

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université A. MIRA-BEJAIA**



**Faculté de Technologie**  
**Département de Génie Electrique**

# **Mémoire fin d'études**

**Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique**  
**Spécialité : Electrotechnique Industrielle**

**Thème :**

**Étude, modélisation, simulation et réalisation pratique d'un onduleur  
de tension triphasé**

**Présenté par :**

BAALI Chafie

BELLALOU Zineddine

**Encadré par :**

Monsieur Said AISSOU

Monsieur Kaci GHEDAMSI

**Année Universitaire : 2022/2023**

# *Remerciements*

Tout d'abord, nous souhaitons exprimer notre gratitude envers Dieu, le Tout-Puissant, de nous avoir donné la force nécessaire pour mener à bien ce travail.

Nous tenons également à remercier chaleureusement nos familles et nos amis pour tout leur soutien inconditionnel.

Nos remerciements vont également à Monsieur Said Aissou, Monsieur El Yazid Amirouche et Monsieur Kaci Ghedamsi pour nous avoir encadrés tout au long de ces mois afin de mener à terme ce projet. Leur expertise et leurs conseils ont été précieux.

Nous souhaitons également exprimer notre reconnaissance envers tous les membres du laboratoire L.M.E.R pour leur contribution et leur soutien dans la réalisation de ce travail.

Nous sommes profondément reconnaissants envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de ce projet et nous leur adressons nos plus sincères remerciements

*Zinou, Chafie*

# *Dédicace*

---

*Je tiens à dédier cordialement ce travail à mes chers  
parents et grands-parents qui m'ont soutenu durant  
toutes ces années d'études*

*A mon défunt grand-père paix à son âme*

*A mes deux petits frères Zakaria et Kader*

*A Mélina qui a toujours été à mes côtés dans le bien  
comme dans le mal*

*A mes tantes et mes oncles*

*A mon binôme Chafie*

*A tous mes amis Youcef, Fatah, Elias, Costa, Yacine,  
Hicham, Ziad et Sofiane*

*Et à tous ceux qui m'ont aidé de près et de loin*

---

**Zinou**

# *Dédicace*

---

*J'aimerai dédier ce travail :*

*A mes parents qui m'ont aidé et soutenu le long de mes études, ils ont veillé pour la réussite de leurs enfants et étaient présents par leurs encouragements et leurs conseils.*

*A mes frères Fayçal, Mohamed et Wassime.*

*Ainsi qu'à toute ma famille.*

*A mon binôme Zinou.*

*A tous mes amis Ziad, Kamel, Chihab, Costa, Yacine et Fateh.*

*A Djamel.*

*A Madame : S. Medjbar.*

*A Madame : S. Chenik.*

---

***Chafie***

## *Abréviation*

## *Abréviation*

AC: Alternatif Current.

DC: Direct Current.

DC-DC: Convertisseur continu-continu.

DC-AC: Convertisseur continu-alternatif.

GTO: Gate Turn-Off Thyristor

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor.

MOSFET: Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde.

ASI: alimentation sans interruption.

MAS: Machine Asynchrone.

THD: Taux de distorsion harmonique.

MLI: Modulation de largeur d'impulsion.

PWM: Pulse Width Modulation.

THIPWM: Third harmonic injection Pulse Width Modulation.

SVPWM: Space Vector Pulse Width Modulation.

S1,...S6 : Interrupteurs de l'onduleur.

Vdc [V]: Source de tension continue de l'onduleur.

Vabc o [V]: Tensions de demi-bas a, b ou c.

Vabc n [V] : Tensions de sortie de l'onduleur a, b ou c.

Iabc n [A] : Courants de sortie de l'onduleur a, b ou c.

Vréf 123 [V] : Tensions de références 1, 2 ou 3 (sinusoïdales).

Vab : [V] Tension composée.

Vm [V] : Amplitude de la référence.

Vp [V] : Amplitude de la porteuse triangulaire.

## *Abréviation*

$f_m$  [Hz] : Fréquence de la tension de référence.

$F_p$  [Hz] : Fréquence de la porteuse triangulaire.

$m$  : Indice de modulation.

$r$  : Coefficient de réglage en tension.

$V_{s\alpha}, \beta$  : Tensions biphasé sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .

$\theta$  [rad] : Argument du vecteur de référence.

## *Table des figures*

<b>Figure I.1</b> : Alimentation sans interruption. ....	4
<b>Figure I.2</b> : Convertisseur de fréquence alimentant une machine asynchrone triphasée. ....	4
<b>Figure I.3</b> : Représentation d'un onduleur comme interface entre une source de tension et une charge de type courant. ....	5
<b>Figure I.4</b> : Représentation d'un onduleur comme interface entre une source de courant et une charge de type tension. ....	5
<b>Figure I.5</b> : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à base de l'IGBTs. ....	6
<b>Figure I.6</b> : Signal de commande d'un bras de la commande plein onde (180°). ....	8
<b>Figure I.7</b> : Signal de commande d'un bras de la commande décalé (120°). ....	8
<b>Figure II.1</b> : Interrupteur bidirectionnel en courant équivalent. ....	12
<b>Figure II.2</b> : Onduleur de tension triphasé. ....	13
<b>Figure II.3</b> : Diagramme du principe de la MLI. ....	15
<b>Figure II.4</b> : Signaux de commande d'un seul bras avec la stratégie de la MLI sinus-triangle. ....	17
<b>Figure II.5</b> : Schéma bloc de la simulation MLI sinus-triangle. ....	18
<b>Figure II.6</b> : Signal de sortie de l'onduleur (tension simple et courant de sortie). ....	19
<b>Figure II.7</b> Analyse harmonique FFT du courant. ....	19
<b>Figure II.8</b> : Signal de sortie de l'onduleur (tension composée). ....	20
<b>Figure II.9</b> : Variation du fondamental en fonction du « r ». ....	21
<b>Figure II.10</b> : Signaux de commande d'un seul bras avec la stratégie de la MLI avec l'injection de l'harmonique 3. ....	22
<b>Figure II.11</b> : Schéma bloc de la simulation de MLI avec injection de l'harmonique 3. ....	23
<b>Figure II.12</b> : Tension simple et courant de sortie. ....	23
<b>Figure II.13</b> : Tension composée. ....	24
<b>Figure II.14</b> : Analyse harmonique FFT du courant. ....	24
<b>Figure II.15</b> : Variation du fondamental en fonction du « r ». ....	25
<b>Figure II.16</b> : Combinaisons possibles des interrupteurs. ....	26
<b>Figure II.17</b> : Représentation des vecteurs de tensions dans le repère ( $\alpha, \beta$ ). ....	28
<b>Figure II.18</b> : Organigramme de détection des secteurs. ....	29
<b>Figure II.19</b> : Projection de vecteur $V_s$ dans le premier secteur. ....	30

## *Table des figures*

<b>Figure II.20</b> : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 1 et 2. ....	33
<b>Figure II.21</b> : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 3 et 4. ....	33
<b>Figure II.22</b> : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 5 et 6. ....	33
<b>Figure II.23</b> : Organigramme de la modulation vectorielle. ....	34
<b>Figure II.24</b> : Schéma bloc de la MLI vectorielle. ....	34
<b>Figure II.25</b> : Représentation la variation des secteurs et d'angle. ....	35
<b>Figure II.26</b> : Signaux modulateurs. ....	35
<b>Figure II.27</b> : Tension simple et courant de sortie. ....	35
<b>Figure II.28</b> : Analyse harmonique du courant de sortie. ....	36
<b>Figure II.29</b> : Tension composée de sortie. ....	36
<b>Figure II.30</b> : Variation de fondamentale en fonction de « r ». ....	37
<b>Figure III.1</b> : Schéma synoptique du banc d'essai. ....	41
<b>Figure III.2</b> : Photo du banc d'essai. ....	41
<b>Figure III.3</b> : Procédure de l'implantation temps réel. ....	42
<b>Figure III.4</b> : Carte dSPACE. ....	42
<b>Figure III.5</b> : Circuit d'isolation galvanique réalisé sur une plaque d'essai. ....	44
<b>Figure III.6</b> : Circuit d'isolation galvanique sous logiciel « PROTEUS 8 ». ....	44
<b>Figure III.7</b> : Face composants du circuit d'isolation. ....	45
<b>Figure III.8</b> : Circuit de l'optocoupleur. ....	46
<b>Figure III.9</b> : Diagramme du principe de fonctionnement de l'optocoupleur. ....	47
<b>Figure III.10</b> : Signal d'entrée d'optocoupleur. ....	48
<b>Figure III.11</b> : Signal de sortie d'optocoupleur. ....	48
<b>Figure III.12</b> : Carte SEMIKRON SKYPER 32R. ....	49
<b>Figure III.13</b> : IGBT SKM 145GAL176D ....	52
<b>Figure III.14</b> : Schéma d'un IGBT SKM 145GAL176D. ....	52
<b>Figure III.15</b> : Les bras d'onduleur. ....	52
<b>Figure III.16</b> : l'onduleur réaliser. ....	53
<b>Figure III.17</b> : Signal du temps mort. ....	54
<b>Figure III.18</b> : Signal d'entrée des IGBT. ....	54
<b>Figure III.19</b> : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande sinus-triangle. ....	55
<b>Figure III.20</b> : Allure des courants de sortie pour de la commande sinus-triangle. ....	55
<b>Figure III.21</b> : Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle. ....	56



## *Table des figures*

<b>Figure III.22</b> : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois. ....	57
<b>Figure III.23</b> : Allure des courants de sortie de l'onduleur pour la commande MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois. ....	57
<b>Figure III.24</b> : Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3. ....	58
<b>Figure III.25</b> : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande MLI vectorielle. ....	59
<b>Figure III.26</b> : Allure des courants de sortie de la commande MLI vectorielle. ....	59
<b>Figure III.27</b> : Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande MLI vectorielle. ....	60

## ***Liste des tableaux***

<b>Tableau II.1</b> Combinaisons de vecteurs de tension d'un onduleur triphasé. ....	27
<b>Tableau II.2</b> Détermination des intervalles de conduction. ....	32
<b>Tableau III.1</b> : Caractéristiques de l'optocoupleur A3120. ....	47
<b>Tableau III.2</b> Caractéristique de la carte SEMIKRONE SKYPER 32R. ....	50

## ***Table des Matières***

Introduction générale .....	1
Chapitre I. Généralités sur les onduleurs	
Introduction .....	3
I.1. Définition d'un onduleur.....	3
I.2. Classification des onduleurs.....	3
I.2.a. Onduleur non autonome .....	3
I.2.b. Onduleur autonome .....	4
I.2.c. Onduleur de tension.....	4
I.2.d. Onduleur de courant .....	5
I.2.e. Onduleur à résonance .....	5
I.2.f. Onduleur triphasé .....	6
I.3. Structure de l'onduleur triphasé.....	6
I.4. Stratégie de commande .....	7
I.4.a. Commande pleine onde (180°).....	7
I.4.b. Commande décalée .....	8
I.4.c. Commande MLI.....	9
I.5. Onduleurs de tension MLI .....	9
I.6. Domaines d'application .....	9
Conclusion.....	10
Chapitre II. Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé	
Introduction .....	11
II.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé.....	11
II.2. Définition de la fonction de connexion des interrupteurs.....	11
II.3. Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé .....	13
II.4. Modulation de largeur d'impulsion.....	15

## ***Table des matières***

II.5. Principe de la modulation de largeur d’impulsion.....	16
II.6. Caractéristiques de la Modulation de Largeur d’Impulsion (MLI) .....	16
II.7. Différentes techniques de la modulation de largeur d’impulsion .....	17
II.7.a. Modulation de largeur d’impulsion MLI sinus-triangle.....	17
II.7.a.a. Simulation de la MLI sinus-triangle .....	18
II.7.a.b. Interprétation des résultats .....	20
II.7.b. Modulation de largeur d’impulsion sinus-triangle avec injection de l’harmonique 3 (THIPWM) .....	21
II.7.b.a. Simulation du THIPWM .....	22
II.7.b.b. Interprétation des résultats.....	24
II.7.c. Modulation vectorielle.....	25
II.7.c.a. Principe de fonctionnement .....	25
II.7.c.b. Localisation du vecteur de référence .....	28
II.7.c.c. Calcul de temps de commutation des interrupteurs.....	30
II.7.c.d. Détermination des intervalles de conduction.....	32
II.7.c.e. Représentation graphique des périodes de conduction des interrupteurs dans chaque secteur .....	33
II.7.c.f. Implémentation de la MLI vectorielle dans Matlab Simulink.....	34
Interprétation des résultats .....	36
II.8. Comparaison des résultats de simulation des différentes techniques .....	37
II.9. Principaux avantages de la MLI .....	37
II.10. Inconvénients de la MLI.....	38
Conclusion.....	38
 Chapitre III. Réalisation de l’onduleur triphasé	
Introduction .....	40
III.1. Description du banc d’essai.....	40
III.1.a. Partie commande.....	42

## *Table des matières*

III.1.a.a. Commande informatique .....	42
➤ Carte dSPACE .....	42
III.1.a.b. Commande électronique .....	43
III.2. Partie puissance .....	50
III.2.a. Interrupteurs de puissance.....	50
III.3. Comparaison entre un IGBT et un MOSFET .....	53
III.4. Choix de l'IGBT .....	53
III.5. Application des techniques de commande .....	54
III.5.a. Commande triangle sinus.....	55
III.5.a.a. Description des résultats.....	56
III.5.b. Commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3 .....	56
III.5.b.a. Description des résultats.....	58
III.5.c. Commande MLI vectorielle .....	58
III.5.c.a. Description du résultat.....	60
III.6. Comparaison des résultats .....	60
Conclusion .....	59
Conclusion générale .....	60

## *Introduction générale*

---

L'évolution rapide des technologies de l'énergie et la nécessité croissante des systèmes électriques plus efficaces et fiables ont conduit à un intérêt accru pour les onduleurs de tension triphasés. Ces dispositifs jouent un rôle essentiel dans la conversion de courant électrique continue en courant alternatif de haute qualité, adapté à une large gamme d'applications industrielles et résidentielles.

Le présent mémoire se concentre sur l'étude et la réalisation d'un onduleur de tension triphasé, une tâche complexe qui nécessite une compréhension approfondie des principes de fonctionnement, des composants de puissances (IGBT) et des techniques de contrôle associées (commandes rapprochées). L'objectif de ce projet est de concevoir un onduleur performant, capable de répondre aux exigences élevées de stabilité, de précision et de fiabilité. En outre, l'onduleur conçu serait utilisé pour des objectifs pédagogiques et de recherche.

Cependant, malgré les progrès significatifs réalisés dans le domaine des onduleurs triphasés, certaines problématiques demeurent et nécessitent une attention particulière. Parmi ces défis figurent la minimisation des pertes d'énergie, l'amélioration de la qualité de l'onde de sortie, la réduction des coûts de production et l'optimisation des performances globales du système.

Il est donc essentiel de mener une étude approfondie sur les différentes techniques et approches disponibles pour résoudre ces problématiques. En comprenant mieux les contraintes et les possibilités offertes par les onduleurs de tension triphasés, il sera possible de concevoir des systèmes plus efficaces, durables et économiquement viables.

Dans ce contexte, ce mémoire se propose d'étudier et de réaliser un onduleur de tension triphasé en mettant l'accent sur les problématiques actuelles et les solutions possibles. En combinant la recherche académique et l'application pratique, cette étude vise à contribuer à l'avancement des connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance et à favoriser le développement des systèmes énergétiques plus efficaces et durables.

Le manuscrit est organisé en trois chapitres et répartis comme suit :

## ***Introduction générale***

Dans le premier chapitre, nous abordons brièvement le principe de fonctionnement des onduleurs, leurs structures et leur classification, afin de nous intéresser ensuite aux onduleurs de tension et à leur domaine d'application.

Le deuxième chapitre se concentre sur le modèle mathématique des onduleurs triphasés et les différentes stratégies de commande. Nous mettrons l'accent sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle et la MLI vectorielle.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous expliquerons la procédure de réalisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux commandés par trois techniques de commande différentes utilisant la modulation de largeur d'impulsion. Nous présenterons également les cartes et composants électroniques utilisés. Ensuite, nous comparerons et validerons les résultats pratiques par rapport aux résultats théoriques.

## **Chapitre I. Généralités sur les onduleurs**



### **Introduction**

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement [1].

Grâce aux progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques comme les onduleurs voient progressivement leurs champs d'applications s'élargir, le filtrage actif, les systèmes d'énergies renouvelables et l'entraînement des moteurs électriques sont les applications des onduleurs les plus populaires dans la vie quotidienne et industrielle [2].

#### **I.1. Définition d'un onduleur**

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC) d'amplitude et de fréquence réglable [3].

Cette conversion est rendue possible grâce à la cellule de commutation généralement à base des IGBTs ou des MOSFETs [2].

Il existe plusieurs catégories d'onduleurs, comprenant les onduleurs autonomes, les onduleurs non autonomes (assistés), les onduleurs à résonance, les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. Ces onduleurs peuvent être contrôlés par différents types de commandes, tels que la commande symétrique, la commande asymétrique, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI vectorielle).

#### **I.2. Classification des onduleurs**

##### **I.2.a. Onduleur non autonome**

Un onduleur non autonome ou assisté est un montage redresseur tous thyristors (pont de Graëtz), Dans ce cas, les instants de commutation, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposés par le réseau alternatif auquel est raccordé l'onduleur [3], [4].

Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles les lignes à Courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des faibles distances est effectué par câbles souterrains dont la capacité élevée, limite leur emploi en courant alternatif [4].

## Chapitre I : Généralités sur les onduleurs

- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas, peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique) [4].

### I.2.b. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, il est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des composants électriques. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur [3], [4].

L'onduleur autonome peut être :

- **A fréquence fixe** : utilisée comme source de secours ou d'alimentation sans interruption, il est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie d'accumulateurs (salles d'informatique, relais de télécommunication) [4].

La figure I.1 représente l'alimentation sans coupure.

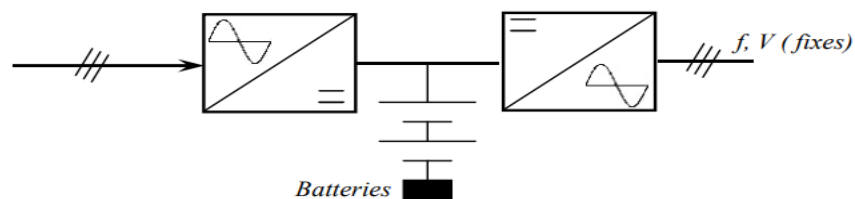


Figure I.1 : Alimentation sans interruption.

- **A fréquence variable** : dans ce cas il est principalement utilisé pour les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif [4].

La figure I.2 représente un convertisseur de fréquence alimentant une machine asynchrone triphasée

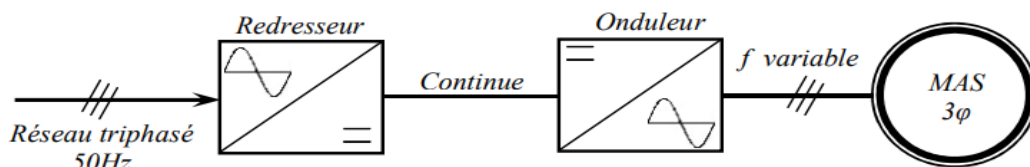


Figure I.2 : Convertisseur de fréquence alimentant une machine asynchrone triphasée.

### I.2.c. Onduleur de tension

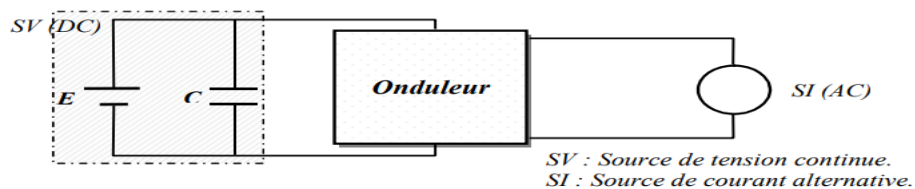
Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affectée par les

## Chapitre I : Généralités sur les onduleurs

variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [1].

Selon le choix des interrupteurs commandés, les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors :

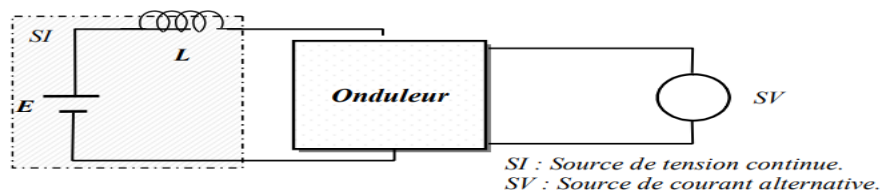
- Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture)
- Élimination du circuit de commutation forcée.
- Faibles pertes de commutation.
- Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées [4].



**Figure I.3 :** Représentation d'un onduleur comme interface entre une source de tension et une charge de type courant.

### I.2.d. Onduleur de courant

Un onduleur de courant indiqué sur la figure I.4 appelé commutateur de courant est alimenté par une source de courant continue, d'impédance interne si grande pour que le courant qui la traverse ne puisse être affecté par les variations de la tension à ses bornes. La source continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [4].



**Figure I.4 :** Représentation d'un onduleur comme interface entre une source de courant et une charge de type tension.

### I.2.e. Onduleur à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant. La charge alimentée doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une

fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande donc l'onduleur est piloté par la charge [5].

### I.2.f. Onduleur triphasé

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi-pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternative  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ , les interrupteurs  $S_1$ ,  $S_4$  et  $S_2$ ,  $S_5$ ,  $S_3$  et  $S_6$  doivent être complémentaires deux à deux [6].

### I.3. Structure de l'onduleur triphasé

L'onduleur est constitué de trois bras dont chaque bras est composé de deux composants électroniques de puissance reliés en série comme il est indiqué sur la figure I.5. Ces Composants peuvent être des transistors IGBT ou des MOSFET. Chaque composant est mis en parallèle avec une diode qui permet d'écouler l'énergie emmagasinée dans la machine au moment de l'arrêt ou pendant le freinage et c'est ainsi qu'elle le protège. Pour assurer la continuité des courants alternatifs  $I_{an}$ ,  $I_{bn}$ ,  $I_{cn}$  les interrupteurs  $S_1$  et  $S_4$ ,  $S_2$  et  $S_5$ ,  $S_3$  et  $S_6$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les sorties de l'onduleur  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$ , sont par commodité, référencés par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée 'O' [7].

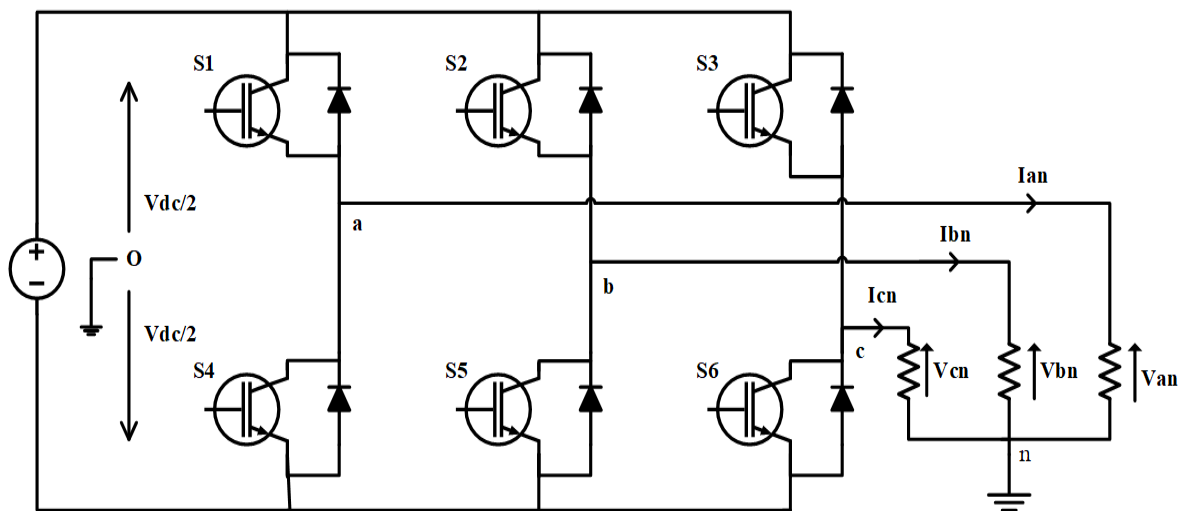


Figure I.5 : Représentation de l'onduleur de tension triphasé à base de l'IGBTs.

### I.4. Stratégie de commande

Dans un onduleur triphasé, on trouve plusieurs stratégies de commandes, on cite quelques-unes :

- La commande pleine onde ( $180^\circ$ ).
- La commande décalée ( $120^\circ$ ).
- La commande à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

#### I.4.a. Commande pleine onde ( $180^\circ$ )

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type  $180^\circ$  [6].

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable).

Pour cette structure, plusieurs types de commandes sont possibles, on a fait les études pour la commande  $180^\circ$ .

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à une demi-période, mais avec des séquences décalées de  $120^\circ$  d'un bras par rapport aux autres.

D'où :

- A tout instant deux interrupteurs sont en état de conduire et les quatre autres sont bloqués.
- Deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire.

Complémentaires afin de ne pas court-circuiter la source de tension. On obtient alors six séquences de conduction par période [1].

