

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen

Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

Présenté pour l'obtention du **diplôme de MASTER**

**en Electrotechnique**

**Spécialité Commandes électriques**

**par MEZERAI Alaa-Eddine**

**et BEZARA Chaima**

**Sujet**

**Etude de différents techniques de modulation de largeur d'impulsion destinées à la commande d'un onduleur triphasé**

Soutenu publiquement, le 08 / 06 / 2024, devant le jury composé de :

Mr BRIKCI NIGASSA Mohamed Amine	Maitre-assistant B	Univ. Tlemcen	Président
Mr LOUCIF Mourad	Maitre de conférences A	Univ. Tlemcen	Directeur de mémoire
Mr MECHERNENE Abdelkader	Maitre de conférences A	Univ. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
Mr LAZREG Haithem Mohamed	Maitre de conférences A	Univ. Tlemcen	Examineur 1

Année universitaire : 2023 / 2024

---

## Dedicaces 1

À Mes parents, Qui m'ont soutenu tout au long de mes études et m'ont encouragé à poursuivre mes ambitions. Votre amour et votre dévouement ont été essentiels pour mener à bien ce projet ;

à mes très chers frères et mes sœurs ;

à mon directeur de Briqueterie ENNOUR Mr. Bendimrad Mokhtar et responsable de service électrique Mr. Medjahdi Samir ;

à mes très chers collègues de Briqueterie ENNOUR ;

à mon binôme Bezara Chaima ;

Enfin à toute la promotion Electrotechnique, option Commande électrique de l'année 2023-2024 .

Alaa-Eddine MEZERAI  
Tlemcen, le 08 Juin 2024

---

## Dedicaces 2

**J**E souhaite dédier ce mémoire à :

- mon père qui ma toujours poussé et celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, à toi mon père, ta sagesse et tes conseils avisés sont des trésors que je chéris et que je transmettrai à mon tour.

- Á la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ma mère celle qui a été le plus grand soutien tout au long de ma vie, ton amour ta patience et ta sagesse ont été une grande aide pour moi, á travers les hauts et les bas de la vie, tu as toujours été lá, soutenant chacun de mes pas avec ton amour inébranlable.

- Á mes grand-mères hadja Rahema et Yamena ;

- Á mes tantes Safia, Mimouna, Naima ;

- Á mes sœurs Imane, Achwak, Meriem et sa petite famille Abderahim, Mohammed, Yara ;

- Á mes frères Abdellah et Abderahmane, Á mes cousins Youcef, Omar, Walid, Soufian, Reda, Wanis, Aymen, Noufel ;

- à mon binôme Mezerai Alaa-Eddine ;

- Á mes très chers amis : B. Hadjer, S. Soumia, M. Amira, D. Amira, C. Manel, B. kammilia, D. Zayneb, Y. Imane, S. Nesrin, L. Selma, khadidja, Lina, Ikhlass, Wafae ;

- Á mes amis de l'université : D. Mehdi, H. Zouhir, L. Sadjidj, B. Ahmed, B. Mouad ;

Chaima BEZARA  
Tlemcen, le 08 Juin 2024

---

## Remerciements

Elhamdulillah de nous avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever nos mains vers le ciel et de dire "Elhamdulillah".

On tient à remercier à nos parents et nos proches, qui m'ont soutenu durant les moments de doute et d'abandon, qui ont plus cru en nous.

On tient à exprimer nos profondes gratitude à notre promoteur Mr LOUCIF Mourad, maitre de conférence à l'université de Tlemcen, pour avoir encadré ce mémoire avec enthousiasme et dynamisme, ainsi de nous avoir passionnément et efficacement orientés sa disponibilité et pour nous avoir communiqué sa passion pour la recherche.

Un grand merci également à Mr MECHERNENE Abdelkader, maitre de conférence à l'université de Tlemcen et Mr MELIANI Sidi Mohammed Professeur à l'université de Tlemcen, pour ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.

Ensuite, nous remercions les membres de jury Mr BRIKCI NIGASSA Mohamed Amine, maitre assistant à l'université de Tlemcen et Mr LAZREG Haithem Mohamed maitre de conférence à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'ils nous ont fait, en acceptant d'examiner et d'évaluer notre travail.

Comme un dernier souffle, il est donc important pour nous d'adresser nos sincères remerciements à toutes les personnes qui nous ont permis de réaliser notre mémoire.

*Alaa-eddine MEZARAI      Chaima BEZARA*  
*Tlemcen, le 8 juin 2024*

# TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	x
GLOSSAIRE	xii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
<b>I GÉNÉRALITÉS SUR LES COMMANDES DES ONDULEURS TRIPHASÉ</b>	<b>3</b>
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 CONVERSION CONTINU-ALTERNATIF	4
I.3 CLASSIFICATION DES ONDULEURS TRIPHASÉS	4
I.3.1 Onduleur non autonome	5
I.3.2 Onduleur autonome	5
I.3.3 Onduleur de tension	5
I.3.4 Onduleur de courant	5
I.3.5 Onduleur monophasé	6
I.3.6 Onduleur triphasée	7
I.3.7 Onduleur résonance	7
I.3.7-a Onduleur à résonance série	7
I.3.7-b Onduleur à résonance parallèle	7
I.3.8 Onduleur multiniveaux	8
I.4 PERFORMANCE DE COMMANDE DES ONDULEURS	9
I.4.1 Commande plein onde	10
I.4.2 Commande plein onde décalée 120°	11
I.4.3 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	12
I.5 PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	12
I.6 ONDE BIPOLAIRE EN MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	13
I.7 DÉCOMPOSITION EN SÉRIE DE FOURIER D'UN SIGNAL MLI	14
I.8 MÉTHODE DE NEWTON-RAPHSON	16
I.9 CONCLUSION	17
<b>II ETUDE DES DIFFÉRENTES TECHNIQUES TRIPHASÉ DE COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION</b>	<b>18</b>

II.1	INTRODUCTION . . . . .	19
II.2	MLI SINUS TRIANGLE . . . . .	19
II.2.1	Calcul des largeurs des impulsions . . . . .	20
II.3	MLI À ÉCHANTILLONNAGE RÉGULIER . . . . .	21
II.3.1	Modulation à échantillonnage régulier symétrique . . . . .	21
II.3.1-a	Calcul des largeurs des impulsions . . . . .	21
II.3.2	Modulation à échantillonnage régulier asymétrique . . . . .	22
II.3.2-a	Calcul des largeurs d'impulsions . . . . .	23
II.4	MLI SUBOPTIMALE . . . . .	23
II.4.1	Optimisation du taux d'injection . . . . .	23
II.5	MLI PRÉ-CALCULÉE OU OPTIMISÉE . . . . .	24
II.5.1	Principe de la méthode . . . . .	25
II.5.2	Avantages . . . . .	25
II.6	MLI VECTORIELLE . . . . .	26
II.6.1	Principe de la modulation vectorielle (SVM) . . . . .	26
II.6.2	Localisation du vecteur de référence . . . . .	28
II.6.3	Calcul des temps de commutation . . . . .	29
II.6.4	Génération des impulsions de commande . . . . .	31
II.7	CONCLUSION . . . . .	32
III	SIMULATION DES DIFFÉRENTES TECHNIQUES DE MODULATION DE LAR- GEUR D'IMPULSION . . . . .	<b>33</b>
III.1	INTRODUCTION . . . . .	34
III.2	RÉSULTATS DE SIMULATION DE DIFFÉRENTS COMMANDE MLI . . . . .	34
III.2.1	Simulation de la technique MLI Sinus triangle . . . . .	34
III.2.2	Simulation de la technique MLI Symétrique . . . . .	36
III.2.3	Simulation de la technique MLI asymétrique . . . . .	37
III.2.4	Simulation de la technique MLI suboptimale . . . . .	38
III.2.5	Simulation de la technique MLI Calculée . . . . .	39
III.2.6	Simulation de la technique MLI vectorielle . . . . .	39
III.3	INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS . . . . .	40
III.4	COMPARAISON DES PERFORMANCES . . . . .	41
III.5	CONCLUSION . . . . .	41
IV	RÉALISATION PRATIQUE ET ANALYSE DES ESSAIS EXPÉRIMENTAUX . . . . .	<b>42</b>
IV.1	INTRODUCTION . . . . .	43
IV.2	PRÉSENTATION DE BANC D'ESSAI . . . . .	43
IV.3	PRÉSENTATION DE SYSTÈME DSPACE 1104 . . . . .	44
IV.4	PRÉSENTATION DU LOGICIEL CONTROLDESK . . . . .	45
IV.4.1	Animation mode (Fonctionnement en temps réel) . . . . .	46
IV.4.2	Circuit électronique de commande onduleur . . . . .	47
IV.5	RÉALISATION DE CÂBLE ENTRE DSPACE1104 ET L'ONDULEUR . . . . .	48
IV.6	MODIFICATION SCHÈMA BLOC MATLAB/SIMULINK . . . . .	49
IV.7	APPLICATION DE LA TECHNIQUE DE COMMANDE MLI SINUS TRIANGLE . . . . .	49
IV.7.1	Résultats de la technique de commande MLI sinus triangle . . . . .	50

---

IV.7.2	Interprétation des résultats MLI sinus triangle . . . . .	56
IV.8	APPLICATION DE LA TECHNIQUE DE COMMANDE MLI SUB-OPTIMAL . . . . .	57
IV.8.1	Résultats de la technique de commande MLI sub-optimal . . . . .	57
IV.8.2	Interprétation des résultats MLI sub-optimale . . . . .	62
IV.8.3	Application de la technique de commande MLI calculée . . . . .	63
IV.9	COMPARAISON DES PERFORMANCES . . . . .	64
IV.9.1	Discussion des résultats de l'implémentation des commandes MLI . . . . .	64
IV.10	CONCLUSION . . . . .	64
	CONCLUSION GÉNÉRALE . . . . .	65
	BIBLIOGRAPHIE . . . . .	68

# TABLE DES FIGURES

I.1	Symbole et signal d'un onduleur . . . . .	4
I.2	(a) Onduleur de courant et (b) Formes d'ondes . . . . .	5
I.3	Onduleur avec transformateur à point milieu . . . . .	6
I.4	Montage pratique d'un onduleur en demi-pont . . . . .	6
I.5	Structure d'un onduleur de tension monophasé (pont) . . . . .	6
I.6	Structure d'un onduleur de tension triphasé . . . . .	7
I.7	(A) Allure de la tension de sortie d'un onduleur sept niveaux (B) Allure de la tension de sortie d'un onduleur vingt-et-un niveau . . . . .	8
I.8	Structure d'un onduleur triphasé à cinq niveaux . . . . .	8
I.9	Schéma de principe de l'onduleur de tension multiniveaux (N niveaux) . . . . .	9
I.10	Onduleur de tension triphasé . . . . .	10
I.11	Formes des signaux de commande des interrupteurs $K1$ , $K2$ , $K3$ . . . . .	10
I.12	Forme d'onde de tension simple, tension composée et spectre d'harmonique pour une commande $180^\circ$ . . . . .	11
I.13	Formes des signaux de commande des interrupteurs $K1$ , $K2$ , $K3$ . . . . .	11
I.14	Principe de la modulation de largeur d'impulsions . . . . .	13
I.15	Signal de modulation de largeur d'impulsion . . . . .	13
I.16	Signal MLI . . . . .	14
II.1	Signal de commande MLI sinus triangle . . . . .	19
II.2	Largeur d'impulsion MLI sinus triangle . . . . .	20
II.3	Commande par modulation à échantillonnage régulier symétrique . . . . .	21
II.4	Commande par modulation à échantillonnage régulier asymétrique . . . . .	22
II.5	Différents signaux de la stratégie MLI triangle-sinusoidale avec injection d'harmonique d'ordre trois . . . . .	24
II.6	Forme d'onde de MLI pré-calculée . . . . .	25
II.7	Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux (hexagone de commutation) . . . . .	27
II.8	Limitation du vecteur de référence ( $v$ ) . . . . .	28
II.9	Organigramme de calcul du secteur . . . . .	29
II.10	Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle . . . . .	31
II.11	Logigramme de la modulation vectorielle à deux niveaux . . . . .	32
III.1	Signal MLI de la technique de commande Sinus triangle . . . . .	34
III.2	Résultats de simulation de MLI sinus triangle pour la tension simple $V_{an}$ . . . . .	35
III.3	Résultats de simulation de MLI sinus triangle pour la tension composée $V_{ab}$ . . . . .	35
III.4	Signal MLI de la technique de commande symétrique . . . . .	36
III.5	Résultats de simulation de MLI symétrique . . . . .	36

III.6	Signal MLI de la technique de commande asymétrique . . . . .	37
III.7	Résultats de simulation de MLI asymétrique . . . . .	37
III.8	Signal MLI de la technique de commande suboptimale . . . . .	38
III.9	Résultats de simulation de MLI suboptimale . . . . .	38
III.10	Spectre harmonique de la technique de commande MLI suboptimale . . . . .	38
III.11	Résultats de simulation de MLI calculée . . . . .	39
III.12	Résultats de simulation de MLI vectorielle . . . . .	39
IV.1	Banc d'essai de notre étude . . . . .	43
IV.2	Carte dSPACE DS1104 . . . . .	44
IV.3	Panneau de contrôle CP1104 (Connector Panel) . . . . .	45
IV.4	Interface graphique de ControlDesk . . . . .	46
IV.5	Bouton d'exécution Go online . . . . .	46
IV.6	Bouton d'exécution start measuring . . . . .	47
IV.7	Bouton d'exécution Go offline control . . . . .	47
IV.8	Image de circuit électronique de commande onduleur 0-15V . . . . .	47
IV.9	Câble de connecteur entre DS1104 et l'onduleur . . . . .	48
IV.10	Schéma de montage commande MLI sinus triangle sous Matlab/simulink . . . . .	49
IV.11	Résultats commande MLI sinus triangle (ControlDesk) . . . . .	50
IV.12	Signal de commande MLI $S_a$ sur ControlDesk . . . . .	51
IV.13	Signal de commande MLI ( $S_a$ Top, $S_a$ Bot) sur oscilloscope . . . . .	51
IV.14	Allure représentatif de temps mort sur oscilloscope . . . . .	51
IV.15	Tension de bus continue $V_{dc}$ sur ControlDesk . . . . .	52
IV.16	Tension composé $U_{ab}$ sur ControlDesk . . . . .	52
IV.17	Tensions composé $U_{ab}$ sur oscilloscope . . . . .	52
IV.18	Tension composée $U_{ab}$ sur Fluck . . . . .	53
IV.19	THD et spectre d'harmoniques de la tension composée pour $m = 80$ . . . . .	53
IV.20	THD et spectre d'harmoniques de la tension composée pour $m = 190$ . . . . .	53
IV.21	Tensions simple $V_a$ sur oscilloscope . . . . .	54
IV.22	Tension simple $V_a$ sur ControlDesk . . . . .	54
IV.23	Vitesse en $tr/min$ de la machine asynchrone à vide . . . . .	54
IV.24	Courants statoriques $i_a$ , $i_b$ et $i_c$ sur ControlDesk . . . . .	55
IV.25	THD et spectre d'harmoniques de courant pour $m = 80$ . . . . .	55
IV.26	THD et spectre d'harmoniques de courant pour $m = 190$ . . . . .	55
IV.27	Schéma de montage commande MLI sub-optimal sous Matlab/Simulink . . . . .	57
IV.28	Schéma de montage commande MLI sub-optimal (ControlDesk) . . . . .	58
IV.29	Tension de reference de la technique MLI sub-optimale . . . . .	58
IV.30	Signal de commande MLI sub-optimal ( $S_a$ top et $S_a$ bot) sur ControlDesk . . . . .	59
IV.31	Signal de commande MLI sub-optimal( $S_a$ Top, $S_a$ Bot) sur oscilloscope . . . . .	59
IV.32	Allure représentatif de temps mort de commande MLI sub-optimal sur oscilloscope . . . . .	59
IV.33	Tension de bus continue $V_{dc}$ sur ControlDesk . . . . .	60
IV.34	Tension composé $U_{ab}$ sur ControlDesk . . . . .	60
IV.35	Tension composé $U_{ab}$ sur oscilloscope . . . . .	60
IV.36	Tension simple $V_a$ sur ControlDesk . . . . .	61

---

IV.37	THD et spectre d'harmoniques de la tension simple pour $m=190$ sur Fluck .	61
IV.38	Courant statorique $ia, ib$ et $ic$ sur ControlDesk . . . . .	61
IV.39	THD et spectre d'harmoniques de courant pour $m=190$ sur Fluck . . . . .	62
IV.40	Vitesse en $tr/min$ de la machine asynchrone à vide . . . . .	62
IV.41	Schéma de montage commande MLI calculée (Matlab) . . . . .	63

---

## Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans cette thèse sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

### Indices et exposants

Symbole	Signification
Isc	Courant de court-circuit (Short circuit current)
Ipv	Courant du panneau photovoltaïque
Iph	Courant généré par la lumière incidente
Id	Courant de la diode
Vpv	Tension du panneau PV
G	Rayonnement sur la surface de panneau PV
Voc	Tension en circuit ouvert
Ns	Nombre de cellules en série
Np	Nombre de cellules en parallèle
Rs	Résistance en série de panneau solaire
Rp	Résistance en parallèle de panneau solaire
Is	Courant de saturation inverse de la diode
VT	Potentiel thermique

### Paramètres

Nom	Symbole	Unité
Impédance	$Z$	$\Omega$
Réactance	$X$	$\Omega$
Résistance	$R$	$\Omega$
Inductance	$L$	H
Moment d'inertie	$J$	kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	$f_v$	N.s/rad

**Grandeurs électriques et mécaniques**

<b>Nom</b>	<b>Symbole</b>	<b>Unité</b>
Temps	$t$	s
Tension	$U$	V
Courant	$I$	A
Puissance	$P$	W
Flux magnétique	$\phi$	Wb
Induction magnétique	$B$	T
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	/
Fréquence	$f$	Hz
Pulsation électrique	$\omega$	rad/s
Pulsation mécanique de rotation	$\Omega$	rad/s
Moment d'un couple	$C$	mN
Angle (position)	$\theta$	°, rad

---

## Glossaire

<b>Acronyme</b>	<b>Signification</b>
MLI	Modulation De Largeur D'impulsion
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
THD	Taux De Distorsion Des Harmonique
HMPWM	Harmonic Minimisation Pulse Width Modulation
HEPWM	Harmonic Elimination Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
SAI	Alimentation sans interruption
DC	Direct Current
AC	Alternatif Current

---

# Introduction générale

Dans le domaine de l'électronique de puissance, les onduleurs jouent un rôle crucial en permettant la conversion de l'énergie électrique continue en énergie alternative. Les onduleurs triphasés sont particulièrement importants pour alimenter les machines industrielles et les systèmes de distribution d'énergie. L'efficacité et la performance de ces onduleurs dépendent fortement des techniques de commande utilisées. Parmi celles-ci, la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) est une méthode répandue et efficace pour améliorer la qualité de la tension de sortie et minimiser les pertes.

## Contexte de l'étude

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande largement utilisée pour contrôler les onduleurs triphasés. Elle consiste à générer des signaux de commande pour les interrupteurs de puissance de l'onduleur en modulant la largeur des impulsions. Cette méthode permet de réguler la tension et la fréquence de sortie de l'onduleur, offrant ainsi un contrôle précis de la puissance transmise à la charge.

## Objectif

Ce projet de fin d'étude a pour objectif principal d'étudier et de comparer différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion appliquées aux onduleurs triphasés. Les objectifs spécifiques incluent :

1. Comprendre les principes de base et les classifications des onduleurs triphasés.
2. Analyser les performances des différentes techniques de commande des onduleurs.
3. Modéliser et simuler les différentes techniques de MLI pour onduleurs triphasés.
4. Réaliser des essais expérimentaux pour valider les modèles et comparer les performances des différentes techniques de MLI.

## Organisation du mémoire

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres principaux, chacun abordant un aspect clé du projet.

- Chapitre 1 : Généralités sur les commandes des onduleurs triphasés. Ce chapitre introduit les concepts fondamentaux de la conversion continue/alternative, les classifications des onduleurs triphasés, et les principes des commandes décalées et pleine onde. Il décrit également le principe général de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la décomposition en séries de Fourier de l'onde bipolaire.
- Chapitre 2 : Étude des différentes techniques triphasées de commande par modulation de largeur d'impulsion. Dans ce chapitre, nous définissons et analysons plusieurs techniques de MLI, telles que la MLI par échantillonnage naturel, symétrique, asymétrique, précalculée, suboptimale, et vectorielle.
- Chapitre 3 : Simulation des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion. Ce chapitre se concentre sur la modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux et la simulation des différentes techniques de MLI. Nous comparons les performances des MLI par échantillonnage naturel, symétrique, asymétrique, précalculée, suboptimale, et vectorielle.
- Chapitre 4 : Réalisation pratique et analyse des essais expérimentaux. Le dernier chapitre présente la plateforme d'essai, le système dSPACE DS 1104, et le logiciel ControlDesk. Il décrit les essais expérimentaux réalisés pour chaque technique de MLI étudiée, en utilisant un moteur asynchrone triphasé à cage comme charge, et compare les performances obtenues.

## Chapitre I

---

# Généralités sur les commandes des onduleurs triphasé

### SOMMAIRE

---

I.1	INTRODUCTION . . . . .	4
I.2	CONVERSION CONTINU-ALTERNATIF . . . . .	4
I.3	CLASSIFICATION DES ONDULEURS TRIPHASÉS . . . . .	4
I.3.1	Onduleur non autonome . . . . .	5
I.3.2	Onduleur autonome . . . . .	5
I.3.3	Onduleur de tension . . . . .	5
I.3.4	Onduleur de courant . . . . .	5
I.3.5	Onduleur monophasé . . . . .	6
I.3.6	Onduleur triphasée . . . . .	7
I.3.7	Onduleur résonance . . . . .	7
I.3.8	Onduleur multiniveaux . . . . .	8
I.4	PERFORMANCE DE COMMANDE DES ONDULEURS . . . . .	9
I.4.1	Commande plein onde . . . . .	10
I.4.2	Commande plein onde décalée 120° . . . . .	11
I.4.3	Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI) . . . . .	12
I.5	PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION . . . . .	12
I.6	ONDE BIPOLAIRE EN MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION . . . . .	13
I.7	DÉCOMPOSITION EN SÉRIE DE FOURIER D'UN SIGNAL MLI . . . . .	14
I.8	MÉTHODE DE NEWTON-RAPHSON . . . . .	16
I.9	CONCLUSION . . . . .	17

---

## I.1 Introduction

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques utilisés pour convertir l'énergie électrique continue en énergie alternative avec une amplitude et une fréquence réglable.

La commande des onduleurs triphasés est cruciale pour assurer un fonctionnement efficace. Différentes techniques de commande sont utilisées, telles que la commande en pleine onde qui est une méthode classique mais qui peut générer un grand nombre d'harmoniques de tension et de courant, augmentant ainsi la complexité et le coût des filtres[15]. La modélisation de la commande d'un onduleur triphasé peut être réalisée en utilisant des algorithmes de commande tels que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou des méthodes vectorielles basées sur la dispersion de la tension triphasée. Ces approches visent à améliorer le rendement et la performance des onduleurs triphasés[20].

## I.2 Conversion continu-alternatif

Un onduleur est un convertisseur DC-AC statique qui assure une conversion AC continue. Il est alimenté par une source continue, avec des modifications régulières des connexions entre l'entrée et la sortie pour obtenir une tension et un courant alternatifs en sortie, ou un système polyphasé.

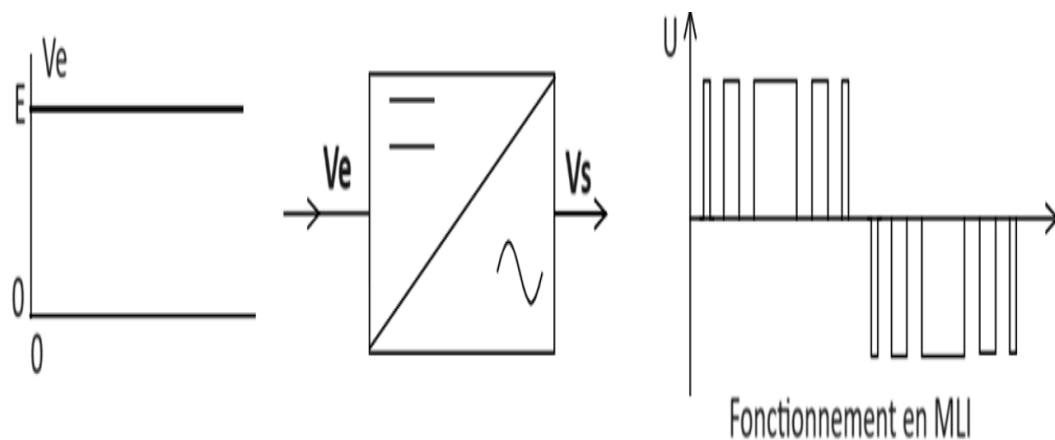


FIGURE I.1 – Symbole et signal d'un onduleur

## I.3 Classification des onduleurs triphasés

Il y a différents schémas d'onduleurs, chacune correspondant à un type d'application spécifique ou offrant les performances souhaitées. En règle générale, les onduleurs sont classés en fonction de différents critères. On peut classer les onduleurs en distinguant les onduleurs non autonomes et les onduleurs autonomes. Il y a un onduleur intermédiaire entre ces deux types d'onduleurs, connu sous le nom d'onduleur à la commutation par charge est également appelée "onduleur à résonance" [14].

### I.3.1 Onduleur non autonome

Les composants utilisés dans ce type d'onduleur sont de simples thyristors qui sont commandés uniquement à la fermeture, ce qui rend la commutation "naturelle". Ce genre d'onduleur est principalement utilisé dans les variateurs de moteurs synchrones de grande puissance, et souvent le seul composant utilisable est le thyristor [20].

### I.3.2 Onduleur autonome

Il s'agit d'un système qui requiert des composants qui sont commandés à la fois pour la fermeture et l'ouverture, avec une fréquence variable, et dont les instants de commutation sont déterminés par des circuits externes. La charge est insignifiante. Cet onduleur n'est pas réversible [20].

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [14] :

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

### I.3.3 Onduleur de tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue à faible impédance n'exerçant pas une influence lors la variation du courant consommé, il débite sur une charge de tension alternative. Utilisé dans diverses applications, notamment les alimentations électriques de secours et les entraînements à vitesse variable. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, celles à fréquences fixes et celles à fréquences variables. Généralement, les onduleurs sont soit monophasés, soit triphasés[21].

### I.3.4 Onduleur de courant

Un onduleur de courant c'est un onduleur où on a une charge de tension alternative connectée à une source de courant continu, l'impédance interne de la source est si élevée que le courant qui la traverse ne peut pas être altéré par les fluctuations de tension ( $U$ ) à ses bornes, en particulier les variations brusques de tension liées aux commutations[15].

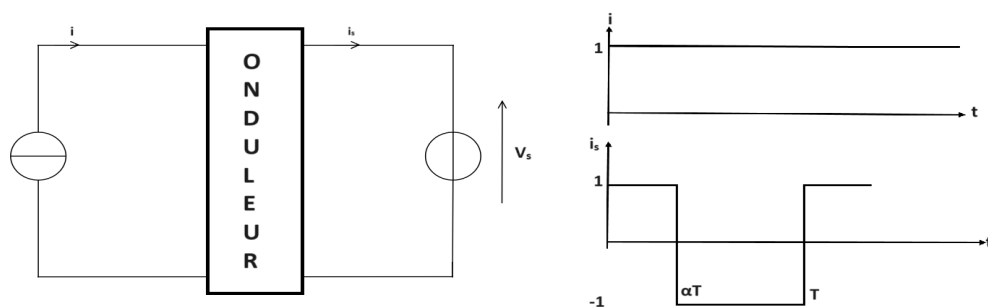


FIGURE I.2 – (a) Onduleur de courant et (b) Formes d'ondes

### I.3.5 Onduleur monophasé

C'est la conversion de la tension continue en tension alternative à l'aide de deux commutateurs nécessite un point intermédiaire du côté de la sortie alternative ou de l'entrée continu. Cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie oint milieu appelé onduleur pushpull figure (I.3).
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont figure (I.4).
- Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est l'onduleur monophasé en pont figure (I.5).

