



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Spécialité : Electromécanique
Filière : Electromécanique

Réf. :

Présenté et soutenu par :

Kahhoul Aymen & Louaifi Abdennour

Le : lundi 27 juin 2022

Simulation et Implémentation en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Multi-niveaux par la Carte DSpace 1104

Jury :

Mr.	Kraa Okba	MCA	Université de Biskra	Président
Mme.	Ben Yehia Naima	MAA	Université de Biskra	Examineur
Mr.	Dendouga Abdelhakim	Pr	Université de Biskra	Rapporteur

Année universitaire : 2021 - 2022



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Spécialité : Electromécanique
Filière : Electromécanique

Réf. :

Simulation et Implémentation en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Multi-niveaux par la Carte DSpace 1104

Le : lundi 27 juin 2022

Présenté par :

**Kahhoul Aymen
Louaifi Abdennour**

Avis favorable de l'encadreur :

Mr Dendouga Abdelhakim

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Remerciements

Je tiens à remercier toutes les personnes qui, par leur participation et leur encouragement, m'ont permis de mener à bonne fin mon travail de mémoire de Master.

Plus particulièrement, je remercie mon encadreur Monsieur Dendouga Abdelhakim pour m'avoir suivi avec patience et intérêt et pour la confiance qu'il a placée en moi tout au long de ce travail. Ses conseils précieux et ses encouragements m'ont été d'une aide très précieuse dans la réalisation de ce projet.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur le Docteur Kraa Okba pour avoir accepté de présider le jury d'examen de ce mémoire. Je remercie également Madame le Docteur Ben Fahia Naima pour l'honneur qui m'a fait d'avoir accepté de faire partie du jury et d'avoir consacré de leur temps à la lecture de ce mémoire. Je tiens également à remercier l'université de nous avoir fourni un lieu de recherche scientifique, comme laboratoire de recherche (LI3C), dans lequel nous avons mené l'étude expérimentale, et nous remercions les responsables du laboratoire pour toutes leurs contributions.

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Je dédie ce modeste travail

À mes très chers parents

À mon frère

À ma famille

À mes Amis

Aymen Kkakhoul

Je dédie ce modeste travail

À mes très chers parents

À mon frère

À mes sœurs

À ma famille

À mes Amis

Abdenmour Louajfi

Sommaire

Remerciement	I
Dédicace	II
Sommaire	IV
Liste des figures	VIII
Liste des tableaux	XII
Liste des symboles	XIII
Introduction générale	XV
Conclusion générale	XVI
Référence bibliographique	XVII
Résumé	XXI

Chapitre I: Généralité sur les Onduleurs Multi-niveaux

I.1. Introduction	1
I.2. Onduleur	1
I.2.1 Définition	1
I.2.2. Principe générale de fonctionnement	2
I.3. Classification des onduleurs	3
I.3.1 Onduleur non autonome	3
I.3.2 Onduleur autonome.....	3
I.3.2.1 Onduleurs (autonomes) de tension	3
I.3.2.2 Onduleurs (autonome) de courants.....	4
I.4 Type des onduleurs.....	4
I.4.1 Onduleur monophasé	4
I.4.2 Onduleur triphasé.....	5
I.4.3 Onduleur multi niveaux.....	5
I.4.3.1 Intérêt des onduleurs multi-niveaux	6
I.5 Composants à semi-conducteur utilisés dans les onduleurs	7
I.5.1 IGBT (Insulte Gâte Bipolaire Transistor)	7
I.5.2 MOSFET	8
I.5.3 GTO	8
I.6 Principales topologies d'onduleurs multi-niveaux.....	9

I.6.1 Topologies de base.....	9
I.6.1.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage (NPC).....	9
I.6.1.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants	11
I.6.1.3 Onduleurs multi niveaux en cascade	12
I.6.2 Onduleurs multi niveaux hybrides	14
I.7 Propriétés des principales structures	15
I.7.1 Classification des topologies selon leur alimentation	15
I.7.2 Nombres de composants nécessaires	15
I.8 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi-niveaux.....	16
I.9 Applications des onduleurs	17
I.9.1 Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif	17
I.9.2 Alimentation de secours	18
I.9.3 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	18
I.10 Conclusion	18

Chapitre II : Différents Techniques de Commande des Onduleurs Multi-niveaux

II.1 Introduction	19
II.2 Stratégies de commande MLI.....	19
II.2.1 Principes de la MLI	19
II.2.2 Description	20
II.2.3 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)	20
II.3 Objectifs de l'MLI	22
II.4 Différente technique de modulation en MLI	22
II.4.1. Modulation naturelle	22
II.4.2. Modulation régulière	22
II.5. Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions	24
II.5.1 : La commande en pleine onde (dite 180°)	24
II.5.2. MLI simple.....	25
II.5.3 : Modulation sinusoïdale naturelle	26
II.5.4. MLI Sinus triangulaire (sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM))	26
II.5.4.1 Principe de base	26

II.5.4.2 Propriétés	27
II.5.4.3 Tension de référence.....	28
II.5.5 Modulation vectorielle	28
II.5.1.1 Le principe de la modulation vectorielle	29
II.6. Avantages de la M.L.I.....	30
II.7 Inconvénients de la MLI.....	30
II.8 Onduleur à deux niveaux à structure NBC.....	30
II.8.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	31
II.9 Onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	32
II.9.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	33
II.10. Onduleur à cinq niveaux à structure NPC	35
II.10.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	36
II.11 Conclusion.....	39

Chapitre III : Simulation et Implémentation Pratique des Onduleur MLI Multi-niveaux

III.1. Introduction.....	39
III.2 Carte DSPACE 1104	39
III.3. Panneau de connexion CP1104	41
III.3.1. Les connecteurs d'Interface codeur incrémental	41
III.3.2. Le connecteur UART RS232 (CP21).....	41
III.3.3. Le connecteur Slave I/O PWM (CP18).....	42
III.3.4. L'affectation de LED du CLP1104.....	42
III.4.Modélisation de la machine asynchrone	43
III.4.1.Transformation de Park	43
III.5. Modélisation et simulation d'onduleur MLI à deux niveaux.....	47
III.5.1 Fonctions de commutation.....	47
III.5.2 Tensions de sortie de l'onduleur	47
III.5.3 Simulation.....	48
III.5.4 Interpretation des résultats	51
III.6 Modélisation et simulation d'onduleur MLI à trois niveaux	51
III.6.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à trois niveaux	51

III.6.2 Tensions de sortie.....	51
III.6.3 Résultats de simulation.....	52
III.6.3.1 1 ^{er} méthode :.....	53
III.6.3.2 2 ^{eme} méthode :	55
III.6.3.3 3 ^{eme} méthode :	58
III.6.3.4 Interpretation des résultats	60
III.7 Modélisation et simulation d'onduleur MLI à cinq niveaux.....	61
III.7.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux	61
III.7.2 Tension de sortie	62
III.7.3 Résultats de simulation.....	63
III.7.3.1 1 ^{er} méthode	63
III.7.3.2 2 ^{éme} méthode	66
III.7.3.3 3 ^{éme} méthode	68
III.7.3.4 Interpretation des résultats	71
III.8 Implémentation en temps réel	71
III.8.1. Banc d'essai	71
III.8.2. Implémentation en temps réel de la MLI sinus-triangle d'onduleur à deux niveaux....	72
III.8.2.1 Interpretation des résultats	74
III.8.3. Implémentation en temps réel MLI sinus-triangle d'onduleur à trois niveaux.....	75
III.8.3.1 Interpretation des résultats	80
III.9 Etude comparative	80
III.10 Conclusion.....	81

Liste des figures

Chapitre I: Généralité sur les Onduleurs Multi-niveaux

Fig.I.1: Schéma de principe de l'onduleur.....	2
Fig.I.2: Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).	2
Fig.I.3: Fonctionnement de l'onduleur dans le 1er demi-cycle.....	3
Fig.I.4: Fonctionnement de l'onduleur dans le 2ème demis cycle	3
Fig.I.5 : Signal complet de l'onduleur	3
Fig.I.6 : Représentation d'un onduleur triphasé.....	5
Fig.I.7 : Mise en série (à gauche) et en parallèle (à droite) de plusieurs composants semi-conducteurs de puissance.....	6
Fig.I.8 : Bras d'une phase d'un onduleur de tension.....	6
Fig.I.9 : Caractéristique du transistor IGBT	7
Fig.I.10 : Représentations symboliques MOSFET.....	8
Fig.I.11 : Représentations symboliques du GTO	8
Fig .I.12: Structure d'un thyristor GTO.....	8
Fig.I.13 : Classification des convertisseurs multi-niveaux	9
Fig.I.14 : Onduleur en type NPC à (phase A).....	9
Fig.I.15 : Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant.....	11
Fig.I.16 : Modèle de topologie parallèle de phase	13
Fig.I.17 : Mise en série d'un NPC avec un pont en H.....	14
Fig.I.18 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.	17
Fig.I.19 : Alimentation de secours	18
Fig.I.20 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes	18

Chapitre II : Différents Techniques de Commande des Onduleurs Multi-niveaux

Fig.II.1: principe de la MLI	20
Fig.II.2: Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).....	21
Fig.II.3: Echantillonnage régulier symétrique [13].....	23
Fig.II.4 : Echantillonnage régulier asymétrique [13]	23
Fig.II.5: Les différentes commandes des onduleurs.....	24
Fig.II.6 :Commande plain onde (180°).....	24

Fig.II.7 : MLI d'une simple impulsion	25
Fig.II.8: principe de la modulation MLI sinusoïdale classique.....	26
Fig. II. 9 : Principe de la commande sinus-triangle.....	26
Fig. II. 10: Représentation dans le plan (α,β) des vecteurs de tension de l'onduleur	29
Fig. II. 11: Schéma d'un onduleur usuel à deux niveaux	30
Fig. II. 12: bras de l'onduleur à deux niveaux	31
Fig. II. 13: Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux	31
Fig. II. 14 : Onduleur triphasé à trois niveaux	32
Fig. II. 15: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	33
Fig. II. 16: Signal de commande ka1 ka2 ka3 et ka4	34
Fig. II. 17: Différentes stratégies de commande PWM d'onduleur 3 niveaux	34
Fig. II. 18: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante.....	35
Fig. II. 19: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux.....	36
Fig. II. 20: signal de commande d'onduleur à cinq niveaux.....	37
Fig. II. 21: Différentes stratégies de commande PWM d'onduleur à 5 niveaux.....	37

Chapitre III : Simulation et Implémentation Pratique des Onduleurs MLI Multi-niveaux

Fig. III. 1: Vue extérieure de la plaque DS1104	39
Fig. III. 2: Panel interface CLP1104	39
Fig. III. 3: Structure de la plaque DS1104.....	40
Fig. III. 4: Panneau de LED de CLP1104.....	43
Fig. III. 5: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d'onduleur 2 niveaux	48
Fig. III. 6:tension de référence	49
Fig. III. 7:Signaux des commandes	49
Fig. III.8: La tension simple Van (bleu), Vbn (rouge) et Vcn (vert).....	49
Fig. III.9: Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à deux niveaux.....	50
Fig. III. 10: spectre d'harmoniques du tension et son THD	50
Fig. III. 11 : spectre d'harmoniques du courant et son THD	50
Fig. III. 12: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d'onduleur 3 niveaux	52
Fig. III. 13 :MLI à disposition en p	53

Fig. III. 14 :Signaux des commandes	53
Fig. III.15 : Les tensions composés Vab (bleu), Vbc (rouge) et Vca (violet).....	53
Fig. III. 16 : Les tensions simples Van (bleu), Vbn (rouge) et Vcn (violet).....	54
Fig. III. 17 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux.....	54
Fig. III. 18: spectre d’harmoniques de tension et son THD.....	55
Fig. III. 19 :spectre d’harmoniques du courant et son THD	55
Fig. III. 20 : Stratégie de disposition en opposition de phase	55
Fig. III. 21 : Signal de commande	56
Fig. III. 22 : La tension composé Vab (bleu), Vbc (rouge) et Vca (violet)	56
Fig. III. 23 : La tension simple Vab (bleu), Vbc (rouge) et Vca (violet).....	56
Fig. III. 24 :Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux.....	57
Fig. III.26 : spectre d’harmoniques de tension et son THD	57
Fig. III.26 : spectre d’harmoniques du courant et son THD	57
Fig. III.27 : MLI à décalage de phase.....	58
Fig. III.28 : Signal de commande	58
Fig. III. 29 : La tension composé Vab (bleu), Vbc (rouge) et Vca (violet)	58
Fig. III.30 : La tension simple Van (bleu), Vbn (rouge) et Vcn (violet)	59
Fig. III.31 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux.....	59
Fig. III.32 : spectre d’harmoniques du tension et son THD	60
Fig. III.33 : spectre d’harmoniques du courant et son THD	60
Fig. III.34: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d’onduleur 5 niveaux	63
Fig. III. 35 : stratégies de disposition en p.....	63
Fig. III.36 : Signal de commande	63
Fig. III.37: La tension composé V12 (bleu), V23 (rouge) et V31 (violet)	64
Fig. III.38 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)	64
Fig. III.39 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq ..	65
Fig. III. 40 : spectre d’harmoniques de tension et son THD.....	65
Fig. III. 41: spectre d’harmoniques du courant et son THD	65

Fig. III.42 :stratégies de disposition en opposition de phase	66
Fig. III.43:Signal de commande	66
Fig. III.44 : La tension compose V12 (bleu), V23 (rouge) et V31(violet)	66
Fig. III.45 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)	67
Fig. III.46 :Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq niveaux.....	67
Fig. III.47 : spectre d’harmoniques de tension et son THD.....	68
Fig. III.48 : spectre d’harmoniques du courant et son THD	68
Fig. III.49 : stratégies de disposition à opposition de phase alternative	68
Fig. III.50 : Signal de commande	69
Fig. III.51 : La tension composéV12 (bleu), V23 (rouge) et V31(violet)	69
Fig. III.52 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)	69
Fig. III.53 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq N 70	
Fig. III.54 : spectre d’harmoniques du tension et son THD	70
Fig. III.55 : spectre d’harmoniques du courant et son THD	70
Fig. III.56 : Banc d’essai.....	72
Fig. III.57 : Signales de commande k1, k2 et k3.....	73
Fig. III.58 : La tension de sortie Van (Bleu) et le courant Ia (Rouge)	73
Fig. III. 59 : spectre d’harmoniques du tension V_{an} et son THD	73
Fig. III. 60 : spectre d’harmoniques du courant Ia et son THD	74
Fig. III. 61 : Schéma bloc Simulink de PWM.....	75
Fig. III. 62 : Schéma bloc Simulink de MLI d’onduleur à 3 niveaux par carte DSpace 1104	75
Fig. III. 63: Figure Control desk pour varier l’amplitude et le fréquence de tension de référence	76
Fig. III. 64 : signal de commande de phase 1, phase 2 et phase 3	77
Fig. III. 65: la tension composé Vab et le courant Ia (bleu)	77
Fig. III. 66 : la tension simple Van et le courant Ia (bleu).....	78
Fig. III. 67: la tension Vam.....	78
Fig. III. 68 : la tension Vao	78
Fig. III. 69 : La tension de sortie Van (Bleu) et le courant Ia (Rouge) transitoire.....	79
Fig. III. 70 : spectre harmonique de tension Van	79
Fig. III. 71 : spectre harmonique de courant Ia.....	79

Liste des tableaux

Chapitre I : Généralité sur les onduleurs multi niveaux

Tableau.I.1: Nombre d'éléments des onduleurs NPC et MPC multi niveaux.	11
Tableau.I.2: Nombres de composants nécessaires pour la topologies à n niveaux.....	16
Tableau.I.3: Comparaison entre les trios topologies de base des convertisseurs multi-niveaux .	17

Chapitre II : Différents types de commande des onduleurs

Tableau.II.1: Etat des interrupteurs d'un bras de l'onduleur NPC à deux niveaux	31
Tableau.II.2:Etat des interrupteurs d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux	33
Tableau.II.3:Etat des interrupteurs d'onduleur NPC à cinq niveaux	36

Chapitre III: Simulation et implémentation pratique des onduleurs MLI multi-niveaux

Tableau.III.1: Le Connecteur CP19-CP20.....	41
Tableau.III.2: Le Connecteur CP21-CP22.....	41
Tableau.III.3: Le Connecteur CP18	42
Tableau .III.4:PWM3 phase	76
Tableau.III.5: DS1104SL_DSP_PWM.....	77
Tableau.III.6 : Résultat de simulation	80
Tableau.III.7:Résultat d'implémentation en temps réel	80

Liste des symboles

Significations des Abréviations Utilisées

f	: Fréquence du signal de référence .
f _m	: Fréquence de modulation.
T _m	: Période de modulation.
m	: Taux ou indice de modulation de modulation.
r	: Coefficient de réglage.
S _{ij} et K _{ij}	: i ^{ème} interrupteur de j ^{ème} bras.
F _{ij}	: Fonction de commutation.
F _{cij}	: fonctions de connections
T ₁ ,T ₂ et T ₃	: Les temps d'utilisation des vecteurs V1, V2 et V3.
V _{ref}	: Le vecteur de référence.
V _{max}	: Amplitude maximale du vecteur Vref.
THD	: La distorsion totale des harmoniques
DD _{k1} ,DD _{k2}	: les deux diodes médianes.
H	: Pont H (H-Bridge)
N	: Nombre de niveau
MAS	: Machine asynchrone.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion.
SVM	: Space Vector Modulation.
NPC	: Neutral Point Clamped.
MPC	: Multiple Point Clamped
PWM	: Pulse Width Modulation

modèle de la Machine asynchrone

a,b,c	: Indices des phases électriques
s,r	: Indices relatif au stator et rotor respectivement
d	: Indice de l'axe direct
Q	: Indice de l'axe en quadrature
O	: Indice de l'axe homopolaire
[Vs]	: Vecteur tension statorique
[Vr]	: Vecteur tension rotorique
[Is]	: Vecteur courant statorique
[Ir]	: Vecteur courant rotorique
[Φs]	: Vecteur flux statorique
[Φr]	: Vecteur flux rotorique
ω _s	: Pulsation statorique
ω	: Vitesse de rotation électrique
ω _r	: vitesse angulaire électrique du rotor
ω _a	: vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).
Ω	: Vitesse de rotation mécanique
ω _s	: Vitesse de synchronisme
θ	: l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A"
θ _s	: l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".
θ _r	: l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d"
L _s	: Inductance cyclique propre du stator
L _r	: Inductance cyclique propre du rotor
m _s	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
m _r	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
l _m	: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor
M _{sr}	: Le maximum de l'inductance mutuelle entre deux phases statorique et rotorique
[Msr]	: la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor
[p]	: Matrice de passage directe de Park
J	: Moment d'inertie des masses tournantes

f	: Coefficient de frottement visqueux
p	: Nombre de pair de pôles
R _s	: Résistance statorique
R _r	: Résistance rotorique
T _s	: Constante du temps statorique
T _r	: Constante du temps rotorique
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel
C _{em}	: Couple électromagnétique
C _e	: Couple résistant
P _e	: Puissance électrique
P _m	: Puissance mécanique
[X]	: Vecteur d'état
[U]	: Vecteur des entrées
[Y]	: Vecteur des sorties
[A]	: Matrice d'évolution
[B]	: Matrice d'application de la commande
[C]et[D]	: Matrice d'observation et Matrice de transmission directe
V _{dc}	: Tension de sortie de filtre
C _{ij}	: Commande de l'interrupteur(j) du bras d'onduleur(i)
o	: Point milieu fictif à l'entrée continu
n	: Le neutre de la machine
U _{c1,2}	: Tensions aux bornes des condensateurs de l'étage continu
E	: Tension continue appliquée à l'onduleur

Introduction générale

Introduction générale

L'évolution continue des systèmes d'entraînement électrique provoque une demande plus en plus croissant des convertisseurs de puissance plus performants. Par ailleurs, le développement des convertisseurs de puissance dépend au développement des composants à semi-conducteur (GTO, MOSFET, IGBT, MCT,...etc) ainsi aux cartes électroniques de commande comme Arduino, FPGA, Dspace,...etc.

Le développement des composants à semi-conducteur ainsi que des cartes électroniques de commande, permet l'apparitions des nouvelles topologies des convertisseurs de puissance notamment les convertisseurs multi-niveaux, matriciels [12].

La littérature atteste un grand intérêt porté sur l'optimisation de la forme d'onde de la tension de sortie ainsi que la réduction du taux d'harmoniques pour cette raison plusieurs topologies des convertisseurs et des différentes techniques de commande ont été présenté. Dans ces dernières années, la topologie multi-niveaux a été largement utilisée dans des applications d'entraînement et de génération à vitesse variable. D'autre part, les technologies de contrôle des onduleurs ont connu un essor considérable en ce qui concerne leur implémentation pratique du fait de l'émergence de nouvelles cartes électroniques performantes [33].

Dans la littérature, il existe plusieurs topologies des onduleurs multi-niveaux tel que : cascade, à diode de bouclage (NPC), condensateur flottante, hybride,...ect. Cependant, la structure NPC est la structure la plus populaire dans les applications industrielles vue que cette topologie nécessite qu'une seule source de courant continu, haute rendement, commande simple, ...ect.

Plusieurs techniques de commande d'onduleur se sont avérées donner une tension de sortie sinusoïdale, parmi lesquelles la technique pleine onde et la MLI simple a une tension de sortie non sinusoïdale et riche en harmoniques. Les harmoniques peuvent être abaissés ou réduits en utilisant des techniques d'ouverture et de fermeture à semi-conducteurs telles que la modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM en anglais) ou le MLI vecteur.

La technique MLI consiste à modifier la largeur des impulsions de commutation des interrupteurs à partir de la comparaison entre deux ondes l'une de référence et l'autre de

modulation, ce qui permet de faire varier à la fois la fréquence et l'amplitude tout en gardant la source continue constante.

Dans notre travail, nous nous intéressons aux onduleurs multi-niveaux de structure NPC commandés par différentes stratégies MLI. Afin de valider et tester les différentes topologies et techniques de commande MLI une étude de simulation a été réalisée. D'autre part, une implémentation pratique a été réalisée au sein du laboratoire de recherche (LI3C) en utilisant une carte DSpace 1104 et un onduleur trois niveaux à structure NPC. Dont l'objectif de mentionner les points forts et faibles de chaque topologie et chaque technique MLI pour les onduleurs multi-niveaux, une étude de comparaison a été également effectuée.

Ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la généralité sur les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

Dans le deuxième chapitre on a présenté un aperçu général sur les différentes stratégies de commande MLI en ce qui concerne leurs principes, techniques de modulation, et ces avantages et ces inconvénients.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude de simulation des onduleurs multi-niveaux NPC (deux, trois et cinq niveaux) commandés par différentes techniques MLI. D'autre part une implémentation pratique a été réalisée pour les onduleurs MLI deux et trois niveaux à structure NPC en utilisant la carte DSpace 1104.

Finalement, ce travail est clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE I
Généralités Sur Les
Onduleurs Multi-niveaux

I.1 Introduction

Au début des années 90, l'évolution croissante des semi-conducteurs de puissance a stimulé le marché des convertisseurs statiques de puissance spécialement dédiés aux applications de moyennes et de fortes puissances, allant de quelques kilowatts jusqu'à plusieurs mégawatts. Néanmoins, malgré les avancées significatives des technologies utilisées en développement et en fabrication des interrupteurs de puissance, l'évolution des technologies des semi-conducteurs est assez lente par rapport au marché mondial

Les principales applications de la topologie multi niveau se trouvent généralement dans la traction et la propulsion électriques : locomotives de 3kV, navires électriques, variateurs de vitesse de 4.5kV, ainsi que dans les systèmes de génération et de transport de l'énergie électrique

L'utilisation des convertisseurs multi niveaux dans les installations industrielles a été motivée par des avantages énergétiques, largement éprouvés de nos jours : la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statiques, la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaires).

Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande et la nécessité d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus barre continu.

Ce chapitre comprend deux parties. Tout d'abord, nous effectuons une présentation des différentes catégories d'onduleurs multi niveaux, et des topologies hybrides associées. Ensuite, nous décrivons les différentes stratégies de commande des onduleurs multi niveaux. Après avoir souligné les points forts et les points faibles des onduleurs existants, nous concluons sur les objectifs attendus pour le nouveau type d'onduleur développé dans la suite de notre étude.

I.2 Onduleur

I.2.1 Définition

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne né-

cessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

- ❖ Continu ----> Continu (Hacheur)
- ❖ Continu -----> Alternatif (Onduleur)
- ❖ Alternatif -----> Alternatif (Gradateur)
- ❖ Alternatif -----> Continu (Redresseur) [1].

Un onduleur est un convertisseur statique assurent la conversion continu – alternatif, par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle, cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsions (pulse avec modulation, en anglo-saxon). Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome [2][1].

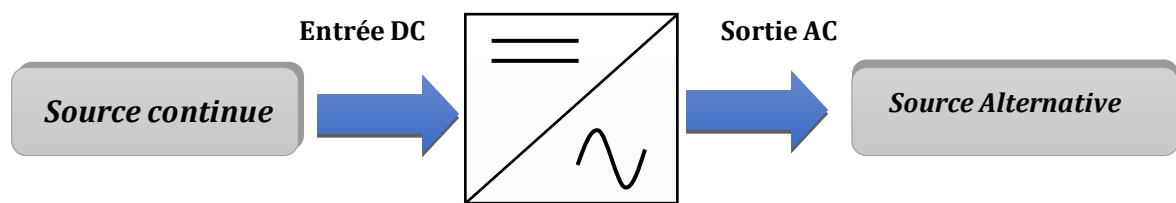


Fig.I.1: Schéma de principe de l'onduleur

I.2.2 Principe générale de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, ce qui génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme la montre figure I.2 [1].

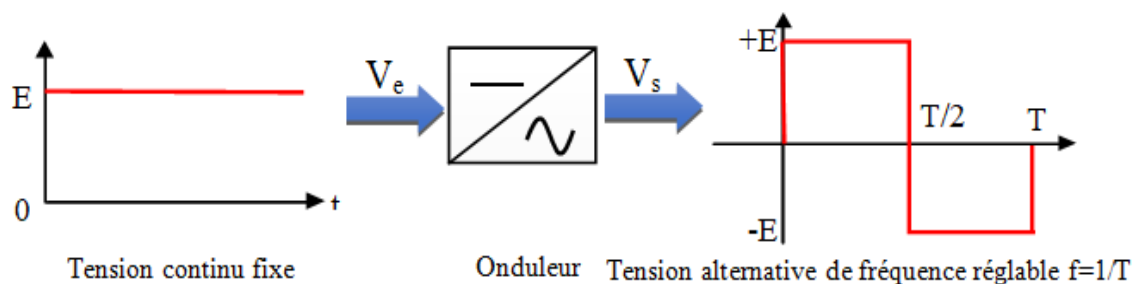


Fig.I.2: Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC - AC).

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources [4].

Quand S1 – S4 sont fermés (On) et S2–S3 sont ouverts (Off) pour $0 < t < T/2$ on obtient une alternance positif $U(t)=VDC$ comme la montre figure (I.3).

Quand S1 – S4 sont ouvert (Off) et S2–S3 sont fermés (On) pour $T/2 < t < T$ on obtient une alternance négative $U(t) = -VDC$ comme la montre figure (I.4).

Le signal résultant sur la période complète est présenté sur la figure (I.5)

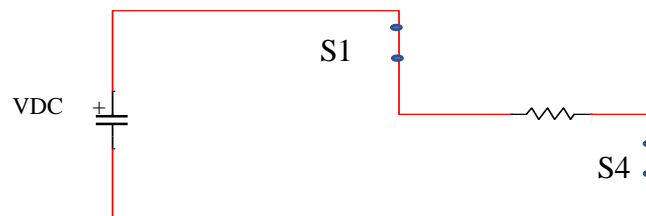


Fig.I.3: Fonctionnement de l'onduleur dans le 1er demi-cycle

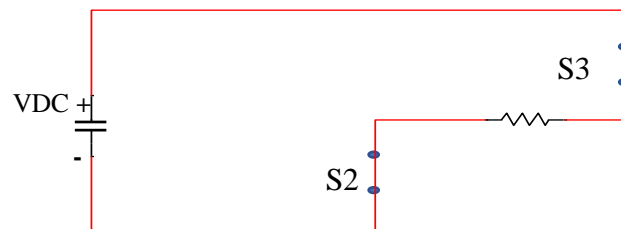


Fig.I.4: Fonctionnement de l'onduleur dans le 2ème demis cycle

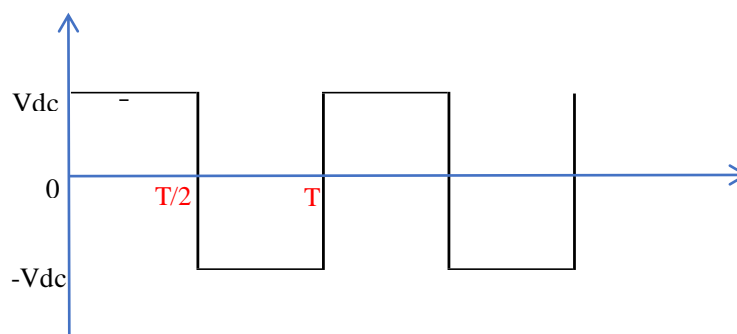


Fig.I.5: Signal complet de l'onduleur

I.3 Classification des onduleurs

I.3.1 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 [5].

I.3.2 Onduleur autonome

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' » et 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 [6].

I.3.2.1 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' » et 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 [6].

I.3.2.2 Onduleurs (autonome) 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 [7].

I.4 Type des onduleurs

I.4.1 Onduleur monophasé

Ce type d'onduleur qui délivre en sa sortie une tension alternative monophasée, est généralement destinée aux alimentations de secours. Trois classes d'onduleurs monophasés sont à distinguer, suivant leur topologie.

I.4.2 Onduleur triphasé

L'onduleur triphasé se comporte de trois phases dont les ondes de tension sont déphasées respectivement de 120 l'une par rapport à l'autre, nous intéresserons uniquement à la structure de l'onduleur à trois bras et à interrupteurs en série. Il faut représenter par figure (I.6).

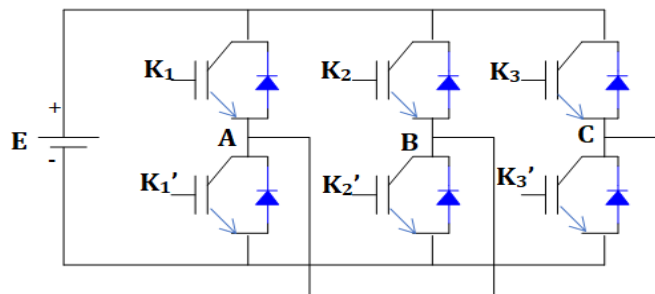


Fig.I.6: Représentation d'un onduleur triphasé

I.4.3 Onduleur multi niveaux

Par définition, l'onduleur multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (**mise en série**) ou de courants (**mis en parallèle**) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions/courants plus élevées. La figure ci-dessous présentée la mise en (**série/ parallèle**) d'un bras d'onduleur à trois niveaux [8].

L'onduleur de tension multi niveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension en forme d'escalier, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées [9]. La commutation des interrupteurs permet l'addition de tensions capacitatives de valeurs élevées à la sortie, alors que les semi-conducteurs ne doivent supporter que des tensions de valeurs réduites. Figure (I.7). Montre un diagramme schématisé d'un seul bras d'onduleur de différents niveaux dont l'action du semi-conducteur est représentée par un interrupteur idéal ayant plusieurs positions

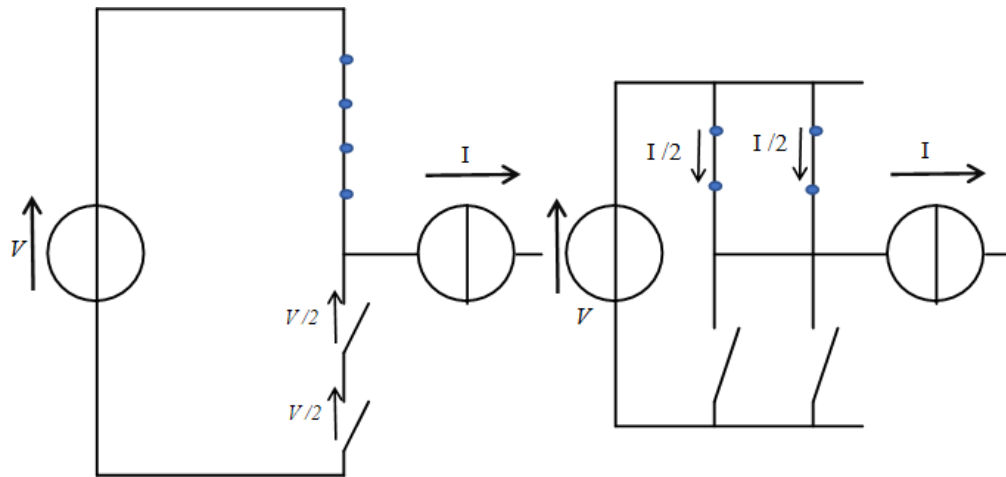


Fig.I.7: Mise en série (à gauche) et en parallèle (à droite) de plusieurs composants semi-conducteurs de puissance.

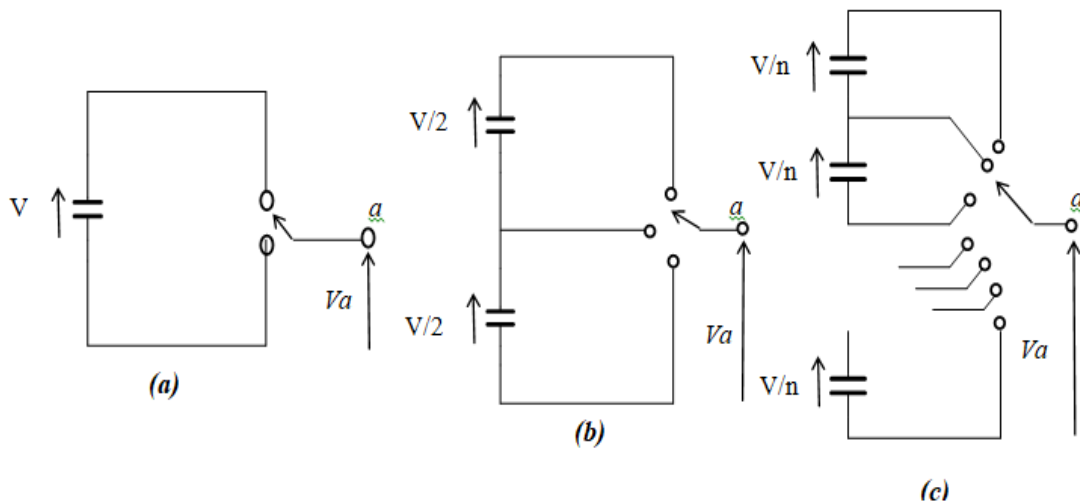


Fig.I.8: Bras d'une phase d'un onduleur de tension.

