

**UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET**

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



**MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDES**

Pour L'obtention du Diplôme de Master

Domaine : Science et Technologie

Filière : Génie Électrique

Spécialité : Commandes Électriques

**THÈME**

**Réalisation d'un onduleur à deux niveaux  
triphase commandé par MLI vectorielle**

Préparé par :

M<sup>r</sup> :Chehb Adda

M<sup>r</sup> :BettaRabeh

*Soutenu publiquement devant le jury composé de :*

<b>Nom Prénoms</b>	<b>Grade</b>		<b>Qualité</b>
Mr, L.Bessoltane	MAA	Univ. Tiaret	Président
M <sup>r</sup> , A. Berkani	MCB	Univ. Tiaret	Rapporteur
M <sup>me</sup> , S.Laribi	MCA	Univ. Tiaret	Examineur
M <sup>me</sup> , M.KOULALI	MAA	Univ. Tiaret	Examineur

## Remerciements

**En premier lieu, nous tenons à remercier notre dieu (Allah), qui nous a donné la force pour accomplir ce travail.**

**Nous remercions en deuxième lieu notre promoteur Monsieur A. Berkani, et à tous nos enseignants qui nous ont suivis depuis la maternelle à ce jour.**

**Nous tenons particulièrement à remercier Monsieur ....., qui m'a fait l'honneur de présider le jury de mémoire.**

**Nous tenons à remercier aussi Monsieur ....., pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.**

**Nous tenons également à remercier aussi Madame ....., pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce travail.**

**Merci à tous pour le temps consacré à la lecture de ce document et les améliorations suggérées. Nous profitons de cette page pour remercier les enseignants du Département de Génie électrique.**

**Nos derniers remerciements et ce ne sont pas les moindres, vont à tous ceux qui ont participé de près ou de loin pour l'aboutissement de ce travail spécialement.**

***CHEHB ADDA***

***&***

***BETTA RABEH***



## Liste des abréviations

**CMOS** :Métal Oxide de Semi-conducteur

**IGBT**:Insulated Gate Bipolar Transistor

**GTO**: Gate turn off

**PN**:positive negative

**A**: anode

**K**: cathode

**G**:la gâchette

**C**:collecteur

**E**: émetteur

**F**: frequency

**PWM**:Pulse with Modulation

**DC**:direct Current

**AC**: Alternative Current

**m** : indice de modulation.

**f<sub>p</sub>** : fréquence de la porteuse triangulaire

**f<sub>r</sub>** : fréquence de la tension de référence.

**A<sub>p</sub>** : amplitude de la porteuse triangulaire.

**A<sub>r</sub>** : amplitude de la tension de référence.

**HF<sub>n</sub>** : facteur de la nième harmonique.

**V<sub>effn</sub>** : valeur efficace de la nième harmonique.

**V<sub>eff1</sub>** : valeur efficace de la fondamentale.

**THD** : Taux de distorsion harmonique.

**DF** : facteur de distorsion.

# Liste des Figures

## Chapitre I

<b>Fig.I.1</b> :Les différents types de convertisseurs statiques..	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Fig.I.2</b> :Représentation symbolique d'une diode..	5
<b>Fig.I.3</b> : a): Caractéristique idéale – b) : Caractéristique réelle.....	5
<b>Fig.I.4</b> :Représentation symbolique d'un thyristor. ....	6
<b>Fig.I.5</b> :Caractéristiques statique réelle d'un thyristor.....	6
<b>Fig.I.6</b> :Deux symboles différents un peu au niveau de la gâchette.....	7
<b>Figure I.7.</b> Représentation symbolique des transistors <i>NPN</i> et <i>PNP</i> .....	8
<b>Figure I.8.</b> Caractéristiques du transistor <i>NPN</i> .....	8
<b>Figure I.9.</b> Représentation symbolique et caractéristiques d'un <i>MOSFET</i> .....	9
<b>Figure I.10.</b> Représentation symbolique et caractéristique d'un <i>IGBT</i> .....	9
<b>Figure I.11.</b> Tension de la charge.....	10
<b>Figure I.12.</b> Montage de redresseur en pont monophasé.....	11
<b>Figure I.13.</b> Montage de redresseur commande de thyristors en pont triphasé.....	11
<b>Figure I.14.</b> Choix de composant selon la puissance et la fréquence.....	12

## Chapitre II

<b>Fig.II.1</b> : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b> 5
<b>Fig.II.2</b> :L'onduleur en montage en pont triphasé.....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b> 6
<b>Fig.II.3</b> : Schéma d'un bras de l'onduleur.....	16
<b>Fig.II.4</b> : Schéma équivalent de l'onduleur.....	16
<b>Fig.II.5</b> : Schéma synoptique de la M.L.I. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b> 0
<b>Fig.II.6</b> : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).....	
	<b>Erreur ! Signet non défini.</b> 1

<b>Fig.II.7 :</b>	MLI sinusoidal triangulaire unipolaire.....	<b>Erreur ! Signet non défini.2</b>
<b>Fig.II.8 :</b>	La modulation sinusoidale modifie.....	<b>Erreur ! Signet non défini.2</b>
<b>Fig.II.9 :</b>	La modulation sinusoidale avec porteuse bidirectionnelle.....	22
<b>Fig.II.10 :</b>	Onduleur monophasé en pont avec commande (SPWM)....	<b>Erreur ! Signet non défini.3</b>
<b>Fig.II.11 :</b>	Résultats de la commande (SPWM) d'onduleur 1ph en pont.....	<b>Erreur ! Signet non défini.4</b>
<b>Fig.II.12 :</b>	Onduleur triphasé avec commande (SPWM)..	<b>Erreur ! Signet non défini.4</b>
<b>Fig.II.13 :</b>	Résultats de la commande (SPWM) d'onduleur triphasé. ...	<b>Erreur ! Signet non défini.5</b>
<b>Fig.II.14 :</b>	Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux. ...	<b>Erreur ! Signet non défini.6</b>
<b>Fig.II.15 :</b>	Emplacement des huit vecteurs stationnaires pour un onduleur de Tension à deux-niveaux..	26
<b>Figure II.16</b>	Transformation de Clarke.....	28
<b>Figure II.17</b>	Les vecteurs de tension de sortie dans le plan ( $\alpha ; \beta$ ).....	29
<b>Figure II.18</b>	Tensions simples de référence.....	30.
<b>Figure II.19</b>	Tensions ( $V\alpha$ et $V\beta$ ).....	30
<b>Figure II.20</b>	Schéma de principe de la SVPWM.....	31
<b>Figure II.22 :</b>	Présentation du vecteur de référence et calcul des temps de commutation....	32
<b>Figure II.23</b>	Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur...	33
<b>Figure II.24</b>	Onduleur triphasé avec commande (SVPWM).....	34
<b>Figure II.25</b>	Résultats de Simulation de la commande SVPWM d'onduleur triphasé.....	35

### Chapitre III

<b>Fig.III.1 :</b>	Arduino Mega. ....	<b>Erreur ! Signet non défini.7</b>
<b>Fig.III.2 :</b>	secteur 1, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.3 :</b>	secteur 2, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.4 :</b>	secteur 3, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.5 :</b>	secteur 4, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.6 :</b>	secteur 5, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.7 :</b>	secteur 6, $a=0.86$ .....	41
<b>Fig.III.8 :</b>	secteur 1, $a=0.50$ .....	42
<b>Fig.III.9 :</b>	secteur 1, $a=0.25$ .....	42
<b>Fig.III.10 :</b>	carte de génération des compléments et des temps morts.....	42

Fig.III.11 : génération des compléments et des temps morts.....	43
Fig.III.12 : Chronogramme de fonctionnement.....	43
Fig.III.13 : temps mort.....	44
Fig.III.14 : Carte commande par logiciel ARESS.....	44
Fig.III.15 : photo réelle de la carte.....	45
Fig.III.16 : le branchement recommandé du HCPL3150.....	45
Fig.III.17 : le branchement interne du 7407.....	46
Fig.III.18 : Carte commande rapprochée par logiciel ARESS.....	46
Fig.III.19 : photo réelle de la carte rapprochée.....	46
Fig.III.20 : schéma d'un variateur de vitesse.....	47
Fig.III.21 : pont de diode SKD30/12A1.....	47
Fig.III.22 : condensateurs de filtrage.....	47
Fig.III.23 : bras MG75J2YS50.....	48
Fig.III.24 : photo de l'étage de puissance.....	48
Fig.III.25 : photo del'étage de protection.....	49
Fig.III.26 : photo de notre projet.....	49
Fig.III.27 : la tension simple $V_{an}$ et le courant de ligne.....	50
Fig.III.28 : la tension composée $V_{ab}$ et le courant de ligne.....	50
Fig.III.29 : la tension simple $V_{an}$ et le courant de ligne.....	51
Fig.III.30 : la tension composée $V_{ab}$ et le courant de ligne.....	51
Fig.III.31 : le courant d'une phase et son FFT.....	52

« ----- »

## Liste des Tableaux

### Chapitre I

**Tableau I.1** : Les avantages et les inconvénients des DGs..... **Erreur ! Signet non défini.**

**Tableau I.2** : Limites des tensions harmoniques selon IEEE-519..... **Erreur ! Signet non défini.**

## Chapitre II

Tableau II.1 : Paramètres du test..... Erreur ! Signet non défini.

« ----- »

### Sommaire

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>Chapitre I :</b> .....	2
<b>I.1 Introduction</b> .....	3
<b>I.2 Interrupteurs statiques</b> .....	3
I.2.1 Généralités et classification des convertisseurs statiques .....	3
<b>I.3 Interrupteurs de l'électronique de puissance</b> .....	5
I.3.1 La diode .....	5
I.3.2 Le thyristor .....	5
I.3.3 Le thyristor GTO .....	7
I.3.4 Le transistor bipolaire .....	7
I.3.5 Le transistor MOSFET .....	8
I.3.6 Le transistor IGBT .....	9
<b>I.4 Les types de conversion de l'énergie</b> .....	9
I.4.1 Conversion Alternatif/Alternatif : Gradateur.....	9
I.4.2 Conversion Continu/ Continu : Hacheur .....	10
I.4.3 Conversion Alternatif/Continu : Redresseur.....	10
I.4.4 Conversion Continue /Alternative : Onduleur .....	11
<b>I.5 Choix des composants</b> .....	12
<b>I.6 Conclusion</b> .....	12
<b>Chapitre II :</b> .....	13
<b>II.1 Introduction</b> .....	14
<b>II.2 Généralités sur les onduleurs</b> .....	14
<b>II.3 Définition de l'onduleur</b> .....	15
<b>II.4 Définition du l'onduleur triphasé</b> .....	15
<b>II.5 Paramètres de performance de l'onduleur</b> .....	19
<b>II.5.1 Facteur de la nième harmonique</b> .....	19

II.5.2	Distorsion d'harmonique total THD et le facteur DF .....	19
II.5.3	Facteur de distorsion, ou DF .....	19
II.5.4	Le THD en tension caractérise la déformation de l'onde de tension .....	19
III.6	Principe de base de MLI .....	20
III.6.1	Caractéristiques de la modulation .....	20
III.6.2	Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions : .....	21
III.7	Simulation de la commande sinus-triangle SPWM d'onduleur triphasé .....	24
III.8	La modulation vectorielle SVPWM .....	25
III.8.1	Le principe de la modulation vectorielle SVPWM .....	27
III.8.1.1	La transformation de Clarke .....	27
III.8.1.2	Les configurations possibles .....	29
III.8.1.3	Le vecteur de tension désirée .....	29
III.9	Simulation de la commande SVPWM d'onduleur triphasé .....	33
II.10	Conclusion .....	35
Chapitre III :	.....	36
III.1	Introduction .....	37
III.2.	La carte Arduino-Mega 2560 .....	37
III.3	Génération des signaux de commande .....	38
III.3.1	L'organigramme de la boucle infini .....	38
III.3.2	L'organigramme de la routine d'interruption .....	38
III.3.3	Signaux de commande issus de la carte Arduino .....	40
III.4	Descriptions des composants de la carte de génération des compléments .....	42
III.5	Descriptions des composants de la carte rapprochée .....	45
III.5.1	L'optocoupleur HCPL3150 .....	45
III.5.2	SN7407 .....	46
III.6	Descriptions de l'étage de puissance .....	47
III.6.1.	Partie redresseur : .....	47
III.6.2.	Partie filtrage : .....	47
III.6.3.	Partie onduleur .....	48
III.7	Résultats expérimentaux .....	49
III.7 .1	Essai de l'onduleur en association avec une charge RL triphasé .....	49
III.7 .1	Essai de l'onduleur en association avec une machine asynchrone triphasé : .....	50
III.7	Conclusion .....	52
Conclusion Générale	.....	53



**Références bibliographiques** ..... 54

**Résumé**

« ----- »

# **Introduction Générale**

## Introduction Générale

Depuis plusieurs années, l'électronique a servi d'outil de base plus efficace et plus évolutif dans la commande de plusieurs appareils électriques, mécaniques et thermiques. Avec les nouveaux composants trouvés par les chercheurs ou ceux qui ont été améliorés, et qui trouvent une place dans plusieurs applications, l'électronique est une matière inséparable à la technologie.

Dans certaines applications industrielles, on a besoin de transformer de l'énergie électrique, au moins pour l'une de ses caractéristiques (dépendance ou non en fonction du temps, valeur de la fréquence, niveau de tension...). Historiquement, ces modifications étaient réalisées par une association de machines tournantes, ou bien par des machines spéciales, telles les commutatrices.

