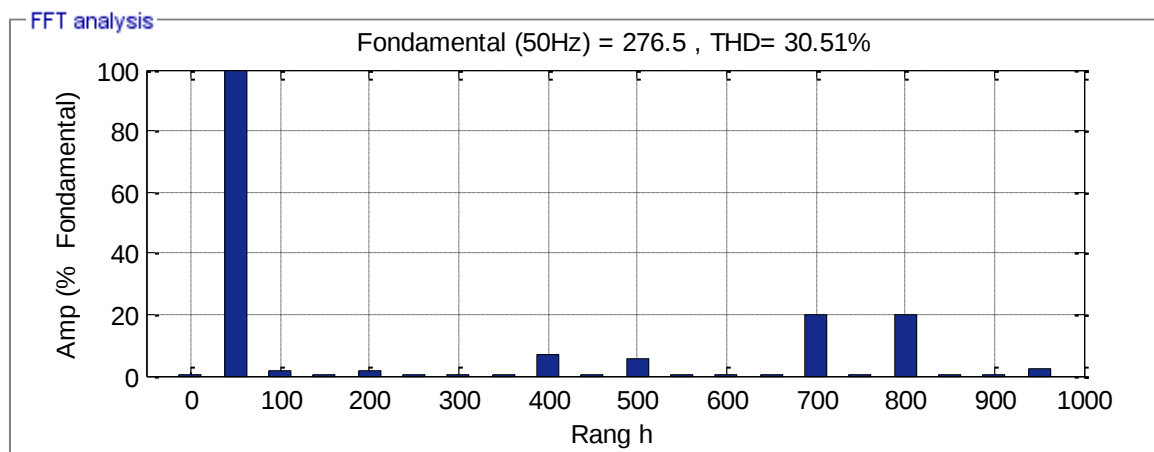


Figure IV.46 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=15$, $r=0.8$).

IV.4.4.c Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=1.8$

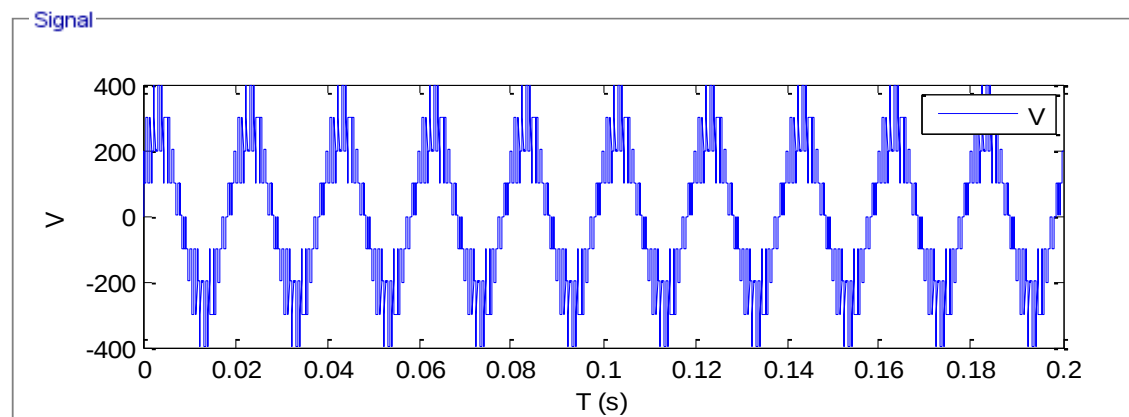


Figure IV.47 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $r=0.8$).

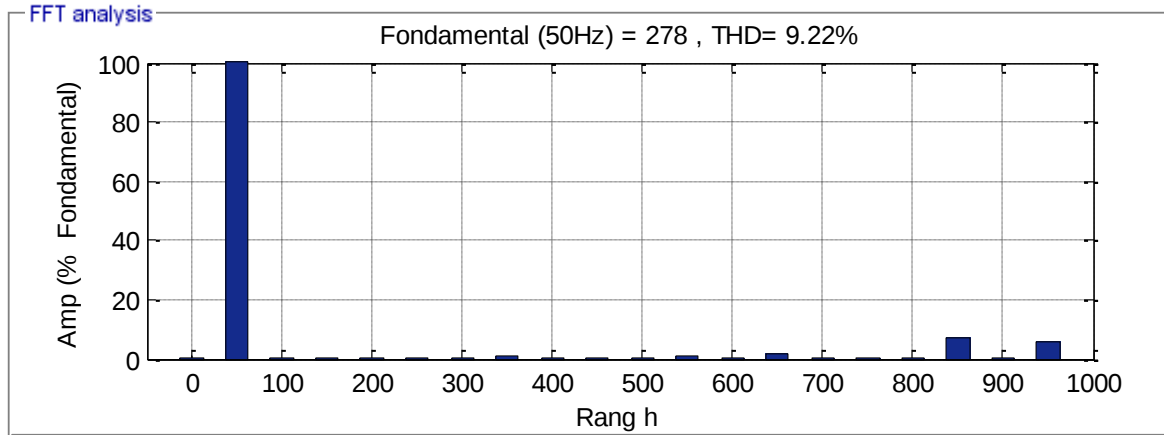


Figure IV.48 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI POD $m=24$, $0=1.8$).

Tableau IV.10 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI POD avec $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		9.22	11.30	12.30

- Le tableau montre que le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r .
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

IV.4.5 Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

Les quatre porteuses (U_{p1} ; U_{p2} ; U_{p3} ; U_{p4}) utilisées sont déphasées d'un quart période ($T_p/4$) l'une par rapport à l'autre, définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{p1} = \begin{cases} 2U_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2} = U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{4} \right) \\ U_{p3} = U_{p1} \left(t - \frac{T_p}{2} \right) \\ U_{p4} = U_{p1} \left(t - \frac{3T_p}{4} \right) \end{array} \right. \quad (IV.27)$$

L'algorithme de commande pour un bras k de l'onduleur est comme suit :

$$\begin{cases} V_{\text{reff}} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c \\ V_{\text{reff}} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ V_{\text{reff}} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 2U_c \\ V_{\text{reff}} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = U_c \\ V_{\text{reff}} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = -U_c \\ V_{\text{reff}} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \\ V_{\text{reff}} \geq U_p \Rightarrow V_{k4} = -2U_c \\ V_{\text{reff}} < U_p \Rightarrow V_{k4} = -U_c \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

Avec :

$$V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \quad (\text{IV.29})$$

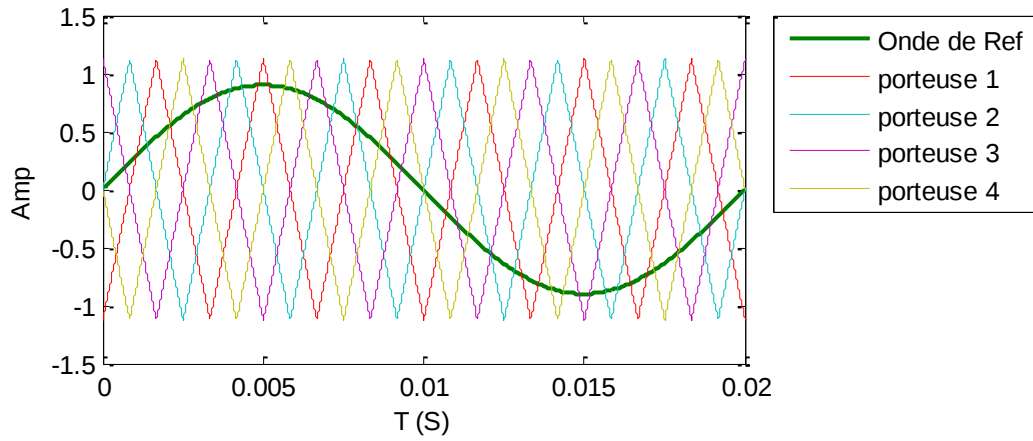


Figure IV.49 : Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires POD.