(a). Deux niveaux. (b). Trois niveaux. (c). N niveaux.

L'onduleur deux niveaux génère une tension de sortie pivotant entre deux valeurs (deux niveaux) tout en respectant la borne négative du condensateur (Fig. II.8.a), alors que l'onduleur trois niveaux génère trois tensions (Fig. II.8.b), et ainsi de suite pour l'onduleur N niveaux (Fig. II.8.c). En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisant une forme d'onde de plus en plus proche d'une sinusoïde échantillonnée. Par conséquent, en comparant avec l'onde de la tension de sortie de l'onduleur deux niveaux, celles des onduleurs multi niveaux ont un taux de distorsion plus réduit et donc une moindre pollution harmonique [10].

I.4.3.1 Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques. En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vu comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [11].

I.5 Composants à semi-conducteur utilisés dans les onduleurs

I.5.1 IGBT (Insulte Gâte Bipolaire Transistor)

Le transistor IGBT est un semi-conducteur se comportant comme un interrupteur électronique à haute vitesse permet de construire des convertisseurs continu-continu et continu alternatif extrêmement flexibles. L'IGBT est un transistor dont la conduction est amorcée et désamorcée en appliquant une tension appropriée sur la gâchette (la base). Comme dans un transistor conventionnel, les trois bornes sont nommées collecteur C, émetteur E et base B [12].

Les caractéristiques à l'état passant et à l'état bloqué sont montrées à la figure (I.9).

Les valeurs limites de la tension ECE et du courant le dans le collecteur sont aussi indiquées.

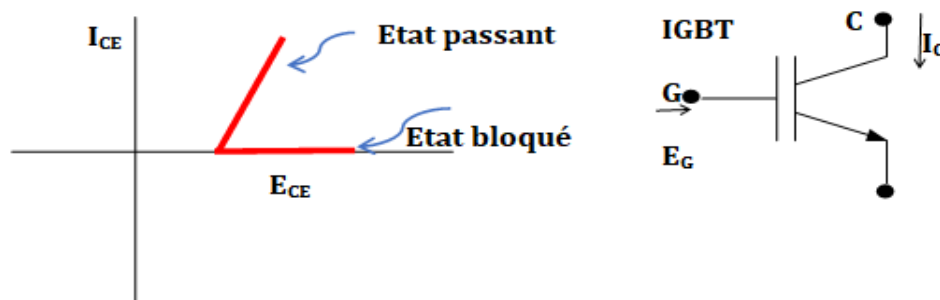


Fig.I.9 : Caractéristique du transistor IGBT

I.5.2 MOSFET

Le MOSFET de puissance est un semi-conducteur à trois bornes qui s'appellent drain D, source S et grille G. Le drain est l'anode alors que la source est la cathode. L'état de ce transistor dépend de la tension appliquée sur la grille. Le courant I_D dans le drain est amorcé en appliquant une tension E_{GS} positive d'environ 12 V entre la grille et la source. La conduction cesse dès qu'on diminue E_{GS} en dessous d'environ 1 V. Le courant dans la grille est extrêmement petit ; par conséquent, une très faible puissance est requise pour amorcer et désamorcer la conduction. Le MOSFET ne peut pas tolérer des tensions E_{DS} négatives. Afin de répondre à cette exigence, on y incorpore une diode. Les MOSFET de puissance peuvent porter des courants de quelques centaines d'ampères sous des tensions d'environ 500 V. Lors de la conduction, à l'état saturé, la chute de tension E_{DS} est comprise entre 2 V et 5 V [12].

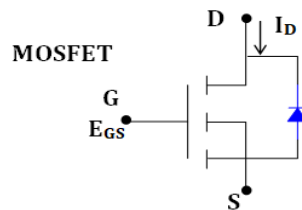


Fig.I.10: représentations symboliques MOSFET

I.5.3 GTO (Gate Turn Off)

Le thyristor GTO (Gate Turn Off), souvent désigné en abrégé par GTO, est un thyristor dont la gâchette permet de commander l'amorçage et le blocage. Sur sa représentation symbolique figure(I.11) : a on met, sur la connexion de gâchette, un arc de cercle fléché dans les deux sens pour montrer la possibilité d'établir ou d'interrompre la conduction par injection d'un courant de gâchette I_G positif ou négatif.

Le GTO constitue le composant à fermeture et ouverture commandées utilisé dans les convertisseurs de forte puissance. Comme le thyristor ordinaire, c'est un dispositif à quatre couches mais sa cathode est formée d'un grand nombre de petites cathodes élémentaires entourées par la gâchette [12].

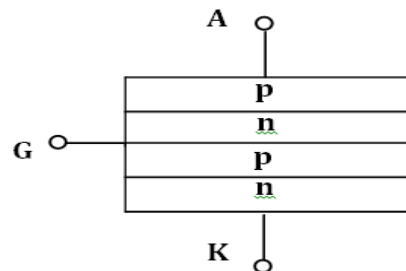
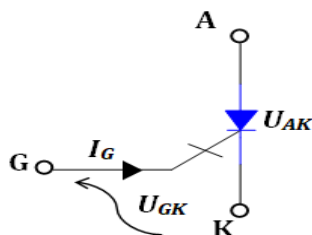


Fig.I.11: représentations symboliques du GTO *Fig.I.12: structure d'un thyristor GTO*

I.6 Principales topologies d'onduleurs multi-niveaux

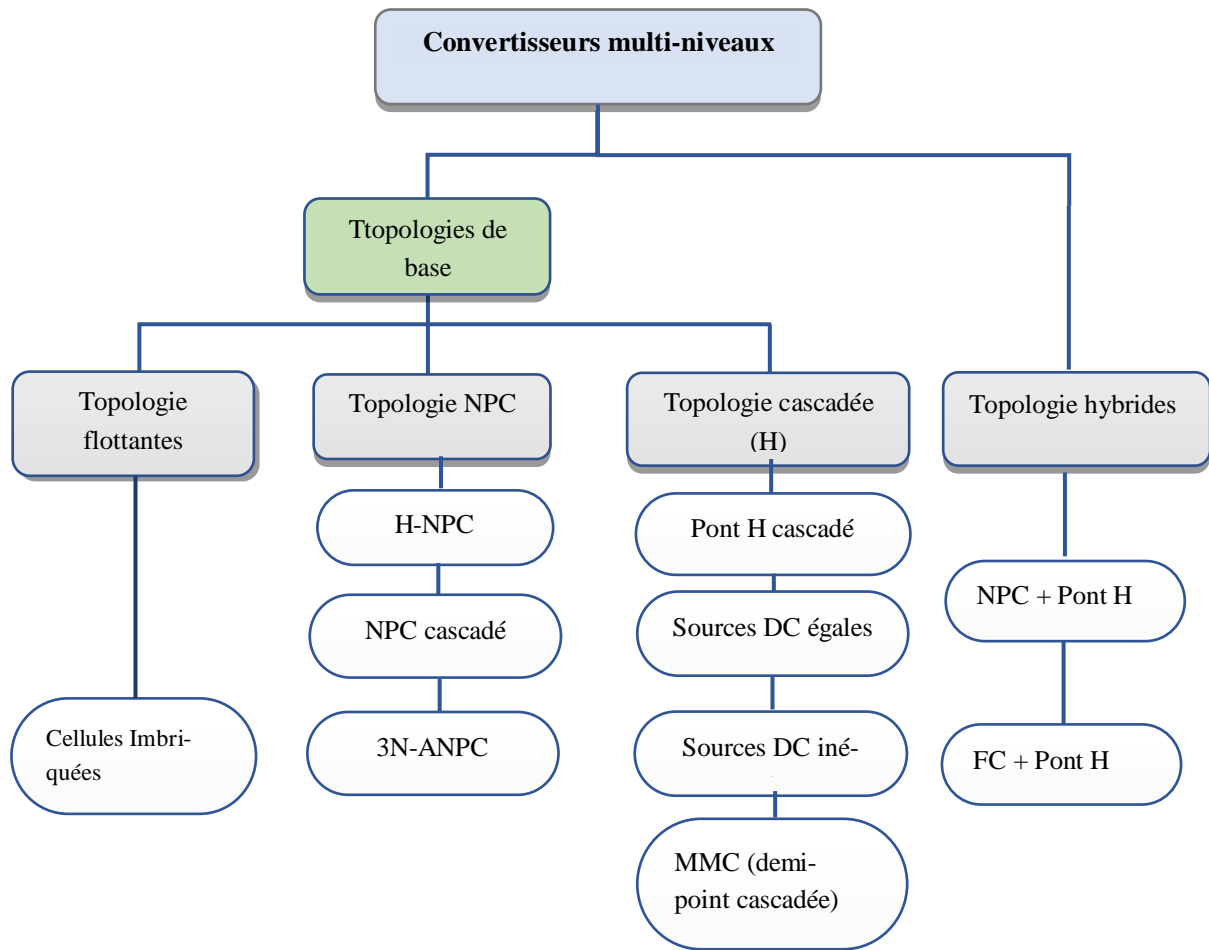


Fig.I.13: Classification des convertisseurs multi-niveaux

I.6.1 Topologies de base

I.6.1.1 Onduleur multi niveau à diode de bouclage (NPC)

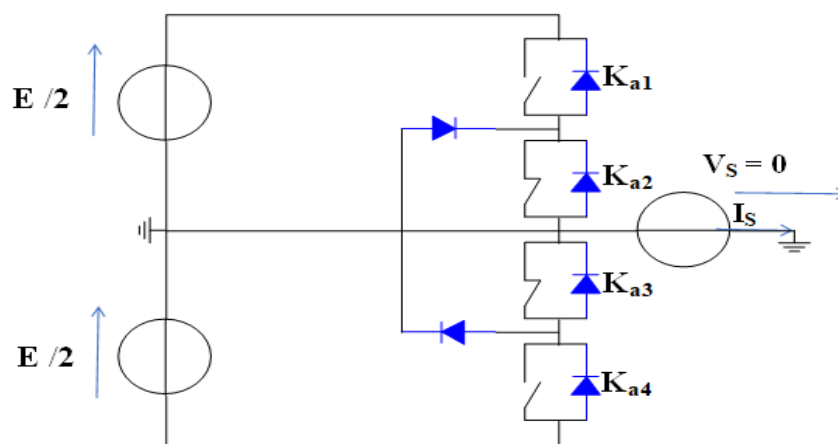


Fig.I.14: Onduleur en type NPC à (phase A).

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped). Cette topologie à été initialement proposé par A.Nabac en 1981.pour la génération de N niveaux de tension.

Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités. Les tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à $E/(N-1)$, E est la tension totale du bus continu. Chaque couple d'interrupteur (STD, STD') forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire [13].

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, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux [14].

Par contre, cette topologie présentes plusieurs difficultés techniques dans les cas de grande puissance tel que :

- ❖ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(N-1)/N$. Donc, les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.
- ❖ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.
- ❖ Différents calibres pour les appareils de commutation sont nécessaires en raison de leur conduction cyclique.
- ❖ Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le l'onduleur NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé,

il est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités [16].

Tableau I. 1 : Nombre d'éléments des onduleurs NPC et MPC multi niveaux.

	NPC	MPC
S (Nb. Sources)	1	1
Bc (Nb. Commutateurs)	2(n-1)	n-1
Dc (Nb. D. Clampées)	n-1	2(n-1)
D (Nb. D. Principales)	2(n-1)	N

I.6.1.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants

Dans la topologie multi niveaux proposée par T. Meynard et H. Fochan 1992. La structure de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. D'où l'appellation « Onduleur à Condensateurs Flottants ». Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif des diodes.

Dans la topologie suivante, figure(I.15) : on représente l'onduleur a condensateur flottant a trois et cinq niveaux.

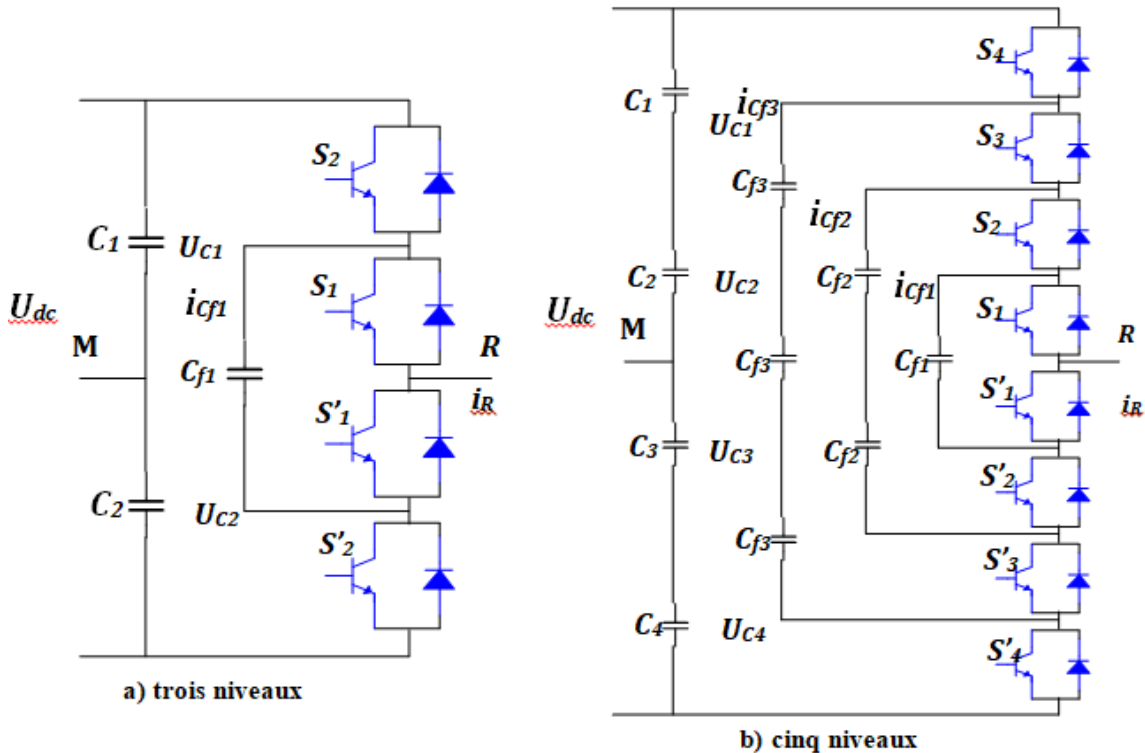


Fig.I.15: Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages :

- ❖ Le concept de condensateur Flottant peut être appliqué à un certain nombre de convertisseurs de différents types, **DC /AC** ou **AC/ DC**
- ❖ La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie
- ❖ Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle. Si désiré, les tensions de condensateur peuvent être activement contrôlées par une modification appropriée des signaux de commande.
- ❖ La charge est par défaut partagé équitablement entre les commutateurs.
- ❖ La topologie est modulaire et ne dépend pas d'un transformateur Néanmoins [14].
- ❖ La tension de blocage des interrupteurs partout la même.

Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel.

- ❖ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- ❖ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus [15].

Cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :

- ❖ La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension-beaucoup plus nombreux que d'autres topologies. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité.
- ❖ Contrairement au premier cas qui ne nécessite que **(n-1)** capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.

I.6.1.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

En 1975, dans les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés, ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. Dans cette topologie chaque phase est connectée à un pont H et reliée à un transformateur par des bobines d'interphase composées des enroulements de transformateurs avec différents rapports de transformation. Le grand avantage de cette structure est qu'elle utilise une seule source de tension continue, et par le

biais des bobines d'interphase elle est utilisable pour les courants élevés, bien que les échelles de tension et de courant des transistors soient réduites.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue E_c . Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont [16]. Les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux. Pour améliorer la résolution de ces convertisseurs sans augmenter le nombre de cellules, il est possible d'alimenter les cellules par des tensions d'entrées différentes [17].

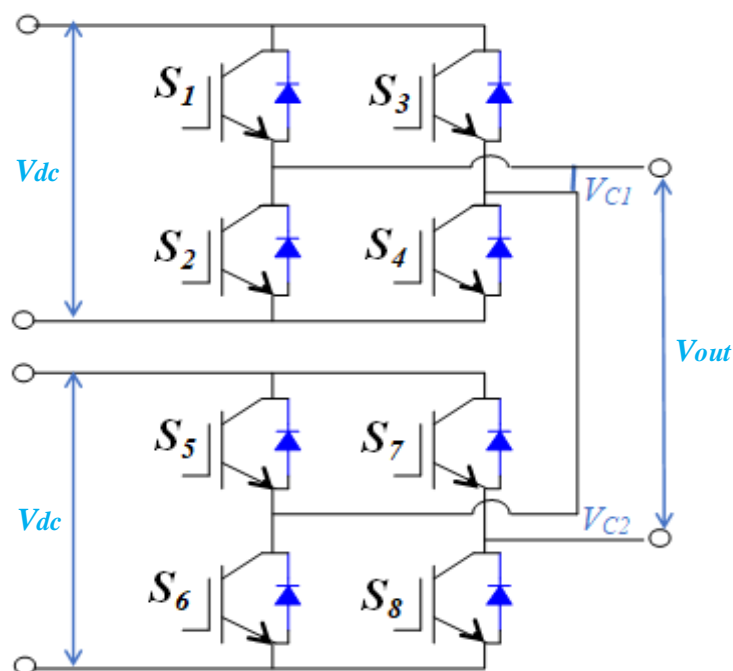


Fig.I.16: Modèle de topologie parallèle de phase

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages :

L'onduleur multi niveaux en cascade est une structure de convertisseurs d'énergie, il présente l'idée d'employer des sources séparées à courant continu pour produire une forme d'onde d'une tension alternative.

- ❖ Pour atteindre le même nombre de niveaux de tension, ce type de convertisseur nécessite moins de composants.

- ❖ Contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flottant, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire.
- ❖ La tension de sortie totale de phase est une sommation des tensions produites par chaque onduleur monophasé.
- ❖ Les petites sources à courant continu sont généralement impliquées, ce qui entraîne moins de problèmes de sécurité.
- ❖ Le nombre de niveaux possibles de tension de sortie est plus du double du nombre de sources à courant continu ($N = 2s + 1$).

Cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :

- ❖ Pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur Traditionnel.
- ❖ Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.
- ❖ Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC.

I.6.2 Onduleurs multi niveaux hybrides

Outre les trois topologies de base 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.

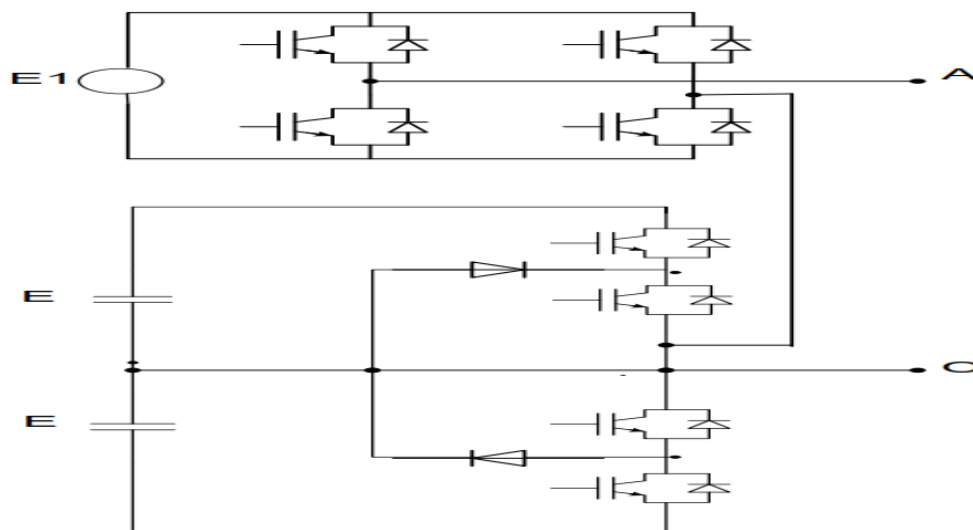


Fig.I.17: Mise en série d'un NPC avec un pont en H.

Ces topologies sont :

- Le convertisseur asymétrique hybride.
- Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement.

- Le convertisseur avec commutation douce.
- Les convertisseurs reliés par transformateur.
- Le convertisseur Diode/Capacitor- Clamped : variante de l'onduleur NPC.
- Le convertisseur multi niveaux généralisé [13].

Les topologies citées ci-dessus constituent les structures de bases de convertisseurs multi-niveaux, la mise en série ou en parallèle de ces onduleurs de base permet d'obtenir des topologies hybrides. On prend à titre d'exemple une structure hybride qui est constituée de deux onduleurs monophasés qui sont mises en série sur la même phase l'un est un onduleur monophasé de type NPC et l'autre est un onduleur monophasé en pont H. seule la cellule NPC est alimentée, ce qui réduit considérablement le volume de l'alimentation. Comme il est possible de connecter en série deux structures à cellules imbriquées. Les topologies hybrides permettent de générer un nombre plus élevés de niveaux, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais

Elles exigent des stratégies de commande un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes au niveau des échanges énergétiques entre les convertisseurs [18].

I.7 Propriétés des principales structures

I.7.1 Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation, elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

I.7.2 Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser le nombre de niveaux de tension, est identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadié, ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadié. Implicitement, l'onduleur cascadié exige le moindre nombre de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadié est la flexibilité de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucune diode clampée supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet. Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons.

Tableau I.2: Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux

Topologie	Nb. Niveaux	Nb. Sources	Nb. Commutateurs	Nb. Diodes Principales	Nb. Diodes Clampées	Nb. Condensateur
NPC	N	1	2(n-1)	2(n-1)	(n-1).(n-2)	(n-1)
Condensateur flotteur	N	1	2(n-1)	2(n-1)	0	$\sum_{i=1}^n (n-i)$
Cascade	N	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

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.8 Comparaison entre les trois principaux convertisseurs multi-niveaux

On peut trouver dans la littérature des descriptions intéressantes des trois topologies de base, avec leurs avantages et inconvénients, comme celle offerte par Lai et Peng dans ou par Shakwek et Lewis dans. Le tableau (II.3) montre, de manière résumée, les principales caractéristiques des trois topologies multi-niveaux de base pour un convertisseur de (n) niveaux. La sélection de la topologie multi-niveaux la plus adéquate pour chaque application n'est pas évidente, jusqu'à présent c'est un défi non résolu dans la littérature [19].

Tableau .I.3: Comparaison entre les trois topologies de base des convertisseurs multi-niveaux

Configuration	Diode de bouclage	Condensateurs Flotteurs	En cascade
Dispositifs principaux de commutation	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Diode antiparallèle	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Diode de bouclage	$(n-1)(n-2)$	0	0
Condensateur de bus continu	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)/2$
Condensateur d'équilibrage	0	$(n-1)(n-2)/2$	0
Total	$n^2 + 2n - 3$	$(n^2 + 8n - 8)/2$	$(9/2)(n-1)$

Du point de vue du nombre de composants, l'onduleur en cascade paraît être la solution multi-niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. Dans la suite de notre étude, on utilisera cette topologie.

I.9 Applications des onduleurs

Les nombreux domaines à entraîner une utilisation accrue des onduleurs, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée alimentés directement à partir du réseau à travers un redresseur avec filtrage, soit à partir d'une batterie d'accumulateur, ils constituent à ce titre [20].

I.9.1 Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif

On remarque que la vitesse d'un moteur à courant alternatif est fixée par la pulsation des courants statiques. Le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension figure (I.17) Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

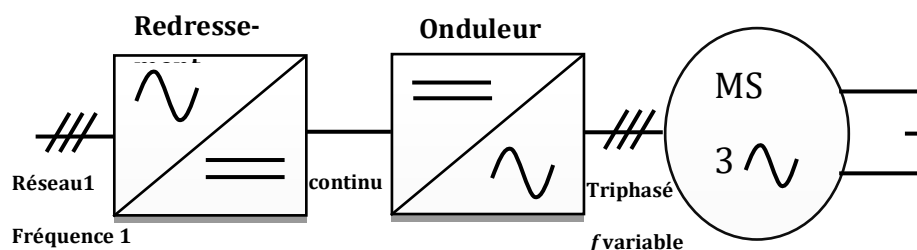


Fig.I.18: Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

I.9.2 Alimentation de secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [21].

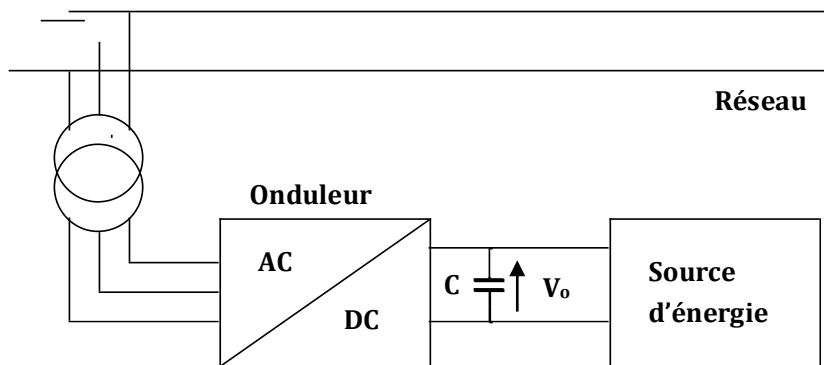


Fig.I.19: Alimentation de secours

I.9.3 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée

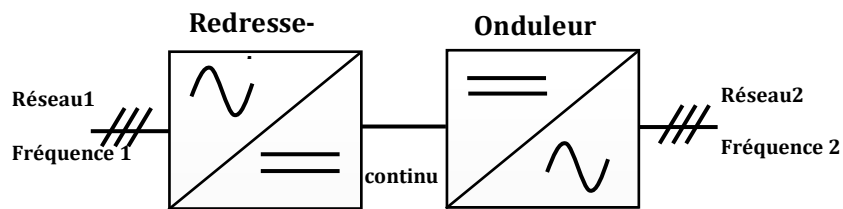


Fig.I.20: Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

I.10 Conclusion

Dans le premier chapitre nous avons présenté une généralité sur les onduleurs et leur principe de fonctionnement, et leurs applications. Dans le chapitre suivant nous étudierons Les différentes techniques de commande MLI avec sa mise en œuvre sur dans l'environnement MATLAB/Simulink.

CHAPITRE II

Différentes Techniques de Commande des Onduleurs Multi-niveaux

II.1 Introduction

La conversion AC / DC est assurée par la commutation de l'interrupteur de l'onduleur, qui va donc établir une connexion temporaire entre les bornes de la source d'alimentation en courant continu et la charge triphasées en courant alternatif.

Les onduleurs de tension peuvent être commandés selon plusieurs stratégies en basses fréquences, ils sont pilotés en pleine onde et en hautes fréquences par les techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI (en anglais PWM Pulse Width Modulation).

Dans ce chapitre on a présenté une généralité sur la commande MLI ce qui concerne son principe de base, ses différentes stratégies, ses avantages et ses inconvénients, ...etc.

II.2 Stratégies de commande MLI

Un nombre important de stratégies différentes, suivant le choix des instants de commutation des interrupteurs (commandable à l'ouverture et à la fermeture), existe et reposent sur un compromis entre [22] [23] [24] :

- Un spectre d'harmonique minimal.
- Une plage de variation d'amplitude de sortie maximale.
- Une facilité d'implantation et de mise au point.
- Un coût abordable.
- Une facilité de réglage de l'amplitude et de la fréquence des ondes de sortie.
- L'implantation technologique des techniques de PWM peut être groupée en trois familles.
- Commande analogique.
- Commande numérique avec calcul en temps réel.
- Commande numérique avec les instants de commutation préprogrammés.

II.2.1 Principes de la MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est la segmentation complète des ondes rectangulaires. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par la succession d'impulsions d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La méthode la plus populaire de reproduction du signal PWM consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) à haute fréquence avec un signal de référence (modulateur) qui constitue la puissance du signal recueilli à la sortie de l'onduleur. [25].

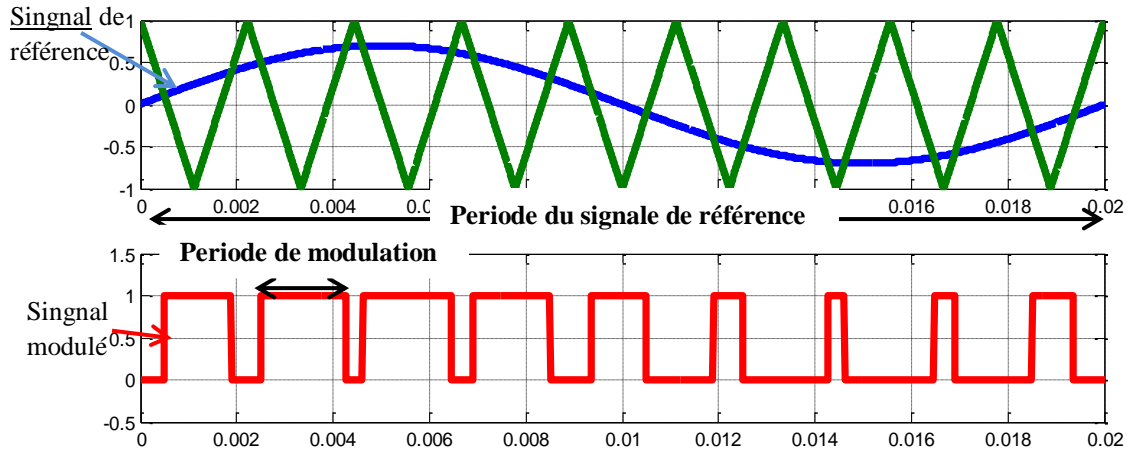


Fig. II. 1: principe de la MLI

II.2.2 Description

La figure II. 1 représenté les grandeurs clés qui liés à la modulation :

Le signal que l'on souhaite appliquer à un appareil électrique utilisant un onduleur est le signal de référence.

Le signal réellement produit par l'onduleur est un signal modulé.

Le signal appliqué au commutateur pour obtenir le signal modulé en sortie de l'onduleur est le signal de commande.

La période de répétition du signal de sortie de la référence constante est la période de modulation. Il correspond généralement à la période de l'opérateur.

La période pendant laquelle le signal de référence croise la porteuse est la période d'échantillonnage. Pour les références discrètes, c'est juste la période de l'échantillon.

Notez que la période du signal modulant n'est pas nécessairement égale à la période du signal de référence.

II.2.3 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de la modulation : f_p
- L'indice de modulation : ou $m = \frac{f_p}{f_r}$ f_r est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension $r : r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec :

Ar : Amplitude de la référence.

Ap : Amplitude de la porteuse.

- La modulation montre que plus m est élevé, plus la neutralisation des harmoniques sera efficace, par contre on veut obtenir la valeur la plus élevée possible de r [26].
- La modulation est dite synchrone si m est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie U' qui se reproduit identiquement à elle-même tous les $T = \frac{1}{f}$
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de m , on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à 1 , car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la figure (II-2) [26].

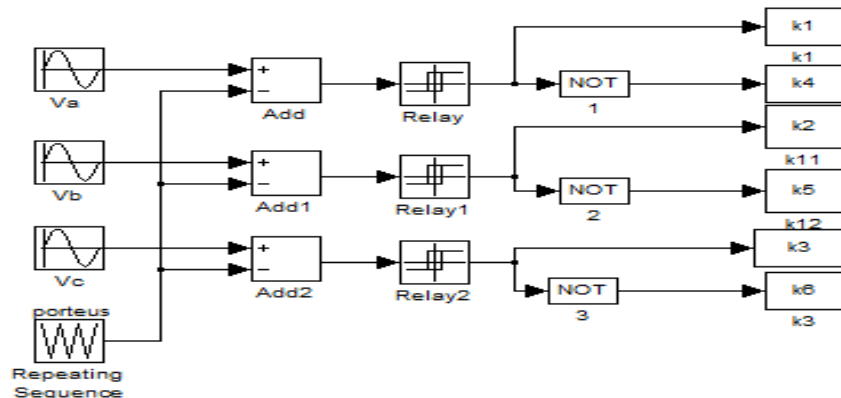


Fig.II.2: Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)

II.3 Objectifs de l'MLI

Les principaux objectifs de l'MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants proche de la sinusoïde par le contrôle des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de
- Permet un contrôle précis de l'amplitude fondamentale de la tension de sortie, généralement sur la plage la plus large possible et pour des fréquences de sortie très variables.

II.4 Différente technique de modulation en MLI

Le principe consiste à comparer deux ondes pour cela on distingue deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

II.4.1 Modulation naturelle

Cette modulation permet de comparer directement le signal de porteuse avec le signal de modulation pour obtenir à la fin une onde modulée. A cet effet la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant où le basculement aura lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Cet effet génère deux conséquences importantes :

- Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.
- Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques [27].

II.4.2 Modulation régulière

Les techniques MLI à échantillonnage régulier proviennent de la technique triangulo-sinusoïdale. Elles consistent à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence. A cet effet on distingue [27]:

- ❖ Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- ❖ Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- ❖ Technique à échantillonnage régulier.

Technique à échantillonnage régulier:

On appelle ce processus (d'échantillonnage régulier) car ces échantillons ont un espace de temps régulier ou uniforme. Dans ce mode l'intervalle entre deux points échantillonnés successif est constant ; ainsi que l'amplitude du signal modulé reste constante dans tout l'intervalle il existe deux types d'échantillonnage régulier : Echantillonnage régulier symétrique et échantillonnage régulier asymétrique [28].

Technique à échantillonnage régulier symétrique:

Dans ce cas, les fronts de commutation sont déterminés par l'intersection de l'onde porteuse avec l'onde modulatrice [28].

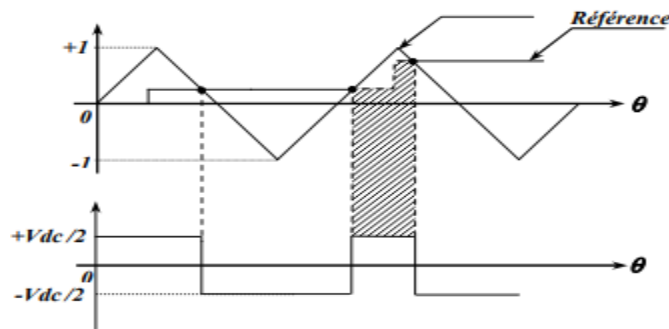


Fig.II.3: Echantillonnage régulier symétrique [28]

Technique à échantillonnage régulier asymétrique:

La technique d'échantillonnage régulier asymétrique au même principe que la technique d'échantillonnage régulier symétrique sauf que l'onde en marge d'escalier est échantillonnée deux fois par cycle de l'onde porteuse, [28].