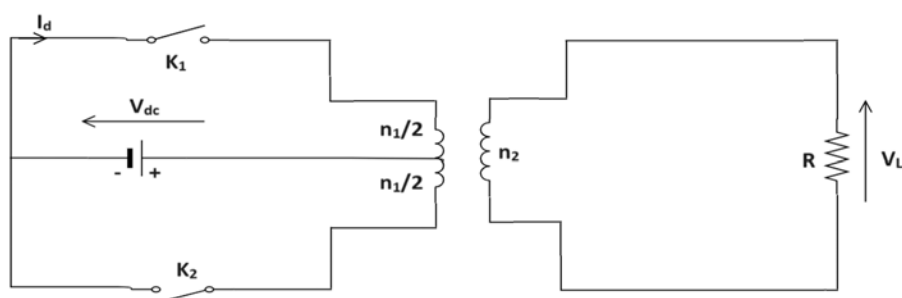


FIGURE I.3 – Onduleur avec transformateur à point milieu

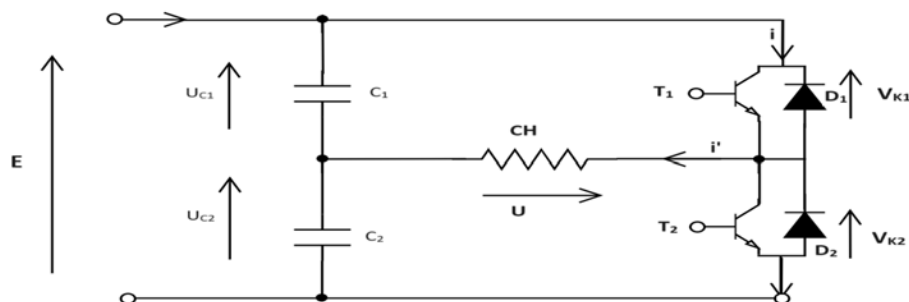


FIGURE I.4 – Montage pratique d'un onduleur en demi-pont

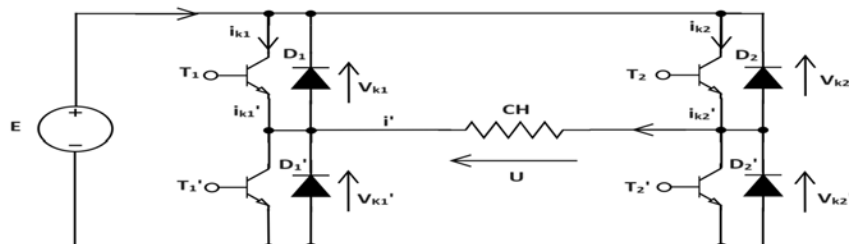


FIGURE I.5 – Structure d'un onduleur de tension monophasé (pont)

### I.3.6 Onduleur triphasé

Un onduleur de tension triphasé se compose de trois bras. Chaque bras dispose de deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur et l'ouverture de la charge de l'onduleur, qui est considérée comme une alimentation. Un commutateur bidirectionnel peut être créé par un transistor de puissance connecté en antiparallèle avec une diode de puissance. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue grâce à un filtre capacitif à la sortie du redresseur connecté au réseau alternatif. La charge de l'onduleur est un moteur asynchrone [15].

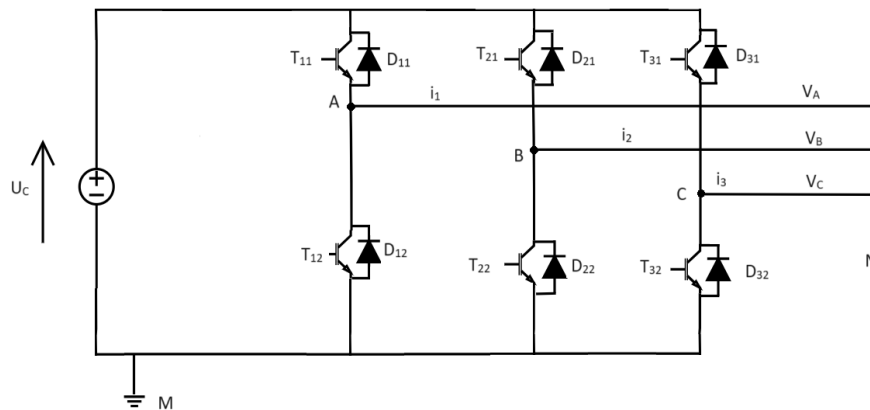


FIGURE I.6 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

### I.3.7 Onduleur résonance

Ces onduleurs vous permettent de régler le courant ou la tension et la fréquence. Dans le cas particulier où la charge est constituée d'un circuit résonant peu amorti, l'interrupteur peut être commandé à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Lorsque la charge change, la fréquence de contrôle change également. Cela signifie que la fréquence de l'onduleur dépend désormais de la charge et n'est plus autonome [14]. Il existe deux modèles de résonance.

#### I.3.7-a Onduleur à résonance série

Celui-ci débite sur un circuit RLC résonant série peu amorti. Dans ce cas, un inducteur est connecté en série avec la charge pour contrer les coupures de courant. L'onduleur doit donc être alimenté par une source de tension [1].

#### I.3.7-b Onduleur à résonance parallèle

Il débite sur un circuit RLC résonnant parallèle peu amorti. Il est donc nécessaire de connecter un condensateur entre les bornes de sortie pour faire face aux brusques fluctuations de tension. Par conséquent, l'onduleur doit être alimenté à partir d'une source de courant continu [1].

### I.3.8 Onduleur multiniveaux

Les onduleurs multi-niveaux peuvent générer des tensions de sortie avec trois niveaux ou plus, l'allure de la tension de sortie d'onduleur donnée sur figure (I.7)[25].

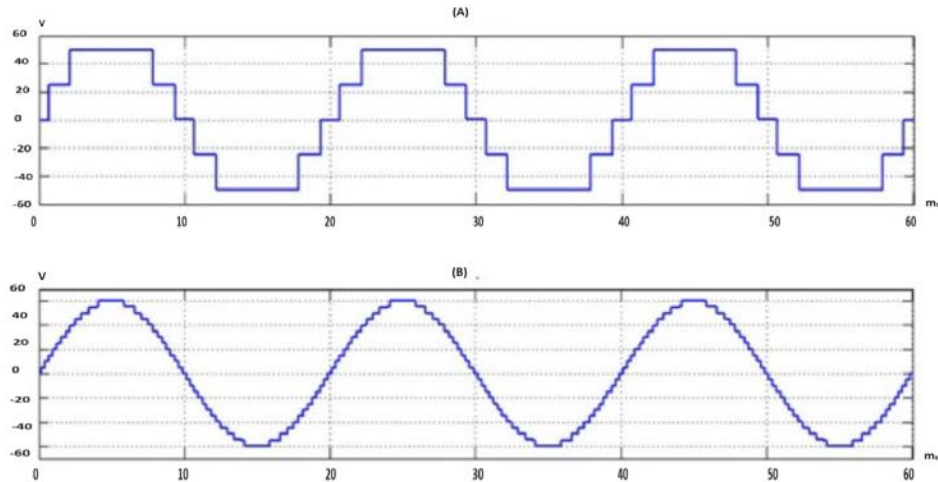


FIGURE I.7 – (A) Allure de la tension de sortie d'un onduleur sept niveaux (B) Allure de la tension de sortie d'un onduleur vingt-et-un niveau

L'augmentation du nombre de niveaux peut réduire la distorsion harmonique des tensions délivrées par le convertisseur. Le concept d'onduleurs de tension multi-niveaux est de diminuer le taux de distorsion harmonique de l'onde de sortie, sans réduire la puissance de sortie du convertisseur. La topologie de l'onduleur multi-niveaux illustrée à figure (I.8) réduit la tension à laquelle sont soumis les interrupteurs. Également elle augmente la tension efficace fondamentale appliquée au moteur en augmentant la tension de boucle[9].

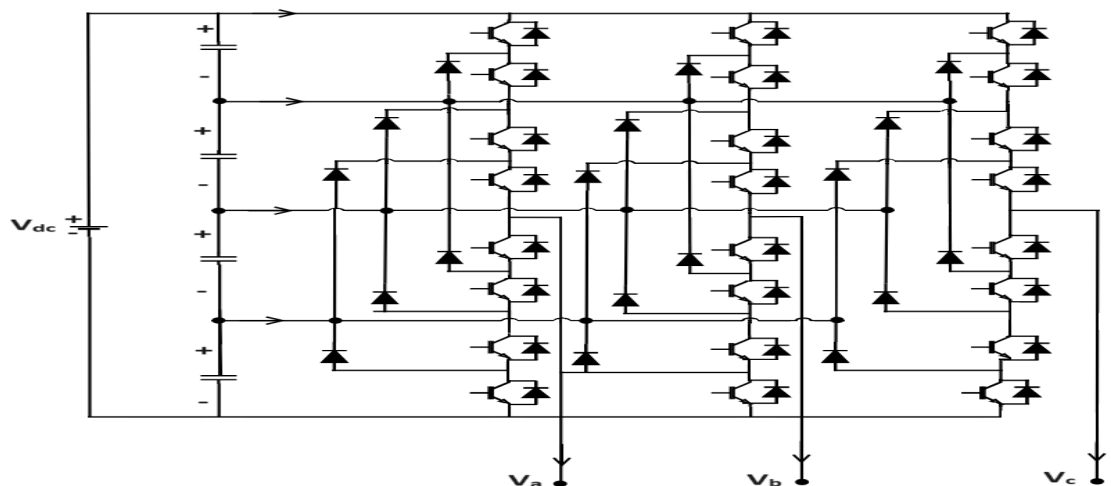


FIGURE I.8 – Structure d'un onduleur triphasé à cinq niveaux

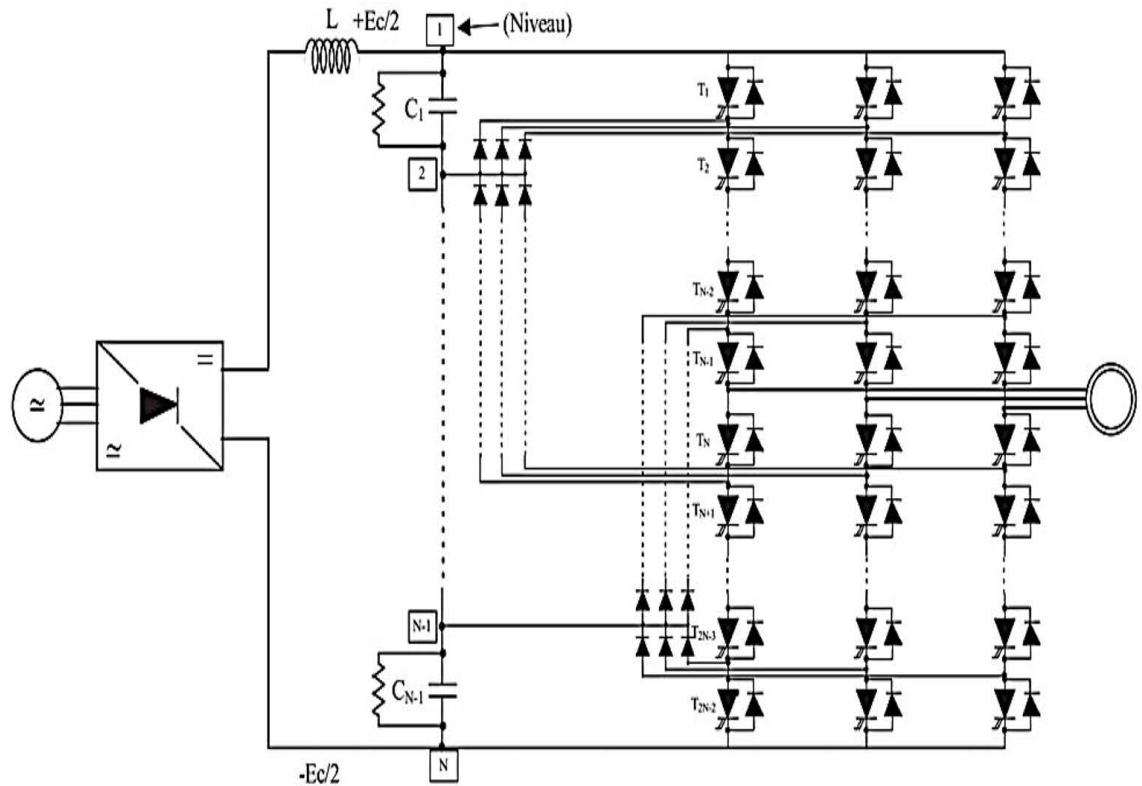


FIGURE I.9 – Schéma de principe de l'onduleur de tension multiniveaux (N niveaux)

## I.4 Performance de commande des onduleurs

Les commandes des onduleurs jouent un rôle crucial dans la qualité de conversion DC/AC, l'élimination des harmoniques et l'asservissement du fondamental, contribuant ainsi à l'efficacité et à la performance globale des systèmes d'alimentation électrique. Et on a stratégies de commande suivante :

- Commande pleine onde (dite 180°).
- Commande décalée.
- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La tension obtenue par les stratégies 1 et 2 à une forme rectangulaire, et sa décomposition en série de Fourier à montrer que ces formes d'onde sont riches en harmonique. La décomposition en série de Fourier de la tension composée pour la commande pleine onde est donnée par :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,2,\dots}^{\alpha} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left( n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (\text{I.1})$$

Les tensions,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  sont décalées par rapport à  $V_{ab}$  de 182° et 240° respectivement [14].

### I.4.1 Commande plein onde

Cette stratégie vise à produire une sortie sinusoïdale par le contrôle de la commutation des interrupteurs pour générer une forme d'onde proche du courant alternatif idéal.

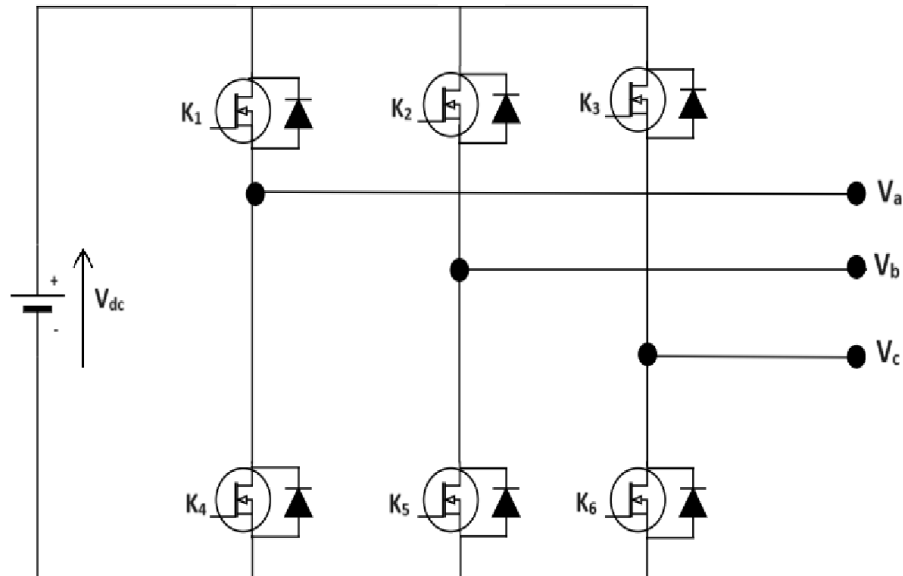


FIGURE I.10 – Onduleur de tension triphasé

- La commande de chaque demi-pont est symétrique.
- Les commandes des demi-ponts sont décalées de  $T/3$  l'une par rapport à l'autre.
- Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_4$ ,  $K_2$  et  $K_5$ ,  $K_3$  et  $K_6$  doivent être complémentaires deux à deux. L'ouverture et la fermeture des six interrupteurs déterminent six intervalles distincts. Durant chaque période des grandeurs de sortie [23].

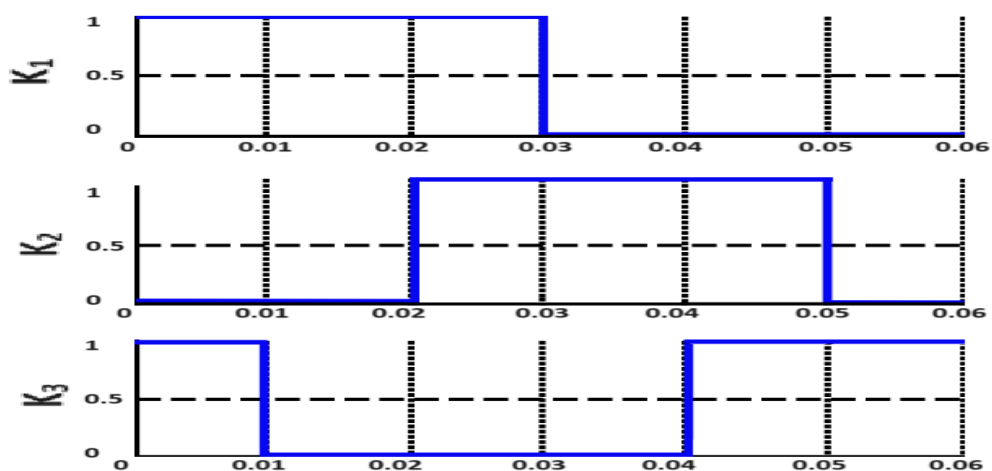


FIGURE I.11 – Formes des signaux de commande des interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$

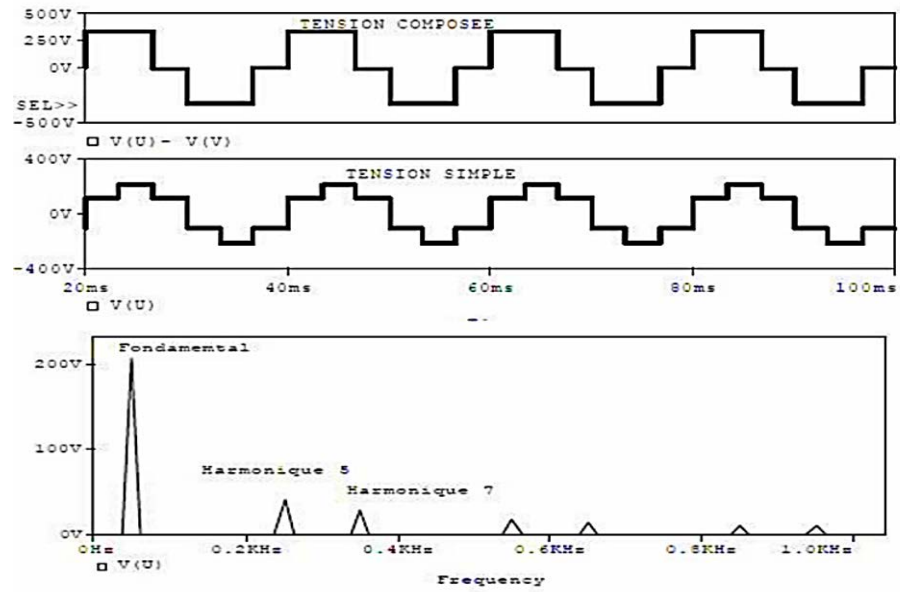


FIGURE I.12 – Forme d’onde de tension simple, tension composée et spectre d’harmonique pour une commande  $180^\circ$

#### I.4.2 Commande plein onde décalée $120^\circ$

La commande  $120^\circ$  fournit une tension de sortie avec un spectre d’harmoniques similaire à celui qu’on a dans la commande plein onde  $180^\circ$  avec l’avantage de réduction de la durée de conduction des transistors [23].

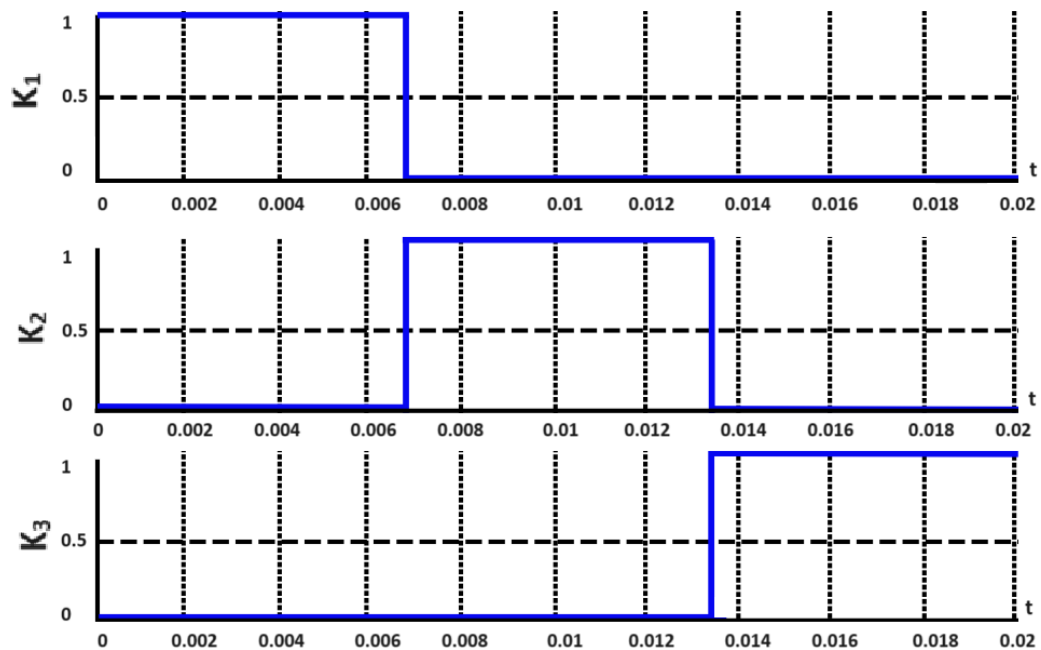


FIGURE I.13 – Formes des signaux de commande des interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$

### I.4.3 Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La commande MLI est largement utilisée pour produire des alimentations sans interruption (ASI), dans l'interfaçage DC/AC éolien et solaire, pour les régulateurs de tension autonomes dans les systèmes d'alimentation distribués et dans bien d'autres applications [11].

Les objectifs principaux d'une commande MLI (Modulation de Largeur d'impulsion) sont les suivants :

- Assurer un facteur de puissance unitaire :  
la MLI vise à optimiser le facteur de puissance pour améliorer l'efficacité énergétique du système.
- Générer une forme sinusoïdale de courant :  
l'objectif est de produire un courant de sortie sinusoïdal pour réduire les harmoniques et assurer un fonctionnement stable.
- Contrôler la tension de sortie :  
la MLI permet de réguler la tension de sortie de l'onduleur pour répondre aux besoins spécifiques de l'application.
- Réduire les harmoniques :  
en minimisant les harmoniques indésirables, la commande MLI contribue à améliorer la qualité de l'énergie électrique fournie.
- Optimiser les performances globales :  
en ajustant la modulation des impulsions, la MLI vise à améliorer les performances du système en termes d'efficacité, de stabilité et de précision.
- Ces objectifs sont essentiels pour garantir un fonctionnement efficace et fiable des onduleurs et des convertisseurs de puissance, en assurant une conversion optimale de l'énergie électrique et en minimisant les perturbations indésirables dans le système.

## I.5 Principe de la modulation de largeur d'impulsion

Le principe général de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour un onduleur triphasé consiste à contrôler la commutation des interrupteurs de l'onduleur en ajustant la largeur des impulsions des signaux de commande. Cette technique est utilisée pour générer des tensions sinusoïdales ou d'autres formes de tension en sortie. En particulier, la MLI est appliquée aux onduleurs triphasés pour produire des tensions triphasées sinusoïdales en contrôlant la durée pendant laquelle les interrupteurs sont ouverts ou fermés.

La MLI permet de moduler la largeur des impulsions des signaux de commande pour obtenir une tension de sortie désirée. En ajustant précisément la durée pendant laquelle les interrupteurs sont activés, il est possible de générer une forme d'onde de tension souhaitée, telle qu'une onde sinusoïdale. Cette technique est essentielle pour contrôler efficacement la conversion de l'énergie électrique continue en énergie alternative triphasée dans les onduleurs triphasés.

En résumé, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour un onduleur triphasé implique le contrôle précis de la durée des impulsions des signaux de commande pour produire une tension de sortie souhaitée, permettant ainsi d'obtenir une forme d'onde

électrique spécifique adaptée aux besoins de l'application.

Cette technique basée sur le découpage de l'onde rectangulaire qui compare le signal de référence ou la modulante sinusoïdale  $V_{ref}$  avec la porteuse triangulaire  $V_p$  et de fréquence  $f_p$  très élevée comme le montre les figure (I.14) et figure (I.15).

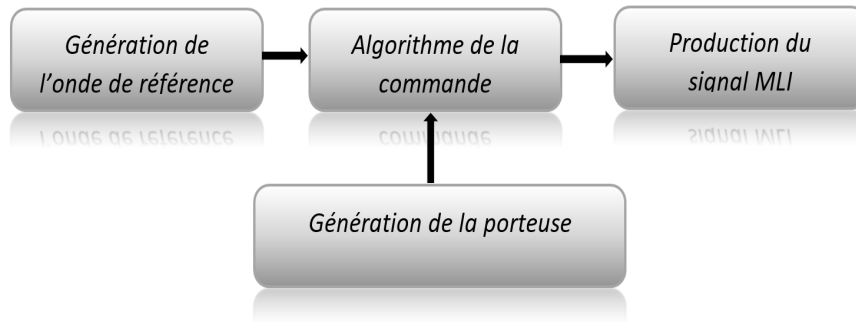


FIGURE I.14 – Principe de la modulation de largeur d'impulsions

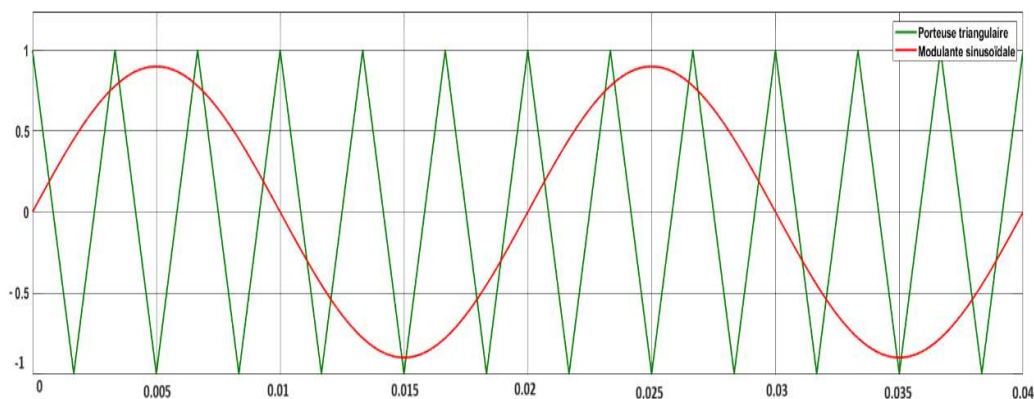


FIGURE I.15 – Signal de modulation de largeur d'impulsion

Les paramètres essentiels de la modulation de largeur d'impulsion sont :

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

Avec :  $A_r$  « Amplitude de la référence et »  $A_p$  « Amplitude de la porteuse ».

## I.6 Onde bipolaire en modulation de largeur d'impulsion

L'onde bipolaire en modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique avancée utilisée dans le contrôle des onduleurs et des convertisseurs de puissance.

La MLI est une méthode de contrôle qui implique la modulation de la largeur des impulsions des signaux de commande pour générer des tensions de sortie spécifiques. L'onde bipolaire en MLI se réfère à une configuration où les signaux de commande présentent

des caractéristiques bipolaires, c'est-à-dire qu'ils ont des valeurs positives et négatives. Cette approche permet d'obtenir un contrôle plus précis de la tension de sortie et offre une meilleure gestion de la puissance.

Dans le contexte de l'onde bipolaire en MLI, les impulsions générées sont à double impulsion, avec des valeurs positives et négatives. Cette configuration permet d'ajuster la tension de sortie de manière plus précise en contrôlant les durées pendant lesquelles les interrupteurs sont activés. En conséquence, cela permet d'obtenir une forme d'onde électrique spécifique adaptée aux besoins des applications industrielles et électroniques.

## I.7 Décomposition en série de Fourier d'un signal MLI

En général, on utilise une onde qui a une symétrie par rapport au quart de la période puis on peut déduire les autres angles par symétrie. Comme illustre figure (I.16), après la décomposition en série de Fourier d'un signal MLI symétrique par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi-période. L'existence d'harmoniques d'ordre impaires [12].

Le contrôle des angles de commutations  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_c, \alpha_{c+1}$  permettent contrôler in fondamentale et d'éliminer les harmoniques.