L'électronique de puissance apporte des solutions meilleures, en ce qui concerne l'encombrement, la fiabilité, l'entretien, et surtout le rendement. En effet, un convertisseur idéal possède un rendement unitaire car il comporte

- Des composants réactifs : inductances et condensateurs
- Des composants semi-conducteurs : transistors et thyristors qui ont un rôle d'interrupteur électronique ; ils consomment une puissance négligeable à l'état bloqué et passant car les grandeurs intensité et tension, respectivement,

En effet, l'action sur les interrupteurs commandés se fait par des ensembles électroniques de faible niveau de puissance, apportant ainsi des solutions élégantes et une grande souplesse d'emploi à des montages complexes. L'aspect le plus spectaculaire est le rapport de la puissance commandée.

Le domaine de l'électronique de puissance concerne l'étude des convertisseurs statique basé essentiellement sur les composants électroniques ayant pour objectif d'assurer la conversion des grandeurs électrique pour alimenter des récepteurs à des puissances et des fréquences différentes.

L'onduleur est l'une des fonctions de l'électronique de puissance qui correspond à la conversion continue - alternative

### *Objectif*

L'objectif de notre travail est de faire une réalisation d'un variateur de vitesse commandé par la carte ARDUINO qui nous permet de contrôler la vitesse d'une MAS triphasé, ou nous pouvons modifier la fréquence et la tension de sortie,

### *Plan du mémoire*

Ce mémoire est présenté sous forme d'une description détaillée du système Réalisée. Il est organisé en 3 chapitres.

**Chapitre I :** dans ce chapitre on donnera une description générale sur Les convertisseur statique.

**Chapitre II:** l'étude théoriques de modélisation d'un onduleur triphasé.

**Chapitre III :** le dernier chapitre définit les différents blocs de deux cartes commande, et l'étage de puissance, et la réalisation pratique de deux cartes commande destinées à commander l'onduleur triphasé

Et finalement, nous terminons notre travail par une conclusion générale.

« ----- »

# **Chapitre I :**

## ***Les Convertisseurs Statiques***

### I.1 Introduction

Les convertisseurs sont des appareils servant à transformer la tension continue fournie par les panneaux ou les batteries pour l'adapter à des récepteurs fonctionnant en une tension continue différente ou une tension alternative.

L'étude du convertisseur est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de sources de production d'énergie connectée au réseau (source éolienne, photovoltaïque, pile à combustible...).

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. On trouve un convertisseur alternatif continu dans l'alimentation d'appareils électroniques (TV, ordinateurs, chargeurs de téléphones...) qui transforment la tension alternative sinusoïdale du réseau en tension continue.

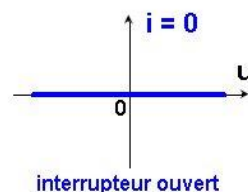
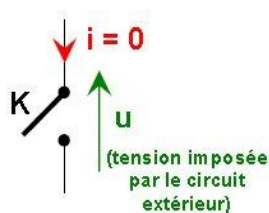
Un onduleur de secours transforme la tension continue des batteries en tension alternative pour alimenter, par exemple, du matériel informatique.

### I.2 Interrupteurs statiques

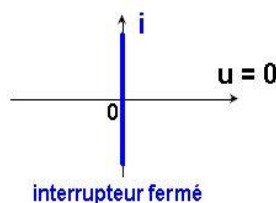
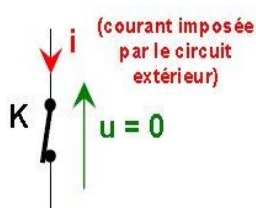
#### Interrupteur parfait :

Un interrupteur parfait possède deux états: "Ouvert (OFF)" et "Fermé (ON)" [1]

##### ♦ Interrupteur ouvert (position OFF: $i = 0$ ) [1]



##### ♦ Interrupteur fermé (position ON : $u = 0$ )



### I.2.1 Généralités et classification des convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques semi-conducteurs capables de modifier la forme et/ou la fréquence d'une onde électrique. Ils sont réalisés à l'aide de circuits électroniques qui permettent la liaison entre deux réseaux électriques parcourus par des courants de natures différentes, cette liaison est obtenue en reliant entre elles, d'une manière déterminée périodique et unidirectionnelle. Les bornes des deux réseaux de façon à obtenir la conversion désirée [2].

On distingue deux types de source:

- ❖ Les sources de tension continue caractérisée par la valeur  $U$  de la tension.
- ❖ Les sources de tension alternative définie par les valeurs de la tension efficace et de fréquence  $F$ . Les interrupteurs électroniques les plus couramment utilisés actuellement dans les convertisseurs statiques sont les diodes, les thyristors, les thyristors **GTO**, les transistors bipolaires, **MOSFET**, **IGBT**.

Les convertisseurs statiques peuvent être classés de la manière suivante[3] :

- Les redresseurs:** Ce sont des convertisseurs alternatif-continu qui permettent de convertir une tension alternative en une tension continue unidirectionnelle, s'ils sont commandés, la valeur moyenne de la tension obtenue est alors réglable.
- Les hacheurs:** Ce sont des convertisseurs continu-continu délivrant une tension continue réglable à partir d'une tension continue de valeur fixe, ils jouent aussi le rôle de transformateur à courant continu.
- Les onduleurs:** Ce sont des convertisseurs continu-alternatif, ils permettent donc de convertir une tension continue en une tension alternative. On les désigne alors d'onduleurs de tension (ou un courant DC en AC, on parle alors de **mutateurs**).
- Les gradateurs:** Ce sont des convertisseurs AC-AC. Les gradateurs produisent des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternative sans modifier la fréquence, ils jouent ainsi le rôle des autotransformateurs abaisseurs réglables.
- Les cyclo-convertisseurs:** Ce sont des convertisseurs alternatif-alternatif (ou convertisseur de fréquence), c'est-à-dire, ils émettent la conversion d'une tension alternative de fréquence  $f_1$  en tension alternative de fréquence  $f_2$ .

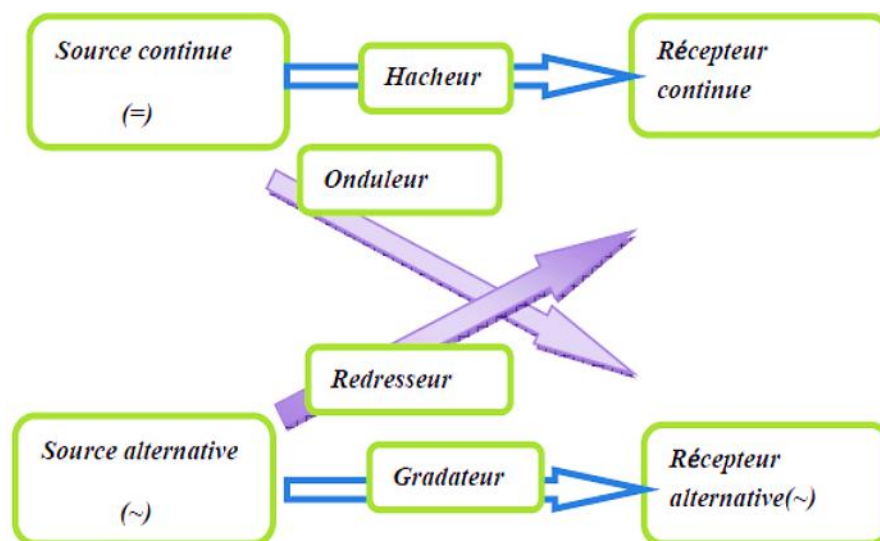


Figure I. 1. Les différents types de convertisseurs statiques.

### I.3 Interrupteurs de l'électronique de puissance

#### I.3.1 La diode

La diode est un élément redresseur non commandé constitué d'une jonction PN, sa représentation symbolique est donnée sur la figure I.2.

#### Principe de fonctionnement

Une diode conduit le courant dans le sens anode (**A**) - cathode (**K**), tandis qu'elle est bloquée dans l'autre sens. Dans le cas d'une caractéristique parfaite, on suppose que la chute de tension entre (**A**) et (**K**) est nulle dans le sens de la conduction et que le courant est nul dans le sens du blocage [1]-[2], comme le montre la figure 1.3.

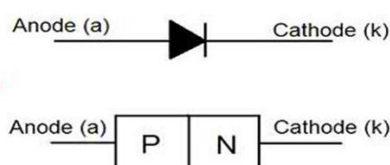


Figure I.2. Représentation symbolique d'une diode.

La figure qui suit montre les caractéristiques statiques d'une diode

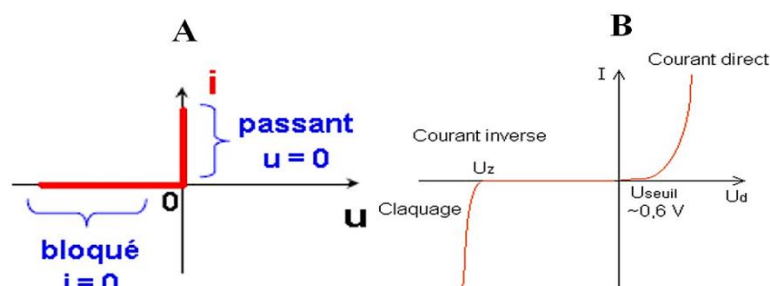


Figure I.3. a): Caractéristique idéale – b) : Caractéristique réelle.

#### I.3.2 Le thyristor

Le thyristor est un élément semi-conducteur qui possède quatre couches respectivement **PNPN**, trois jonctions **PN** et trois électrodes : l'Anode (**A**), la cathode (**K**) et la gâchette (**G**). Comme la diode, le thyristor laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode vers la cathode.

Mais le thyristor ne conduira que si un courant minimum positif est fourni à la gâchette. En fait, s'il est polarisé en direct ( $V_{AK} > 0$ ), une impulsion positive suffira pour le rendre conducteur.

C'est donc une diode commandée et plus spécifiquement un redresseur commandé, d'où son nom anglais "Silicon Controlled Rectifier" (**SCR**), ce qui signifie (Redresseur commandé au silicium) [2]. La figure I.4 donne la représentation symbolique d'un thyristor.



**Figure I.4.** Représentation symbolique d'un thyristor.

**Principe de fonctionnement**

- **Amorçage**

L'amorçage d'un thyristor est obtenu par différents phénomènes physiques. Dans tous les cas l'amorçage rend le thyristor conducteur et un courant circule de l'anode vers la cathode ( $I_{AK} > 0$ ).

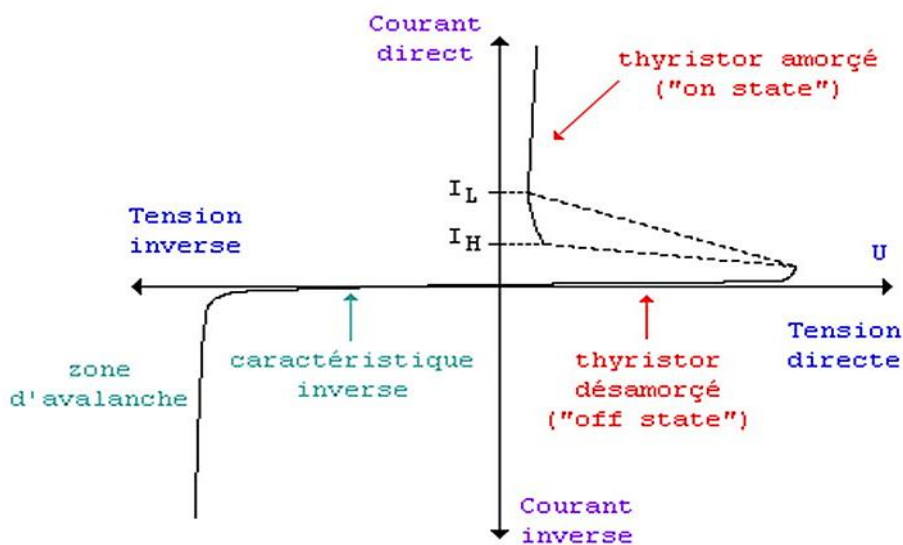
La tension  $V_{AK}$  est alors faible, elle est de l'ordre de quelques dixièmes de volts environ. Il est à noter que pour le thyristor reste conducteur, son courant d'anode  $I_{AK}$  doit rester supérieur à une certaine valeur appelée courant de maintien.

- **Blocage**

Sous tension inverse, la tension anode cathode notée  $V_{AK}$  est négative, la première et les dernières jonctions sont polarisées en inverse et donc bloquées. Le courant de fuite possède une intensité très faible en raison des différences de dopage entre les couches. C'est la jonction d'onde qui supporte la plus grande partie de la tension inverse. Pour bloquer un thyristor il suffit de lui imposer une tension  $V_{AK}$  négative, alors même une impulsion positive appliquée sur la gâchette ne pourra l'amorcer dans ces conditions.

- **Caractéristique statique**

La caractéristique statique réelle d'un thyristor est représentée sur la figure I.5.



**Figure I.5.** Caractéristiques statique réelle d'un thyristor.



### I.3.3Le thyristor GTO

Le thyristor **GTO** (*Gate Trun Off*) est une évolution du thyristor classique ayant la propriété de pouvoir être bloqué à l'aide de la gâchette. Contrairement aux thyristors classiques il est utilisé pour les commutations de fortes puissances, avec des tensions de **2500 V**, **4500 V**, et **6000 V** et des courants de **600 A** à **6000 A** environ [3].

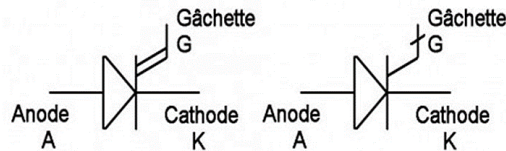


Figure I.6. Deux symboles différents un peu au niveau de la gâchette.

- **Amorçage**

Un **GTO** s'amorce par la gâchette, avec  $V_{AK} > 0$  comme pour un thyristor classique. La commande de l'amorçage par la gâchette doit être énergique et donc le courant de gâchette peut être de quelques ampères. Une fois la conduction l'amorçage, elle se maintient, et la gâchette doit être alimentée de manière permanente par un courant  $I_G$ . Ce courant permet de réduire la chute de tension directe à l'état passant aux bornes du **GTO**.