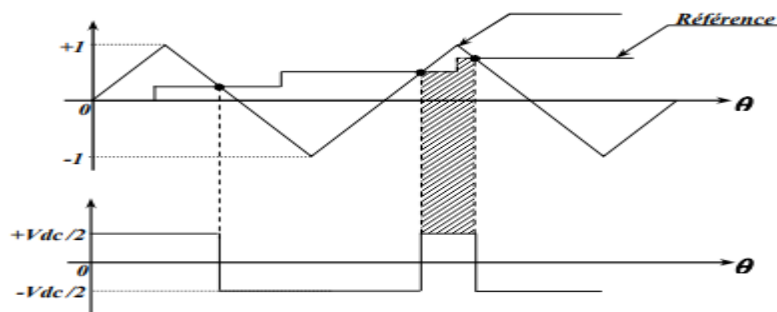


Fig.II.4: Echantillonnage régulier asymétrique [28]

II.5 Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions

Afin de générer une tension de sortie proche de la forme sinusoïde, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été présentées dans la littérature, comme le montre la figure suivante.

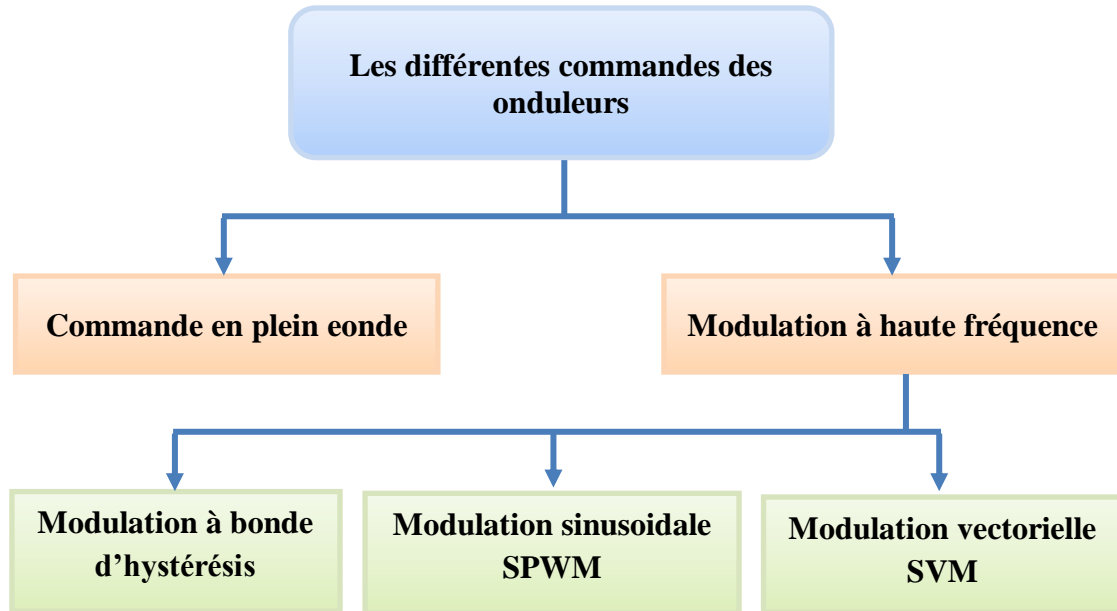


Fig.II.5: Les différentes commandes des onduleurs

II.5.1 La commande en pleine onde (dite 180°)

La commande en pleine onde (180°) se produit lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec l'interrupteur d'ouverture d'un interrupteur situé sur le même bras. Pour la première branche de l'onduleur, l'interrupteur K1 est fermé pendant une demi-période (180°) et K'1 est fermé pendant l'autre demi-période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, la procédure est la même, mais décalé par rapport au premier bras de $2\pi/3$ et $4\pi/3$. figure (II.6) présenter se principe [29][30].

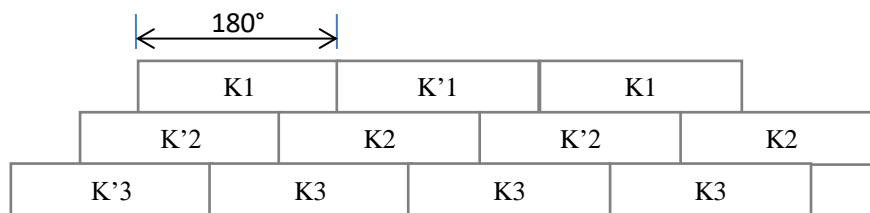


Fig.II.6: Commande plain onde (180°)

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

II.5.2 MLI simple

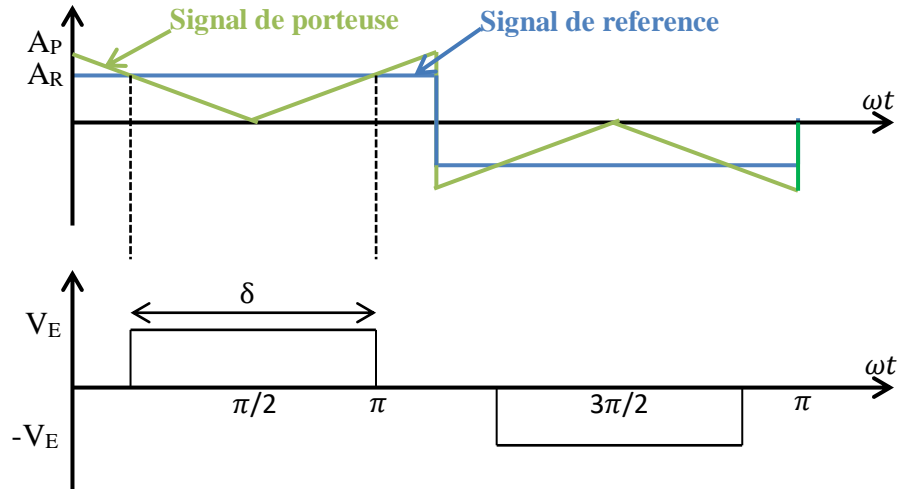


Fig. II.7: MLI d'une simple impulsion

Dans une technique PWM simple, une seule impulsion est utilisée par demi-cycle, ou la largeur de l'impulsion modifie l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur. Dans cette méthode, nous avons comparé le signal de référence par un signal porteur triangulaire.

La figure montre la génération du signal de contrôle et de sortie d'un onduleur monophasé utilisant une simple modulation PWM. La fréquence du signal de référence est la fréquence fondamentale de la tension de sortie. La largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à 180° en variant de 0 à A_p . La relation $\frac{A_r}{A_p}$ est la variable de contrôle et est appelée « indice de modulation d'amplitude » de la tension de sortie [31].

La tension de sortie efficace est déterminée comme suit:

$$V_0 = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)}^{(\pi+\delta)} V_E^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = V_E \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (\text{II}_1)$$

Ainsi, la tension de sortie V_0 dépend de la largeur d'impulsion δ . La série de Fourier de la tension de sortie produite est :

$$V_0 = \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{4V_E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (\text{II}_2)$$

II.5.3 Modulation sinusoidale naturelle

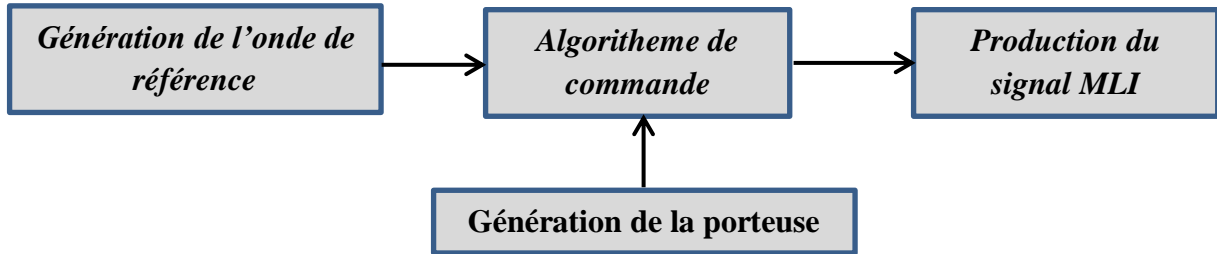


Fig. II. 8 : Principe de la modulation MLI sinusoidale classique

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoidaux déphasés entre eux de 120° , de fréquence et d'amplitude A_m , avec un signal triangulaire d'amplitude A_c et de fréquence F_c très supérieure à F_m [32].

La fig. (II-9) montre le principe de la technique MLI sinusoidale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à deux et trois niveaux de type NPC [33].

II.5.4. MLI Sinus triangulaire (sinusoidale triangulaire unipolaire (SPWM))

II.5.4.1 Principe de base

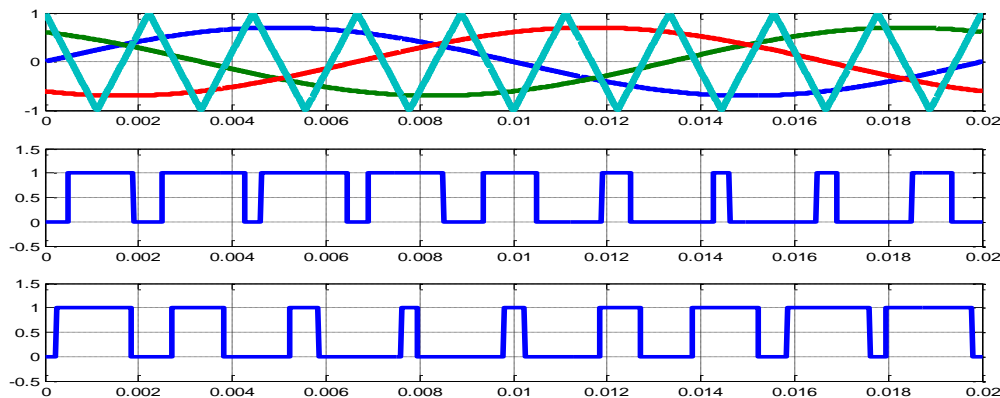


Fig. II. 9: Principe de la commande sinus-triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages [25] :

- ✓ Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- ✓ Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.
- Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) \\ \text{Si non } S(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II}_3)$$

Avec :

U_r : tension référence, U_p : tension porteuse et $S(t)$: le signal MLI résultant.

II.5.4.2 Propriétés

Cette technique est caractérisée par deux paramètres [26] :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} $m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p}$.
- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) τ qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse V_{mp} .

$$\tau = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \quad (\text{II}_4)$$

- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension.

$$THD = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (II_5)$$

II.5.4.3 Tension de référence

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont [26]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ref\ 1} = \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{ref\ 2} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref\ 3} = \frac{E}{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (II_6)$$

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant.
- Faible coût du filtre de sortie.

II.5.5 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 [33] :

- ✓ 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 [13].

II.5.1.1 Le principe de la modulation vectorielle

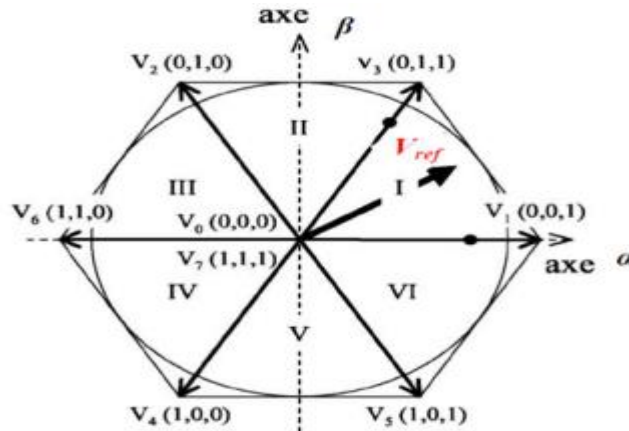


Fig. II. 10: Représentation dans le plan (α, β) des vecteurs de tension de l'onduleur

L'M.L.I Vectorielle traite les signaux directement sur le plan diphasé repère stationnaire (α, β) . Elle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur à deux niveaux ayant trois bras, il possède $2^3 = 8$ modes de commutations possibles. Il peut donc générer 8 vecteurs différents de tension de sortie (V_{an} , V_{bn} et V_{cn}).

La représentation sur le plan (α, β) de ces 8 vecteurs est donnée par la figure (II.10), où les numéros de vecteurs correspondent au nombre binaire (F_a, F_b, F_c) qui donne l'état des interrupteurs (**1** : fermé, **0** : ouvert) [33].

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

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 [30].

II.6 Avantages de la M.L.I

- ❖ Une bonne élimination d'harmonique par rapport aux autres commandes.
- ❖ Avec une même source continue la MLI permet l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones.
- ❖ La variation de la valeur du fondamental de tension de sortie.
- ❖ La MLI permet d'écarter vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie (le filtrage) [34].

II.7 Inconvénients de la MLI

- ❖ Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule et pertes par courants de Foucault).
- ❖ Elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les machines tournantes des oscillations de couple.
- ❖ Elle déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande [34].

II.8 Onduleur à deux niveaux à structure NPC

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (II.11). Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui fonctionnent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [35].

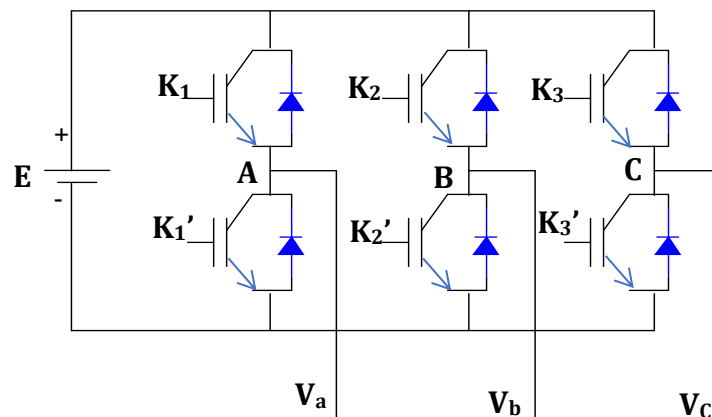


Fig.II.11: Schéma d'un onduleur usuel à deux niveaux

Pour un convertisseur à deux-niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions. [35]

II.8.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

Ce tableau résume les états des interrupteurs :

Tableau II.1: Etat des intruppteurs d'un bras de l'onduleur NPC à deux niveaux

Etat	K_1	K_1'	V_{0x}
1	1	0	E
0	0	1	0

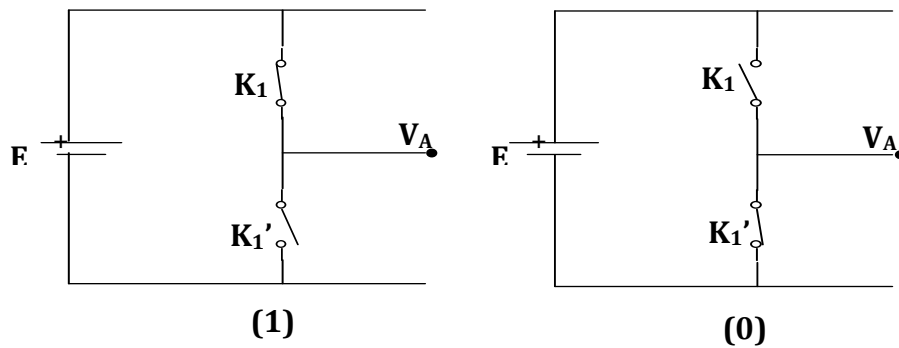


Fig.II.12: bras de l'onduleur à deux niveaux

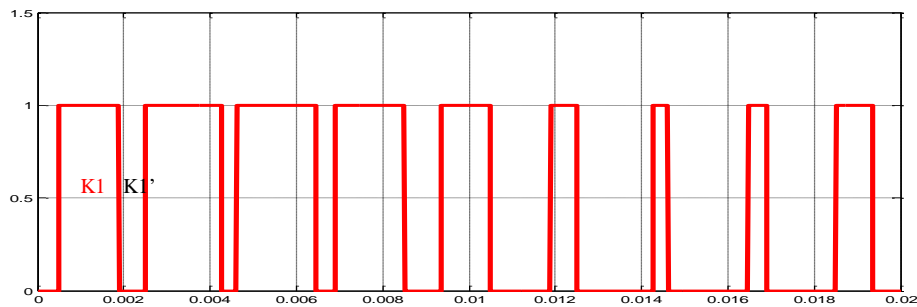


Fig.II.13: Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

II.9 Onduleur à trois niveaux à structure NPC

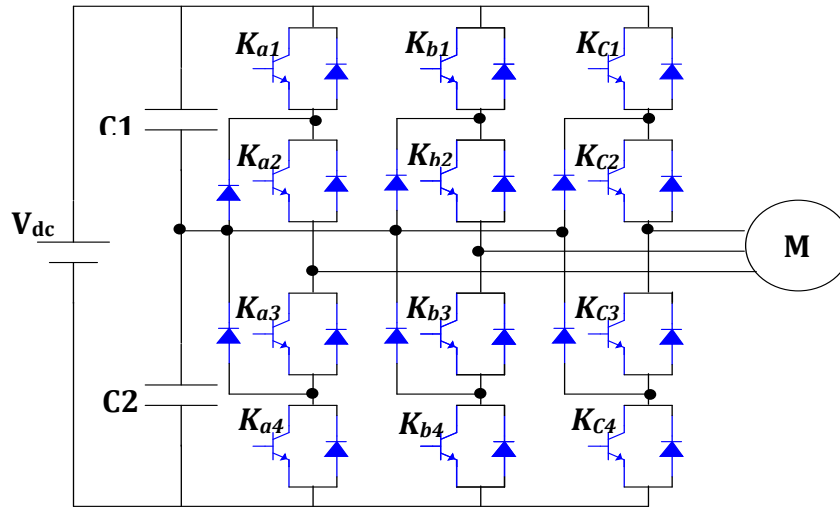


Fig.II.14: Onduleur triphasé à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et une seule source de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche,

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (**E**). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C1 et C2 de même capacité, alors on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($E/2$). Étant connectés entre eux en un point neutre noté **O**. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C1=C2$ c'est-à-dire $U_{c1}=U_{c2}$).

Le point **O** est connecté avec les deux diodes médianes (DD_{K1} , DD_{K2}) [36]. Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{Ks} , et vu la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras Figure (II.15).

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- ❖ 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, qui peut engendrer la distorsion par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanées de ces derniers, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [36]

II.9.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Ce tableau résume les états des interrupteurs :

Tableau.II.2: Etat des intruppteurs d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Etat	K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	K_{a4}	V_{ox}
2	1	1	0	0	$E/2$
1	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	$-E/2$

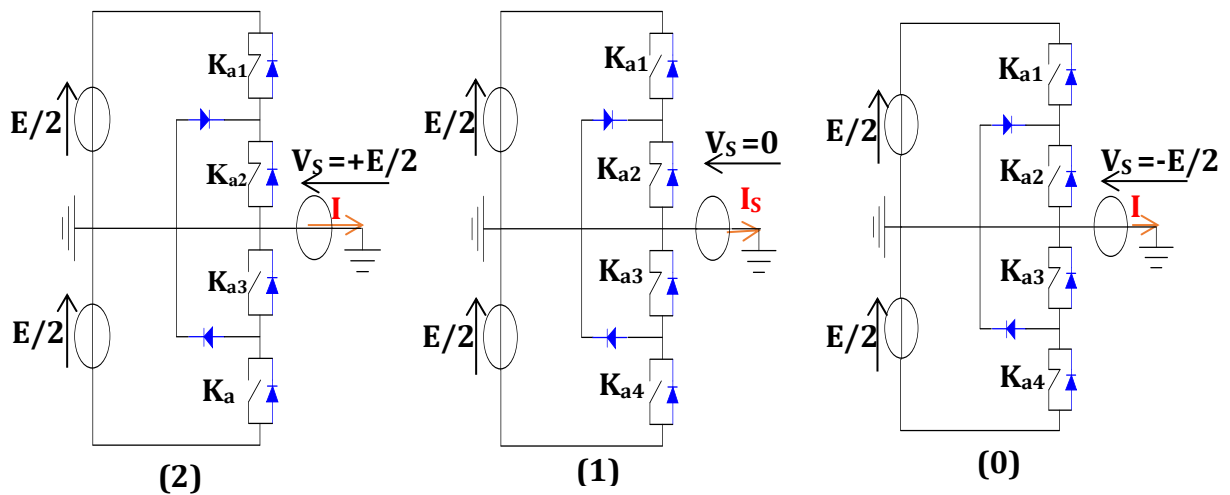


Fig.II.15: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

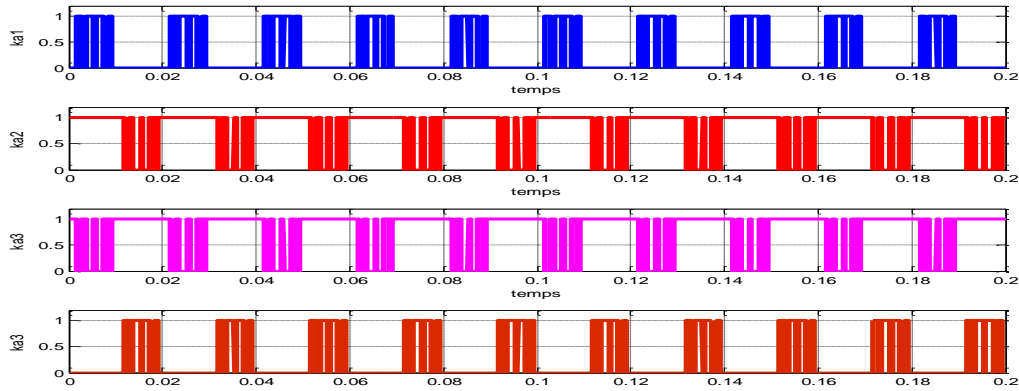
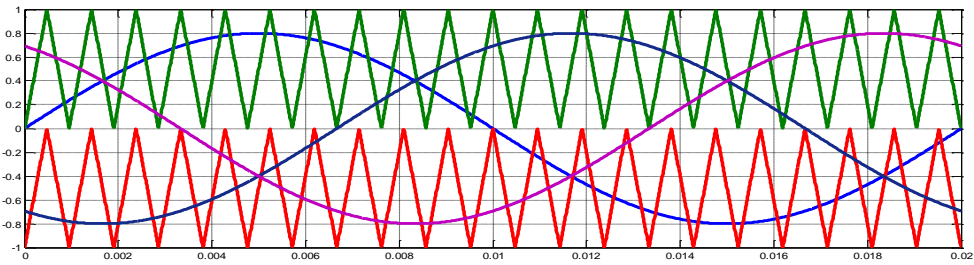
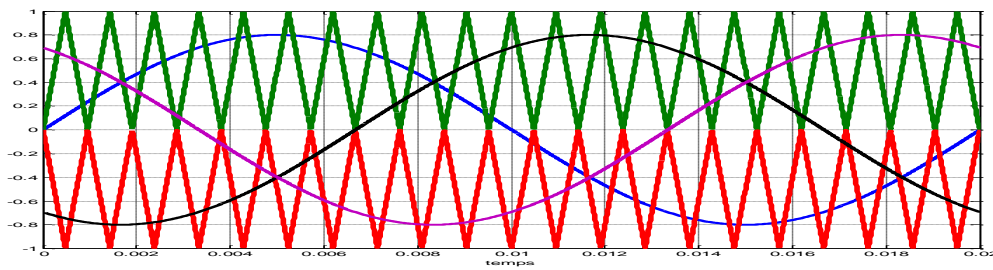


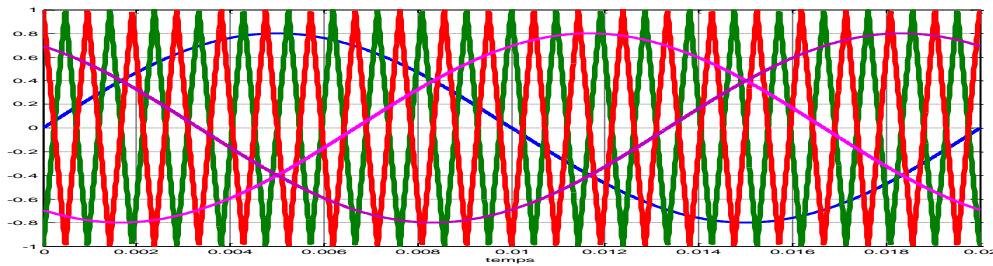
Fig.II.16: Signal de commande ka1 ka2 ka3 et ka4



a. MLI à disposition en p



b. Disposition en opposition de phase.



c. MLI à décalage de phase.

Fig.II.17: Différentes stratégies de commande PWM d'onduleur 3 niveaux

II.10 Onduleur à cinq niveaux à structure NPC

L'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes est composé de trois bras symétriques constitué chacun de 8 interrupteurs bidirectionnels en série. Ces interrupteurs ne doivent pas être ouverts ou fermés simultanément, afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur. Chaque interrupteur est composé d'un semi-conducteur bicommandable et d'une diode montée en antiparallèle. Le nombre des diodes flottantes est 6 par bras assurant l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [33].

Chaque bras est relié à une alimentation continue V_{dc} divisée en quatre parties égales en utilisant quatre condensateurs.

Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras:

$$\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{4}, 0, -\frac{V_{dc}}{4}, -\frac{V_{dc}}{2}$$

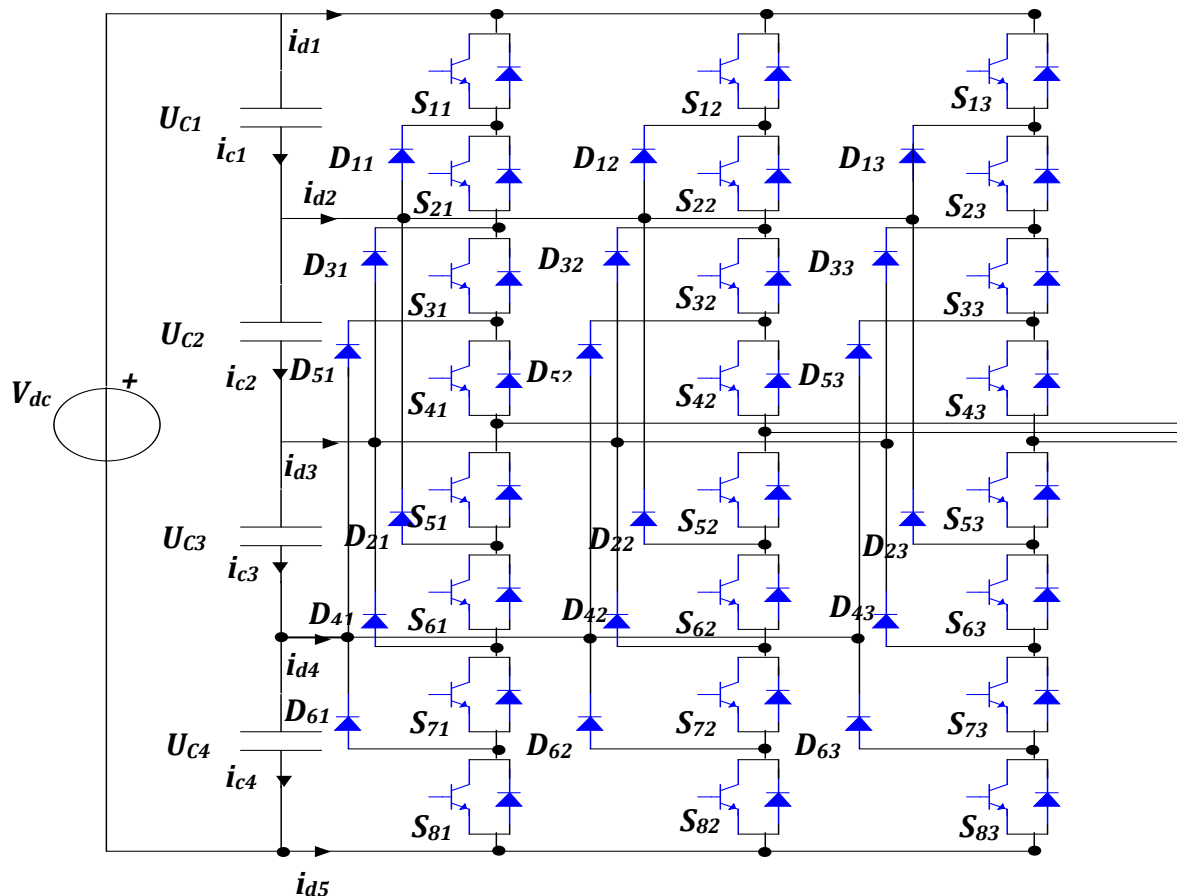


Fig. II. 18: Structure de l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottante

II.10.1 Etats et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

Pour un bras on peut avoir l'un des cinq états possibles suivants (figure.II.19) [37]:

La concordance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée dans le tableau suivant:

Tableau. II.3: Etat des intruppteurs d'onduleur NPC à cinq niveaux

Etat	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	S_{7x}	S_{8x}	V_{0x}
4	1	1	1	1	0	0	0	0	$V_{dc}/2$
3	0	1	1	1	1	0	0	0	$V_{dc}/4$
2	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	1	1	1	0	$-V_{dc}/4$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	$-V_{dc}/2$

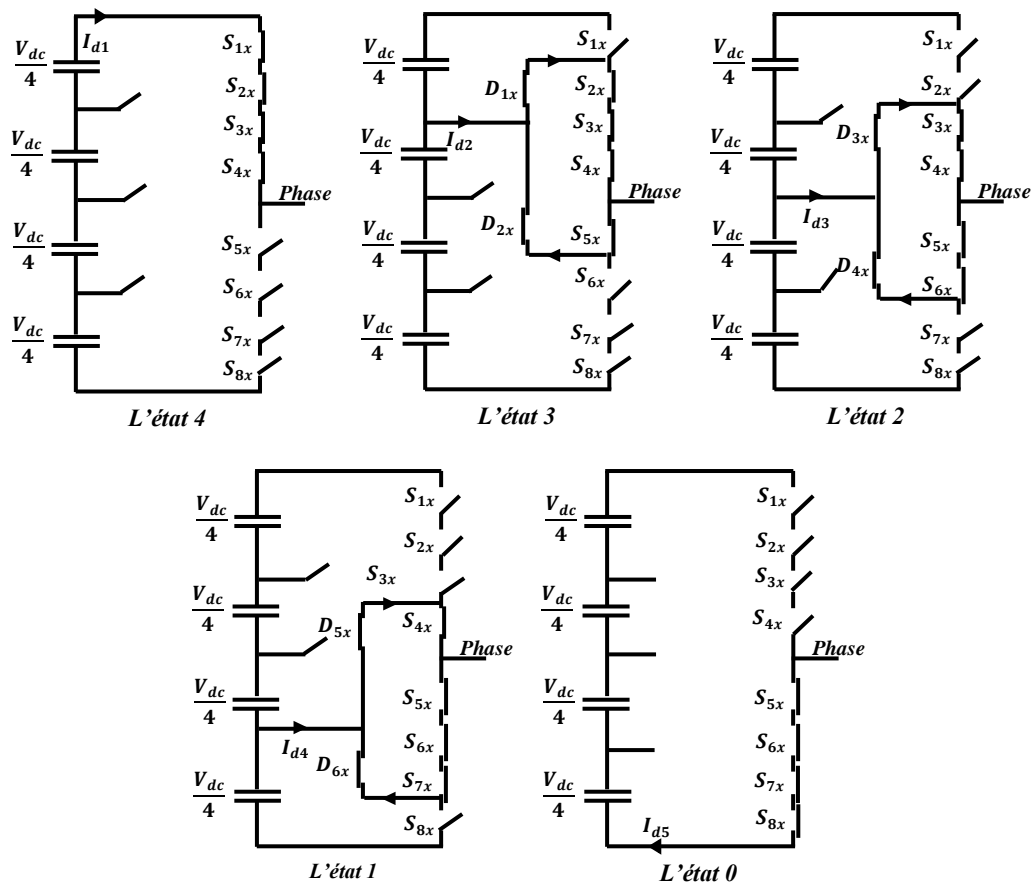


Fig.II.19: Etats d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

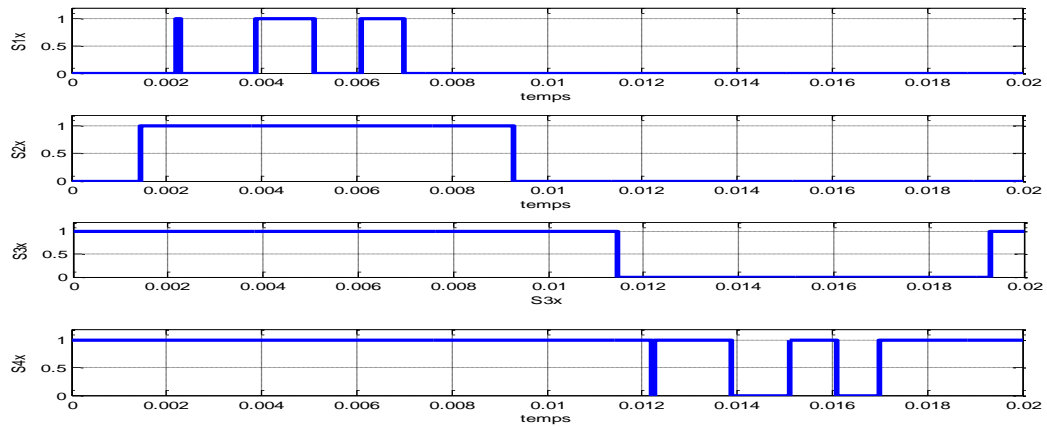
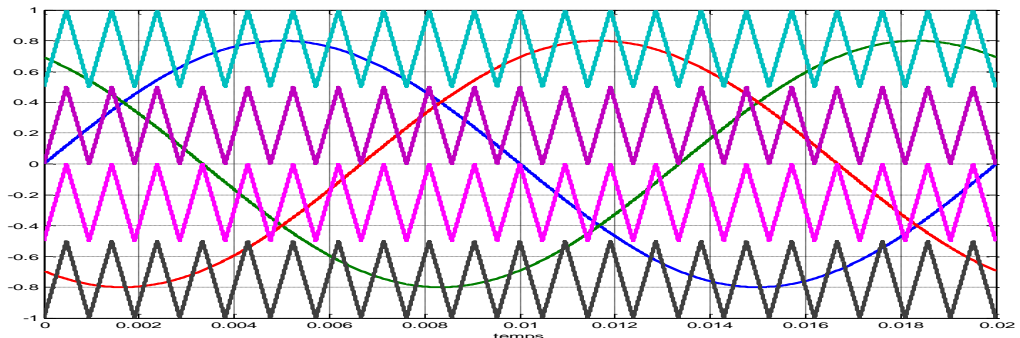
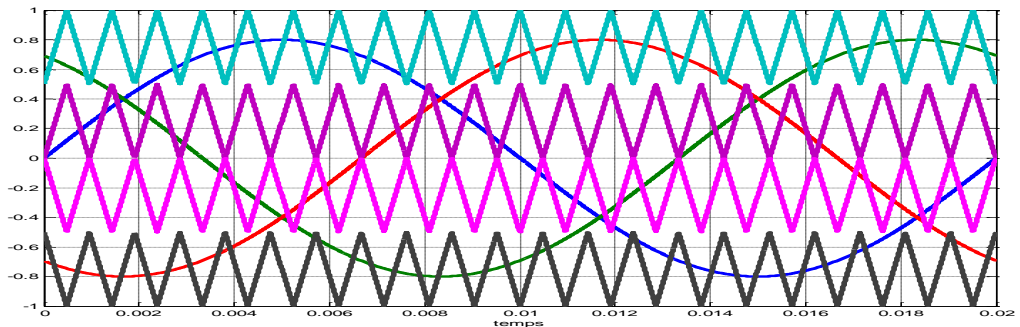


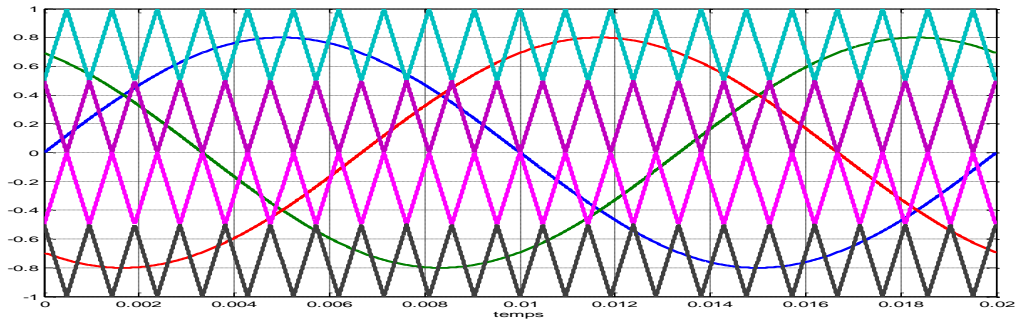
Fig.II.20: signal de commande d'onduleur à cinq niveaux



a: MLI à disposition en p



b: Disposition en opposition de phase.



c: Disposition à Opposition de Phase Alternative

Fig.II.21: Différentes stratégies de commande PWM d'onduleur à 5 niveaux

II.11 Conclusion

D'après l'étude présentée dans ce chapitre nous avons amélioré notre connaissance sur la stratégie de commande MLI ce qui concerne son principe, ses différentes stratégies présentées dans la littérature, ces avantages et ces inconvénients, ...etc.