Les intervalles de commande de fermeture des interrupteurs sont complémentaires et  $S_i$  est déphasé de  $180^\circ$  par rapport à  $S_{i+3}$  et  $S_i$  est déphasé de  $120^\circ$  par rapport à  $S_{i+1}$ , le signal de commande est illustré sur la figure I.6 ci-dessous.

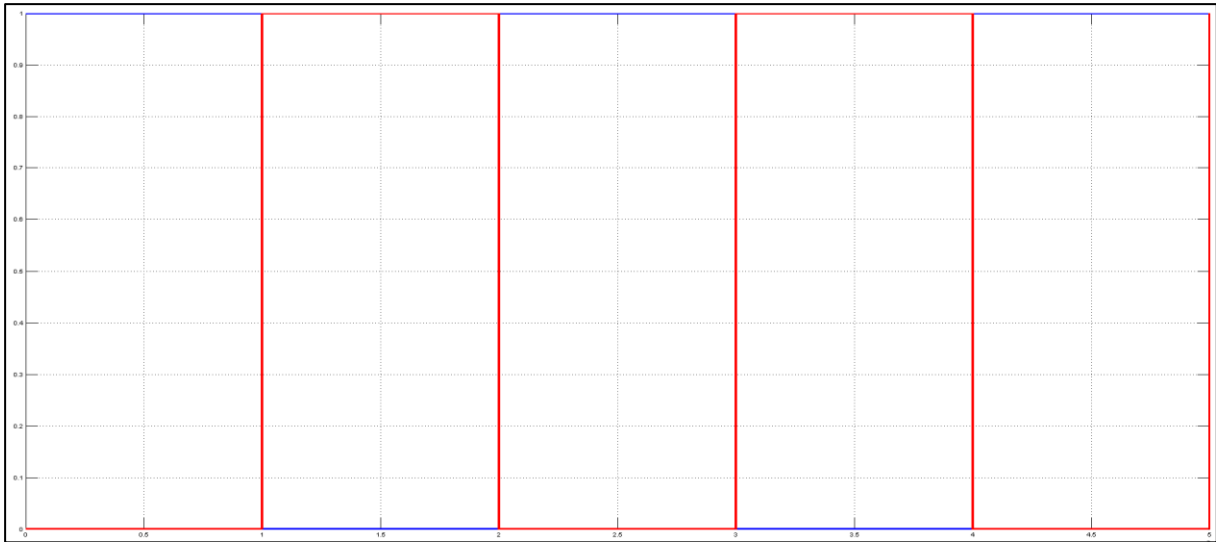


Figure I.6 : Signal de commande d'un bras de la commande plein onde ( $180^\circ$ ).

#### I.4.b. Commande décalée

Le but de cette commande est de fermer ou d'ouvrir les interrupteurs simultanément mais avec un certain temps de décalage. Donc, elle permet d'agir sur la valeur efficace et sur l'amplitude fondamentale de la tension de sortie. Cette technique présente des pertes importantes à cause de l'existence de circuit de filtrage [4].

Chaque interrupteur est commandé pendant  $120^\circ$ . Il y a un « trou » de  $60^\circ$  entre les commandes de deux interrupteurs d'une même branche. Les commandes des interrupteurs d'une branche sont décalées de  $120^\circ$  par rapport aux interrupteurs d'une branche voisine. [1]

La figure I.7 représente le signal de commande de la commande décalé.

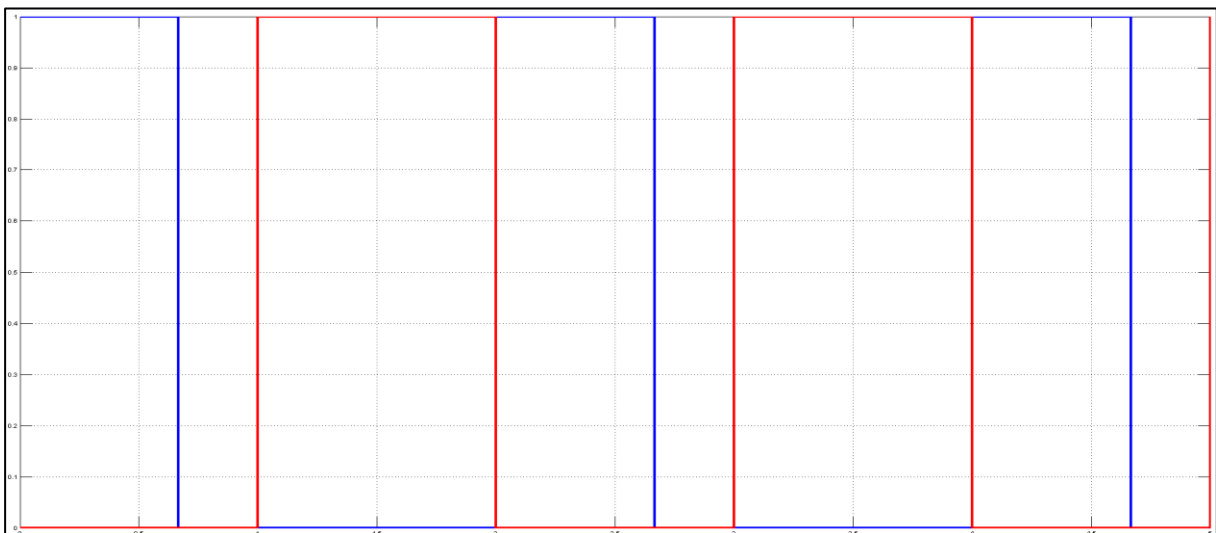


Figure I.7 : Signal de commande d'un bras de la commande décalé ( $120^\circ$ ).

### **I.4.c. Commande MLI**

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique utilisée en électronique de puissance pour convertir une tension continue en tension continue (conversion DC/DC) ou une tension continue en tension alternative (conversion DC/AC) ou une tension alternative en tension continue (conversion AC/DC) [8].

Elle a comme principe de comparer entre le signal de la porteuse et celui de la modulante.

### **I.5. Onduleurs de tension MLI**

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme avec plusieurs créneaux de largeur convenable, c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse [5].

### **I.6. Domaines d'application**

Les onduleurs sont utilisés dans une variété de domaines et d'applications. Voici quelques-uns des domaines d'application courants des onduleurs :

- a. Entraînement des moteurs : Les onduleurs sont utilisés pour contrôler la vitesse et le couple des moteurs électriques dans diverses applications industrielles, telles que les systèmes de pompage, les convoyeurs, les machines-outils, les compresseurs, etc.
- b. Alimentation électrique de secours : Les onduleurs sont utilisés pour fournir une alimentation de secours en cas de coupure de courant. Ils permettent aussi de maintenir le fonctionnement des équipements critiques tels que les ordinateurs, les serveurs, les systèmes de télécommunications, les hôpitaux, etc.
- c. Énergie solaire : Dans les systèmes d'énergie solaire photovoltaïque, les onduleurs sont utilisés pour convertir l'énergie électrique produite par les panneaux solaires en courant alternatif (AC) utilisable pour alimenter les appareils électriques dans les maisons, les entreprises et les installations industrielles.
- d. Énergie éolienne : Les éoliennes génèrent de l'énergie sous forme de courant continu (DC), qui est ensuite converti en courant alternatif (AC) à l'aide d'onduleur. Cela permet d'intégrer l'énergie éolienne dans le réseau électrique existant.

Ces exemples ne représentent qu'une partie des domaines d'application des onduleurs, qui jouent un rôle essentiel dans la conversion, la régulation et la gestion de l'énergie électrique dans de nombreux secteurs de l'industrie et de la vie quotidienne [1].

## *Chapitre I : Généralités sur les onduleurs*

### **Conclusion**

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter les différents types d'onduleurs, leur classification, leur structure ainsi que leurs domaines d'applications, on s'intéresse principalement aux onduleurs triphasés, on s'est penché brièvement à la commande  $180^\circ$  et  $120^\circ$ .

Dans le chapitre suivant on parlera de la modélisation mathématique d'un onduleur triphasé ainsi qu'à la technique de modulation à largeur d'impulsion.



## **Chapitre II. Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé**

### Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies, afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde [9].

Plusieurs stratégies MLI, et diverses techniques de mise en œuvre ont été développés dans les deux dernières décennies. Ces stratégies jouent un rôle important dans la réduction des harmoniques et des pertes de commutation dans les convertisseurs, en particulier dans les applications triphasées. L'objectif principal de toutes les techniques de modulation est d'obtenir une sortie variable avec une composante fondamentale maximum et des harmoniques minimales.

Nous consacrons ce chapitre sur la modélisation des onduleurs de tension et sur les différentes stratégies MLI utilisées pour les commandés [10].

#### II.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est indiquée sur la figure II.2 ci-dessous, pour assurer la continuité des courants de sortie alternatifs  $I_{an}$ ,  $I_{bn}$  et  $I_{cn}$ , les interrupteurs S1 et S4, S2 et S5, S3 et S6 doivent être complémentaires deux à deux, et pour que les tensions de sortie  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de T/3 sur le précédent.

En posant un point « 0 » sur la borne négative du côté DC, les tensions des points a, b et c par rapport au point « 0 » sont imposées par les états des interrupteurs, et peuvent avoir deux niveaux différents, 0 ou  $V_{dc}$ , d'où l'appellation de convertisseur à deux niveaux [11].

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre [1].

#### II.2. Définition de la fonction de connexion des interrupteurs

Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension représenté sur la figure II.1, C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions dans un seul pôle [12].

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel  $S_i$  comme il est représenté sur la figure II.2 [13].

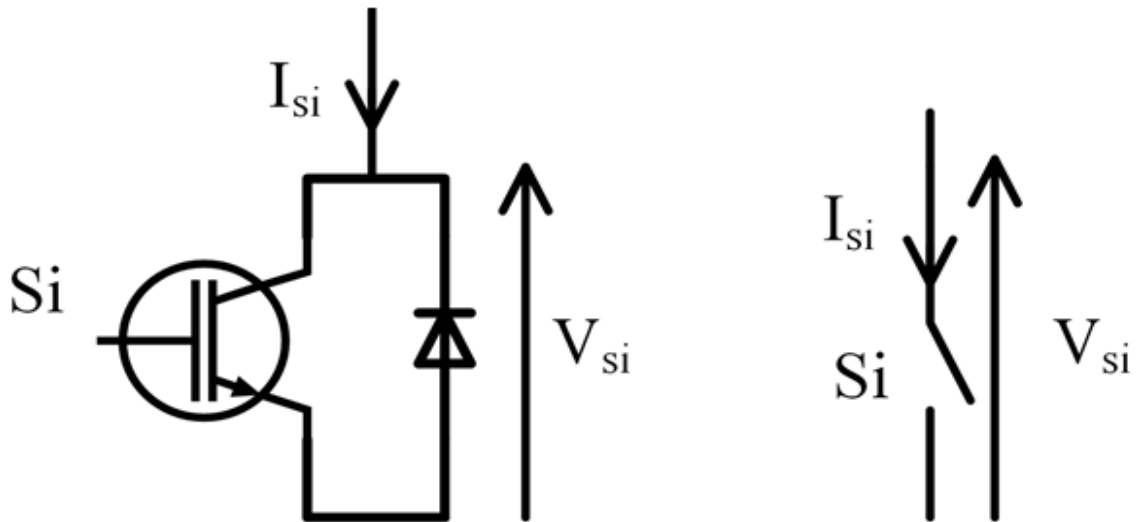


Figure II.1 : Interrupteur bidirectionnel en courant équivalent.

Nous supposons également que :

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la valeur des tensions d'alimentation [12].

On définit la fonction de connexion «  $F_i$  » de chaque interrupteur «  $S_i$  » comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci [12]:

$$\begin{cases} F_i = 1 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est fermé.} \\ F_i = 0 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Avec  $i = \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$

Sachant que la fermeture ou l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est donc indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs  $S_i$  et  $S_j$ , avec  $i = \{1, 2, 3\}$  et  $j = \{4, 5, 6\}$ . [2]

Les considérations précédentes conduisent à l'équation suivante :

$$\begin{cases} F_1 + F_4 = 1 \\ F_2 + F_5 = 1 \\ F_3 + F_6 = 1 \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

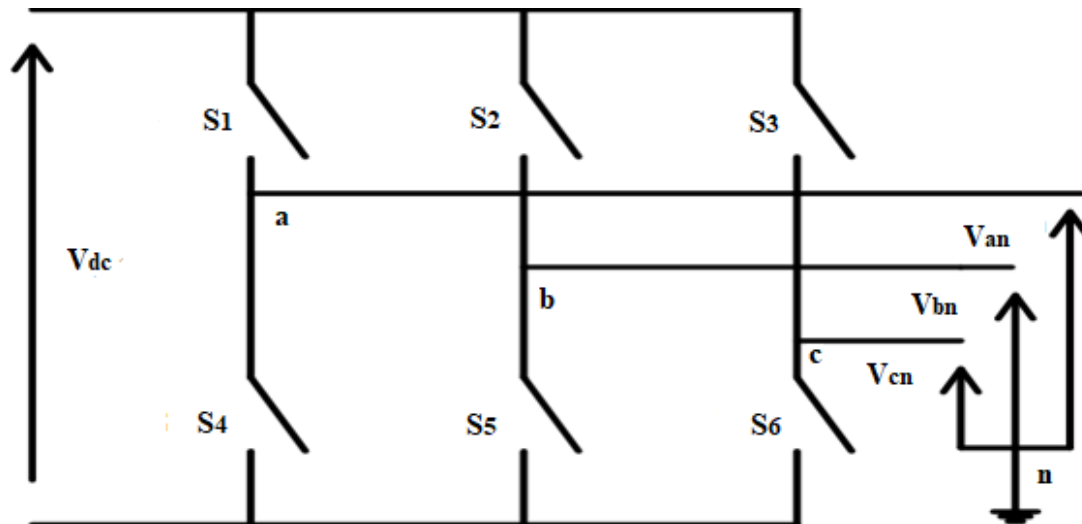


Figure II.2 : Onduleur de tension triphasé.

### II.3. Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé

Les couples d'interrupteurs (S1 et S4), (S2 et S5), (S3 et S6) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part [9].

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{V_{dc}}{2}; S1 \text{ fermé} & \text{Et} & V_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2}; S1 \text{ ouvert} \\ V_{bo} = \frac{V_{dc}}{2}; S2 \text{ fermé} & \text{Et} & V_{bo} = -\frac{V_{dc}}{2}; S2 \text{ ouvert} \\ V_{co} = \frac{V_{dc}}{2}; S3 \text{ fermé} & \text{Et} & V_{co} = -\frac{V_{dc}}{2}; S3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

Les trois tensions simples  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ , et  $V_{co}$  peuvent être exprimées par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Si le récepteur est équilibré, on peut passer des tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  aux tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  à la sortie de l'onduleur. Quel que soit leurs formes d'ondes, les trois courants  $I_{an}$ ,  $I_{bn}$  et  $I_{cn}$  ont une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux et les harmoniques de chaque phase se compensent mutuellement, cela garantit un fonctionnement équilibré.

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances  $Z$  courants,

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

autrement dit, les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes, on obtient la somme nulle des trois tensions [1].

Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont obtenus par cette équation :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} = V_{dc} \cdot (S1 - S2) \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} = V_{dc} \cdot (S2 - S3) \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} = V_{dc} \cdot (S3 - S1) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

L'équation (II.5) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S1 - S2 \\ S2 - S3 \\ S3 - S1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

En considérant que les tensions simples représentent un système équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} I_{an} + I_{bn} + I_{cn} = 0 \\ V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les tensions simples sont calculées, en fonction des tensions composées comme suit:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) = \frac{1}{3}(V_{ao} - 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) = \frac{1}{3}(V_{ao} - V_{bo} - 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

En utilisant l'équation (II.6), l'équation (II.9) peut-être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

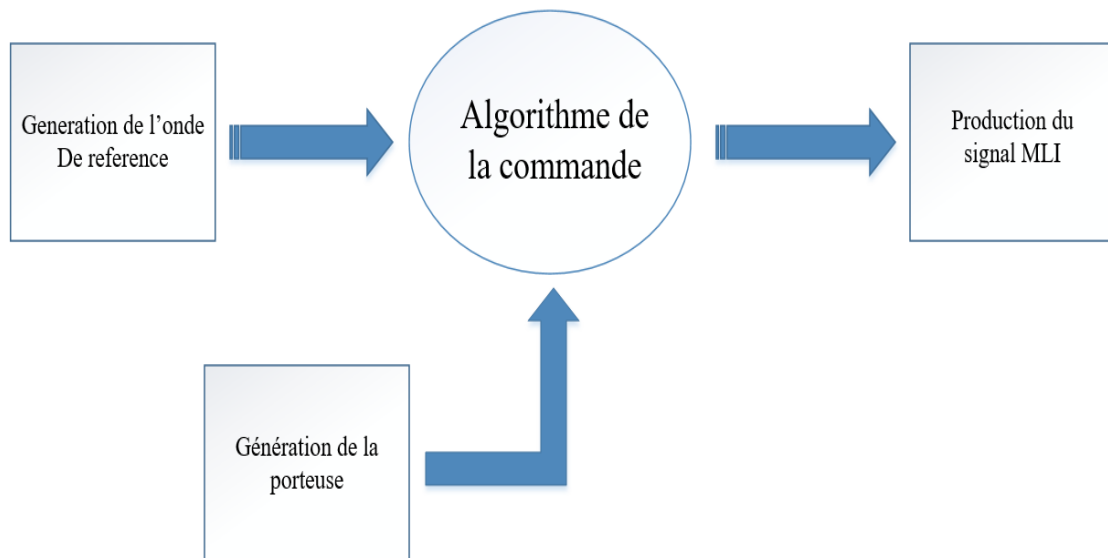
#### **II.4. Modulation de largeur d'impulsion**

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI et PWM pour pulse width modulation), permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, fer et par courants de Foucault). Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [9].

Le diagramme expliquant le principe de la MLI est présenté sur la figure II.3 ci-dessous :



**Figure II.3** : Diagramme du principe de la MLI.

### **II.5. Principe de la modulation de largeur d'impulsion**

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeur d'impulsion de contrôle de ces interrupteurs (MLI) [14].

### **II.6. Caractéristiques de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)**

La technique MLI est caractérisée par deux grandeurs :

- Le coefficient de réglage : c'est le rapport de l'amplitude de l'onde modulante à celle de l'onde porteuse. Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II. 8})$$

- L'indice de modulation : il se définit comme le rapport de la fréquence de la porteuse par la fréquence de la modulante[1].

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II. 9})$$

- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de repousser les harmoniques de la tension de phase vers les fréquences très élevées, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tous les T.

- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment à fréquence de modulation  $f_p$  donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.

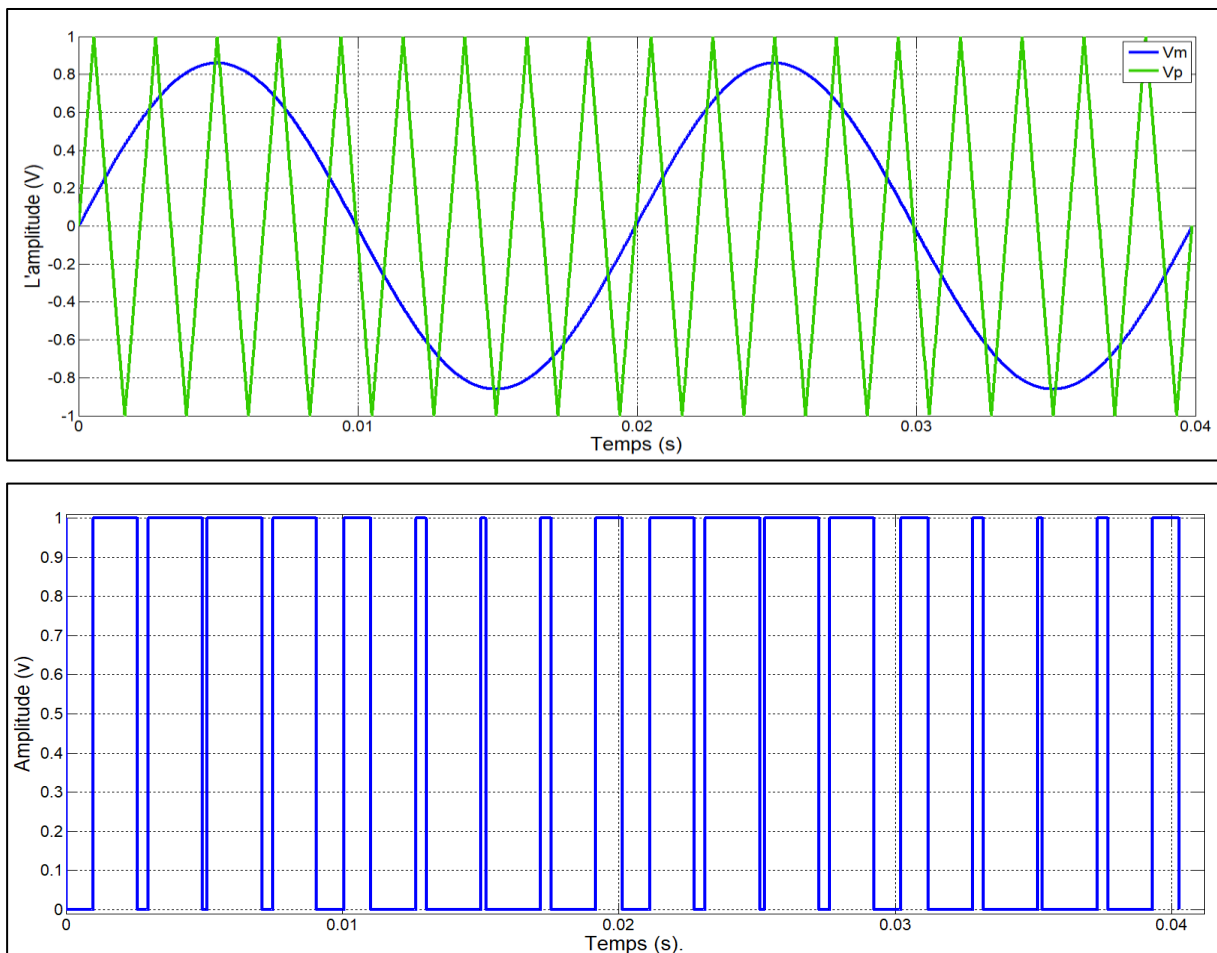
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras [14].

### **II.7. Différentes techniques de la modulation de largeur d'impulsion**

Il existe plusieurs techniques pour améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, On peut en citer :

#### **II.7.a. Modulation de largeur d'impulsion MLI sinus-triangle**

Cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude  $V_m$  et de fréquence  $f_m$ , avec un signal appelé porteuse d'amplitude  $V_p$  et de fréquence  $f_p$  très élevée. représenté sur la figure II.4 [14].



**Figure II.4 :** Signaux de commande d'un seul bras avec la stratégie de la MLI sinus-triangle.

- **Signaux de référence**

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de  $120^\circ$  et sont caractérisés par

L'amplitude  $V_m$  et sa fréquence  $f_m$ .



- **Porteuse**

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude  $V_p$  et la fréquence  $f_p$ .

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

La modulation sinus-triangle, nous permet de régler le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur par action sur le paramètre  $r$  et de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage [10].

### II.7.a.a. Simulation de la MLI sinus-triangle

Les impulsions de cette technique sont générées en comparant, trois signaux sinusoïdaux à basse fréquence décalés entre eux avec  $120^\circ$ , à une onde porteuse à haute fréquence [10].

Nous avons simulé cette technique de commande sur une charge RL, la figure II.5 représente le schéma de simulation de cette commande.