- **Blocage**

Le blocage du thyristor **GTO** peut se faire de deux façons :

- Par interruption naturelle du courant principal  $I_{AK}$ , ce qui se produit par exemple à chaque alternance s'il est utilisé sous tension alternative,
- Par extraction du courant au niveau du circuit de gâchette, obtenue par application d'une tension négative sur la gâchette, par un circuit appelé "extracteur de charges". En effet, l'application d'une tension négative  $V_{GK}$  fait apparaître un courant de gâchette négatif bloquant le **GTO**.

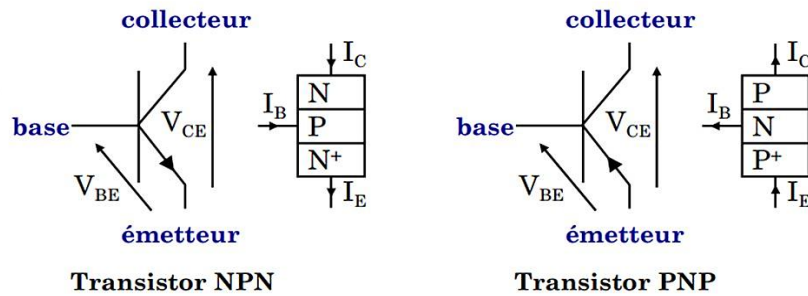
Cette phase d'extinction forcée doit impérativement être terminée avant de commander à nouveau le passage vers l'état passant, sinon il y a risque de destruction du composant. Il y a donc un temps minimal de blocage (typiquement **100  $\mu s$** ), ce qui est à l'origine de la limitation en fréquence de commutation du **GTO**.

### I.3.4Le transistor bipolaire

Un transistor bipolaire est un dispositif électronique à base de semi-conducteur. Son principe de fonctionnement est basé sur deux jonctions **PN**, l'une en direct et l'autre en inverse. La polarisation de la jonction **PN** inverse, par un faible courant électrique (parfois appelé effet transistor), permet de commander un courant beaucoup plus important, suivant le principe de l'amplification de courant [3].

- **Caractéristiques du transistor NPN**

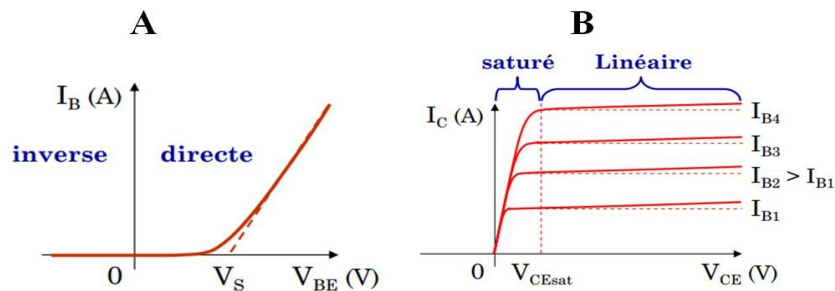
Pour débloquent (rendre passant) le transistor, il faut que la jonction base-émetteur soit polarisée en direct avec une tension supérieure à la tension de seuil,  $V_S$  de cette jonction [3].



**Figure I.7.** Représentation symbolique des transistors *NPN* et *PNP*.

Si la jonction *BC* est polarisée en inverse, alors le courant des électrons peut traverser cette jonction, dans ce cas le courant de collecteur  $I_C$  est indépendant de la tension collecteur/émetteur  $V_{CE}$  (régime linéaire: ( $I_C = \beta \cdot I_B$ )).

Le basculement entre ces deux fonctionnements se produit à la tension  $V_{CE}$  (sat pour saturation), le courant  $I_C$  n'est proportionnel à  $I_B$ . (Figure I.8) [3].



**Figure I.8.** Caractéristiques du transistor *NPN*.

### I.3.5 Le transistor MOSFET

Les transistors *MOS* (*Métal Oxyde Semi-Conducteur*) sont des transistors à effet de champ (*Field Effect Transistor*), parfois appelés *MOSFET*. Ses trois bornes (Figure 1.8) sont le drain *D*, la source *S* et la grille *G* qui constitue l'électrode de commande. Celle-ci est isolée du reste du composant par une couche d'oxyde [2].

#### Principe de fonctionnement

Le transistor *MOSFET* est commandé par une tension  $V_{GE}$  qui lorsqu'elle devient suffisamment grande  $V_{GE} > V_{th}$  provoque l'établissement d'un courant entre le drain et la source. Le mode de fonctionnement dépend alors de la tension  $V_{DS}$ , donc de la polarisation. Le transistor *MOSFET* ne consomme pas d'énergie sur son circuit de commande le courant de gâchette étant nul  $I_G = 0$ .

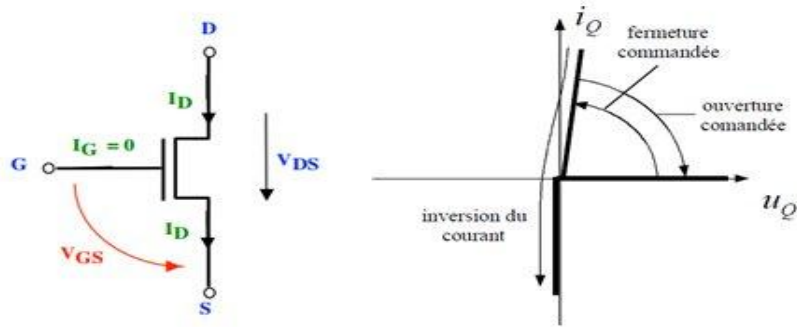


Figure I.9. Représentation symbolique et caractéristiques d'un *MOSFET*.

### I.3.6 Le transistor IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée (*IGBT*) est un transistor bipolaire à commande par effet de champ. Dans le même composant, il réunit les avantages :

- Du transistor bipolaire (chute de tension faible à l'état passant, tension blocable élevée),
- Du transistor *MOS* (commande en tension, vitesse de commutation élevée). En effet, coté commande, entre la grille *G* et l'émetteur *E*, il équivaut exactement à un *MOS*; coté commandé, entre collecteur *C* et émetteur *E*, il équivaut sensiblement à un bipolaire à jonction [3].

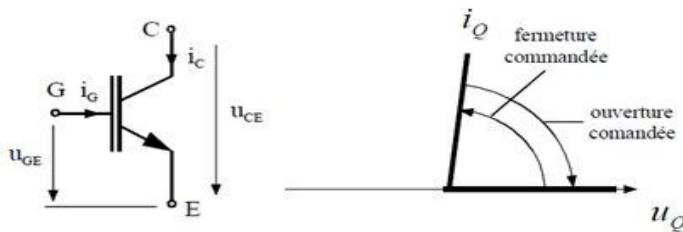


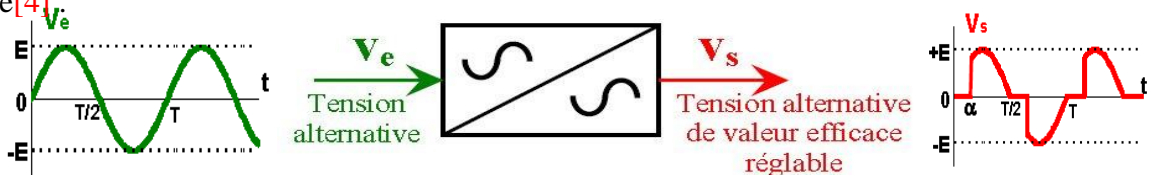
Figure I.10. Représentation symbolique et caractéristique d'un *IGBT*.

## I.4 Les types de conversion de l'énergie

### I.4.1 Conversion Alternatif/Alternatif: Gradateur

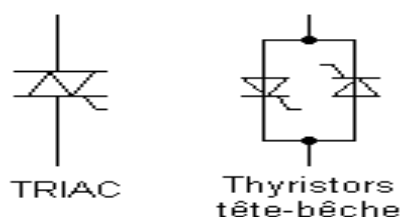
Le gradateur est un montage qui permet de faire varier la valeur de la tension efficace aux bornes d'une charge telle qu'un moteur sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source. Ce montage est très fréquent dans le domaine domestique, au niveau notamment des variateurs de lumière pour lampes halogènes.

La structure de base repose sur un interrupteur électronique capable de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué [4].



Cet interrupteur peut être alors réalisé :

- Soit avec 1 seul composant : le triac,
- Soit en assemblant deux thyristors tête-bêche.



Tout comme les montages redresseurs à thyristors, on ménage un retard de commande à variable à partir de cet instant. Il s'ensuit un "découpage" de l'onde sinusoïdale qui réduit la tension efficace appliquée à la charge.

Les chronogrammes correspondant à ce fonctionnement sont tracés ci-contre.

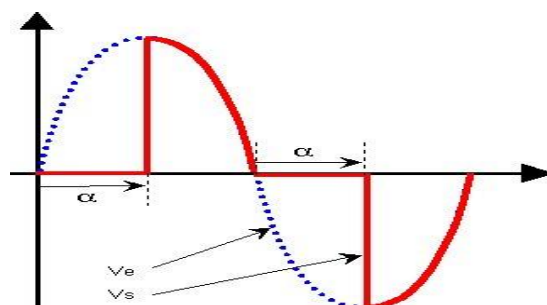
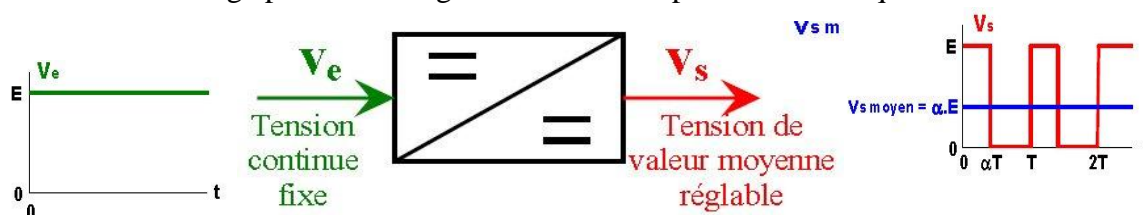


Figure I.11. Tension de la charge.

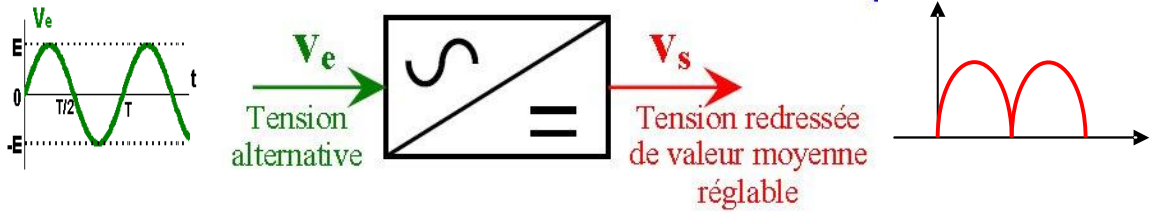
#### I.4.2 Conversion Continu/ Continu: Hacheur

L'hacheur permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe. Cette source peut être par exemple une batterie d'accumulateurs ou provenir d'une autre conversion préalable comme un redresseur à diodes. On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs électroniques.



#### I.4.3 Conversion Alternatif/Continu: Redresseur

Le redressement est la conversion d'une tension alternative en une tension continue. On l'utilise pour alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif.



Le **redresseur non commandé** est composé de diodes montées en pont. Ici en pont monophasé (appelé pont de **GRAETZ**).

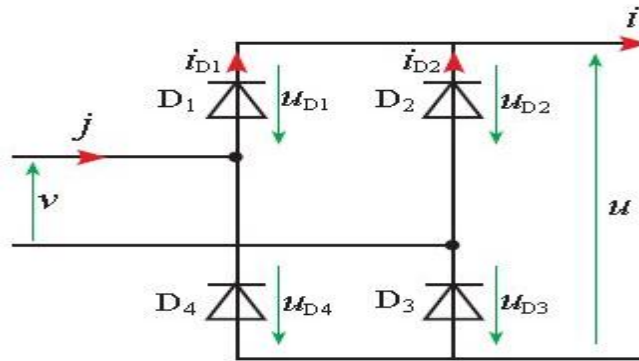
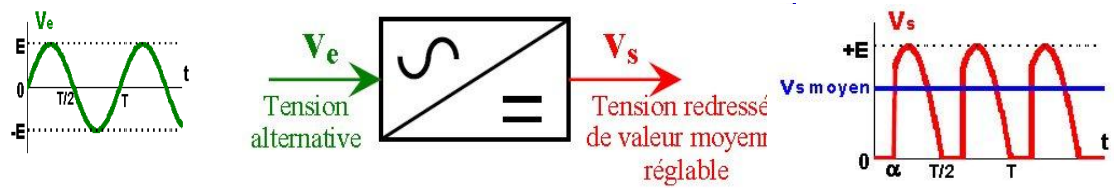


Figure I.12. Montage de redresseur en pont monophasé.



Le redresseur **commandé** est composé de thyristors montés en pont. Ici en pont triphasé.