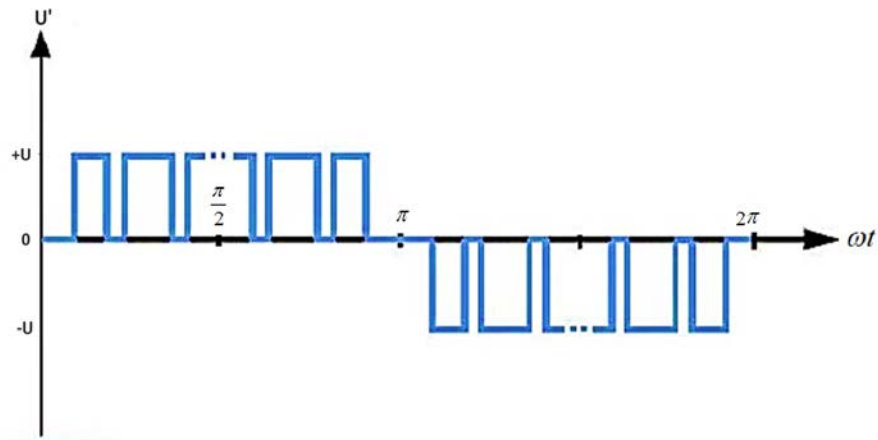


FIGURE I.16 – Signal MLI

$$U(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \times \cos(n\omega t) + b_n \times \sin(n\omega t)) \quad (\text{I.2})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U(t) \times \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{I.3})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U(t) \times \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{I.4})$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période, on a :

$$a_0 = 0; \quad a_n = 0 \quad (\text{I.5})$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U(t) \times \sin(nwt) d(wt) \tag{I.6}$$

Si on suppose que le signal  $U(t)$  a une amplitude  $E$  égal  $n \pm 1$  alors  $b_n$  est égal à :

$$b_n \left[ \int_0^{a_1} (+1) \sin(nwt) dwt + \int_{a_1}^{a_2} (-1) \sin(nwt) dwt + \int_{a_2}^{a_3} (+1) \sin(nwt) dwt + \dots + \int_{a_{k-1}}^{a_k} (-1)^{k-1} \sin(nwt) dwt + \int_{a_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(nwt) dwt \right] \tag{I.7}$$

Et en utilisant l'expression suivante :

$$\int_{a_1}^{a_2} \sin(nwt) dwt = \frac{1}{n} (\cos(na_1) - \cos(na_2)) \tag{I.8}$$

Les premiers et derniers termes deviennent :

$$\int_0^{a_1} (+1) \sin(nwt) dwt = \frac{1}{n} (1 - \cos(na_1)) \tag{I.9}$$

$$\int_{a_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(nwt) dwt = \frac{1}{n} (\cos(na_k) (-1)^k) \tag{I.10}$$

En intégrant les autres termes de Equation (II.7) et en substituant Equation (II.9) et Equation(II.10) on aura :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(na_k) \right] \tag{I.11}$$

Equation (II.11) contient  $K$  équations à  $K$  inconnues, le fondamental peut être contrôlé et  $K - 1$  harmoniques peuvent être éliminés. Nous avons donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} U'_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left[ 1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos(\alpha_2) - 2 \cos(\alpha_3) + 2 \cos(\alpha_4) - \dots + (-1)^k 2 \cos(\alpha_k) \right] \\ U'_3 = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} \left[ 1 - 2 \cos(3\alpha_1) + 2 \cos(3\alpha_2) - 2 \cos(3\alpha_3) + 2 \cos(3\alpha_4) - \dots + (-1)^k 2 \cos(3\alpha_k) \right] \\ U'_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} \left[ 1 - 2 \cos(n\alpha_1) + 2 \cos(n\alpha_2) - 2 \cos(n\alpha_3) + 2 \cos(n\alpha_4) - \dots + (-1)^k 2 \cos(n\alpha_k) \right] \end{array} \right\}$$

$$U(t) = \sum_{n=1}^k \left[ \frac{4}{n\pi} (1 + 2) \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(na_k) \sin(nwt) \right] \tag{I.12}$$

Sachant que la valeur efficace est donnée par :

$$U'_1 = \frac{b_1}{\sqrt{2}}, U'_3 = \frac{b_3}{\sqrt{2}}, \dots, U'_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}} \tag{I.13}$$

Nous obtenons le système d'équations suivant : Pour une commande a onde pleine 180°, le fondamental pour un montage en pont a pour valeur efficace :

$$U'_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \tag{I.14}$$



Avec :

$$U_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \quad (\text{I.19})$$

## I.9 Conclusion

Les commandes des onduleurs triphasés sont essentielles pour garantir un fonctionnement efficace et optimal de ces dispositifs de conversion d'énergie. En conclusion, voici un résumé des sur les commandes des onduleurs triphasés : Diversité des Structures et Applications : Les onduleurs triphasés offrent une grande variété de structures et d'applications en fonction de leurs configurations et de leurs commandes spécifiques. Ils peuvent être classés selon différents critères tels que le nombre de phases, la nature de la source d'entrée, le type d'interrupteurs utilisés, et le nombre de niveaux de tension de sortie. Techniques de Commande des onduleurs : Les techniques de commande des onduleurs triphasés sont importantes pour réguler la tension de sortie, minimiser les harmoniques, et optimiser les performances globales du système. Parmi ces techniques, on retrouve la commande décalée, la commande pleine onde, la modulation de largeur d'impulsion (MLI), et d'autres approches avancées. Objectifs Principaux : Les objectifs principaux des commandes des onduleurs triphasés incluent l'optimisation du facteur de puissance, la génération de formes d'ondes sinusoïdales, le contrôle précis de la tension de sortie, la réduction des harmoniques, et l'amélioration des performances globales du système. En somme, les commandes des onduleurs triphasés jouent un rôle très important dans la conversion efficace de l'énergie électrique, en garantissant un fonctionnement stable, une qualité de tension optimale, et une efficacité énergétique maximale.

## Chapitre II

---

# Etude des différentes techniques triphasé de commande par modulation de largeur d'impulsion

### SOMMAIRE

---

II.1 INTRODUCTION . . . . .	19
II.2 MLI SINUS TRIANGLE . . . . .	19
II.2.1 Calcul des largeurs des impulsions . . . . .	20
II.3 MLI À ÉCHANTILLONNAGE RÉGULIER . . . . .	21
II.3.1 Modulation à échantillonnage régulier symétrique . . . . .	21
II.3.2 Modulation à échantillonnage régulier asymétrique . . . . .	22
II.4 MLI SUBOPTIMALE . . . . .	23
II.4.1 Optimisation du taux d'injection . . . . .	23
II.5 MLI PRÉ-CALCULÉE OU OPTIMISÉE . . . . .	24
II.5.1 Principe de la méthode . . . . .	25
II.5.2 Avantages . . . . .	25
II.6 MLI VECTORIELLE . . . . .	26
II.6.1 Principe de la modulation vectorielle (SVM) . . . . .	26
II.6.2 Localisation du vecteur de référence . . . . .	28
II.6.3 Calcul des temps de commutation . . . . .	29
II.6.4 Génération des impulsions de commande . . . . .	31
II.7 CONCLUSION . . . . .	32

---

## II.1 Introduction

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique couramment utilisée en électronique de puissance pour convertir une tension continue en une tension alternative. Elle permet de contrôler la puissance transmise à une charge en ajustant la fréquence et la tension d'alimentation, offrant une faible distorsion harmonique. La MLI peut être implémentée de différentes manières, chacune ayant ses propres avantages et inconvénients.

La MLI sinus triangle utilise les fronts de montée et de descente naturels du signal modulant pour déterminer les instants de commutation de l'onduleur. La MLI par échantillonnage régulier échantillonne le signal modulant à des intervalles de temps réguliers, ce qui permet de garantir la fréquence de la modulation. La MLI pré calculée détermine à l'avance les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques spécifiques dans les onduleurs. La MLI suboptimale permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois dans les onduleurs. La MLI vectorielle est une technique avancée qui permet de contrôler les onduleurs triphasés en utilisant des vecteurs de tension et de courant.

Dans ce chapitre, nous étudierons plusieurs techniques de MLI, notamment la MLI sinus triangle, régulier, pré calculée, suboptimale et vectorielle. Nous examinerons les principes de fonctionnement de chaque technique, ainsi que leurs avantages et ces inconvénients.

## II.2 MLI sinus triangle

La commande MLI est parmi les plus utilisées en vue de sa fiabilité et de sa simplicité de mise en œuvre (analogiquement). Son principe est basé sur la comparaison d'un signal modulant sinusoïdal et un signal porteur triangulaire ou en dent de scie, et les moments de commutation sont déterminés par les instants d'intersections, ce qui détermine la largeur des impulsions de commandes [24].

La figure (II.1) présente le principe de la MLI sinus triangle.

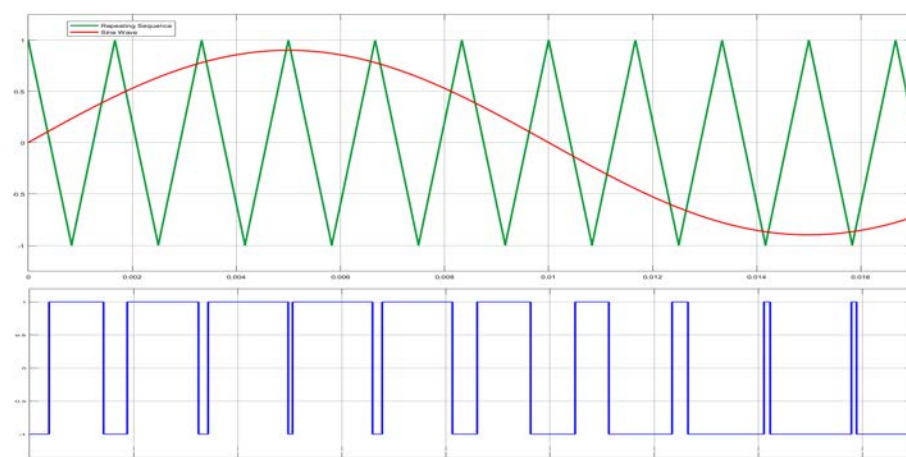


FIGURE II.1 – Signal de commande MLI sinus triangle

En générale, si la modulante dépasse le signal triangulaire, le signal de commande vaut 1, sinon, il vaut 0. Si on considère les commandes des interrupteurs hauts de chaque bras  $S_{c1}$ ,  $S_{c3}$  et  $S_{c5}$  donc :

$$\begin{aligned} S_{ci} &= 0, \text{ si modulante } i < \text{ porteuse.} \\ S_{ci} &= 1, \text{ si modulante } i \geq \text{ porteuse.} \end{aligned}$$

A tout instant, la tension modulée est :

$$V_{i0} = \frac{U}{2} (2 * S_{ci} - 1) \quad (\text{II.1})$$

Avec :  $i = 1, 3$  ou  $5$

### II.2.1 Calcul des largeurs des impulsions

La figure (II.2) présente le calcul de largeur d'impulsion MLI sinus triangle.

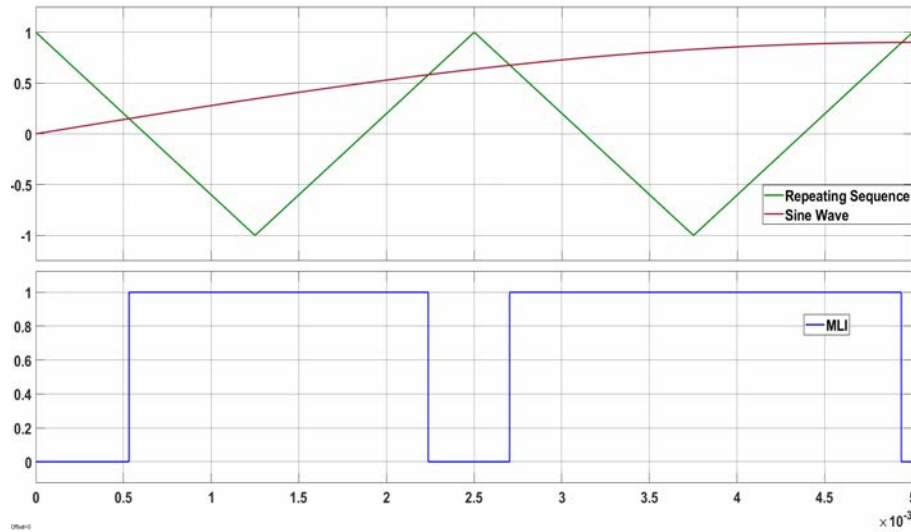


FIGURE II.2 – Largeur d'impulsion MLI sinus triangle

La porteuse triangulaire peut être décrite par :

$$Y_1(t) = -\frac{4}{T_c}t + 1 \quad 0 \leq t \leq \frac{T_c}{2} \quad (\text{II.2})$$

$$Y_2(t) = \frac{4}{T_c}t - 3 \quad \frac{T_c}{2} \leq t \leq T_c \quad (\text{II.3})$$

La modulante sinusoïdale s'écrit :

$$Y_2(t) = M \sin(\omega t) \quad (\text{II.4})$$

Avec :  $T_c$  : période de porteuse,  $\omega$  : pulsation de la modulante,  $M$  : l'indice de modulation. L'intersection des ondes  $Y_1(t)$  et  $Y_2(t)$  se fait aux instants (Figure (II.2)).

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin(\omega t_2) + \sin(\omega t_1)) \right] \quad (\text{II.5})$$

## II.3 MLI à échantillonnage régulier

La MLI à échantillonnage régulier est une composition de deux modulations :

- La première convertit le signal sinusoïdal en un signal constitué d'impulsions modulées en amplitude PAM : en utilisant un échantillonneur bloqueur, un échantillon de la modulante est pris et gardé constant durant la période d'échantillonnage.
- La deuxième convertit un signal PAM en un signal PWM par la comparaison d'un signal PAM avec la porteuse triangulaire.

Il existe deux types de MLI à échantillonnage régulier selon les instants d'échantillonnage de l'échantillonneur bloqueur [24].

### II.3.1 Modulation à échantillonnage régulier symétrique

La fréquence d'échantillonnage est égale à la fréquence de la porteuse, pour calculer la largeur de l'impulsion MLI on prend un seul échantillon pendant une période de la porteuse.

la figure (II.3) montre le principe de la modulation à échantillonnage régulier symétrique

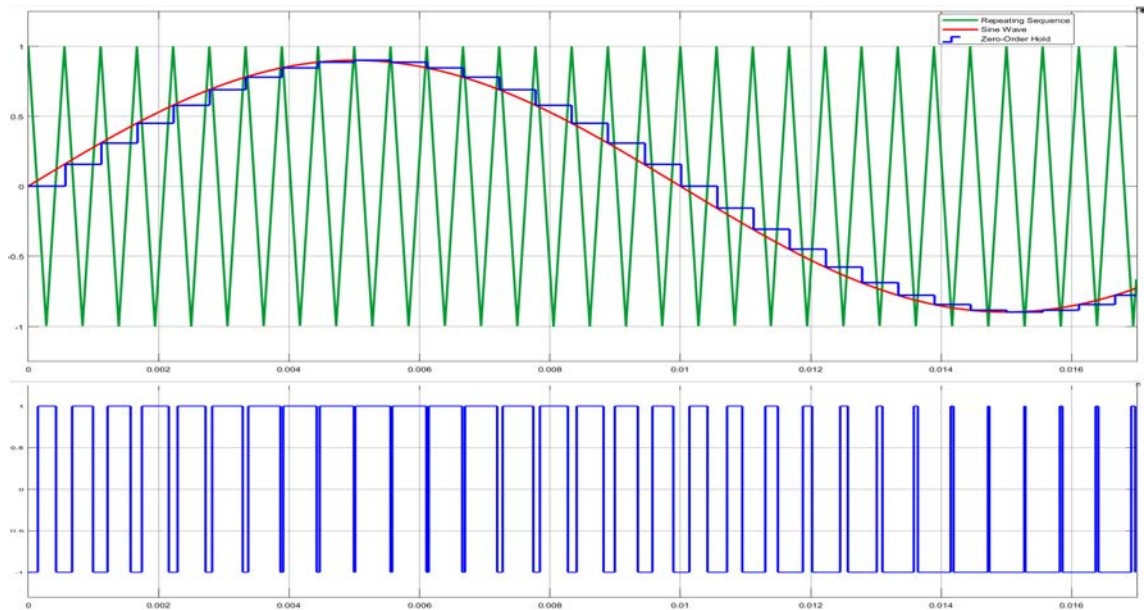


FIGURE II.3 – Commande par modulation à échantillonnage régulier symétrique

#### II.3.1-a Calcul des largeurs des impulsions

La porteuse est la même que dans l'échantillonnage mais la modulante est discrète, et de la forme :

$$Y_2(t) = M \sin(\omega T_k) \quad (\text{II.6})$$

L'intersection des deux signaux est donnée par :

$$1 - \frac{4}{T_c} t_1 = M \sin(\omega T_1) \quad (\text{II.7})$$

Donc

$$t_1 = \frac{T_c}{4} [1 - M \sin(wT_1)]$$

Et

$$\frac{4}{T_c} t_2 - 3 = M \sin(wT_1) \quad (\text{II.8})$$

Donc

$$t_2 = \frac{T_c}{4} [3 - M \sin(wT_1)]$$

D'où la largeur d'impulsion :

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} [1 + M \sin(wT_1)] \quad (\text{II.9})$$

On peut écrire une relation de récurrence donnant les états hauts  $t_p(k)$  et  $t_0(k)$  les états bas

$$t_p(K + 1) = \frac{T_c}{2} \left[ 1 + M \sin\left((4k + 1) \frac{wT_c}{4}\right) \right] \quad (\text{II.10})$$

### II.3.2 Modulation à échantillonnage régulier asymétrique

La fréquence d'échantillonnage est le double de la fréquence de la porteuse, deux échantillons sont pris pendant une période de la porteuse. On compare la pente positive de la porteuse avec le premier échantillon pendant que la pente négative est comparée avec le deuxième échantillon. Figure(II.4) montre le principe de la modulation à échantillonnage régulier asymétrique.

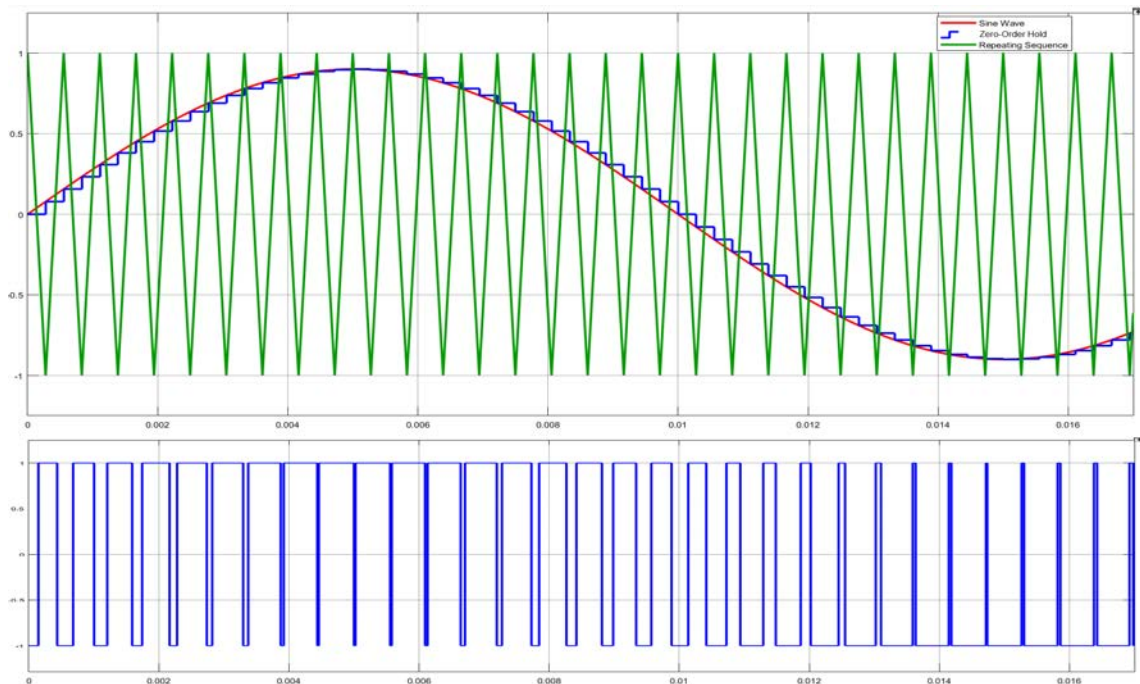


FIGURE II.4 – Commande par modulation à échantillonnage régulier asymétrique

### II.3.2-a Calcul des largeurs d'impulsions

On utilise les mêmes équations sauf que :

$$1 - \frac{4}{T_c} t_1 = M \sin(wT_1)$$

Et

$$\frac{4}{T_c} t_2 - 3 = M \sin(wT_2) \quad (\text{II.11})$$

Donc

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin(wT_1) + \sin(wT_2)) \right]$$

## II.4 MLI suboptimale

Par l'injection des harmoniques multiples de trois (03) dans les tensions de référence on peut étendre la zone linéaire ce que veut dire  $r > 1$  de réglage. Et sans affecter la qualité de la tension simple ou composée avec cette injection et ça nous donne une tension de sortie de l'onduleur triphasé qui ne contient pas des harmoniques de rang trois(03). Si on injecte seulement le troisième harmonique avec un taux (a), et on aura des nouvelles tensions de référence[15] [9] :

$$V'_{refk} = V_{refk} + aV_m \sin(6\pi frt), k = 1, 2, 3 \quad (\text{II.12})$$

### II.4.1 Optimisation du taux d'injection

Afin d'augmenter le taux de modulation, il faut bien choisir correctement le taux d'injection pour assurer la bonne utilisation de la capacité en tension de l'onduleur qui n'affecte pas le THD.

La référence de la première phase devient comme suit :

$$V'_{ref1} = V_m \sin(w_r t) + aV_m \sin(3w_r t) \text{ avec, } w_r = 2\pi fr \quad (\text{II.13})$$

Le calcul de la valeur maximale de la tension  $V_{ref1}$  passe par le calcul de sa dérivée par rapport à  $W_r t$  :

$$\frac{dv'_{ref1}}{d(w_r t)} = V_m \cos(w_r t) + 3aV_m \cos(3w_r t) = 0 \quad (\text{II.14})$$

La solution de Equation(II.14) conduit à :

$$\cos(w_r t) = \pm \sqrt{\frac{9a - 1}{12a}} \quad (\text{II.15})$$

La tension de référence  $V_{ref1}$  mise aussi sous la forme :

$$V'_{ref1} = (1 + 3a)V_m \sin(w_r t) - 4aV_m \sin^3(w_r t) \quad (\text{II.16})$$

En substituant Equation (II.15) dans Equation (II.16), il vient :

$$v'_{ref1 \max} = 8aV_m \left( \frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{II.17})$$

La valeur optimale du taux d'injection ( $a$ ) est égale à la valeur maximale  $v'_{ref1 \max}$ , tel que :

$$dv'_{ref1 \max} = V_m \left( \frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{6a-1}{3a} = 0 \quad (\text{II.18})$$

La tension de référence  $V'_{ref1}$  mise aussi sous la forme :

$$v'_{ref1} = (1+3a)V_m \sin(w_r t) - 4aV_m \sin^3(w_r t) \quad (\text{II.19})$$

La valeur  $a = -1/3$  est exclue du fait qu'elle annule  $V'_{ref1 \max}$  ceci nous conduit à la valeur optimale du taux d'injection  $a = 1/6$ .

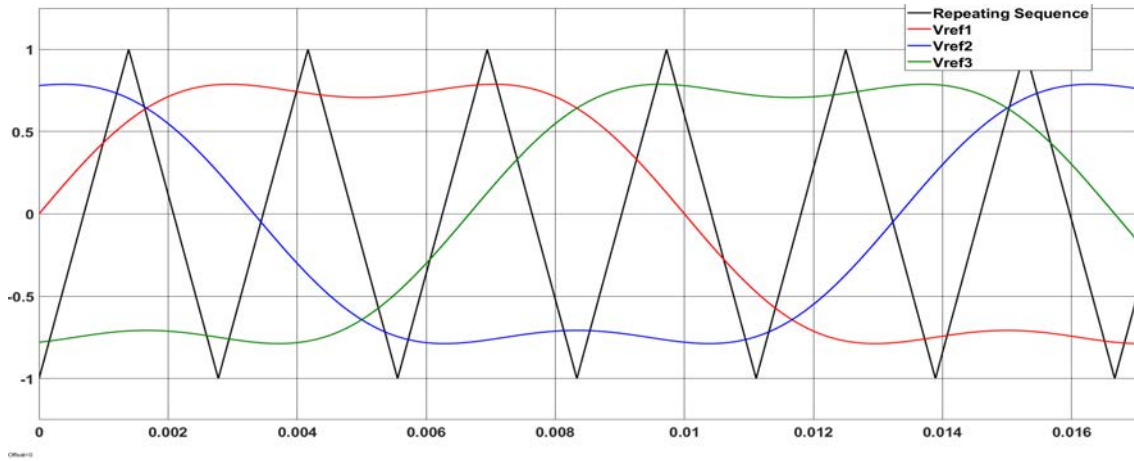


FIGURE II.5 – Différents signaux de la stratégie MLI triangle-sinusoïdale avec injection d'harmonique d'ordre trois

## II.5 MLI pré-calculée ou optimisée

En basses fréquences la stratégie de MLI pré-calculée est très utile. Elle est basée sur l'ajouter des (trous) dans la modulante sinusoïdale initiale. Un (trou) par quart de la période du signal fait disparaître un harmonique précis du spectre. La MLI pré-calculée utilise le calcul global de l'ensemble d'angles de commutation, et pour les autres MLI les instants de commutation on les calcule ou on les trouve localement, i.e. avant chaque période d'échantillonnage[6]. Elle a comme avantage, par rapport à la technique MLI basé sur une porteuse, la diminution significative de la fréquence de commutation pour les systèmes triphasés et donc la réduction des pertes ainsi que le gain élevé de tension dû à la possibilité de sur-modulation, et une diminution de l'ondulation de la tension du bus continue [22] [26].

Le nom anglais de la méthode (optimised feed-forward PWM) donne plus de détails : L'optimisation des angles de commutation est faite avant toute une période  $1/f_m$  Figure (II.6).

Le calcul demande l'utilisation d'une mémoire de sauvegarde.

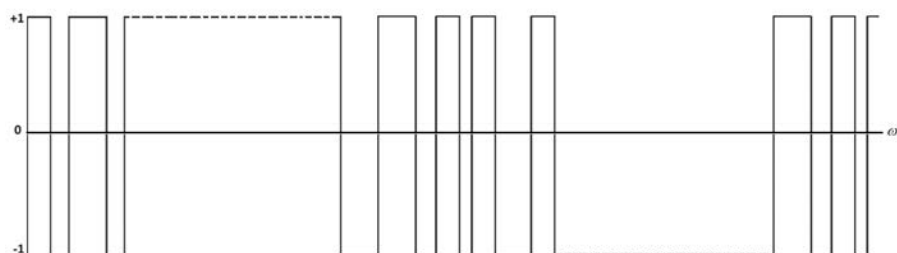


FIGURE II.6 – Forme d'onde de MLI pré-calculée

La décomposition en série de Fourier du signal  $V_0$  calcule les angles  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  et  $\alpha_4$  (qui se traduisent par des instants de commutation). La réalisation de cette stratégie n'est pas plus coûteuse que les méthodes avec porteuse. Mais avec un pré-calcul avant chaque période  $1/F_m$ , les premiers harmoniques du signal résultant se trouvent à de très basses fréquences.

### II.5.1 Principe de la méthode

Elle optimise une fonction objective qui a des avantages : réduire les pertes et minimise le couple pulsatoire et principalement annuler des harmoniques bien précises [13]. Les instants de commutation qui sont bien calculés pour éliminer ou minimiser les harmoniques, répondent à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Et pour assurer la commande des interrupteurs ils sont stockés en mémoire puis restitués cycliquement [5].

### II.5.2 Avantages

Réduire environ 50% mde la fréquence de commutation de l'onduleur obtenue par rapport à la MLI engendrée à une référence sinusoïdale. Cette MLI programmée permet d'obtenir un bon spectre dont les grandeurs de sortie (tension et courant), réduire les ondulations du courant continu et la diminution de gabarit du filtre d'entrée. La sur-modulation améliore la conversion de puissance à l'aide d'un gain plus élevé de la tension. Diminution des pertes et le taux de distorsion par commutation par la réduction de la fréquence de commutation.

La stratégie MLI optimisée peut être divisée en deux (02) :

- minimisation des harmoniques (*HMPWM*) : tous les harmoniques sont minimisés sur une large bande de fréquence.
- Annulation des harmoniques (*HEPWM*) : élimine seulement un nombre limité d'harmoniques spécifiques.

## II.6 MLI vectorielle

La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM). En vue de ses avantages par rapports aux autres techniques cette technique est très utilisée dans plusieurs applications, en termes de THD, indice de modulation...etc.

Ainsi que l'implantation relativement simple avec les processeurs numériques. La modulation vectorielle consiste à obtenir analytiquement une tension de référence (en valeur moyenne) à partir des états de commutation de l'onduleur. Les avantages de la MLI vectorielle sont par rapport aux autres techniques MLI sont :

- Cette MLI est utile pour tous les types de convertisseurs multi niveaux.
- Elle contrôle directement les trois phases de l'onduleur.
- Le troisième harmonique est introduit implicitement ce qui atteindre une bonne utilisation de la tension du bus continu.
- L'ondulation de courant de sortie est très réduite.
- Les vecteurs redondants fournissent un degré de liberté additionnel qui permet l'incorporation des fonctions complémentaires comme par exemple la minimisation des pertes, la réduction d'harmoniques, l'équilibrage de la tension du bus continu, et la réduction de la tension en mode commun.
- L'implantation physique est simple avec un processeur de signaux numériques. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur pour diminuer les pertes de commutation, réduire les harmoniques et avoir une commande précise [23].

### II.6.1 Principe de la modulation vectorielle (SVM)

La MLI vectorielle (SVM) est basée sur la projection de vecteur de tension de référence  $\vec{V}^*$  désiré sur les axes du plan  $(\alpha, \beta)$ . Cette projection est utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par  $t_i$  et  $t_{i+1}$  les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur  $T_h$ . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué le reste de la période  $T_h$  [23] [19] [18].