IV.4.5.a Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires POD $m=6$, $r=0.8$

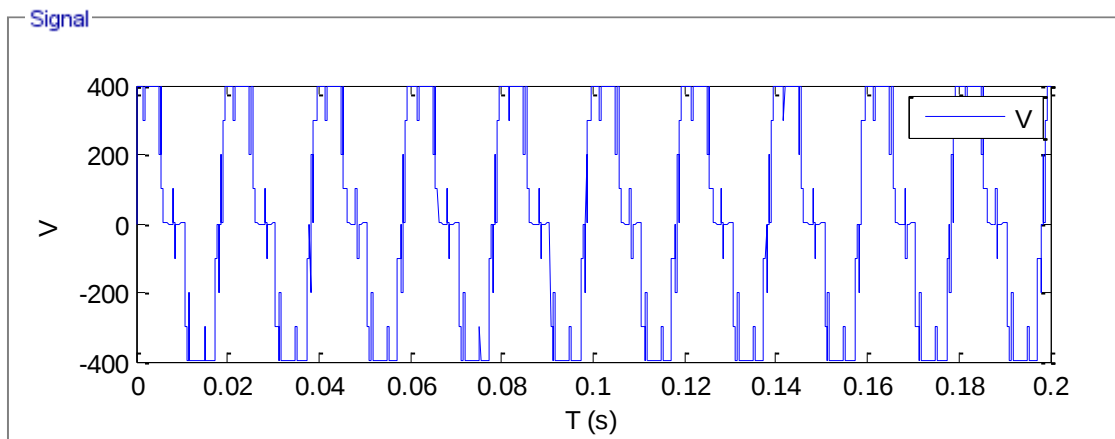


Figure IV.50 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).

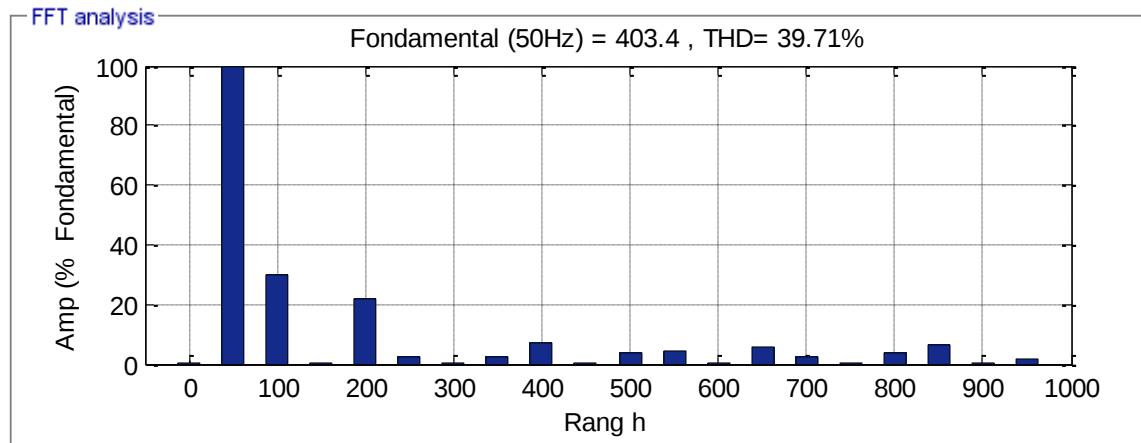


Figure IV.51 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=6$, $r=0.8$).

IV.4.5.b Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires POD $m=15$, $r=0.8$

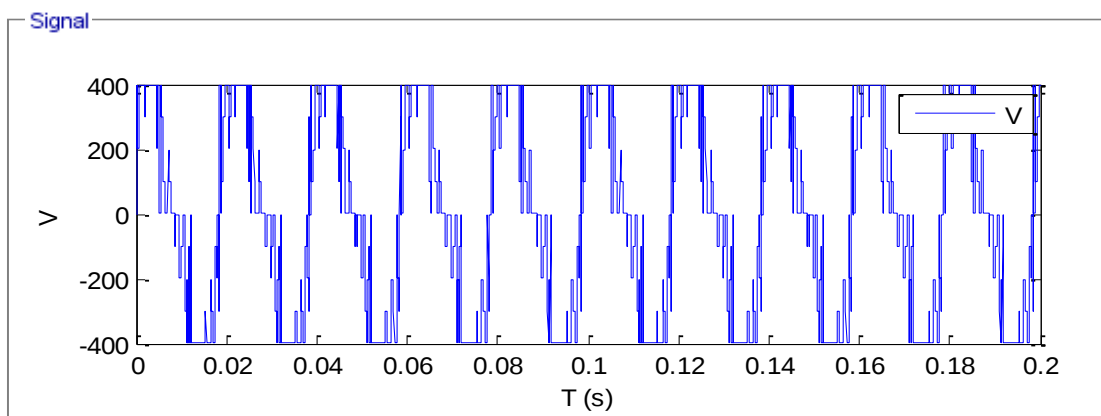


Figure IV.52 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).

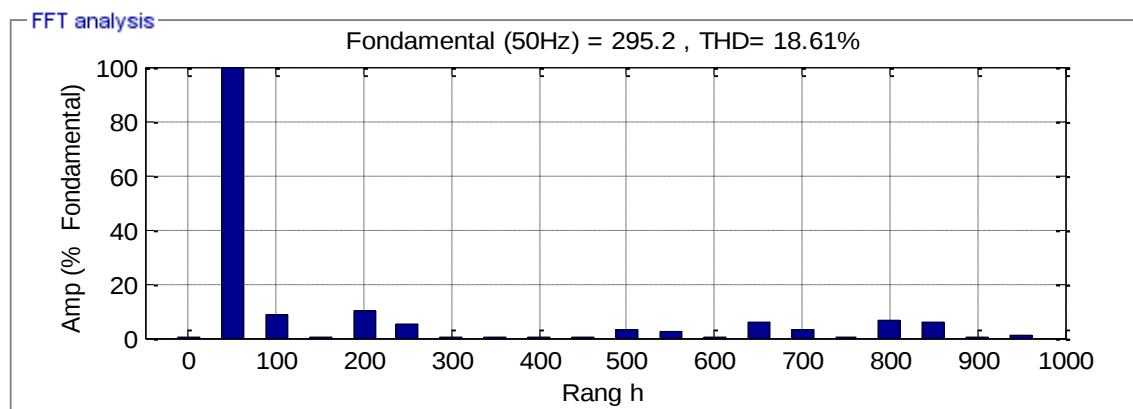


Figure IV.53 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=15$, $r=0.8$).

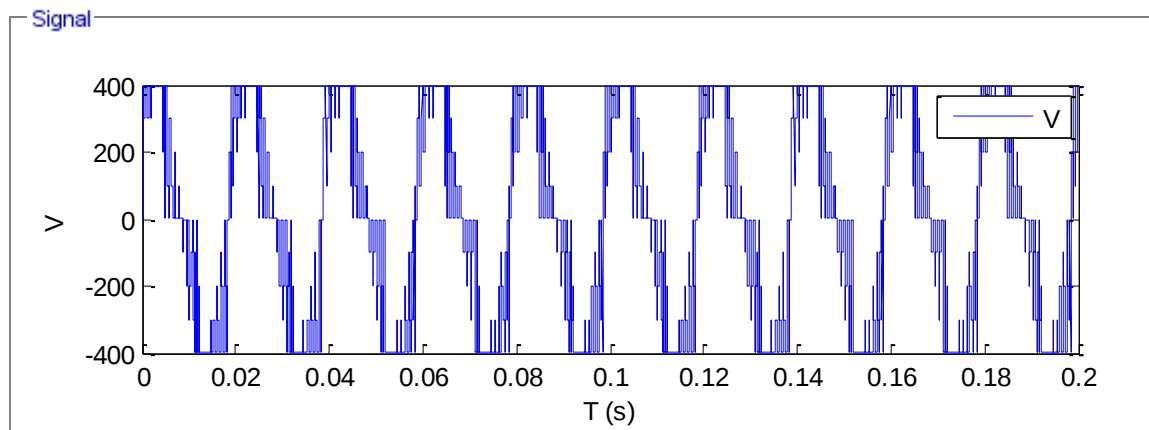
IV.4.5.c Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires POD $m=24$, $r=0.8$ 

Figure IV.54 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$).