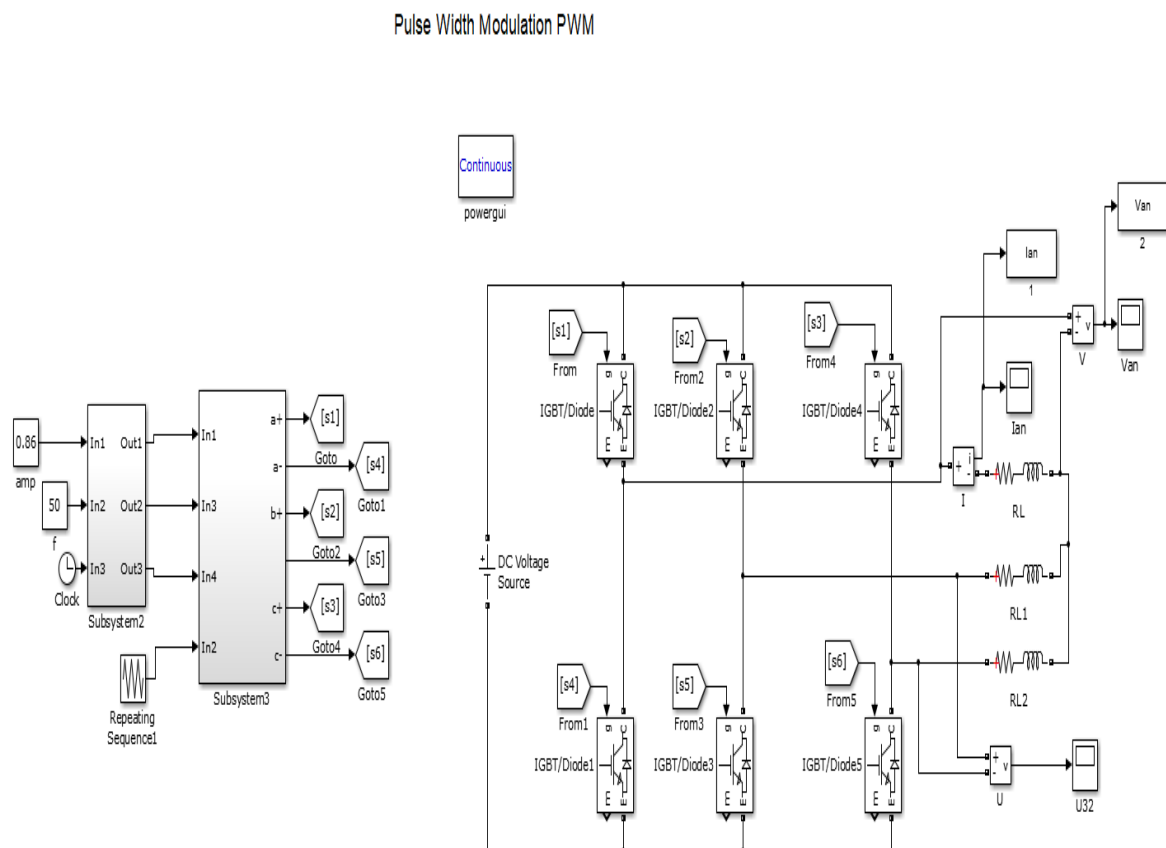
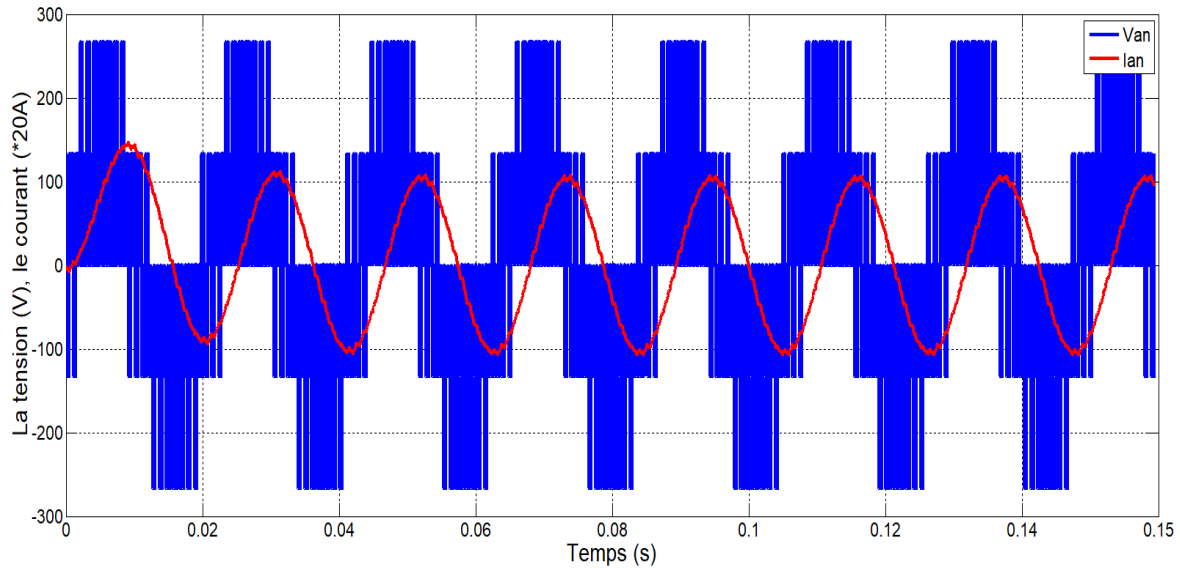


Figure II.5 : Schéma bloc de la simulation MLI sinus-triangle.

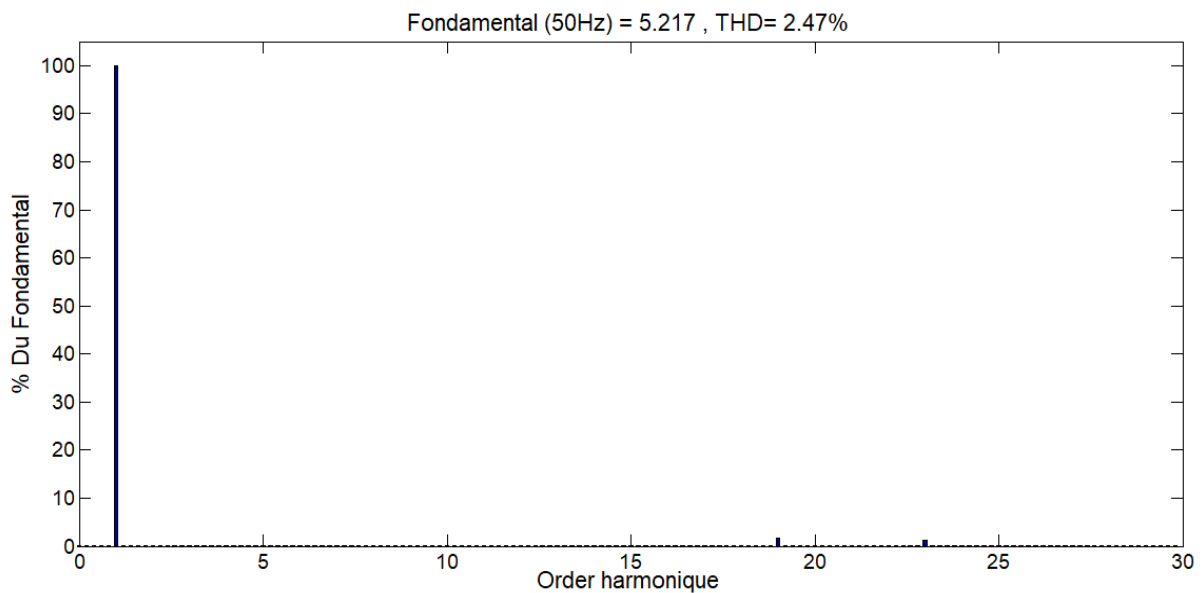
## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

Après avoir simulé, nous avons obtenu l'allure de la tension simple et du courant de sortie qui sont indiqués sur la figure II.6. Nous remarquons que la forme de la tension simple et du courant de sortie est proche de la sinusoïde.



**Figure II.6 :** Signal de sortie de l'onduleur (tension simple et courant de sortie).

Les résultats de l'analyse FFT du courant de sortie sont représentés sur la figure II.7 ci-dessous.



**Figure II.7** Analyse harmonique FFT du courant.

Nous avons visualisé l'allure de la tension composée entre deux phases comme elle est indiquée sur la figure II.8.

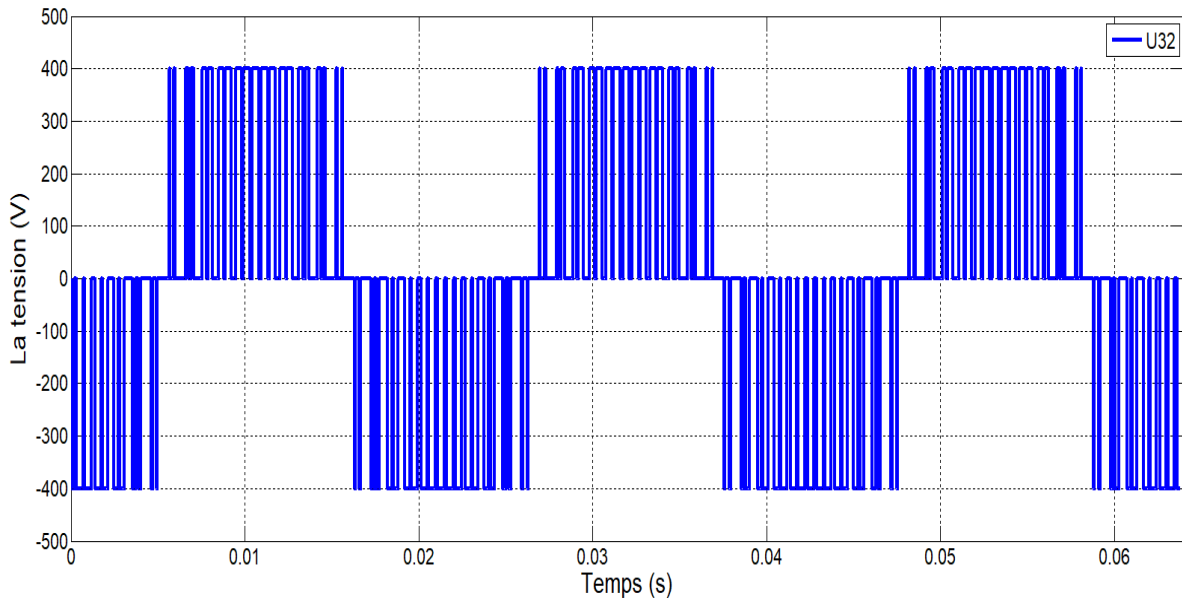


Figure II.8 : Signal de sortie de l'onduleur (tension composée).

#### II.7.a.b. Interprétation des résultats

- Cette technique permet de repousser les harmoniques de tension de phase vers les fréquences élevées.
- Pour un indice de modulation « m » impair, on trouve seulement les harmoniques impairs et qui se regroupent du 1er, 2ème et 3ème famille.
- Le fondamentale de la tension de sortie varie de façon exponentielle en fonction de coefficient de réglage « r ».

$r \in [0 ; 0,86]$  cette zone est la zone linéaire du fondamentale.

$r \in [0,86 ; 1]$  est la zone de saturation.

Nous avons représenté la variation du fondamentale en fonction de coefficient de réglage par la figure II.9 ci-dessous.

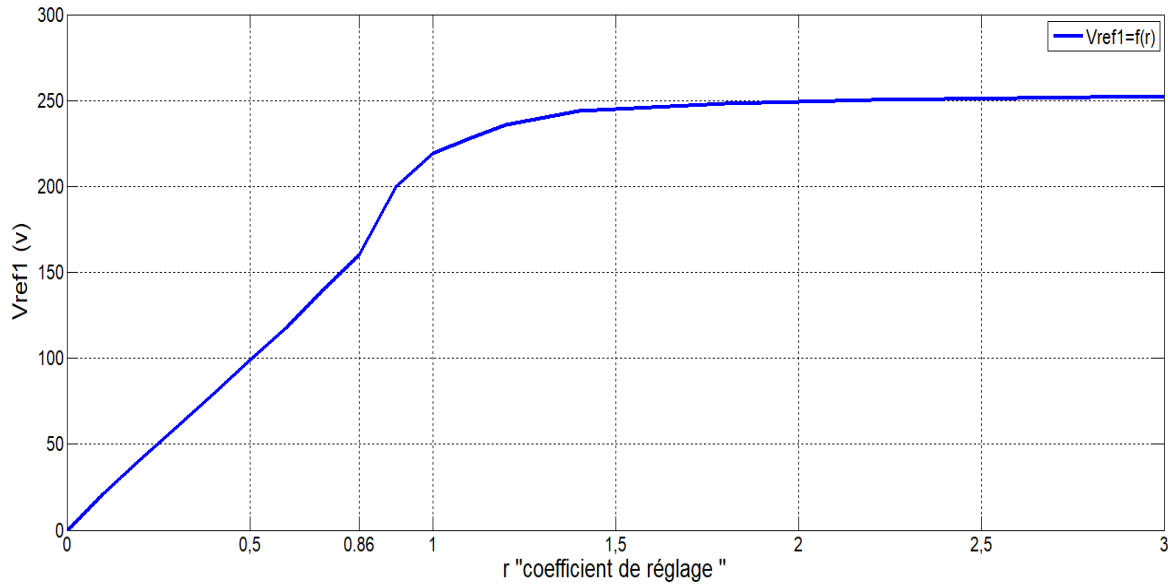


Figure II.9 : Variation du fondamental en fonction du « r ».

### II.7.b. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle avec injection de l'harmonique 3 (THIPWM)

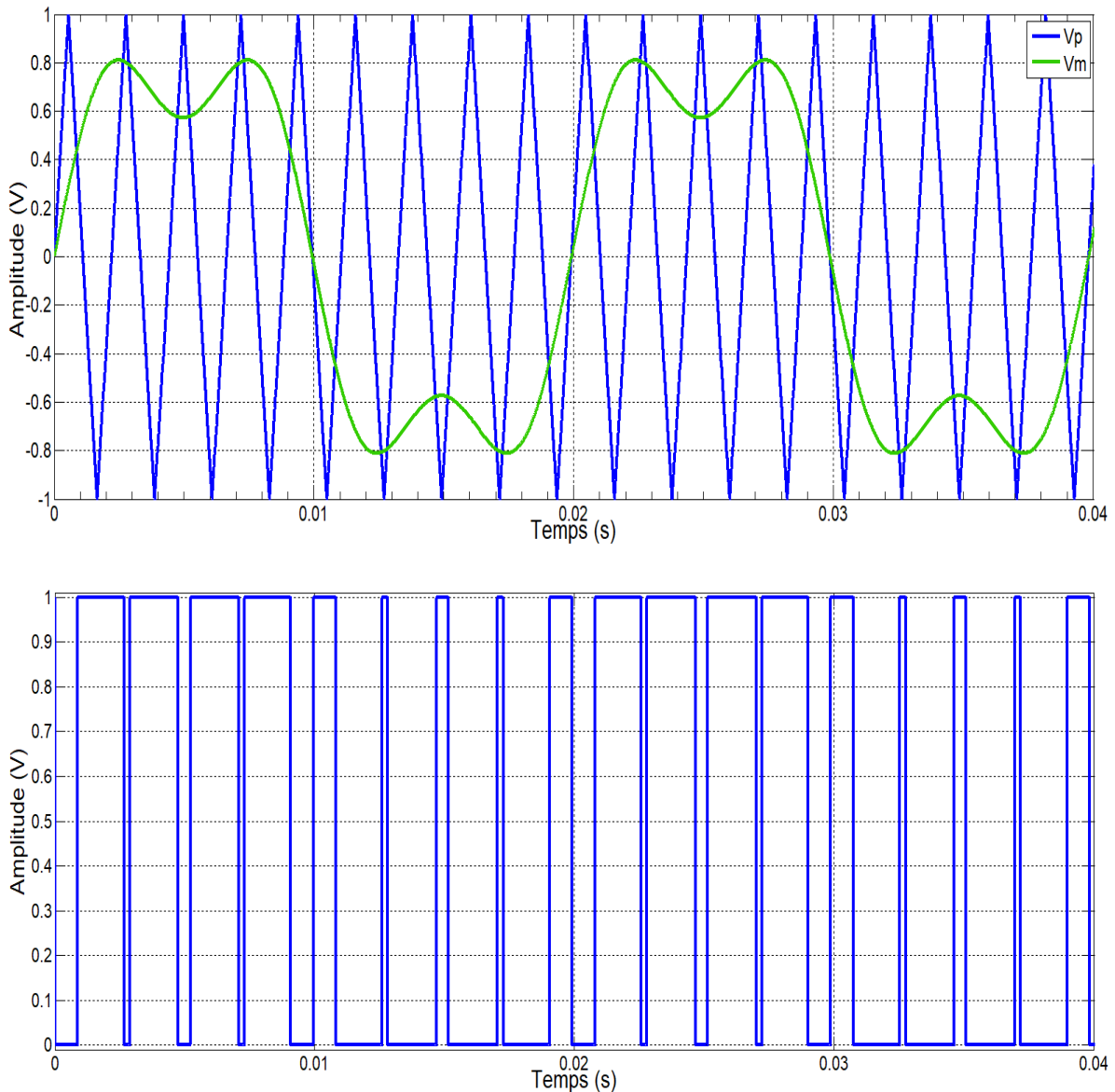
L'utilisation de cette technique (Third Harmonic Injection Pulse with Modulation) qui permet l'injection d'harmoniques multiples de trois dans les tensions de références afin l'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur [13].

Pour implémenter la THIPWM on procède de la même manière que la MLI sinus triangle, on compare avec une porteuse triangulaire les trois signaux de référence obtenus par les équations suivantes [10] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{dc} \left[ r \cdot \sin(\omega t) + \frac{r}{3} \cdot \sin(3(\omega t)) \right] \\ V_{ref2} = V_{dc} \left[ r \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{r}{3} \cdot \sin\left(3\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \\ V_{ref3} = V_{dc} \left[ r \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{r}{3} \cdot \sin\left(3\left(\omega t - 2\frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

L'addition d'harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamentale dans la référence, et par là, dans les tensions de sortie [14].

La figure II.10 représente les signaux de la stratégie de la MLI avec l'injection de l'harmonique 3.



**Figure II.10** : Signaux de commande d'un seul bras avec la stratégie de la MLI avec l'injection de l'harmonique 3.

### II.7.b.a. Simulation du THIPWM

Le nouveau vecteur de tension de référence correspondant à cette technique est donné par l'équation, les instants de fermeture des interrupteurs sont toujours donnés par l'intersection de la porteuse triangulaire [14].

Le schéma bloc de cette simulation est indiqué sur la figure II.11 ci- dessous.

Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation (THIPWM)

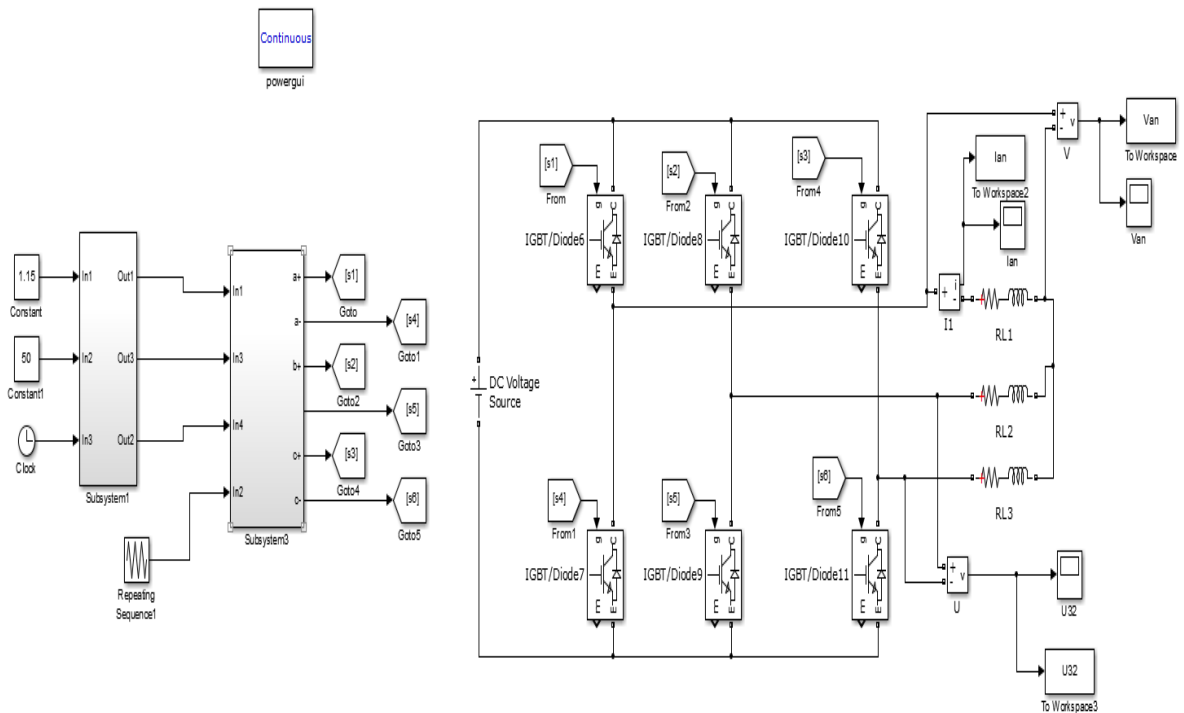


Figure II.11 : Schéma bloc de la simulation de MLI avec injection de l'harmonique 3.

L'allure de tension simple  $V_{an}$  et du courant de sortie  $I_{an}$  sont indiqués sur la figure II.12.

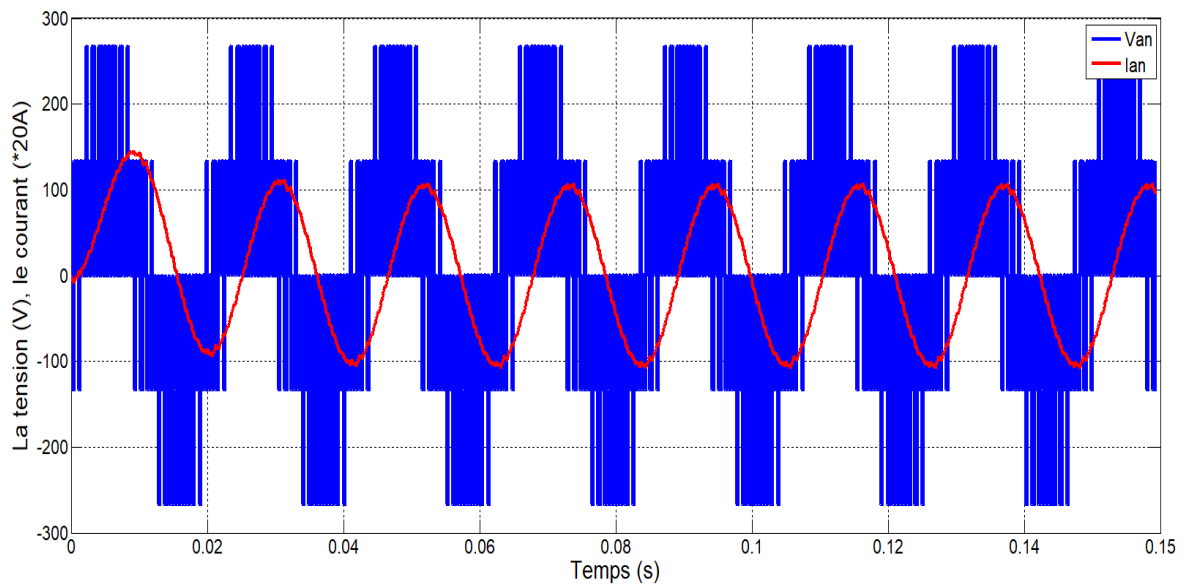


Figure II.12 : Tension simple et courant de sortie.

L'allure de la tension composée est indiquée sur la figure II.13.

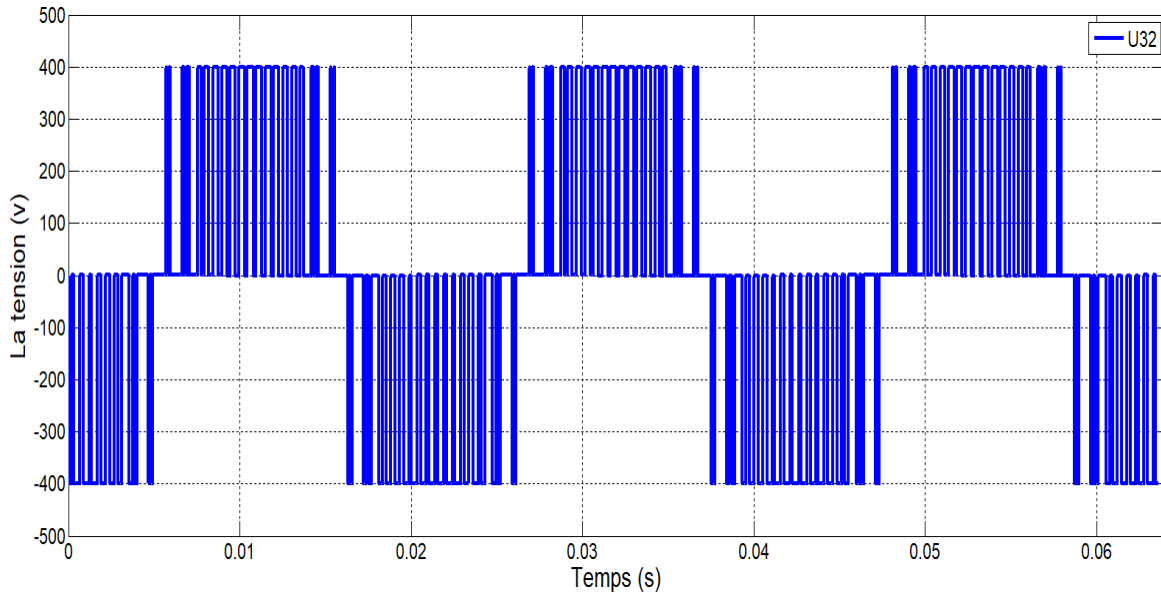


Figure II.13 : Tension composée.

Les résultats de l'analyse FFT du courant de sortie sont représentés sur la figure II.14 ci-dessous.