La machine a été modélisé à partir des tensions simples  $V_{n1}$ ,  $V_{n2}$  et  $V_{n3}$ . d'après la transformation de Clarck les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ V_{n3} \end{pmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Vue que  $V_{n1}$ ,  $V_{n2}$ ,  $V_{n3}$  ne contiennent pas de composante homopolaire donc  $V_0$  est nulle

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{n1} \\ V_{n2} \\ V_{n3} \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Pour chaque état de commutation on obtient une différent état de l'onduleur et différent coordonnées du vecteur de tension de sortie  $V_i(V_\alpha, V_\beta)$ , comme montré dans le Tableau (II.1) ci-dessous :

TABLE II.1 – Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur  $v_1$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$ 

$S_{a1}$	$S_{b1}$	$S_{c1}$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_i$
0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$\sqrt{2/3}V_{dc}$	0	$V_1$
1	1	0	$\sqrt{1/6}V_{dc}$	$\sqrt{1/2}V_{dc}$	$V_2$
0	1	0	$-\sqrt{1/6}V_{dc}$	$\sqrt{1/2}V_{dc}$	$V_3$
0	1	1	$-\sqrt{2/3}V_{dc}$	0	$V_4$
0	0	1	$-\sqrt{1/6}V_{dc}$	$-\sqrt{1/2}V_{dc}$	$V_5$
1	0	1	$\sqrt{1/6}V_{dc}$	$-\sqrt{1/2}V_{dc}$	$V_6$
1	1	1	0	0	$V_7$

Et la figure (II.7) représente les vecteurs de tension de l'onduleur dans le plan complexe  $(\alpha, \beta)$ , l'hexagone de commutation est formé par ces vecteurs qui est le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

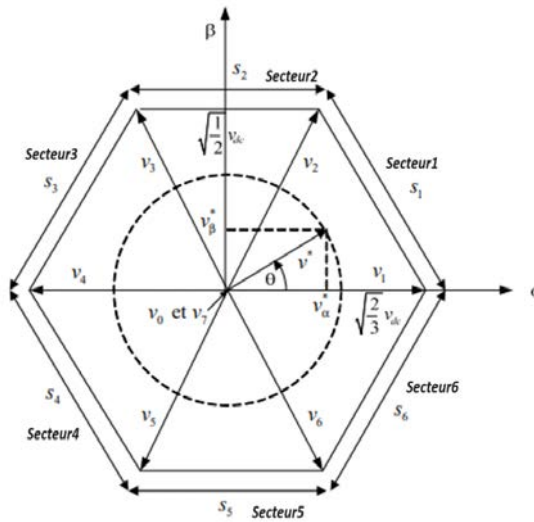


FIGURE II.7 – Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux (hexagone de commutation)

La commande de l'onduleur vise à aligner les tensions de sortie avec les trois tensions de référence. Il est possible de représenter ces vecteurs dans le plan  $(\alpha, \beta)$  à l'aide d'un seul vecteur de référence  $\vec{V}^*$  dont l'amplitude  $V^*$  est égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et qui se tourne autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire  $\omega = d\theta/dt$  constante, correspondant à la pulsation électrique désirée. Ce vecteur se caractérise par [2] :

$$\vec{V}^* = V^* e^{j\theta} \quad (\text{II.22})$$

Si on attribue au vecteur de référence  $\vec{V}^*$  à uniquement les six positions discrètes de Figure (II.7), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexa-

gone, on impose au vecteur  $\vec{V}^*$  à de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone.

Ainsi, le module maximal admissible du vecteur  $\vec{V}^*$  est :

En attribuant uniquement les six (06) positions discrètes de la Figure (II.7) dans le vecteur de référence  $\vec{V}^*$ , la tension de sortie sera remplie d'harmoniques. Dans le but de diminuer le taux d'harmoniques de tension de sortie due à la forme non circulaire de cet hexagone, le vecteur  $\vec{V}^*$  est placé à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Le module maximum autorisé du vecteur  $\vec{V}^*$  est donc :

$$V_{\max}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{2}} v_{dc} \quad (\text{II.23})$$

Equation (II.23) devient :

$$\vec{v}^* = m v_{\max}^* e^{j\theta} \quad (\text{II.24})$$

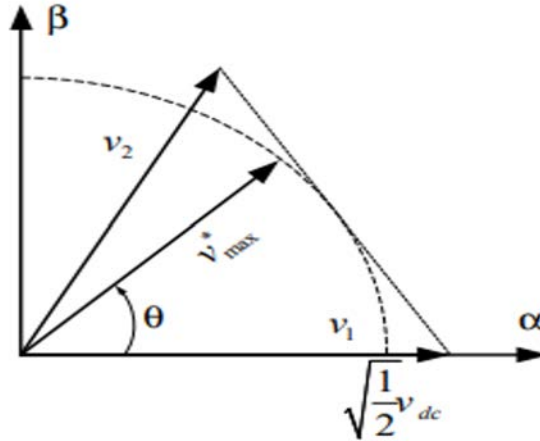


FIGURE II.8 – Limitation du vecteur de référence (v)

Avec  $m$  : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$m = \frac{\sqrt{2} V^*}{V_{dc}} \quad (\text{II.25})$$

### II.6.2 Localisation du vecteur de référence

Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension ( $\vec{V}^*$ ), deux stratégies sont généralement utilisées. La première consiste à faire une série de tests sur  $v_{\alpha}^*$  et  $v_{\beta}^*$  pour localiser le secteur contenant le vecteur de référence comme illustre la Figure (II.8). Pour déterminer dans quel domaine se situe le vecteur de tension  $\vec{V}^*$ , deux méthodes sont couramment utilisées. Selon la figure (II.9), la première étape consiste à effectuer une série de tests sur  $v_{\alpha}^*$  et  $v_{\beta}^*$  afin de déterminer le secteur contenant le vecteur de référence.

La seconde consiste à effectuer une série de tests sur l'argument du vecteur de référence en utilisant la relation suivante :

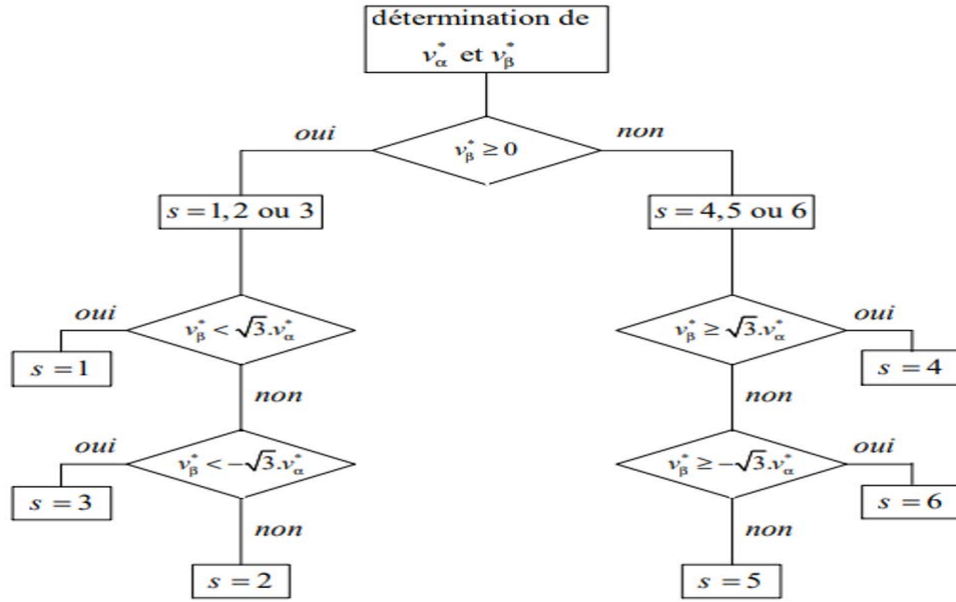


FIGURE II.9 – Organigramme de calcul du secteur

$$s = \left. \begin{array}{l} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \end{array} \right\} si \left\{ \begin{array}{l} \theta \in [0, \pi/3] \\ \theta \in [\pi/3, 2\pi/3] \\ \theta \in [2\pi/3, \pi] \\ \theta \in [\pi, 4\pi/3] \\ \theta \in [4\pi/3, 5\pi/3] \\ \theta \in [5\pi/3, 2\pi] \end{array} \right\} \quad (\text{II.26})$$

Au cours d'une période de commutation de l'onduleur, il y a diverses méthodes pour utiliser les vecteurs afin d'obtenir la tension souhaitée. Pour diminuer les harmoniques, il est recommandé de produire des tensions sur la période de commutation de l'onduleur adel2022etude [?].

Si les tensions du système de commande dépassent la valeur maximale de l'algorithme MLI vectorielle, il faudra élaborer un mécanisme de limitation des tensions de sortie.

### II.6.3 Calcul des temps de commutation

En règle générale, l'onduleur ne peut pas produire directement le vecteur  $\vec{V}^*$ , parce qu'il ne peut prendre que les huit (08) états discrets mentionnés ci-dessus. Le vecteur de référence ( $i=s$ ) doit donc être construit en utilisant une combinaison des vecteurs nuls ( $V_0$  ou  $V_7$ ) et des deux vecteurs adjacents  $v_i$  et  $V_{i+1}$  du secteur. Pendant certaines durées  $t_0$ ,  $t_i$  et  $t_{i+1}$ , ces vecteurs sont appliqués de manière individuelle de manière à ce que  $\vec{V}^*$  soit égal à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\vec{V}^* = \vec{V}_i + \vec{V}_{i+1} + \vec{V}_0 \quad (\text{II.27})$$

Avec

$$\vec{V}^* = \frac{1}{T_k} \int_t^{t+T_k} \vec{V}^* dt \quad (\text{II.28})$$

Étant donné que le temps de découpage  $T_h$  est très court, on peut considérer que la valeur moyenne de tension  $\vec{V}^*$  est constante. Puisque  $v_i$  et  $V_{i+1}$  sont des vecteurs fixes, on obtient :

$$\vec{V}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} V_i dt = \frac{1}{T_h} V_i t_i \quad (\text{II.29})$$

Et

$$\vec{V}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} V_i dt = \frac{1}{T_h} V_{i+1} t_{i+1} \quad (\text{II.30})$$

Equation (II.30) devient :

$$T_k v^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \quad (\text{II.31})$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_{\alpha}^* = t_{i+1} v_{i+1}^{\alpha} + t_i v_i^{\alpha} \\ T_h v_{\beta}^* = t_{i+1} v_{i+1}^{\beta} + t_i v_i^{\beta} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Les coordonnées des vecteurs de sortie  $v_i^{(\alpha)}$  et  $v_i^{(\beta)}$  sont connues (Tableau II.1). La résolution du système equation (II.14) permet de calculer les temps de commutation  $t_i$  et  $t_{i+1}$  en fonction des coordonnées du vecteur de référence. Au cours du reste de la période de commutation, les vecteurs nuls sont appliqués chacun pendant la moitié de cette période, ce qui signifie :

$$t_0 = t_7 = \frac{T_h - t_i - t_{i+1}}{2} \quad (\text{II.33})$$

Pour faciliter l'analyse, les trois variables e, l et k sont définies comme suit : Le tableau (II.1) présente les temps  $t_i$  et  $t_{i+1}$  pour chaque secteur en fonction des variables e, l et k :

TABLE II.2 – Temps de commutation Pour chaque secteur

Secteur	1	2	3	4	5	6
$t_i$	e	l	k	-e	-l	-k
$t_{i+1}$	k	-e	-l	-k	e	l

$$\begin{aligned}
e &= T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* + v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\
l &= T_h \frac{\sqrt{3}v_\alpha^* - v_\beta^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\
k &= T_h \frac{\sqrt{2}v_\beta^*}{v_{dc}}
\end{aligned} \tag{II.34}$$

### II.6.4 Génération des impulsions de commande

Les vecteurs d'états doivent être utilisés pendant une période de découpage en prenant en considération deux critères :

- Pour réduire les harmoniques, il est nécessaire de produire une tension de sortie aussi proche que possible de la tension de référence. Cela se fait en utilisant le vecteur d'état  $v_i$  pendant une période  $t_i$ , le vecteur  $v_{i+1}$  pendant une période  $t_{i+1}$  et le vecteur le reste de la période. Les extrémités de la période de découpage sont appliquées à  $v_0$  et le centre de cette période à  $v_7$ .
- La réduction du nombre de commutations de chaque interrupteur permet de réduire les pertes dans les interrupteurs. Cela se fait en utilisant le vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi-période de découpage, et inversement pendant l'autre demi-période [19] [23].

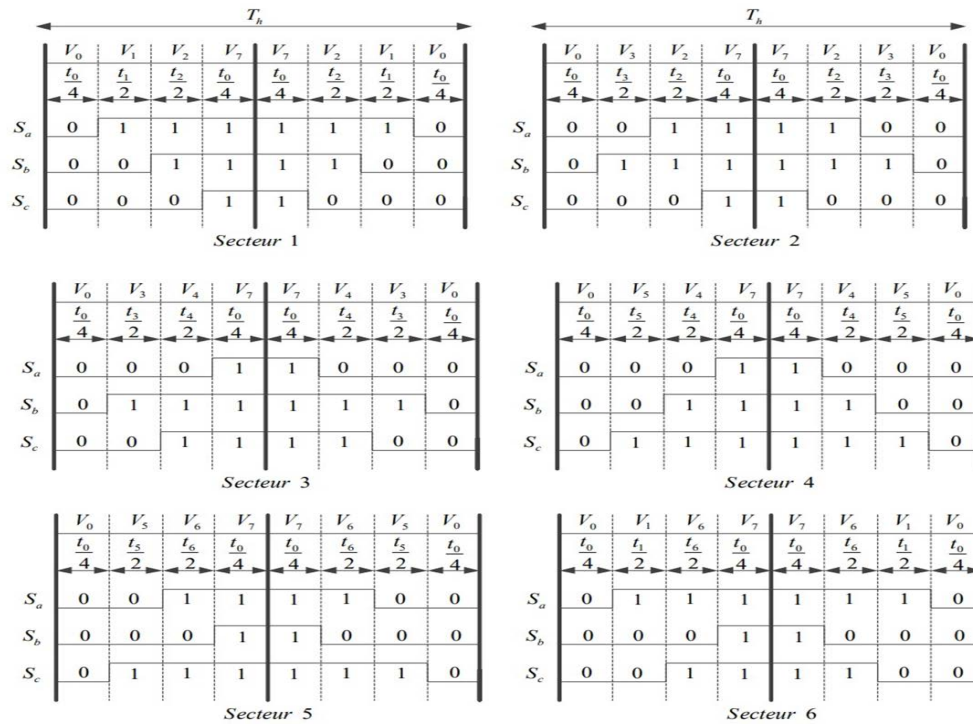


FIGURE II.10 – Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle

En résumé, on peut citer les points suivants pour résumer la méthode de calcul de l'algorithme de la modulation vectorielle : Les composantes du vecteur référence  $v_\alpha^*$  et

$v_\beta^*$  sont déduites à partir des tensions de référence  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$  dans le repère de  $(\alpha, \beta)$ . Le numéro du secteur où se trouve le vecteur de référence est calculé.

Calcul des périodes ( $t_i, t_{i+1}$  et  $t_0$ ) pendant lesquelles les vecteurs ( $v_i, v_{i+1}$  et  $v_0$ ) sont utilisés. Générer des impulsions de commande pour les interrupteurs. Les étapes à suivre pour développer un algorithme de modulation vectorielle sont résumées dans la Figure (II.11).

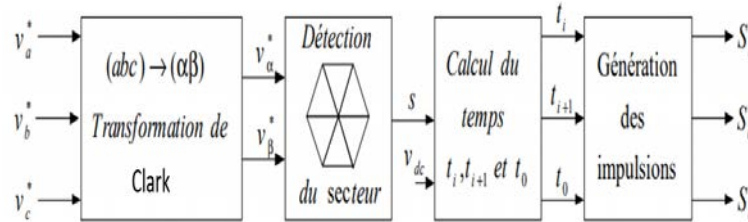


FIGURE II.11 – Logigramme de la modulation vectorielle à deux niveaux

## II.7 Conclusion

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique utilisée en électronique de puissance pour convertir une tension continue en une tension continue ou une tension alternative. Elle est largement utilisée dans les applications de contrôle de puissance, telles que les onduleurs, les convertisseurs DC-DC, les alimentations à découpage et les actionneurs électriques.

Il existe plusieurs techniques de MLI, chacune avec ses propres avantages et inconvénients. La MLI sinus triangle compare entre deux signaux sinusoïdale et une porteuse triangulaire. La MLI par échantillonnage régulier consiste à échantillonner le signal modulant à des intervalles de temps réguliers, ce qui permet de garantir la fréquence de la modulation. La MLI précalculée consiste à déterminer à l'avance les angles de commutation pour l'élimination d'harmoniques spécifiques dans les onduleurs. La MLI suboptimale permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois dans les onduleurs. La MLI vectorielle est une technique avancée qui permet de contrôler les onduleurs triphasés en utilisant des vecteurs de tension et de courant.

Chacune de ces techniques a ses propres avantages et inconvénients. La MLI sinus triangle est simple à mettre en , mais ne permet pas de garantir la fréquence de la modulation. La MLI par échantillonnage régulier permet de garantir la fréquence de la modulation, La MLI précalculée permet d'éliminer les harmoniques spécifiques, après la prédétermination des angles de commutation. La MLI suboptimale permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois, mais peut introduire d'autres harmoniques dans le signal. La MLI vectorielle permet de contrôler les onduleurs triphasés de manière plus précise, à l'aide de génération des tension en sortie d'onduleur très proche aux tensions de référence.

Donc, la modulation de largeur d'impulsion est une technique puissante et flexible pour le contrôle de la puissance dans les applications électroniques. Les différentes techniques de MLI offrent des avantages et des inconvénients spécifiques, et il est important de choisir la technique appropriée en fonction des exigences du système de contrôle de puissance.

## Chapitre III

---

# Simulation des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion

### SOMMAIRE

---

III.1 INTRODUCTION . . . . .	34
III.2 RÉSULTATS DE SIMULATION DE DIFFÉRENTS COMMANDE MLI . . . . .	34
III.2.1 Simulation de la technique MLI Sinus triangle . . . . .	34
III.2.2 Simulation de la technique MLI Symétrique . . . . .	36
III.2.3 Simulation de la technique MLI asymétrique . . . . .	37
III.2.4 Simulation de la technique MLI suboptimale . . . . .	38
III.2.5 Simulation de la technique MLI Calculée . . . . .	39
III.2.6 Simulation de la technique MLI vectorielle . . . . .	39
III.3 INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS . . . . .	40
III.4 COMPARAISON DES PERFORMANCES . . . . .	41
III.5 CONCLUSION . . . . .	41

---

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va étudier les différentes techniques MLI pour voir la qualité du signal aux bornes d'onduleur après la simulation, on a analysé la tension simple  $V_a n$  à la sortie d'onduleur pour chaque technique MLI en montrant la fondamentale, le THD et les harmonique. Pour notre étude on a utilisé une source de tension continue  $E=330V$ , l'amplitude de tension à la sortie de l'onduleur est de  $230V$  et le coefficient de réglage fixé à  $r = 0.9$  Et pour la technique de MLI calculée on a utilisée un rapport de la valeur efficace  $p = 0.4$  et  $p = 0.9$ .

Les figures ci-dessous représentent les résultats de tension à la sortie de l'onduleur après la simulation des différentes techniques de MLI (PWM) qu'on a étudié

### III.2 Résultats de simulation de différents commande MLI

Simulation des MLI pour  $m = 80$  donc la fréquence de porteuse  $Fp = 4000Hz$  et la deuxième est pour  $m = 190$ , fréquence de la porteuse  $Fp = 9500Hz$ .

#### III.2.1 Simulation de la technique MLI Sinus triangle

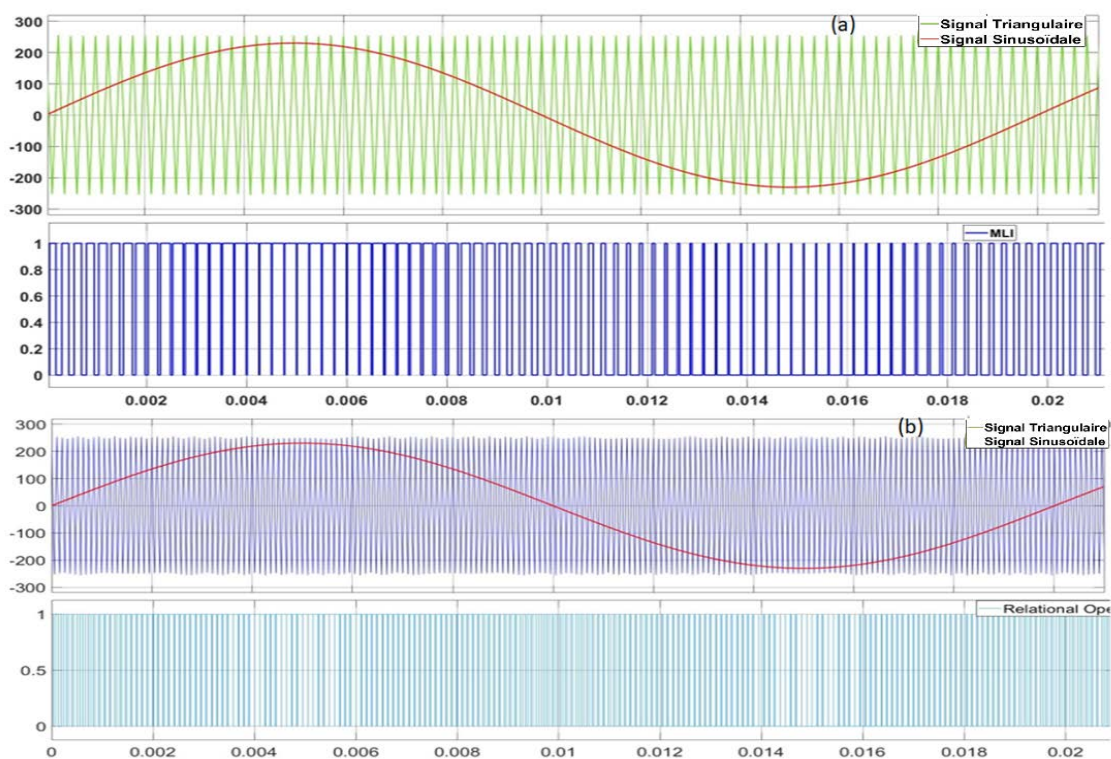


FIGURE III.1 – Signal MLI de la technique de commande Sinus triangle

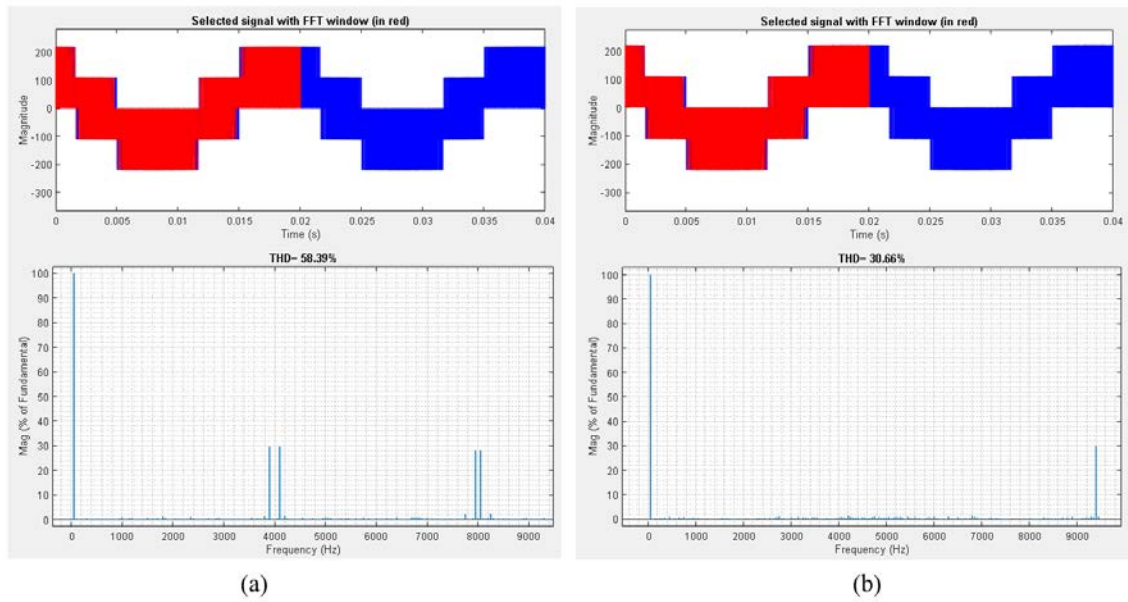


FIGURE III.2 – Résultats de simulation de MLI sinus triangle pour la tension simple  $V_{an}$

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

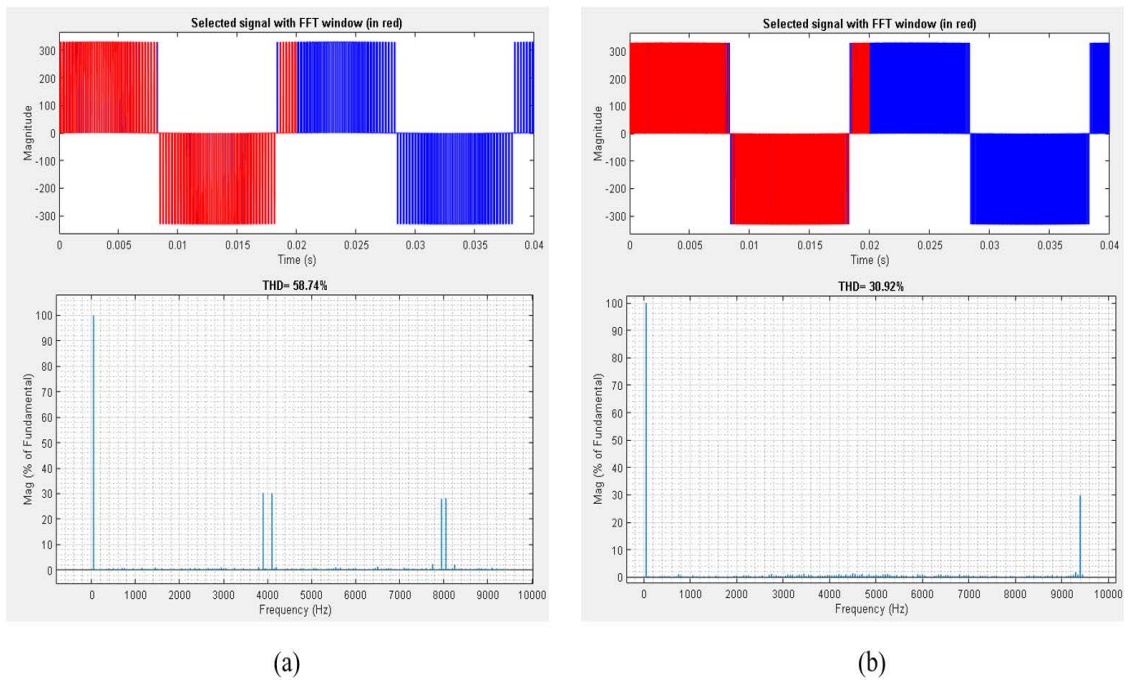


FIGURE III.3 – Résultats de simulation de MLI sinus triangle pour la tension composée  $V_{ab}$

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

### III.2.2 Simulation de la technique MLI Symétrique

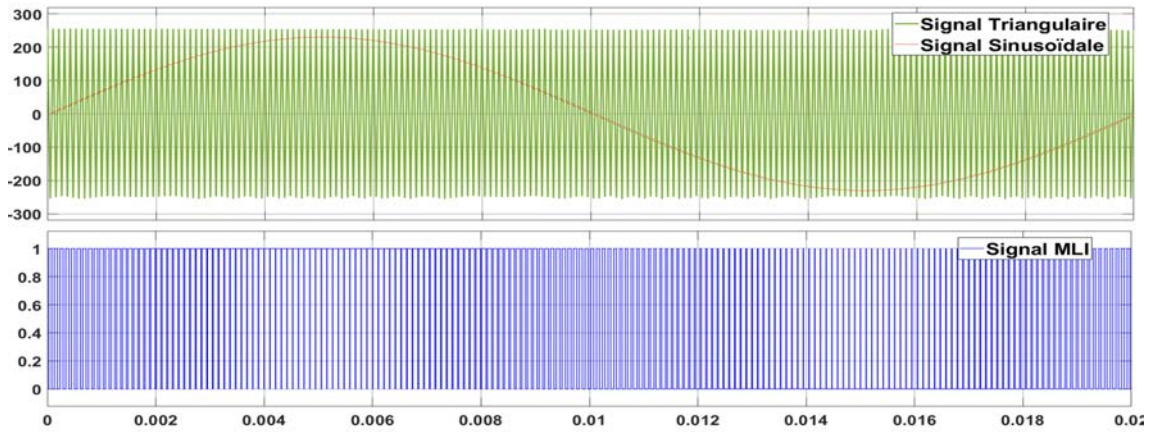


FIGURE III.4 – Signal MLI de la technique de commande symétrique

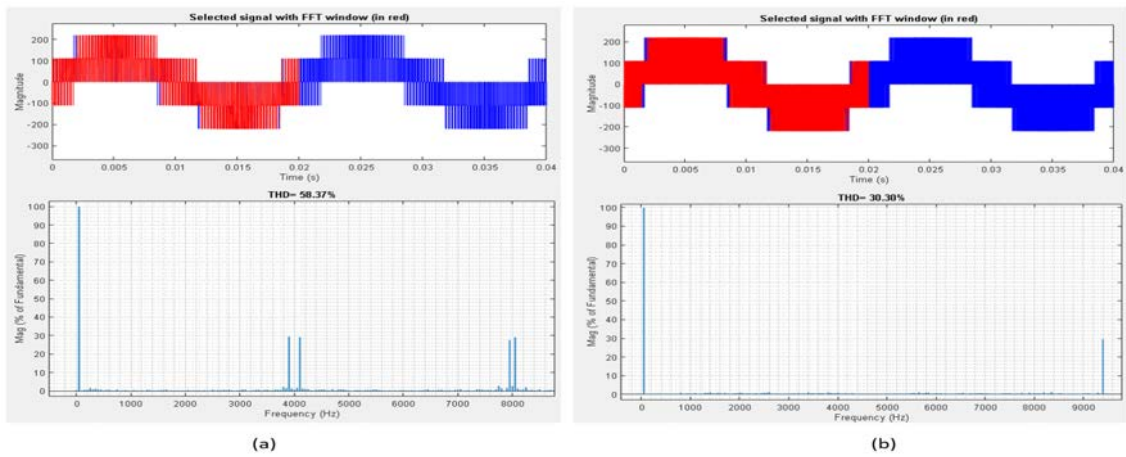
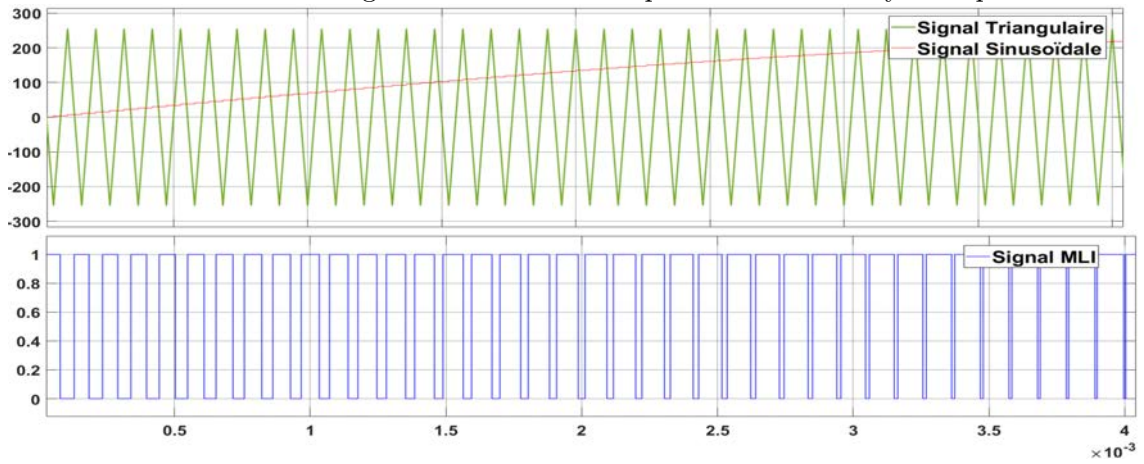