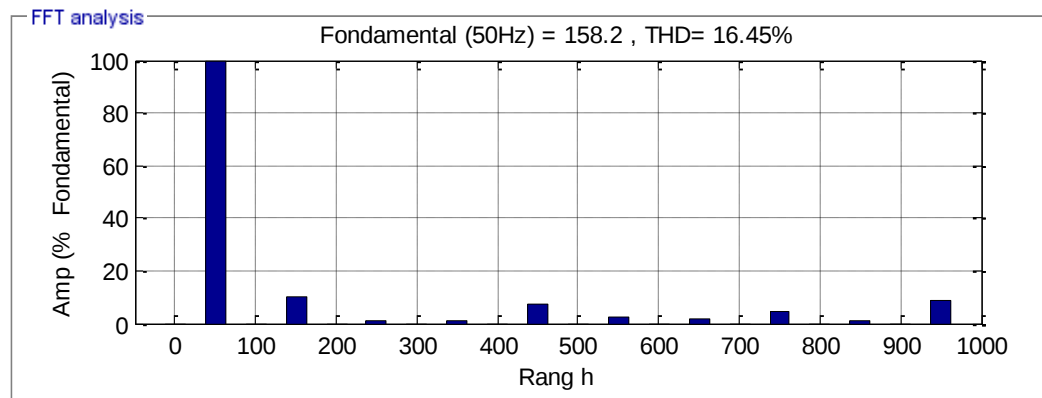


Figure IV.55 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI bipolaire POD $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.11 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI bipolaire POD avec $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		16.45	18.61	36.75

Interprétations et commentaires :

- Quel que soit m pair ou impair, la tension V ne présente que des harmoniques impaires. le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r .
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées

IV.4.6 Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de référence afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

Dans ce cas, les nouvelles tensions de références sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m [\sin(\omega t) + a \sin(3\omega t)] \\ V_{ref2} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (IV.30)$$

Nous avons choisi pour notre étude $a = 0.2$

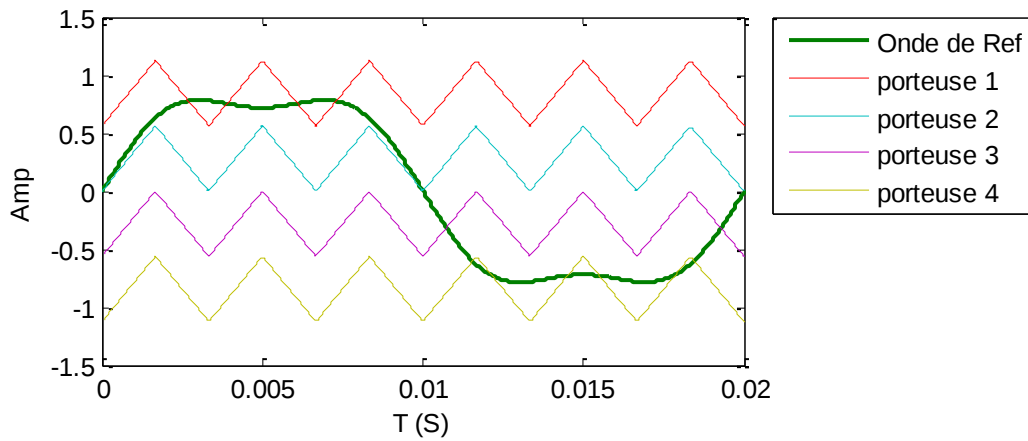


Figure IV.56 : Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois.

IV.4.6.a Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$

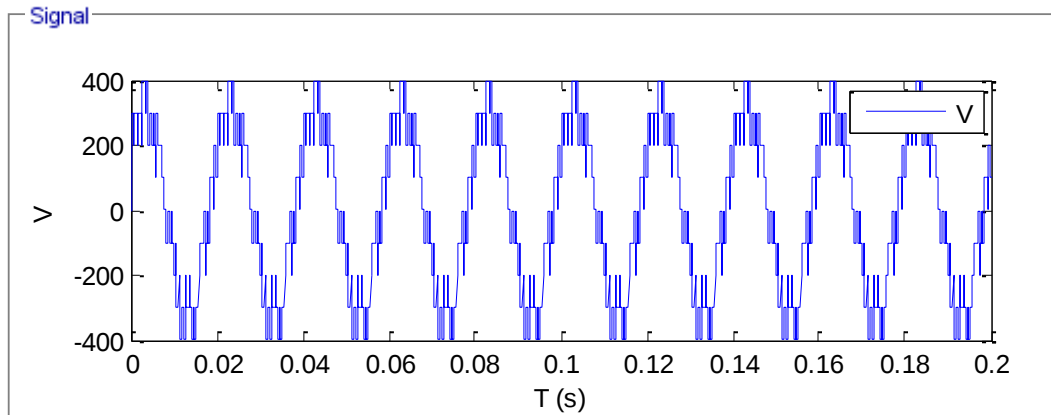


Figure IV.57 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$).

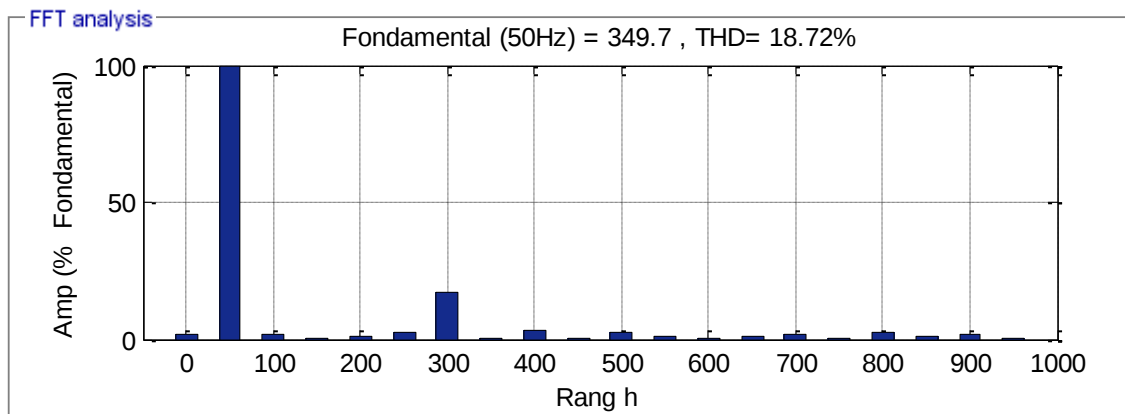


Figure IV.58 : Spectre harmonique de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=6$, $r=0.8$).

IV.4.6.b Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$

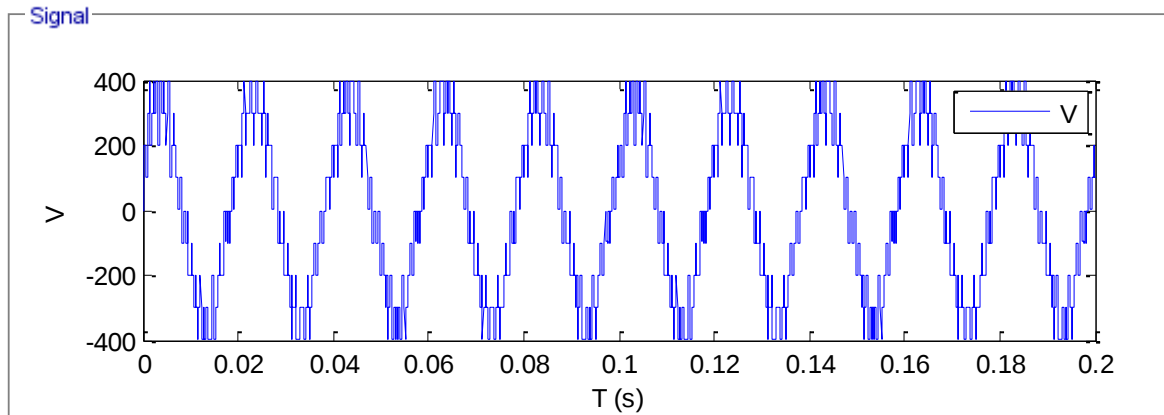


Figure IV.59 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$).