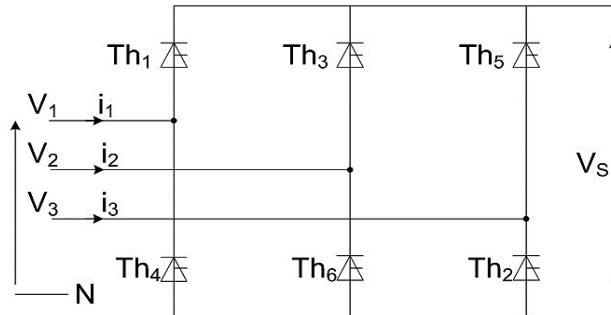
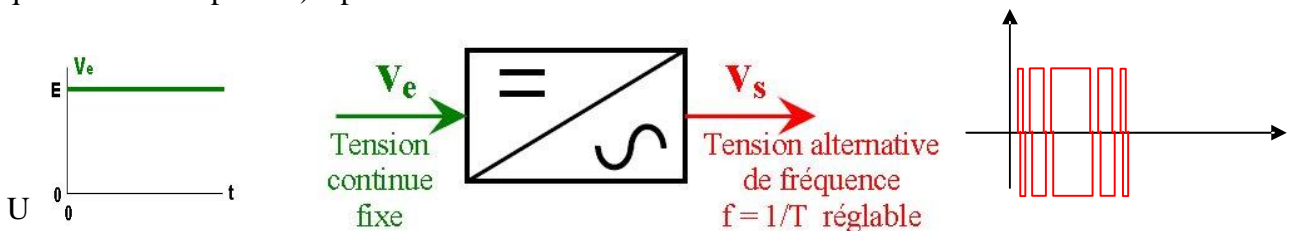


Figure I.13. Montage de redresseur commande de thyristors en pont triphasé.

#### I.4.4 Conversion Continue /Alternative: Onduleur

Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative (réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue. Fonctionnement En **MLI**



### I.5 Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais davantage puissants (quelques *kHz* à une dizaine de *kW*). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à *20 kHz* à une des dizaines de *kW*). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [4,5].

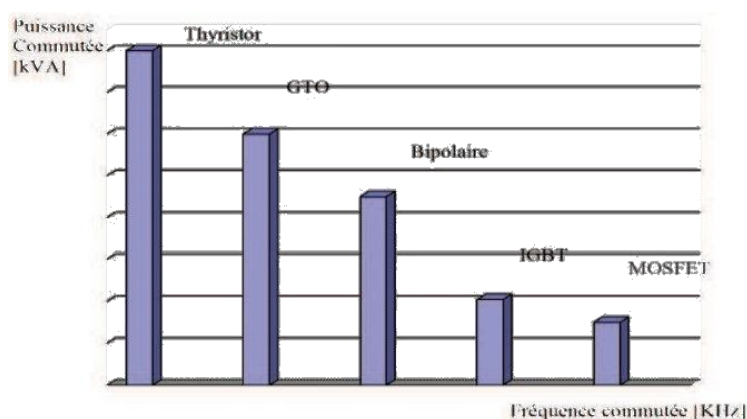


Figure I.14. Choix de composant selon la puissance et la fréquence.

### I.6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté différents types d'interrupteurs de puissance. Ces derniers peuvent être classés selon leur commande comme suit

- Non-commandable comme la diode,
- Commandable à la fermeture comme le thyristor,
- Commandable à l'ouverture et à la fermeture comme le transistor.

Les pertes sont proportionnelles à la fréquence et à la puissance. Nous pouvons enregistrer que plus la fréquence est élevée, plus il y a des commutations par unité de temps.

Selon l'application, on peut choisir le composant approprié.

« ..... »

**Chapitre II :**  
*Modélisation de L'onduleur  
Triphasé*

## II.1 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. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques[5] :

Continu -----> Continu (Hacheur)

Continu -----> Alternatif (Onduleur)

Alternatif -----> Alternatif (Gradateur)

Alternatif -----> Continu (Redresseur)

La conversion continue –alternative est assurée par l'onduleur qui permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Pour cela, ce premier chapitre présente la modélisation mathématique de l'onduleur triphasé de tension[5] .

## II.2 Généralités sur les onduleurs

Les convertisseurs de courant continu en courant alternatif sont appelés les onduleurs. La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant.

D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur. Il y a plusieurs techniques pour obtenir cette variation, la technique de modulation des largeurs d'impulsions *MLI* est la plus répandue. Elle consiste à charger la largeur des impulsions de la tension de sortie avec des commandes appropriées des interrupteurs à semi-conducteurs de l'onduleur. Le gain de l'onduleur peut être défini comme le rapport entre la tension alternative de sortie et la tension continue d'entrée [1].

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur idéal doit être sinusoïdale. Cependant, cette forme d'onde n'est pas sinusoïdale en pratique et continue quelques harmoniques.

Ce qui veut dire qu'il existe des harmoniques de tension. Le but serait donc d'obtenir à la sortie un signal avec un taux de distorsion harmonique le plus faible possible, pour des applications de faibles et moyennes puissances. Les tensions de forme d'onde carrée ou



quasi-carrée pourront être acceptables, alors que pour les applications de fortes puissances une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion des harmoniques est exigée.

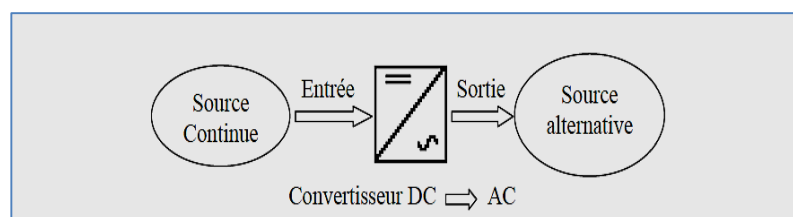
Avec la disponibilité des dispositifs semi- conducteurs de puissance à haute vitesse, l'harmonique contenu dans la tension de sortie peut être minimisée ou réduite significativement utilisée dans les applications industrielles, par exemple, variateur de vitesse des moteurs à courant alternatif, chauffage par induction, alimentations de secours, les alimentations non interrompues (*USP*) Une entrée d'un onduleur peut être une batterie, une tension continue issue des panneaux monophasé et triphasé.

De façon générale, les onduleurs peuvent être classifiés en deux types : les onduleurs monophasés et les onduleurs triphasés, chaque groupe peut utiliser les dispositifs de commande comme : *BJT*, *MOSFET*, *GTO* ou commande forcée des thyristors en fonction des applications.

Généralement, ces onduleurs utilisent la commande à *MLI* pour produire une tension de sortie alternative. Un onduleur est appelé "*current-fed inverter*", (*CFI*) s'il est alimenté par une source de courant. [1]

### II.3 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux.). **La Figure II. 1** représente un schéma de principe de l'onduleur[6] .



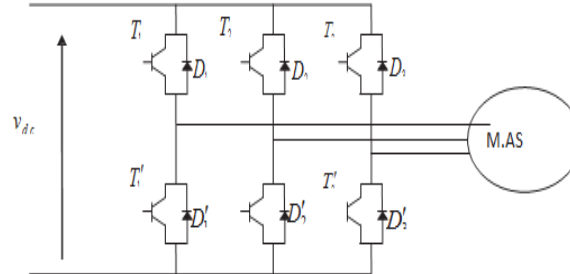
**Figure II.1** : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).

### II.4 Définition du l'onduleur triphasé

L'onduleur triphasé est plus important et plus utilisé que celui en monophasé, sa principale application est l'alimentation des moteurs triphasés à fréquence variable, donc il faut que la tension alternative soit pratiquement proportionnelle à la fréquence.

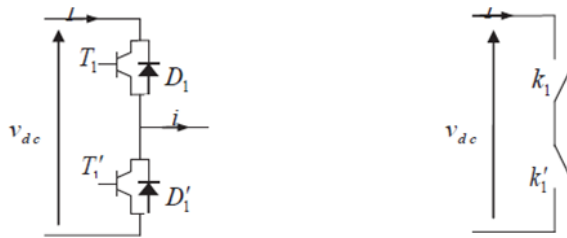
Un onduleur triphasé à deux niveaux peut être considéré comme étant une structure constituée de trois onduleurs monophasés en demi-pont déphasés entre eux de 120°.

L'alimentation est assurée par une source de tension continue ou une capacité dont on contrôle la tension (figure II.2). Montre le schéma d'un onduleur triphasé.



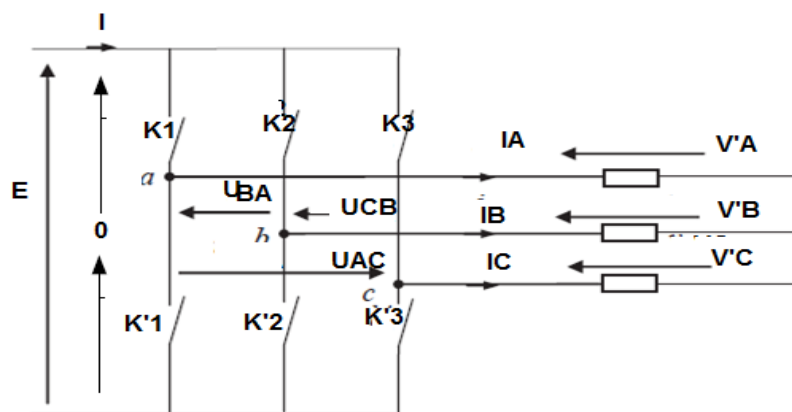
**Figure II.2.** L'onduleur en montage en pont triphasé.

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.3).



**Figure II.3.** Schéma d'un bras de l'onduleur.

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (II.4).



**Figure II.4.** Schéma équivalent de l'onduleur.

**Les formules des tensions**

En résumé, les tensions fournies par les demi- ponts sont:

- $V_A - V_0 = E/2$ , quand  $K_1$  est fermé.
- $V_A - V_0 = E/2$ , quand  $K'_1$  est fermé.

- $V_B - V_0 = E/2$ , quand  $K_2$  est fermé.
- $V_B - V_0 = E/2$ , quand  $K'_2$  est fermé.
- $V_C - V_0 = E/2$ , quand  $K_3$  est fermé.
- $V_C - V_0 = E/2$ , quand  $K'_3$  est fermé.

Par la suite, les tensions composées entre les bornes de sortie peuvent être déduites

facilement [7] :

$$\begin{cases} U_{BA} = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) \\ U_{CB} = (V_b - V_0) - (V_c - V_0) \\ U_{AC} = (V_c - V_0) - (V_a - V_0) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On peut écrire encore:

$$\begin{cases} (V_A - V_0) = \frac{E}{2} * h_1 \\ (V_B - V_0) = \frac{E}{2} * h_2 \\ (V_C - V_0) = \frac{E}{2} * h_3 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$h_K = \{1 \text{ ou } -1\}, K = 1, 2, 3.$$

D'après (II.1)(II.2)

$$\begin{cases} U_{BA} = \frac{E}{2} * (h_1 - h_2) \\ U_{BC} = \frac{E}{2} * (h_2 - h_3) \\ U_{AC} = (h_3 - h_1) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

D'autre part :

$$\begin{aligned} U_{BA} &= V'_A - V'_B \\ U_{CB} &= V'_B - V'_C \\ U_{AC} &= V'_C - V'_A \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

*Donc :*

$$\begin{cases} V'_A - V'_B = \frac{E}{2} * (h_1 - h_2) \\ V'_B - V'_C = \frac{E}{2} * (h_2 - h_3) \\ V'_C - V'_A = \frac{E}{2} * (h_3 - h_1) \end{cases}$$

*Puisqu' on a :*

$$V'_A - V'_B - V'_C = 0 \quad (\text{II.5})$$

Donc en peut écrire :

$$V'_A - V'_B + V'_A + V'_B + V'_C = \frac{E}{2} * (h_1 - h_2) \quad V'_A + V'_C = \frac{E}{2} * (h_1 - h_2) \quad (\text{II.6})$$

De (II.5) et (II.6) :

$$\rightarrow 2 * V'_A + V'_C + V'_A - V'_C = \frac{E}{2} (h_1 - h_2) - (h_3 - h_1)$$

$$\rightarrow 3 * V'_A = \frac{E}{2} (2 * h_1 - h_2 - h_3)$$

$$\rightarrow V'_A = \frac{E}{6} (2 * h_1 - h_2 - h_3)$$

On a :

$$h_K = \{1 \text{ ou } -1\}, 1: K1 \text{ fermé}, -1: K1 \text{ ouvert}, \text{ avec } K = 1, 2, 3$$

$$\rightarrow h_K + 1 = \{2 \text{ ou } 0\}$$

$$\rightarrow \frac{(h_K + 1)}{2} = \{1 \text{ ou } 0\}$$

On pose :

$$C_K = \frac{(h_K + 1)}{2} \rightarrow h_K = 2 * C_K - 1 \quad (\text{II.7})$$

De (II.6) et (II.7) :

$$V'_A = \frac{E}{6} (2 * (2 * C_1) - 2 * C_2 + 1 - 2 * C_3 + 1)$$

$$\rightarrow V'_A = \frac{E}{3} (2 * C_1 - C_2 - C_3)$$

*De même manière on détermine  $V'_B$  et  $V'_C$  Donc :*

$$\begin{bmatrix} V'_A \\ V'_B \\ V'_C \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$C_K = (1 : KI \text{ fermé}, 0 : KI \text{ ouvert, avec } k=1, 2, 3)$

On utilise cette équation dans les programmes de simulation pour tracer les allures des tensions.

### II.5 Paramètres de performance de l'onduleur

La qualité de l'énergie fournit par un onduleur est évaluée suivant les paramètres performancessuivants :

#### II.5.1 Facteur de la nième harmonique

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définit comme suit :

$$HF_n = \frac{V_{effn}}{V_{eff1}} \quad (\text{II.9})$$

$V_{effn}$ : Valeur efficace de la Nième harmonique.

$V_{eff1}$ : Valeur efficace de la fondamentale.

#### II.5.2 Distorsion d'harmonique total THD et le facteur DF

Le taux de distorsion, encore appelé distorsion harmonique totale est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (ç-à-d leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composant fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant ou à la tension.