FIGURE III.5 – Résultats de simulation de MLI symétrique

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

### III.2.3 Simulation de la technique MLI asymétrique

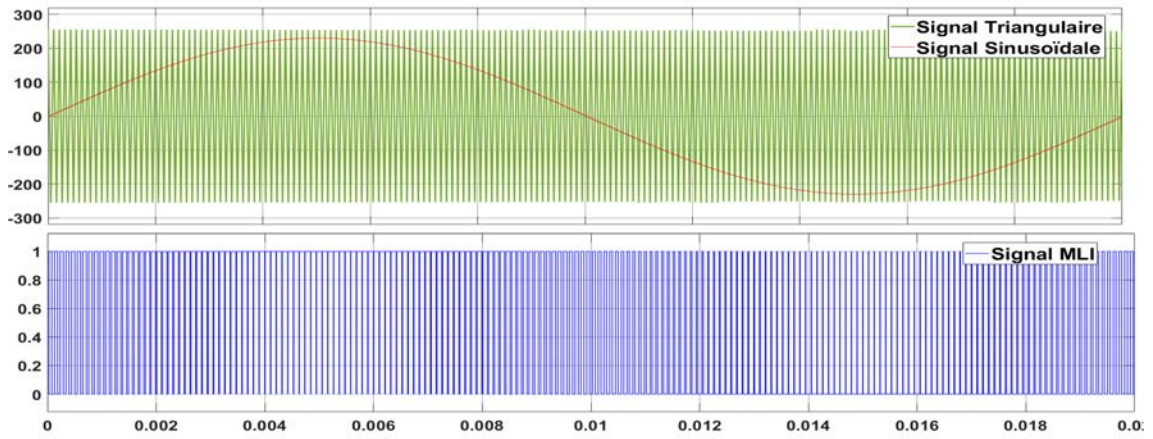


FIGURE III.6 – Signal MLI de la technique de commande asymétrique

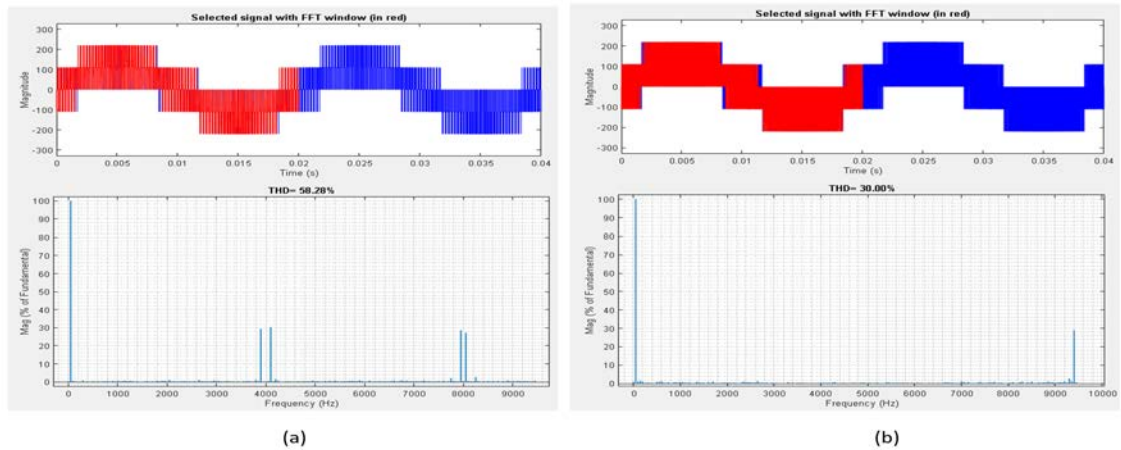
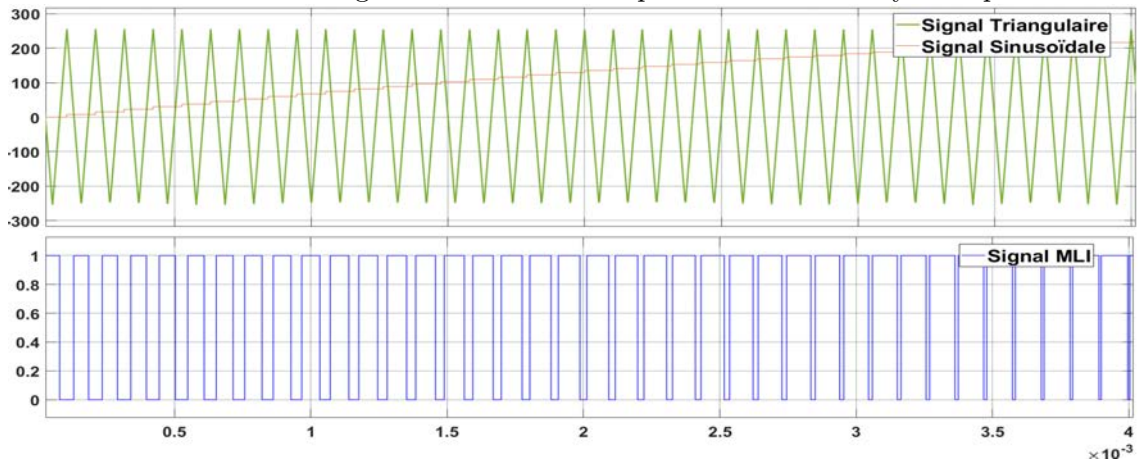


FIGURE III.7 – Résultats de simulation de MLI asymétrique

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

### III.2.4 Simulation de la technique MLI suboptimale

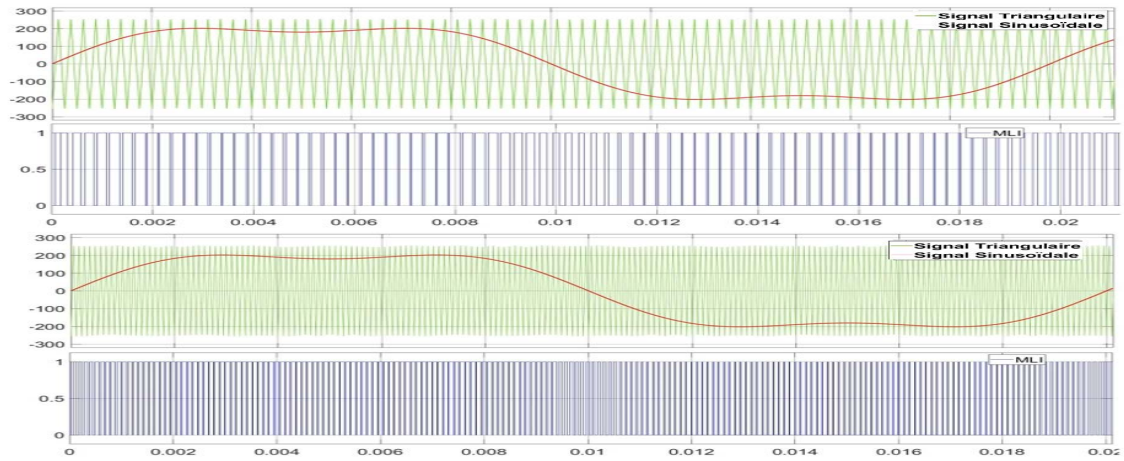


FIGURE III.8 – Signal MLI de la technique de commande suboptimale

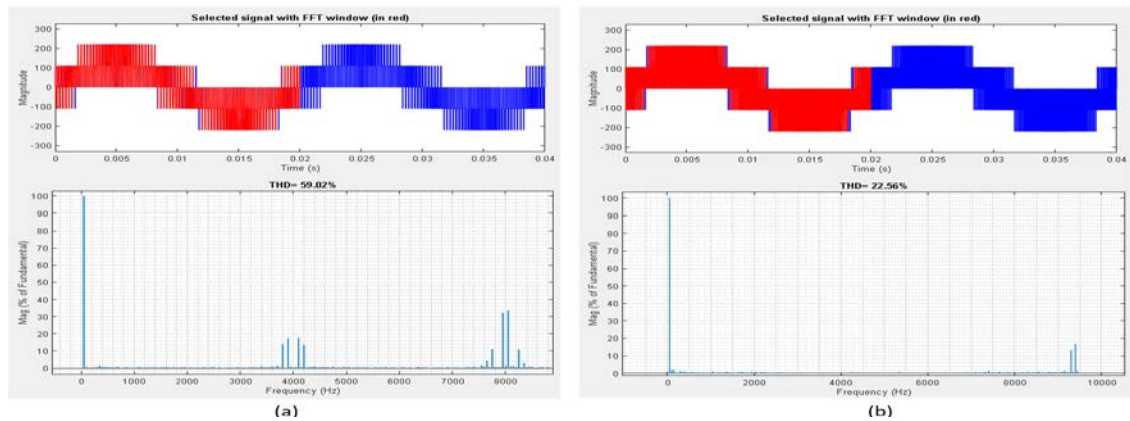


FIGURE III.9 – Résultats de simulation de MLI suboptimale

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

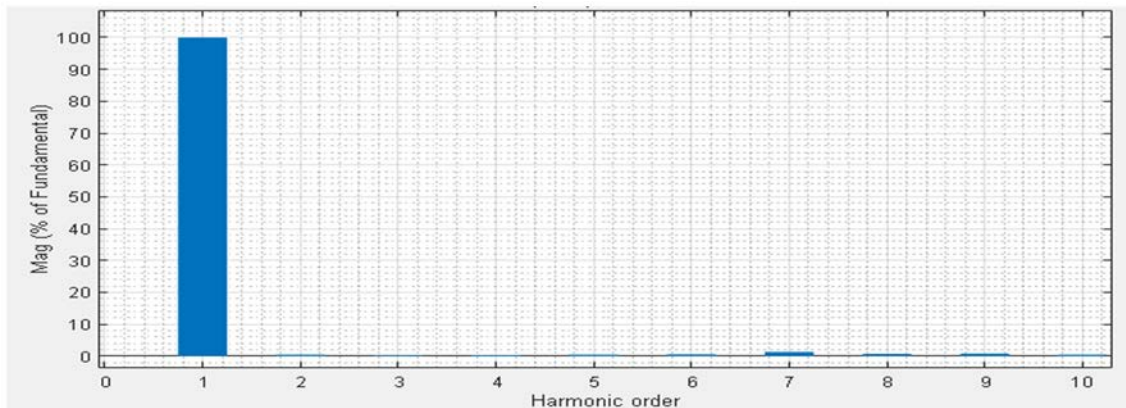


FIGURE III.10 – Spectre harmonique de la technique de commande MLI suboptimale

### III.2.5 Simulation de la technique MLI Calculée

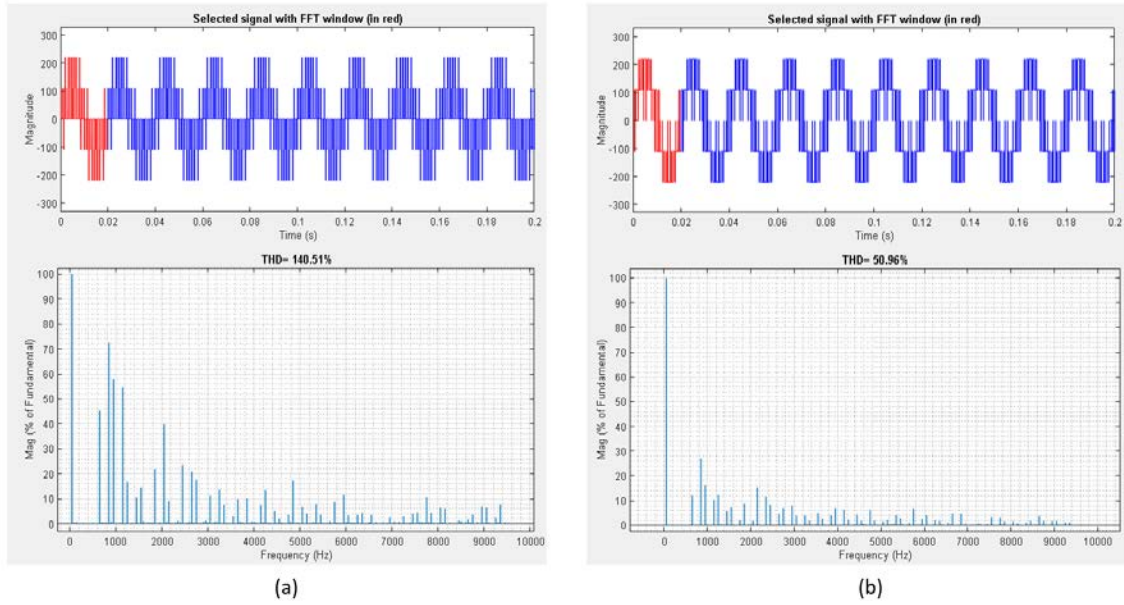


FIGURE III.11 – Résultats de simulation de MLI calculée

(a) : pour  $p = 0.4$  et (b) : pour  $p = 0.9$

### III.2.6 Simulation de la technique MLI vectorielle

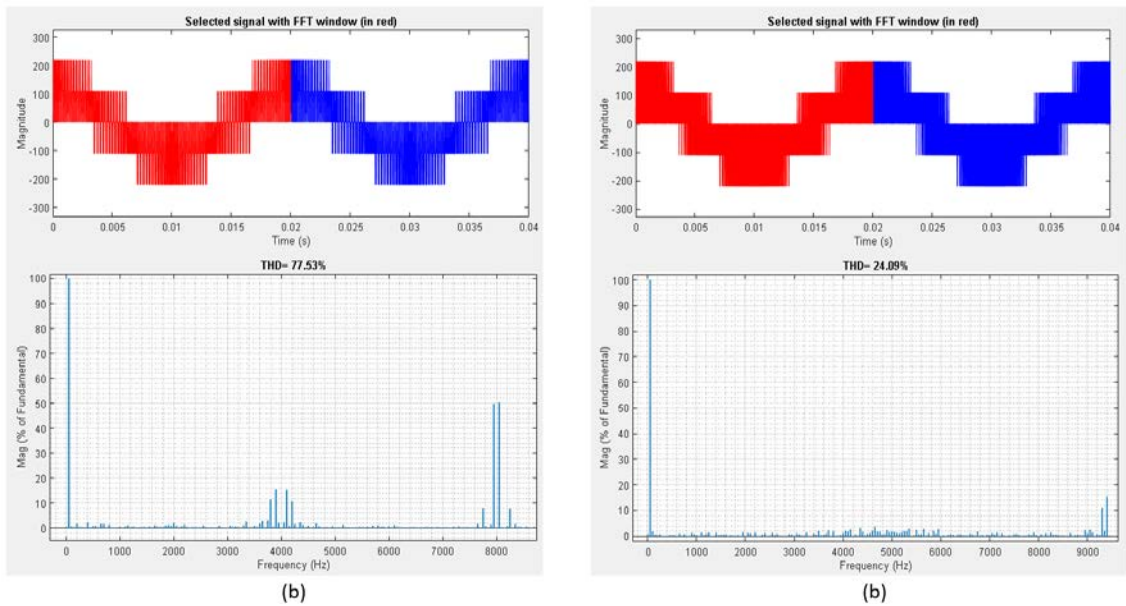


FIGURE III.12 – Résultats de simulation de MLI vectorielle

(a) : pour  $m = 80$  et (b) : pour  $m = 190$

### III.3 Interprétation des résultats

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande sinus triangle.

La figure (III.1) représente la génération de signal MLI après l'intersection de signal de référence sinusoïdale avec le signal de la porteuse (triangulaire) et on observe quand augmente l'indice de modulation  $m$ , la fréquence a augmenté et donc les interruptions de signal MLI. La figure (III.2) c'est la tension simple à la sortie d'onduleur (230 V) et la figure (III.3) c'est la tension composé entre deux phase. Ces figures montrent aussi les résultats de THD et le spectre des harmoniques, on remarque que l'augmentation de  $m$  a diminué le THD et repoussé les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande MLI symétrique.

Dans la figure (III.4) on voit bien que le signal de la tension de référence sinusoïdale est échantillonné et l'augmentation de  $m$  augmente le nombre d'impulsion de signal MLI, et la figure(III.5) c'est la tension simple à la sortie de l'onduler qui a une valeur environ 230V. Et montre aussi le THD de la tension simple qui diminue lors de l'augmentation de  $m$  et les harmoniques repoussés vers les ordres plus élevés et on a des résultats presque égaux au résultats de la MLI sinus triangle.

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande MLI asymétrique. La figure (III.6) montre le signal de la tension sinusoïdale échantillonné et on remarque que l'augmentation de  $m$  augmente le nombre d'impulsion de signal MLI, et la figure(III.7) c'est la tension simple à la sortie de l'onduler qui a une amplitude de 230V. Et on voit bien que le THD de la tension simple ont diminué lors de l'augmentation de  $m$  et les harmoniques repoussés vers les hautes fréquences et nous avons des résultats presque égaux au résultats de la MLI sinus triangle et de la technique de commande symétrique.

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande MLI suboptimale. On peut voir dans la figure (III.8) le signal de référence de la MLI suboptimale après l'injection de l'harmonique d'ordre 3. La tension simple à la sortie de notre onduleur est présenté dans la figure(III.9), on remarque que le THD de cette tension pour la technique MLI sub-optimal est petit par rapport aux autres techniques de commande MLI présenter précédement. La figure (III.10) illustre comment cette technique MLI élimine l'harmonique d'ordre 3.

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande MLI calculée. La figure (III.11) montre la tension simples de notre onduleur présente une tension proche de 230V, on remarque aussi que notre THD est très élevés et que la tension de sortie est riche en harmonique. L'augmentation de coefficient  $p$  diminue le THD et repousse les harmonique vers des fréquences élevés.

Au regard des résultats de simulation de la technique de commande MLI vectorielle. La figure (III.12) montre le signal de sortie de notre onduleur triphasé, la valeur THD est faible par rapport aux autres techniques de commande MLI présenté précédements. On arrive à repousser les harmoniques vers des fréquences élevés quand on augmente l'indice de modulation  $m$  et le THD déminu.

### III.4 Comparaison des performances

Le tableau ci-dessous représente les différents résultats de THD obtenu après la simulation des techniques de commande MLI :

TABLE III.1 – THD pour différentes techniques de MLI

Technique MLI	THD (%)	
	$m = 80$	$m = 190$
MLI Sinus triangle	58.39	30.66
MLI Symétrique	58.37	30.30
MLI asymétrique	58.28	30.00
MLI suboptimale	59.02	22.56
MLI Calculée	140.51	50.96
MLI Vectorielle	77.53	24.09

On observe que les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) simples, symétriques, asymétriques, suboptimale et vectorielles déplacent les harmoniques vers des ordres plus élevés. En augmentant l'indice de modulation " $m$ ", les harmoniques de forte amplitude sont encore plus repoussées, ce qui réduit le taux de distorsion harmonique totale (THD). Notamment, les MLI vectorielles et suboptimale présentent un (THD) inférieur aux autres techniques. Il est observé que dans les techniques de modulation par largeur d'impulsion (MLI) suboptimale et vectorielle, le déchet de tension est plus faible par rapport aux autres méthodes de MLI. Il est également noté que la MLI calculée génère un taux de distorsion harmonique (THD) élevé mais cette technique diminue les harmoniques.

### III.5 Conclusion

Au cours de cette étude dans ce chapitre, nous avons examiné plusieurs techniques de commande MLI et après différents résultats de simulations on peut conclure que, les courbes données par les techniques de commande MLI suboptimale et la commande MLI vectorielle se rapprochent le mieux au signal réel. Plus l'indice de modulation  $m$  augmente, la fréquence sera élevée, plus les harmoniques sont repoussées vers les fréquences élevées formant des familles d'harmoniques qui sont faciles à filtrer par la suite et travailler sur le signal de fondamental le plus réelle possible. Les résultats de THD obtenues sont très élevés parce que l'étude est faite avec des fréquences faibles et l'augmentation de la fréquence de porteuse triangulaire peut diminuer le (THD).

Dans le chapitre suivant, on va essayer de développer des modèles de la commande MLI dans l'environnement réel DS1104 appliqué à notre onduleur pour alimenter une machine asynchrone triphasée.

## Chapitre IV

---

# Réalisation pratique et analyse des essais expérimentaux

### SOMMAIRE

---

IV.1 INTRODUCTION . . . . .	43
IV.2 PRÉSENTATION DE BANC D'ESSAI . . . . .	43
IV.3 PRÉSENTATION DE SYSTÈME DSPACE 1104 . . . . .	44
IV.4 PRÉSENTATION DU LOGICIEL CONTROLDESK . . . . .	45
IV.4.1 Animation mode (Fonctionnement en temps réel) . . . . .	46
IV.4.2 Circuit électronique de commande onduleur . . . . .	47
IV.5 RÉALISATION DE CÂBLE ENTRE DSPACE1104 ET L'ONDULEUR . . . . .	48
IV.6 MODIFICATION SCHÈMA BLOC MATLAB/SIMULINK . . . . .	49
IV.7 APPLICATION DE LA TECHNIQUE DE COMMANDE MLI SINUS TRIANGLE . . . . .	49
IV.7.1 Résultats de la technique de commande MLI sinus triangle . . . . .	50
IV.7.2 Interprétation des résultats MLI sinus triangle . . . . .	56
IV.8 APPLICATION DE LA TECHNIQUE DE COMMANDE MLI SUB-OPTIMAL . . . . .	57
IV.8.1 Résultats de la technique de commande MLI sub-optimal . . . . .	57
IV.8.2 Interprétation des résultats MLI sub-optimale . . . . .	62
IV.8.3 Application de la technique de commande MLI calculée . . . . .	63
IV.9 COMPARAISON DES PERFORMANCES . . . . .	64
IV.9.1 Discussion des résultats de l'implémentation des commandes MLI . . . . .	64
IV.10 CONCLUSION . . . . .	64

---

## IV.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la partie pratique de notre étude qui consiste à commander l'onduleur à partir de la carte DS1104 en utilisant le connecteur des sorties Digital I/O en réalisant un câble avec le circuit électronique pour convertir les signaux de commande des différentes techniques MLI en signal de 0-15 V continu (DC) pour commander les tops et les bots d'onduleur qui fait tourné le moteur asynchrone triphasé à cage.

## IV.2 Présentation de banc d'essai

La figure (IV.1) montre la banc d'essai de notre étude disponible dans notre faculté de Technologie et notre Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT).

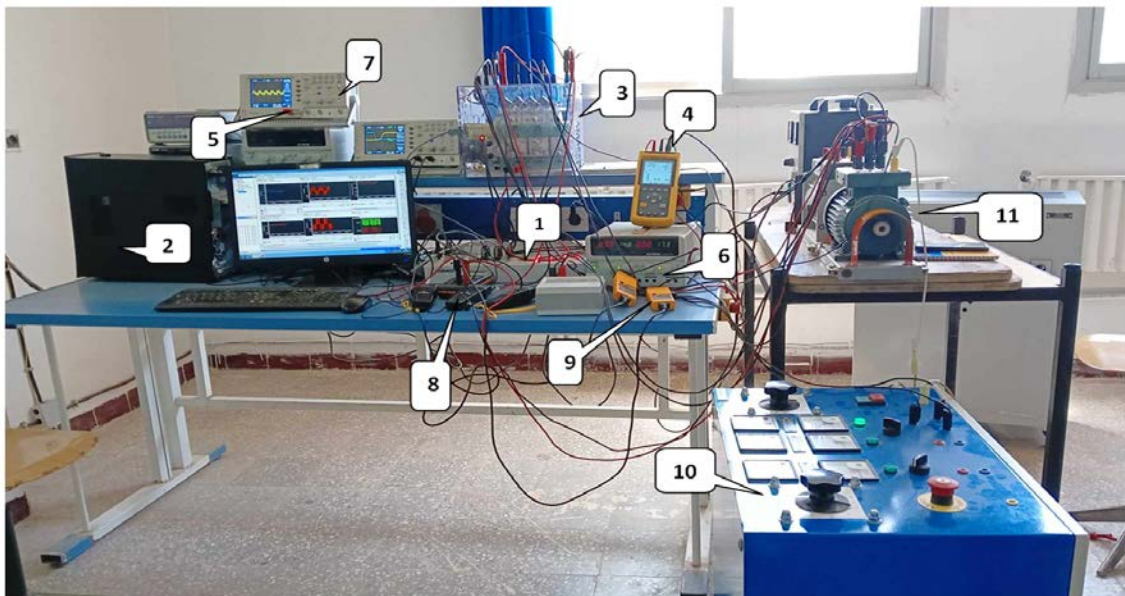


FIGURE IV.1 – Banc d'essai de notre étude

1. DSPACE 1104 : cette carte de contrôle est dédiée au prototypage rapide des systèmes de contrôle en temps réel, qui permet de tester et valider des algorithmes de contrôle avant de les implémentés
2. Ordinateur : permet de programmer, simuler, compiler et contrôler les algorithmes de commande et visualiser les résultats en utilisant des logiciels spécifiques.
3. Onduleur Semikron [7] : est un appareil électronique qui converti la tension continue en une tension alternative, on l'a utilisé pour alimenté le moteur asynchrone, on a appliqué les commande MLI sur cet appareil à patir de DSPACE 1104.
4. Analyseur de qualité de la puissance FLUKE 43B [3] : c'est un appareil de diagnostique et de mesure pour evaluer la qualité de l'énergie électrique, avec cet appareil on peut surveiller plusieurs paramètres électriques comme la fréquence , la tension, le courant, les harmoniques et le THD

5. Flash-disque : nommé aussi clé USB, est un moyen de stockage des données portable, la clé USB est utilisée pour la sauvegarde des signaux depuis l'oscilloscope.
6. Alimentation électrique GW INSTEK GPS-3303 [16] : est un appareil qui fournit une source de courant continu, est utilisé pour alimenter le circuit électronique de commande d'onduleur par une tension de 15VDC.
7. Oscilloscope GW INSTEK GDS-1102A-U [16] : est outil de mesure électronique qui offre une visualisation et une analyse des signaux électrique en temps réel.
8. Sonde de tension différentielle MX 9030 [3] : est un appareil de mesure pour mesurer la différence de potentiel entre deux points d'un circuit électrique, cet outil est utilisé en conjonction avec l'oscilloscope ou l'entrée ADC de DSPACE1104.
9. Pince de courant AC/DC i30s [10] : le pince ampèremétrique est un outil sécurisé pour mesurer le courant électrique circulant dans un fil conducteur en se fixant autour du conducteur.
10. Alimentation 380V mobile : est un équipement portable utilisé pour fournir une alimentation triphasée de 380VAC
11. Moteur asynchrone triphasé à cage : est une machine sur laquelle on a appliqué les tensions de sortie d'onduleur.

**Remarque** : On a utilisé un capteur de position (encodeur incrémental) comme un capteur de vitesse

### IV.3 Présentation de système DSPACE 1104

Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte dSPACE DS1104. La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation SIMULINK, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant les blocs interconnectés [8] [17] [4].

La carte DS1104 dispose d'un processeur principal à virgule flottante, le MPC8240 avec une horloge interne à 250 MHz, il a une capacité mémoire de 8Mo en Flash et de 32Mo en SDRAM, Il possède également un DSP esclave, le TMS320F240 DSP, utilisé pour générer les signaux PWM1 .