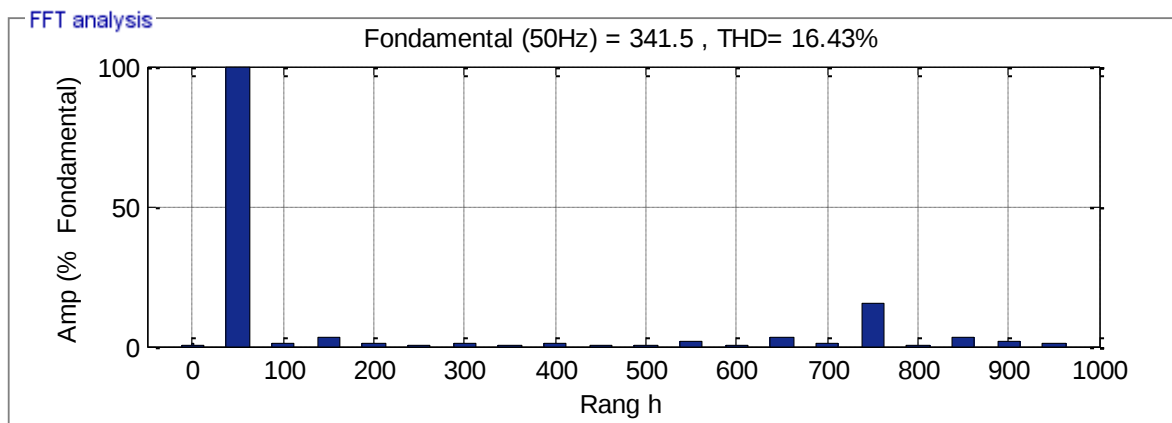


Figure IV.60 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=15$, $r=0.8$).

IV.4.6.c Commande ST-MLI à quatre porteuses PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$

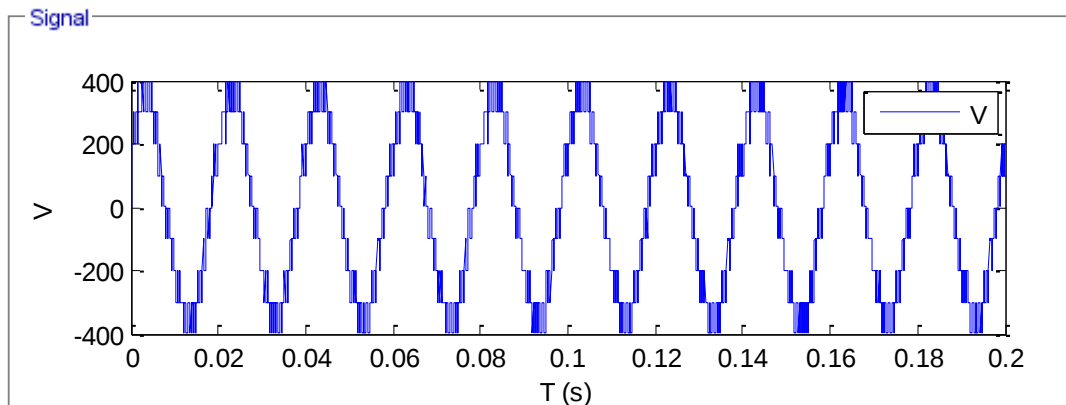


Figure IV.61 : La tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$).

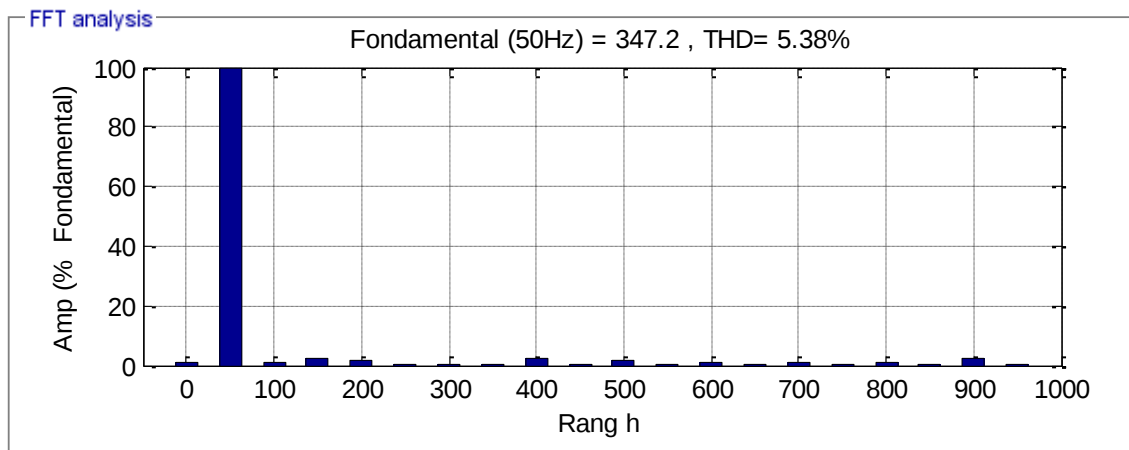


Figure IV.62 : Spectre de la tension de sortie de la phase A de l'onduleur. (ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$).

Tableau IV.12 : Variation THD en fonction de coefficient de réglage ST-MLI PD avec injection de l'harmonique trois avec $m=24$.

$m=24$	r	0.8	0.6	0.4
THD%		5.38	7.91	10.36

Interprétations et commentaires :

- la zone linéaire des caractéristiques de réglage s'élargit de 15%.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.

- La tension V présente une symétrie par rapport à $\pi/2$ et $3\pi/2$ pour des valeurs paires de m mais elle n'a aucune symétrie pour des valeurs impaires de m

IV.4.7 Analyse et interprétation des résultats de simulation

IV.4.7.a Effet de l'indice de modulation m

À un rapport de l'amplitude fixe $r = 0.8$, l'augmentation de l'indice de modulation m permet une meilleure reconstitution de la sinusoïde de référence, ce qui se traduit par une diminution significative du THD. Ce comportement est observé pour toutes les stratégies de modulation.

Tableau IV.13 : Variation THD en fonction de l'indice de modulation des quatre stratégies.

Méthode	THD à $m=6$	THD à $m=15$	THD à $m=24$
PD	18.61 %	8.63 %	5.40 %
POD	39.02 %	30.51 %	9.22 %
POD Bipolaire	39.71 %	18.61 %	16.45 %
PD + Injection harmonique 3	18.72 %	16.43 %	5.38 %

On observe que :

- La stratégie PD avec injection de la 3^{ème} harmonique offre les meilleures performances pour chaque valeur de m .
- La modulation bipolaire présente des taux de distorsion très élevés, même pour $m=24$, ce qui la rend peu adaptée à une topologie multi niveau.
- La POD reste inférieure à PD en termes de qualité spectrale, sauf pour certaines conditions avec un r élevé.

IV.4.7.b Effet du rapport de fréquence r

À indice de modulation constant $m = 24$, l'évolution du THD est étudiée en fonction de différentes valeurs de r (0.8, 0.6, 0.4). On s'attend théoriquement à ce que l'augmentation de r améliore la qualité de l'onde de sortie, grâce à un découpage plus fin.

Tableau IV.14 : Variation THD en fonction de rapport de fréquence des quatre stratégies.

Méthode	THD à $r=0.8$	THD à $r=0.6$	THD à $r=0.4$
PD	5.40%	7.45%	11.99%
POD	9.22%	11.30%	12.30%
POD Bipolaire	31.81%	35.08%	36.75%
PD + Injection harmonique 3	5.38%	7.91%	10.36%

L'analyse montre que :

- la stratégie PD simple voit son THD diminuer légèrement avec r .
- La stratégie PD avec injection harmonique atteint la meilleure performance globale, avec un THD minimum de 5.38 % à $m = 24$, $r = 0.8$.
- Encore une fois, la modulation bipolaire reste la moins efficace.