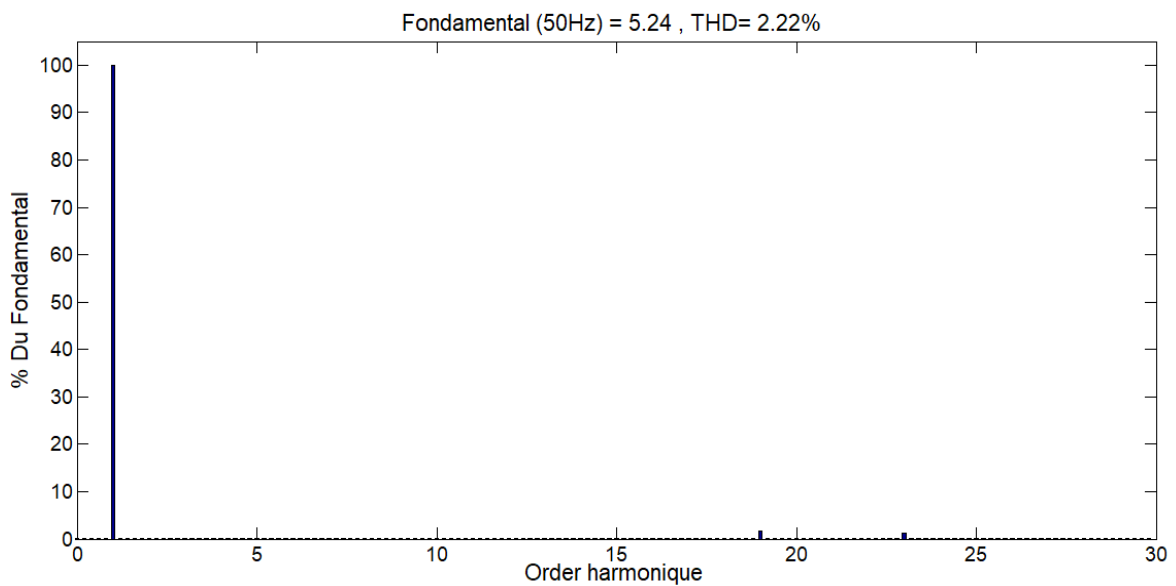


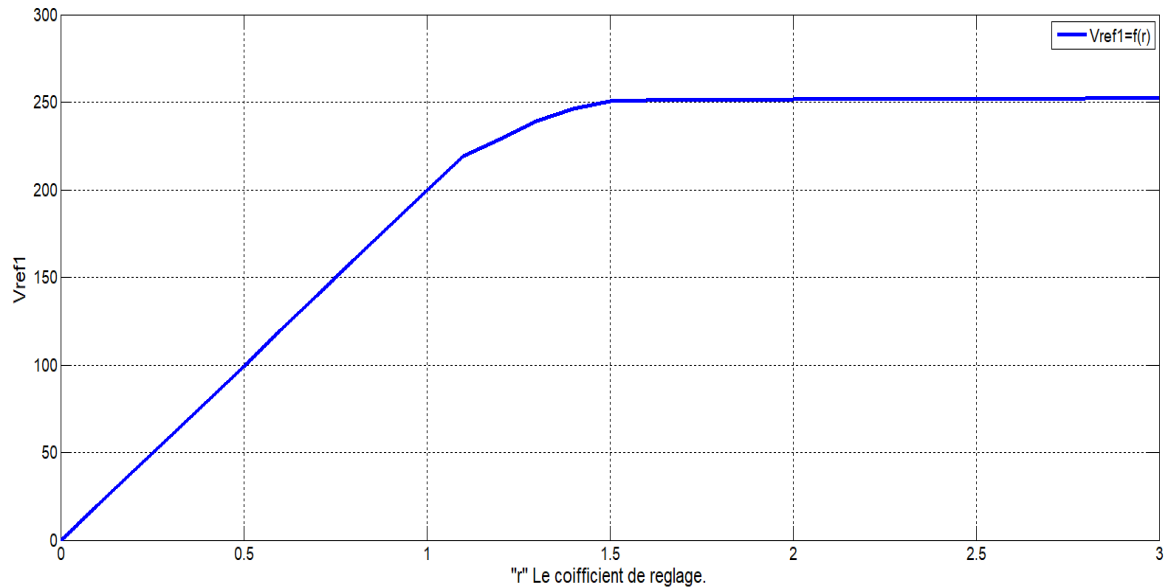
Figure II.14 : Analyse harmonique FFT du courant.

### II.7.b.b. Interprétation des résultats

- Les harmoniques de rang multiple de 3 sont nuls dans les tensions de phase pour un indice de modulation multiple de 3.
- L'augmentation du coefficient de réglage  $r$  ( $0 \dots 1.155$ ) permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la 2<sup>ème</sup>, 3<sup>ème</sup>, 4<sup>ème</sup> famille et d'augmenter légèrement celle de la 1<sup>ère</sup> famille.

- La zone linéaire est élargie jusqu'à  $r = 1,15$  qui permet d'augmenter le fondamentale de la tension de sortie et à partir de  $r > 1,15$  c'est la zone de saturation.

La figure II.15 représente la variation du fondamentale en fonction de coefficient de réglage.



**Figure II.15 :** Variation du fondamental en fonction du « r ».

### II.7.c. Modulation vectorielle

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage, elle sera appliquée sur un onduleur triphasé [15].

#### II.7.c.a. Principe de fonctionnement

Le principe de la modélisation vectorielle (SVPWM) consiste à reconstruire le vecteur de tension  $\vec{V}_s$  à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur de tension de référence  $\vec{V}_s$  est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_s$  par un vecteur de tension moyen  $V_{moy}$ . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacentes et des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$  [16].



## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

A partir de l'équation des tensions de sortie de l'onduleur nous appliquons la transformation triphasé/biphasé (transformation de Concordia) respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

A partir de la combinaison des trois grandeurs (S1, S2 et S3), le vecteur de tension  $V_s$  peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs [17].

La figure II.16 ci-dessous représente les combinaisons possibles des interrupteurs.

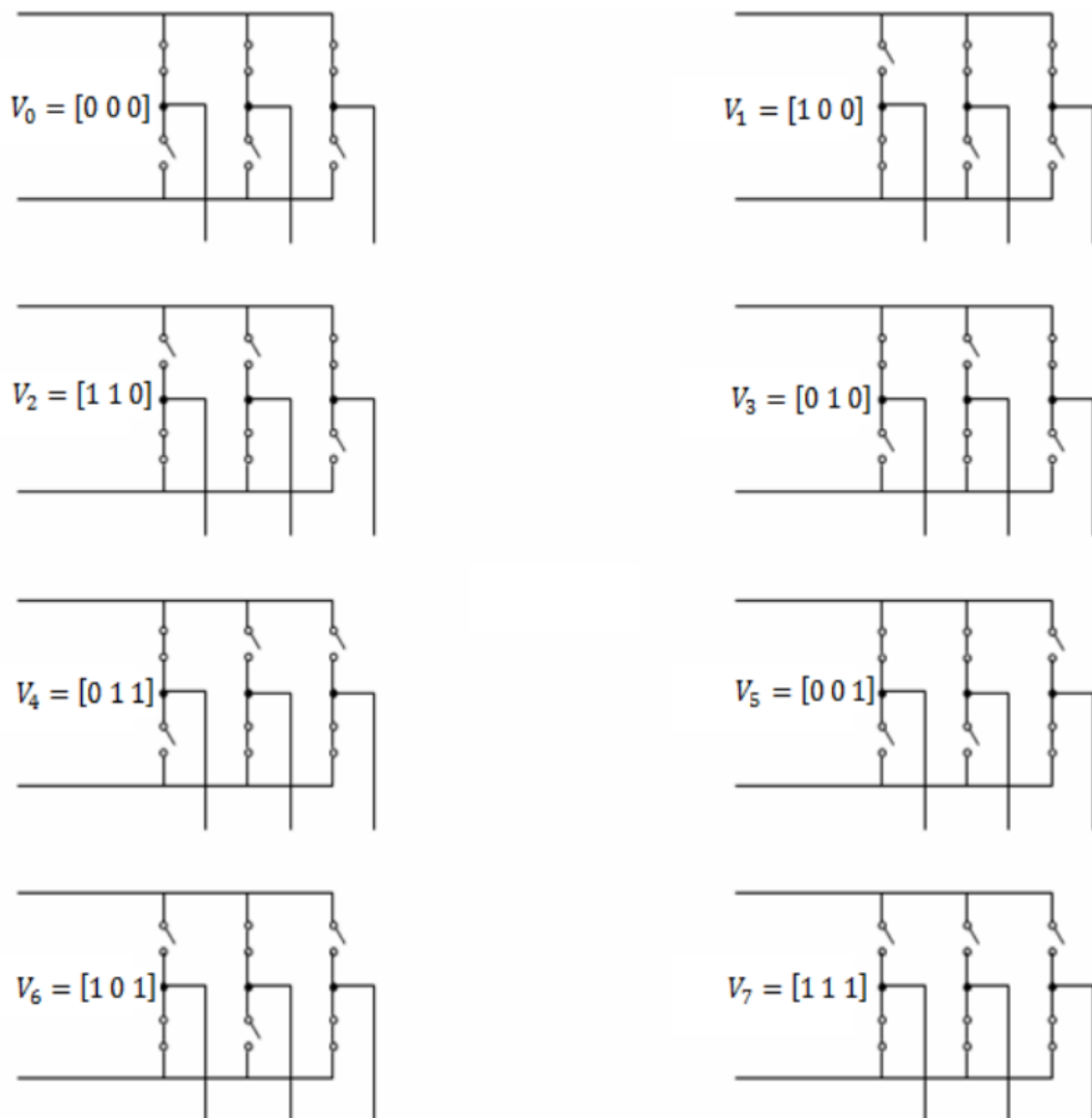


Figure II.16 : Combinaisons possibles des interrupteurs.

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension  $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$ .

Nous pouvons donc dresser le tableau II.1 qui synthétise les différents états de l'onduleur.

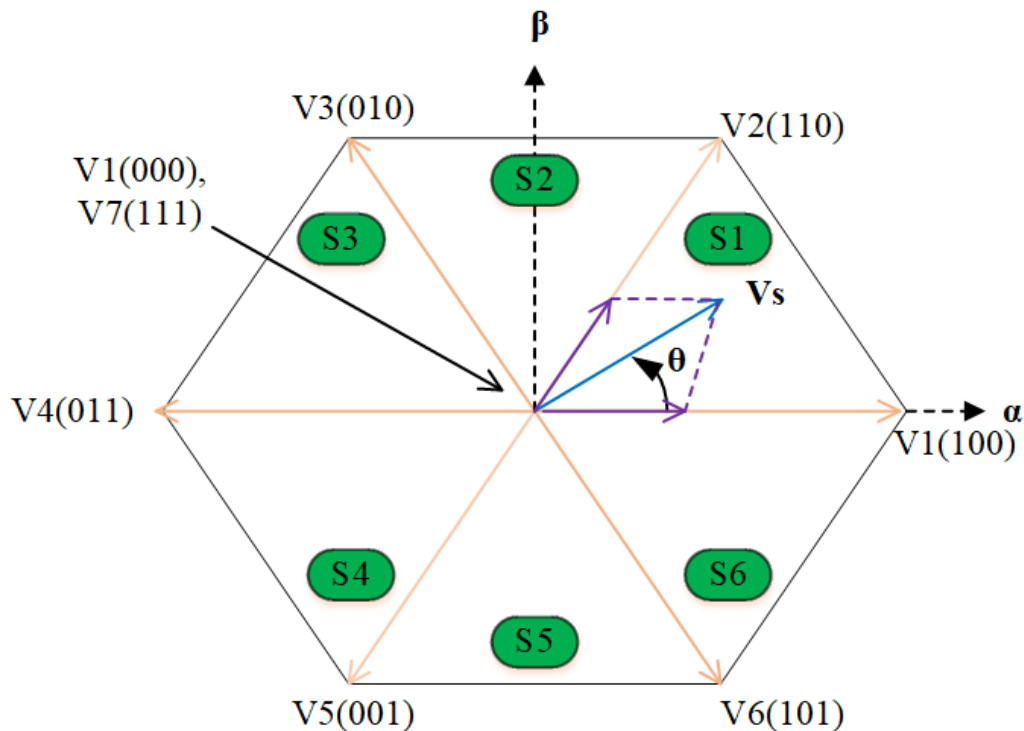
**Tableau II.1** Combinaisons de vecteurs de tension d'un onduleur triphasé.

Vecteur	États des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples			Tensions biphasées		Vecteur $\vec{V}_i$
	S1	S2	S3	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{sa}$	$V_{s\beta}$	
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_5$	0	0	1	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2.V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$V_3$	0	1	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2.V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$V_4$	0	1	1	$\frac{-2.V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
$V_1$	1	0	0	$\frac{2.V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2.V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \cdot e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$V_2$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2.V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \cdot e^{j\frac{\pi}{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Les huit vecteurs de tensions redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan  $(\alpha, \beta)$  [16].

Le vecteur de tension appliqué par l'onduleur peut être représenté par une triplette de bits logique, la combinaison des formes vectorielles de trois bits contrôle huit tensions vectorielles de base, parmi elles on retrouve six vecteurs de tension actifs ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ) et deux vecteurs de tension nuls ( $V_0, V_7$ ) [5].

Le premier ensemble divise l'espace de modulation en six secteurs, comme il est indiqué sur la figure II.17 ci-dessous.



**Figure II.17** : Représentation des vecteurs de tensions dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).

### II.7.c.b. Localisation du vecteur de référence

Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension  $\vec{V}_s$ , deux stratégies sont généralement utilisées. La première consiste à faire une série de tests sur  $\vec{V}_\alpha$  et  $\vec{V}_\beta$  pour localiser le secteur contenant [2].

Nous avons résumé cette technique par un organigramme de détection de secteur comme illustré sur la figure II.18.

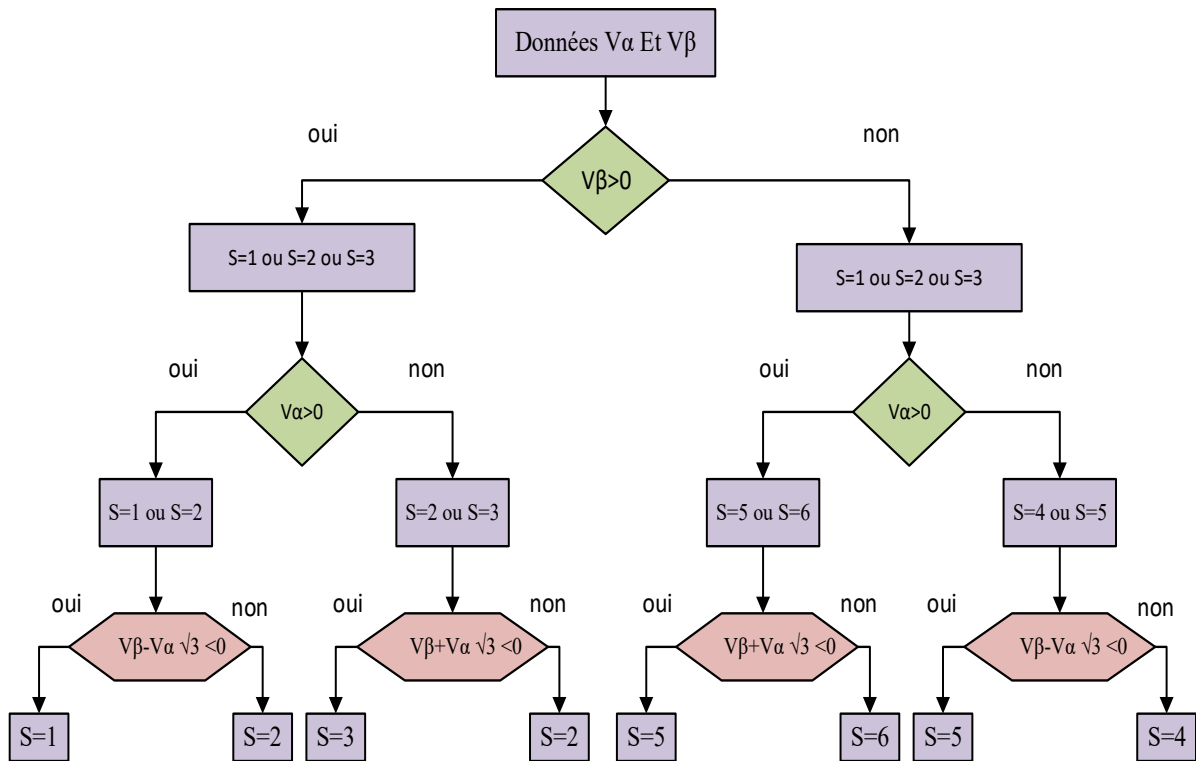


Figure II.18 : Organigramme de détection des secteurs.

Tandis que la deuxième consiste à faire une série de tests sur l'argument du vecteur de référence  $\theta$  selon la relation suivante :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } \theta \in [0, \frac{\pi}{3}] \\ 2 & \text{si } \theta \in [\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}] \\ 3 & \text{si } \theta \in [\frac{2\pi}{3}, \pi] \\ 4 & \text{si } \theta \in [\pi, \frac{4\pi}{3}] \\ 5 & \text{si } \theta \in [\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}] \\ 6 & \text{si } \theta \in [\frac{5\pi}{3}, \pi] \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée.

Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur.

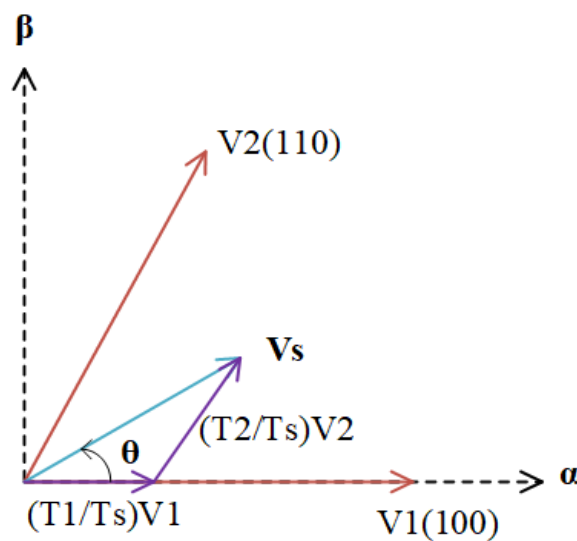
Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme MLI vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [2].

**II.7.c.c. Calcul de temps de commutation des interrupteurs**

Il s'agit de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère et le secteur dans lequel il se situe. Celui-ci est limité par deux vecteurs définis dans le Tableau II.1 et si on lui affecte l'angle  $\theta$  ; on arrive à reconstituer les tensions de référence par la moyenne de ces vecteurs. Ainsi, on définit :

$(V_{s\alpha} = V_s \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \theta))$  Et  $(V_{s\beta} = V_s \cdot \sin(\frac{\pi}{3}))$  en fonction des temps d'application des séquences définies précédemment avec  $T_1$  qui est le temps d'application de  $\vec{V}_1$ ,  $T_2$  est celui de  $\vec{V}_2$  et ainsi de suite [18].

La figure II.19 illustre la Projection de vecteur  $\vec{V}_s$  dans le premier secteur



**Figure II.19** : Projection de vecteur  $\vec{V}_s$  dans le premier secteur.

D'après les projections sur le secteur 1 on a :

Temps d'application du vecteur  $\vec{V}_2$  et de la figure II.3 donc on a :

$$V_s \cdot \sin(\theta) = V_2 \cdot \frac{T_2}{T_s} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = V_2 \cdot \frac{T_2}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \tag{II. 13}$$

D'où :

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

$$V_s \cdot \sin(\theta) = V_{s\beta} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_2}{T_s} V_s \cdot \sin(\theta) = V_{s\beta} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_2}{T_s} \quad (\text{II. 14})$$

Alors :

$$T_2 = \frac{\sqrt{2} V_{s\beta}}{V_{dc}} \cdot T_s \quad (\text{II. 15})$$

De même :

$$V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = V_{s\alpha} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_1}{T_s} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{II. 16})$$

D'où

$$V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = V_{s\alpha} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_1}{T_s} \quad (\text{II. 17})$$

Alors :

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot T_s = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} \cdot V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos(\theta) - \frac{1}{2} \cdot \sin(\theta)\right) \cdot T_s \quad (\text{II. 18})$$

Donc :

$$T_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{s\alpha} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta}}{2 \cdot V_{dc}} \cdot T_s \quad (\text{II. 19})$$

Comme on veut que la MLI soit symétrique et centré sur la période  $T_s$ , on utilise les vecteurs  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  en répartissant 2 au centre et 2 à l'extérieur dans cette période pendant une durée totale  $T_0$  valant :

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (\text{II. 20})$$

### • Généralisation :

Les temps d'application des séquences varient en fonction du secteur, soit « n » le numéro du secteur [18].

(n=1..6), ces temps peuvent être exprimés comme suit :

$$T_i = \frac{\sqrt{2} \cdot T_s \cdot V_s}{V_{dc}} \left[ \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos(\theta) - \cos\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \sin(\theta) \right] \quad (\text{II. 21})$$

$$T_{i+1} = \frac{\sqrt{2} \cdot T_s \cdot V_s}{V_{dc}} \left[ -\sin \left( (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right) \cdot \cos(\theta) - \cos \left( (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right) \sin(\theta) \right] \quad (\text{II. 22})$$

$$T_0 = T_s - (T_i + T_{i+1}) \quad (\text{II. 23})$$

**II.7.c.d. Détermination des intervalles de conduction**

Les temps de marche / arrêt des six interrupteurs (les IGBT) sont indiqués comme suit dans le tableau.II.2 suivant : [5]

**Tableau II.2** Détermination des intervalles de conduction.

Secteur	Périodes de conduction des interrupteurs hauts	Périodes de conduction des interrupteurs bas
1	$T_{1on} = T_i + T_{i+1} + T_0$ $T_{2on} = T_{i+1} + T_0/2$ $T_{3on} = T_0/2$	$T_{4on} = T_0/2$ $T_{5on} = T_i + T_0/2$ $T_{6on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$
2	$T_{1on} = T_i + T_0/2$ $T_{2on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{3on} = T_0/2$	$T_{4on} = T_{i+1} + T_0/2$ $T_{5on} = T_0/2$ $T_{6on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$
3	$T_{1on} = T_0/2$ $T_{2on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{3on} = T_{i+1} + T_0/2$	$T_{4on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{5on} = T_0/2$ $T_{6on} = T_i + T_0/2$
4	$T_{1on} = T_0/2$ $T_{2on} = T_i + T_0/2$ $T_{3on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$	$T_{4on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{5on} = T_{i+1} + T_0/2$ $T_{6on} = T_0/2$
5	$T_{1on} = T_{i+1} + T_0/2$ $T_{2on} = T_0/2$ $T_{3on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$	$T_{4on} = T_i + T_0/2$ $T_{5on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{6on} = T_0/2$
6	$T_{1on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{2on} = T_0/2$ $T_{3on} = T_i + T_0/2$	$T_{4on} = T_0/2$ $T_{5on} = T_i + T_{i+1} + T_0/2$ $T_{6on} = T_{i+1} + T_0/2$

### II.7.c.e. Représentation graphique des périodes de conduction des interrupteurs dans chaque secteur

Les durées de conduction de chaque interrupteur sur chaque secteur sont représentées graphiquement comme suit [5]:

Les figures II.20, II.21, II.22 indiquent les périodes de conduction pour les secteurs 1, 2, 3, 4, 5 et 6.

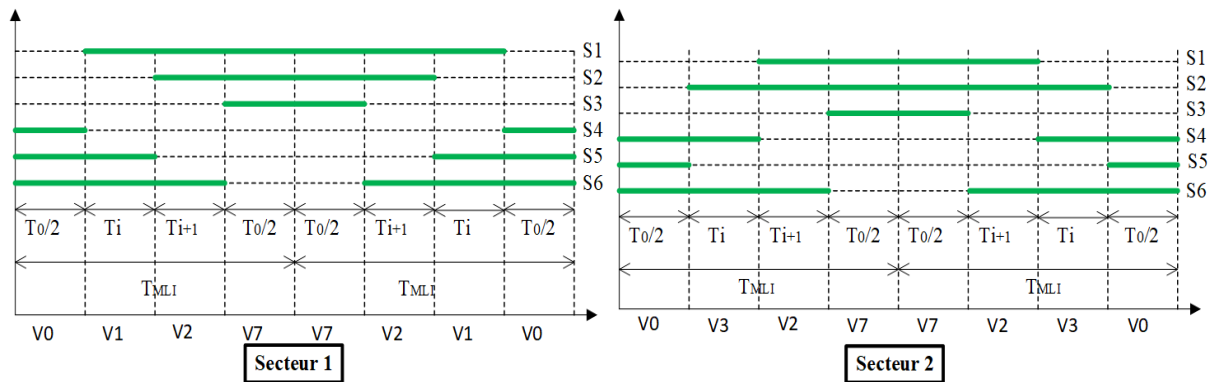


Figure II.20 : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 1 et 2.

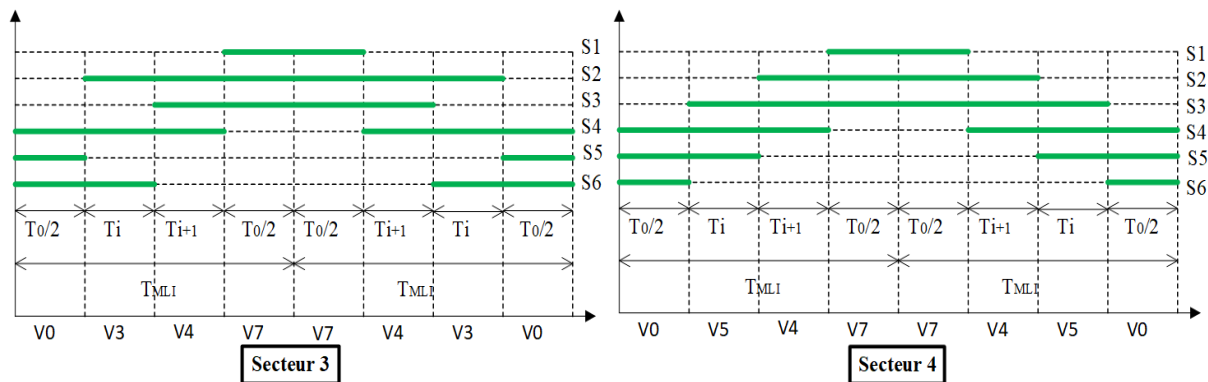


Figure II.21 : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 3 et 4.