Dans le chapitre nous nous intéressant à la simulation et l'implémentation pratique de la technique MLI en utilisant la carte DSpace 1104 afin de commander les onduleurs deux niveaux et trois niveaux.

CHAPITRE III

Simulation et Implémentation Pratique des Onduleurs MLI Multi-niveaux

III.1 Introduction

Dans ce chapitre une étude de comparaison a été réalisée en tenant compte les onduleurs deux, trois et cinq niveaux d'une part et d'autre part des différents techniques MLI utilisées pour la commande des onduleurs multi-niveaux. Dans ce cadre, une étude de simulation et une implémentation pratique en utilisant Dspace 1104 ont été réalisées au niveau du laboratoire.

III.2 Carte DSPACE 1104

La carte DSPACE assure les aspects logiciels et numériques de la commande, depuis l'acquisition numérique des signaux d'entrées jusqu'aux signaux (MLI/PWM) de commande des bras de pont (signaux de sorties), en passant par les asservissements, qui sont ensuite implantés au sein de cette carte dans des mémoires FLASH allouées.

Cette carte est développée autour d'un processeur de bureautique de chez IBM (PowerPC 604e travaillant à 400 MHz), mais a néanmoins vocation à être dédiée à la commande des machines. Effectivement elle possède un très grand nombre de périphériques, comme un DSP esclave (T-I DSP TMS320F240 travaillant à 20MHz), des interfaces pour codeurs incrémentaux, des sorties PWM, des entrées ADC (CAN) ou encore des sorties DAC (CNA), qui sont généralement des périphériques que nous allons retrouver sur le marché dans des DSP dédiés à la commande des machines électriques. Les programmes, développés sous l'environnement Simulink, sont implantés au sein de la carte, l'interfaçage avec l'opérateur est ensuite assuré par le logiciel d'interface graphique CONTROL DESK.



Fig.III.1: Vue extérieure de la plaque DS1104



Fig.III.2: Panel interface CLP1104

La plaque microprocesseur DS1104 se pose sur un port PCI d'un ordinateur et est alimenté par ce port. Elle dispose de deux processeurs – un pour des objectifs généraux PPC603e et un processeur spécialisé de signaux TMS320F240 de Texas Instruments. Le processeur maitre s'occupe des calculs principaux, de la communication avec l'ordinateur, des convertisseurs analogique/numériques et numérique/analogiques (respectivement CAN et CNA), l'encodeur d'incrément et l'interface RS232 (485). Le processeur esclave sert les modulateurs MLI l'interface SPI et les entrées pour la mesure d'une fréquence et d'une période [38].

La connexion de la plaque avec les appareils périphériques s'effectue par un câble lie au CLP1104, sur lequel sont disposés des connecteurs pour le branchement des signaux extérieurs et des photodiodes (LED) pour une indication des états des lignes numériques – Figure (III. 3)

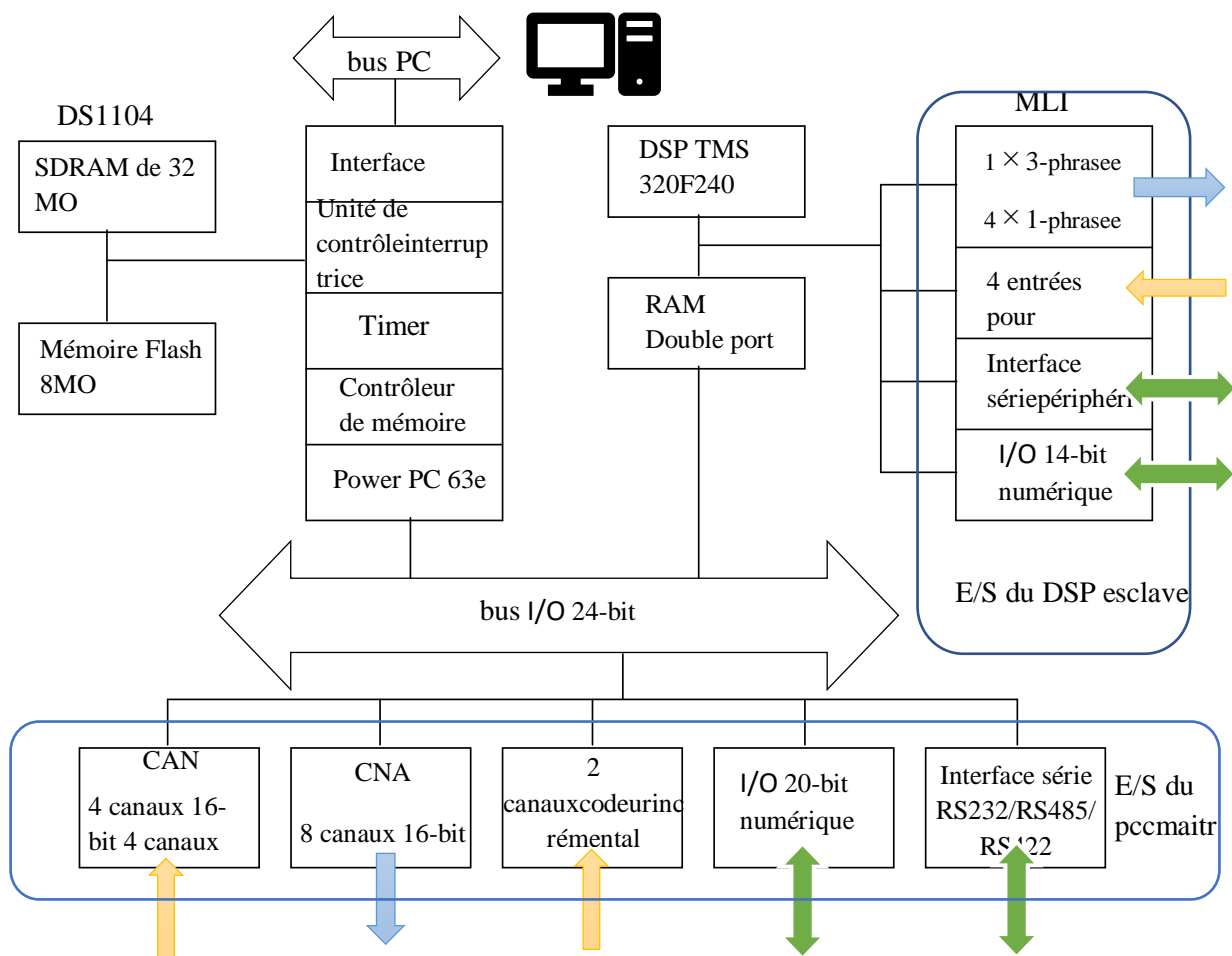


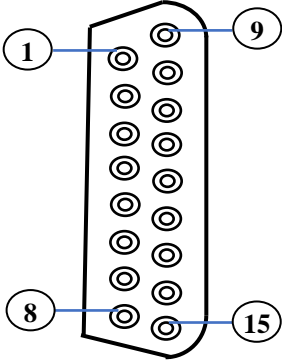
Fig. III. 3: Structure de la plaque

III.3 Panneau de connexion CP1104

III.3.1 Les connecteurs d'Interface codeur incrémental

Les connecteurs d'interface codeur incrémental CP19 et CP20 sont connecteurs SUB-D femelles à 15 broches, chacun des connecteurs fournit les signaux pour un des deux canaux codeurs incrémentaux disponibles.

Tableau III. 1 : Le Connecteur CP19-CP20

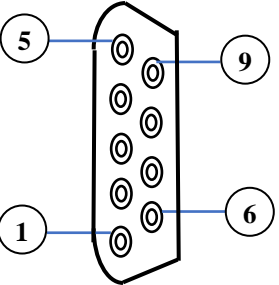
Connecteur (CP19-CP20)	Signal	
	1. VCC(+5V)	9. VCC (+5V)
	2.PHI0(x)	10. GND
	3. $\overline{\text{PHI0}}(x)$	11. GND
	4. PHI90(x)	12. GND
	5. $\overline{\text{PHI90}}(x)$	13. GND
	6. IDX(x)	14. GND
	7. $\overline{\text{IDX}}(x)$	15. GND
	8. GND	

III.3.2 Le connecteur UART RS232 (CP21)

Le connecteur UART RS232 CP21 est un connecteur SUB-D mâle à 9 broches, le pin out a été adapté du connecteur RS232 du PC.

Le DS1104 prend en charge qu'une interface série en mode RS232. Les signaux sont disponibles auprès du connecteur RS232 CP21 en mode RS422/485, des signaux RS222/485 sont disponibles à partir du connecteur CP22. CP21 et CP22 sont mutuellement exclusifs et ne peuvent pas être utilisés en même temps

Tableau III. 2: Le Connecteur CP21-CP22

Connecteur (CP21-CP22)	Signal
	1.DCD (CTS)
	2. RXD ($\overline{\text{RXD}}$)
	3.TXD ($\overline{\text{TXD}}$)
	4. DTR (TXD)
	5. GND
	6. DSR (RXD)
	7. RTS (RTS)
	8. CTS ($\overline{\text{CTS}}$)
	9. Not used

III.3.3. Le connecteur Slave I/O PWM (CP18)

Le Connecteur CP18 a 37 broches et c'est un connecteur femelle, la désignation de chaque broches donnée par le tableau suivant :

Tableau III. 3: Le Connecteur CP18

Connecteur (CP18)	Signal	
	1. GND	20. GND
	2. SCAP1	21. SCAP2
	3. SCAP3	22. SCAP4
	4. GND	23. ST1PWM
	5. ST2PWM	24. ST3PWM
	6. GND	25. GND
	7. SPWM1	26. SPWM2
	8. SPWM3	27. SPWM4
	9. SPWM5	28. SPWM6
	10. SPWM7	29. SPWM8
	11. SPWM9	30. GND
	12. GND	31. GND
	13. GND	32. GND
	14. GND	33. GND
	15. GND	34. SSOMI
	16. SSIMO	35. SSTE
	17. SCLK	36. GND
	18. VCC (+5V)	37. GND

Pour les panneaux de connecteur CP1104 et CLP1104, la charge totale de toutes les broches de connecteur qui permettent d'accéder à l'alimentation du PC ne doit pas dépasser 500mA.

Ce port est utilisé dans ce projet pour générer les signaux de commutation de l'onduleur. La tension est en TTL, il a besoin d'une interface pour piloter les interrupteurs de l'onduleur qui demande un signal CMOS [39].

III.3.4 L'affectation de LED du CLP1104

Le panneau combiné CLP1104 Connecteur/LED fournit en outre un tableau de 54 LED, qui indiquent les états des signaux numériques, dans l'illustration ci-dessous vous trouverez les noms des signaux comme indiqué sur la figure III.4.

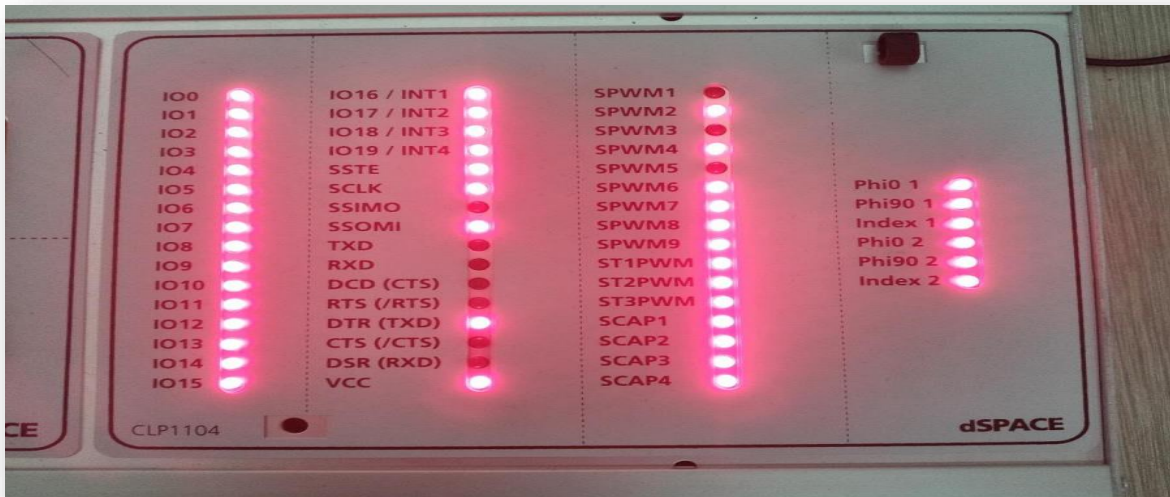


Fig.III.4: Panneau de LED de CLP1104

Afin de maintenir le plus bas possible la charge des signaux, les LED sont exécutés par des tampons. Pour les signaux supplémentaires du capteur, il existe des tampons avec de vraies entrées différentielles, la longueur d'impulsion des signaux de données de l'UART (RXD, TXD) est étendue pour rendre les petits blocs de données visibles.

III.4 Modélisation de la machine asynchrone

III.4.1 Transformation de Park

Pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de Park. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), [40].

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III}_1)$$

Dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (III_2)$$

- Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (III_3)$$

- Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\ \Phi_{sq} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (III_4)$$

Avec :

Ls=ls-ms: est l'inductance cyclique propre statorique.

Lr=lr-mr: l'inductance cyclique propre rotorique.

Lm = 3/2 Msr: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

- Les Equation mécanique

Dans le cas général la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statorique et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q:

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (III_5)$$

Elle se décompose en trois séries de termes:

1. puissance dissipée en perte Joule:

$$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{III}_6)$$

2. puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique:

$$I_{sd} \left(\frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left(\frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left(\frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left(\frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right) \quad (\text{III}_7)$$

3. puissance mécanique P_m :

est la puissance mécanique calculée à partir de l'expression de la puissance électrique instantanée :

$$P_m = (\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd})\omega_s + (\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd})\omega_r \quad (\text{III}_8)$$

4. Le couple électromagnétique développe par la machine est donné par l'expression:

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} \text{ et } \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{III}_9)$$

Donc on tire l'expression scalaire du couple:

$$C_{em} = p(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) \quad (\text{III}_{10})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques:

$$C_{em} = p \frac{Lm}{Lr} (\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) \quad (\text{III}_{11})$$

$$C_{em} = pLm(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \quad (\text{III}_{12})$$

Cette relation très importante met en évidence le fait que le couple résulte de l'interaction de composantes de courants statoriques et rotoriques en quadrature [40].

La partie mécanique est modélisée à partir de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en rotation :

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases rotoriques [41].

Le modèle utilisé où tous les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega = p \frac{Lm}{JLr} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \quad (III_{13})$$

Le repère (d - q), et qui est donné par :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A] X + [B] U \\ Y = [C] X + [D] U \end{cases} \quad (III_{14})$$

Avec :

X : vecteur d'état.

[A] : matrice d'évolution.

U: vecteur des entrées.

[B] : matrice d'application de la commande

Y: vecteur des sorties.

[C] : matrice d'observation.

[D] : matrice de transmission directe

Ce formalise est beaucoup utilisé dans le domaine de l'automatique.

$$\begin{cases} U = [V_{sd} V_{sq}]^T \\ X = [i_{sq} \ i_{sd} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \end{cases} \quad (III_{15})$$

Les variables x sont composés de deux états électriques (isdisq) et deux états magnétiques (flurdflurq).Après la simplification sur les équations, on à

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_a i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \Phi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m T_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (III_{16})$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_a & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} \\ -\omega_a & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{\omega_r}{L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & (\omega_a - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\frac{1}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \\ & & -(\omega_a - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (III_{17})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \sigma L_s & 1 \\ 0 & \sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III}_{18})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion total.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes [41] :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \Omega = p \frac{L_m}{J L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \quad (\text{III}_{19})$$

III.5 Modélisation et simulation d'onduleur MLI à deux niveaux

III.5.1 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1,2, j=1, 2, 3$), on définit une fonction de commutation F_{ij} [42]:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III}_{20})$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$F_{2j} = 1 - F_{1j}, \quad j = 1 - 3 \quad (\text{III}_{21})$$

III.5.2 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par [43]:

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (\text{III}_{22})$$

V_{dc} : étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (III_23)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + 2F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (III_24)$$

$$\begin{pmatrix} V_{1n} \\ V_{2n} \\ V_{3n} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} \quad (III_25)$$

A partir des équations (III_22), (III_23) et (III_24), on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source V_{10} , V_{20} et V_{30} peuvent prendre deux valeurs : V_{dc} et 0 , ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur triphasé à deux niveaux.
- Les tensions composées peuvent V_{12} , V_{23} et V_{31} prendre trois valeurs $-V_{dc}$, V_{dc} et 0 [43].

III.5.3 Simulation

Après avoir réalisé le montage de la modulation de commande MLI d'onduleur à deux niveaux nous allons simuler pour $r = 0.8$, $m = 21$.

NB : m : étant L'indice de modulation N: coefficient de réglage.

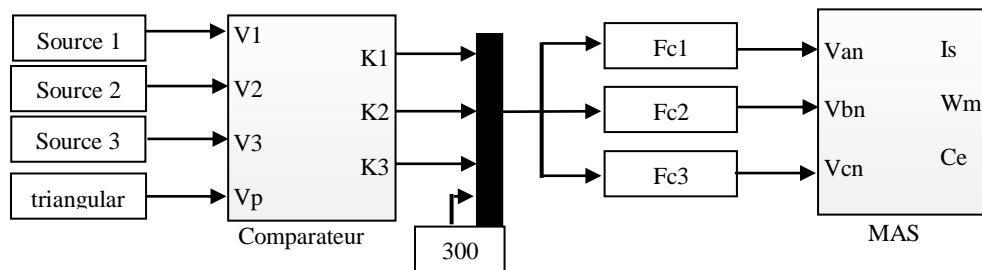


Fig. III. 5: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d'onduleur 2 niveaux

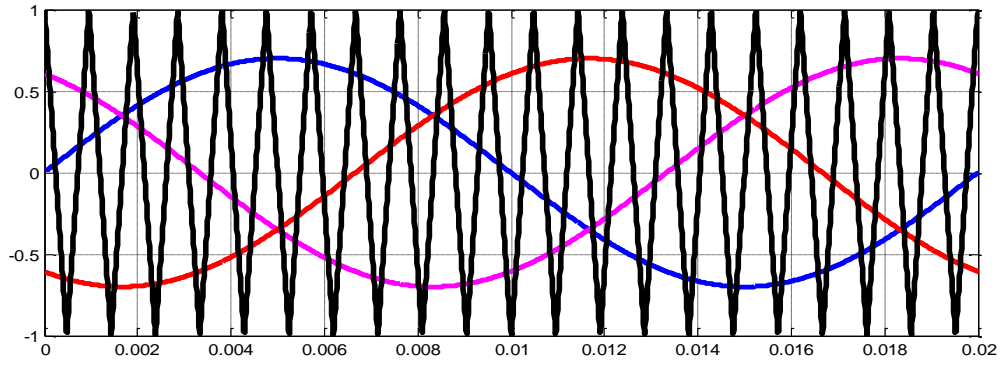


Fig. III. 6 : Tension de référence

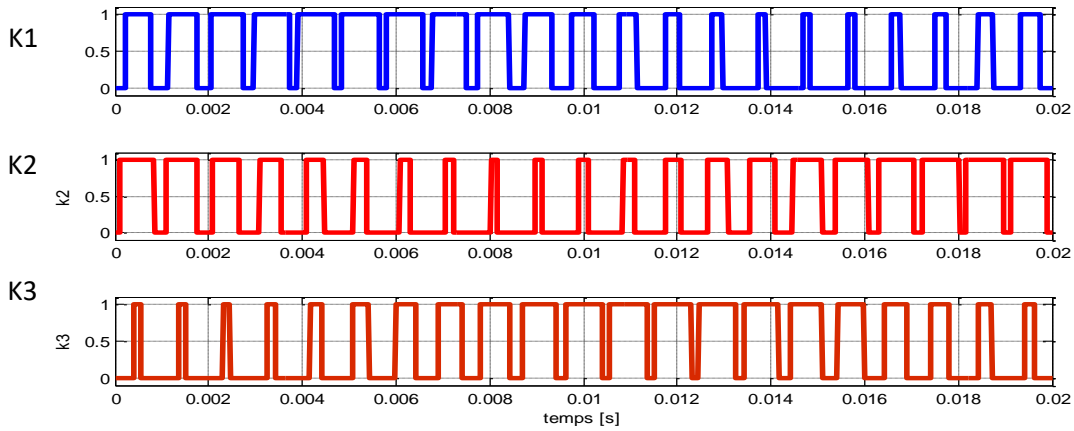


Fig. III. 7: Signaux des commandes

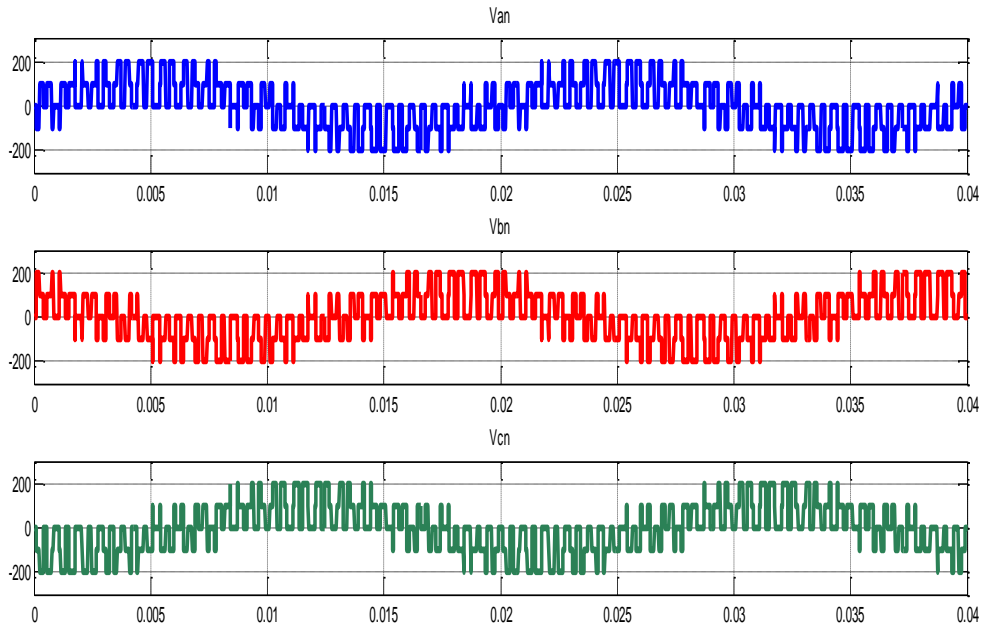


Fig. III.8: La tension simple Van (bleu), Vbn (rouge) et Vcn (vert)

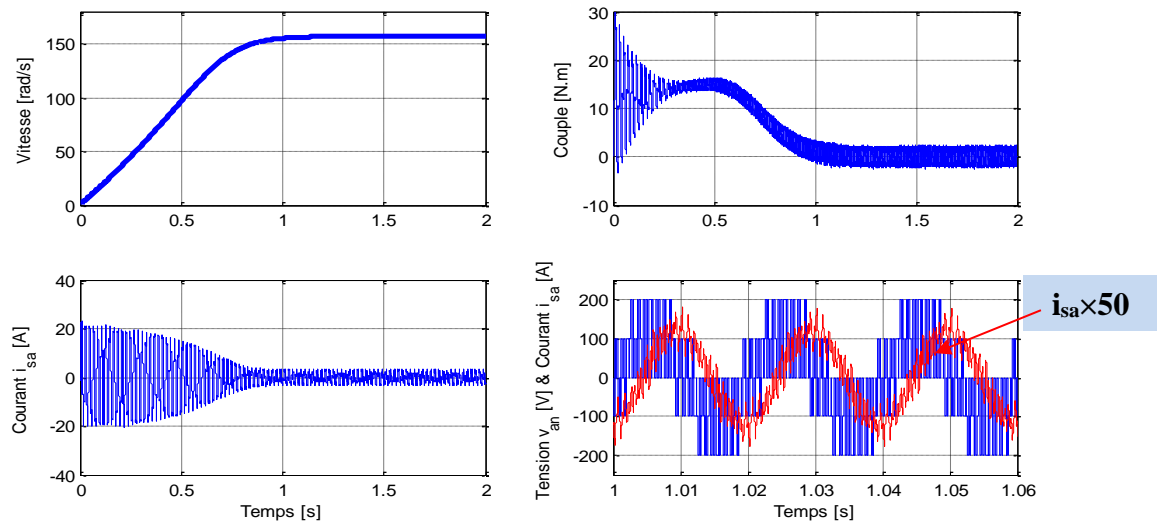


Fig. III.9: Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à deux niveaux

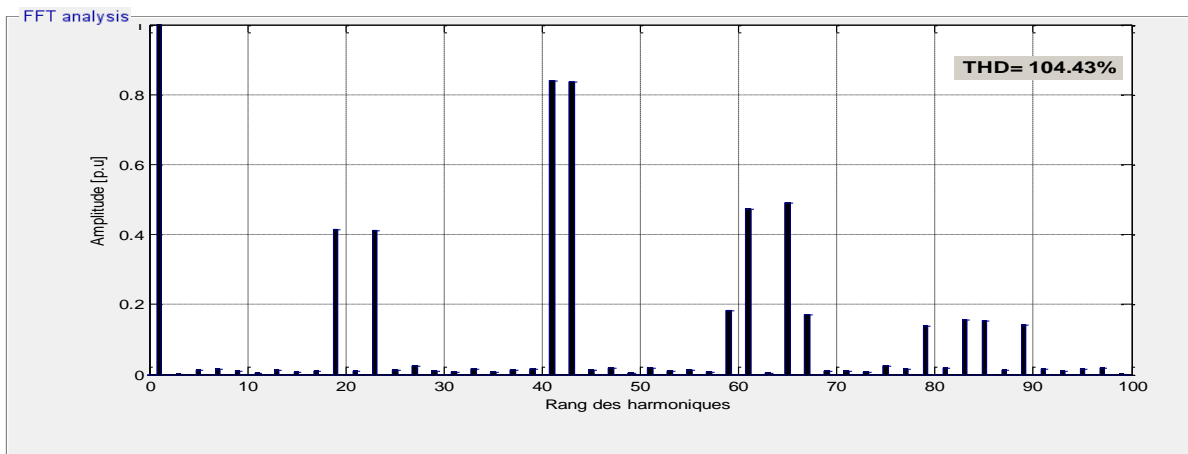


Fig. III. 10: spectre d'harmoniques du tension et son THD

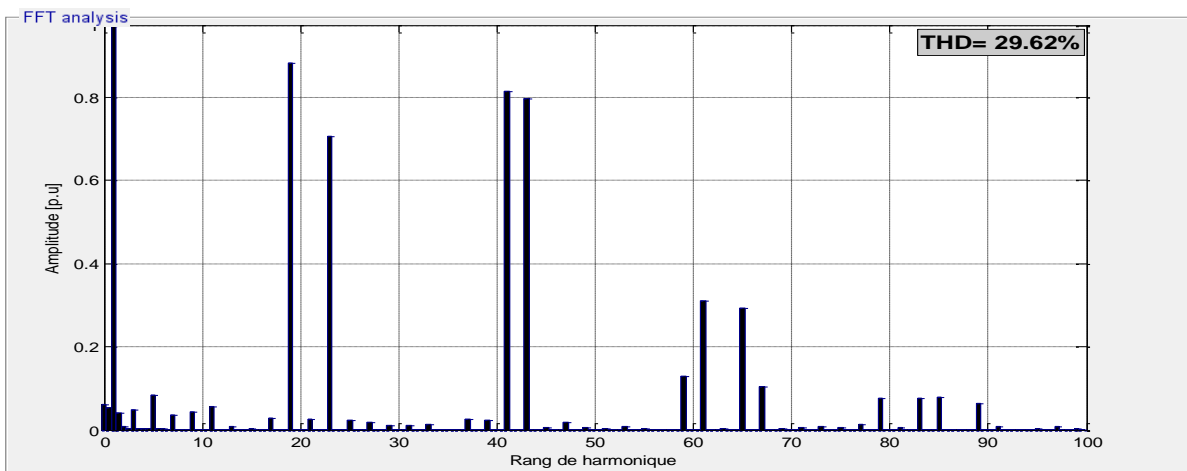


Fig. III. 11 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.5.4 Interprétation des résultats

D’après les figures III.9: On remarque que l’oscillation de couple sont très fort qui produit des vibrations dans le moteur et fait aussi du bruit.

D’après les figures III.10, III.11 : On remarque que le THD du courant est très faible que celui de la tension et ceci due à l’effet de l’inductance de la machine asynchrone. Donc, la machine joue d’un rôle d’un filtre passif.

D’après le spectre d’harmonique du courant les harmoniques du rang 5,7 sont très faibles, par contre les harmoniques 19,23 et 41(950Hz, 1050Hz) sont plus dominant sur l’onde du courant. Ces harmoniques sont classés dans basses fréquences. Par conquêt, on peut filtrer et éliminer ces harmoniques en utilisant un filtre passif.

III.6 Modélisation et simulation d’onduleur MLI à trois niveaux

III.6.1 Fonctions de commutation de l’onduleur à trois niveaux

On définit une fonction de commutation S_{ij} ($i = 1,2,3,4$ $j = 1,2,3$), Pour chaque interrupteur, de la manière suivante [33]:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \tag{III_26}$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(1-2)j}, \text{ avec } i = 3, 4 \text{ et } j = 1, 2, 3$$

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \end{cases} \tag{III_27}$$

III.6.2 Tensions de sortie

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par [34]:

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \tag{III_28}$$

A un instant donné, une seule des trois fonctions de connections des bras prend la valeur Ainsi, on peut avoir trois niveaux de tension pour chacune des tensions **V10 , V20 et V30**.