IV.4.8 Conclusion de l'analyse

Les résultats de simulation confirment l'influence significative des paramètres m et r sur la qualité de la tension de sortie d'un onduleur NPC à cinq niveaux. Parmi toutes les stratégies étudiées, la modulation PD avec injection de la 3^{ème} harmonique se démarque comme la plus efficace pour la réduction du THD, tout en conservant une simplicité de mise en œuvre. Ces observations renforcent l'intérêt de cette méthode dans les applications où la qualité de l'onde est primordiale (qualité réseau, motorisation de précision, etc.).

IV.5 Étude de l'effet du type de porteuse dans la commande MLI d'un onduleur NPC sur le comportement d'une machine asynchrone

IV.5.1 Courbes et analyse spectrale du courant du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine asynchrone pour différentes techniques de MLI

Les figures ci-dessous illustrent l'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse pour différentes stratégies de modulation

IV.5.1.a Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=24$, $r=0.8$

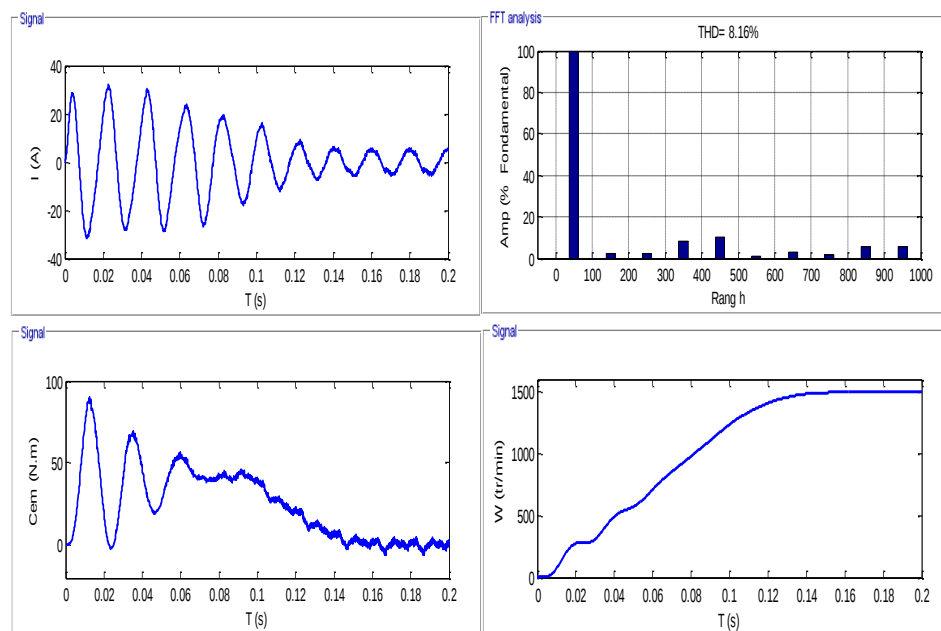


Figure IV.63 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.b Commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

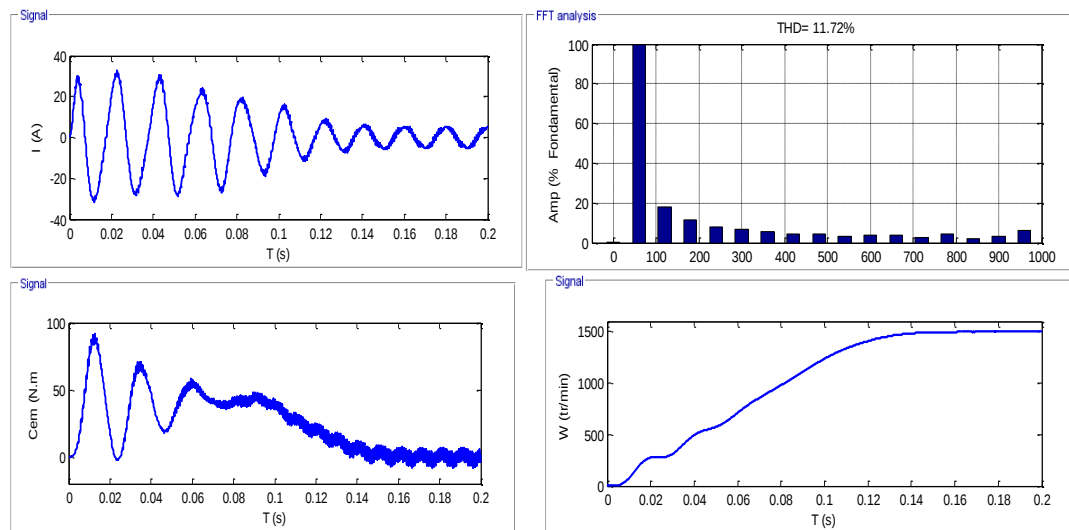


Figure IV.64 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.c Commande ST-MLI à deux porteuses bipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

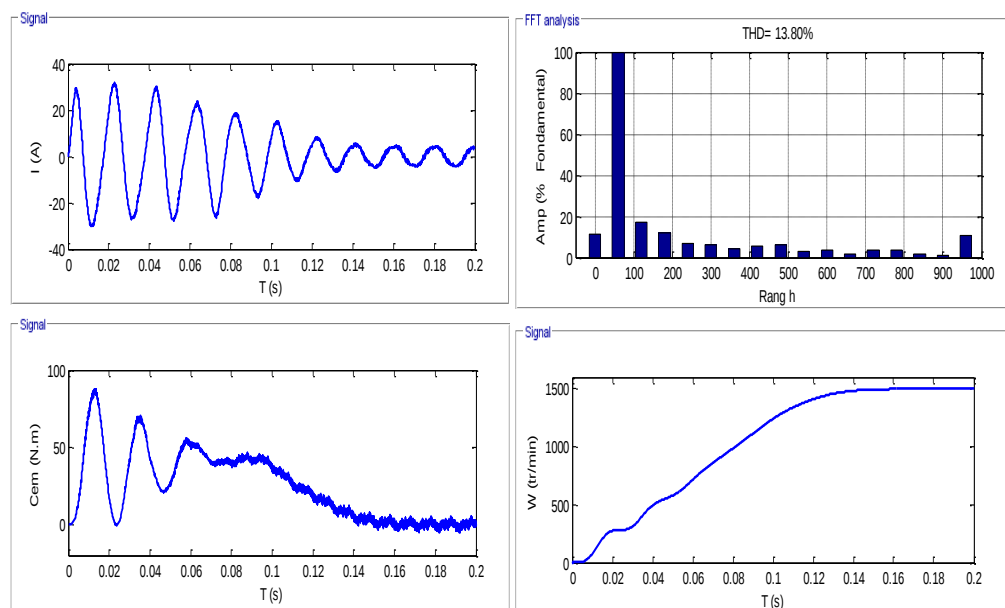


Figure IV.65 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires POD $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.d Commande ST-MLI à Deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois