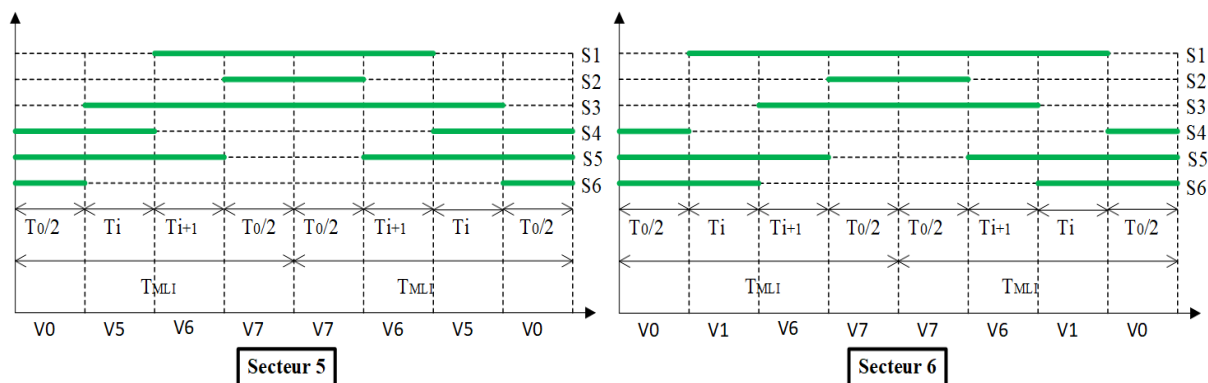


Figure II.22 : Représentation des périodes de conduction pour les secteurs 5 et 6.



Nous avons défini les étapes la modulation vectorielle dans l'organigramme illustré sur la figure II.23.

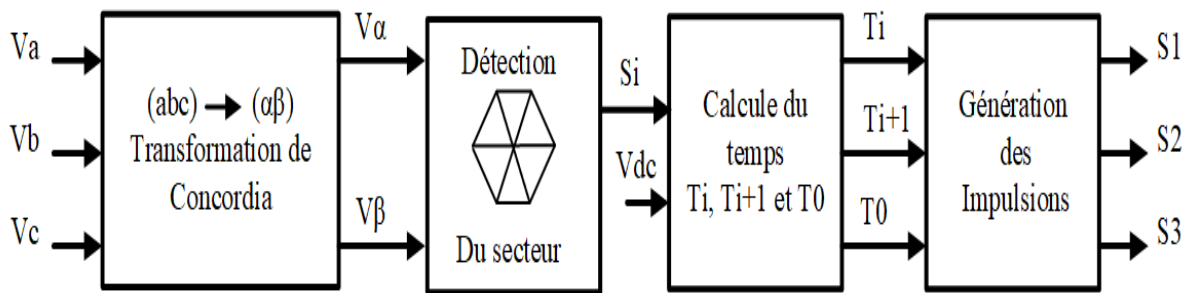


Figure II.23 : Organigramme de la modulation vectorielle.

### II.7.c.f. Implémentation de la MLI vectorielle dans Matlab Simulink

Les blocs réalisés sur la figure II.24 sont des équations de la MLI vectorielle. Nous avons réalisé des blocs de commande et des blocs de puissance composés de la commande vectorielle et d'un onduleur de tension triphasé [5].

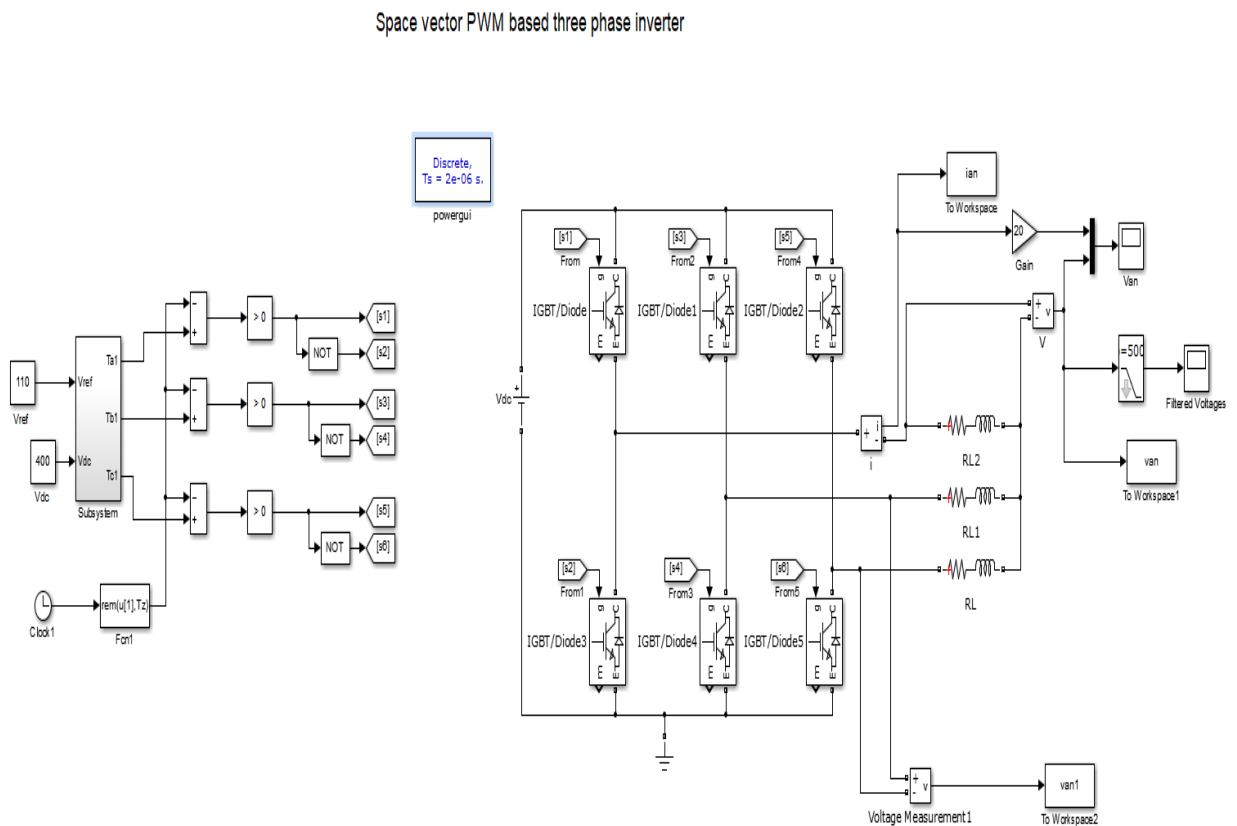
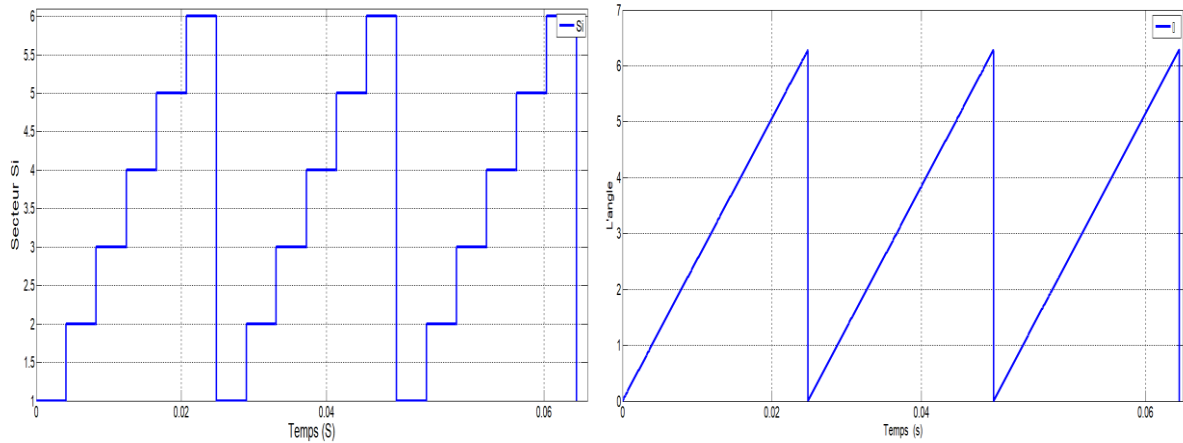


Figure II.24 : Schéma bloc de la MLI vectorielle.

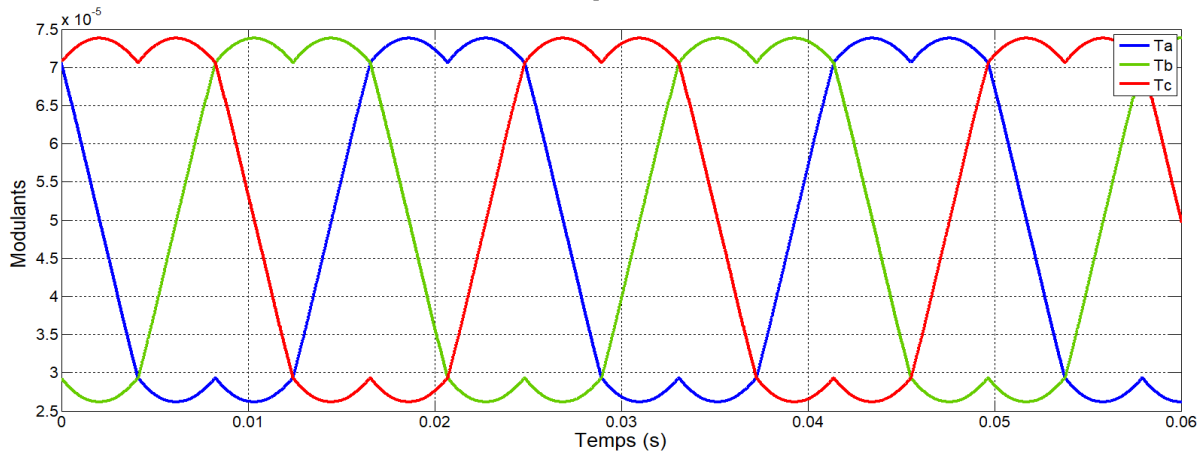
La variation des secteurs et d'angle est indiquée sur la figure II.25.

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé



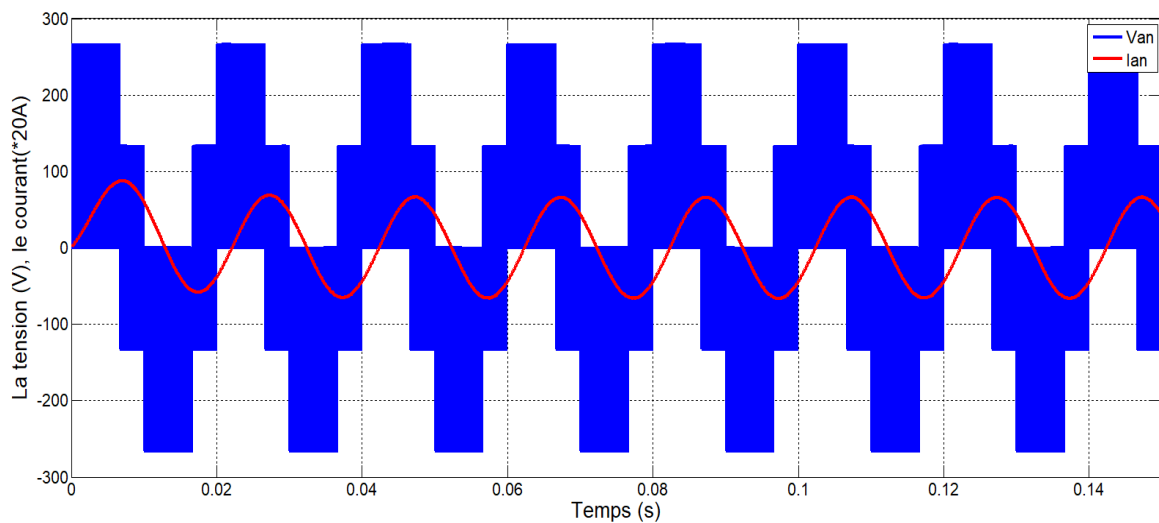
**Figure II.25:** Représentation la variation des secteurs et d'angle.

Les signaux modulants sont représentés sur la figure II.26 ci-dessous.



**Figure II.26 :** Signaux modulants.

Nous avons relevé l'allure de la tension simple et du courant de sortie illustrés sur la figure II.27.



**Figure II.27 :** Tension simple et courant de sortie.

La figure II.28 illustre l'analyse harmonique du courant et de tension de sortie.

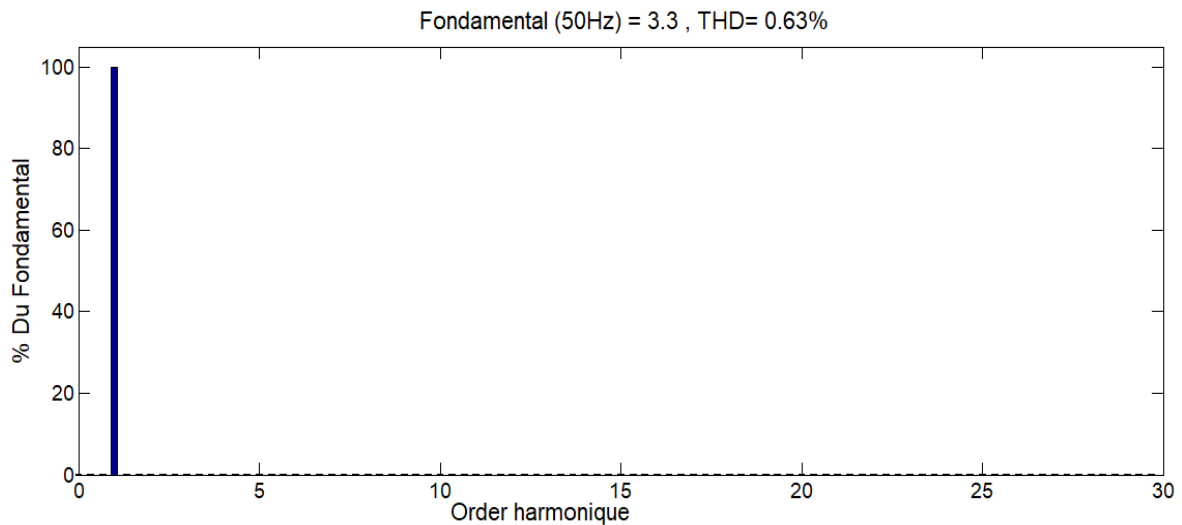


Figure II.28 : Analyse harmonique du courant de sortie.

La figure II.29 représente l'allure de la tension composée.

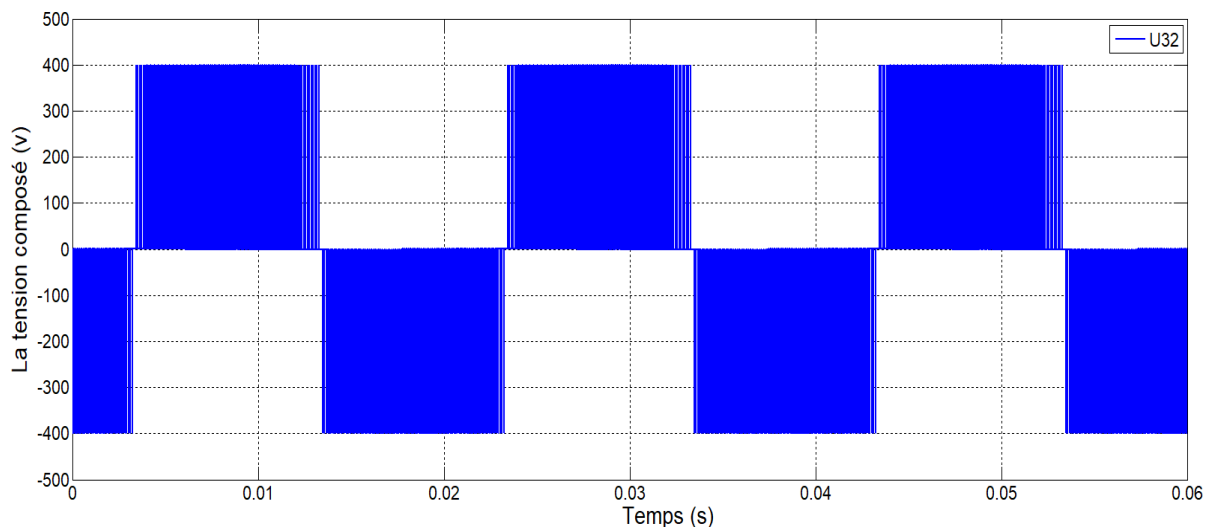


Figure II.29 : Tension composée de sortie.

### Interprétation des résultats

- La SVPWM donne presque la même performance que celle de THIPWM, en termes d'utilisation de bus continue, mais avec THD réduit.
- D'après l'analyse FFT du courant nous remarquons que le THD de ce dernier est réduit par rapport aux deux autres techniques précédentes.
- Dans cette technique, le régime transitoire du fondamentale de la tension de sortie est large par rapport à la technique MLI sinus-triangle, il étend jusqu'à  $r = 1,15$  après il entre dans son régime permanent, en terme THD, cette technique est la plus efficace.

## Chapitre II : Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

La figure II.30 représente la variation du fondamentale en fonction de coefficient de réglage.

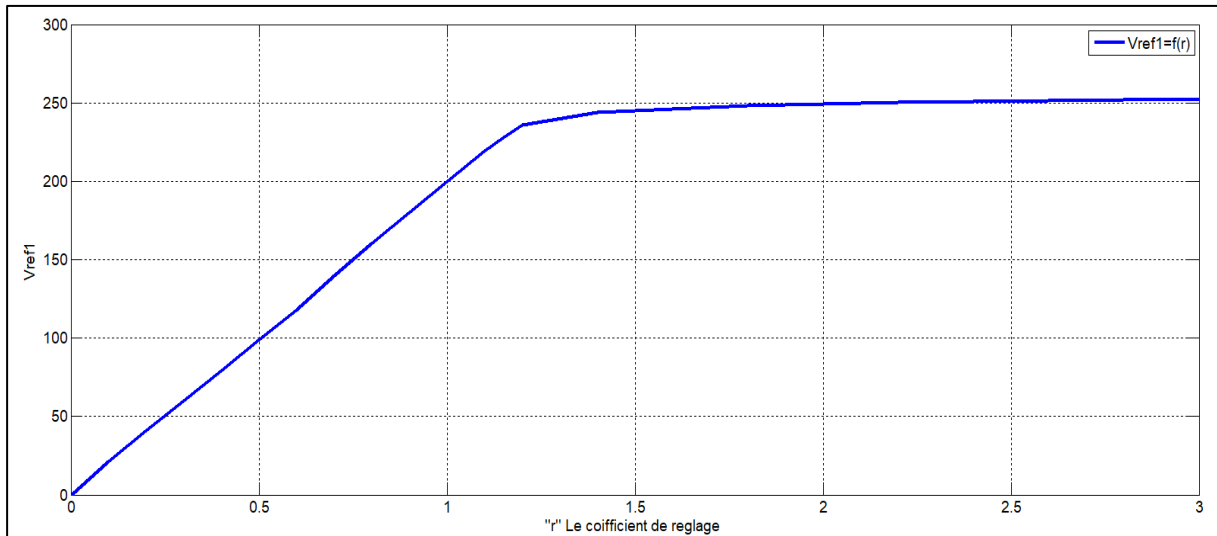


Figure II.30 : Variation de fondamentale en fonction de « r ».

### II.8. Comparaison des résultats de simulation des différentes techniques

D'après la simulation des trois techniques nous déduisons ceci :

- Concernant l'algorithme de mis-en-œuvre, la Technique MLI vectorielle est compliquée par rapport aux deux autres techniques.
- Parlons sur l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie la technique SVPWM et THIPWM, elles nous donnent des résultats meilleurs que la MLI sinus-triangle.
- La SVPWM est la plus performante en terme THD car elle contient un taux distorsion d'harmonique plus faible.

### II.9. Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue [19].

### **II.10. Inconvénients de la MLI**

- Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (Pertes fer dans le transformateur, pertes Joule et pertes par courants de Foucault).
- Elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les Machines tournantes des oscillations de couple.
- Elle déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande [20].

### **Conclusion**

Nous avons consacré notre étude dans ce chapitre sur le fonctionnement d'un onduleur triphasé à deux niveaux et la technique de modulation de largeur d'impulsion et ses différentes stratégies de commande, telle que la MLI sinus-triangle, la MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois et la MLI vectorielle.

## **Chapitre III. Réalisation de l'onduleur triphasé**

### **Introduction**

Ce chapitre est consacré à la réalisation d'un onduleur triphasé à deux niveaux pour la validation des algorithmes de commande et les tester par la suite sur un moteur asynchrone et une charge résistive et inductive.

En premier lieu, nous présenterons les différentes parties du montage en montrant le rôle de chacun des composants électriques utilisés. En second lieu, nous allons définir toutes les étapes nécessaires au processus de réalisation sur la plaque d'essai, réalisation du circuit de commande et réalisation du circuit de puissance.

Cet onduleur sera utilisé pour les applications pédagogiques et de recherche.

### **III.1. Description du banc d'essai**

Le banc d'essais réalisé est constitué de trois bras multicellulaires série, les interrupteurs de chaque bras sont constitués des transistors IGBT montés en parallèles avec des diodes internes montés en antiparallèle. Les IGBTs sont associés à des drivers. Les signaux de commande des IGBTs sont issus d'une carte DS1104 de chez dSPACE, à base d'un processeur dédié au traitement du signal, le TMS320C31 de Texas Instruments et de plusieurs convertisseurs analogiques- numériques et numériques-analogiques. Les figures III.1, III.2 indiquent la disposition du banc d'essai [13].

- La partie puissance qui regroupe :
  - Les interrupteurs (IGBT).
  - La source de tension continue.
  - La charge RL.
  
- La partie commande :

La commande se divise en deux parties, la commande informatique et la commande électronique

Commande informatique : constituée d'une carte de contrôle DS1104 (basée sur un dSPACE TMS320C31) et pilotée par ordinateur.

L'ordinateur permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande et nous verrons ultérieurement de quelle façon celui-ci est généré.

Commande électronique : constituée d'optocoupleur HCPL-A3120 et des résistances pour limiter le courant d'entrée et des condensateurs ainsi que des drivers de type SKYPER 32R.

### Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé

• La partie mesure, comporte des appareils de mesure de tension et de courant, un oscilloscope pour la visualisation des spectres des signaux de commande et de sortie [13].

La figure III.1 indique un schéma synoptique du banc d'essai.

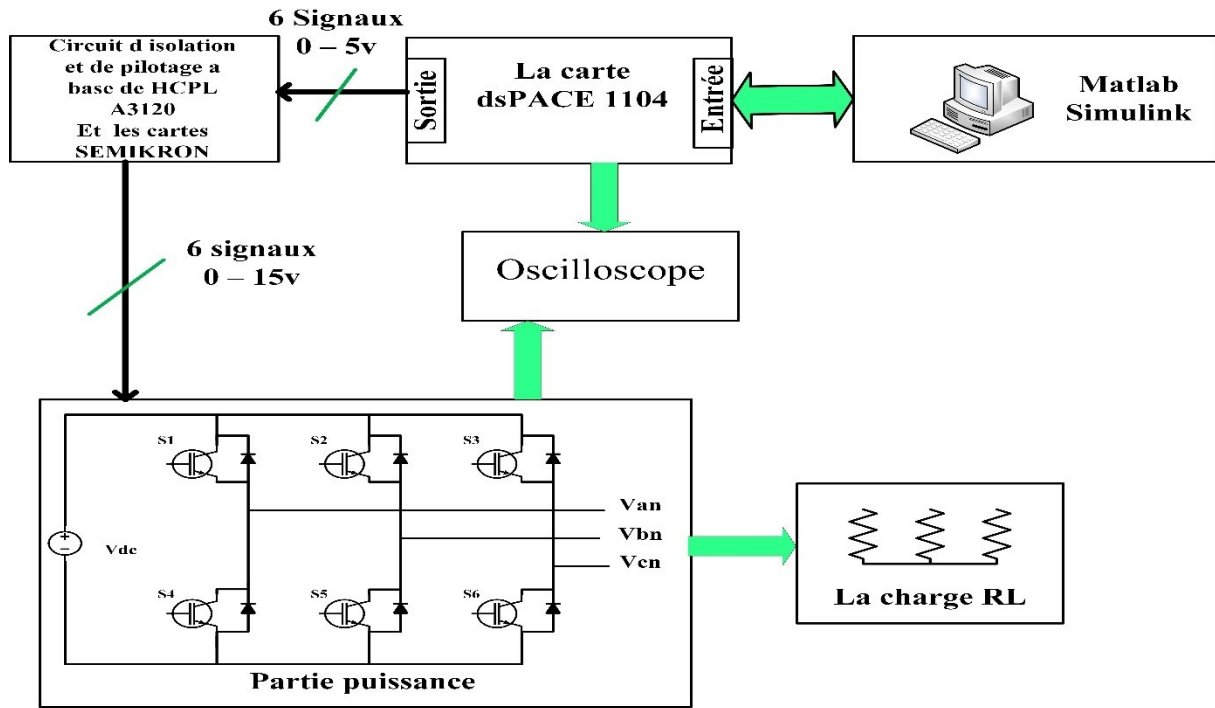


Figure III.1 : Schéma synoptique du banc d'essai.