Les tensions composées entre les phases de la charge sont:

$$\begin{pmatrix} V_{12} \\ V_{23} \\ V_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} - F_{C12} & F_{C21} - F_{C22} & F_{C31} - F_{C32} \\ F_{C12} - F_{C13} & F_{C22} - F_{C23} & F_{C32} - F_{C33} \\ F_{C13} - F_{C11} & F_{C23} - F_{C21} & F_{C33} - F_{C31} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (III_29)$$

Les tensions simples de sortie par rapport au neutre de la charge dans le cas d'une charge équilibrée sont:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{12} - V_{31} \\ V_{23} - V_{12} \\ V_{31} - V_{23} \end{pmatrix} \quad (III_30)$$

$$= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{C11} - F_{C12} - F_{C13} & 2F_{C21} - F_{C22} - F_{C23} & 2F_{C31} - F_{C32} - F_{C33} \\ 2F_{C12} - F_{C13} - F_{C11} & 2F_{C22} - F_{C23} - F_{C21} & 2F_{C32} - F_{C33} - F_{C31} \\ 2F_{C13} - F_{C11} - F_{C12} & 2F_{C23} - F_{C21} - F_{C22} & 2F_{C33} - F_{C31} - F_{C32} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix}$$

III.6.3 Résultats de simulation

Après avoir réalisé le montage de la modulation de commande MLI d'onduleur à trois niveaux nous allons simuler pour $r = 0.8$, $m = 21$

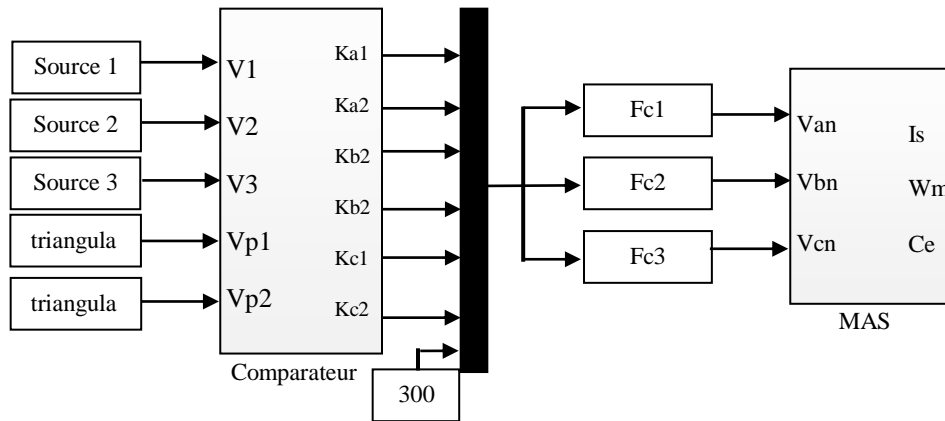


Fig. III. 12: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d'onduleur 3

III.6.3.1 1^{er} méthode :

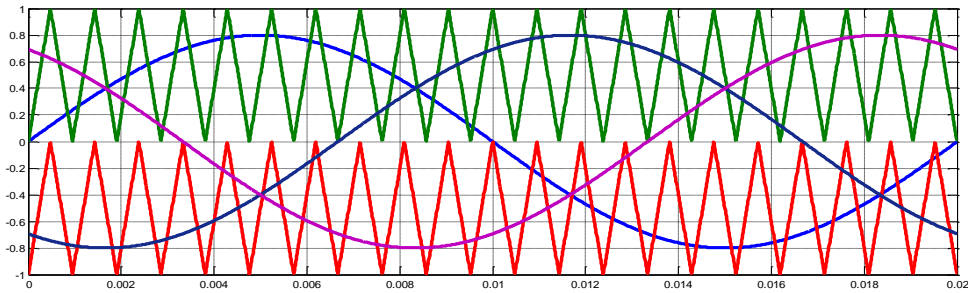


Fig. III. 13 :MLI à disposition en p

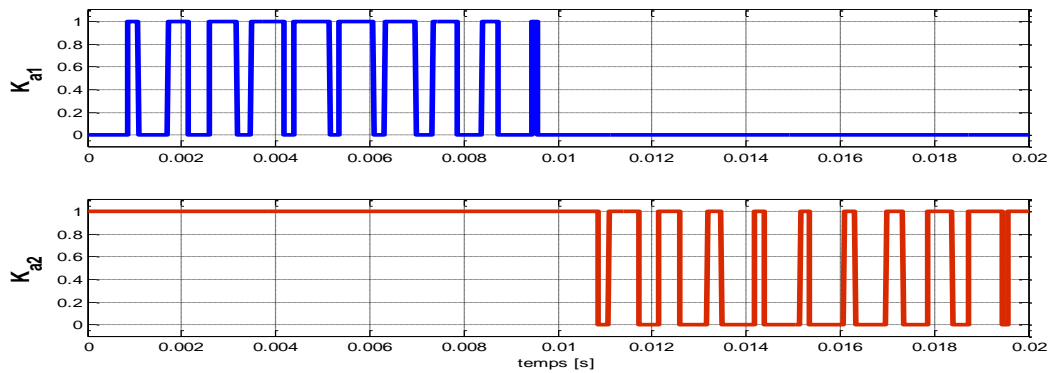


Fig. III. 14 : Signaux des commandes

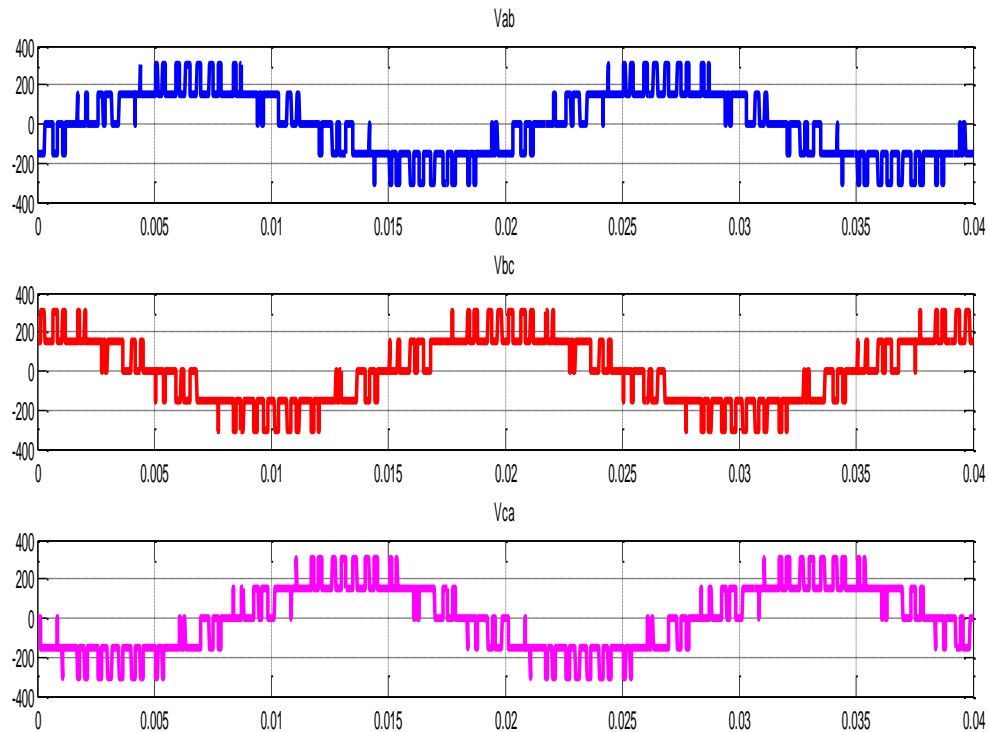


Fig. III.15 : Les tensions composés V_{ab} (bleu), V_{bc} (rouge) et V_{ca} (violet)

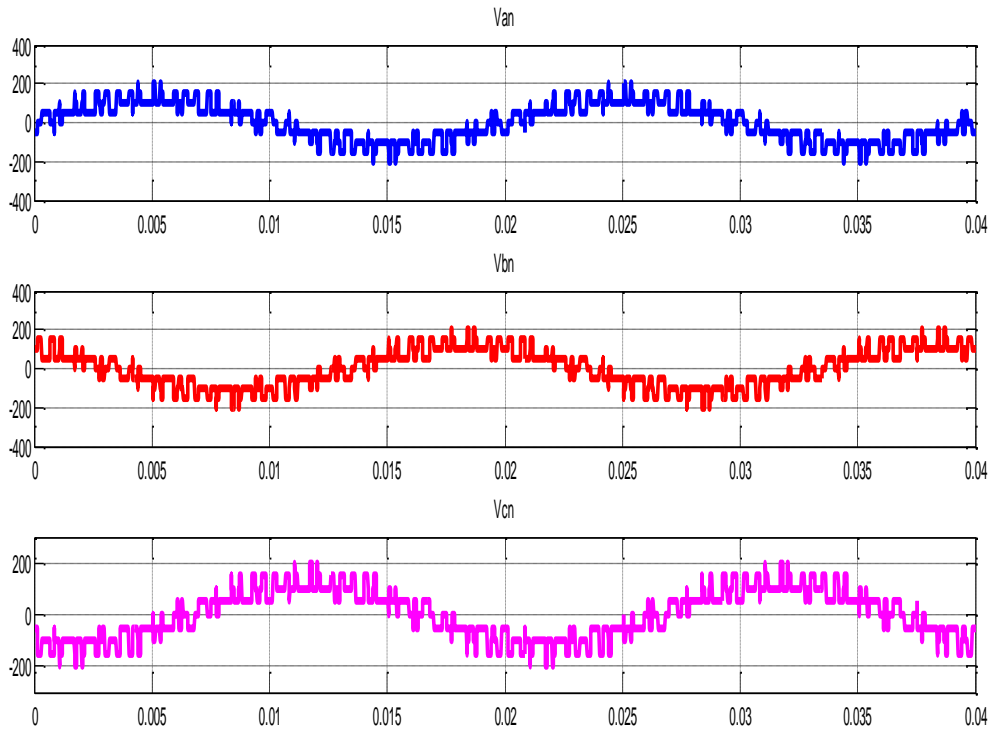


Fig. III. 16 : Les tensions simples Van (bleu), Vbn (rouge) et Vcn (violet)

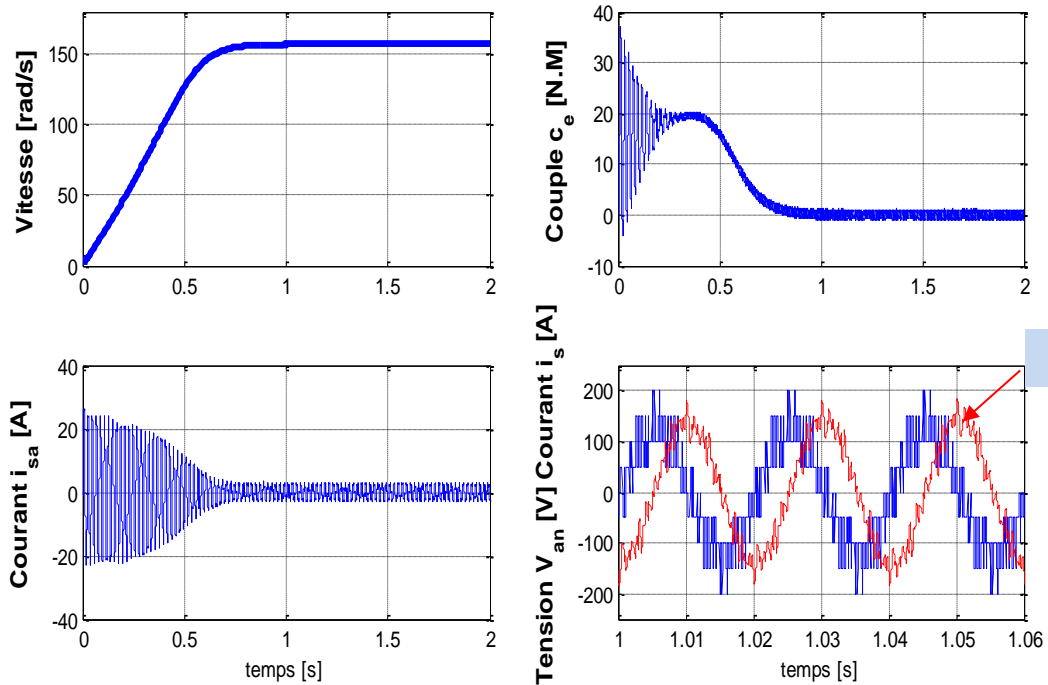


Fig. III. 17 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux

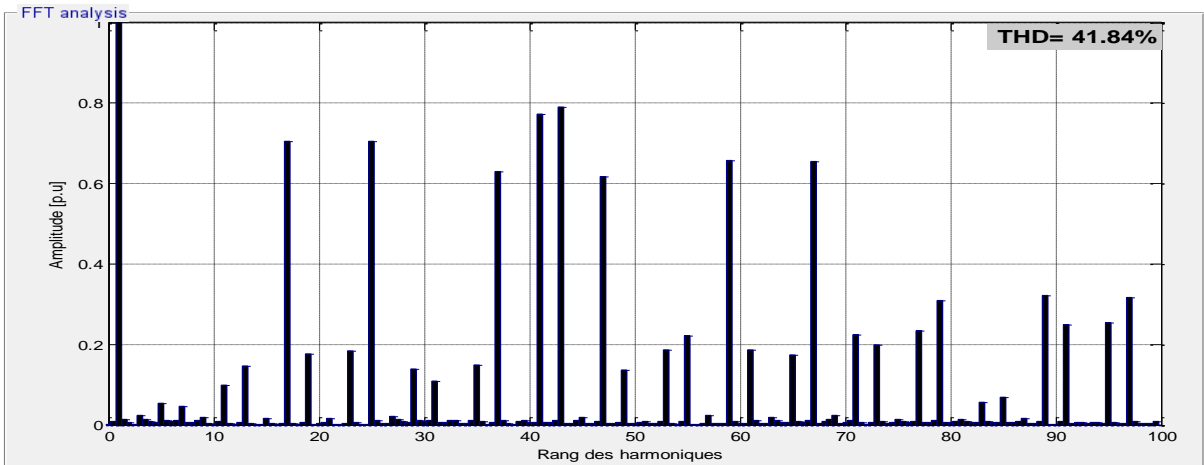


Fig. III. 18: spectre d'harmoniques de tension et son THD

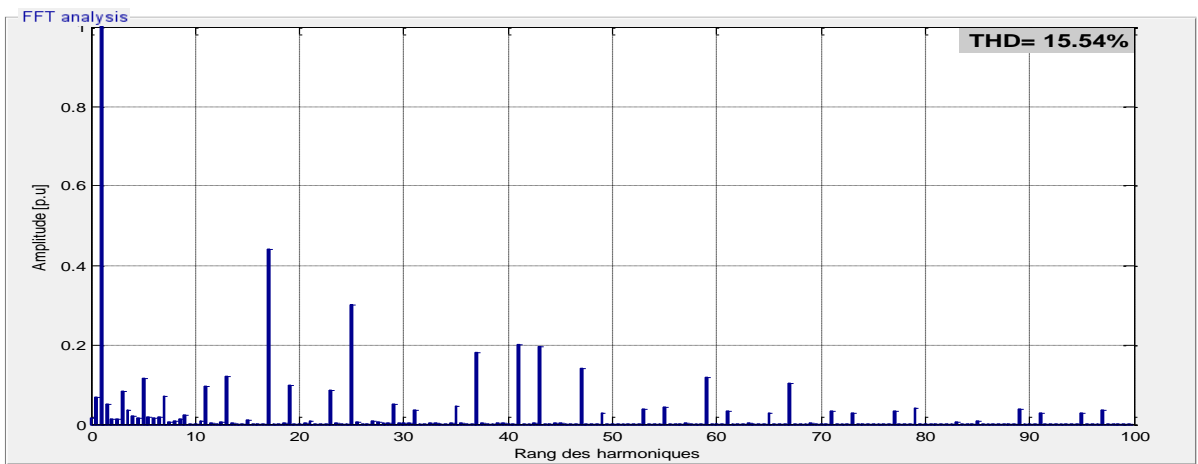


Fig. III. 19 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.6.3.2 2^{ème} méthode :

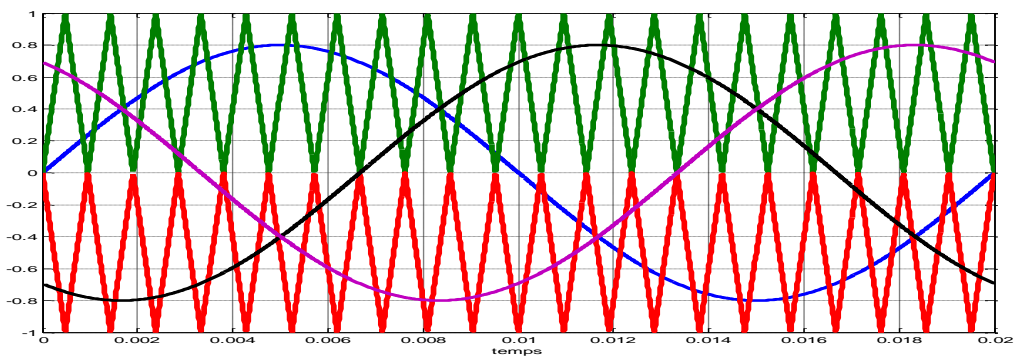


Fig. III. 20 : Stratégie de disposition en opposition de phase

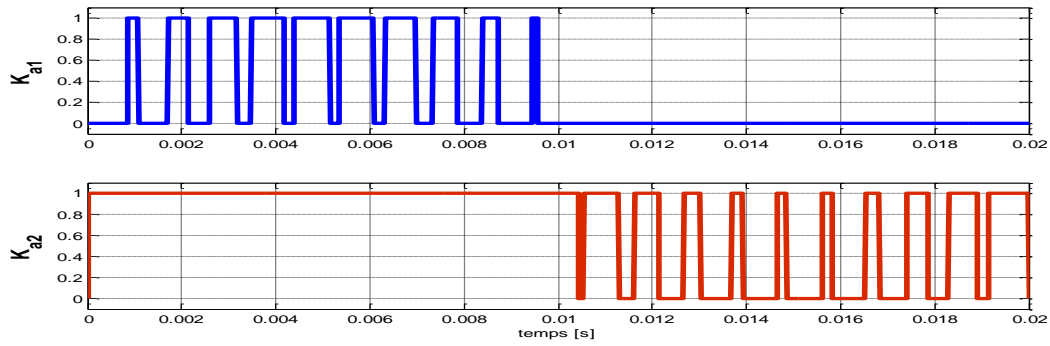


Fig. III. 21 : Signal de commande

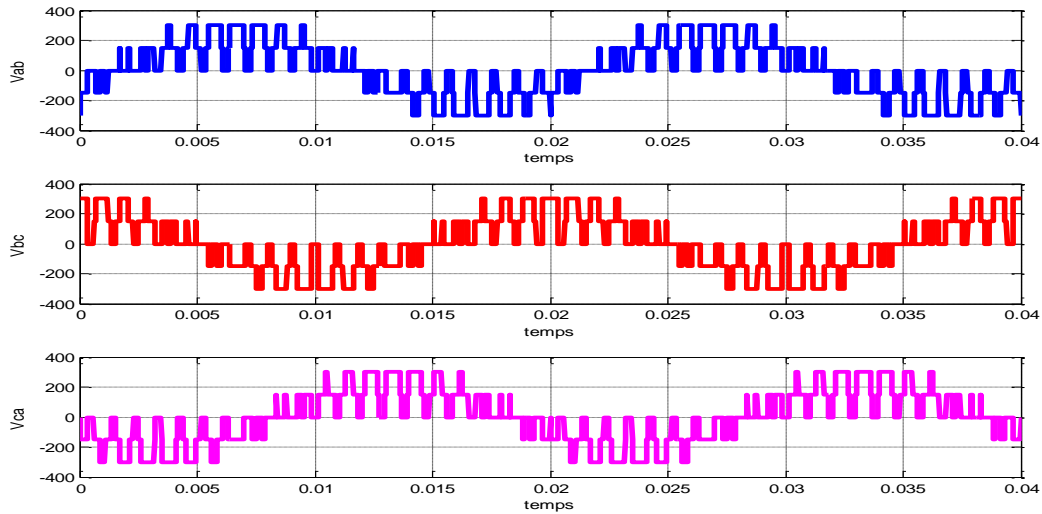


Fig. III. 22 : La tension composé V_{ab} (bleu), V_{bc} (rouge) et V_{ca} (violet)

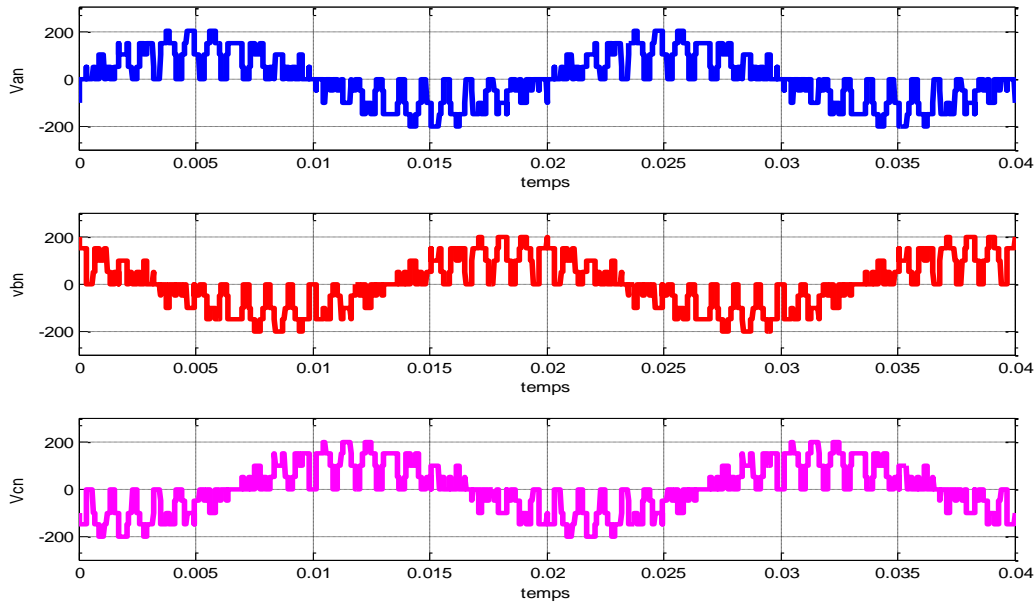


Fig. III. 23 : La tension simple V_{ab} (bleu), V_{bc} (rouge) et V_{ca} (violet)

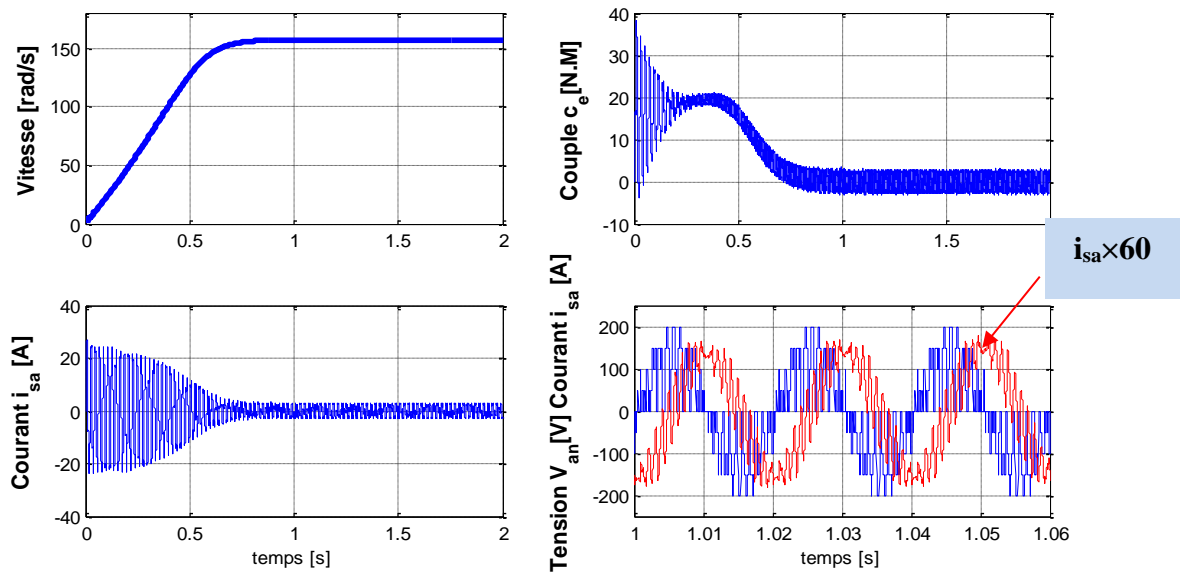


Fig. III. 24 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux

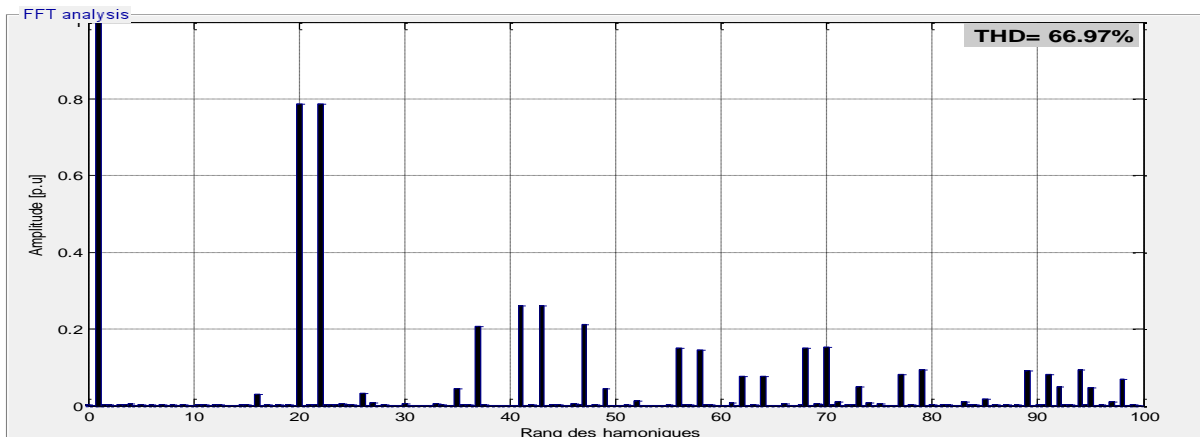


Fig. III.25 : spectre d'harmoniques de tension et son THD

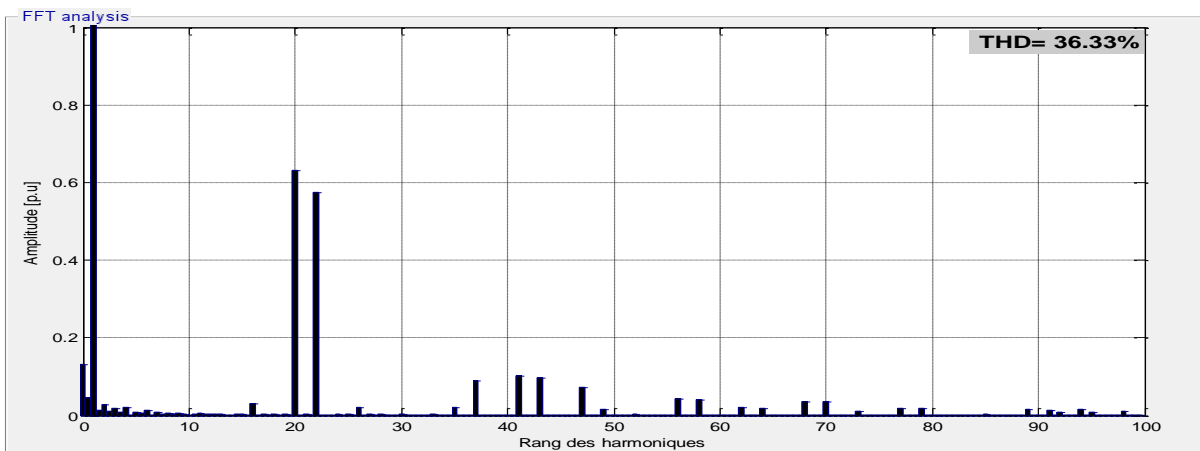


Fig. III.26 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

.6.3.3 3^{ème} méthode :

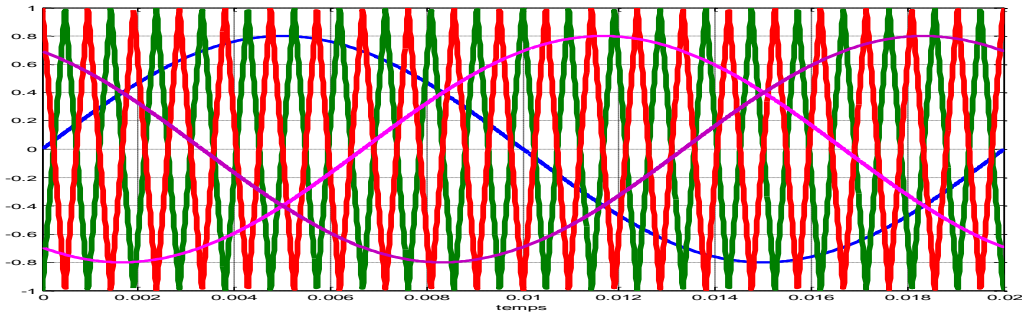


Fig. III.27 : MLI à décalage de phase

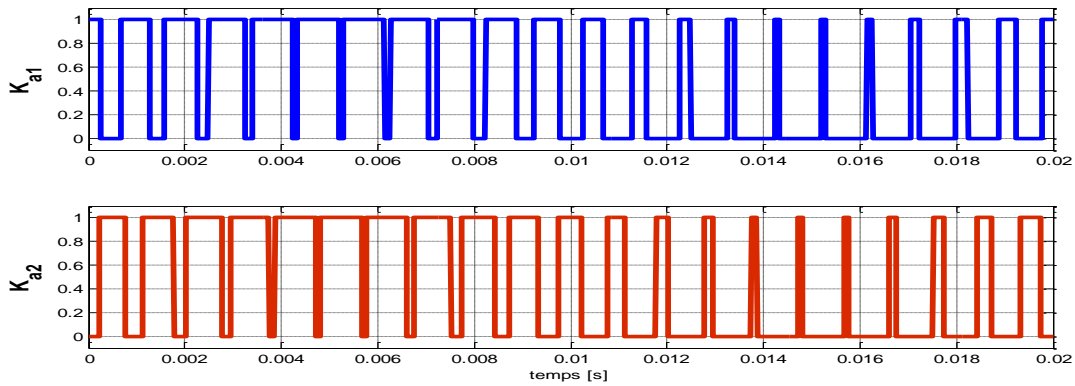


Fig. III.28 : Signal de commande

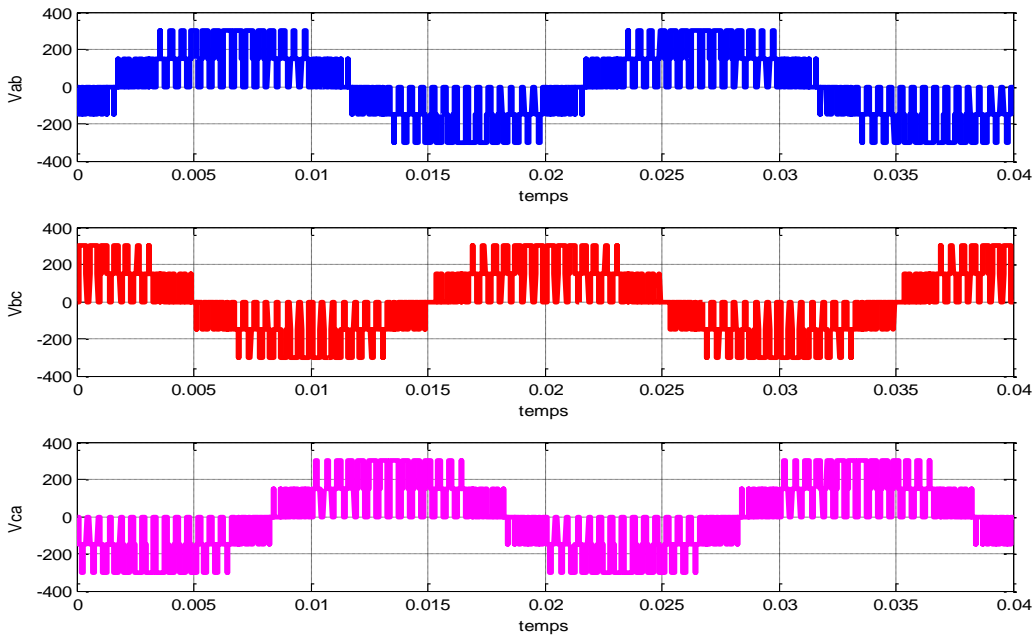


Fig. III. 29 : La tension composé V_{ab} (bleu), V_{bc} (rouge) et V_{ca} (violet)

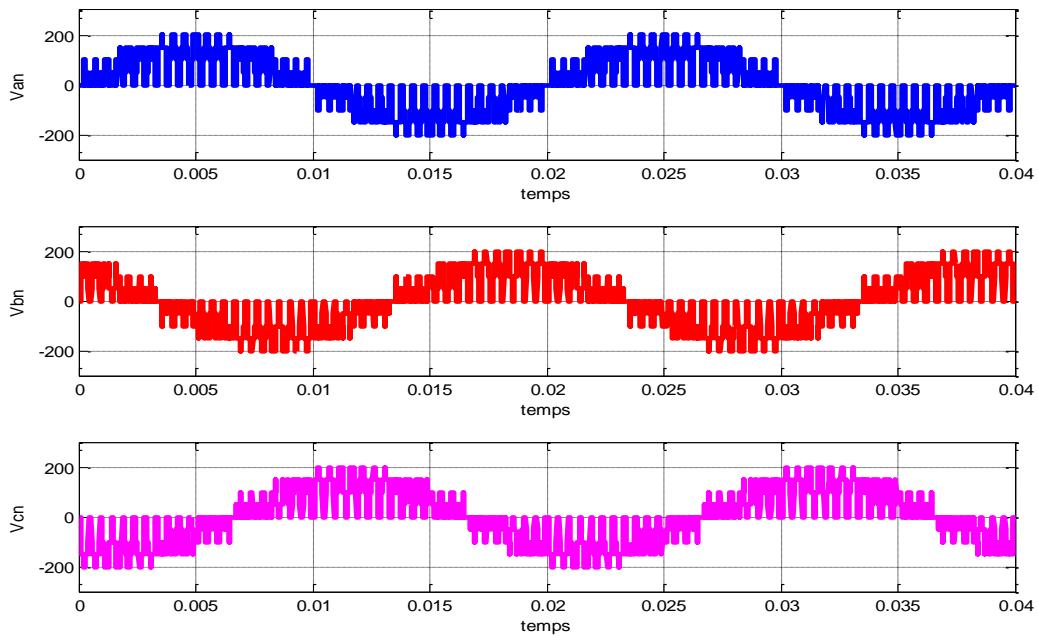


Fig. III.30 : La tension simple V_{an} (bleu), V_{bn} (rouge) et V_{cn} (violet)

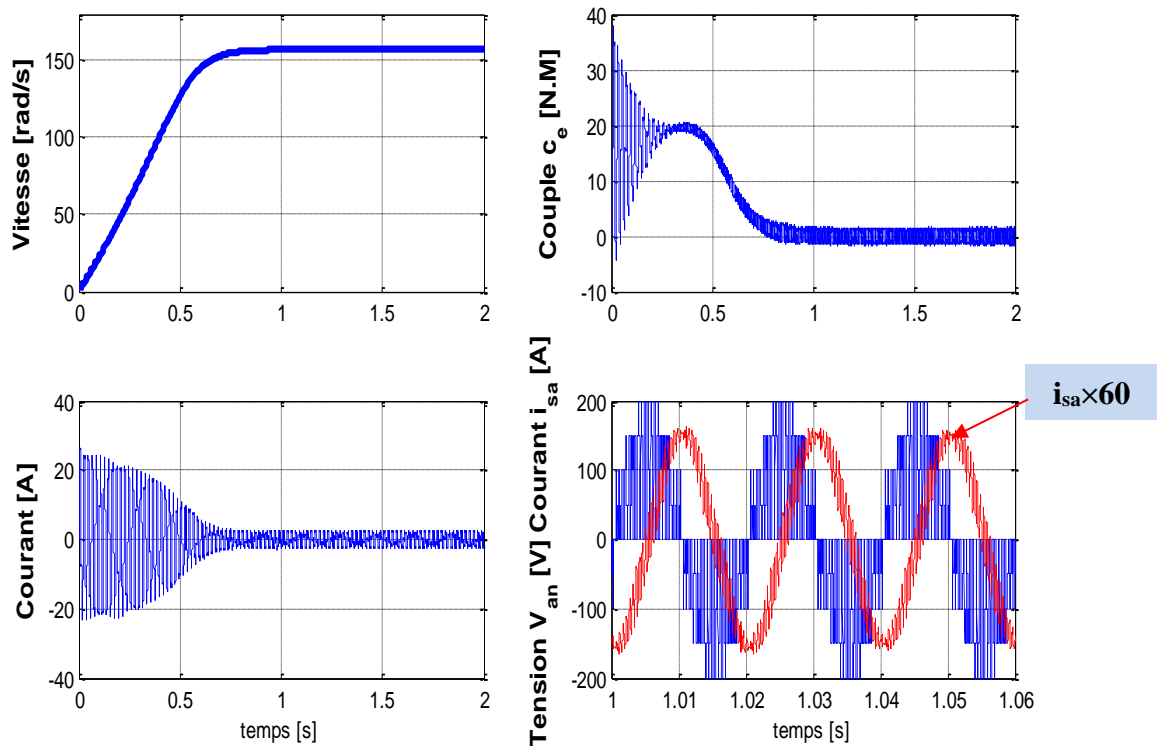


Fig. III.31 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI trois niveaux

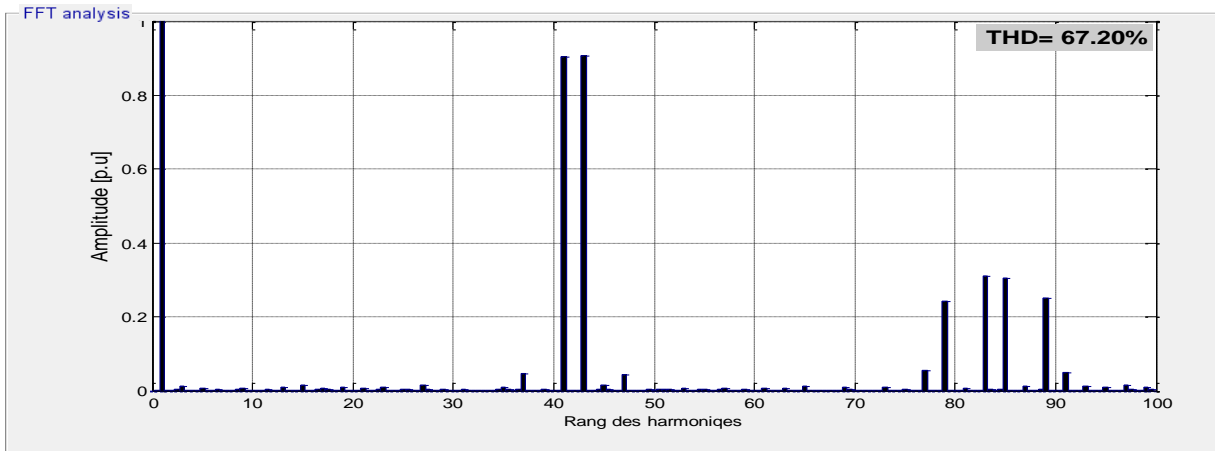


Fig. III.32 : spectre d'harmoniques du tension et son THD

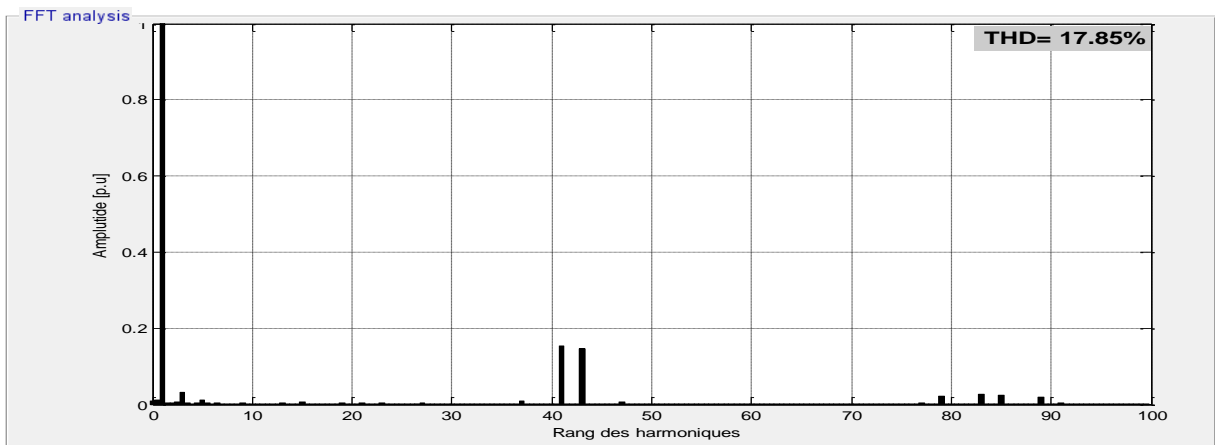


Fig. III.33 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.6.3.4 Interprétation des résultats

D'après les figures des résultats de la MAS alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux on remarque que l'oscillation du couple est: faible pour 1^{er} méthode, fort pour la 2^{ème} méthode et moyenne pour la 3^{ème} méthode. Alors que nous constatons que les vibrations et le bruit dans ce niveau d'onduleur sont moindres à ceux que dans l'onduleur à deux niveaux.