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1} \quad (\text{II.10})$$

#### II.5.3 Facteur de distorsion, ou DF

Ce facteur, inférieur à 100%, est défini par le rapport de la valeur efficace desharmoniques à la valeur du signal total.

$$DF = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{\sqrt{F_1 + H_2^2 + H_3^2 + \dots}} \quad (\text{II.11})$$

#### II.5.4 Le THD en tension caractérise la déformation de l'onde de tension

Une valeur de THD inférieure à 5.5% considérée comme normale. Aucun disfonctionnement n'est à craindre. Une valeur de **THD** comprise entre 05 et 08% révèle une pollution harmonique significative. Quelques disfonctionnements sont possibles.

Une valeur de **THD** supérieure à 08% révèle une pollution harmonique importante. Des disfonctionnements sont probables [7].

## II.6 Principe de base de MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est basé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'image du signal de sortie de l'onduleur, Figure 3.1. [9]

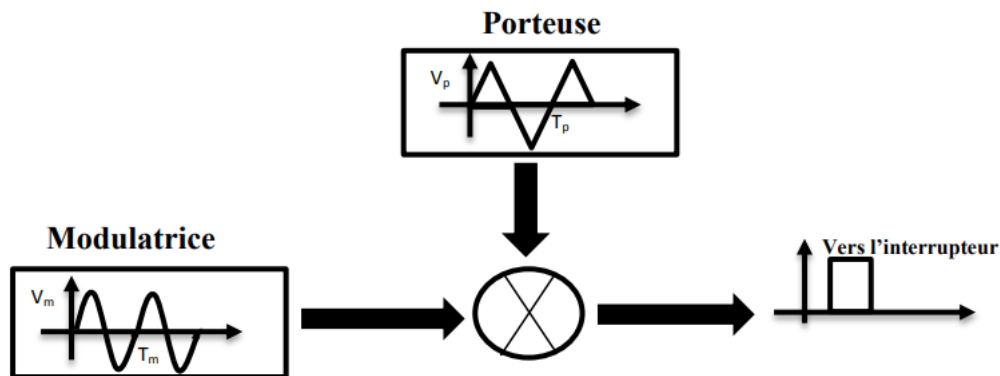


Figure II.5: Schéma synoptique de la MLI.

### II.6.1 Caractéristiques de la modulation

La technique de la MLI se caractérise par deux grandeurs :

- **Le coefficient de réglage :**

Celle de l'onde porteuse. Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion :

$$r = \frac{A_r}{A_p} \text{ (II.12)}$$

$A_r$  : Amplitude de la référence  $A_p$  : Amplitude de la porteuse.

- **L'indice de modulation :**

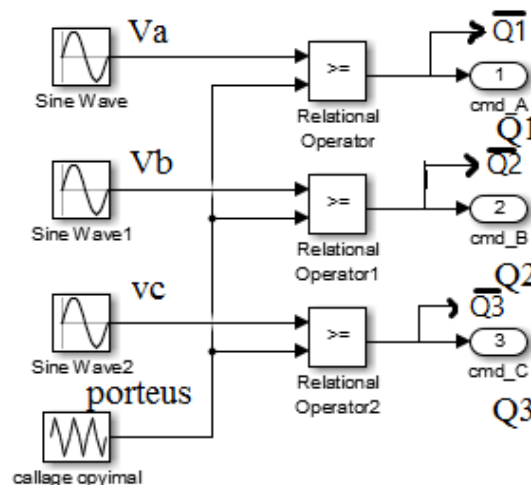
Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulante [9] :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \text{ (II.13)}$$

$f_p$  : La fréquence du modulation  $f_r$  : La fréquence de la référence.

La modulation montre que plus ( $m$ ) est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de ( $r$ ) la plus élevée possible. [10].

- 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 :  $T = 1/f$
- 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 [10].
- 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 [10].
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la Figure 3.2.



**Figure II.6** Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé).

Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois références étant déphasées de  $120^\circ$ .

### II.6.2 Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions :

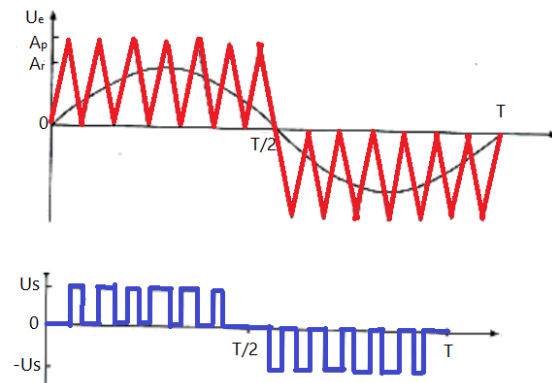
Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer [8] :

- **La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM) :**

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (Figure 3.3).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la

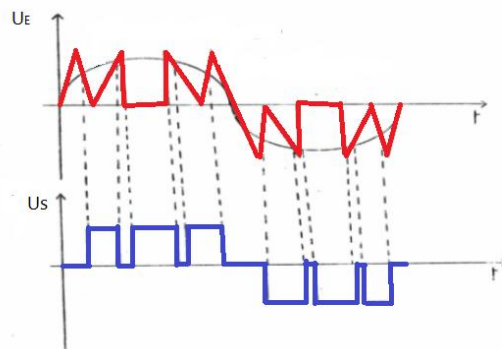
porteuse. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace[8] .



**Figure II.7**MLI sinusoidal triangulaire unipolaire.

- **La modulation sinusoidal partielle (ou modifie) (MSPWM) :**

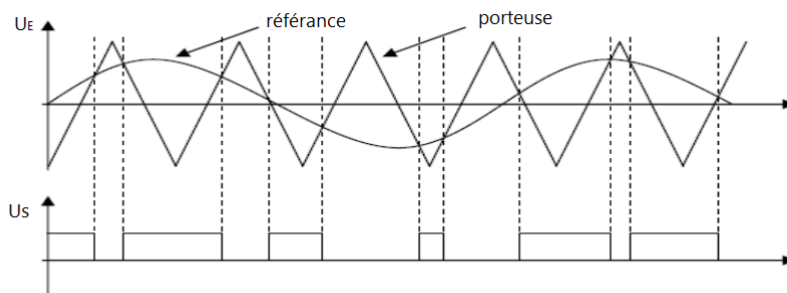
Le signale référence est toujours sinusoidal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure 3.4).



**Figure II.8**La modulation sinusoidal modifie.

- **La modulation sinusoidal avec porteuse bidirectionnelle :**

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoidal, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (Figure 3.5).



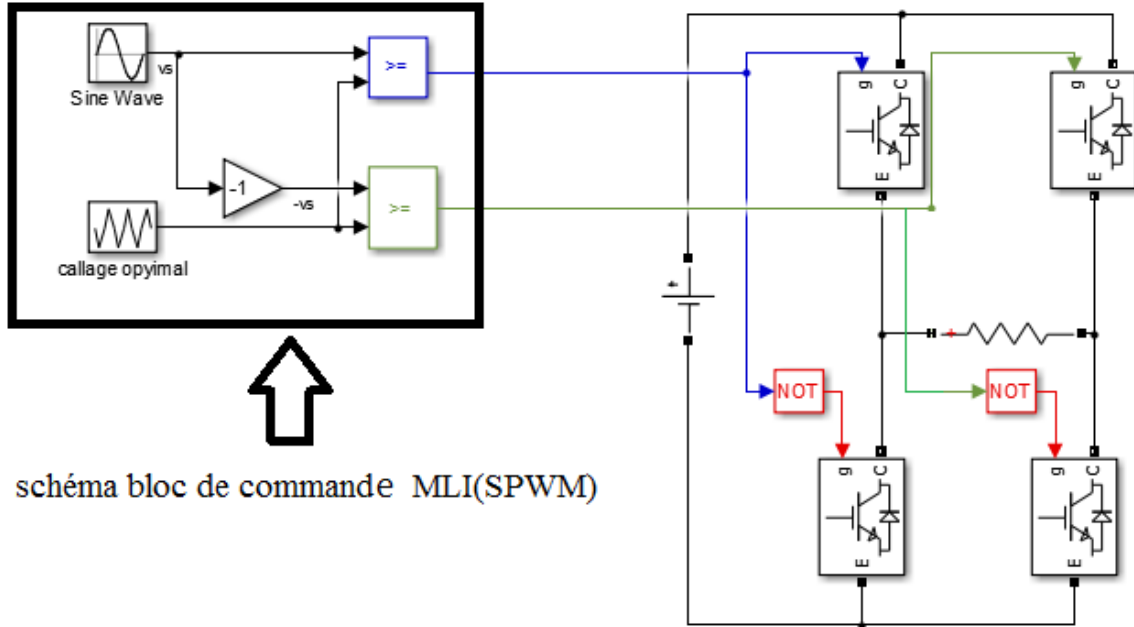
**Figure II.9**La modulation sinusoidal avec porteuse bidirectionnelle.

Il existe plusieurs techniques PWM. Dans ce travail la technique sinus-

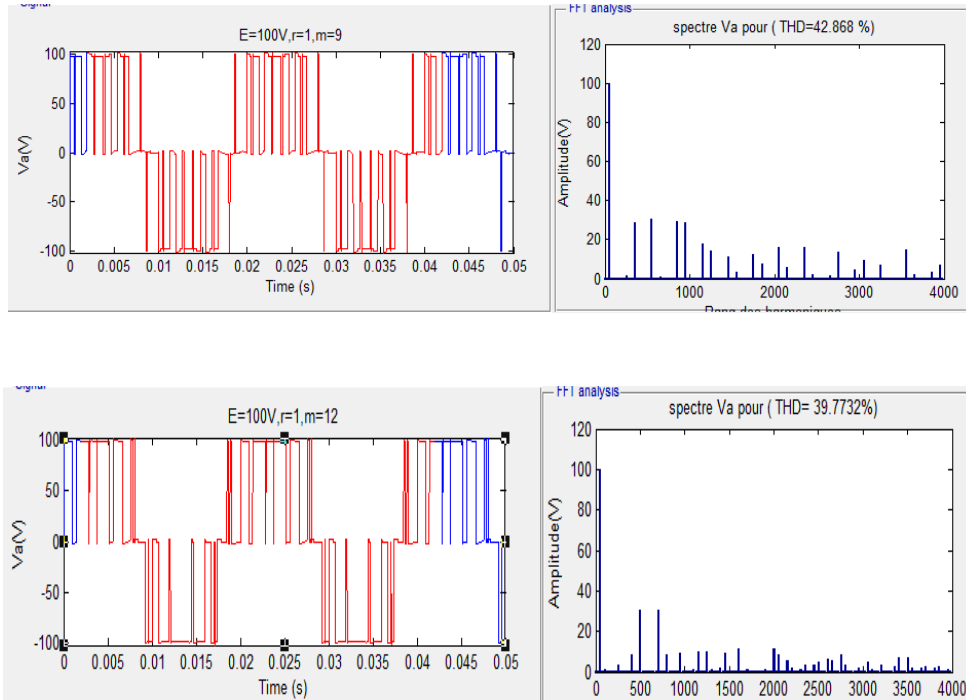


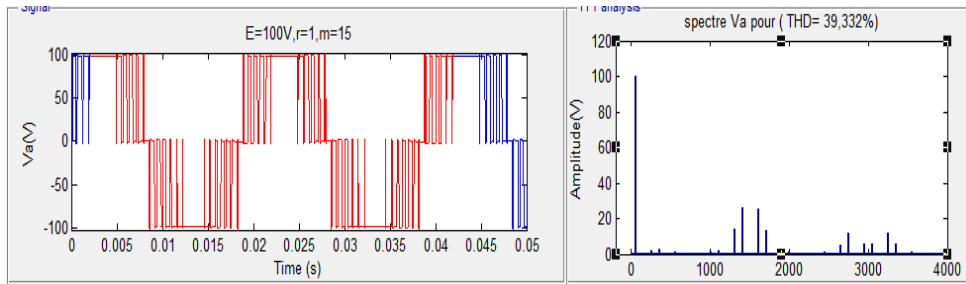
triangle (SPWM) est utilisée. Cette technique MLI permet la neutralisation des harmoniques de rang bien spécifique. [11].