La figure III.2 représente une photo du banc d'essai.

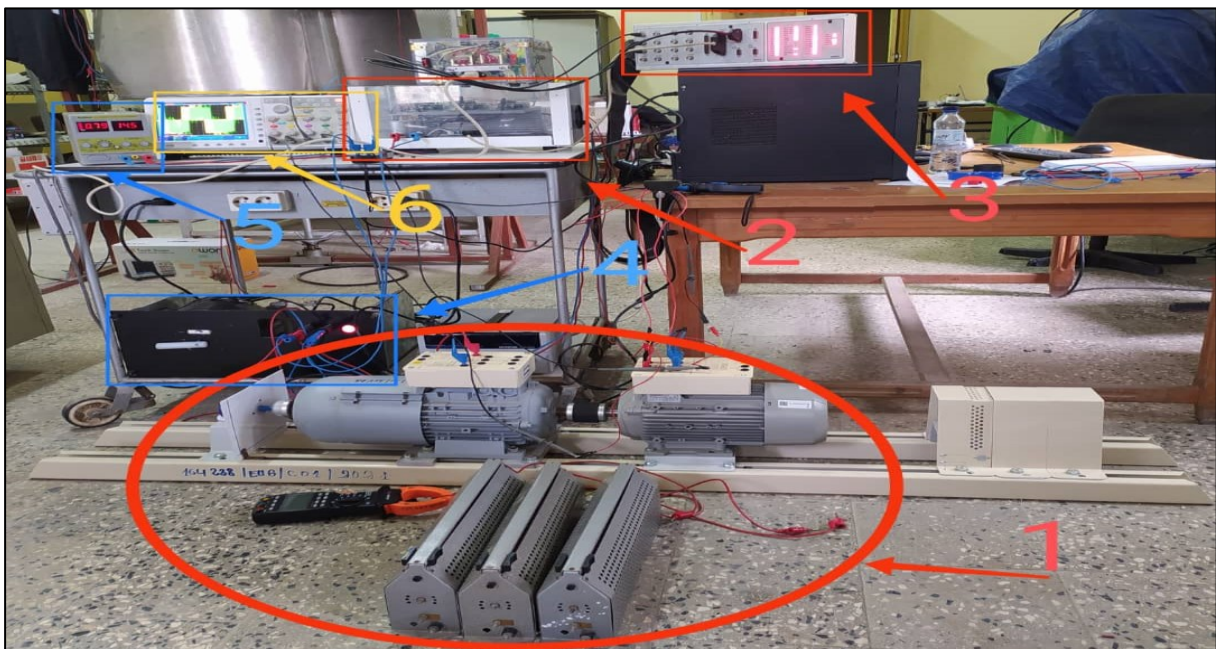


Figure III.2 : Photo du banc d'essai.



### Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé

- (1) : Charge RL.
- (2) : Onduleur triphasé à deux niveaux (Réalisé).
- (3) : Carte dSPACE.
- (4) : Bus continue.
- (5) : Alimentation.
- (6) : Oscilloscope.

#### III.1.a. Partie commande

##### III.1.a.a. Commande informatique

###### ➤ Carte dSPACE

Le système de commande numérique dSPACE a pour but de traiter l'algorithme de commande et permet d'écrire l'essentiel de ce dernier par schéma blocs sous le logiciel Matlab-Simulink et de modifier les paramètres de la commande en cours de fonctionnement.

La figure III.4 représente la carte dSPACE [13].

L'outil Real Time Workshop de Simulink traduit d'une manière rapide l'algorithme de commande en langage C en fournissant une procédure automatique pour le codage, la compilation, l'édition de liens et le téléchargement des exécutables sur le processeur cible DSP. La figure III.3 représente la procédure de l'implantation temps réel de la carte dSPACE [13].

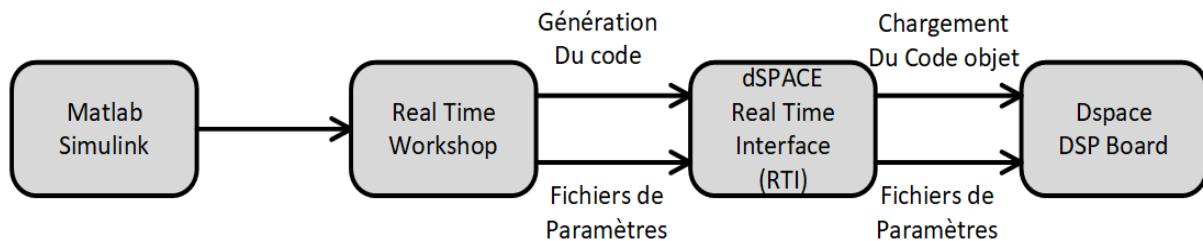


Figure III.3 : Procédure de l'implantation temps réel.

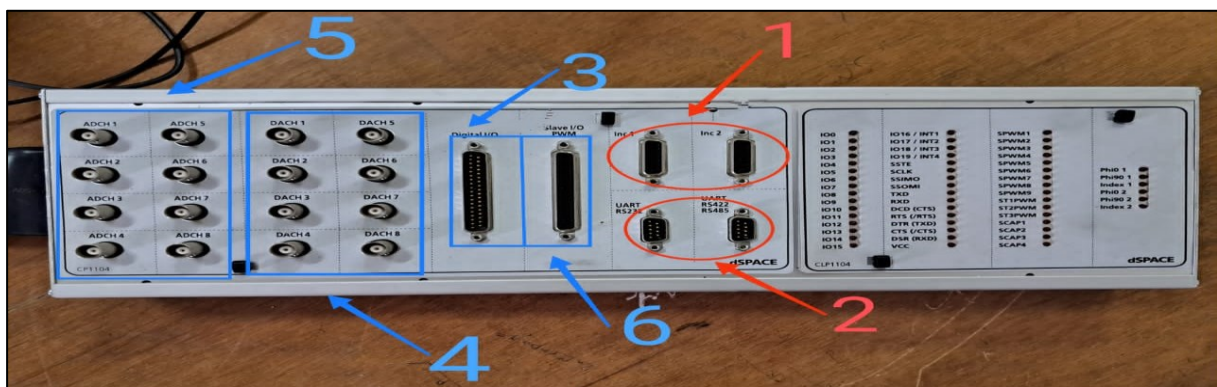


Figure III.4 : Carte dSPACE.

### **Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé**

- (1) : 2 codeurs incrémentaux qui sert à la récupération de données à partir de capteur de position.
- (2) : Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) qui établissent la communication entre la dSPACE et les appareils électroniques, ils servent aussi à relier entre deux cartes dSPACE.
- (3) : Entrée/sortie numérique utilisé pour traduire un langage de programmation
- (4) : 8 convertisseurs numériques-analogiques (CNA) de 16 bits, qui ont la capacité de délivrer une tension de  $\pm 10V$  utile pour convertir les données numériques provenant du PC en données analogiques, puis les injecter à un système externe.
- (5) : 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 dédié à la récupération de données analogiques d'un système et les traduire en numérique et les afficher sur PC.
- (6) : Entrée/sortie du DSP esclave qui génère les signaux de commande MLI pour la commande de l'onduleur [21].

#### ➤ **Composition de la carte DS 1104**

- Un processeur maître Motorola MPC8240.
- Un sous-ensemble du processeur DSP esclave TMS320F240 de Texas Instruments.
- Une mémoire SDRAM de 32 Mo, une mémoire Flash de 8Mo et un port-dual RAM.
- Une interface série.
- Un bus PCI, qui permet la connexion entre la carte et le connecteur d E/S.
- Un générateur MLI fonctionnant en monophasé et en triphasé.
- 20 E/S numérique.
- Interface d'encodeurs incrémentaux.
- Huit ADC et huit DAC.

#### **III.1.a.b. Commande électronique**

En premier lieu, nous avons réalisé le circuit d'isolation sur une plaque d'essai comme c'est illustré sur la figure III.5, pour assurer le bon fonctionnement avant de passer à la création d'un circuit d'isolation.

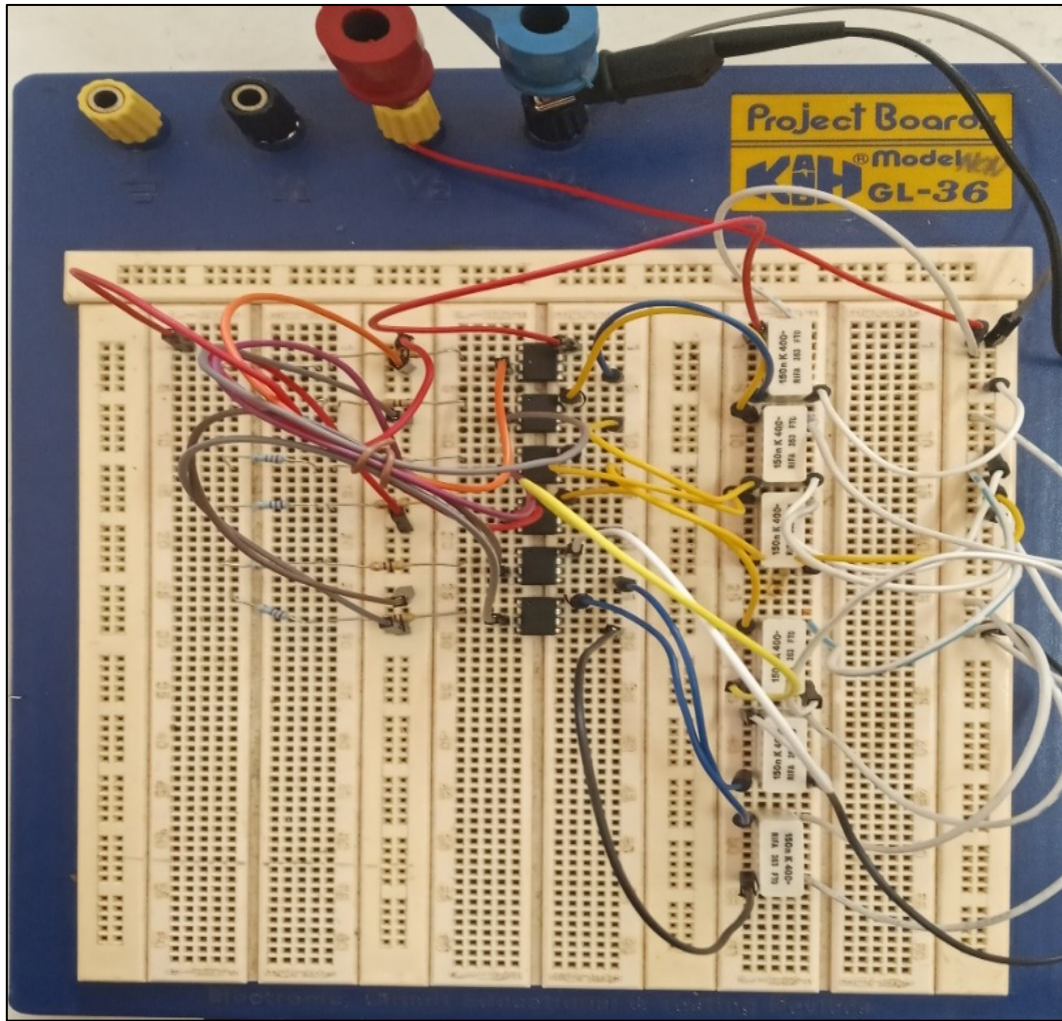


Figure III.5 : Circuit d'isolation galvanique réalisé sur une plaque d'essai.

Après avoir testé le bon fonctionnement des composants, nous avons créé et imprimé le circuit d'isolation à l'aide du logiciel « Proteus 8 professional » indiqué sur la figure III.6, qui génère six signaux de commande, pour 3 cellules de commutation.

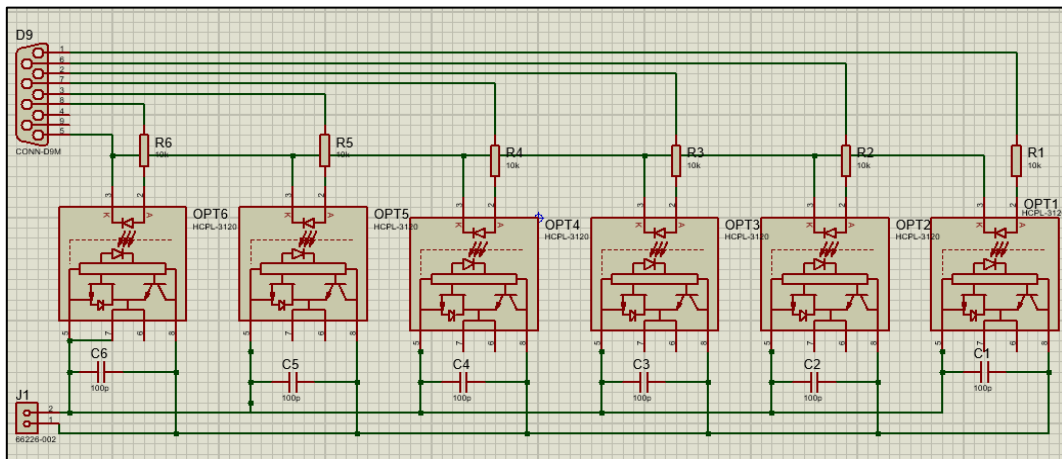
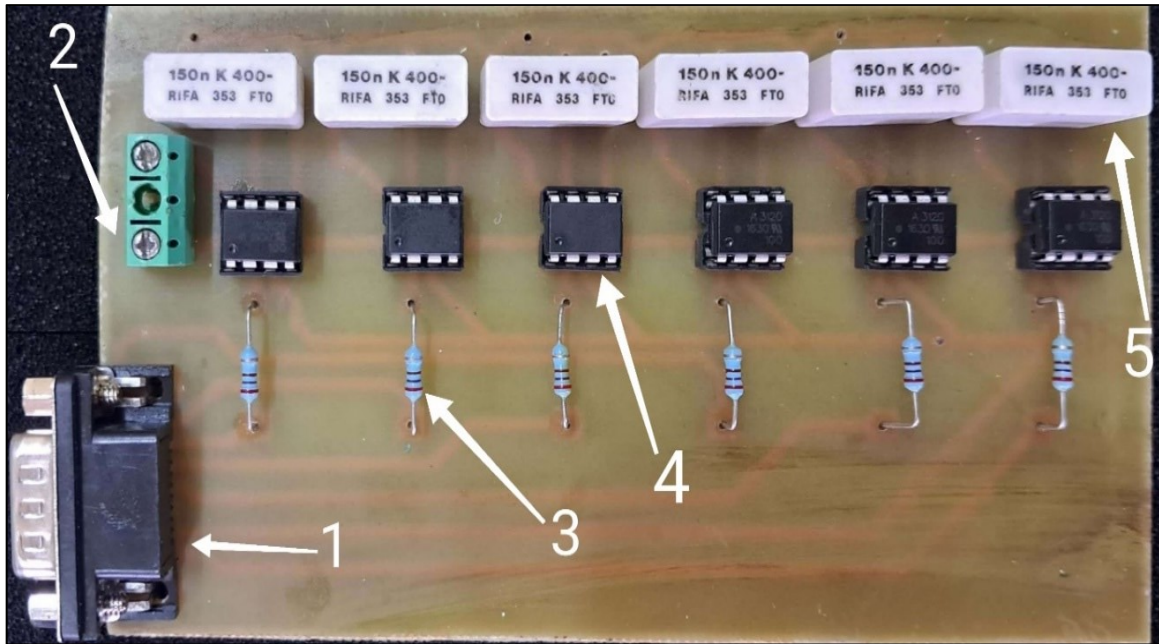


Figure III.6 : Circuit d'isolation galvanique sous logiciel « PROTEUS 8 ».

### ➤ Circuit d'isolation galvanique

On introduit à chaque entrée d'optocoupleur une résistance de  $270 \Omega$  afin de limiter le courant d'entrée car la carte dSPACE délivre un courant qui risque d'endommager les optocoupleurs. Nous avons ajouté six condensateurs aux bornes de sortie de chaque optocoupleur dans le but de diminuer les bruits et lisser le signal, comme il est indiqué sur la figure III.7 ci-dessous.



**Figure III.7 :** Face composants du circuit d'isolation.

- (1) : Connecteur DB9
- (2) : Alimentation des optocoupleurs
- (3) : Résistances.
- (4) : Optocoupleurs
- (5) : Condensateurs.

### ➤ Calcul des résistances d'entrer

Le courant d'entrée moyen de l'optocoupleur est :  $I=25 \text{ mA}$

La tension délivrer par la carte dSPACE est :  $U=5\text{V}$

On a :

$$U = R \times I$$

III. 1

Donc :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{5}{25 \times 10^{-3}} = 200\Omega$$

III. 2

➤ **Optocoupleur HCPL-A3120**

Un optocoupleur HCPL-A3120 illustré sur la figure III.8 est un composant électronique capable de transmettre un signal électrique à un autre sans aucun contact physique entre eux. Il assure l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit de commande. L'amorçage du transistor de sortie de l'optocoupleur est saturé lorsque la diode émissive envoie une énergie lumineuse suffisante. Sinon il est bloqué [21].

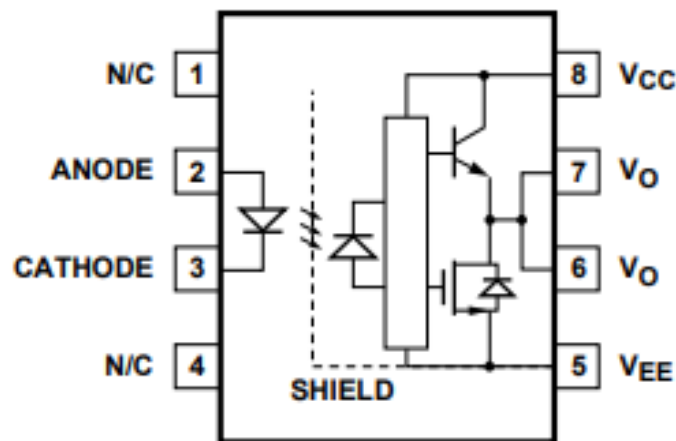


Figure III.8 : Circuit de l'optocoupleur.

- L'anode : l'entrée du signal de commande.
- Cathode : le GND de la commande.
- Vo : la sortie du signal de commande.
- Vcc : l'alimentation de l'optocoupleur 5V.
- Vee : le GND de l'alimentation.

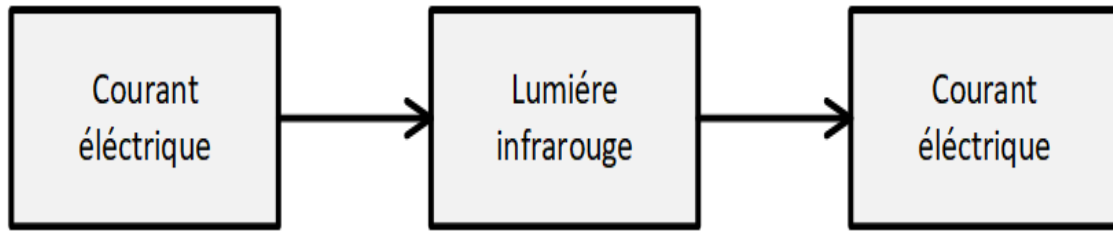
**Remarque :** le GND de la commande et le GND de l'alimentation ne sont pas les mêmes.

➤ **Principe de fonctionnement de l'optocoupleur HCPL-A3120**

Le signal de commande qui passe dans l'anode permet à la diode émissive d'émettre une lumière infrarouge qui sera capté par la photodiode qui devient alors passante et fait passer le signal au transistor puis ce dernier sort par la sortie Vo.

### Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé

En d'autres termes, un optocoupleur fait une conversion : courant électrique, lumière infrarouge, courant électrique. La figure III.9 ci-dessous représente le principe de fonctionnement de l'optocoupleur.



**Figure III.9** : Diagramme du principe de fonctionnement de l'optocoupleur.

Les caractéristiques de l'optocoupleur A3120 sont présentés dans le tableau III.1.

**Tableau III.1** : Caractéristiques de l'optocoupleur A3120.

LED	Vcc – Vee Passant	Vcc – Vee Bloqué	Vo
OFF	0 - 30 V	0 - 30V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12V	Transition
ON	13.5 - 30V	12 - 30V	High

Pour éviter un court-circuit, la commande d'une cellule de commutation demande l'application de deux signaux complémentaires, car la différence des temps d'amorçage et de blocage des transistors peut causer un court-circuit.

Les signaux d'entrée et de sortie de l'optocoupleur sont représentés sur les figures III.10, III.11 respectivement :

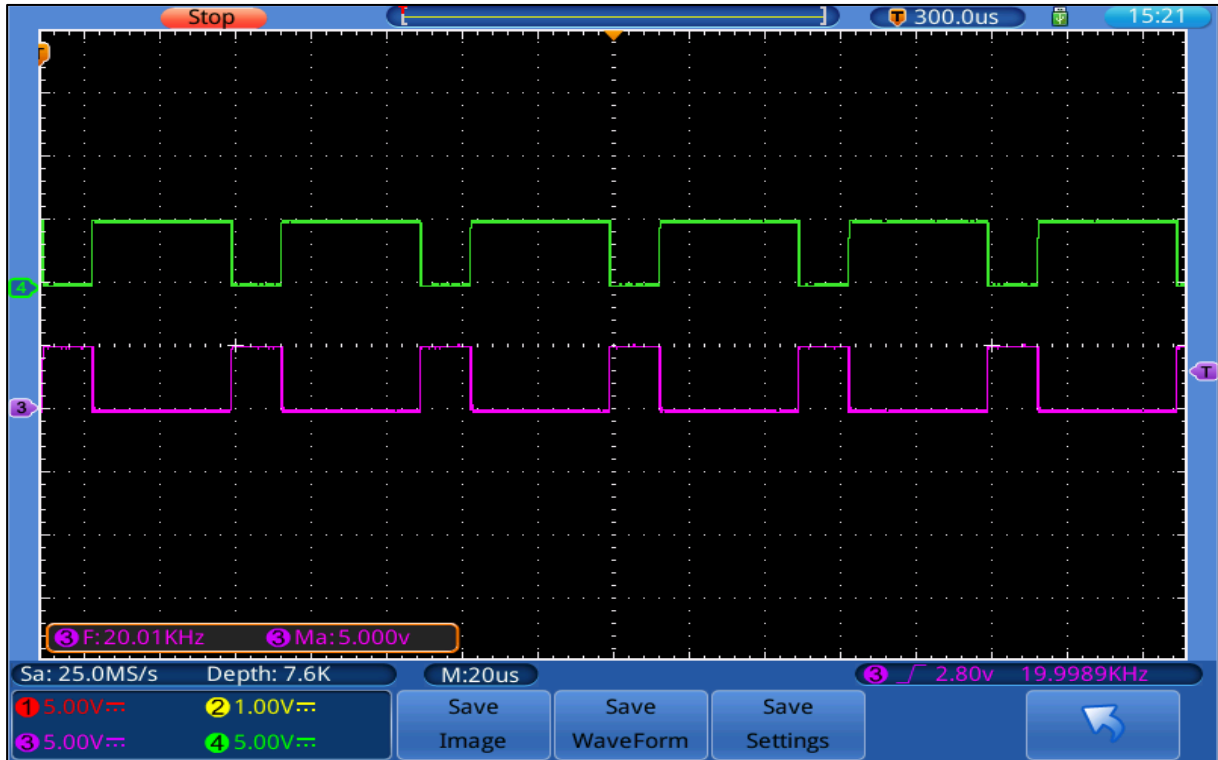


Figure III.10 : Signal d'entrée d'optocoupleur.

Les signaux d'entrées sont des impulsions d'amplitude de 5V, et les signaux doivent être complémentaires.