D'après les figures des spectres des harmoniques on remarque que :

- THD de 1^{er} méthode (41.84%) < THD du 2^{ème} méthode (66.97%) < THD du 3^{ème} méthode (67.20%) (THD de tension)
- THD de 1^{er} méthode (15.54%) < THD du 3^{ème} méthode (17.85%) < THD du 2^{ème} méthode (36.33%) (THD du courant)

- Le THD du courant est très faible que celui de la tension et ceci due à l'effet de l'inductance de la machine asynchrone. Donc, la machine joue d'un rôle d'un filtre passif.

D'après le spectre d'harmonique du courant les harmoniques du rang 5.7 sont très faibles, par contre les harmoniques le plus dominant sur l'onde du courant:

- Pour la 1^{er} méthode sont les harmoniques de rang 17 et 25 (850 Hz sont des harmoniques classés dans basses fréquences).
- Pour la 2^{ème} méthode sont les harmoniques de rang 20 et 22 (1000 Hz sont des harmoniques classés dans basses fréquences).
- Pour la 3^{ème} méthode sont les harmoniques de rang 41 et 43 (2000 Hz sont des harmoniques classés dans moyenne fréquences).

Par conquêt, on peut filtrer et éliminer ces harmoniques en utilisant un filtre passif.

III.7 Modélisation et simulation d'onduleur MLI à cinq niveaux

III.7.1 Fonctions de commutation de l'onduleur à cinq niveaux

Pour chaque interrupteur $S_{ij} = \overline{1 - 8}$, $j = 1, 2, 3$ on définit une fonction de commutation F_{ij} de la manière suivante [33]:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III}_{31})$$

Les interrupteurs des demi-bras inférieurs sont complémentaires aux interrupteurs des demi-bras supérieurs :

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-4)j} \text{ avec } i = \overline{5 - 8}, j = 1, 2, 3 \quad (\text{III}_{32})$$

Pour chaque bras de l'onduleur, on définit cinq fonctions de connexions, chacune associée à un des cinq états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \\ F_{c4j} = F_{4j} \cdot F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \\ F_{c5j} = F_{5j} \cdot F_{6j} \cdot F_{7j} \cdot F_{8j} \end{cases} \quad (\text{III}_{34})$$

III.7.2 Tension de sortie

Les tensions triphasées de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport au point neutre de la source (o) sont exprimées comme suit [33] :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} & F_{C21} & F_{C31} & F_{C41} & F_{C51} \\ F_{C12} & F_{C22} & F_{C32} & F_{C42} & F_{C52} \\ F_{C13} & F_{C23} & F_{C33} & F_{C43} & F_{C53} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ \mathbf{0} \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III_35})$$

Les tensions composées entre les bras de l'onduleur sont:

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{C11} - F_{C12} & F_{C21} - F_{C22} & F_{C31} - F_{C32} & F_{C41} - F_{C42} & F_{C51} - F_{C52} \\ F_{C12} - F_{C13} & F_{C22} - F_{C23} & F_{C32} - F_{C33} & F_{C42} - F_{C43} & F_{C52} - F_{C53} \\ F_{C13} - F_{C11} & F_{C23} - F_{C21} & F_{C33} - F_{C31} & F_{C43} - F_{C41} & F_{C53} - F_{C51} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ \mathbf{0} \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix} \quad (\text{III_36})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont données en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} \quad (\text{III_37})$$

A partir des relations (36) et (37), nous obtenons le système matriciel donnant l'expression des tensions simples aux bornes de la charge en fonction des fonctions de connexions :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} V_{10} - V_{20} \\ V_{20} - V_{30} \\ V_{30} - V_{10} \end{pmatrix} \quad (\text{III_38})$$

$$= \begin{pmatrix} 2F_{C11} - F_{C12} - F_{C13} & 2F_{C21} - F_{C22} - F_{C23} & 2F_{C31} - F_{C32} - F_{C33} & 2F_{C41} - F_{C42} - F_{C43} & 2F_{C51} - F_{C52} - F_{C53} \\ 2F_{C12} - F_{C13} - F_{C11} & 2F_{C22} - F_{C23} - F_{C21} & 2F_{C32} - F_{C33} - F_{C31} & 2F_{C42} - F_{C43} - F_{C41} & 2F_{C52} - F_{C53} - F_{C51} \\ 2F_{C13} - F_{C11} - F_{C12} & 2F_{C23} - F_{C21} - F_{C22} & 2F_{C33} - F_{C31} - F_{C32} & 2F_{C43} - F_{C41} - F_{C42} & 2F_{C53} - F_{C51} - F_{C52} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ \frac{V_{dc}}{4} \\ \mathbf{0} \\ -\frac{V_{dc}}{4} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{pmatrix}$$

III.7.3 Résultats de simulation

Après avoir réalisé le montage de la modulation de commande MLI d'onduleur à cinq niveaux nous allons simuler pour $r = 0.8$, $m = 21$

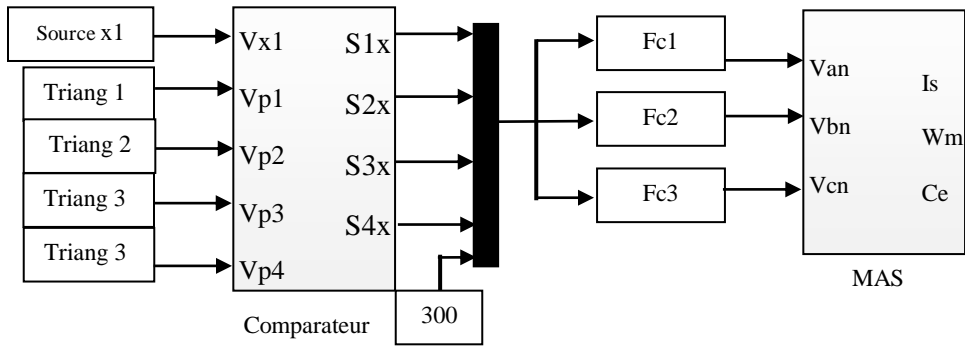


Fig. III.34: Schéma bloc Simulink de MLI sinus-triangle d'onduleur 5 niveaux

III.7.3.1 1^{er} méthode :

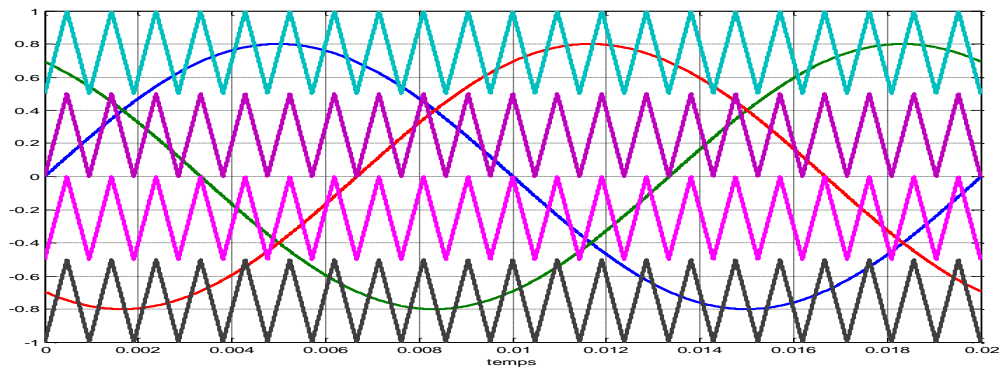


Fig. III. 35 : stratégies MLI en disposition en p

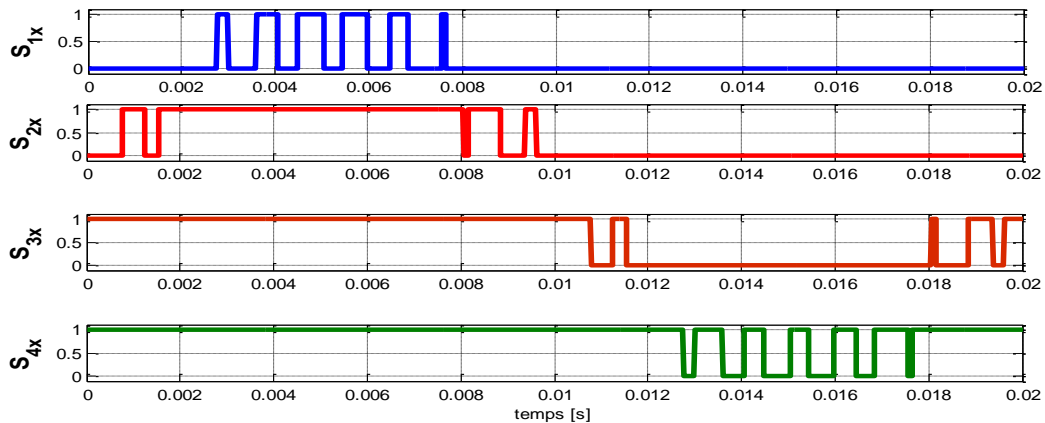


Fig. III.36 : Signal de commande

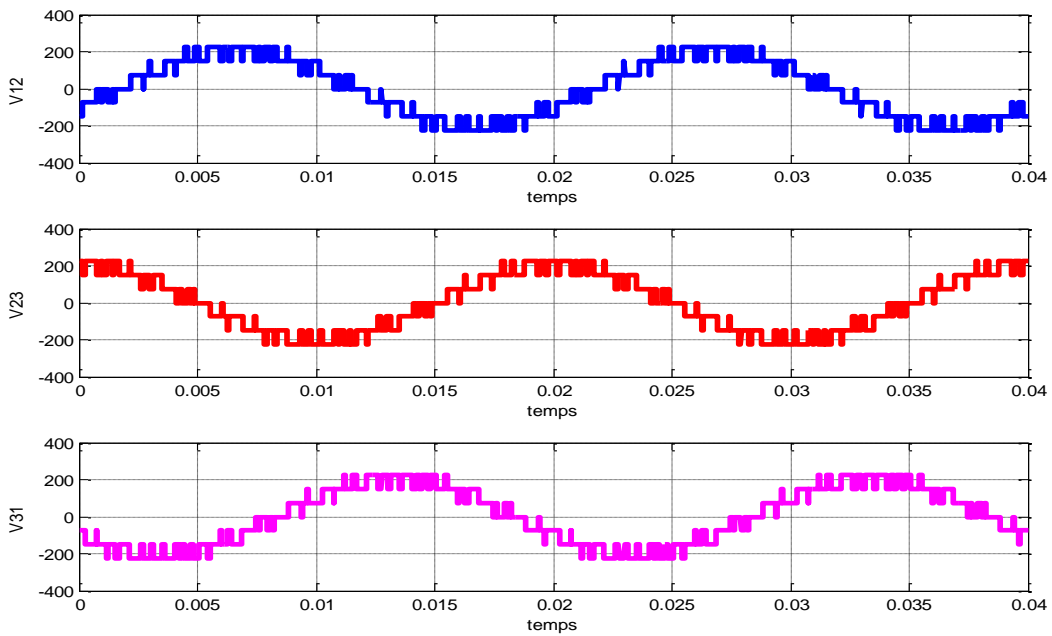


Fig. III.37: La tension composé V12 (bleu), V23 (rouge) et V31 (violet)

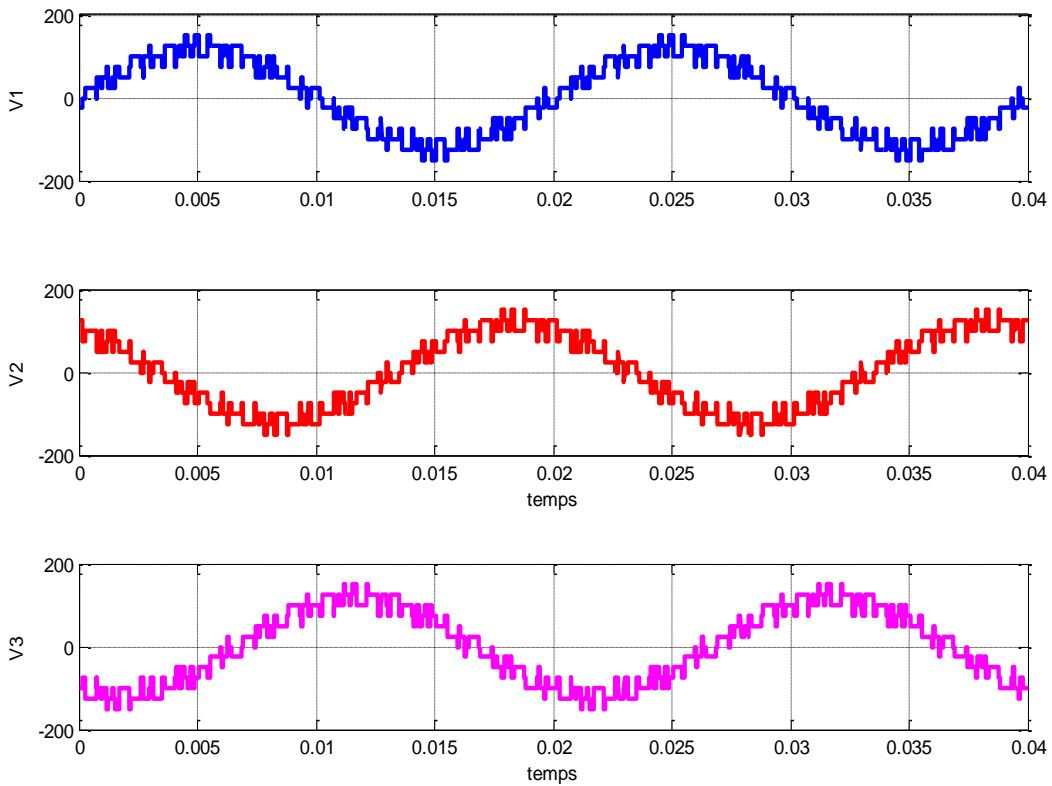


Fig. III.38 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)

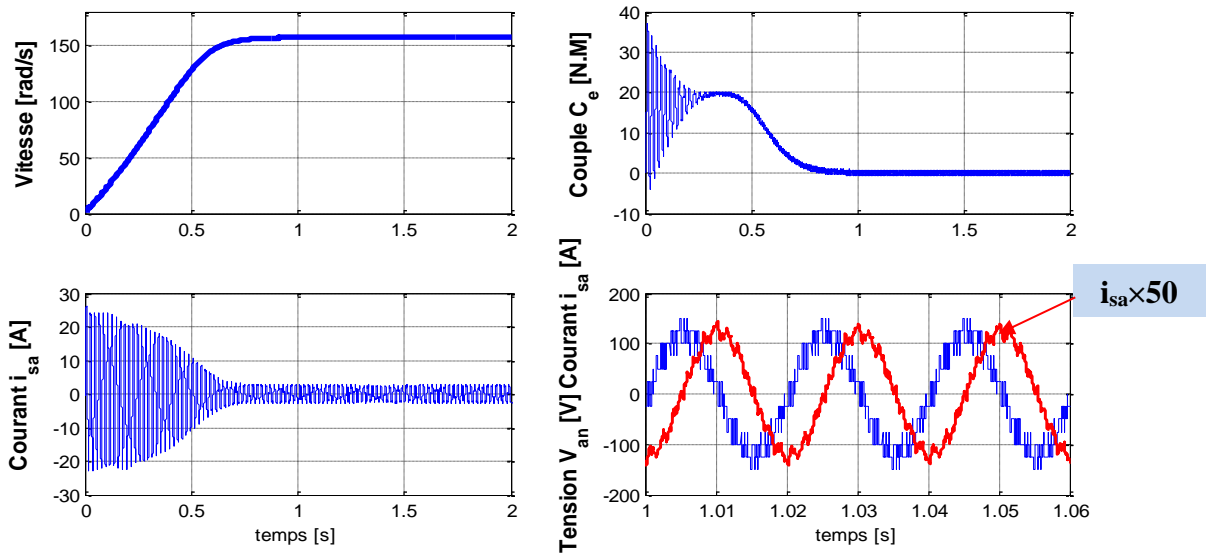


Fig. III.39 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq niveaux

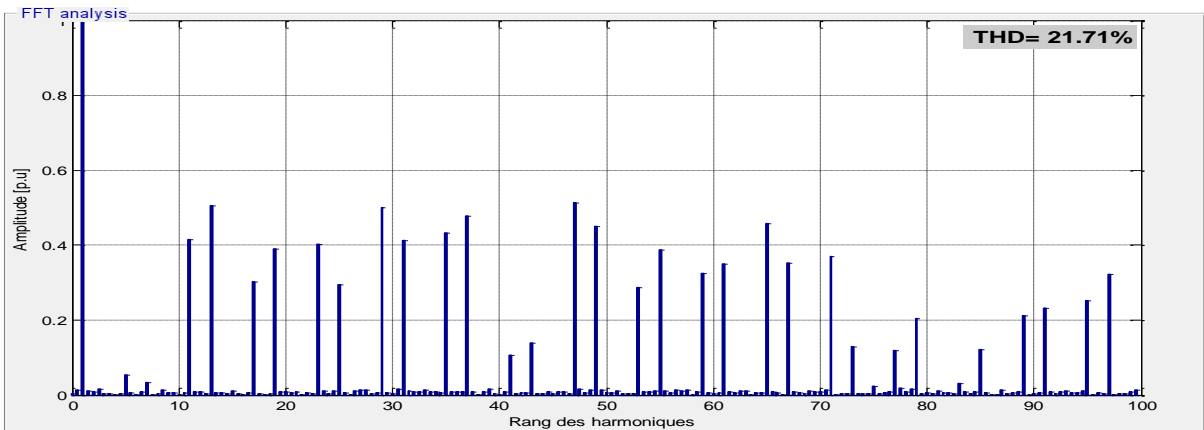


Fig. III. 40 : spectre d'harmoniques de tension et son THD

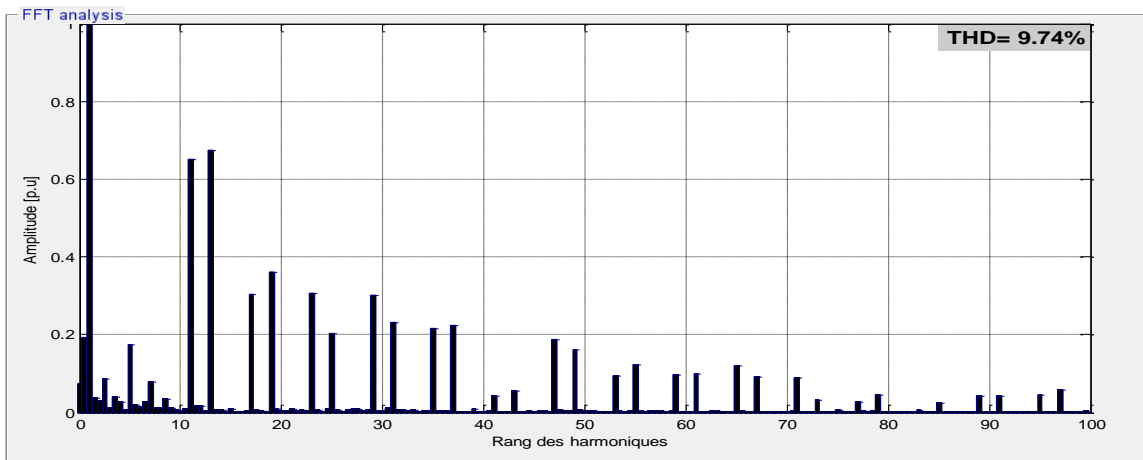


Fig. III. 41: spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.7.3.2 2^{ème} méthode

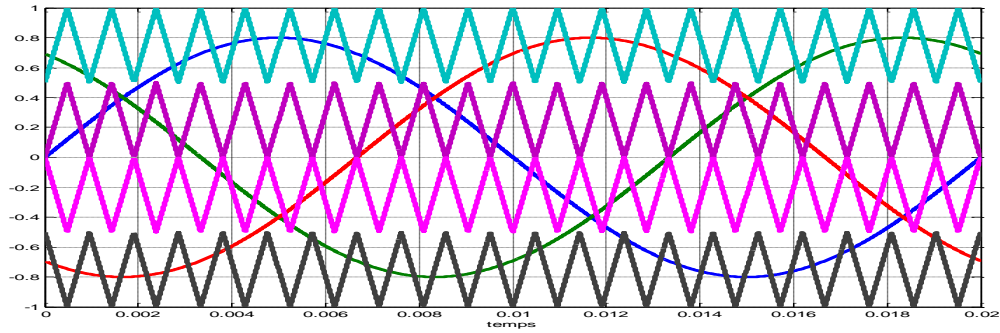


Fig. III.42 : stratégies de disposition en opposition de phase

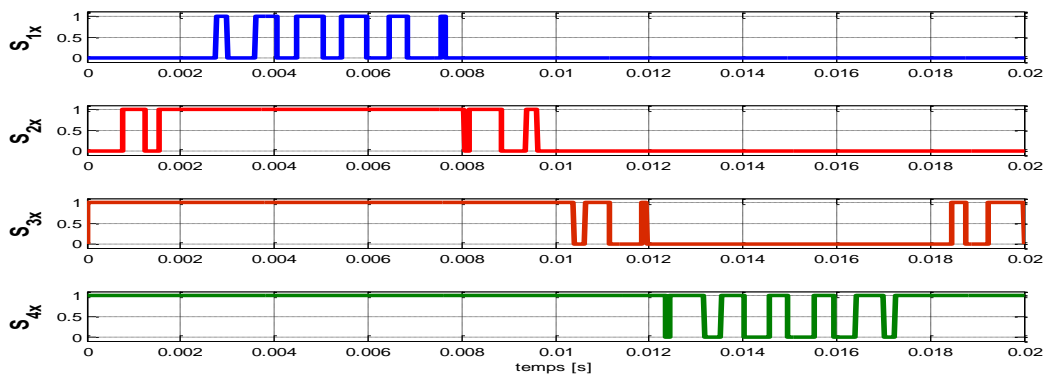


Fig. III.43: Signal de commande

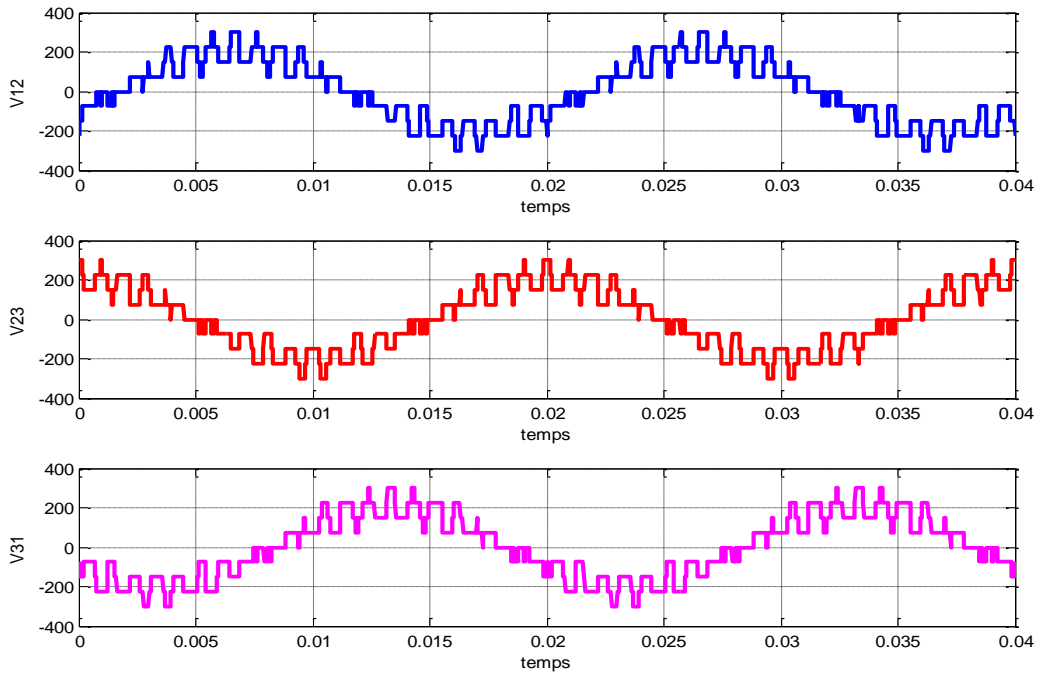


Fig. III.44 : La tension compose V_{12} (bleu), V_{23} (rouge) et V_{31} (violet)

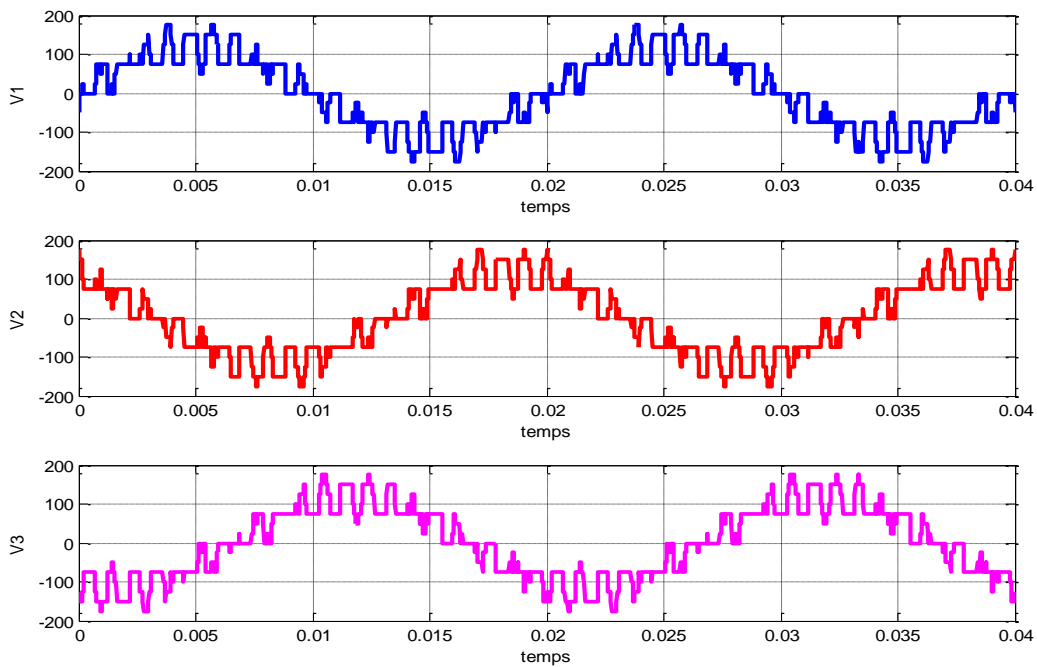


Fig. III.45 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)

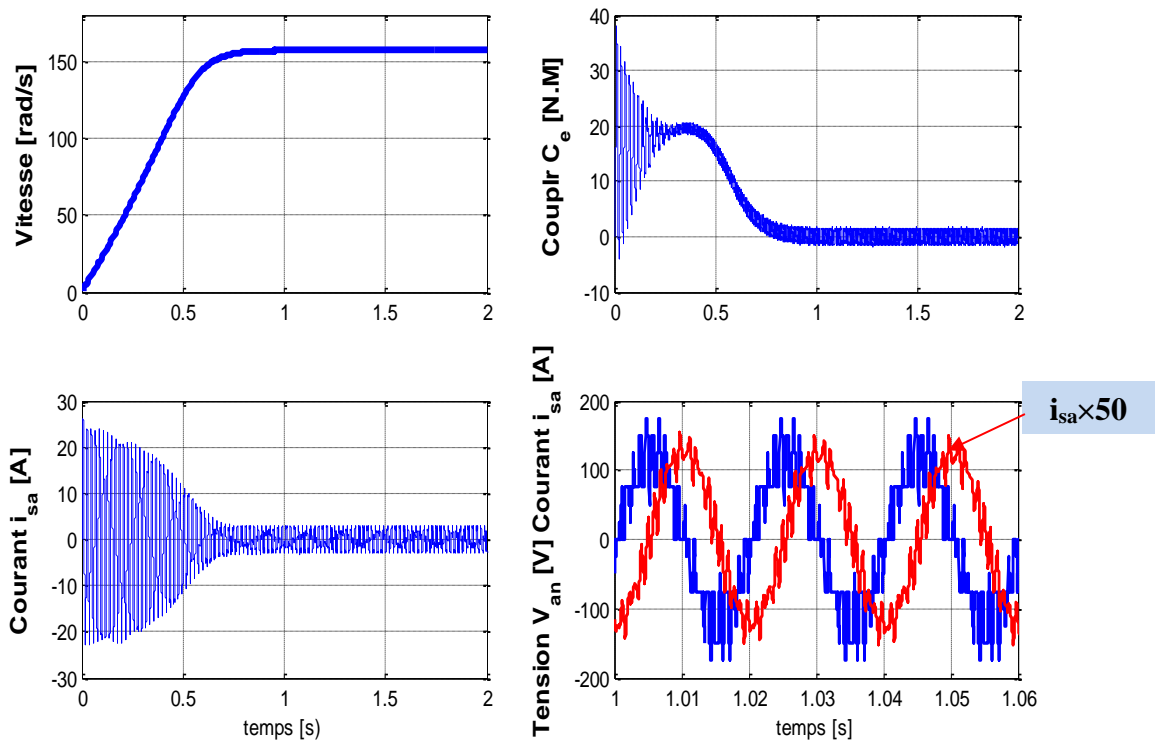


Fig. III.46 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq niveaux

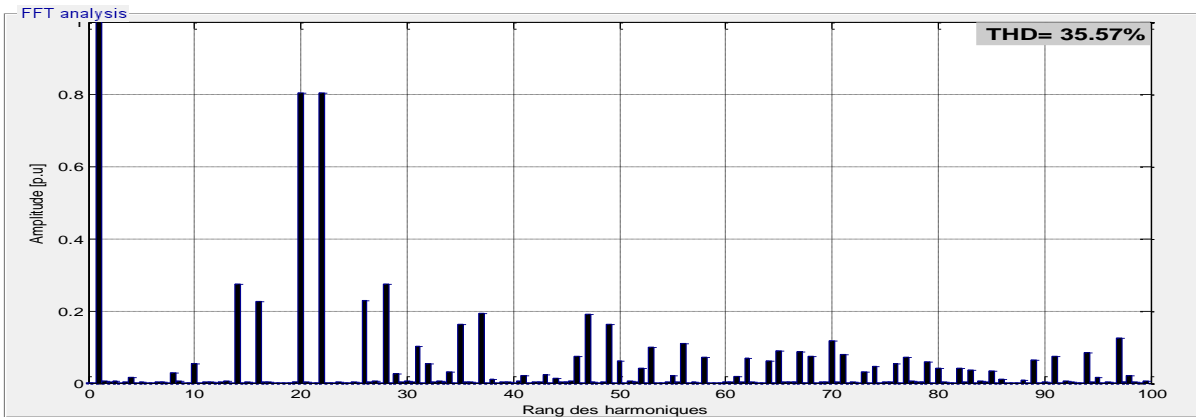


Fig. III.47 : spectre d'harmoniques de tension et son THD

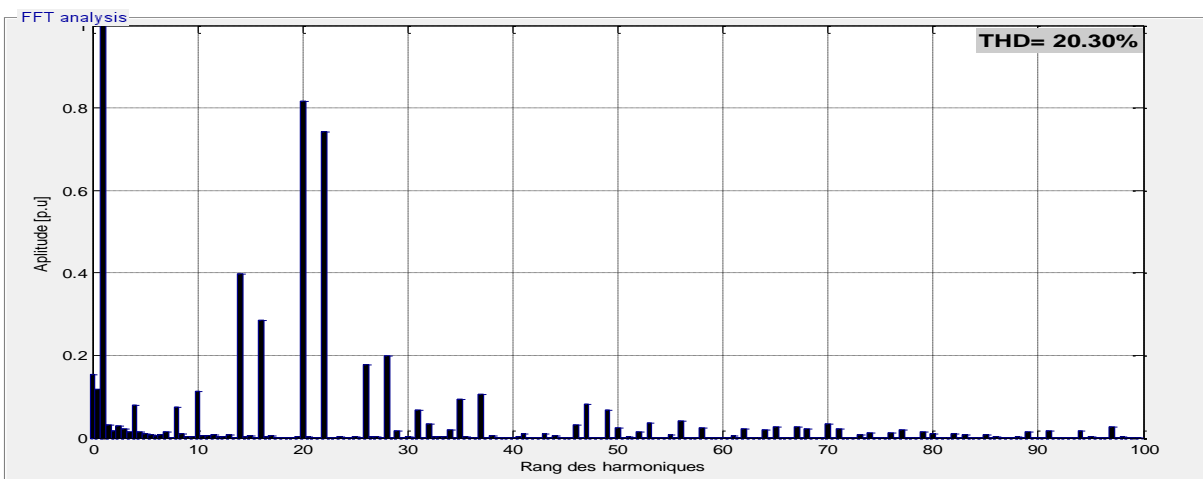


Fig. III.48 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.7.3.3 3^{ème} méthode