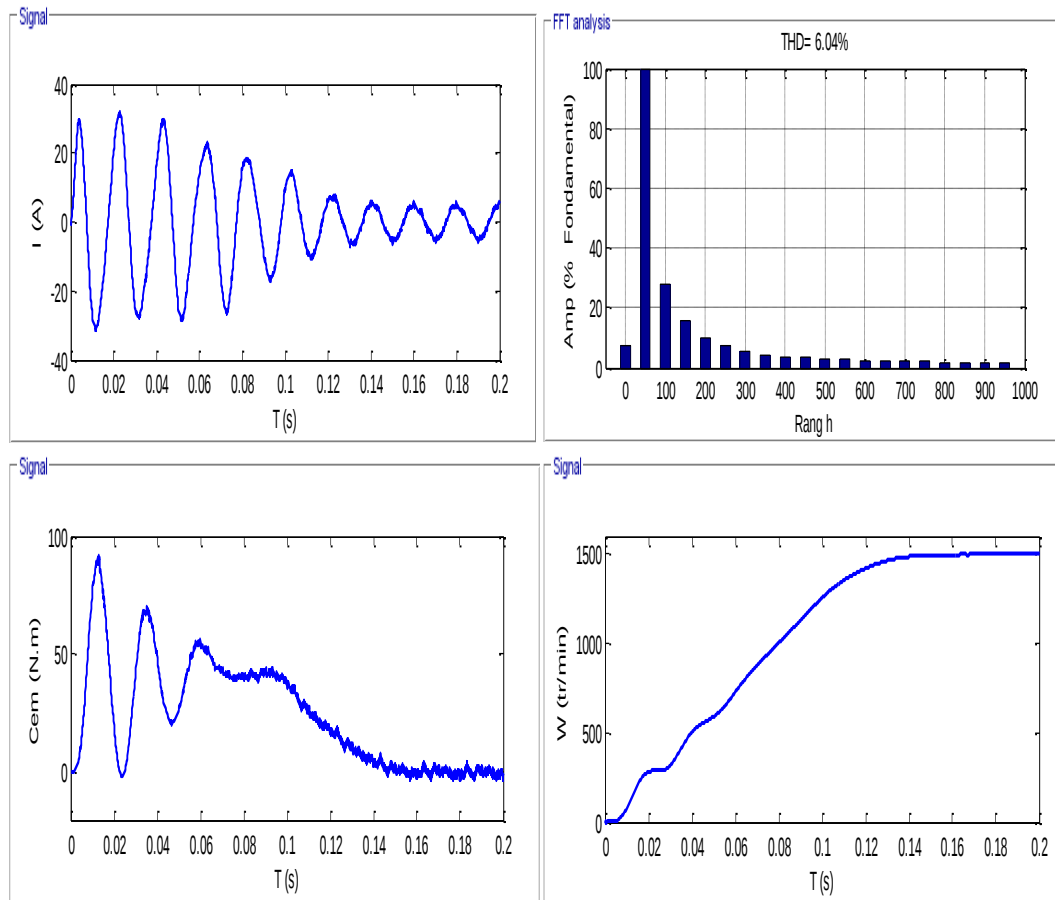


Figure IV.66 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à deux porteuses unipolaires PD avec injection de l'harmonique trois $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.e Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (PD)

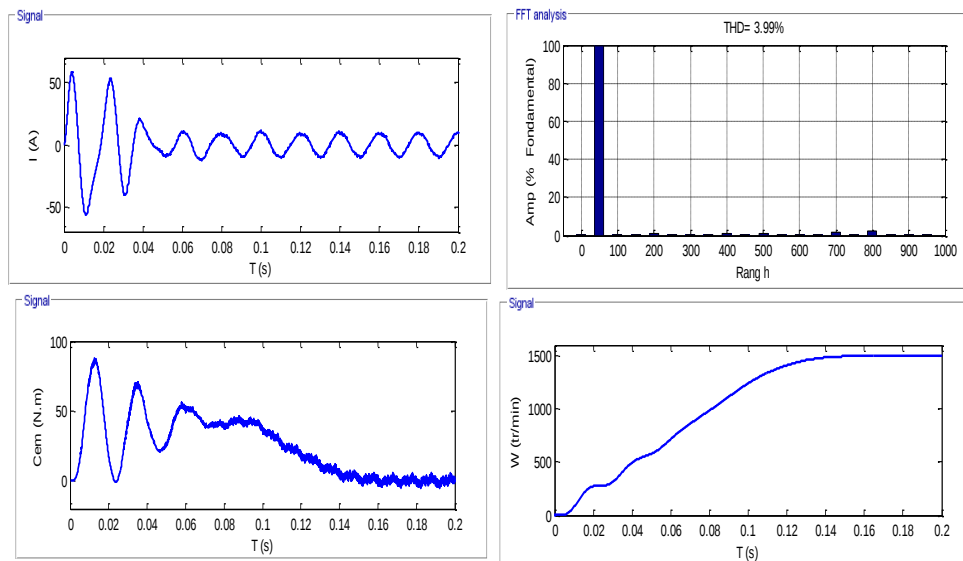


Figure IV.67 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (PD) $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.f Commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

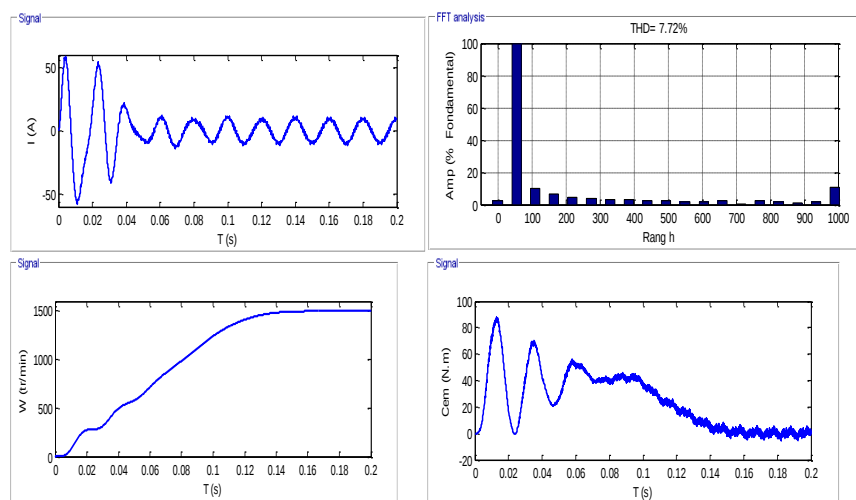


Figure IV.68 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses unipolaires en disposition des phases (POD) $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.g Commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires en disposition en opposition des phases (POD)

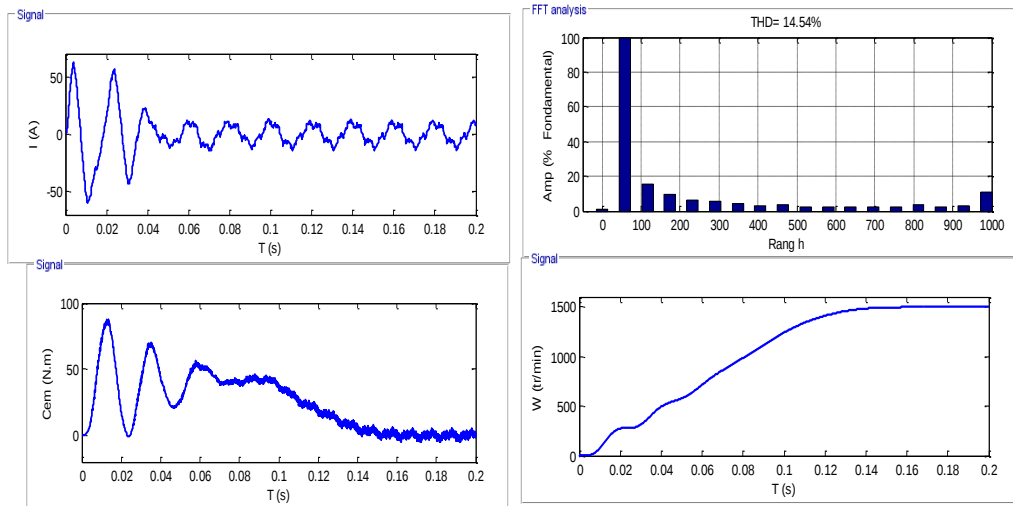


Figure IV.69 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI à quatre porteuses bipolaires en disposition des phases (POD)
 $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.1.h Commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois