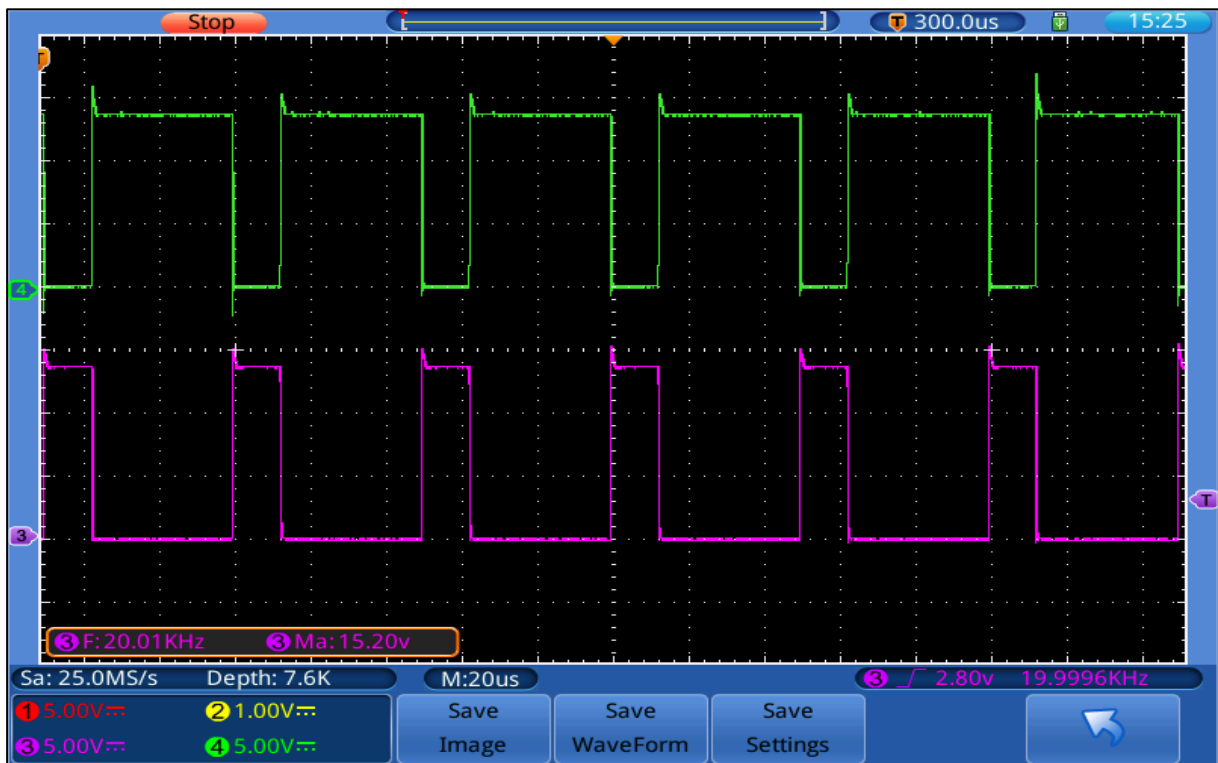


Figure III.11 : Signal de sortie d'optocoupleur.

### Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé

D'après la figure III.11 nous remarquons que l'amplitude a été multiplier trois (3) fois par rapport au signal d'entrée.

#### ➤ Carte de commande SEMIKRON SKYPER 32R

Afin assurer un fonctionnement sécurisé, on accouple 3 cartes de types SKYPER 32 R pour créer un temps mort entre les signaux de commandes.

La fonction de la carte SEMIKRON SKYPER 32R indiquée sur la figure III.12 est de commander les bras de l'onduleur, elle évite les courts circuits entre les deux interrupteurs de chaque bras grâce au pilotage des gâchettes des IGBTs.

On présente quelques avantages de cette carte.

- Alimentation de 15 V.
- Il évite à deux IGBT du même bras d'être fermé au même temps.
- Temps mort,  $R_{Gon}$ ,  $R_{Goff}$  et  $V_{ce}$  sont réglables par l'utilisateur pour des applications spécifiques.

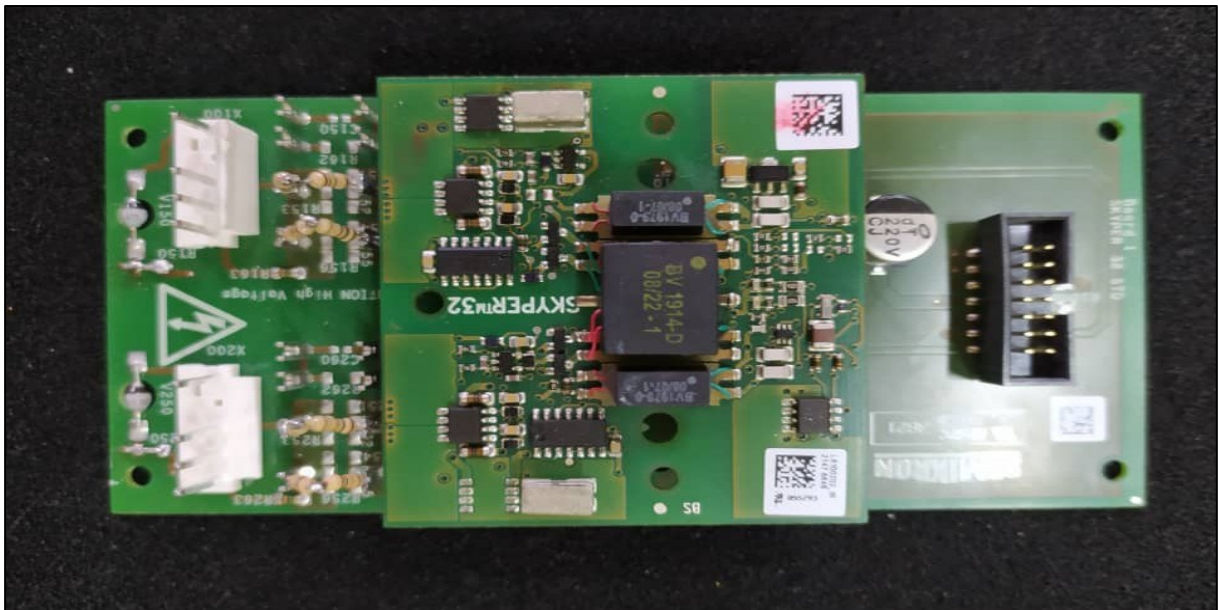


Figure III.12 : Carte SEMIKRON SKYPER 32R.



**Tableau III.2** Caractéristique de la carte SEMIKRONE SKYPER 32R.

Symbole	Conditions	Min	Types	Max	Unité
$V_s$	Tension d'alimentation du primaire	14.4	15	15.6	V
$V_{Gon}$	Tension de gâchette de sortie à l'ouverture	/	15	/	V
$V_{Goff}$	Tension de gâchette de sortie à la fermeture	/	-7	/	V
$R_{Gon}$	Résistance de gâchette pour un signal ouvert	/	1.5	/	$\Omega$
$R_{Goff}$	Résistance de gâchette pour un signal fermé	/	1.5	/	$\Omega$
$T_{td}$	Temps mort	/	3	4.3	$\mu s$
$V_{ce}$	Tension	/	/	1700	V
$C_{ps}$	Capacité du primaire au secondaire	/	12	/	pF
$I_s$	Courant d'alimentation (max)	/	/	450	mA

**Remarque :** Nous avons connecté en parallèle quatre résistances de  $2 \Omega$  sur la carte SEMIKRON SKYPER 32R plus exactement sur R155 et R156 du TOP et sur R255 et R256 du BOT, pour limiter le courant d'entrée et de protéger le driver.

### III.2. Partie puissance

#### III.2.a. Interrupteurs de puissance

L'IGBT est un transistor dont la conduction est amorcée et désamorcée en appliquant une tension appropriée sur la gâchette. L'IGBT a une capacité d'entrée à courant élevé et à faible tension de saturation. Comme dans un transistor conventionnel, les trois bornes sont nommées collecteur C, Émetteur E et gate G.

Les IGBTs peuvent supporter des courants  $I_c$  bien supérieurs aux courants  $I_d$  des MOSFETs donc les IGBTs peuvent commander des puissances plus importantes.

Comparés aux GTO, les BJT et les MOSFETs les IGBTs peuvent initier et interrompre la circulation du courant d'anode avec une plus grande rapidité. Cela permet à ces semi-conducteurs de fonctionner à des fréquences beaucoup plus élevées. Il en résulte, la diminution de la grosseur, du poids et du cout des appareils utilisant ces valves.

### **Chapitre III : Réalisation de l'onduleur triphasé**

Les interrupteurs de puissance utilisés dans le convertisseur réalisé sont des modules IGBT de type SKM 145GAL176D + Diode intégré.

Dans les modules IGBT de puissance, les diodes sont montées en antiparallèle. Elles jouent le rôle de roue-libre dans l'onduleur de tension et elles doivent supporter la même tension que les puces IGBT, avoir une chute de tension la plus faible possible et avoir un recouvrement plus faible que possible pour minimiser les pertes à la fermeture de l'IGBT.

Les diodes jouent un rôle important dans la performance du module IGBT (pertes en commutation et conduction).

Ce module indiqué sur la figure III.13, supporte une tension de 1700V et permet de faire passer un courant de 160A. Les interrupteurs de puissance sont intégrés dans le module dans le but de minimiser les inductances de câblage et sont placés sur un dissipateur thermique, pour être ventilé afin d'évacuer facilement la chaleur [22].

La figure III.14 représente les schémas électriques de l'IGBT SKM 145GAL176D

#### **➤ Caractéristiques de l'interrupteur SKM 145GAL176D**

- Catégorie de l'objet : transistor.
- Sous-catégorie : IGBT.
- Type : double.
- $V_{ces}$  : 1700 volts DC.
- $V_{GES}$  :  $\pm 20$  Volts.
- $V_{ge}(\epsilon)$  Min / Max : 5.2, 6.4 Volts.
- $V_{ce}(\text{sat})$  Max : 2.45 Volts.
- $I_c$ : 160 Ampères.
- $I_{ces}$  max : 3 milliampères.
- Hauteur (mm) : 30,5.
- Largeur (mm) : 106,4.
- Profondeur (mm) : 61,4.

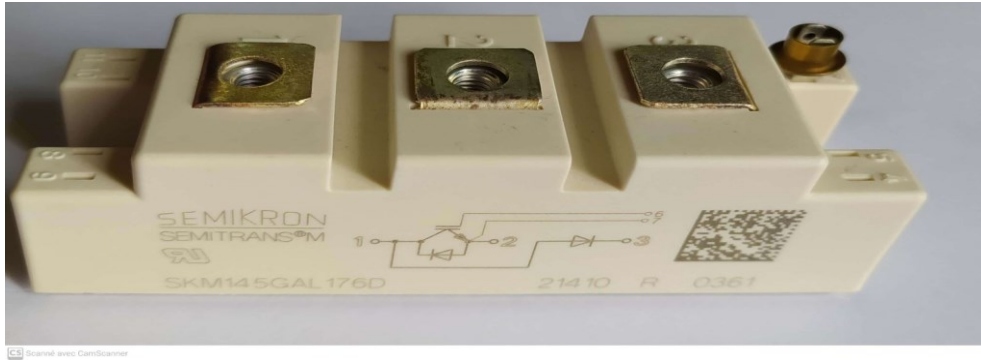


Figure III.13 : IGBT SKM 145GAL176D

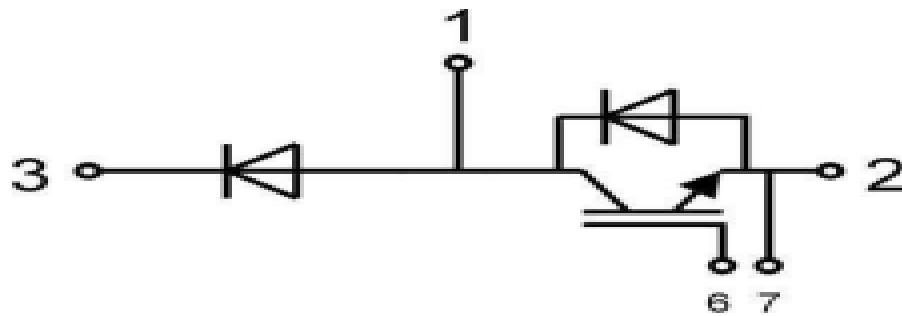


Figure III.14 : Schéma d'un IGBT SKM 145GAL176D.

La figure III.15 ci-dessus représente la disposition des trois bras de l'onduleur.

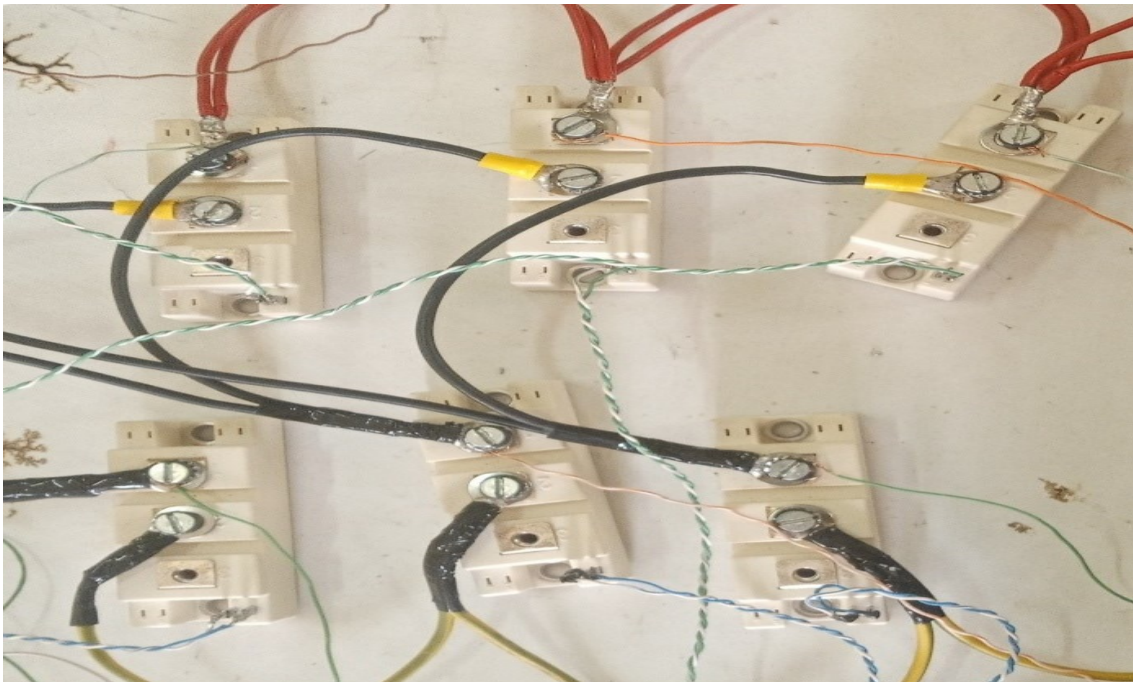


Figure III.15 : Les bras d'onduleur.



Figure III.16 : l'onduleur réaliser.

### III.3. Comparaison entre un IGBT et un MOSFET

Le MOSFET est très bien adapté pour les convertisseurs basse-tension et à fréquence élevée (inférieure à 100V et supérieure à 50kHz) tandis que l'IGBT est utilisé pour les tensions supérieures à 300V et des fréquences rarement supérieures à 20kHz [23].

### III.4. Choix de l'IGBT

Nous avons choisi d'utiliser des interrupteurs IGBT car le bus continu délivre une tension de 400V et des courants et fréquence élevés.

Les modules IGBT ont un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires, partiellement celui des MOSFET et des GTO. C'est pourquoi les modules IGBT sont des composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances [21].

### III.5. Application des techniques de commande

La figure III.16 illustre le signal du temps mort généré par les cartes SEMIKRON SKYPER 32R.

Le temps mort c'est le temps entre la fermeture de l'interrupteur en haut et l'ouverture de l'interrupteur en bas dans notre cas le temps mort égale à  $3\mu\text{s}$ .

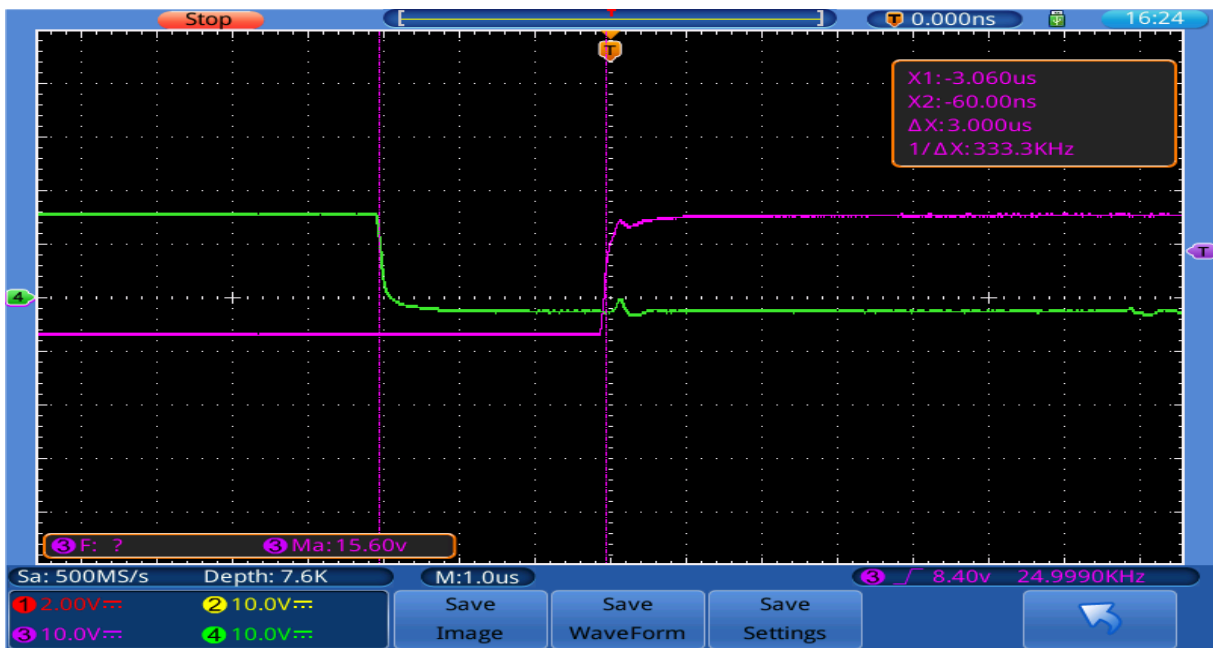


Figure III.17 : Signal du temps mort.

La figure III.17 représente le signal d'entrée des IGBT.

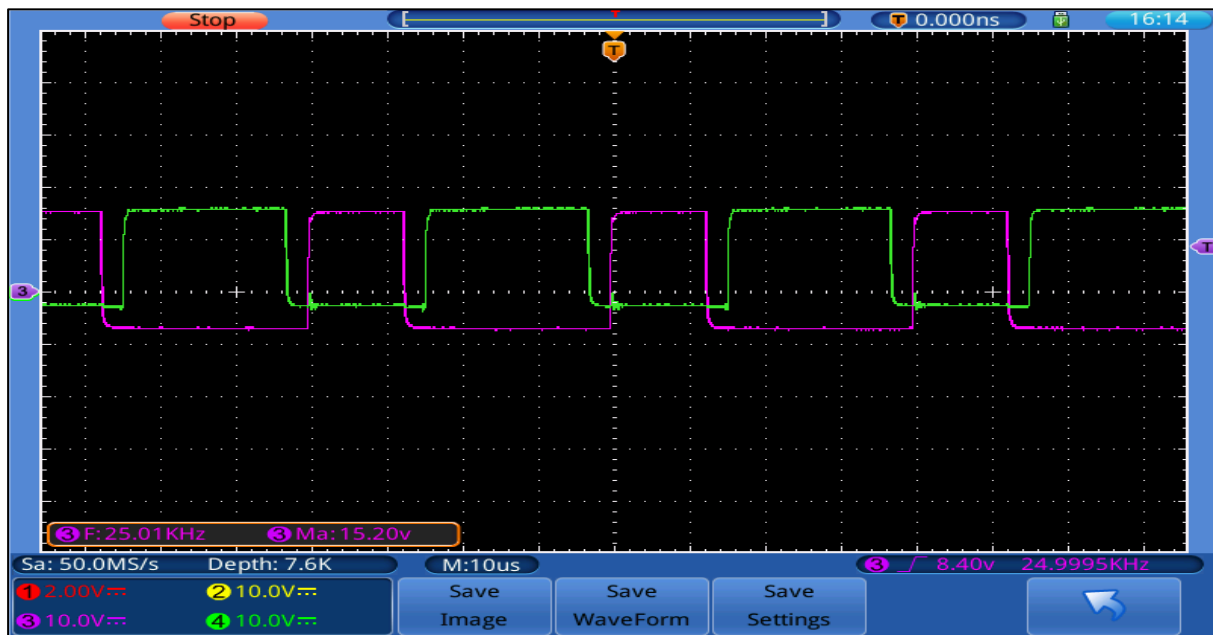


Figure III.18 : Signal d'entrée des IGBT.

### III.5.a. Commande triangle sinus

Les impulsions de SPWM sont générées en comparant, trois signaux de référence à basse fréquence (En général une sinusoïde), décalés entre eux avec  $120^\circ$ , à une onde porteuse à haute fréquence (forme de dents de scie ou triangulaire), d'une amplitude  $V_p$ , et de fréquence  $f_p$  [14].

La figure III.18 représente l'allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande sinus-triangle.

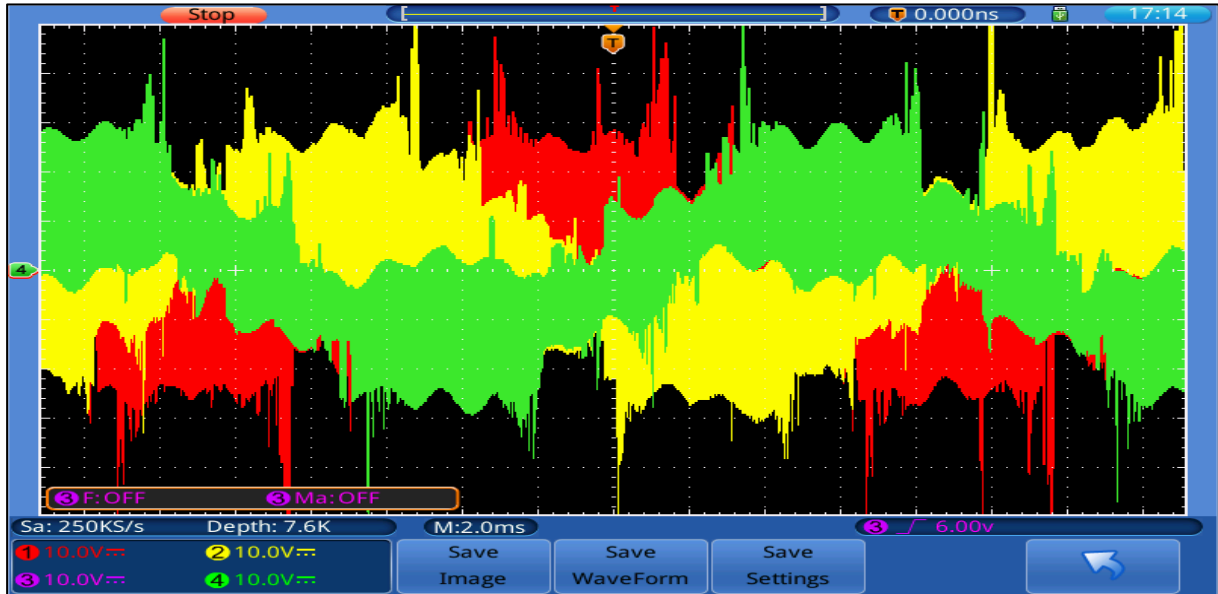


Figure III.19 : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande sinus-triangle.

La figure III.19 représente l'allure des courants de sortie de la commande sinus-triangle.

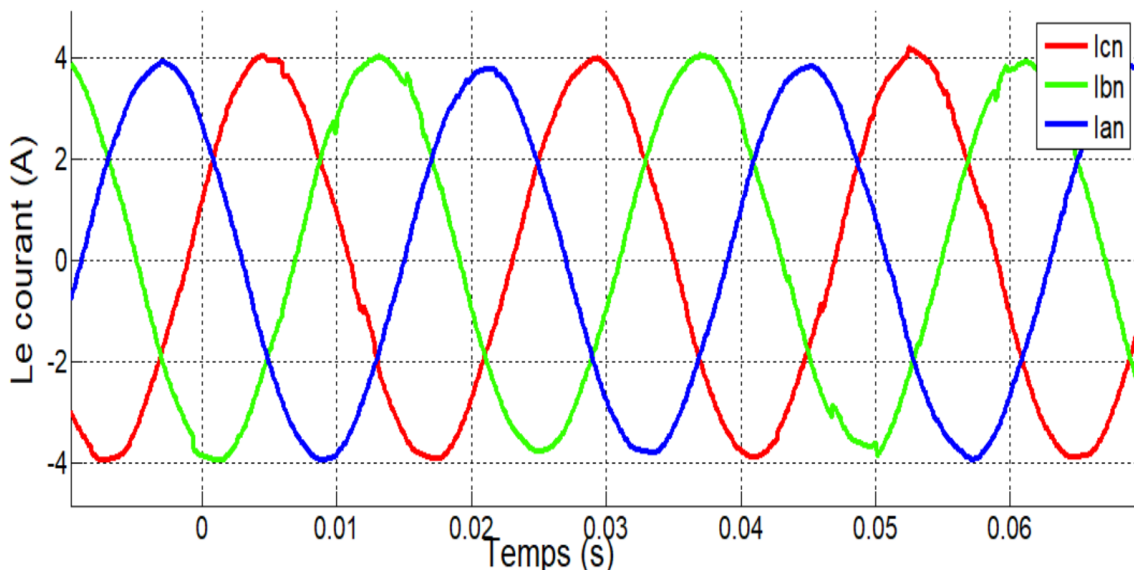


Figure III.20 : Allure des courants de sortie pour de la commande sinus-triangle.

Les courants obtenus sont sinusoïdaux avec présentation de quelques bruits.