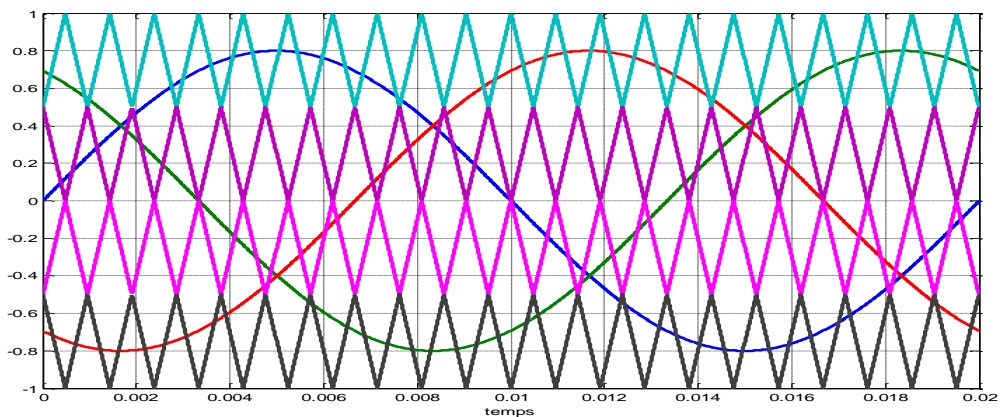


Fig. III.49 : stratégies de disposition à opposition de phase

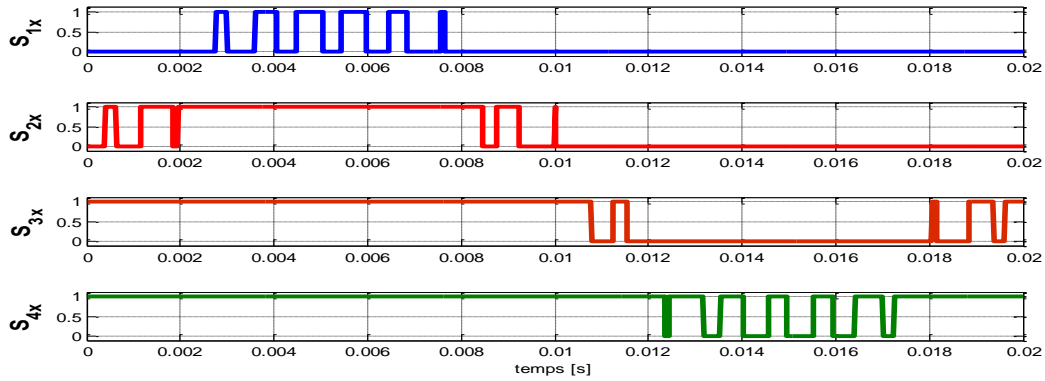


Fig. III.50 : Signal de commande

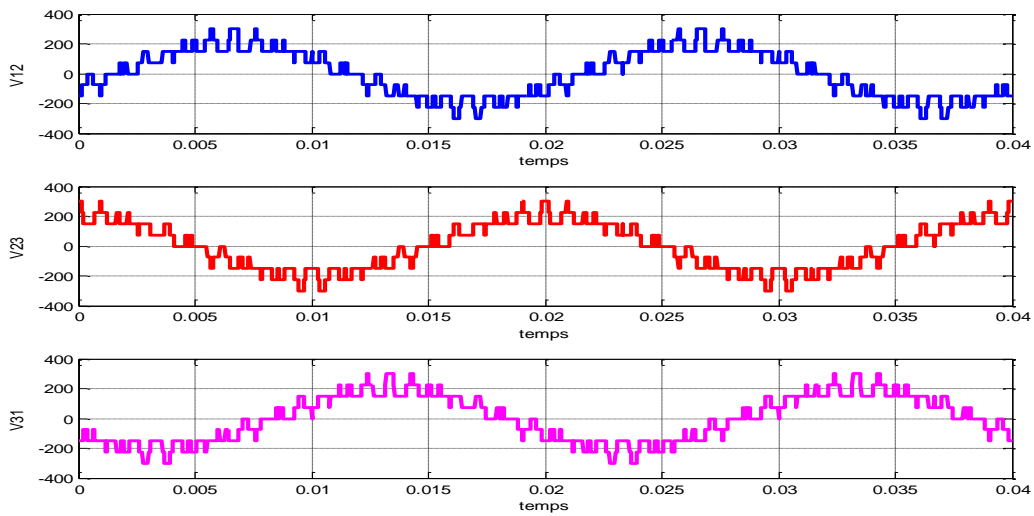


Fig. III.51 : La tension composé V12 (bleu), V23 (rouge) et V31 (violet)

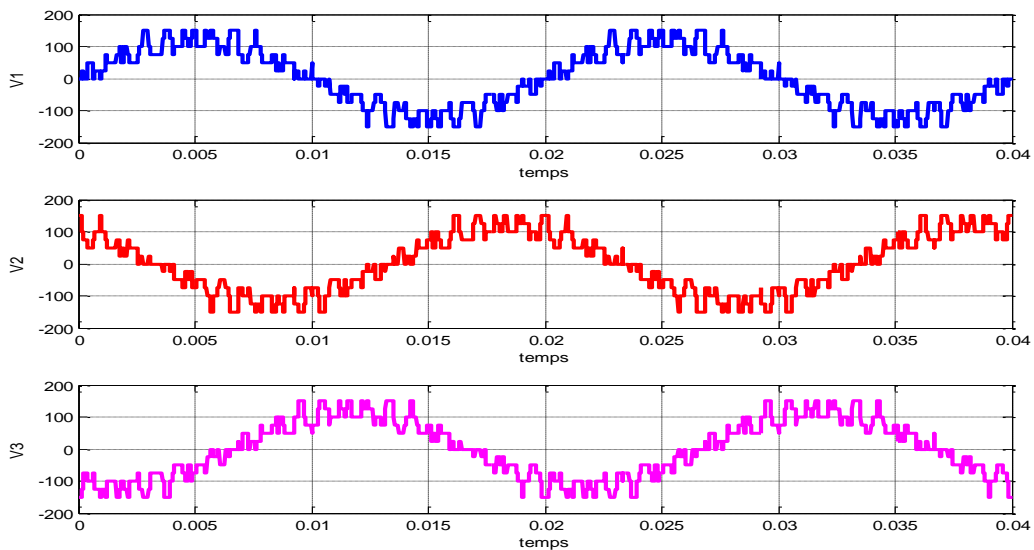


Fig. III.52 : La tension simple V1 (bleu), V2 (rouge) et V3(violet)

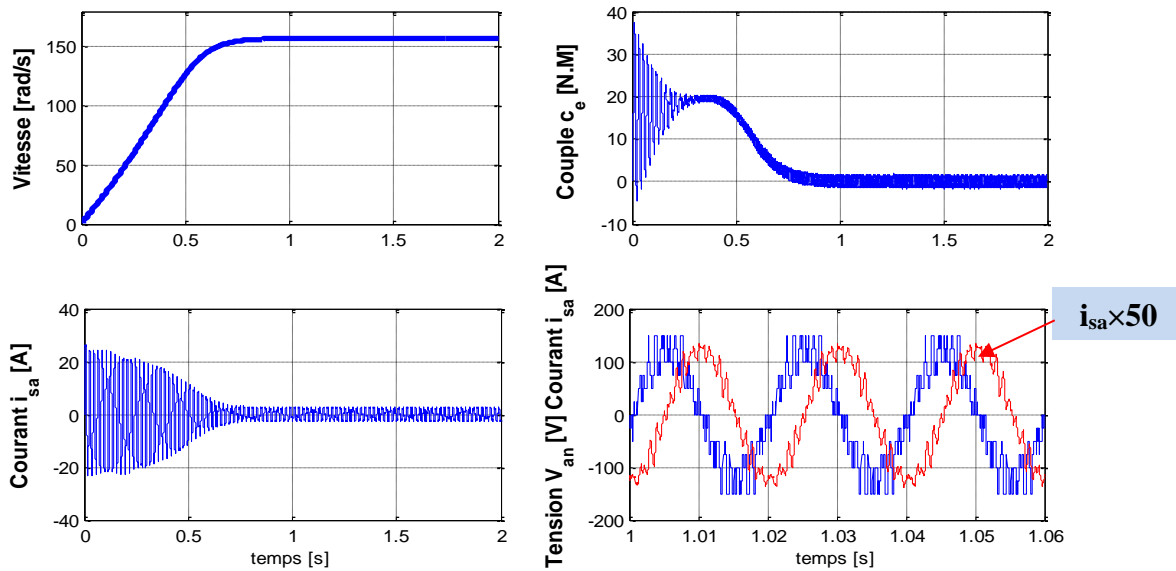


Fig. III.53 : Résultats de démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq niveaux

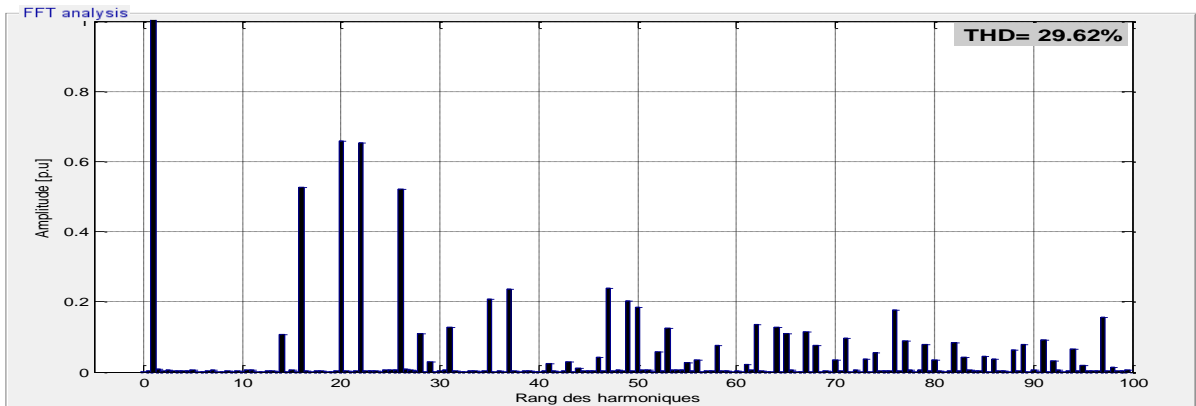


Fig. III.54 : spectre d'harmoniques du tension et son THD

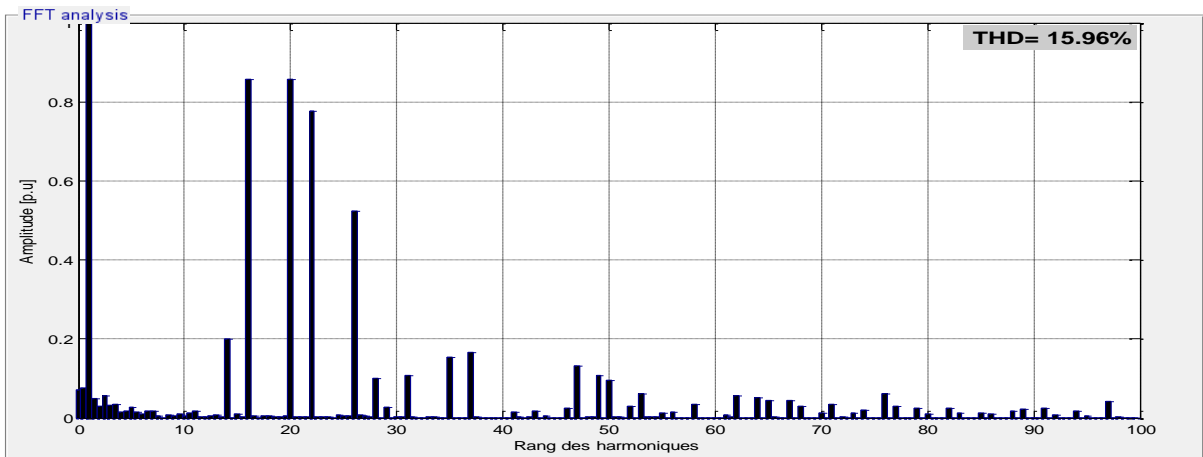


Fig. III.55 : spectre d'harmoniques du courant et son THD

III.7.3.4 Interprétation des résultats

D'après les figures des résultats de la MAS alimentée par un onduleur MLI à cinq niveaux on remarque que l'oscillation du couple est: très faible pour 1^{er} méthode, moyenne pour la 2^{ème} méthode et faible pour la 3^{ème} méthode. Alors que nous constatons que les vibrations et le bruit dans ce niveau d'onduleur sont moindres à ceux que dans l'onduleur à trois et deux niveaux.

D'après les figures des spectres des harmoniques on remarque que :

- THD de 1^{er} méthode (21.7%) < THD du 3^{ème} méthode (29.62%) < THD du 2^{ème} méthode (35.57%) (THD de tension).
- THD de 1^{er} méthode (9.74%) < THD du 3^{ème} méthode (15.96%) < THD du 2^{ème} méthode (20.30%) (THD du courant).
- Le THD du courant est inférieur à celui de la tension et ceci due à l'effet de l'inductance de la machine asynchrone. Donc, la machine joue d'un rôle d'un filtre passif.

D'après le spectre d'harmonique du courant les harmoniques du rang 5,7 sont très faibles, par contre les harmoniques le plus dominant sur l'onde du courant :

- ✓ Pour la 1^{ère} méthode sont les harmoniques du rang impair 11 et 13 (500Hz sont des harmoniques classés dans basses fréquences).
- ✓ Pour la 2^{ème} méthode sont les harmoniques du rang pair 20 et 22 (1000Hz sont des harmoniques classés dans basses fréquences).
- ✓ Pour la 3^{ème} méthode sont les harmoniques du rang pair 16, 20 (800Hz sont des harmoniques classés dans moyenne fréquences).

III.8 Implémentation en temps réel

III.8.1 Banc d'essai

Circuit de puissance:

- Moteur asynchrone à cage d'écureuil: 1kW, 1500 tr/mn (1).
- Alimentation à courant continu variable (2).
- Onduleur triphasé de tension (3).

Circuit de commande:

- Carte Despace1104 (4).
- Microordinateur (5) : contient Matlab 2018 et logiciel Control Desk version 7.1.
- Capteur tension courant.

Instruments de mesure et de visualisation :

- Voltmètre, ampèremètre, multimètre...ect.
- Oscilloscope (6), analyseur de réseau (7).

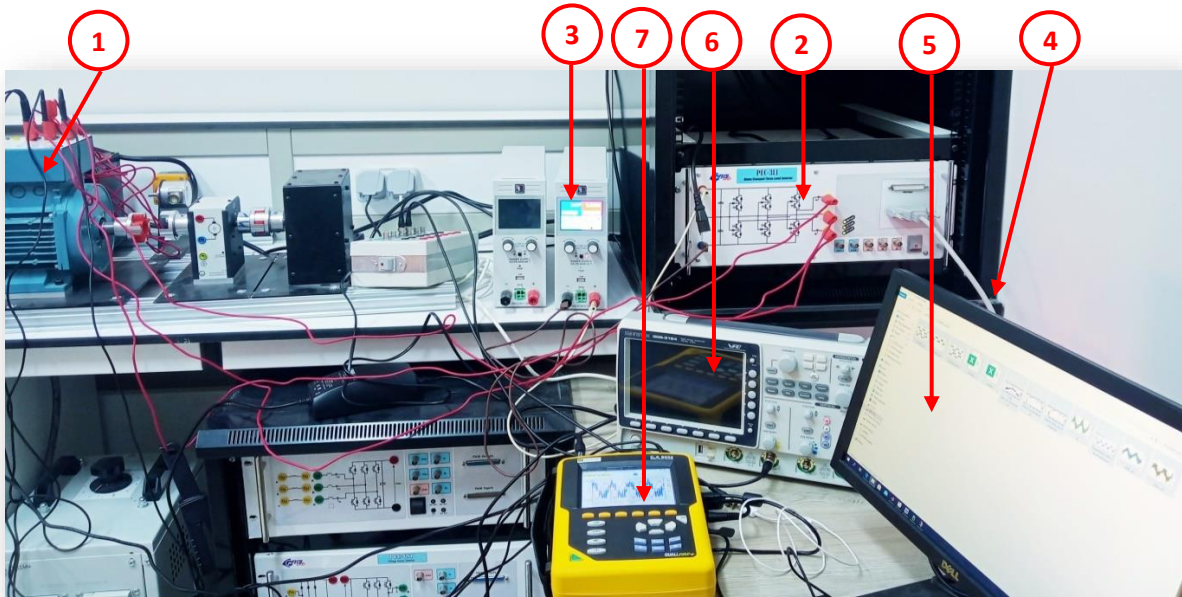


Fig. III.56 : Banc d'essai

III.8.2 Implémentation en temps réel de la MLI sinus-triangle d'onduleur à deux niveaux

Schéma de simulation de Matlab/Simulink est modifié en supprimant les composants réels réalisé en pratique telle que : l'onduleur, la charge, les scopes...etc.

Pour accéder au port de la carte DSPACE, le bloc « MASTER BIT OUT » qui correspond au E/Numérique (Digital I/O) est ajouté à chaque signal de commande. Les blocs de conversion ' Booléen ' convertissent les valeurs numériques réelles, non nulles, y compris l'infini vers booléen 1.

Après la réalisation de montage, la téléchargement et l'exécution du programme, on trouve les résultats suivants :

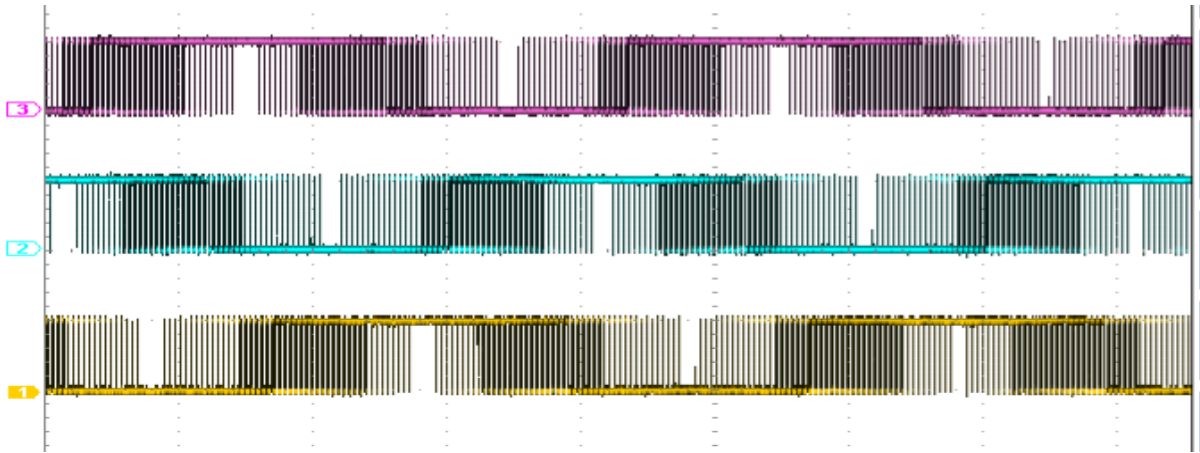


Fig. III.57 : Signales de commande $k1$ (jaune), $k2$ (bleu)et $k3$ (violet)

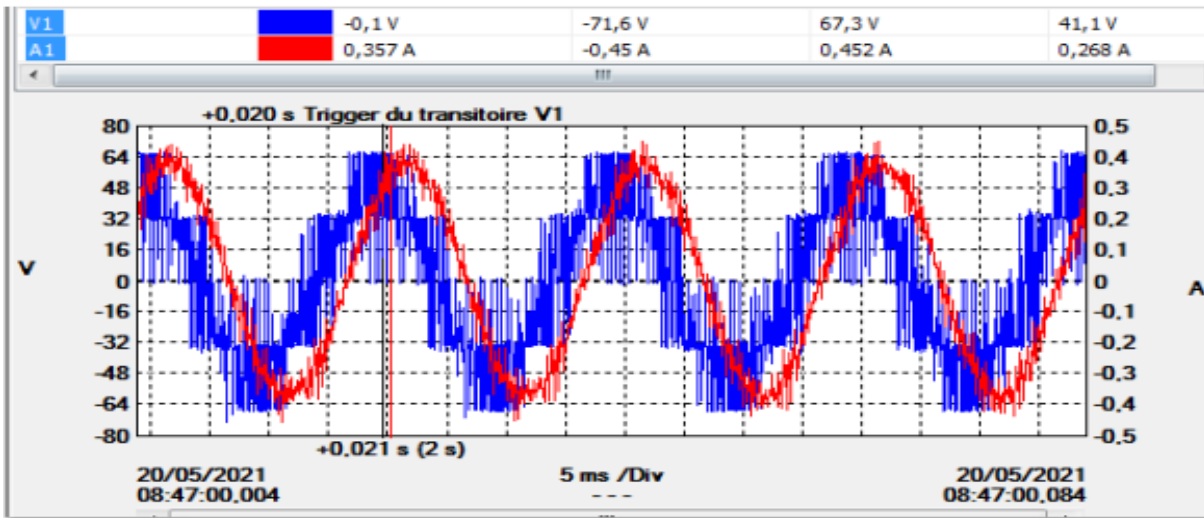


Fig. III.58 : La tension de sortie V_{an} (Bleu) et le courant I_a (Rouge)

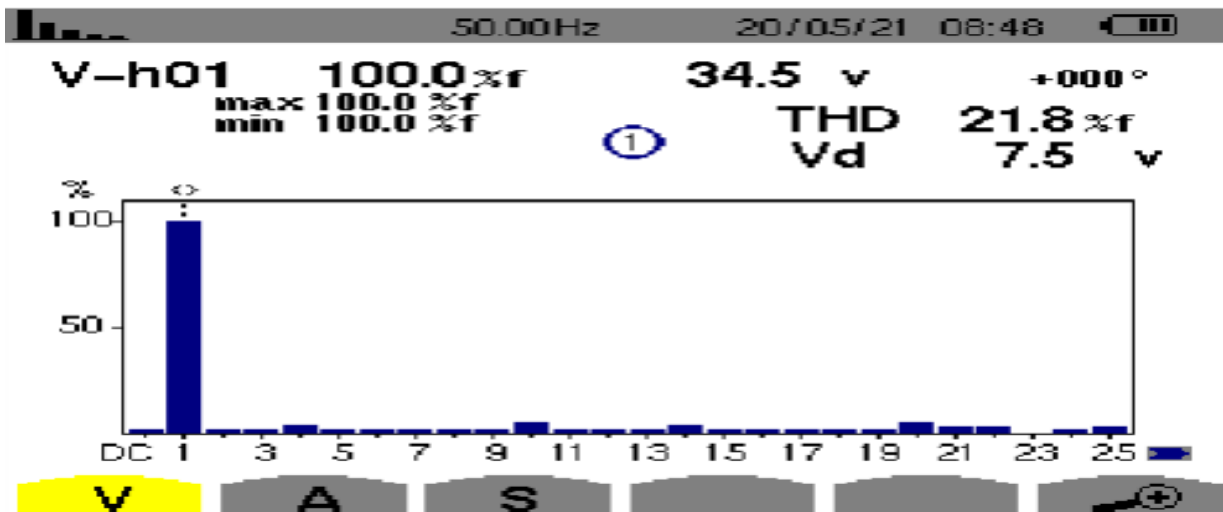


Fig. III. 59 : spectre d'harmoniques du tension V_{an} et son THD

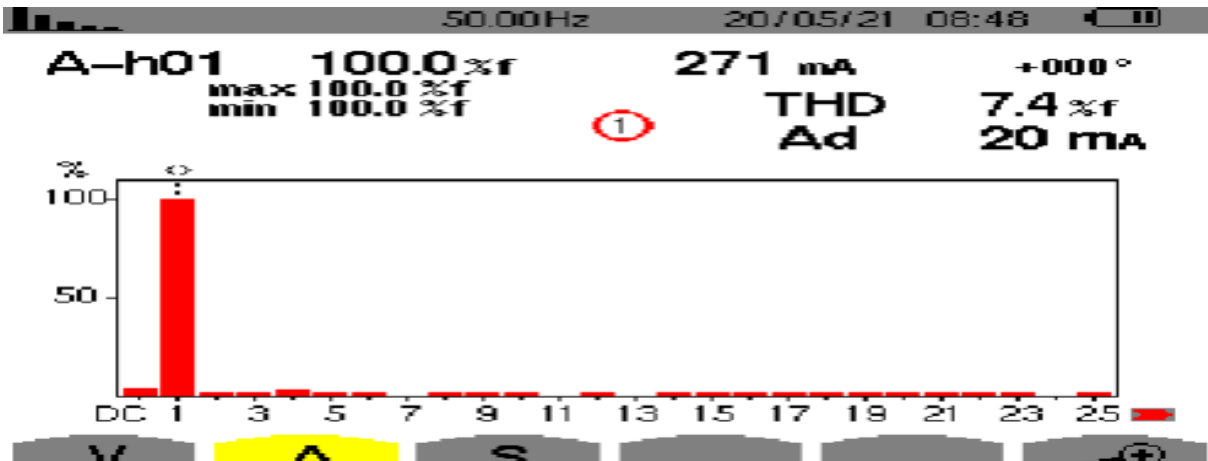


Fig. III. 60 : spectre d'harmoniques du courant I_a et son THD

III.8.2.1 Interprétation des résultats

- ❖ La tension simple est de forme sinusoïdale. Ou Van : tension simple à deux niveaux de tension
- ❖ Le courant est pratiquement sinusoïdal.
- ❖ Le Taux de distorsion harmonique mesure 21.8% de tension et du courant est faible 7.4%.
- ❖ D'après le spectre d'harmonique du courant les harmoniques de tous les rangs impair sont très faibles, par contre l'harmonique de rang 4 est le plus dominant sur l'onde du courant.
- ❖ Aussi que nous remarquons que l'alimentation du moteur asynchrone par l'onduleur deux niveaux permet d'obtenir un fonctionnement instable avec vibration ainsi qu'un niveau de bruit est fort.

III.8.3 Implémentation en temps réel MLI sinus-triangle d'onduleur à trois niveaux

Après la réalisation de montage, le téléchargement et l'exécution du programme, on trouve les résultats suivants :

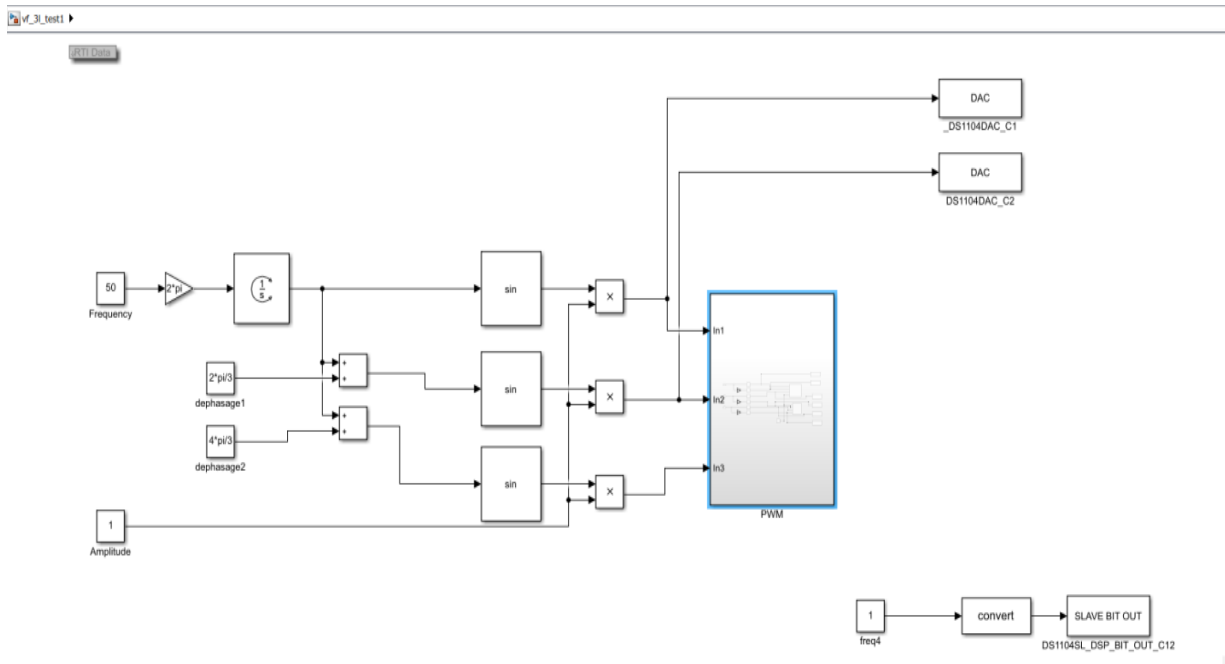


Fig. III. 61 : Schéma bloc Simulink de PWM

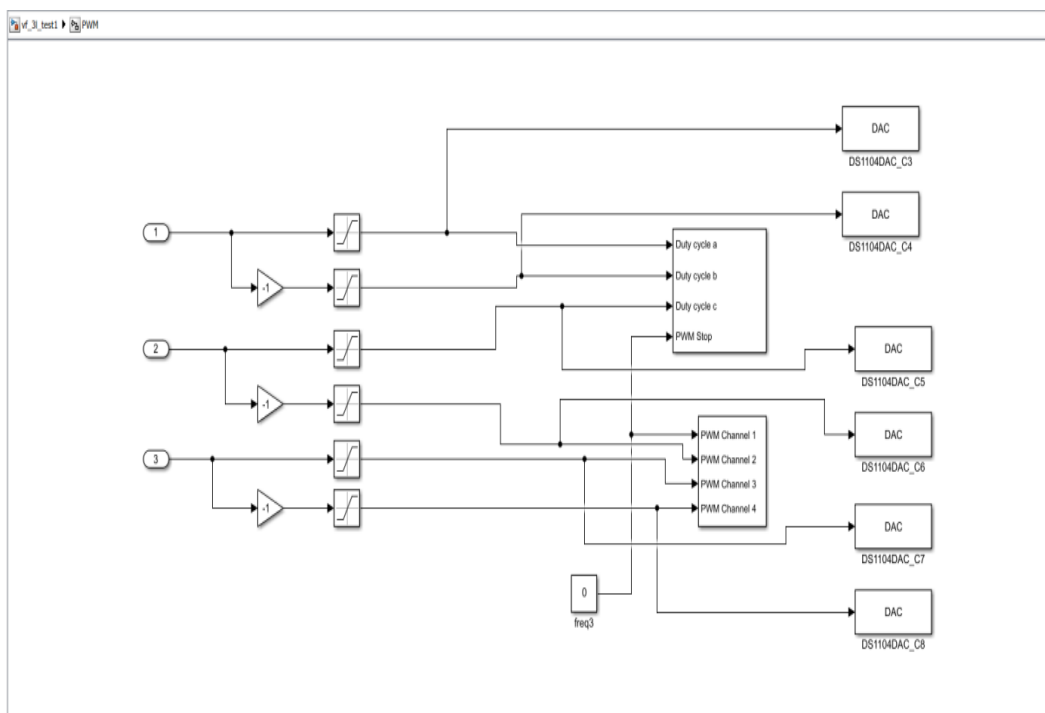


Fig. III. 62 : Schéma bloc Simulink de MLI d'onduleur à 3 niveaux par carte DSpace

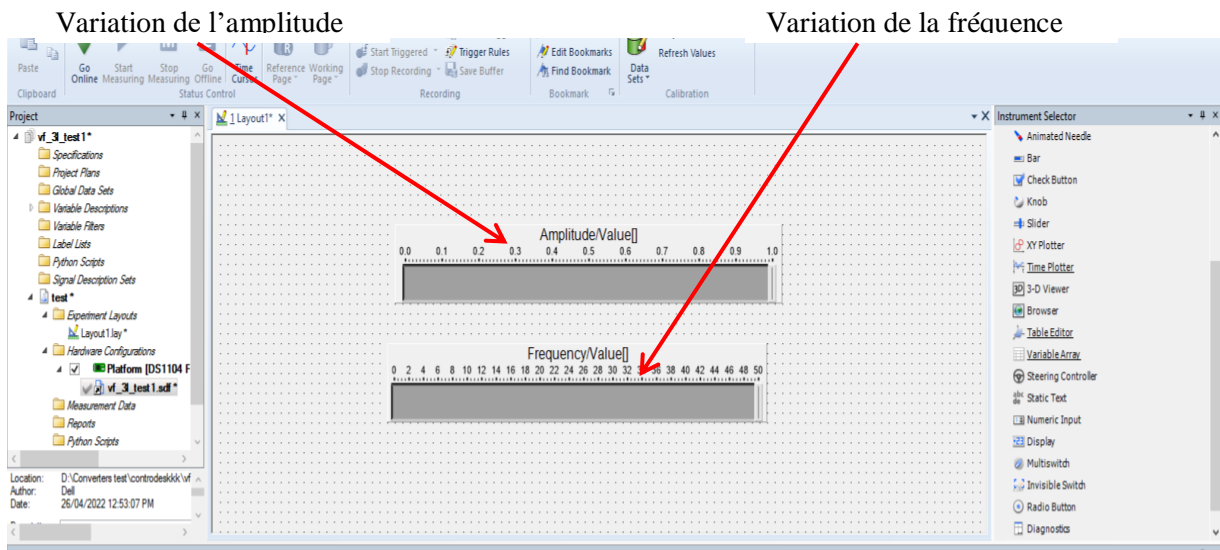


Fig. III. 63 : Figure Control desk pour varier l'amplitude et la fréquence de tension de référence

Phase PWM signal generation (PWM3):

Le DSP esclave fournit 3 canaux de sortie (phases) pour la génération de signaux PWM triphasés (PWM3) dans la plage de fréquences 1,25 Hz ... 5 MHz . Pour PWM3, le DS1104 (et les panneaux de connexion optionnels CP1104/CLP1104) fournit les signaux pour les phases PWM3 non inversée et inversée(help Matlab) :

Tableau .III.4:PWM3 phase (Help Matlab)

PWM3 phase	Singnal name of non-inverted PWM3 phase	Singnal name of corresponding inverted PWM3phase
1	SPWM1	SPWM2
2	SPWM3	SPWM4
3	SPWM5	SPWM6

Les signaux PWM3 sont centrés autour du milieu de la période PWM (mode symétrique). La polarité des signaux PWM3 non inversés est active haute.