**II.7. Simulation de la commande sinus-triangle (SPWM)**



**Figure II.10** Onduleur monophasé en pont avec commande (SPWM).





**Figure II.11 Résultats de la commande (SPWM) d'onduleur 1ph en pont.**

**II.7 Simulation de la commande sinus-triangle SPWM d'onduleur triphasé**

Concernant les allures des tensions  $V_b$  et  $V_c$ , elles sont décalées de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  respectivement par rapport à la tension  $V_a$

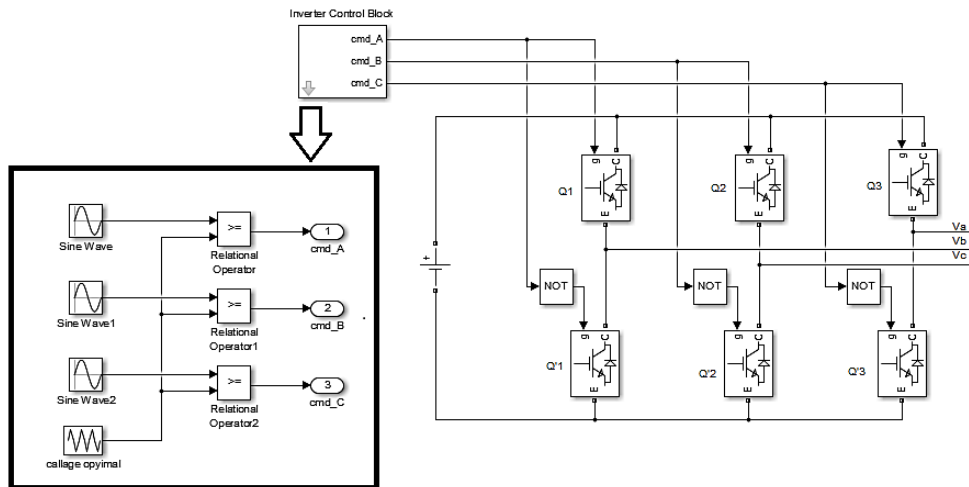
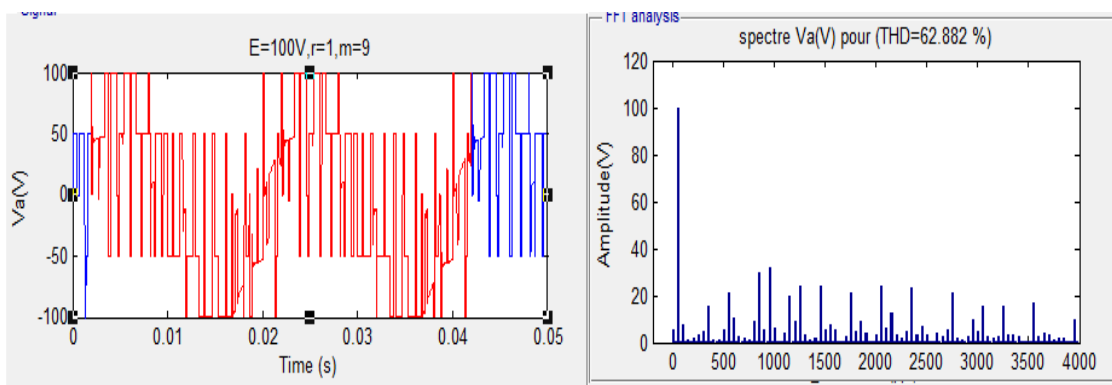
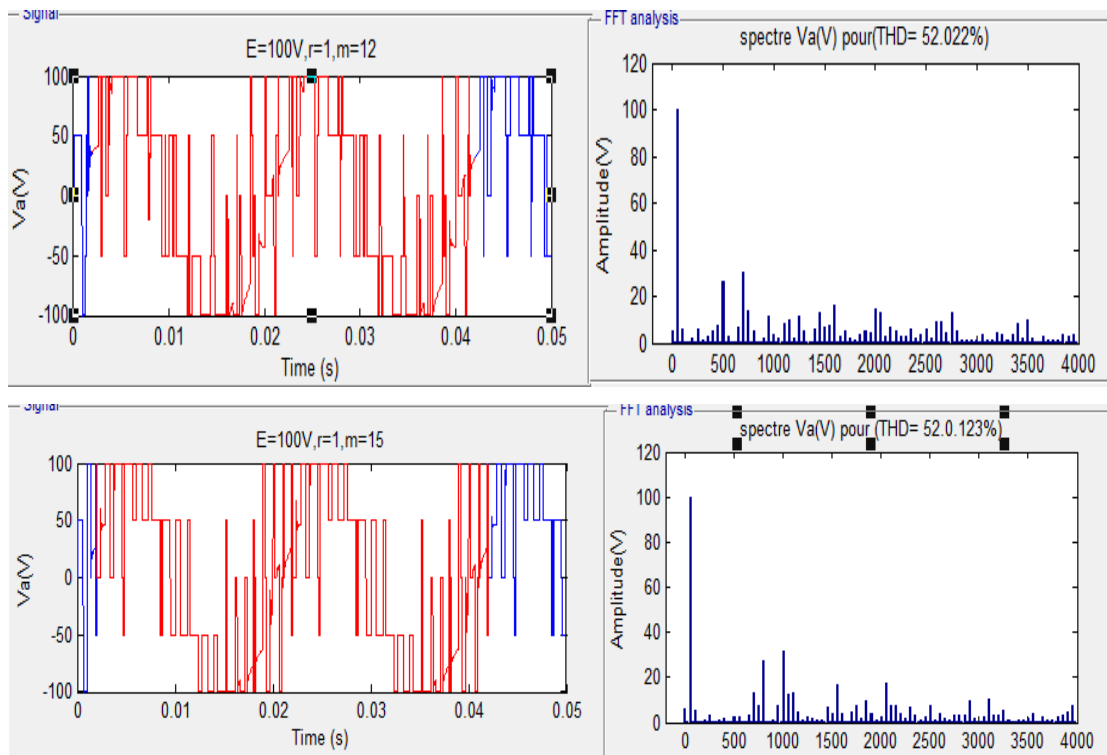


schéma bloc de commande MLI(SPWM)

**Figure II.12 Onduleur triphasé avec commande (SPWM).**





**Figure II.13 Résultats de la commande (SPWM)d'onduleur triphasé.**

• **Remarque :**

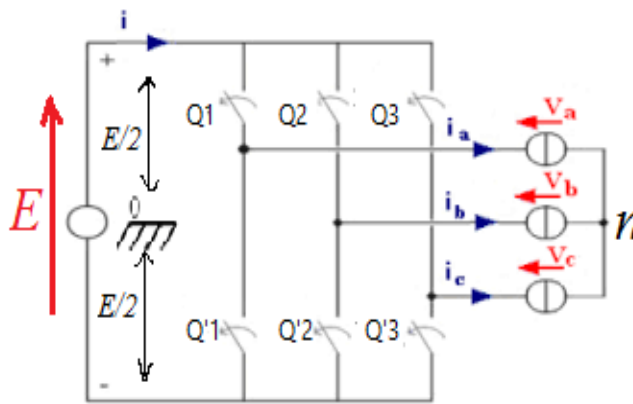
On remarque que la SPWM à permet d'obtenir un fondamental d'amplitude de 78% par rapport à celui obtenu avec la technique Pleine Onde. Et les harmoniques de la tension de sortie sont repoussés vers des fréquences plus élevées regroupées autour de la fréquence de commutation, ce qui facilite leur filtrage.

**II.8 La modulation vectorielleSVPWM**

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek en 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à SVPWM est basée sur les principes suivants : [3] [6].

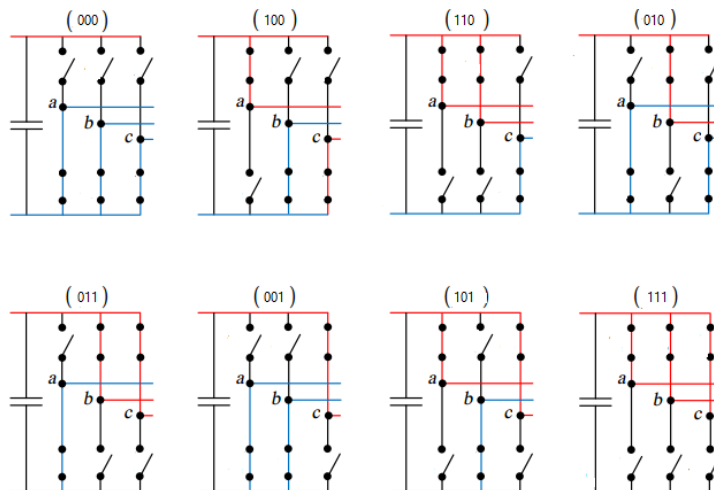
- Le signal de référence est échantillonner sur des intervalles T (SVPWM régulière).

- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (SVPWM symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période. Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires Q1 et Q1', Q2 et Q2', Q3 et Q3' représentés par la (Figure3.10).



**Figure II.14 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux.**

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs constituant le convertisseur donne huit ( $2^3$ ) combinaisons possibles dont six états actifs non nuls et deux restants des états de commutation nuls.



**Figure II.15 Emplacement des huit vecteurs stationnaires pour un onduleur de Tension à deux-niveaux.**

### II.8.1 Le principe de la modulation vectorielle SVPWM

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

La SVPWM est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternative alimentés par des onduleurs contrairement à d'autres méthodes. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan  $(V_\alpha; V_\beta)$ . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché [3] [4] [6].

Si la charge est équilibrée :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

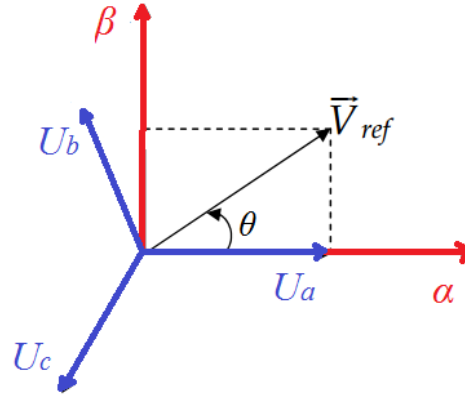
$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \text{(II.14)}$$

$$d'ou : \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [V_{ab} - V_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [V_{bc} - V_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [V_{ca} - V_{bc}] \end{cases} \text{(II.15)}$$

$$et donc : \begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{a0} + \frac{2}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} + \frac{2}{3} V_{c0} \end{cases} \text{(II.16)}$$

#### II.8.1.1 La transformation de Clarke

Pour simplifier les calculs dans la modulation vectorielle on utilise la transformation de Clarke, cette dernière nous permet de remplacer le système triphasé de trois tensions  $U_a, U_b, U_c$  de somme nulle par un système biphasé respectant le transfert de puissance.



**Figure II.16 Transformation de Clarke.**

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  correspondantes.

Le tableau 3.1 indique pour chacun de ses états les valeurs des tension  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  de leurs composantes de Clark  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  et indice des vecteurs  $V$  représentatif de cet état. [6][7].

**Table III.1. Calcul des vecteurs de tensions.**

Vecteur	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	$V_{a0}$	$V_{b0}$	$V_{c0}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_\alpha$	$V_\beta$
<b>V0</b>	0	0	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0
<b>V1</b>	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
<b>V2</b>	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
<b>V3</b>	0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
<b>V4</b>	0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	0
<b>V5</b>	0	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$

<b>V6</b>	1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
<b>V7</b>	1	1	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0

**II.8.1.2 Les configurations possibles**

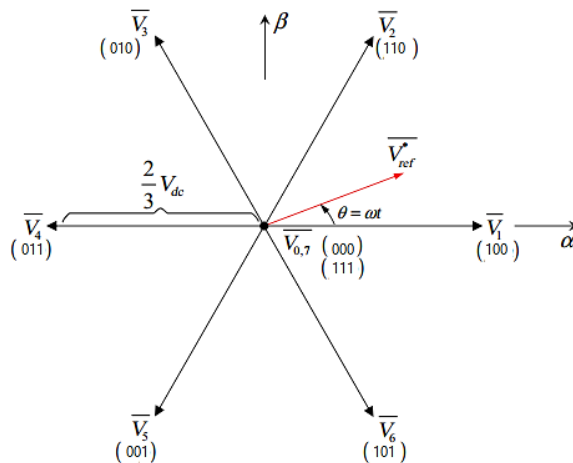
Deux de ses huit vecteurs sont identiquement nuls, les six autres ont le même module, égale à  $\sqrt{2/3}E$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$ .

Si on considère les composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  comme les projections sur deux axes perpendiculairement d'un vecteur  $V_{ref}$ , vecteur à lui tout seul suffit à caractériser le système triphasé (Figure 2.13).

Les vecteurs de tensions sont représentés par la relation suivante :

$$V_{im} = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}E \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & \dots \dots \dots i = 1, \dots, 6 \text{ (II.18)} \\ 0 & \dots \dots \dots i = 0, 7 \end{cases}$$

Chacun des couples de vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone



**Figure II.17 Les vecteurs de tension de sortie dans le plan ( $\alpha ; \beta$ ).**

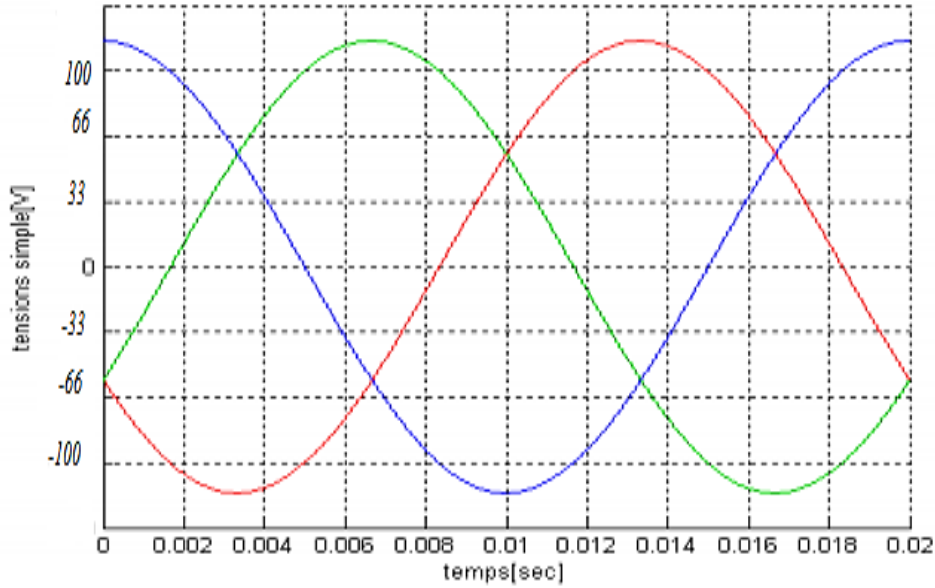
**II.8.1.3 Le vecteur de tension désirée**

On peut également définir un vecteur  $V$  dont les coordonnées sont les composants de Clark  $V_\alpha, V_\beta$  du système triphasé de tension  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  que l'on veut obtenir en sortie [7].

Si :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{E}{2} \sin(\omega t) \\ V_{bn} = r \frac{E}{2} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cn} = r \frac{E}{2} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \text{(II.19)}$$

Avec r : taux de modulation ou coefficient de réglage.