FIGURE IV.2 – Carte dSPACE DS1104

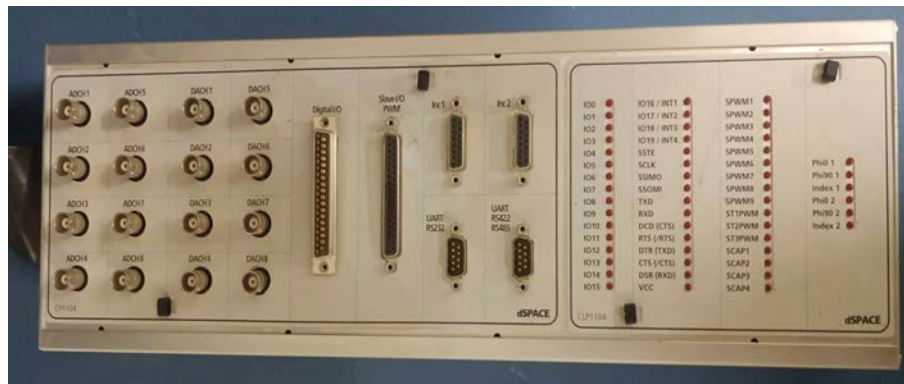


FIGURE IV.3 – Panneau de contrôle CP1104 (Connector Panel)

La carte DS104 (Master PPC) possède :

- 8 convertisseurs analogiques numériques ADC : dont la tension d'entrée est comprise entre  $-10V$  et  $+10V$  ;
- 8 convertisseurs numériques analogiques DAC : dont la tension délivrée est comprise entre  $-10V$  et  $+10V$ . Elle dispose de plusieurs interfaces, notamment des entrées/sorties numériques
- une interface parallèle 20 bits, deux entrées incrémentales, (capteurs de vitesse incrémentaux),
- des interfaces séries (*RS232/RS422/RS485*),
- 20 entrées-sorties numériques,
- 3 timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante.

## IV.4 Présentation du logiciel ControlDesk

Pour visualiser et piloter en temps réel les différentes variables du fichier implémenté sous Simulink, on utilise le logiciel ControlDesk NG de la société dSPACE.

ControlDesk est une interface utilisateur Homme-Machine qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du programme développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink.

La visualisation de variables ou de signaux par des graphes et la modification de paramètres par des boutons d'action associés au programme Simulink ou à l'acquisition sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on peut sélectionner dans la fenêtre Instruments.

L'espace de travail sous ControlDesk est composé :

- d'une fenêtre de navigation (Navigator), elle liste le Layout, la carte connectée et le programme en cours,
- de l'aire de travail contenant le Layout,
- d'une fenêtre Instrument selector contenant les instruments pour la création d'un Layout et d'une fenêtre d'outils (Tools window), la fenêtre des variables Simulink (fichier.sdf).

Les variables sont représentées sous forme d'arbre en correspondance avec les blocs et sous-blocs du programme Simulink.

Il existe trois modes de fonctionnement sous ControlDesk :

- le mode Layouting : Mode de construction de Layout,
- le mode Standard : Mode permettant de tester la validité des connexions entre le Layout et les variables Simulink.
- le mode Measuring : Mode d'exécution du programme contenu dans le DSP avec le Layout comme IHM (Interface Homme Machine).

#### IV.4.1 Animation mode (Fonctionnement en temps réel)

Pour réaliser une interface " Tableau de bord " il suffit d'insérer, à partir de la fenêtre Instrument Selector, les objets graphiques nécessaires en les faisant glisser sur le Layout. Depuis Instrument selector, insérer dans l'espace de travail un Plotter, (pour visualiser le signal de sortie) .Ensuite, glisser les variables correspondantes à chaque instrument virtuel.

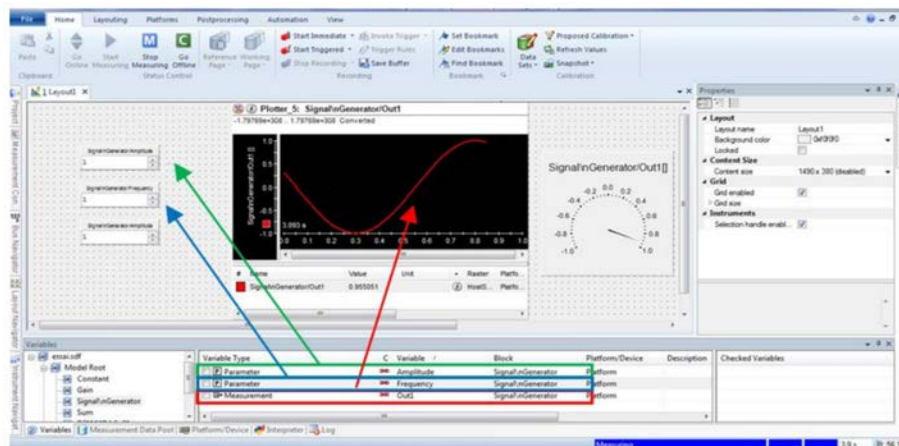


FIGURE IV.4 – Interface graphique de ControlDesk

Afin de lancer l'exécution du programme, cliquer sur Go Online, figure (IV.5).



FIGURE IV.5 – Bouton d'exécution Go online

Pour lancer l'exécution du modèle, l'acquisition des mesures et agir sur le programme Simulink, utiliser le mode Measuring en cliquant sur le bouton Start Measuring figure (IV.6).



FIGURE IV.6 – Bouton d'exécution start measuring

**Attention**, avant de recompiler (Build) sous Matlab/Simulink, il faut impérativement désactiver le mode Online en cliquant sur Go Offline figure (IV.7).



FIGURE IV.7 – Bouton d'exécution Go offline control

A la fin de la compilation, il sera possible de remettre le mode Online pour charger les nouveaux modifications.

#### IV.4.2 Circuit électronique de commande onduleur

La figure (IV.8) montre le circuit électronique de commande des interrupteurs de notre onduleur triphasé.



FIGURE IV.8 – Image de circuit électronique de commande onduleur 0-15V

## IV.5 Réalisation de câble entre dSPACE1104 et l'onduleur

La figure (IV.9) montre le câble qu'on a réalisé dans notre étude combine la sortie de DS1104 (Digital I/O) vers carte de commande onduleur.

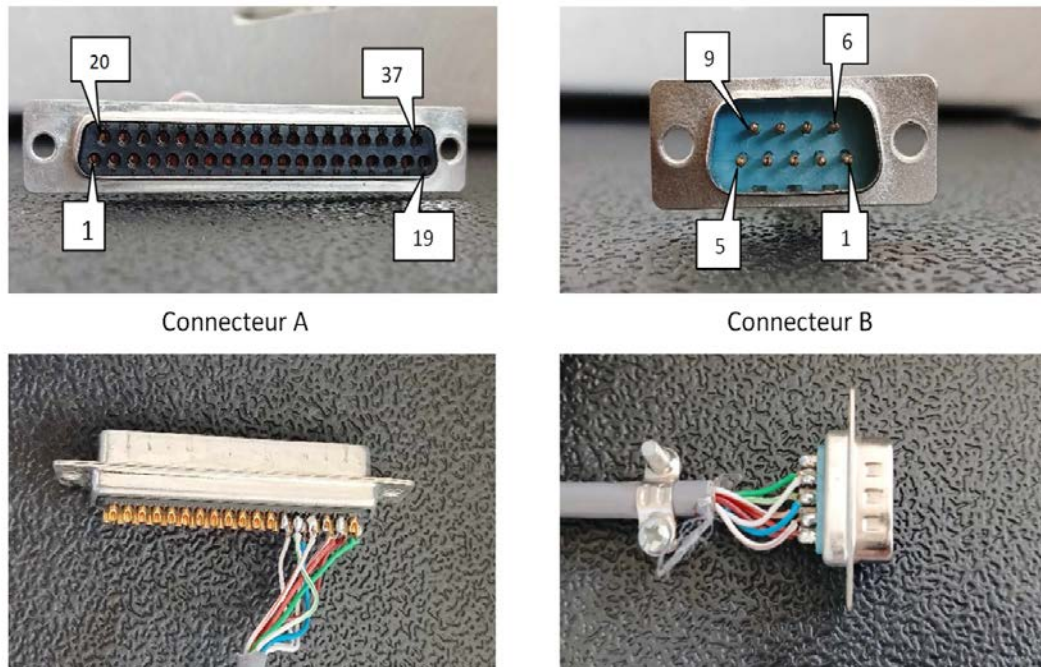


FIGURE IV.9 – Câble de connecteur entre DS1104 et l'onduleur

Les repères de câblage à la sortie Digital I/O (DS1104) vers connecteur de commande (onduleur).

TABLE IV.1 – Repères du câble reliant les connecteurs A et B

Digital I/O	Connecteur A	Connecteur B	Couleur de Fil
TOP 1	2 (IO1)	1	Rouge
TOP 2	3 (IO 3)	2	Blanc
TOP3	5 (IO 5)	3	bleu
CHOP	6 (IO 7)	4	Bleu et Balnc
5		5	
BOT 1	21 (IO 2)	6	Orange
BOT 2	23 (IO 4)	7	Orange et Blanc
BOT 3	24 (IO 6)	8	Vert et Blanc
GND	1 (GND)	9	Vert

## IV.6 Modification schéma bloc Matlab/Simulink

Dans cette partie expérimentale on a modifié les schémas de simulation de Matlab/Simulink comme suivant :

- on a supprimé l'onduleur car c'est un dispositif réel
- on ajouté un bloc " MASTER BIT OUT " pour chaque signal de commande pour commander à partir les E/S numériques (Digital (I/O) de la carte dSPACE1104
- après chaque signal MLI on a ajouté un bloc de conversion pour assurer la compatibilité des signaux avec les sorties numériques
- l'ajout de bloc " On Delay" pour avoir un temps mort entre chaque commutation des top et bot

On ajouté un bloc (DS1104ENC-POS-C1) pour visualiser la vitesse de moteur asynchrone sur ControlDesk

## IV.7 Application de la technique de commande MLI sinus triangle

La figure (IV.10) montre schéma de montage commande MLI sinus triangle dans l'environnement Matlab/Simulink après modification appliquer à notre onduleur qui entrainer un moteur asynchrone en rotation.

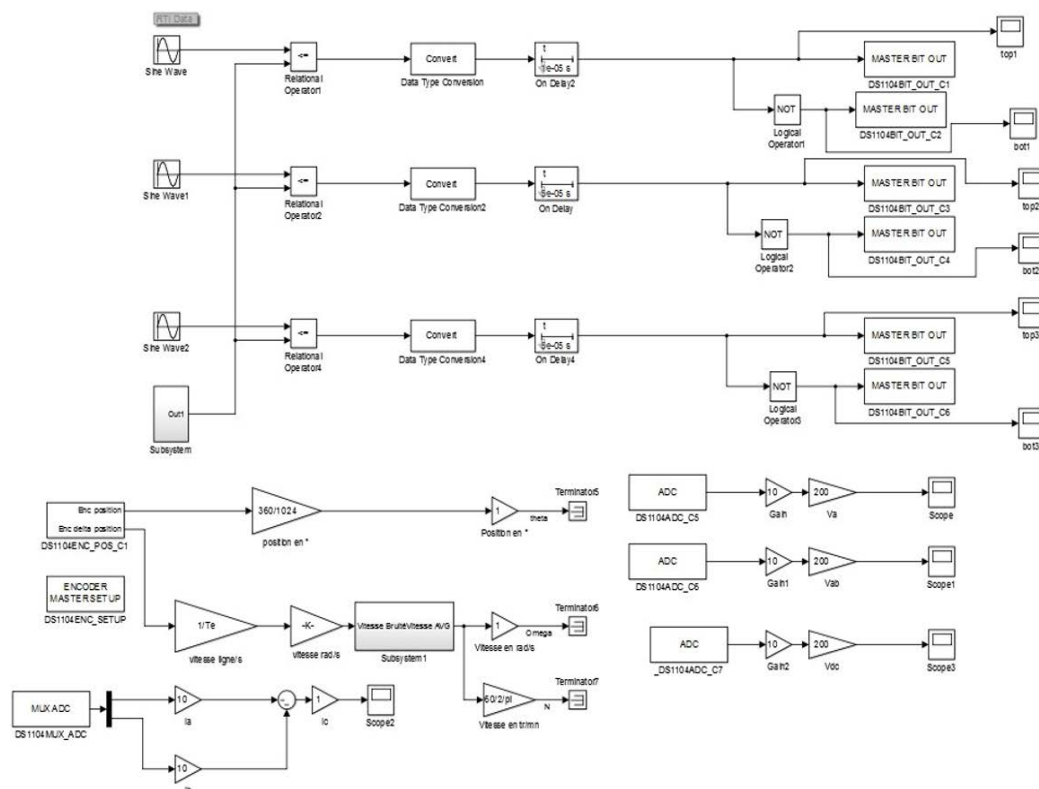


FIGURE IV.10 – Schéma de montage commande MLI sinus triangle sous Matlab/simulink

### IV.7.1 Résultats de la technique de commande MLI sinus triangle

Nous avons procédé à une série de test afin d'étudier le comportement du processus onduleur, munit de la commande MLI sinus triangle pour alimenter une machine asynchrone à cage triphasé. Les différentes testes expérimentaux envisagées sont similaires à celles réalisées dans les chapitres précédents.



FIGURE IV.11 – Résultats commande MLI sinus triangle (ControlDesk)

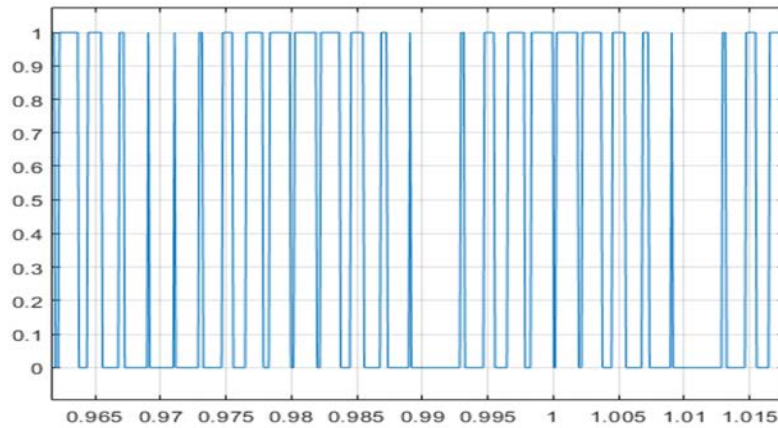


FIGURE IV.12 – Signal de commande MLI  $S_a$  sur ControlDesk

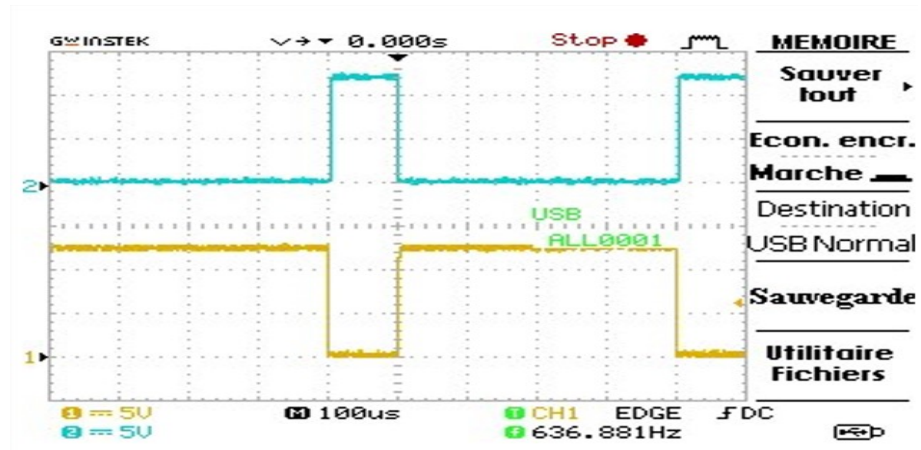


FIGURE IV.13 – Signal de commande MLI ( $S_a$  Top,  $S_a$  Bot) sur oscilloscope

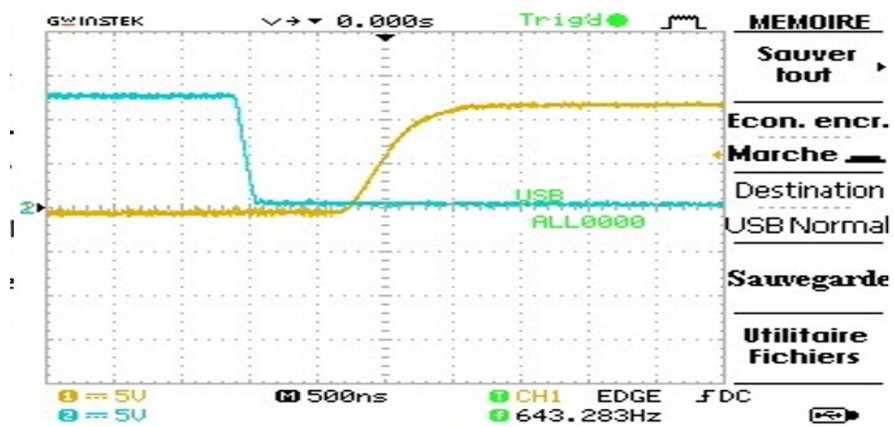


FIGURE IV.14 – Allure représentatif de temps mort sur oscilloscope

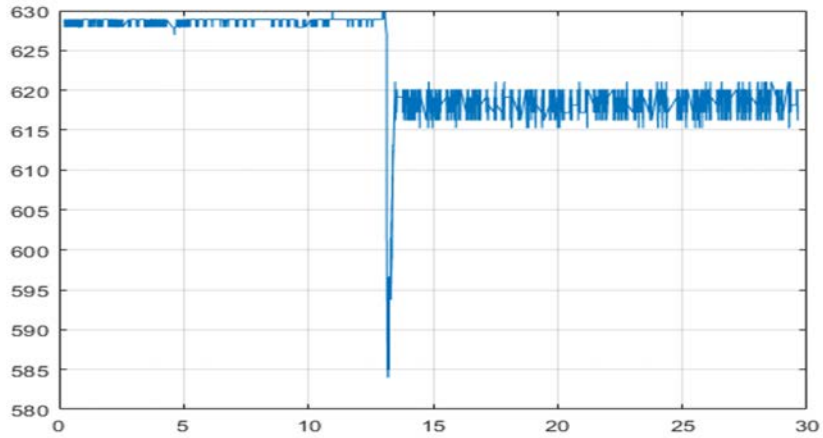


FIGURE IV.15 – Tension de bus continue  $V_{dc}$  sur ControlDesk

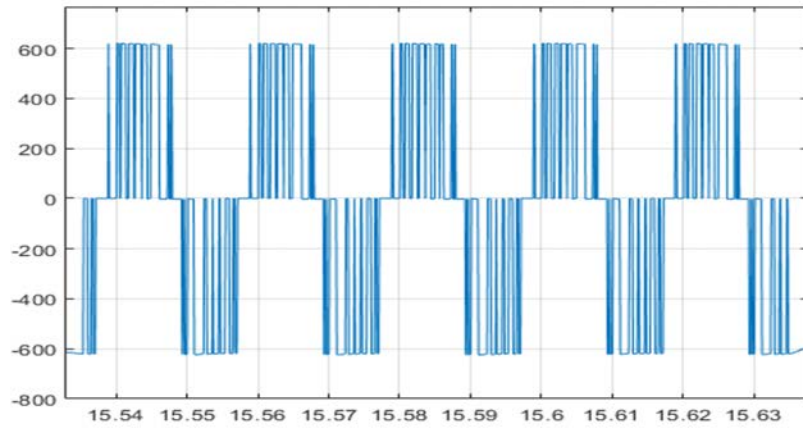


FIGURE IV.16 – Tension composé  $U_{ab}$  sur ControlDesk

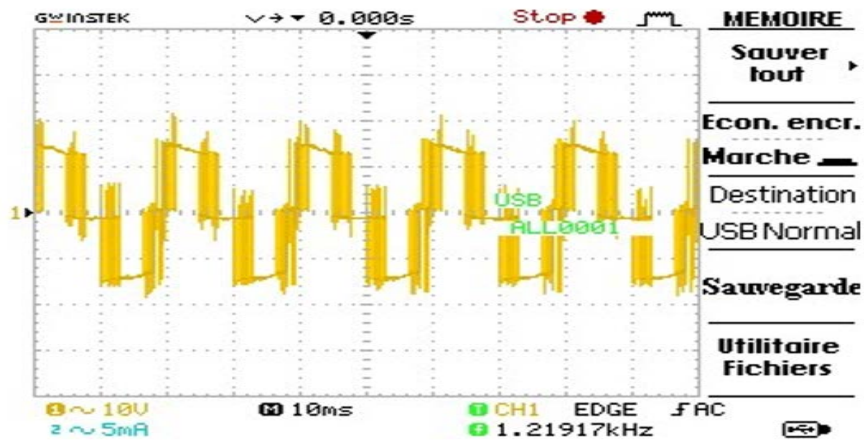


FIGURE IV.17 – Tensions composé  $U_{ab}$  sur oscilloscope



FIGURE IV.18 – Tension composée  $U_{ab}$  sur Fluck

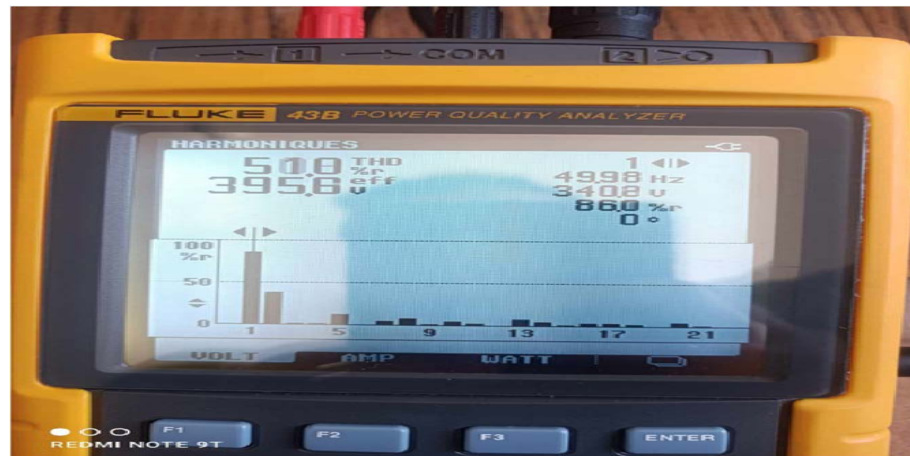


FIGURE IV.19 – THD et spectre d'harmoniques de la tension composée pour  $m = 80$

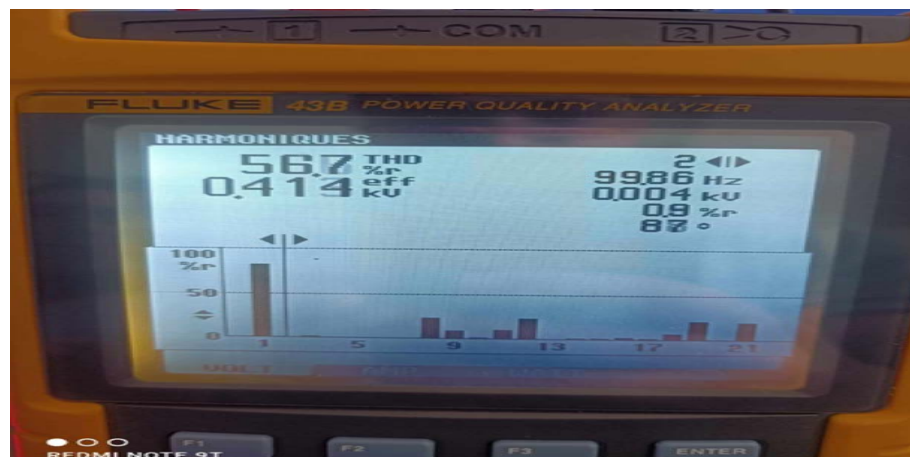
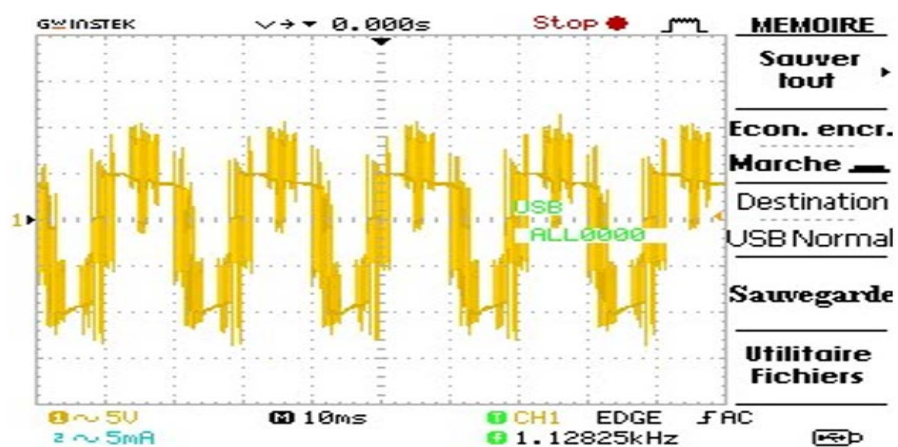
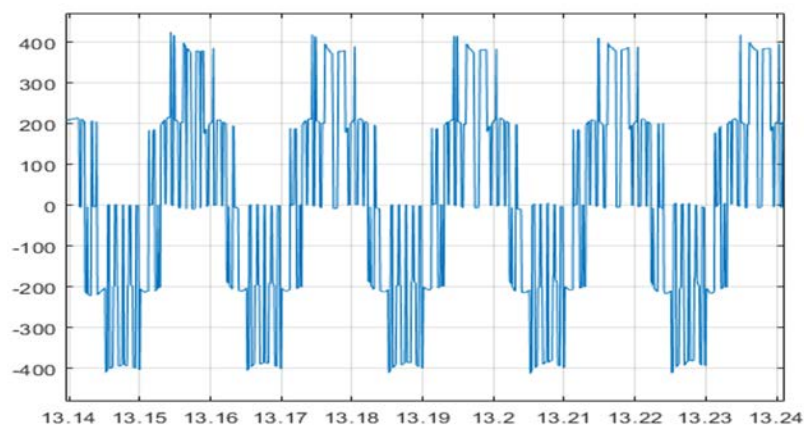
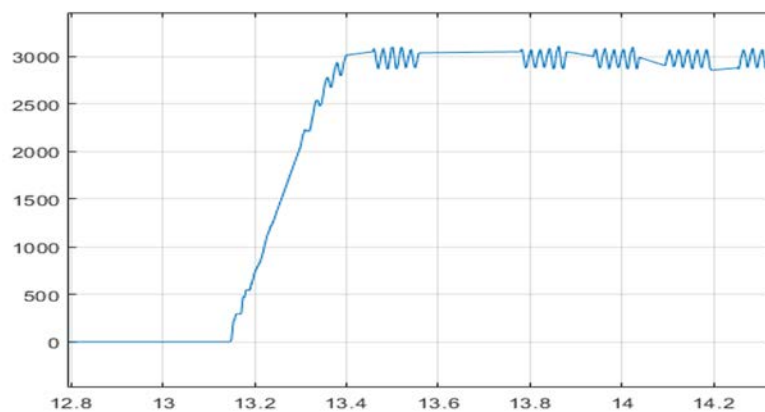
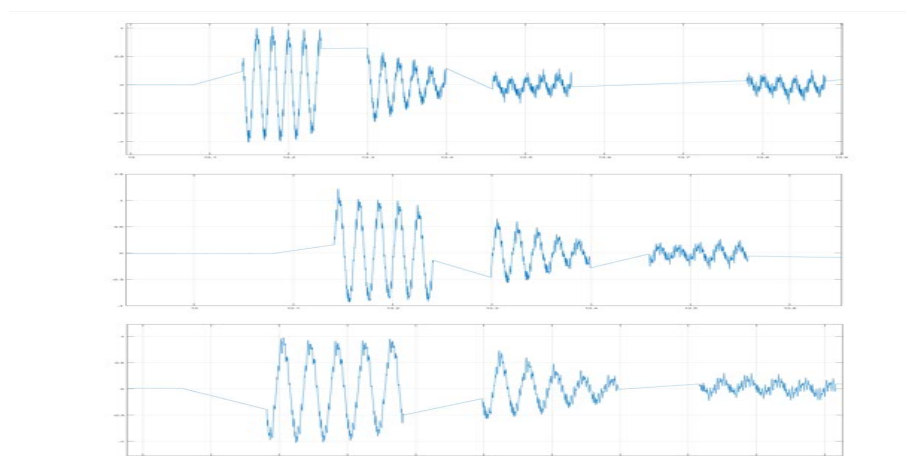
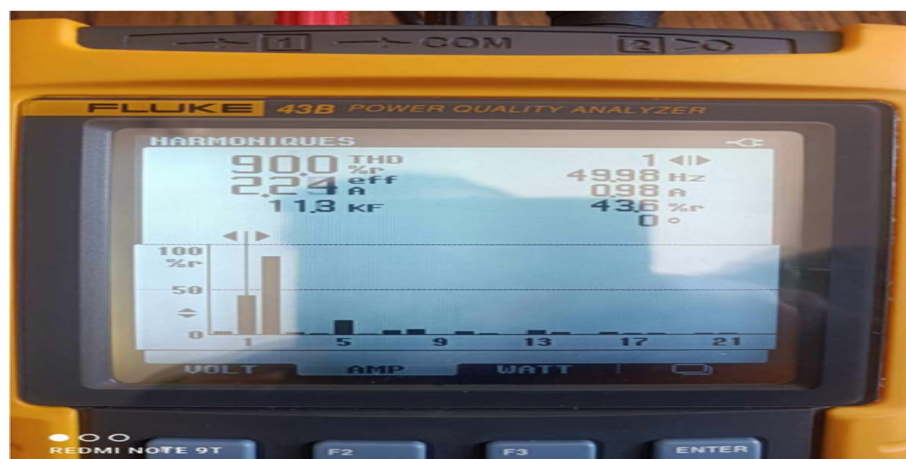


FIGURE IV.20 – THD et spectre d'harmoniques de la tension composée pour  $m = 190$

FIGURE IV.21 – Tensions simple  $V_a$  sur oscilloscopeFIGURE IV.22 – Tension simple  $V_a$  sur ControlDeskFIGURE IV.23 – Vitesse en  $tr/min$  de la machine asynchrone à vide

FIGURE IV.24 – Courants statoriques  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sur ControlDeskFIGURE IV.25 – THD et spectre d'harmoniques de courant pour  $m = 80$ FIGURE IV.26 – THD et spectre d'harmoniques de courant pour  $m = 190$

### IV.7.2 Interprétation des résultats MLI sinus triangle

Au regard des résultats expérimentaux de notre commande MLI sinus triangle appliqué à notre onduleur, nous pouvons remarquer. La figure (IV.11) pour commande MLI sinus triangle dans l'environnement ControlDesk.