DS1104SL_DSP_PWM :

Le tableau suivant montre le mappage entre le bloc RTI et les fonctions RTLIP et les broches correspondantes utilisées pour fournir des signaux PWM monophasés.

Tableau.III.5: DS1104SL_DSP_PWM (Help Matlab)

Related RTI block	Related RTLIP functions	Channel	Conn. Pin	Sub- D Pin	Pin on CP/CLP	Signal
DS1104SL_DSP_PWM	See slave DSP PWM generation	Ch 1	P1 23	P1B 21	CP18 5	ST2PWM
		Ch 2	P1 31	P1B 6	CP18 10	SPWM7
		Ch 3	P1 29	P1B 22	CP18 29	SPWM8
		Ch 4	P1 27	P1B 38	CP18 11	SPWM9

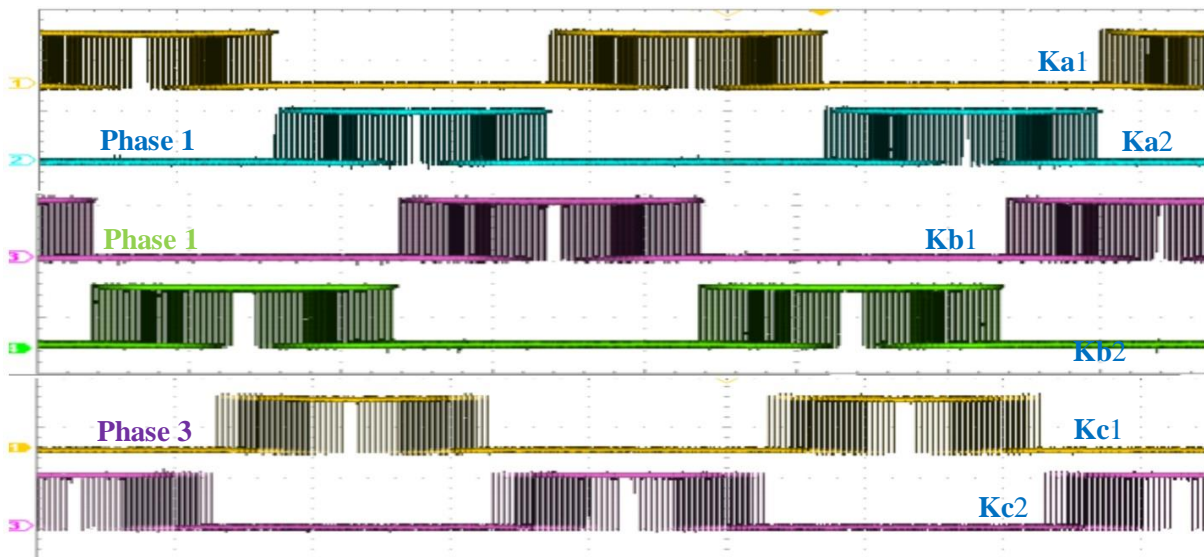


Fig. III. 64 : signal de commande de phase 1, phase 2 et phase 3

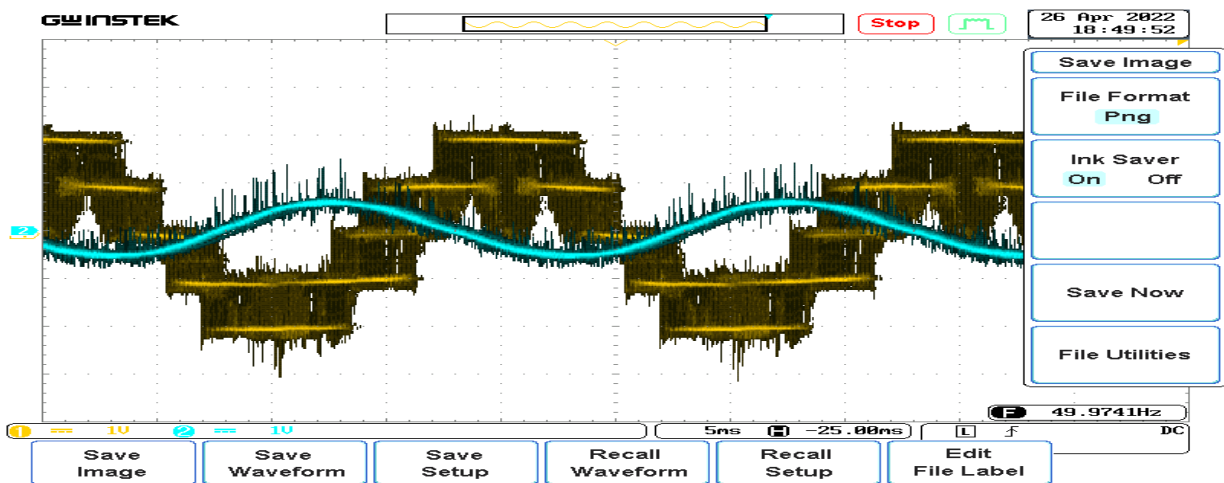


Fig. III. 65: la tension composé V_{ab} et le courant I_a (bleu)

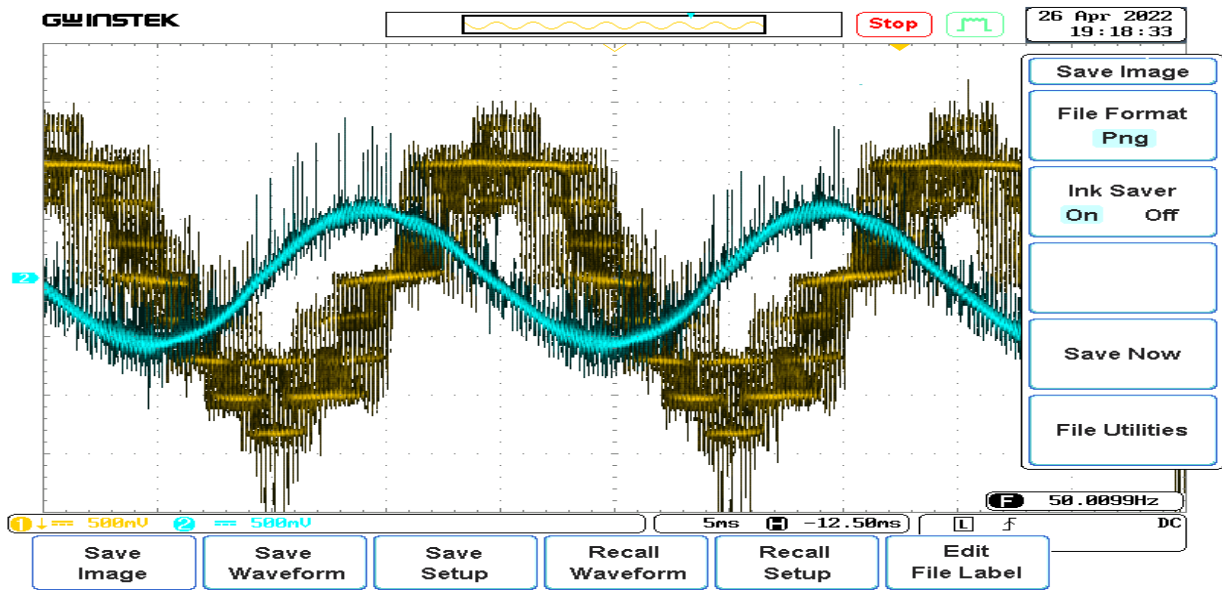


Fig. III. 66 : la tension simple V_{an} et le courant I_a (bleu)

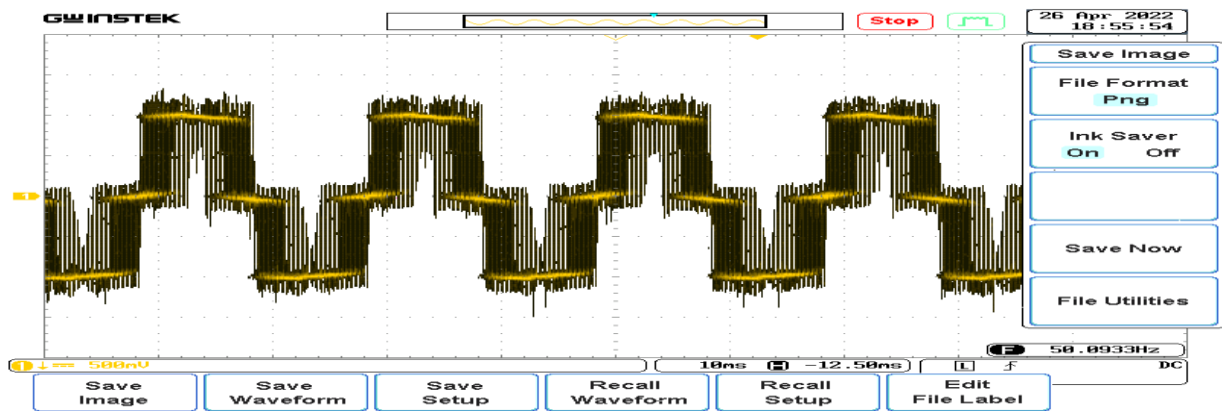


Fig. III. 67: la tension V_{am}

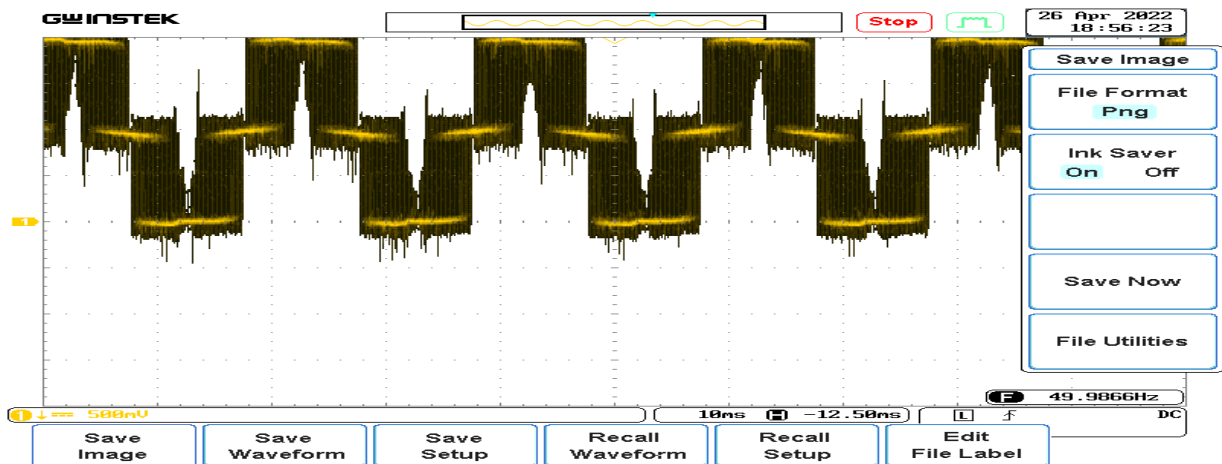


Fig. III.68 : la tension V_{ao}

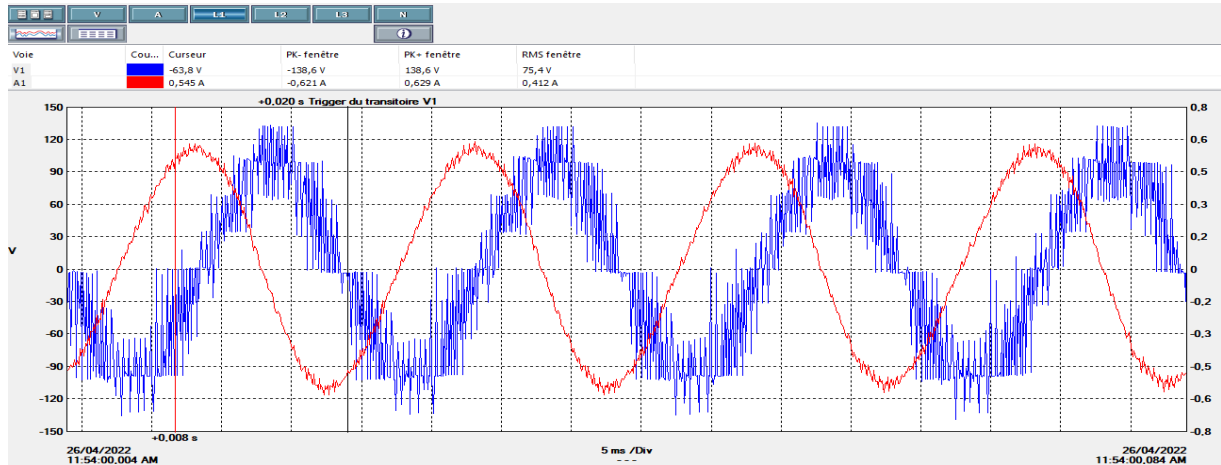


Fig. III. 69 : La tension de sortie Van (Bleu) et le courant Ia (Rouge) transitoire

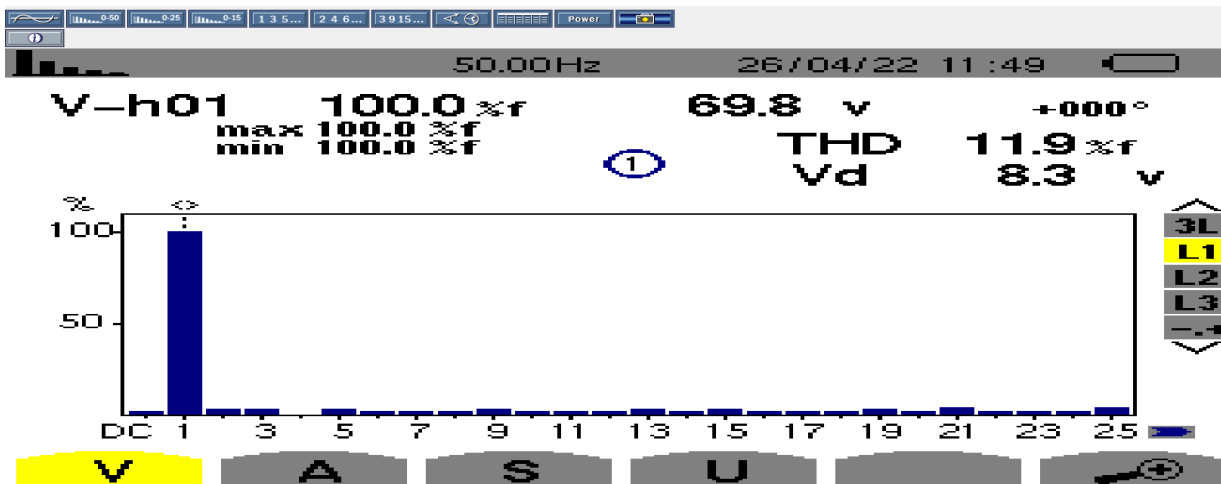


Fig. III. 70 : spectre harmonique de tension Van

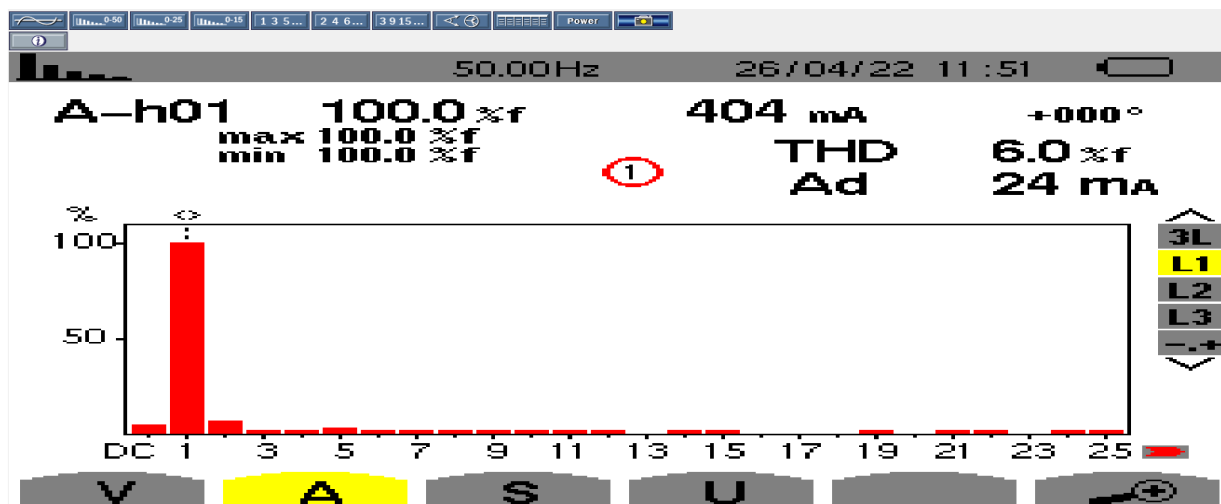


Fig. III. 71 : spectre harmonique de courant Ia

III.8.3.1 Interprétation des résultats

- ❖ Les tensions Van, Vab et courant Ia sont sous la forme sinusoïdale. Ou Van : tension simple à trois niveaux de tension, Vab : tension composé à deux niveaux de tension,
- ❖ Les tensions Vam et Vao sont sur le formulaire périodique ou l'on trouve que :Vam : est symétrique par rapport à l'axe y=0, Vao : est symétrique par rapport à l'axe y=1v
- ❖ Le Taux de distorsion harmonique mesure 11.9% de tension et 6.0% du courant
- ❖ D'après le spectre d'harmonique du courant les harmoniques du rang 13,17et 23 sont nulles, par contre l'harmonique de rang 2,5 est le plus dominant sur l'onde du courant.
- ❖ nous remarquons que l'alimentation du moteur asynchrone par l'onduleur trois niveaux permet d'obtenir un fonctionnement stable sans vibration ainsi qu'un niveau de bruit est faible par rapport à l'onduleur deux niveaux.

III.9 Etude comparative

Le tableau suivant résume l'étude de comparaison des différentes techniques MLI sinus-triangle.

Tableau. III. 6 : Résultat de simulation

Type d'onduleur	2 niveaux	3 niveaux			5 niveaux		
		1 ^{er} méthode	2 ^{ème} méthode	3 ^{ème} méthode	1 ^{er} méthode	2 ^{ème} méthode	3 ^{ème} méthode
THD de tension	104.43%	41.84%	66.97%	67.20%	21.71%	35.57%	29.62%
THD de courant	29.62%	15.54%	36.33%	17.85%	9.74%	20.30%	15.96%
Oscillation du couple	Très fort	Faible	Fort	Moyenne	Très faible	Moyenne	Faible

Résultat d'implémentation pratique en temps réel :

Tableau. III. 7 : Résultat d'implémentation pratique

Type d'onduleur	2 niveaux	3 niveaux
THD de tension	21.8%	11.9%
THD de courant	7.4%	6.0%

D'après les résultats, on constate que la forme non sinusoïdale du courant provoque des oscillations du couple et ce qui provoque également les vibrations et le bruit du moteur.

Grâce aux résultats, nous avons constaté que plus les oscillations du couple sont importantes, plus les vibrations dans le moteur et le bruit qui en émane sont importants, et c'est ce que nous ne voulons pas qu'il se produise.

Nous concluons que la MLI sinus-triangle d'onduleur à cinq niveaux utilisant la première méthode (MLI à disposition en p) permet une amélioration considérable des formes d'onde de la tension et du courant et ce qui traduit par leurs THD par rapport des autres techniques. Par conséquent, l'augmentations des niveaux de l'onduleur provoque la diminution des taux d'harmoniques et l'oscillation du couple.

D'autre part, on constate que le moteur asynchrone joue un rôle d'un filtre passif et cela traduit par le taux d'harmoniques faible du courant par rapport à la tension d'alimentation.

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de la simulation de technique MLI (onduleur à deux, trois et cinq niveaux) et l'implémentation en temps réel de MLI (d'onduleurs deux niveaux et trois niveaux) avec l'aide de la carte DSpace 1104.

D'après les résultats de simulation obtenus on constate que l'onduleur cinq niveaux présente un taux d'harmonique réduit par rapport aux onduleurs trois et deux niveaux, d'autre part la 1^{ère} technique MLI (en disposition en p) présente un taux d'harmoniques faible par rapport aux autres techniques. Afin de valider et confirmer les résultats de simulation une implémentation pratique en utilisant Dspace 1104 a été réalisée. Dans contexte, les résultats obtenus en pratique montrent également les hautes performances de l'onduleur trois niveaux par rapport à l'onduleur deux niveaux en ce qui concerne le taux d'harmoniques.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail est porté sur l'étude des onduleurs multi-niveaux à structure NPC commandés par des différentes techniques MLI. Afin de valider et tester les différentes topologies et les différentes techniques MLI, une étude de simulation sous l'environnement Matlab a été réalisée. D'autre part, une implémentation pratique au sein du laboratoire de recherche a été également réalisée en utilisant un onduleur deux niveaux, trois niveaux NPC, carte DSPACE1104, moteur asynchrone à cage d'écreuil.

D'après l'étude de simulation on constate que l'onduleur MLI à deux niveaux présente des formes d'onde pour la tension et pour le courant riche en harmonique, c'est à dire un taux d'harmoniques élevé. Cependant, ces formes d'ondes sont améliorées lorsqu'on utilise des onduleurs multi-niveaux (trois, cinq niveaux,...).

Pour les différentes techniques de commande MLI, on constate que la première méthode (MLI à disposition en p) la plus efficace parce qu'elle présente des formes d'onde de tension et de courant proches à la forme sinusoïdale, c'est à dire un taux d'harmonique réduit et par conséquent les oscillations du couple sont faibles. Par conséquent, l'augmentation des niveaux des onduleurs NPC (trois, cinq niveaux, ...) provoque la diminution des taux d'harmoniques et l'oscillation du couple.

Afin de valider l'étude de simulation, un banc d'essai a été réalisé au sein du laboratoire de recherche. L'étude expérimentale confirme que l'onduleur trois niveaux présente des formes d'ondes proches aux formes sinusoïdales, ce qui permet de réduire le taux d'harmoniques d'une manière significative par rapport au taux d'harmonique obtenu par l'onduleur deux niveaux. Aussi que nous constatons que l'alimentation du moteur asynchrone par l'onduleur trois niveaux permet d'obtenir un fonctionnement stable sans vibration ainsi qu'un niveau de bruit est faible par rapport à l'onduleur deux niveaux.

A la fin de ce travail, on peut mentionner les perspectives suivantes:

- ✓ développement des nouvelles techniques de commande MLI pour l'onduleur multi-niveaux de tension.
- ✓ développement et tester des nouvelles structures pour les onduleurs multi-niveaux.
- ✓ Implémentation pratique des techniques de commande proposées dans ce travail en utilisant des cartes électroniques simples et moins coûteuses comme : Arduino, FPGA, RASPBERRY PI,...ect.

Références bibliographiques

- [1] G. Séguier, F. Notelet, «Électrotechnique industrielle», 3ème édition, Technique & Documentation-Lavoisier, Paris, 2006.
- [2] F. Labrique, G. Segulier, R. Bausiere, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance» 2ème édition, technique & documentation-Lavoisier, Paris, 1995, Université, 2000.
- [3] M. Pinard, «convertisseurs et électronique de puissance et puissance de commande, description », mise en œuvre Dunode, Paris, ISBN 978-10-049674-7, p116.
- [4] K. Merabet, «Commande d'un onduleurs triphasés basée sur la dispersion de la tension triphasée », mémoire présente à l'université du Québec a Trois-Rivières Comme Exigence Partielle de la maîtrise en génie électrique Maîtrise, Université du Québec, 2011
- [5] M .Benhachemi, Kh. Messahli, «Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux» , Mémoire de master , Université d'ADRAR,2017.
- [6] F. Berrezzek, «Etude des différentes techniques des commande des onduleurs à MLI associés à une Machine Asynchrone », Mémoire Magister, BADJI Mokhtar-ANNABA , 2006.
- [7] S. Guy ,B. Robert,F. Labrique, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternatif » , (volume 4). Edition tec &doc, 1995.
- [8] A. Khoudiri, «Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi niveaux en cascade », Mémoire de Magistère, école militaire polytechnique, 2009.
- [9] L. Djafer, «MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multi niveaux. application à la conduite de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril, 2009.
- [10] H. DJeghloud, «Filtrage actif de puissance », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.
- [11] J. Rodriguez, «M-Level inverters: a survey of topologies, control and applications », IEEE trans, On ind. Appl, 2002.
- [12] A. Ouacif, C. Nebchi, «Simulation et Implémentation en Temps Réel des Techniques de Commande MLI d'un Onduleur Triphasé de Tension », Mémoire de master , Université Mohamed Khider, Biskra , 2021.

- [13] H. Ben Zemammouch, «Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba, 2010.
- [14] W. Boucheritte, «Convertisseurs multi niveaux dans les systèmes PV connectés au réseau », Mémoire de Magister en Electrotechnique, 2013.
- [15] F. Mnif, «Etude et réalisation des lois de commande par mode de glissement et par approche géométrique: application à un onduleur de tension monophasés », Thèse Doctorat, Université du Québec,1991.
- [16] A. Mansouri, « Commande des onduleurs multi-niveaux », Mémoire de Master, Université de mohamed boudiaf-m'sila, 2016.
- [17] A. Ammiche, «Commande des onduleurs multi-niveaux de tension à diode flottante» mémoire de Master, Université de M'sila 2012/2013.
- [18] J.S. Mariethoz, «Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multi niveaux asymétriques : topologie, modulation et commande», Thèse de l'Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne ,2005.
- [19] Y. Diaf, DJ. Ben Anter, « Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par MLI à structure multi niveaux », Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.
- [20] S. Mechri, « Réalisation d'un onduleur de tension monophasé contrôle par une carte arduino», Mémoire de Master, Université Constantine I, 2014.
- [21] J. N. Fiorina, « Onduleurs et harmoniques », Cahiers techniques N°159, Schneider électrique, 1992.
- [22] S.Patel, G.Hoft, «Generalized Technique of Harmonic elimination and control voltage in thyristorinverter» Part I: Harmonic elimination »IEEE-IA vol IA-9, May/June 1974.
- [23] A. Midoune, «New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives » IEE ProceVol 133, Pt.B, N°4, july 1986.
- [24] S.R Bowes,T. Davies, « Novel approach to analysis of modulation processes in power converter», Proc IEE., vol 132, N°5, May 1975.
- [25] A. Haddoun, «Systèmes Electriques et Automatique (SEA) Modélisation et commande d'un onduleur MLI » Mémoire de Master, Universitaire Larbi Ben Mhidi Oum El-Bouaghi , 2009.

- [26] C.Said, «Etude des stratégies de commande de l'onduleur», Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2008.
- [27] Z.Ghorzi, A.Mimouni, «Stratégies de commande des onduleurs», Mémoire de Master, école supérieure en sciences appliquées tlemcen, 2019.
- [28] N.Adjimi , W.Belaidi , «Modélisation et commande d'un onduleur MLI», Mémoire de Master, Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi, 2009.
- [29] M.Yaichi, « analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (spacevector modulation) appliquée aux onduleurs multi niveaux», Mémoire de Mmagister, Université Djilali liabes , Sidi-Bel-Abbès,2006.
- [30] A.Boukaroura, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bon-graph », Mémoire magister, Université Farhat Abbas setif, 2009.
- [31] K .Merabet, «Commande mu d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée», Université du québec, 2011.
- [32] F. Berrezek, « Etude des différentes Techniques des commande des onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Mémoire de Magister, Université BADJI Mokhtar Annaba, 2006.
- [33] B Abdelmalik, «commande par mli vectorielle d'un onduleur multi-niveaux », thèse de Doctorat, Université BADJI Mokhtar Annaba, 2018.
- [34] W. BenSalah, N et H Boutaleb, « Etude de la commande des redresseurs MLI», Mémoire de Master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'AinTemouchent,2016.
- [35] BESSOLTANE Abdelkrim -BENTATA Med redouane, « Etude comparative de la commande d'un onduleur multi niveaux de type NPC alimentant un mot», Mémoire de Master, Université abdelhamid ibn badis mostagane, 2018.
- [36] K. Saidoun, M. Si moussi, «Commande MLI d'un onduleur multi niveaux», Mémoire de Master, Université mouloud mammeri tizi-ouzou, 2015
- [37] L.dJAAFER, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi niveaux », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, El-Harrach,Alger , 2009.
- [38] [20] Ludmil Stoyanov, « Etude de différentes structures de systèmes hybrides à sources d'énergie renouvelables », Thèse Doctorat, Université technique de Sofia, le 28 octobre 2011.

- [39] A.Bahi, « Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE » Mémoire de Master, Université d'el oued.
- [40] F. Gherbi, A. Hemici, Dj. Ghoul, «Modélisation et simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux de tension », Mémoire d Master, Université Echahid Hamma Lakhdar El-Oued, 2019.
- [41] M. Abdelkebir, N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», Mémoire d'ingénieur université, Msila, juin 2005.
- [42] S. Hamzurlaine, H. zelilef, « Commande d'un onduleur triphasé par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions à élimination sélective d'harmoniques », Mémoire d Master, 2018.

ملخص

العيب الرئيسي للمموج ثنائي المستوى يكمن في المعدل التوافقي العالي. في الأدبيات ، تم اقتراح العديد من الهياكل متعددة المستويات والعديد من استراتيجيات التحكم في MLI لحل هذه المشكلة. في هذا العمل ، قدمنا دراسة حول المموج ذو المستويين ، والثالث ، والخماسي مع هيكل NPC ، وكذلك على استراتيجيات التحكم المختلفة في MLI. من أجل التحقق من صحة واختبار كل نوع من أنواع المموج متعدد المستويات بالإضافة إلى استراتيجيات التحكم المقترحة في هذا العمل ، تم إجراء دراسة محاكاة وتنفيذ عملي باستخدام لوحة DSpace 1104. النتائج التي تم الحصول عليها تؤكد كفاءة المموج متعدد المستويات مقارنة بالمموج ثنائي المستوى فيما يتعلق بالمعدل التوافقي المنخفض. من ناحية أخرى ، فإن استخدام المموجات متعددة المستويات في أنظمة القيادة متغيرة السرعة يضمن التشغيل المستقر بدون اهتزاز وكذلك يقلل من الضوضاء.

الكلمات المفتاحية: مموج ثنائي المستوى ، متعدد المستويات ، هيكل NPC ، MLI ، لوحة DSpace 1104

Résumé

L'inconvénient majeur de l'onduleur deux niveaux réside dans le taux d'harmoniques élevé. Dans la littérature plusieurs structures multi-niveaux et plusieurs stratégies de commande MLI ont été proposées pour résoudre ce problème. Dans ce travail, nous avons présenté une étude sur l'onduleur deux, trois, et cinq niveaux à structure NPC, ainsi que sur les différentes stratégies de commande MLI. Afin de valider et tester chaque type de l'onduleur multi-niveaux ainsi que les stratégies de commande proposées dans ce travail, une étude de simulation et une implémentation pratique en utilisant la carte DSpace 1104 a été réalisée. Les résultats obtenus confirme l'efficacité de l'onduleur multi-niveaux par rapport à l'onduleur deux niveaux en concerne le taux d'harmonique réduit. D'autre part l'utilisation de l'onduleur multi-niveaux dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable assure un fonctionnement stable sans vibration ainsi que permet de réduire le bruit.

Mots clés : Onduleur deux niveaux, multi-niveaux, structure NPC, MLI, DSpace 1104.

Abstract

The major drawback of the two-level inverter lies in the high harmonic rate. In the literature several multi-level structures and several PWM control strategies have been proposed to solve this problem. In this work, we presented a study on the two, three, and five level inverter with NPC structure, as well as on the different PWM control strategies. In order to validate and test each type of the multilevel inverter as well as the control strategies proposed in this work, a simulation study and a practical implementation using the DSpace 1104 board was carried out. The results obtained confirm the efficiency of the multi-level inverter compared to the two-level inverter with regard to the reduced harmonic rate. On the other hand, the use of multi-level inverter in variable speed drive systems ensures stable operation without vibration as well as reduces noise.

Keywords: Two-level inverter, multi-level, NPC structure, MLI, DSpace 1104.