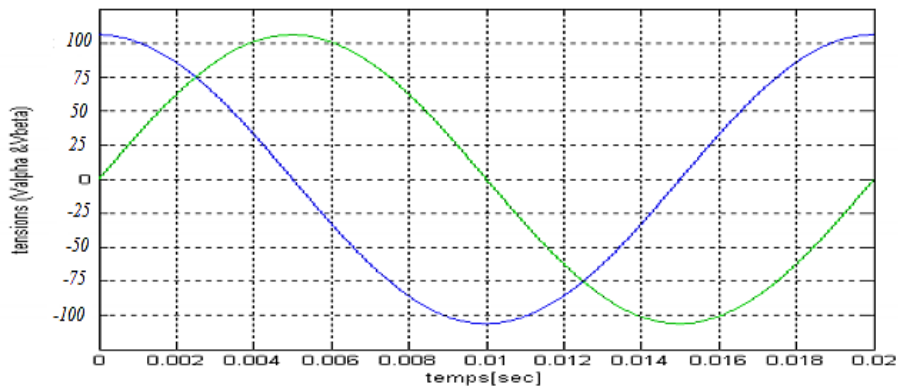


**Figure II.18 Tensions simples de référence.**

**La transformation donne :**

$$V_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \right) \text{(II.20)}$$

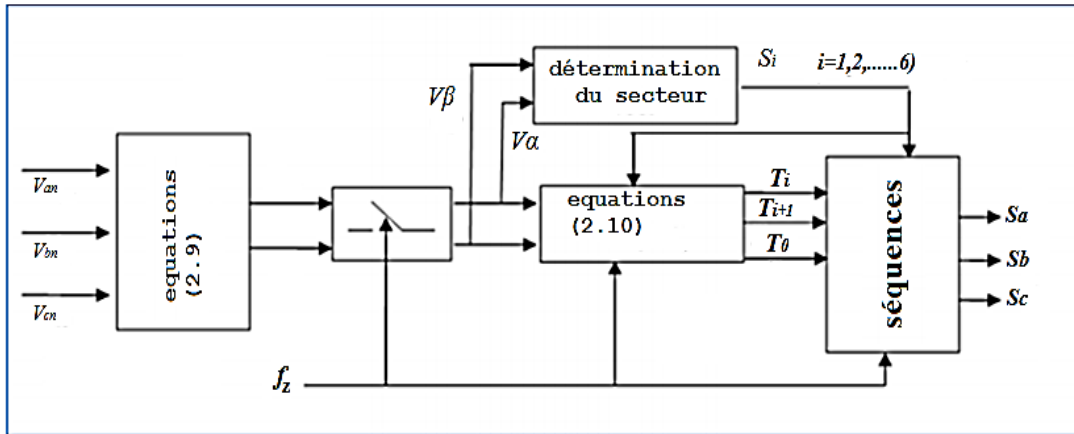
$$V_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \right) \text{(II.21)}$$



**Figure II.19 Tensions ( $V_{\alpha}$  et  $V_{\beta}$ ).**

Le schéma suivant résume la méthode de calcul de la SVPWM :

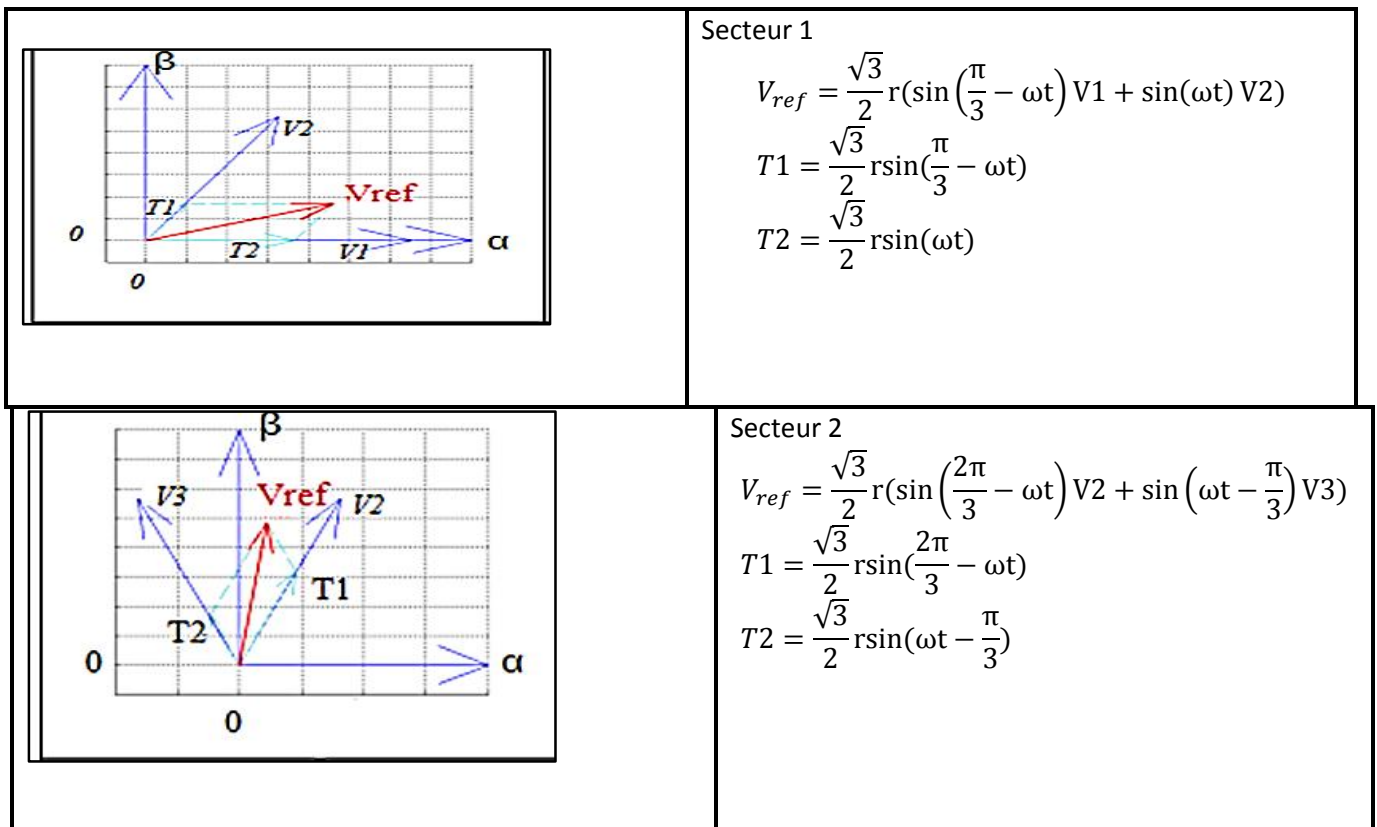




**Figure II.20 Schéma de principe de la SVPWM.**

Le vecteur est d'amplitude constante  $r$  ; tournant dans le sens antihoraire avec une vitesse angulaire égale à la pulsation  $\omega$  des tensions désirées, à l'instant  $t = 0$ , il est dirigé suivant l'axe  $\alpha$ . À chaque instant, le vecteur  $V_{ref}$  peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui sont adjacents[9] .

On résume les six secteurs dans cette figure[9] :



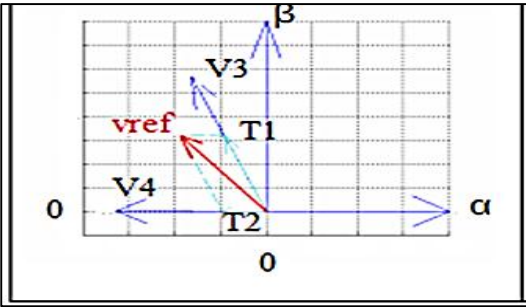
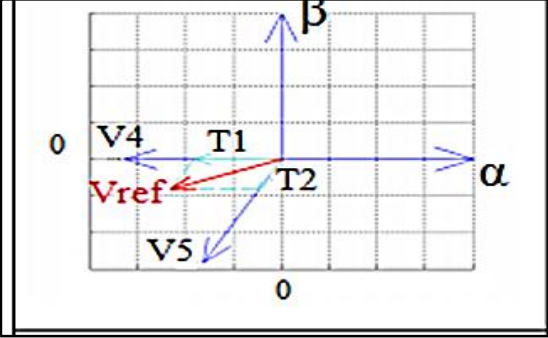
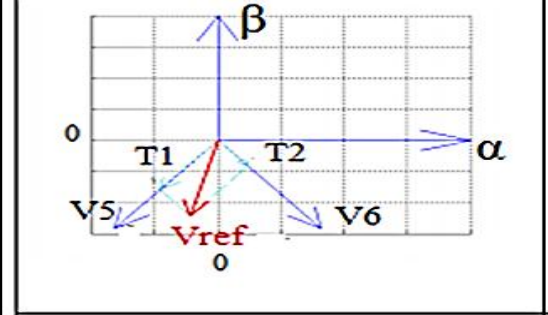
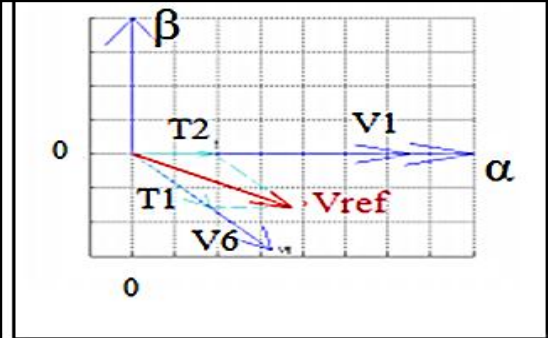
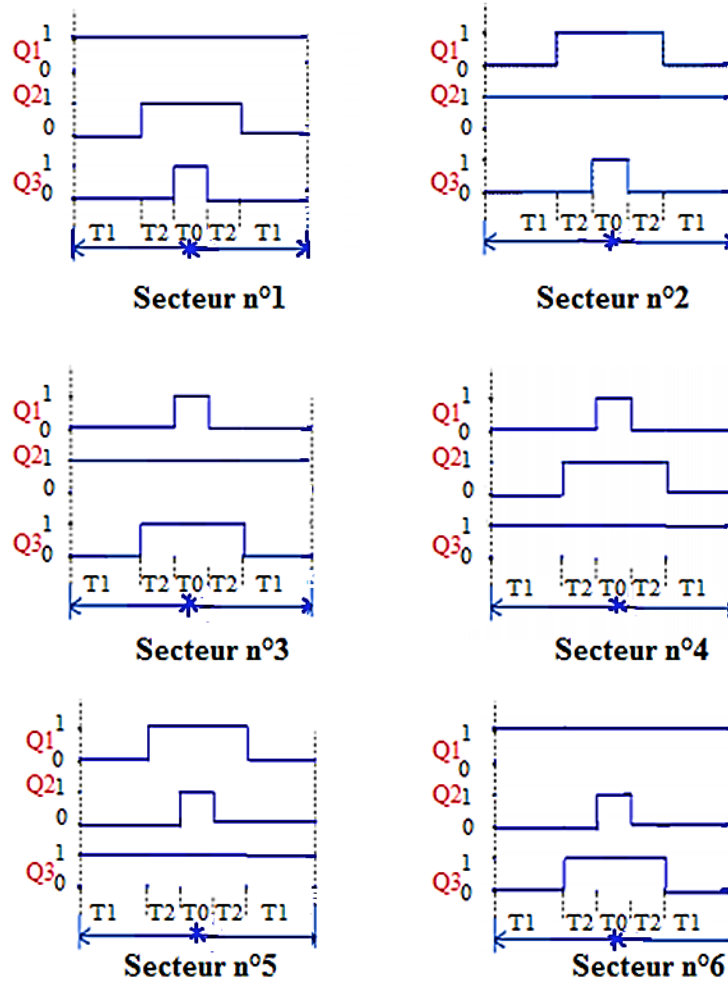
	<p>Secteur 3</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r(\sin(\pi - \omega t) V3 + \sin(\omega t) V4)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\pi - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$
	<p>Secteur 4</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r(\sin(\frac{4\pi}{3} - \omega t) V4 + \sin(\omega t - \pi) V5)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{4\pi}{3} - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \pi)$
	<p>Secteur 5</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r(\sin(\frac{5\pi}{3} - \omega t) V5 + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) V6)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\frac{5\pi}{3} - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$
	<p>Secteur 6</p> $V_{ref} = \frac{\sqrt{3}}{2} r(\sin(2\pi - \omega t) V6 + \sin(\omega t - \frac{5\pi}{3}) V1)$ $T1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(2\pi - \omega t)$ $T2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r \sin(\omega t - \frac{5\pi}{3})$

Figure II.22: Présentation du vecteur de référence et calcul des temps de commutation.

Calcul des temps de commutation dans cette figure :



**Figure II.23** Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

### II.9 Simulation de la commande SVPWM d'onduleur triphasé

Le schéma suivant 2.19 présenter un onduleur triphasé commande par SVPWM est réalisé par logiciel MATLAB/SIMULINK.