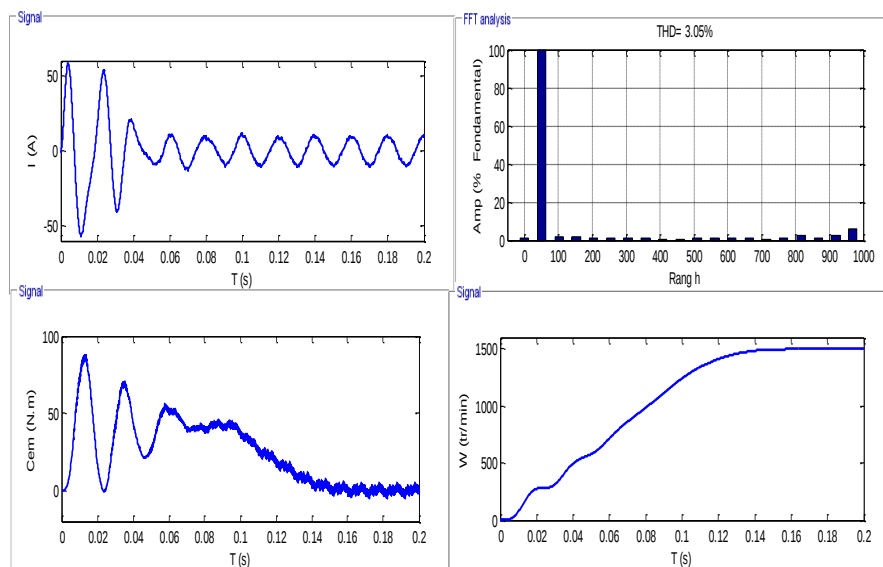


Figure IV.70 : L'analyse spectrale du courant l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse commande ST-MLI a quatre porteuse PD avec injection de l'harmonique trois
 $m=24$, $r=0.8$.

IV.5.2 2 Analyse du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine

Les courbes du couple électromagnétique et de la vitesse de la machine asynchrone présentent un comportement globalement similaire quelle que soit la technique de modulation utilisée (PD, POD, POD bipolaire ou PD avec injection de la troisième harmonique). Cette proximité s'explique par le fait que, bien que la composante fondamentale de la tension varie légèrement d'une méthode à l'autre, ces variations restent modérées. Or, la machine asynchrone est principalement sensible à cette composante fondamentale, tandis que l'effet des harmoniques de haute fréquence sur ses performances électromagnétiques demeure limité.

En conséquence, le flux magnétique induit reste globalement comparable, ce qui conduit au développement d'un couple moyen presque identique pour chaque technique. De plus, la vitesse de rotation de la machine étant directement liée au couple électromagnétique, elle suit une évolution stable et régulière. L'inertie mécanique de la machine joue également un rôle d'amortissement, atténuant les fluctuations rapides du couple et contribuant ainsi à la stabilité de la réponse dynamique.

En définitive, les profils des courbes de couple et de vitesse apparaissent très proches d'une modulation à l'autre, ce qui confirme que l'impact principal des techniques de modulation concerne essentiellement la qualité de l'onde (en particulier le THD), sans affecter de manière significative les performances électromécaniques moyennes de la machine

Tableau.IV.15 : THD de la tension Onduleur 3 niveaux et du courant de la machine asynchrone.

Technique de modulation	THD (%)	THD (%)
PD	12.41 %	8.16%
POD	13.52%	11.72%
POD bipolaire	21.67%	13.80%
PD + harm. 3	7.97%	6.04%

Tableau.IV.16 : THD de la tension Onduleur 5 niveaux et du courant du de la machine asynchrone.

Technique de modulation	THD (%)	THD (%)
PD	5.40%	3.99%
POD	9.22%	7.72%
POD bipolaire	16.45%	14.55%
PD + harm. 3	5.38%	3.05%

L'augmentation du nombre de niveaux dans l'onduleur permet une meilleure approximation de la forme sinusoïdale idéale, ce qui réduit considérablement la distorsion harmonique. Cette amélioration est visible dans la baisse du THD.

La machine asynchrone agit également comme un filtre passif grâce à sa réactance inductive élevée, ce qui permet d'atténuer naturellement les harmoniques de haute fréquence dans le courant. L'utilisation d'un coefficient de réglage $r = 0.8$, combinée à une fréquence de modulation élevée ($m = 24$), permet d'obtenir un filtrage naturel efficace et un courant plus sinusoïdal, ce qui explique les faibles niveaux de THD mesurés au niveau du stator.

La technique PD s'avère être la plus performante. Les techniques POD et POD bipolaire introduisent plus de distorsion. L'injection de la 3^e harmonique améliore considérablement les performances, en particulier dans les onduleurs à 3 niveaux.

IV.6 Conclusion

L'étude a démontré que :

- L'augmentation du nombre de niveaux améliore la qualité de la tension et du courant.
- La stratégie PD avec injection harmonique offre les meilleurs résultats (THD courant = 3.05%).
- Ces performances confirment l'intérêt des onduleurs NPC dans les applications à haute exigence.

Conclusion générale

Conclusion Générale

L'utilisation croissante des convertisseurs statiques dans les systèmes industriels, notamment pour les entraînements à vitesse variable, a considérablement élargi le champ d'application de l'électronique de puissance. Les onduleurs de tension jouent un rôle essentiel dans la commande des machines électriques, en particulier les moteurs asynchrones.

Dans ce mémoire, nous avons tout d'abord présenté les généralités sur les onduleurs, leur principe de fonctionnement ainsi que les principales topologies multiniveaux, avec un accent particulier sur les structures NPC (Neutral Point Clamped). Ces convertisseurs multi niveaux permettent de surmonter les limitations des onduleurs classiques à deux niveaux, notamment en termes de tension, de puissance et de qualité du signal.

La structure NPC a été retenue pour sa simplicité relative et sa répartition équilibrée des contraintes sur les composants. Toutefois, pour garantir une tension de sortie aussi proche que possible d'une sinusoïde idéale, l'adoption de stratégies de commande adaptées s'impose. Parmi les techniques les plus utilisées figurent la modulation sinusoïdale (SPWM) et la modulation vectorielle (SVM), qui ont été appliquées dans ce travail aux onduleurs NPC à trois et cinq niveaux.

À travers les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink, nous avons comparé les performances de ces deux stratégies de commande. L'analyse a porté sur la forme d'onde de la tension de sortie, le taux de distorsion harmonique (THD). Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre de niveaux améliore significativement la qualité de la tension de sortie. En particulier, l'onduleur NPC à cinq niveaux présente une meilleure fidélité de la forme d'onde par rapport à celui à trois niveaux.

En conclusion, l'utilisation combinée d'une structure NPC multiniveaux et d'une stratégie de modulation performante, comme la SVM, constitue une solution efficace pour les applications nécessitant une alimentation de qualité, tout en réduisant les pertes de commutation et les harmoniques.

Référence bibliographies

- [1] **B. K. Bose**, *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*, Academic Press, 2006.
- [2] **M. H. Rashid**, *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*, 4th ed., Pearson, 2013.
- [3] **J. Rodriguez, J.-S. Lai and F. Z. Peng**, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, 2002.
- [4] **H. Abu-Rub et al.**, "Medium-voltage multilevel converters—State of the art, challenges, and requirements," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2581–2596, 2010.
- [5] **L. G. Franquelo et al.**, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, Jun. 2008.
- [6] **D. G. Holmes and T. A. Lipo**, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, Wiley-IEEE Press, 2003.
- [7] **N. Mohan**, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 3rd ed., Wiley, 2003.
- [8] **S. Kouro et al.**, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, 2010.
- [9] **B. Wu**, *High-Power Converters and AC Drives*, Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2006.
- [10] **A. Djamila** « Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires » Mémoire de magister UMMTO Tizi-ouzou 2011.
- [11] **Z. Ait wali** « Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone » Mémoire de magister UMMTO Tizi-ouzou.
- [12] **CHIH Tarek**, Modulation en Largeur d'Impulsion (MLI) Pulse Width Modulation (PWM), Mastère de Recherche en Automatique, Robotique Traitement de l'information ARTI
(<https://fr.scribd.com/document/330333834/Modulation-en-Largeur-d- Impulsion-MLI>).