Les figures (IV.12) et (IV.13) représentent respectivement le signal de commande MLI sinus triangle  $Sa$  sur ControlDesk et ( $Sa$  top et  $Sa$  bot) sur oscilloscope, qui sont deux signaux carrés d'une amplitude presque de  $15V$ , ils sont complémentaires (quand  $Sa$  Top est ouvert le  $Sa$  Bot est fermé) et jamais les deux à la fois. La figure (IV.14) nous permet de vérifier l'existence d'un temps mort lors de la commutation des deux interrupteurs de haut et bas pour éviter le court circuit de bras de notre onduleur.

La figure (IV.15) montre la tension de bus continue  $Vdc$  sur ControlDesk, avant l'application du démarrage de notre machine asynchrone, la tension est environ  $630V$  continue et lors de l'application d'un démarrage, elle a oscillé à une valeur de proche de  $620V$  continue.

Les figures (IV.16 et IV.17) et (IV.18) pour tension composée  $Uab$  sur ControlDesk, oscilloscope et sur FLUKE, présentent une amplitude de tension environ  $400V$  alternatif. L'appareil de mesure FLUKE nous donne une tension composée (entre deux phases) de  $400V$  et un THD de tension de  $51\%$  pour  $m = 80$  et de  $54\%$  pour  $m = 190$  et on voit que les harmoniques sont repoussés vers les ordres élevés quand on a augmenté l'indice de modulation. Les figures (IV.22) (IV.17) pour tension simple  $Va$  sur ControlDesk et oscilloscope présente une valeur de  $230V$  alternatif (tension supportée par un enroulement de la machine).

La figure (IV.24) pour courant statorique  $ia$ ,  $ib$  et  $ic$  sur ControlDesk. On remarque que au démarrage le courant atteint environ  $1.3A$  et en régime permanent oscille autour de  $0.2A$  parce que le courant de démarrage est 7 fois plus grand que le courant nominal. Aussi l'appareil de mesure FLUKE présenté dans la figure (IV.26) nous donne une valeur de courant de  $2.35A/10$  parce la valeur relevée de la pince ampèremétrique est multipliée par 10. Et on a un courant faible parce que le moteur tourne à vide.

La figure (IV.23) montre le démarrage à vide la montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse est proche de  $3000 \text{ tr/min}$  (vitesse de synchronisme).

## IV.8 Application de la technique de commande MLI sub-optimal

La figure (IV.10) montre schéma de montage commande MLI sub-optimal dans l'environnement Matlab/Simulink après modification appliquer à notre onduleur qui entrainer un moteur asynchrone en rotation.

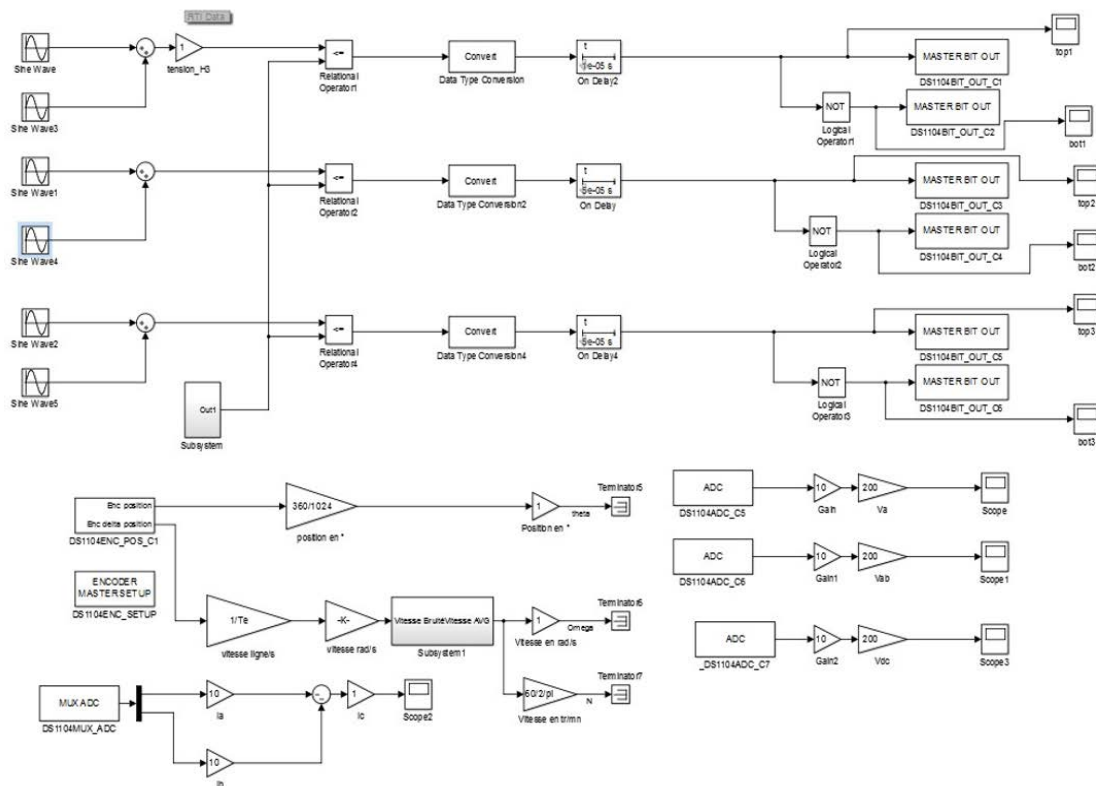


FIGURE IV.27 – Schéma de montage commande MLI sub-optimal sous Matlab/Simulink

### IV.8.1 Résultats de la technique de commande MLI sub-optimal

Nous avons procédé à une série de test afin d'étudier le comportement du processus onduleur, munit de la commande MLI sub-optimal pour alimenter une machine asynchrone à cage triphasé. Les différentes testes expérimentaux envisagées sont similaires à celles réalisées dans les chapitres précédents.



FIGURE IV.28 – Schéma de montage commande MLI sub-optimale (ControlDesk)

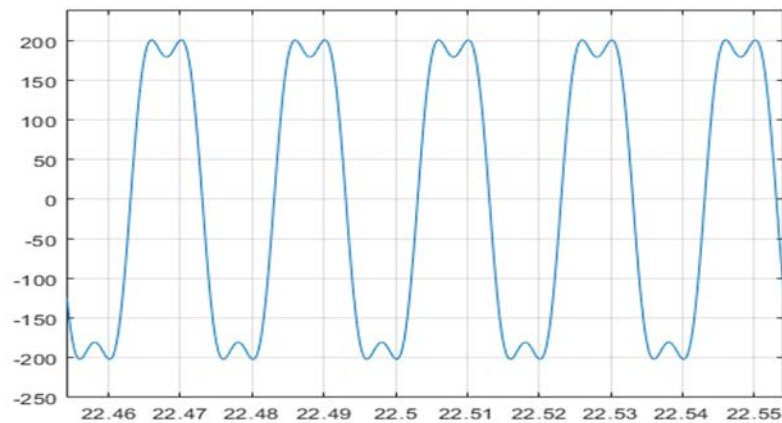


FIGURE IV.29 – Tension de reference de la technique MLI sub-optimale

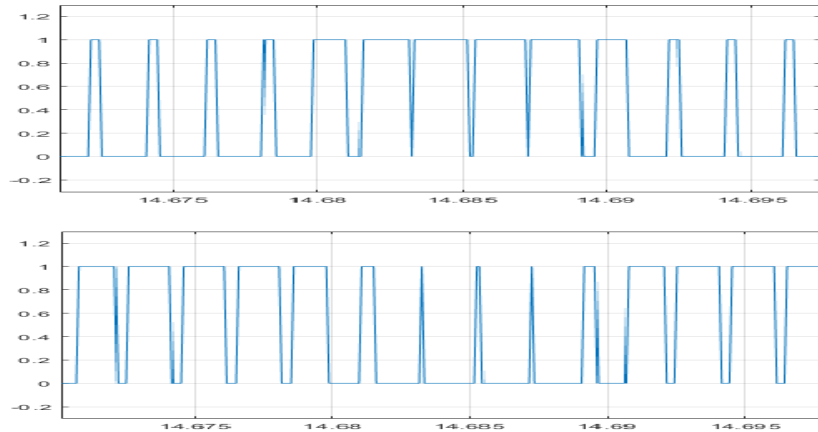


FIGURE IV.30 – Signal de commande MLI sub-optimal ( $S_a$  top et  $S_a$  bot) sur ControlDesk

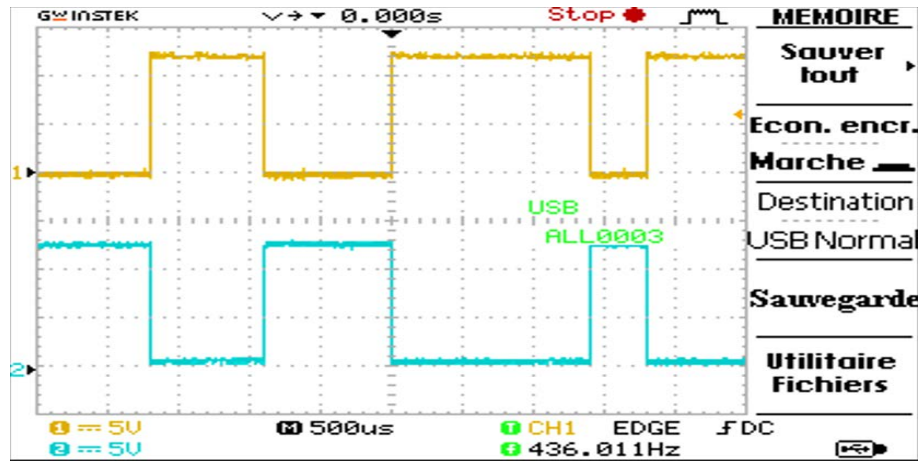


FIGURE IV.31 – Signal de commande MLI sub-optimal( $S_a$  Top,  $S_a$  Bot) sur oscilloscope

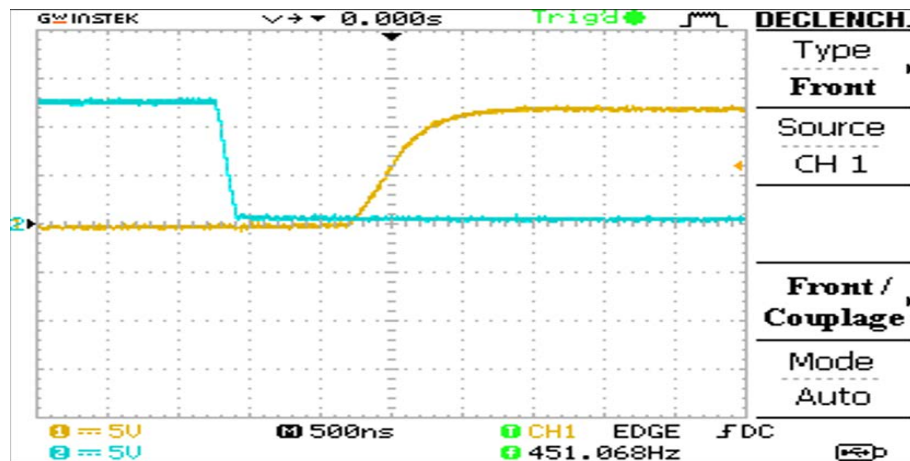


FIGURE IV.32 – Allure représentatif de temps mort de commande MLI sub-optimal sur oscilloscope

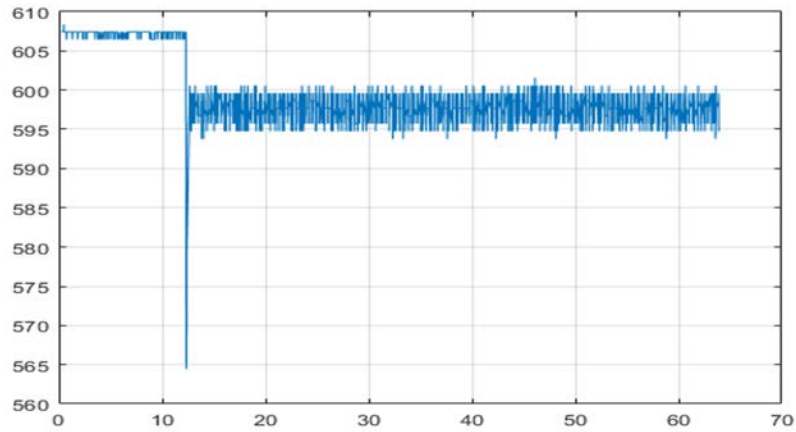


FIGURE IV.33 – Tension de bus continue  $V_{dc}$  sur ControlDesk

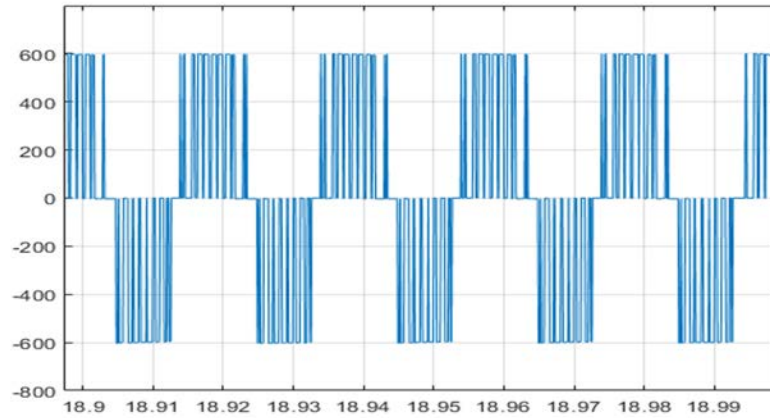


FIGURE IV.34 – Tension composé  $U_{ab}$  sur ControlDesk

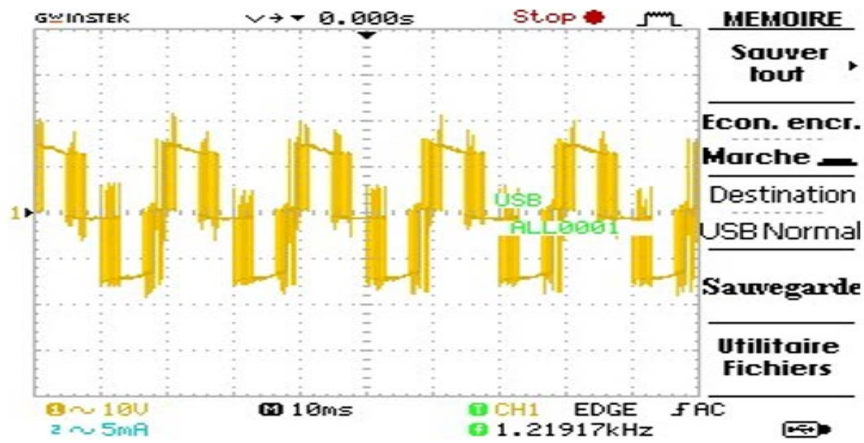


FIGURE IV.35 – Tension composé  $U_{ab}$  sur oscilloscope

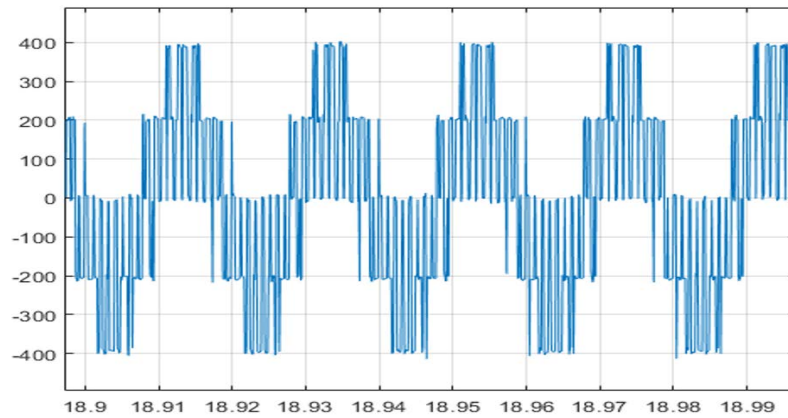


FIGURE IV.36 – Tension simple  $V_a$  sur ControlDesk

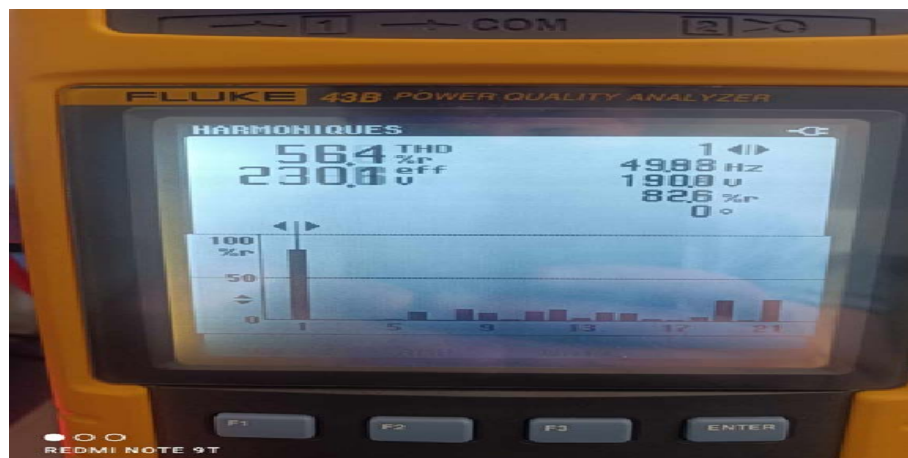


FIGURE IV.37 – THD et spectre d'harmoniques de la tension simple pour  $m=190$  sur Fluck

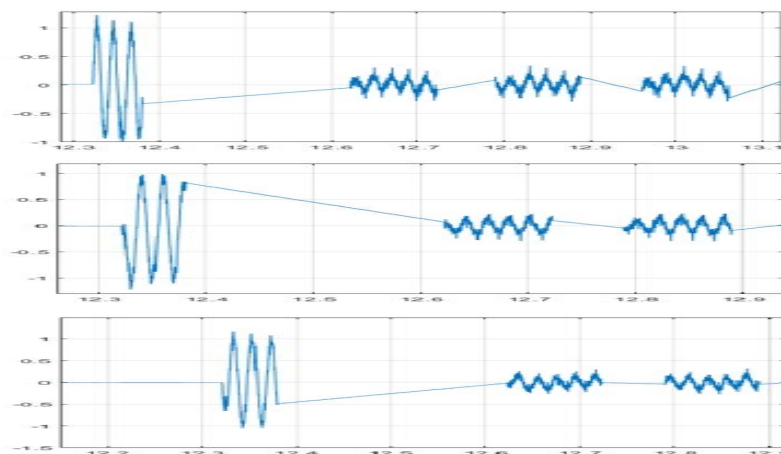
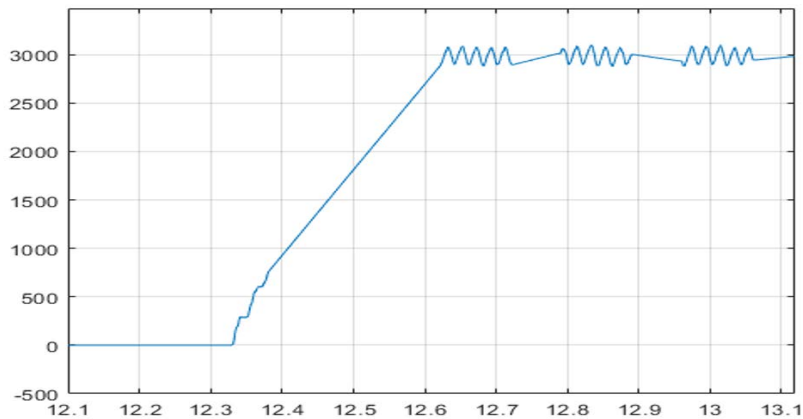


FIGURE IV.38 – Courant statorique  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sur ControlDesk

FIGURE IV.39 – THD et spectre d’harmoniques de courant pour  $m=190$  sur FluckFIGURE IV.40 – Vitesse en  $tr/min$  de la machine asynchrone à vide

### IV.8.2 Interprétation des résultats MLI sub-optimale

Au regard des résultats expérimentaux de notre commande MLI sub-optimal appliqué à notre onduleur, nous pouvons remarquer. La figure (IV.28) pour commande MLI sub-optimal dans l’environnement ControlDesk.

La figure (IV.29) présente la tension de référence de la technique MLI sub-optimale après l’injection de l’harmonique d’ordre 3.

La figures (IV.30 et IV.31) respectivement pour signal de commande MLI sub-optimal ( $S_a$  top et  $S_a$  bot) sur ControlDesk, sur oscilloscope, on peut voir que la commutation des interrupteurs de haute et basse sont travaillés en complémentaire. il est très claire dans la figure (IV.32) qui montrent la gestion de temps mort de deux interrupteurs afin d’éviter le court circuit entre les phases.

La figure (IV.33) pour tension de bus continue  $V_{dc}$  sur ControlDesk, montre une valeur de tension continue environ de 620V obtenue après qu’on a alimenté le redresseur (PD3) et filtrage par capacité afin d’obtenir une tension environ 400V entre deux phase d’onduleur.

La figures (IV.34 et IV.35) pour tension composée  $U_{ab}$  sur ControlDesk et sur oscilloscope

respectivement, présentent une tension environ  $400V$  alternatif entre phase.

La figure (IV.36) pour tension simple  $V_a$  sur ControlDesk, nous a donné une tension simple de  $230V$  avec un THD de  $56\%$  et on remarque l'élimination de l'harmonique d'ordre 3, il est très claire dans la figure (IV.37).

La figure (IV.38) pour courant statorique  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sur ControlDesk, qui ont une valeur de  $0.1A$  en régime permanent et plus élevé lors de démarrage.

La figure (IV.39) pour l'étude THD et spectre d'harmoniques de courant pour  $m=190$  sur Fluck, présente une valeur de  $46\%$  mieux que de la technique MLI sinus triangle.

La figure(??) présente la vitesse de la machine asynchrone tourne à une vitesse proche de la vitesse de synchronisme  $3000 \text{ tr/min}$  (nombre de paire de pole  $p=1$ ).

### IV.8.3 Application de la technique de commande MLI calculée

La figure (IV.41) montre schéma de montage commande MLI calculée dans l'environnement Matlab/Simulink après modification appliquer à notre onduleur qui entrainer un moteur asynchrone en rotation.

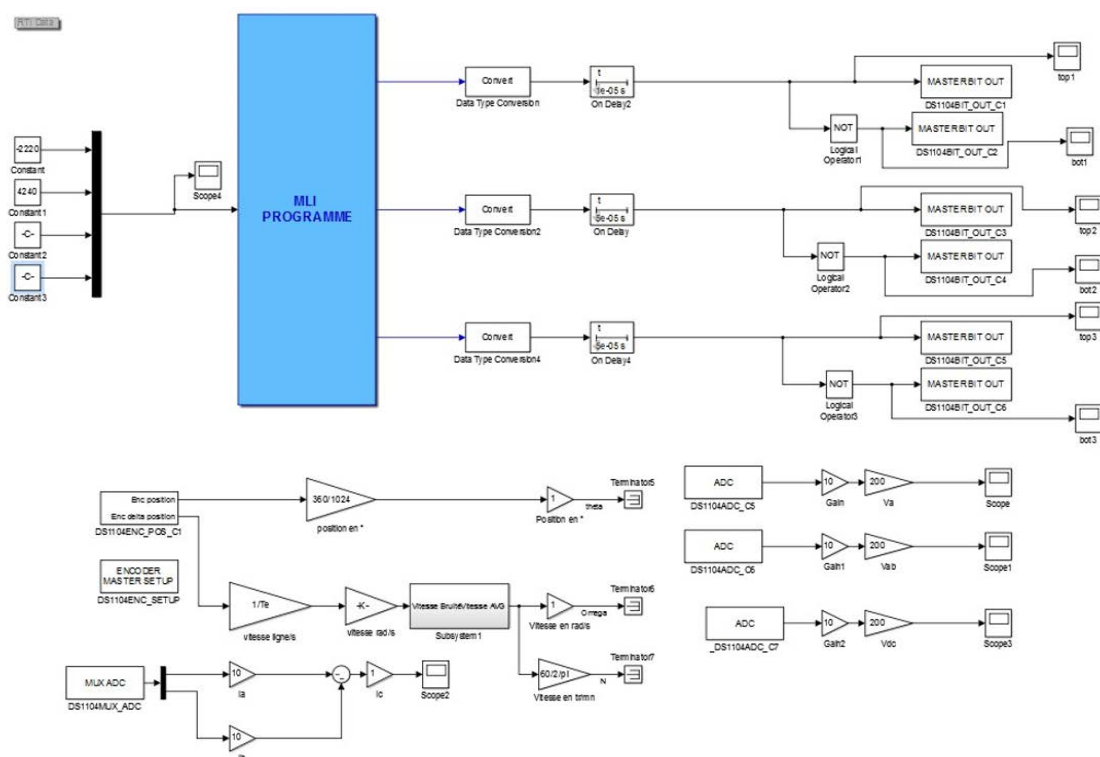


FIGURE IV.41 – Schéma de montage commande MLI calculée (Matlab)

## IV.9 Comparaison des performances

### IV.9.1 Discussion des résultats de l'implémentation des commandes MLI

Pour les deux essais de la MLI simple on a eu des résultats similaires à celle de simulation on a obtenu une tension composée à la sortie d'onduleur de 400VAC et on peut observer que l'augmentation de l'indice de modulation  $m$  repousse les harmoniques vers les ordres ou les fréquences élevés. Et concernant la MLI suboptimale on a eu un THD inférieure par rapport à celle de MLI simple et on a eu une tension simple de 230VAC. Dans la MLI calculée et la MLI vectorielle on a utilisé des blocs M-FUNCTION et on n'a pas pu compiler le schéma bloc. On a essayé de simuler la MLI calculée et de faire entrer les valeurs des angles comme des constants mais on n'a pas obtenu des bons résultats car on n'a pas pu visualiser les signaux de commande MLI sur l'oscilloscope. Pour les MLI symétrique et Asymétrique nous avons rencontré un problème d'échantillonnage de signal " zero-order hold ", le problème c'était le temps d'échantillonnage et pour compiler avec dSPACE 1104 on doit choisir un solveur Fixed-step et le solveur Ode1(Euler). Pour toutes les techniques MLI on ne pouvait pas visualiser les signaux de commande MLI sur l'oscilloscope pour une fréquence de 10KHz ( $m = 200$ )

## IV.10 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents dispositifs et appareils qui constituent notre banc d'essai réalisé. On a essayé d'expliquer au mieux les étapes suivies pour commander un onduleur avec les différentes techniques MLI depuis les sorties numériques (Digitale I/O), dans chaque passage, nous avons utilisé nos connaissances théoriques pour dominer et vaincre les obstacles auxquels la réalisation pratique nous faisait face. Grâce à cette réalisation, on a renforcé et amélioré nos connaissances théoriques.

Après la réalisation de la plateforme, on l'a mise à l'épreuve en alimentant le moteur asynchrone triphasé commandé par les techniques MLI sinus triangle et sub-optimale, nous avons visualisé et surveillé la qualité de signal en temps réel à l'aide des appareils de mesure qu'on a utilisés dans notre travail pratique.

Pour notre plateforme on peut constater que :

- On ne peut pas atteindre 10KHz pour la fréquence de porteuse
- Matlab avec la carte dSPACE 1104 peut compiler que des S-FUNCTION écrite en langage C
- On doit avoir une autre solution pour les MLI symétrique et asymétrique. Cependant, dans ce dernier chapitre, nous avons pu atteindre notre objectif qui consiste à commander l'onduleur à partir des sorties numériques (Digital I/O) en réalisant un câble et une carte électronique 0 – 15VDC

---

## Conclusion générale

Ce projet de fin d'étude s'est focalisé sur l'analyse, la simulation et la mise en œuvre pratique des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) appliquées aux onduleurs triphasés. A travers les quatre chapitres du mémoire, nous avons couvert de manière exhaustive les aspects théoriques, numériques et expérimentaux des commandes des onduleurs triphasés. Nous avons présenté les concepts fondamentaux de la conversion continue/alternative et les différentes classifications des onduleurs triphasés.

Les principes des commandes décalées et pleine onde ont été expliqués, ainsi que le crucial de la MLI dans l'amélioration des performances des onduleurs.

Une analyse détaillée des différentes techniques de MLI, incluant la MLI par échantillonnage naturel, symétrique, asymétrique, précalculée, suboptimale et vectorielle, a été réalisée. Nous avons modélisé un onduleur de tension à deux niveaux et simulé les différentes techniques de MLI. Les simulations ont permis de comparer les performances des diverses techniques, mettant en évidence les avantages et inconvénients de chaque approche.

La réalisation pratique a impliqué la mise en place d'une plateforme d'essai utilisant le système dSPACE DS 1104 et le logiciel ControlDesk.