La figure III.20 illustre les résultats de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle

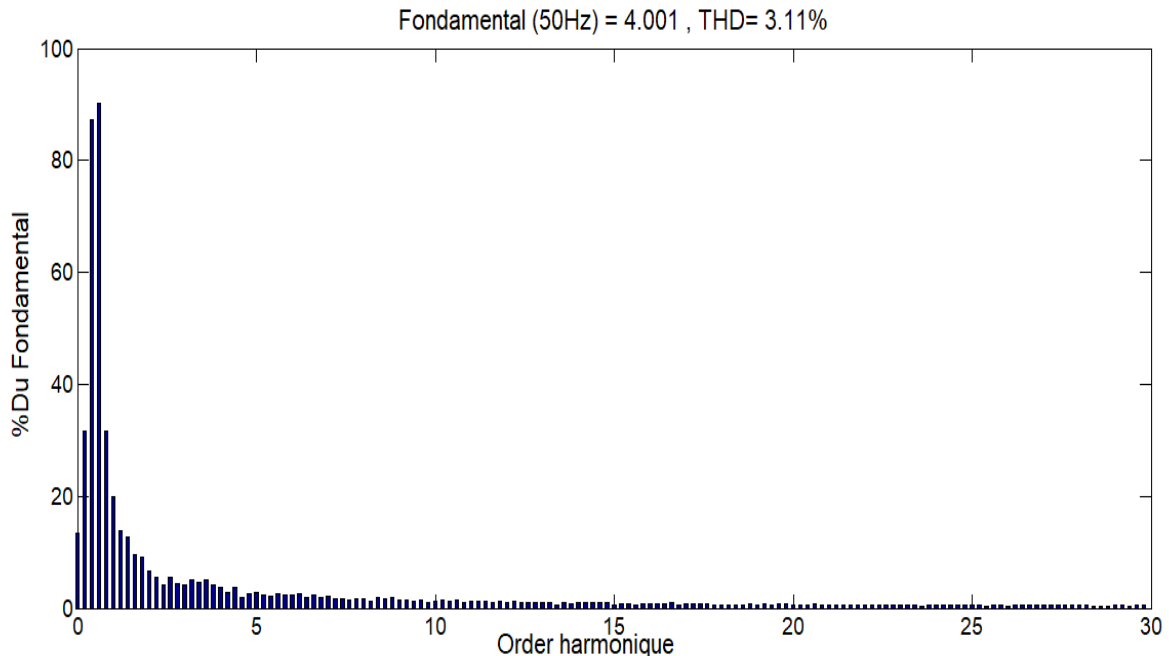


Figure III.21 : Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle.

#### III.5.a.a. Description des résultats

Nous comparons ces résultats avec les résultats théoriques que nous avons obtenus nous remarquons que les courants sont identiques, ce qui nous permet d'obtenir une allure de courant proche à la sinusoïde. Nous remarquons que le signal théorique et celui de l'expérimental sont presque identiques.

#### III.5.b. Commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3

La commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3 est presque semblable à la modulation vectorielle car l'addition d'harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamentale dans la référence et par là dans les tensions de sortie. [1]

On constate que l'allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois illustré sur la figure III.21 a la forme sinusoïdale.

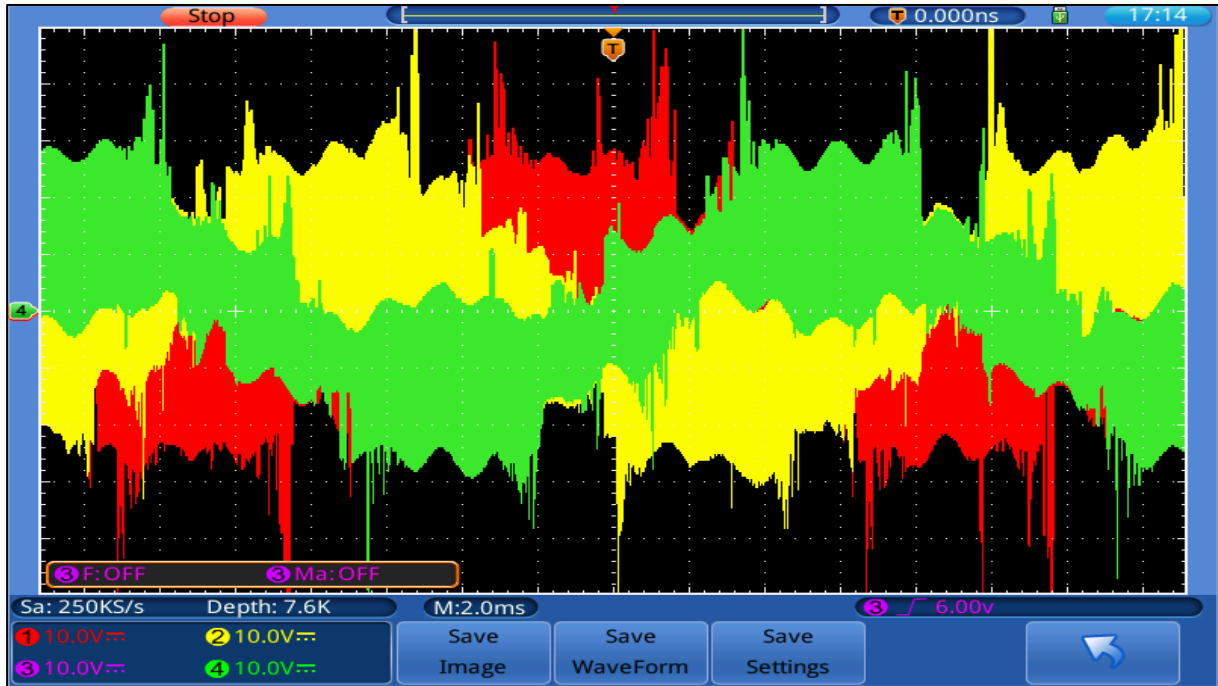


Figure III.22 : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois.

La figure III.22 représente l'allure des courants de sortie de la commande triangle sinus avec l'injection de l'harmonique trois.

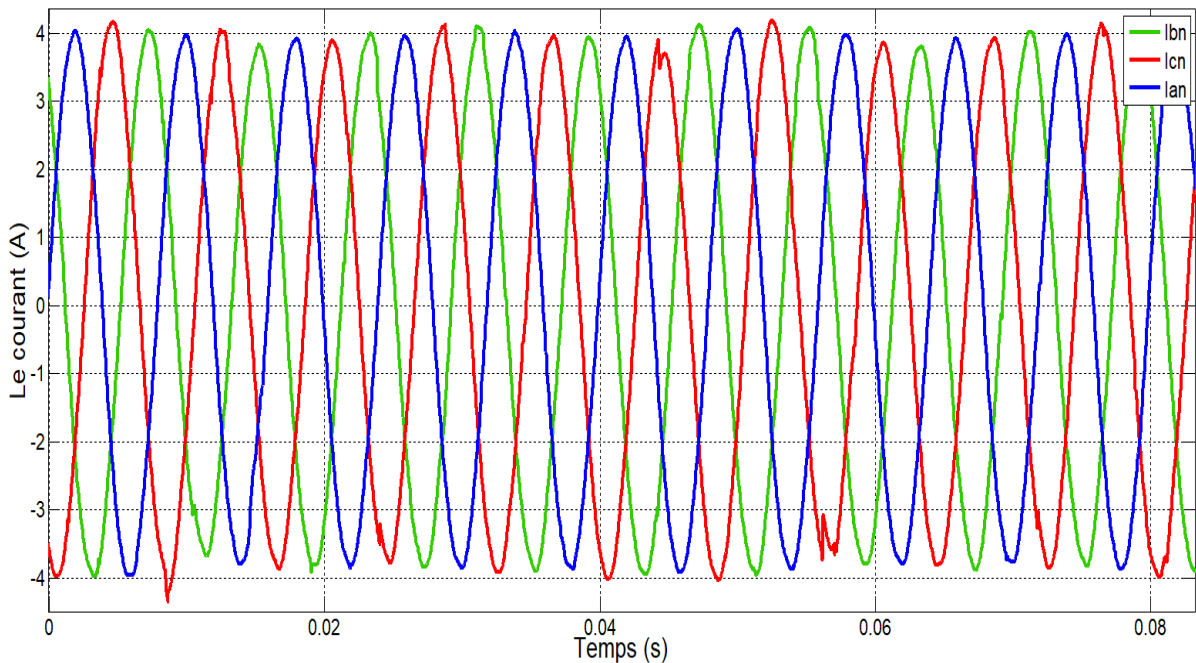
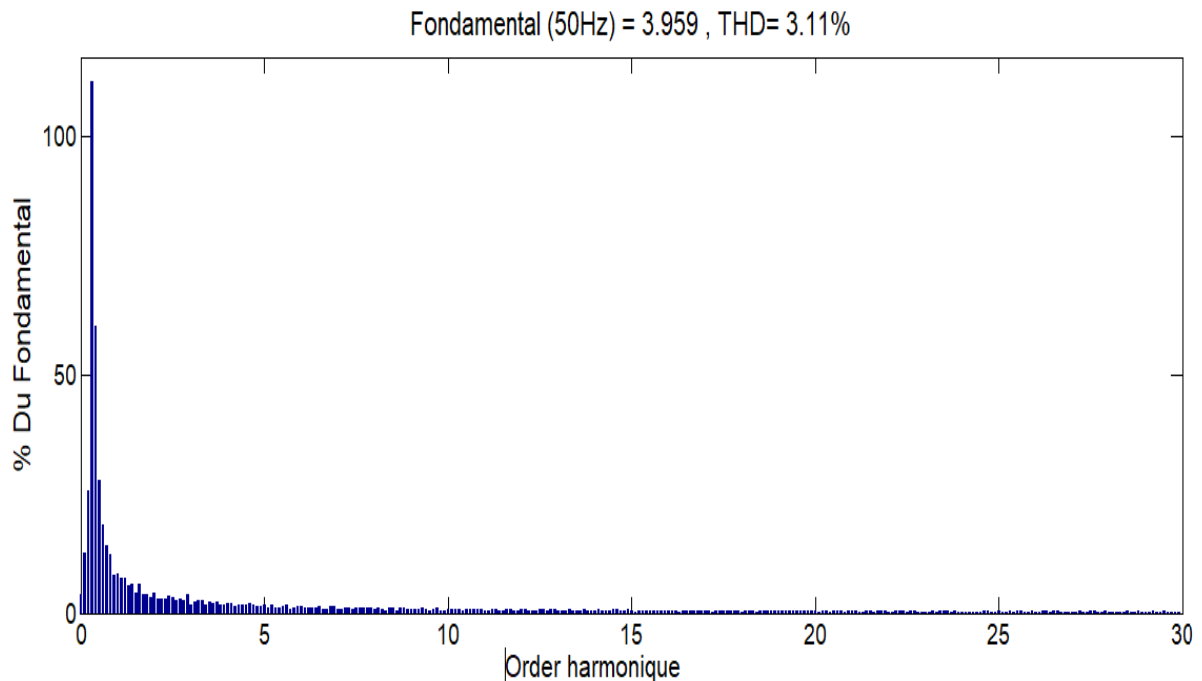


Figure III.23 : Allure des courants de sortie de l'onduleur pour la commande MLI sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois.



La figure III.23 illustre Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3.



**Figure III.24 :** Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3.

#### III.5.b.a. Description des résultats

D'après les résultats relevés, nous avons constaté que les résultats pratiques sont similaires aux résultats théoriques.

Nous avons remarqué aussi que l'allure de la tension simple des trois phases est améliorée par rapport à l'allure des tensions simples de la commande sinus-triangle.

On conclut que la performance de la commande sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3 est similaire à la performance de la commande à modulation vectorielle.

#### III.5.c. Commande MLI vectorielle

La MLI vectorielle offre une performance meilleure comparée à celle de la MLI triangle sinus car elle améliore la forme de la tension des trois phases et augmente la valeur de son amplitude fondamentale [14].

La figure III.24 représente l'allure de la tension simple de la commande MLI vectorielle.



Figure III.25 : Allure des tensions simples de sortie de l'onduleur pour la commande MLI vectorielle.

L'allure des courants de sortie de la command MLI vectorielle sur la figure III.25.

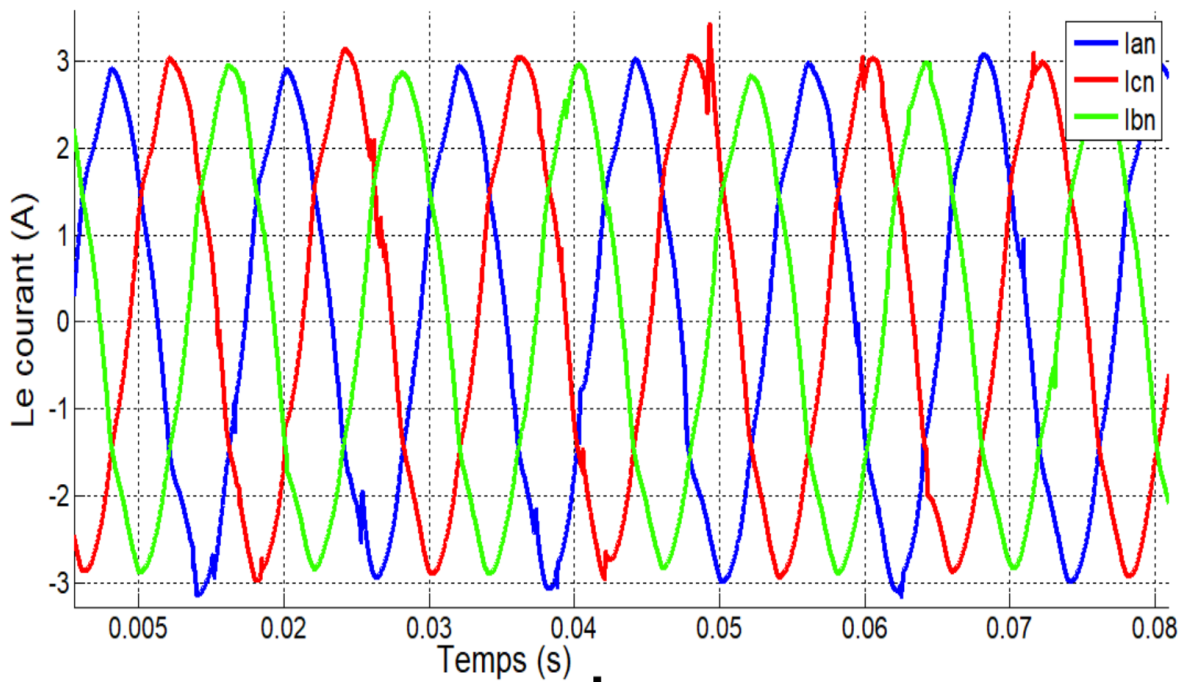


Figure III.26 : Allure des courants de sortie de la commande MLI vectorielle.

Les résultats de l'analyse harmonique de courant de la commande MLI vectorielle sont illustré sur la figure III.26.

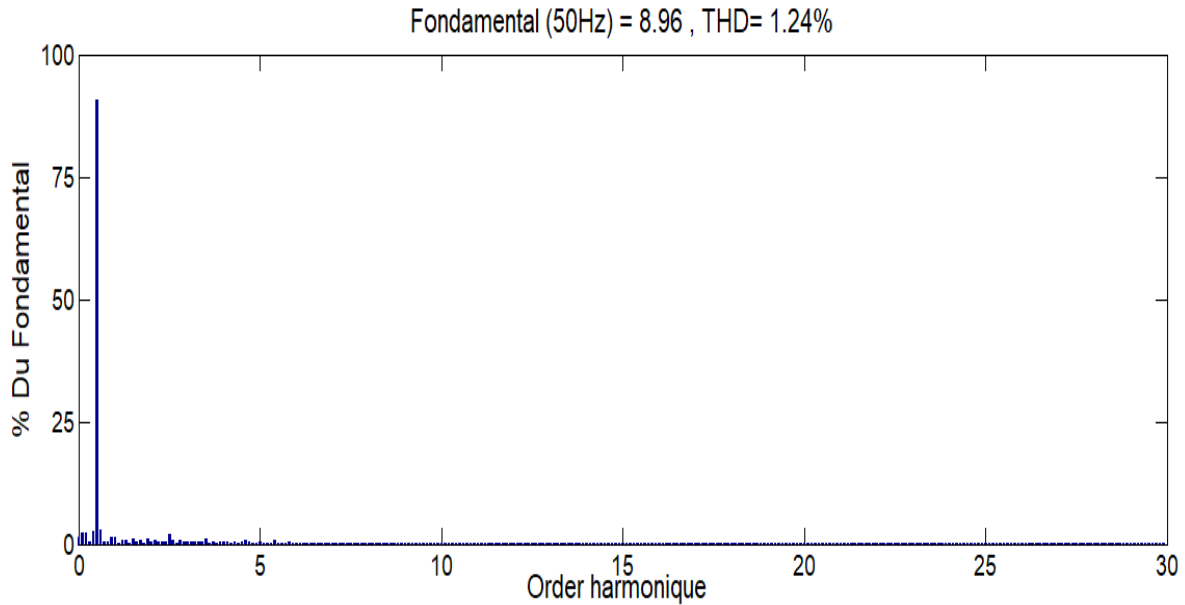


Figure III.27 : Résultat de l'analyse harmonique de courant de la commande MLI vectorielle.

### III.5.c.a. Description du résultat

Cette technique nous a permis de valider notre modèle de commande car les signaux de sortie de la tension et du courant respectivement sont proches à la sinusoïde.

### III.6. Comparaison des résultats

A partir des résultats obtenus nous avons constaté que :

- En terme THD, la modulation vectorielle est la plus performante.
- La MLI vectorielle et la MLI sinus-triangle avec injection d'harmonique trois (3) permet d'élargir le régime transitoire de la tension de sortie du fondamentale jusqu'à  $r = 1,15$ .
- Les courants obtenus par les trois techniques sont des signaux sinusoïdaux.
  - ✓ Le THD (taux d'harmonique) est une mesure qui permet d'évaluer la qualité d'une forme d'onde électrique.

### Conclusion

Le but de ce chapitre est de présenter les différents organes qui constituent notre banc d'essai réaliser. Nous expliquons les étapes suivies pour la réalisation de l'onduleur en utilisant nos connaissances théoriques.

Une fois le prototype réaliser, nous le mettons à l'œuvre en alimentant une charge de type RL. Nous visualisons les différentes formes d'ondes de commandes MLI suivantes : sinus-triangle, sinus-triangle avec injection de l'harmonique trois et vectorielle.

## *Conclusion générale*

---

Ce travail avait pour objectif de réaliser un convertisseur statique DC/AC à deux niveaux commandés avec les modulations (MLI) à l'aide de la carte dSPACE 1104. Le mémoire a été organisé en trois chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, une étude globale d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux a été réalisée, en abordant sa structure, sa classification et ses différentes applications. Deux techniques de commande, à savoir la commande  $180^\circ$  et la commande  $120^\circ$ , ont été brièvement exposées.

Le deuxième chapitre a présenté trois techniques différentes de modulation à largeur d'impulsion, ainsi que leurs algorithmes de commande :

La MLI sinus-triangle.

La MLI vectorielle.

La MLI sinus-triangle avec l'injection de l'harmonique 3.

Les simulations des algorithmes de commande ont été effectuées sous Matlab Simulink, et les différents résultats obtenus ont été décrits.

Le dernier chapitre a été dédié à la réalisation pratique de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Les différents composants électroniques utilisés dans cette conception, ainsi que leurs caractéristiques, ont été présentés. Les étapes de montage, en commençant par la partie commande puis la partie puissance, ont été abordées.

Enfin, après avoir finalisé le montage, le convertisseur a été testé sur une charge RL et les résultats pratiques ont été comparés aux résultats théoriques.

À la suite de cet essai de l'onduleur, il a été conclu que la technique de commande MLI vectorielle est la plus appropriée pour ce type de réalisation.

Ce travail de recherche a permis d'approfondir les connaissances sur les convertisseurs statiques DC/AC à deux niveaux et les modulations MLI. Il a également mis en évidence l'importance de la réalisation pratique pour valider les résultats théoriques et identifier les avantages et les limites de chaque technique de commande.

Enfin, ce mémoire a contribué à l'avancement des connaissances dans le domaine des onduleurs de tension triphasés à deux niveaux, en mettant l'accent sur la conception, la

## ***Conclusion générale***

simulation et la réalisation pratique. Les résultats obtenus permettent de recommander l'utilisation de la technique de commande MLI vectorielle pour de telles réalisations.

En perspectives, il reste cependant des opportunités de recherche futures pour explorer d'autres techniques de commande et améliorer encore les performances des onduleurs triphasés.

*Références bibliographiques*

[1] - Okba Salah - Beddiar Walid, « Étude et Réalisation d'un Onduleur de Tension Triphasé à MLI ». Mémoire fin d'études 2018/2019, Université Mohamed Boudiaf – M'sila.

[2] - Abdelaziz Saad, « Commande et Implémentation d'un Onduleur de Tension Triphasé ». Mémoire fin d'études 2018/2019, Université Mohamed Boudiaf – M'sila.

[3] - Boukaroura Abdelkader, « Modélisation et Diagnostique d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond de Graphe ». Mémoire de fin d'études 2009, Université de Sétif.

[4] - Adjimi Nadia - Belaidi Wahiba, « Modélisation et Commande d'un Onduleur MLI ». Mémoire de fin d'études 2008/2009, Université Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi.

[5] - Belfou Yanis - Amari Riadh, « Élaboration en VHDL de la MLI Vectorielle d'un Onduleur de Tension Triphasé ». Mémoire de fin d'études 2017/2018 Université A-Mira Bejaia.

[6] - Ayachi Zakaria - Djotni Karim, « Étude et Simulation d'un Onduleur de Tension Triphasé ». Mémoire fin d'étude 2020/2021, Université Badji Mokhtar-Annaba.

[7] - Boukhalifa Hadja - Sid Radja, « Commande Directe du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone ». Mémoire fin d'études 2015 Université de Ouargla.

[8] -

<https://www.flegrand.fr/scidoc/srcdoc/sciphys/tpelectro/modimpulsion/modimpulsion-pdf>.

Consulter en Mars 2023.

[9] - Brahimi Mohamed El Amine - Babah Azmi, « Commande Par MLI Vectorielle D'un Onduleur Alimentant un Moteur a Cage ». Mémoire de fin d'études 2007/2008, Université Mohamed Boudiaf - M'sila.

[10] - Belkhiri Ahmad, « Variateur de Vitesse Industriel a Base de FPGA ». Thèse doctorat 2018, Université - Mostefa Ben Boulaïd – Batna 2.

[11] - Amirouche Elyazid, « Modélisation Dynamique et Commande d'une Génératrice Hydrolienne Polyphasée en Fonctionnement Non Conventionnel ». Thèse Doctorat 2021/2022, Université Abderrahmane Mira – Bejaïa.

## *Références bibliographiques*

[12] - Ghedamsi Kaci, « Contribution à la Modélisation et la Commande d'un Convertisseur Direct de Fréquence Application à la Conduite de la Machine, Asynchrone ». Thèse Doctorat 2008, École Nationale Polytechnique Laboratoire de Commande des Processus.

[13] - Eldjaoui Moussa - Bechar Belaid, « Modélisation et Commande d'un Onduleur Triphasé Multi-Niveaux ». Mémoire fin d'études 2012/2013, Université Mouloud Mammeri - Tizi-Ouzou.

[14] - Berrezzek Farid, « Études des Différents Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associes à une Machine Asynchrone ». Diplôme Magister 2006, Université Badji Mokhtar - Annaba.

[15] - Hameurlaine Sid-Ali - Zelilef Hamza, « Commande d'un Onduleur Triphasée Par les Technique de Modulation de Largeur D'impulsion a Élimination Sélective d'Harmoniques ». Mémoire fin d'études 2017/2018 Université Seddiki Ben Yahia - Jijel.

[16] - Djaghдали Lakhder, « Commande Prédicative Directe du Couple de la Machine Asynchrone ». Diplôme Magister 2012, Université Mohamed Khider - Biskra.

[17] - Merabet Kamel, « Commande MLI d'un Onduleur Triphasé Basée sur la Dispersion de la Tension Triphasée ». Mémoire fin d'études 2011, Université du Québec à Trois-Rivières.

[18] - Ghedamsi Kaci « Cour Électronique de Puissance Avancé ». Universités Abderrahmane Mira - Béjaia.

[19] - Diaf Youssouf-Ben Anter Djamel, « Modélisation et Commande d'un Onduleur Triphasée Pilotée Par MLI a Structure Multiniveaux ». Mémoire fin d'études 2011/2012, Université Kasdi Merbah - Ouargla.

[20] - Ghorzi Zoulikha – Mimouni Amina, « Stratégie de Commande des Onduleurs ». Mémoire fin d'études 2018/2019, École Supérieure en Sciences Appliquées - Tlemcen.

[21] - Benaouicha Mounir - Guerrou Youcef, « Réalisation d'un Onduleur de Tension Commandé par la Carte Dspace 1104 ». Mémoire fin d'étude 2014/2015, Université Abderrahmane Mira - Bejaïa.

[22] - Théodore Wildi- Gilbert Sybille, Électrotechnique, 3ème édition.

## *Références bibliographiques*

[23] - Dehmeche Ibrahim - Sadiou Fateh, « Réalisation d'un Onduleur de Tension Triphasé à Base d'IGBT ». Mémoire fin d'études 2019/2020, Université Mohamed Boudiaf – M'sila.