- [13] **BOUKAROURA Abdelkader**, Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond Graph, Mémoire de Master en Electrotechnique, 2009, Université Ferhat Abbas de Sétif
- [14] **CAPITANEANU LAURENTIU Stefan**, Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux, Thèse de doctorat, 2011, LEEI (Toulouse, France).
- [15] **FERNANDEZ Sophie**, Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux-niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau, Thèse de doctorat, 2013, Université de LILLE.
- [16] **D.LALILI, N.LOURCI, E. M. BERKOUK et F. BOUDJEMA**, Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur a cinq niveaux, International conférence : sciences of électronique, Technologies of information and télécommunications, 2005, Setit3RD.
- [17] **ELMOUBAREK Bouzid Allal**, Commande des onduleurs triphasés, Thèse de magister, 2009, Ecole normale supérieurs d'enseignement technique-ORAN, (<https://fr.scribd.com/doc/117692869/Chpitre-II-onduleur-triphase>).
- [18] **GUERDA Abderrahim et AOUICHAT Houssam Eddine**, Amélioration de la commande directe du couple d'une machine asynchrone par l'utilisation des convertisseurs SVM, Mémoire de master, 2016, Université KASDI MERBAH OUARGLA.
- [19] **M.HARSHAVASHAMREDDY,G.KISHOR, G.SATHEESH, T. BRAMHANANDAREDDY** "Digital simulation of hybrid PWM inverter fed induction motor using two inductor boost converter" IEEE Member, EEE Department, GPREC, Kurnool, Andhra Pradesh.
- [20] **J.BHAVANI, J.AMARNATH & D.SUBBA RAYUDU**, Hybrid PWM algorithm for induction motor drive width reduced computational burden, EEE Dept, Mall reddy engineering college, Hyderabad, Andhra Pradesh, India, EEE Dept. JNTUH College of engineering, Hyderabad, Andhra Pradesh, India, EEE Dept. G.Pulla Reddy Engineering Callege, Hyderabad, Andhra Pradesh, India.

- [21] **HAVA, A. M.; KERKMAN, R. J.; LIPO, T. A.**, A High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 34, No. 5, pp. 1059-1071, Sep./Oct. 1998.
- [22] **ASIMINOAEI Lucian, BLAABJERG Frede et RODRIGUEZ Pedro**, Application of Discontinuous PWM modulation in active power filters, IEEE Trans, (<http://ieeexplore.ieee.org/document/4540105/>).
- [23] **HADIOUCHE Djafar**, Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat, 2001, Université Henri Poincaré, Nancy-I.
- [24] **A.M.HAVA, R.J.KERKMAN and T.A.LIPO**, A high performance generalized discontinuous PWM algorithm, 1998, IEEE Trans, On industry Appl, Vol34, No.5, SEPT/OCT.
- [25] **BOWES.R.B , LAI.Y.S**, The relation ship between Space vector modulation and regular- sampled PWM, IEEE Trans, IND, Elec, Vol 44, No 5, pp. 670-679, Oct. 1997.
- [26] **A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi**, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on industry applications (1981), no 5, p. 518-523.
- [27] **L. Riachy**, "Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques", Thèse de doctorat, Spécialité Génie Électrique, Normandie Université, ESIGELEC/IRSEEM, 2017.
- [28] **Houria Ben Zemammouch** « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.2010
- [29] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande », Editions Technip, Paris 1999.

- [30] **Seo, J. H, C. H. Choi, and D. S. Hyun**, « A new Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters », IEEE Trans, Power Electronics. Vol. 16. 527-534. July 2001].
- [31] **J. Bonal, G. Segulier**, « Entrainement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatique les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [32] **Constern-Sünke Berendsen**, “ Méthodes de Diagnostic dans la Partie Commande des Associations Convertisseurs- Machines Tournantes”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1992
- [33] **E.Monmasson, and M. Cirstea**, " FPGA Design Methodology for IndustrialControl Systems – A Review, " IEEE Trans. Ind. Electron..., vol 54, no.4, pp. 1824-1842, August. 2007
- [34] **Moghbel M, Masoum MAS, Fereidouni A, Deilami S**. Optimal sizing, siting and operation of custom power devices with STATCOM and APLC functions for real-time reactive power and network voltage quality control of smart grid. IEEE Trans Smart Grid 2018;9:5564–75
- [35] **H. Gheraia. E. M. Berkouk, G. Manesse**, “Modelling and Control of a Seven Level NPC Voltage Source Inverter, Application to High Power Induction Machine Drive”, The European Physical Journal, AP 15, pp. 105- 115, 2001
- [36] **Richard Lund**, “ Multilevel power Electronic Converters for Electrical Motor Drives”, Thesis for the Degree of Master of Science in Electrical Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, 2005.
- [37] **Subrata K. Mondal, Joao O. P. Pinto and Bimal K. Bose**, “A Neutral Network Based Space Vector PWM Controller for a Three Level Voltage Fed Inverter Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, N°3, pp. 660-669, May/June 2002
- [38] **P. Purkait, R. S. Sriramakavacham**, “A New Generalized Space Vector Modulation Algorithm for Neutral Point Clamped Multilevel Converters”, Progress in Electromagnetic Research Symposium, Cambridge, pp. 330-335, March 2006

[39] Holtz, J. (1994). "Pulsewidth modulation—A survey." *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5), 410–420. <https://doi.org/10.1109/41.306081>.

[40] B.HOUSSEINI « Prototypage rapide à base d’FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction » mémoire présenté à l'université du Québec à Trois Rivières décembre 2010.

[41] **BOUAKAZ OUAHID**, “Contribution à l’Analyse des Onduleurs Multiniveaux Fonctionnement Symétrique et asymétrique ”, Mémoire d’ingénieur d’état, Département d’électrotechnique, université de Batna, 2005.

Résumé

Ce mémoire de fin d'études porte sur l'analyse et la commande d'onduleurs multi niveaux de type NPC, utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie à haute performance. Après une présentation des principales structures de convertisseurs multiniveaux, l'étude s'est focalisée sur la modélisation et la simulation des onduleurs NPC à trois et cinq niveaux. Deux techniques de modulation ont été évaluées : la modulation sinusoïdale (SPWM) et la modulation vectorielle (SVM). Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink ont permis de comparer les performances des différentes configurations en termes de forme d'onde de tension de sortie et de distorsion harmonique totale (THD). Les résultats obtenus montrent que l'augmentation du nombre de niveaux, associée à une stratégie de commande optimisée, améliore considérablement la qualité du signal de sortie.

Mots-clés : Onduleur multi niveaux, NPC, modulation MLI, SPWM, SVM, MATLAB, THD.

المخلص

يتناول هذا البحث في إطار مشروع نهاية الدراسة تحليل ومراقبة المحول متعددة المستويات من نوع NPC (Neutral Point Clamped)، والمستخدم في أنظمة تحويل الطاقة ذات الأداء العالي. بعد عرض أهم هياكل المحولات متعددة المستويات، تم التركيز على نمذجة ومحاكاة المحول من نوع NPC ذات ثلاث وخمس مستويات. تم تقييم تقنيتين للضمين هما: الضمين الجيبي (SPWM) والضمين الشعاعي (SVM) أجريت المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB/Simulink لمقارنة أداء هذه الاستراتيجيات من حيث شكل موجة الجهد الخارج ونسبة التشوه التوافقي الكلي (THD) وقد أظهرت النتائج أن زيادة عدد المستويات مع استعمال استراتيجية تحكم فعالة تحسن بشكل كبير جودة الإشارة الكهربائية.

الكلمات المفتاحية: مبدل متعدد المستويات، NPC، SPWM، SVM، MATLAB.

Abstract

This final-year project focuses on the analysis and control of multilevel inverters of the NPC (Neutral Point Clamped) type, which are widely, used in high-performance power conversion systems. After reviewing the main multilevel converter topologies, the study centers on modeling and simulating three-level and five-level NPC inverters. Two modulation techniques are investigated: Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) and Space Vector Modulation (SVM). Simulations carried out using MATLAB/Simulink allow for a performance comparison in terms of output voltage waveform quality and Total Harmonic Distortion (THD). The results demonstrate that increasing the number of voltage levels, combined with an optimized modulation strategy, significantly improves signal quality.

Keywords: Multilevel inverter, NPC, PWM control, SPWM, SVM, MATLAB, THD.