Les essais expérimentaux ont validé les modèles théoriques et les résultats de simulation, confirmant l'efficacité de la technique de MLI suboptimale en termes de réduction des harmoniques et amélioration du rendement global. Problèmes rencontrés :

- La dSPACE 1104 ne compile pas les Math FUNCTION écrite en script.m, on doit utiliser des blocs S-FUNCTION écrite en langage C et on n'est pas pu compiler et étudier les techniques MLI vectorielle et MLI calculée.
- Problème de bloc " zero-order hold " pour les MLI symétrique et asymétrique à cause de temps d'échantillonnage et le choix de solver

### Implications et Recommandations :

Les résultats obtenus démontrent que les techniques de MLI, particulièrement le méthode suboptimale, est efficaces pour minimiser les harmoniques et améliorer la qualité de l'alimentation électrique des onduleurs triphasés. Ces conclusions ont des implications

significatives pour les applications industrielles à la qualité de la puissance et l'efficacité énergétique sont critiques.

Pour les futures recherches et développements, nous recommandons :

- L'exploration des autres techniques de MLI en pratique tel que la MLI vectorielle et la MLI calculée qui pourraient offrir des performances encore supérieures.
- L'intégration de ces techniques dans des systèmes d'onduleurs plus complexes, tels que les onduleurs multiniveaux, pour des applications plus avancées.
- L'évaluation des performances des onduleurs triphasés dans des environnements variés et sous différentes conditions de charge pour renforcer la robustesse.

---

## Bibliographie

- [1] Guemri ADEL : *Étude et commande d'onduleur*. Thèse de doctorat, university center of abdalhafid boussouf-Mila, 2022.
- [2] Bouzidi ALI : Diagnostie et controle des systèmes de conditionnement de l'enregie photovoltaïque. 11 Avril 2016.
- [3] Chauvin ARNOUX : Chauvin arnoux official website, 2024. Accessed : 22 Mai 2024.
- [4] Mokrani Zahra BEN BOUDAUD MOURAD : Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur mli en utilisant la carte dspace 1104. 2012.
- [5] Riad BOUZIDI : Contribution à l'optimisation et à la commande adaptative des entraînements électriques.
- [6] Stefan Laurentiu CAPITANEANU : *Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique (Toulouse), 2002.
- [7] Semikron DANFOSS : Semikron danfoss official website, 2024. Accessed : 22 Mai 2024.
- [8] Abdallah DARKAWI : Initiation au système dspace, de l'interface rti dans simulink et de controldesk next generation 5.4 version 2.0. 2015.
- [9] Daniel DEPERNET : *Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone*. Thèse de doctorat, Université de Reims-Champagne Ardenne, 1995.
- [10] DISTRAME : Distrame official website, 2024. Accessed : 22 Mai 2024.
- [11] Tarik EL AJJOURI : Méthode avancée de contrôle commande d'un onduleur monophasé pour une réduction de la banque de condensateurs, en vue d'accroître la durée de vie du convertisseur. 2018.
- [12] Bouzid Allal EL MOUBAREK : Onduleur triphasé commandé par la stratégie d'élimination d'harmonique she. *Thème de Magister, Université d'Oran*, 2010.
- [13] Kedjadja Warda et BEKHAKHECHA HANA : Modélisation et simulation d'un onduleur de tension utilisant différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion. Juin 2012.
- [14] Cherrqhi Ali et Reguea Mohammed GHENBAZI TAYEB : *Etude des Différentes Techniques de Commande d'un Onduleur Associé à une Machine Asynchrone*. Thèse de doctorat, Centre universitaire d'Eloued, 2008.

- 
- [15] Sid-ali HAMEURLAINE et Hamza ZELILEF : *Commande d'un onduleur triphasé par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions à élimination sélective d'harmoniques*. Thèse de doctorat, Université de Jijel, 2018.
- [16] GW INSTEK : Gw instek official website, 2024. Accessed : 22 Mai 2024.
- [17] Benabdllah KAMAL : Conception de la commande d'une machine asynchrone. 2015.
- [18] Morissanda KEITA : technique de commande des convertisseurs. 26 Août 1999.
- [19] Boukerane LEILA : Impact des convertisseurs, statique multiniveaux sur les performances des systèmes upfc.
- [20] Kamel MERABET : *Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée*. Thèse de doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, 2011.
- [21] Didaoui MOKRANE et Alik FERHAT : *Réalisation d'un onduleur triphasé à base de transistors IGBT*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2009.
- [22] Hakimi NASSIM : *Implémentation de la SHEPWM pour la gestion des angles de commutation de l'onduleur SEMISTACK B6CI*. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2017.
- [23] Abdelazziz SAAD : *Commande et implémentation d'un Onduleur De tension triphasé*. Thèse de doctorat, Université de M'Sila, 2019.
- [24] Nacer TAREK : *Generation des signaux PWM à l'aide d'un DSP*. Thèse de doctorat, Université Saad Dahleb de Blida, 2011.
- [25] Rami TROUDI : étude, conception et structure de commande temps réel d'un onduleur multiniveau à partir d'une seule source dc, applications énergies renouvelables et véhicules électriques. *Université de Poitier*, 2021.
- [26] A.BALOUKTSIS V.G. AGELIDIS et I.BALOUKTSIS : On applying a minimization technique to the harmonic elimination pwm control : The bipolar waveform. June 2004.

# **Annexes**

## 1. Caractéristiques de la carte dSPACE DS1104

Tableau A1. Principales caractéristiques de la carte dSPACE DS1104

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> <li>MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals</li> <li>64-bit floating-point processor</li> <li>CPU clock: 250 MHz</li> <li>2 x 16 KB cache, on-chip</li> <li>On-chip PCI bridge (33 MHz)</li> </ul>
Memory	Global memory	32 MB SDRAM
	Flash memory	8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> <li>32-bit down counter</li> <li>Reload by hardware</li> <li>80-ns resolution</li> </ul>
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> <li>32-bit down counter</li> <li>Reload by software</li> <li>40-ns resolution</li> </ul>
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> <li>64-bit up counter</li> <li>40-ns resolution</li> </ul>
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> <li>5 timer interrupts</li> <li>2 incremental encoder Index line interrupts</li> <li>1 UART interrupt</li> <li>1 slave DSP interrupt</li> <li>1 slave DSP PWM interrupt</li> <li>5 A/D converter (end of conversion) interrupts</li> <li>1 host interrupt</li> <li>4 external interrupts (user interrupts)</li> </ul>
A/D converter	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>4 multiplexed channels equipped with one sample &amp; hold A/D converter (1x16-bit)</li> <li>4 parallel channels each equipped with one sample &amp; hold A/D converter (4x12-bit)</li> <li>Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously</li> </ul>
	Resolution	<ul style="list-style-type: none"> <li>Multiplexed channels: 16 bit</li> <li>Parallel channels: 12 bit</li> </ul>
	Input voltage range	±10 V
	Conversion time	<ul style="list-style-type: none"> <li>Multiplexed channels: 2 μs<sup>1)</sup></li> <li>Parallel channels: 800 ns<sup>1)</sup></li> </ul>
	Offset error	±5 mV
	Gain error	<ul style="list-style-type: none"> <li>Multiplexed channels: ±0.25%</li> <li>Parallel channels: ±0.5%</li> </ul>
	Offset drift	40 μV/K
	Gain drift	25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	<ul style="list-style-type: none"> <li>Multiplexed channels: &gt;80 dB</li> <li>Parallel channels: &gt;65 dB</li> </ul>
D/A converter	Channels	8 channels
	Resolution	16-bit
	Output range	±10 V
	Settling time	Max. 10 μs (full-scale, accuracy ½ LSB)
	Offset error	±1 mV
	Gain error	±0.1%
	Offset drift	130 μV/K
	Gain drift	25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	>80 dB
	$I_{max}$	±5 mA
Digital I/O	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>20-bit parallel I/O</li> <li>Single bit selectable for input or output</li> </ul>
	Voltage range	TTL input/output levels
	$I_{out, max}$	±5 mA

## A2. Description du panneau de contrôle CP1104

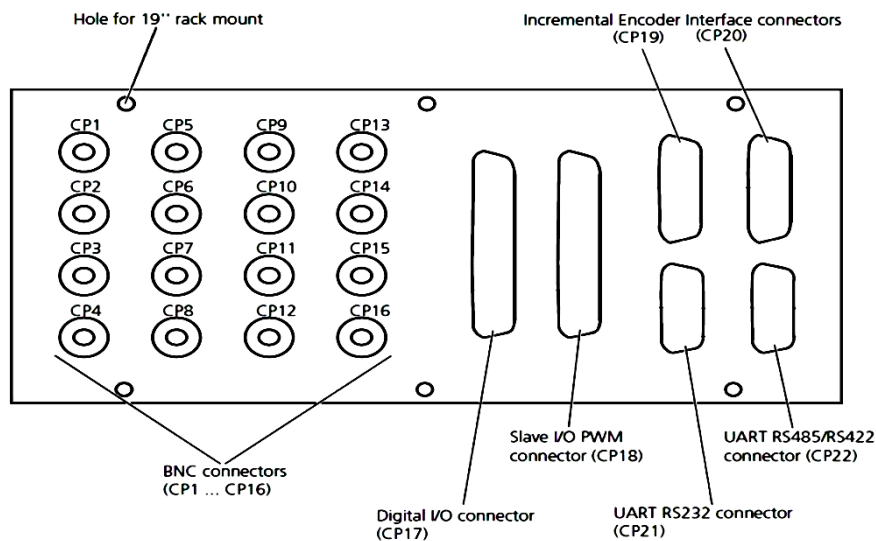



Figure 4: Description du panneau de connexion (Control Panel) CP1104.

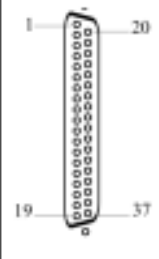
Tableau 1 : Tableaux des connexions du Control panel CLP 1104

Connecteur	Signal	Connecteur	Signal	Connecteur	Signal	Connecteur	Signal
CP1	ADCH1	CP5	ADCH5	CP9	DACH1	CP13	DACH5
CP2	ADCH2	CP6	ADCH6	CP10	DACH2	CP14	DACH6
CP3	ADCH3	CP7	ADCH7	CP11	DACH3	CP15	DACH7
CP4	ADCH4	CP8	ADCH8	CP12	DACH4	CP16	DACH8

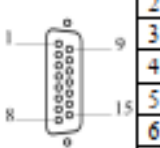
Connecteur (CP17)	Pin	Signal	Pin	Signal
	19	GND		
	18	GND	37	VCC (+5 V)
	17	GND	36	VCC (+5 V)
	16	GND	35	GND
	15	IO19	34	GND
	14	IO17	33	IO18
	13	GND	32	IO16
	12	IO15	31	GND
	11	IO13	30	IO14
	10	GND	29	IO12
	9	IO11	28	GND
	8	IO9	27	IO10
	7	GND	26	IO8
	6	IO7	25	GND
	5	IO5	24	IO6
	4	GND	23	IO4
	3	IO3	22	GND
	2	IO1	21	IO2
	1	GND	20	IO0



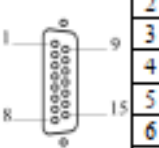
Connecteur (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND		
	2	SCAP1	20	GND
	3	SCAP3	21	SCAP2
	4	GND	22	SCAP4
	5	ST2PWM	23	ST1PWM
	6	GND	24	ST3PWM
	7	SPWM1	25	GND
	8	SPWM3	26	SPWM2
	9	SPWM5	27	SPWM4
	10	SPWM7	28	SPWM6
	11	SPWM9	29	SPWM8
	12	GND	30	GND
	13	GND	31	GND
	14	GND	32	GND
	15	GND	33	GND
	16	SSIMO	34	SSOMI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



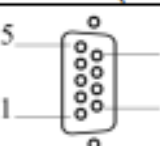
Connecteur (CP19)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	VCC (+5 V)		
	2	PHI0(x)	9	VCC (+5 V)
	3	PHI0(x)	10	GND
	4	PHI90(x)	11	GND
	5	PHI90(x)	12	GND
	6	IDX(x)	13	GND
	7	IDX(x)	14	GND
	8	GND	15	GND



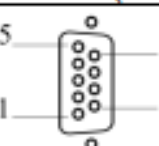
Connecteur (CP20)	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	VCC (+5 V)		
	2	PHI0(x)	9	VCC (+5 V)
	3	PHI0(x)	10	GND
	4	PHI90(x)	11	GND
	5	PHI90(x)	12	GND
	6	IDX(x)	13	GND
	7	IDX(x)	14	GND
	8	GND	15	GND



Connecteur (CP21)	Pin	Signal	Pin	Signal
	5	GND		
	4	DTR (TXD)	9	Non utilisé
	3	TXD (TXD)	8	CTS (CTS)
	2	RXD (RXD)	7	RTS (RTS)
	1	DCD (CTS)	6	DSR (RXD)



Connecteur (CP22)	Pin	Signal	Pin	Signal
	5	GND		
	4	RXD	9	CTS
	3	RXD	8	CTS
	2	TXD	7	RTS
	1	TXD	6	RTS



Liste des extensions de fichier utilisées sur Control Desk

- .cdx : Projet
- .lay : Layout
- .ppc : Application pouvant être chargée dans le DSP
- .csv : Fichier d'acquisition de mesures au format ASCII
- .idf : Fichier d'acquisition de mesure en mode Stream to Disk
- .mat : Fichier d'acquisition de mesures pouvant être chargées sur Matlab
- .sdf : Fichier des variables qui vont être récupérées depuis Matlab

## 2. Pince de courant AC/DC i30s



### Principales fonctions

- The i30s current clamp is based on Hall Effect technology for use in measurement of both DC and AC current.
- The current clamp may be used in conjunction with oscilloscopes and other suitable recording instruments for accurate non-intrusive current measurement.
- Current range: 30 mA to 30 A DC, 30 mA to 20 A AC rms
- Frequency range: DC to 100 kHz (-0.5 dB)
- CAT III 300 V safety rating

## 3. Sonde de tension différentielle MX 9030



### Caractéristiques techniques :

- Bande passante : 30 MHz
- Rapports de tension : 1/20 et 1/200
- Entrée : 1 voie différentielle / cordons banane amovibles
- Plage de tension différentielle d'entrée :  $\pm 0,1V$  à  $\pm 600V$
- Impédance d'entrée : 2MOHM - 6pF
- Réjection de mode commun : 80dB à 50 Hz, 50dB à 1 MHz
- Sortie Oscilloscope :  $\pm 3V$  chargée par 1 MOHM, câble BNC 1,10m environ
- Alimentation/Autonomie : 1 pile 9V type 6LF22 / 18 heures
- Sécurité/CEM : IEC 61010-1, Cat.IV - 600V, CEM selon NF EN 61326-1
- Dimensions : 163 x 62 x 40 mm
- Poids : 195 g avec pile

■ ANALYSEUR DE PUISSANCE MONOPHASE

# C.A 8220



## 3. PRESENTATION

### 3.1 Vue générale

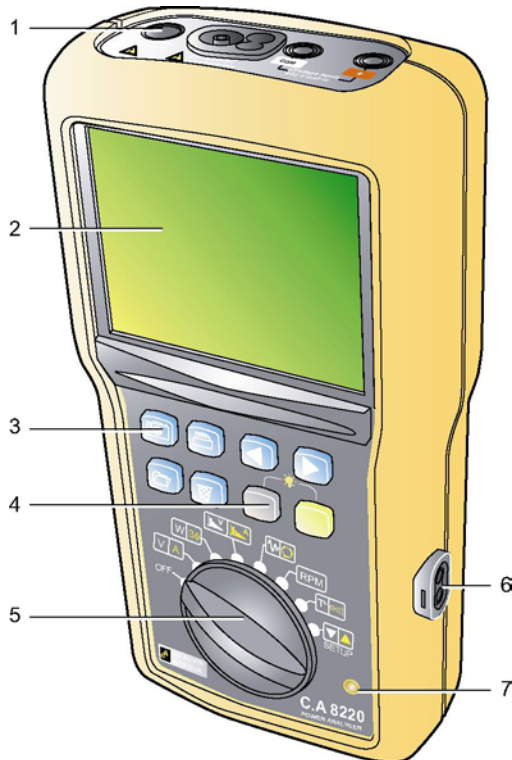


Figure 1 : Vue générale du C.A 8220.

Rep.	Fonction	Voir §
1.	Bornes électriques.	3.2
2.	Ecran LCD avec rétroéclairage.	3.3
3.	Touches bleues.	3.4
4.	Touches blanche/jaune.	3.4
5.	Commutateur rotatif.	3.5
6.	Interface optique infrarouge.	3.7
7.	Témoin lumineux d'alimentation externe.	3.6

### 3.2 Les bornes électriques

Localisées sur la partie supérieure, ces bornes sont utilisées comme suit :

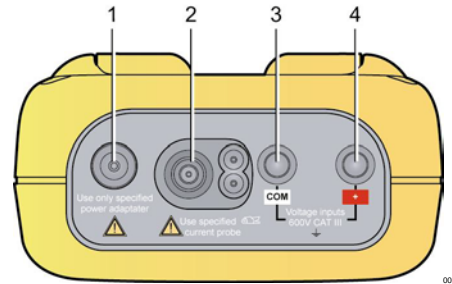


Figure 2 : Les bornes en partie supérieure.

Rep.	Fonction
1.	Alimentation externe par bloc secteur dédié (option).
2.	Entrée 4 points pour capteur ampèremétrique (pince MN, pince C, AmpFLEX™, etc.) (le type de capteur de courant est automatiquement détecté et mis à jour toutes les secondes).
3.	Douille de sécurité du câble de mesure de tension (borne négative).
4.	Douille de sécurité du câble de mesure de tension (borne positive).

### 3.3 L'écran de visualisation

#### 3.3.1 Présentation

Cet afficheur monochrome rétroéclairé à cristaux liquides (LCD), à 172 segments, visualise les mesures, les enregistrements ou les menus de paramétrage. Les informations détaillées relatives aux mesures visualisées par cet écran font l'objet du chapitre 4 en page 10. La figure suivante visualise l'ensemble des segments affichables.

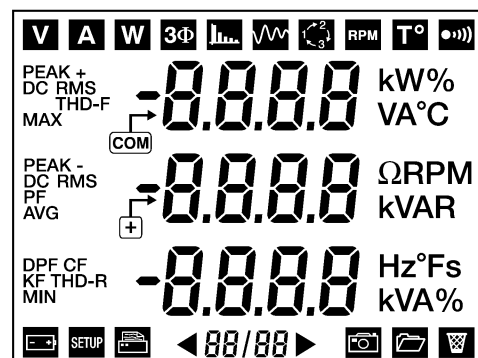


Figure 3 : Les segments affichables.

## 4. COMMUTATEUR ROTATIF ET MODES

### 4.1 Vue générale du commutateur

Les modes disponibles à partir du commutateur rotatif à 8 positions sont listés ci-dessous avec le renvoi aux pages concernées.

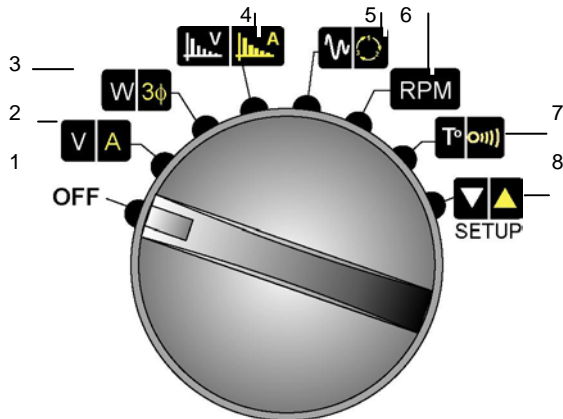


Figure 6 : Vue des modes accessibles à partir du commutateur rotatif.



Les paragraphes avec fond jaune concernent les modes accessibles après rotation du commutateur sur la position choisie et appui sur la touche jaune ( ).

Rep	Position	Mode	Page
1.	OFF	L'appareil à l'arrêt.	10
2.	V A	Mode tension.	11
	+ ( )	Mode courant.	12
3.	W 3φ	Mode puissance.	13
	+ ( )	Mode triphasé équilibré (3Φ).	13
4.	V A	Mode harmonique tension.	15
	+ ( )	Mode harmonique courant.	16
5.	W	Mode <i>inrush</i> (démarrage moteur).	17
	+ ( )	Mode rotation de phases.	18
6.	RPM	Mode vitesse de rotation.	19
7.	T°	Mode température.	20
	+ ( )	Mode résistance.	20
8.	SETUP	Mode configuration.	20

### 4.2 Note sur le choix d'un mode



Cette note est valable pour toutes les positions du commutateur rotatif à l'exception de OFF, RPM et SETUP.

À une position donnée du commutateur rotatif correspondent deux modes de mesure.

Exemple : en position V A, l'utilisateur peut sélectionner soit le mode tension (V), soit le mode courant (A).

- Le mode correspondant au symbole blanc est activé dès positionnement du commutateur rotatif sur une fonction.

Exemple : le mode tension est activé lorsque le commutateur arrive en position V A.

- Pour accéder à un mode correspondant au symbole jaune, appuyer sur la touche jaune sans changer la position du commutateur rotatif. Cette sélection est symbolisée dans le tableau ci-contre par les cases de fond jaune.

Exemple : le mode courant est activé lorsque le commutateur est en position V A et après appui sur la touche jaune ( ).

Pour retourner au mode possédant un symbole blanc, appuyer sur la touche blanche ( ).

### 4.3 Position OFF

Le C.A 8220 est hors service.

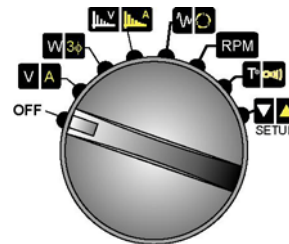


Figure 7 : Le commutateur rotatif en position OFF.

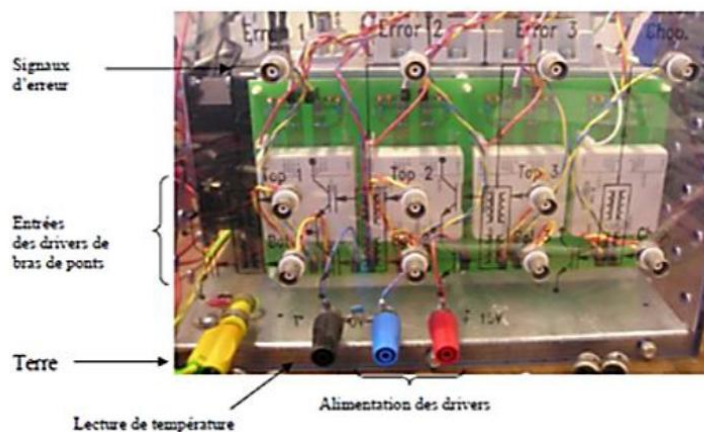
Cette position permet l'extinction de l'appareil.

## 5. Description de l'onduleur Semikron

C'est un onduleur à deux niveaux de 1narque Semikron référence : Semiteach IGBT SKM50GB 23D+SKD5 I +P3/250F avec double alimentations continue et alternative triphasée, si l'alimentation est une source de tension triphasé, un redresseur incorporé avec condensateur de fûtage est utilisé pour produire la tension continue approprié.



Figure IV-3 : Onduleur de tension à deux niveaux



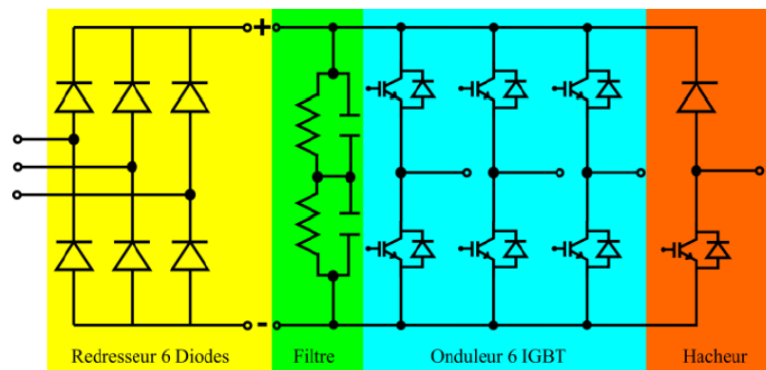
### Boîtier SEMIKRON Semiteach : Redresseur triphasé + onduleur avec hacheur de freinage

#### Caractéristiques

- Convertisseur IGBT multifonctionnel.
- Boîtier transparent permettant de la visualisation de chaque pièce
- Protection IP2x pour minimiser les risques de sécurité
- Connecteurs externes de type banane/BNC pour tous les appareils Unité d'entraînement intégrée offrant détection/coupage de court-circuit, détection de défaillance de l'alimentation électrique, verrouillage des IGBTs + isolation galvanique de l'utilisateur. - Dissipateur thermique refroidi par air forcé

#### Applications typiques

- Éducation : Une seule pile peut simuler presque toutes les applications industrielles existantes :
- Onduleur triphasé + hacheur de freinage
- Convertisseur Buck ou boost
- Onduleur monophasé
- Redresseur monophasé ou triphasé



Symbole	Désif!nation	Valeur
$I_{rms}$	La valeur efficace de courant	30 A
$V_{CES}$	Tension maxünale au bornes du composant	1200 V
$V_{GES}$	Tension de grille	$\pm 20$ V
$I_c$	Courant au bornes du composant	50 (40) A
$I_{CM}$	Courant maximale au bornes du co1nposant (pour 5 $\mu$ seconds)	100 (80) A
$V_{INmax}$	Tension d'entrée maximale sans filtre/avec filtre	3x480 / 3x380 V
$C_{qvi}$	Condensateur de fütfrage	1100 /800 $\mu$ F/V
$V_{DCmax}$	La valeur maximale de tension continu appliqué au condensateur	750 V
$V_{cmax}$	Tension de commande	0 / 15V
$P_1$	Consommation de courant de l'alimentation	16mA
$T_{max}$	Température maximale de fonctionnement	71 °c

### Liste des extensions des différents types de fichiers utilisées sur Control Desk

.cdx : projet

.csv : fichier d'acquisition de mesures au format ASCII

.idf : fichier d'acquisition de mesure en mode Stream to Disk

.lay : layout

.mat : fichier d'acquisition de mesures pouvant être chargées sur Matlab .ppc : application pouvant être chargée dans le DSP

.sdf : fichier des variables qui vont être récupérées depuis Matlab

## Résumé

Les onduleurs sont largement utilisés dans diverses applications industrielles telles que la variation de vitesse des moteurs électriques à courant alternatif, le chauffage par induction et l'alimentation sans coupure. Ils convertissent la tension continue en tension alternative en utilisant des convertisseurs statiques qui découpent la tension d'entrée et l'appliquent alternativement au récepteur. Ces onduleurs peuvent produire une tension alternative de valeur moyenne nulle avec un ou plusieurs créneaux par alternance, selon la technique de commande utilisée, comme la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans un projet spécifique, l'objectif est d'étudier et d'implanter différentes techniques de MLI pour la commande des onduleurs triphasés. Ces techniques seront analysées, simulées et éventuellement validées expérimentalement sur un banc d'essai équipé du système dSPACE DS1104, permettant ainsi de contrôler l'amplitude des tensions ou des courants ainsi que leur fréquence en sortie du convertisseur.

### Mots clés

Convertisseurs continu-alternatif, Onduleurs triphasés, Interrupteurs statiques, Commande à un créneau, Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI), Matlab-Simulink, dSPACE DS1104.

### Abstract

Inverters are widely used in various industrial applications such as speed variation of AC electric motors, induction heating and uninterruptible power supply. They convert direct voltage to alternating voltage using static converters which cut off the input voltage and alternately apply it to the receiver. These inverters can produce zero-average AC voltage with one or more alternating slots, depending on the control technique used, such as pulse width modulation (PWM). In a specific project, the objective is to study and implement different PWM techniques for the control of three-phase inverters. These techniques will be analyzed, simulated and possibly validated experimentally on a test bench equipped with the dSPACE DS1104 system, thus making it possible to control the amplitude of the voltages or currents as well as their frequency at the converter output.

### Keywords

DC-AC converters, Three-phase inverters, Static switches, Single-slot control, Pulse-width modulation (PWM) control, Matlab-Simulink, dSPACE DS1104.

### ملخص

تستخدم المحولات على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية المختلفة مثل تغيير سرعة المحركات الكهربائية ذات التيار المتردد، والتسخين التعريفي، وإمدادات الطاقة غير المنقطعة. يقومون بتحويل الجهد المباشر إلى جهد متناوب باستخدام محولات ثابتة تقطع جهد الدخل وتطبقه بالتناوب على جهاز الاستقبال. يمكن لهذه العاكسات إنتاج جهد تيار متردد متوسطه صفر مع فتحة واحدة أو أكثر للتناوب، اعتماداً على تقنية التحكم المستخدمة، مثل تعديل عرض النبضة (PWM). في مشروع محدد، الهدف هو دراسة وتنفيذ تقنيات PWM المختلفة للتحكم في العاكسات ثلاثية الطور. سيتم تحليل هذه التقنيات ومحاكاتها وربما التحقق من صحتها تجريبياً على منصة اختبار أجهزة بنظام dSPACE DS1104، مما يجعل من الممكن التحكم في سعة الفولتية أو التيارات بالإضافة إلى ترددها عند خرج المحول.

### الكلمات المفتاحية

محولات التيار المستمر- التيار المتردد، محولات ثلاثية الطور، مفاتيح ثابتة، التحكم في فتحة واحدة، dSPACE DS1104، Matlab-Simulink، التحكم في تعديل عرض النبض (PWM)