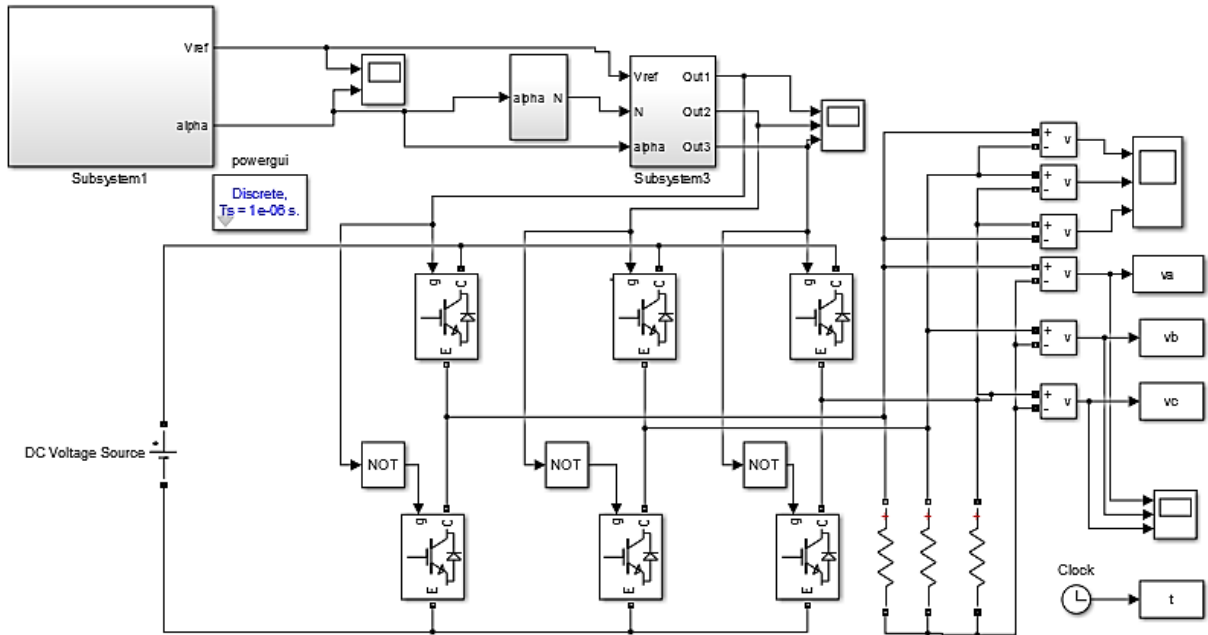
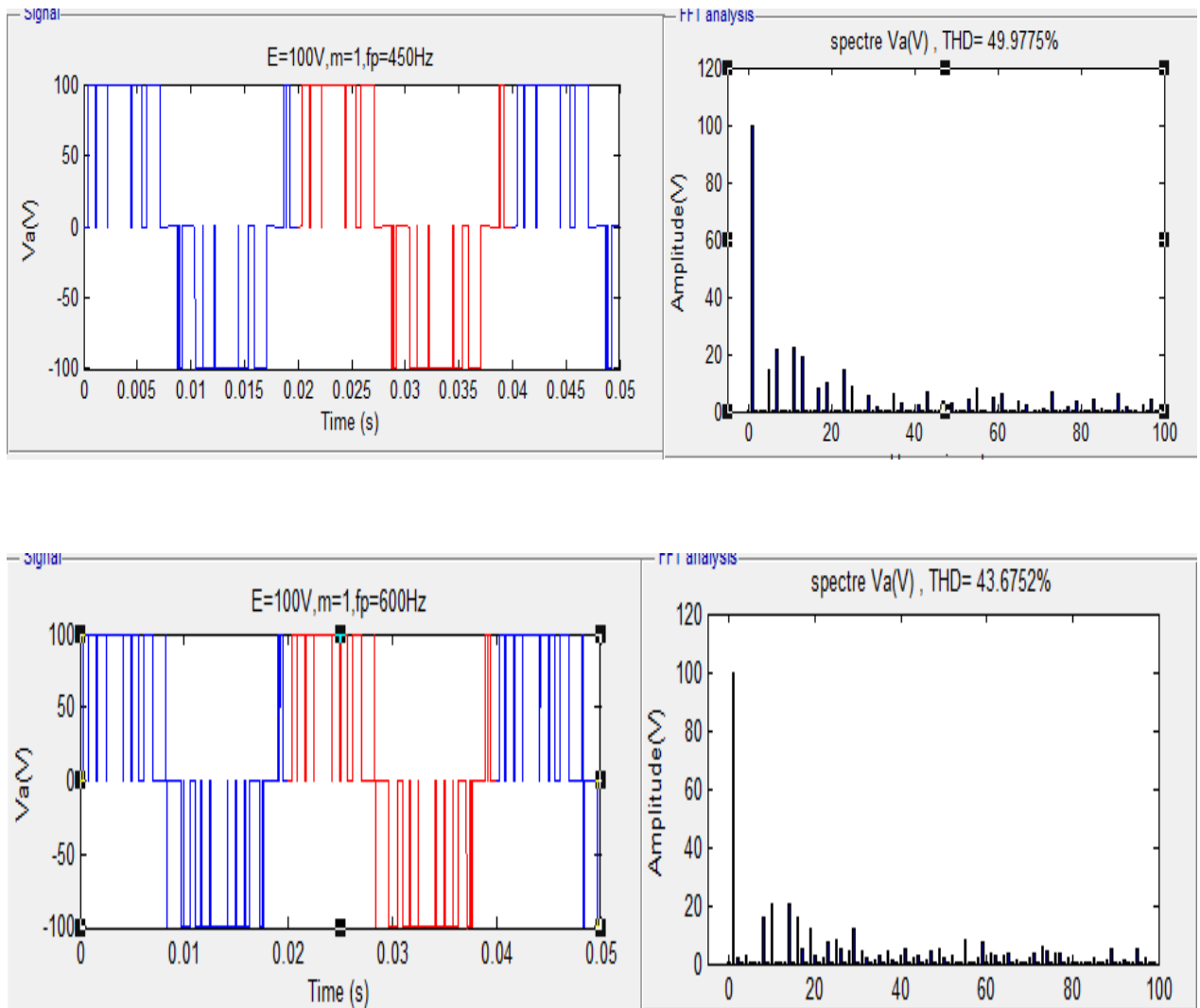
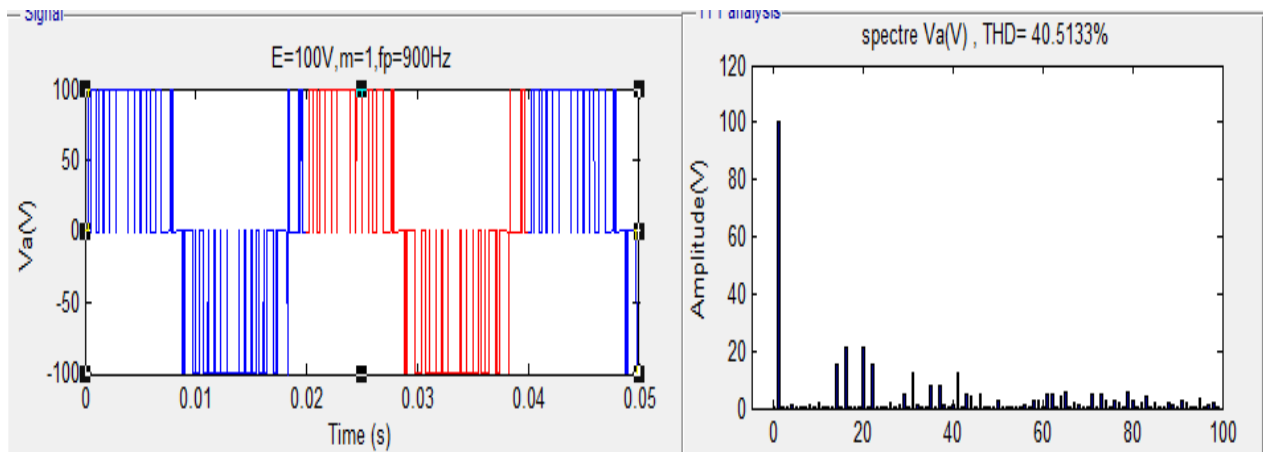


Figure II.24 Onduleur triphasé avec commande (SVPWM).





**Figure II.25 Résultats de Simulation de la commande SVPWM d'onduleur triphasé.**

On remarque que la SVPWM permet d'obtenir un fondamental d'amplitude de 90% par rapport à celui obtenu avec la technique Pleine Onde.

### II.10 Conclusion

D'après les informations citées dans ce chapitre, nous donnons la définition précisée de deux types d'onduleur qui nous utilisons dans notre application, donc l'onduleur de tension en pont complet à quatre interrupteurs qui génère une tension AC d'amplitude et de fréquence réglable à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. On a aussi appliqué une méthode simplifiée de la modulation SPWM et SVPWM de l'onduleur triphasé à deux niveaux de tension. La SPWM permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées. La SVPWM a l'avantage de produire des tensions avec un taux d'harmoniques plus faibles. Dans la fin de ce chapitre nous avons présenté la simulation et l'interprétation du résultat des différentes commandes telles que la commande MLI sinusoidale et la MLI vectorielle.

« ----- »

**Chapitre III :**  
*Partie Expérimentale*

### III.1 Introduction

Tout système de conversion par interrupteurs de puissance, doit être commandé par des signaux d'impulsion. Cependant, ces derniers doivent être conditionnés et adaptés en assurant le niveau de tension, de courant nécessaires et les temps morts adéquats pour éviter tout défaut à différents régimes de fonctionnement. C'est pour cet objectif que cette deuxième partie du travail a été consacrée. Dans tout ce qui suit, nous allons expliquer l'implémentation de la MLI vectorielle sur la carte Arduino méga ainsi nous proposons des architectures des cartes de commande rapprochées de l'onduleur et sa réalisation.[10].

### III.2. La carte Arduino-Mega 2560

On a choisi cette carte parce qu'on a besoin plus de timers et plus de sorties du signal MLI.

- **Vue d'ensemble :**

La carte Arduino-Mega 2560 est une carte à microcontrôleur basée sur un ATmega2560.

Cette carte dispose :

- D'un quartz 16 Mhz,
- D'une connexion USB,
- D'un connecteur d'alimentation jack,
- D'un connecteur ICSP (programmation "in-circuit"),
- D'un bouton de réinitialisation (reset).
- De 54 broches numériques d'entrées/sorties (dont 14 peuvent être utilisées en sorties PWM (largeur d'impulsion modulée)),
- De 16 entrées analogiques (qui peuvent également être utilisées en broches entrées/sorties numériques),

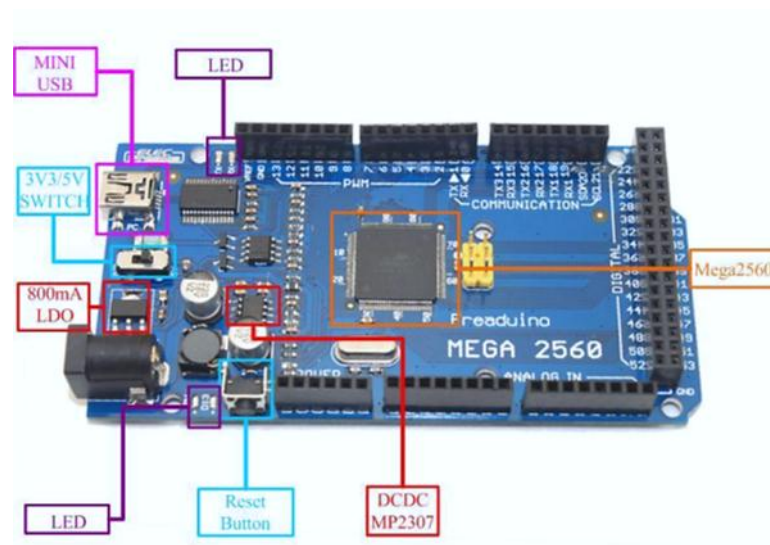
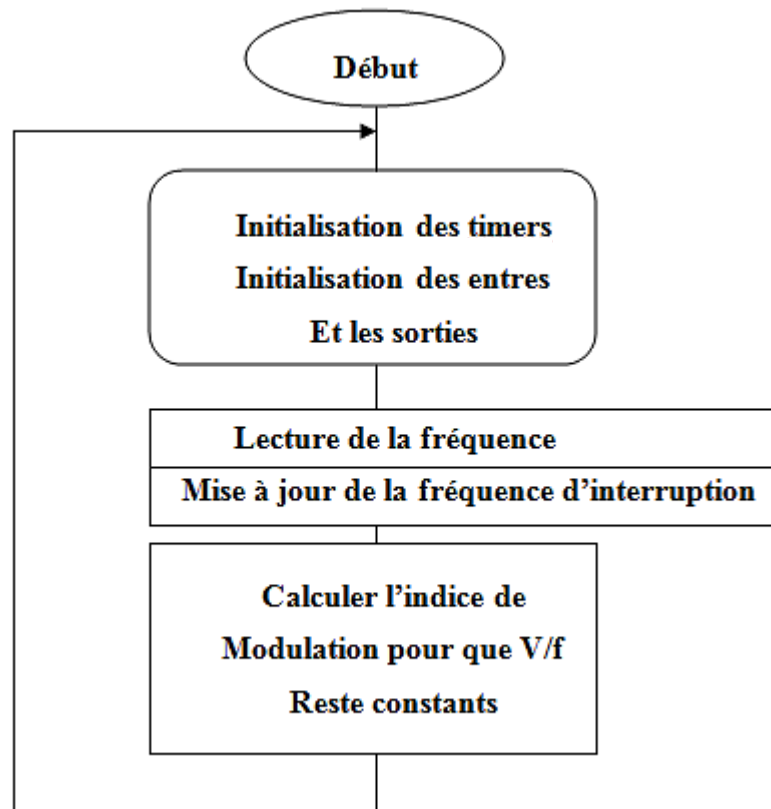


Figure III.1: Arduino Méga.

### III.3 Génération des signaux de commande

Pour générer des signaux de commande, et les transmettre, on a utilisé une carte ARDUINO MEGA, dont les Timers et les sorties numériques sont assez suffisantes. Avec cette carte on a pu implémenter la commande MLI vectorielle pour les trois bras de l'onduleur.

#### III.3.1 L'organigramme de la boucle infini



Org III.1: L'organigramme de la boucle infini.

#### III.3.2 L'organigramme de la routine d'interruption

$$T1 = a * Tz * \frac{\sin(\frac{n\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (\text{III.1})$$

$$T2 = a * Tz * \frac{\sin(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3})}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (\text{III.2})$$

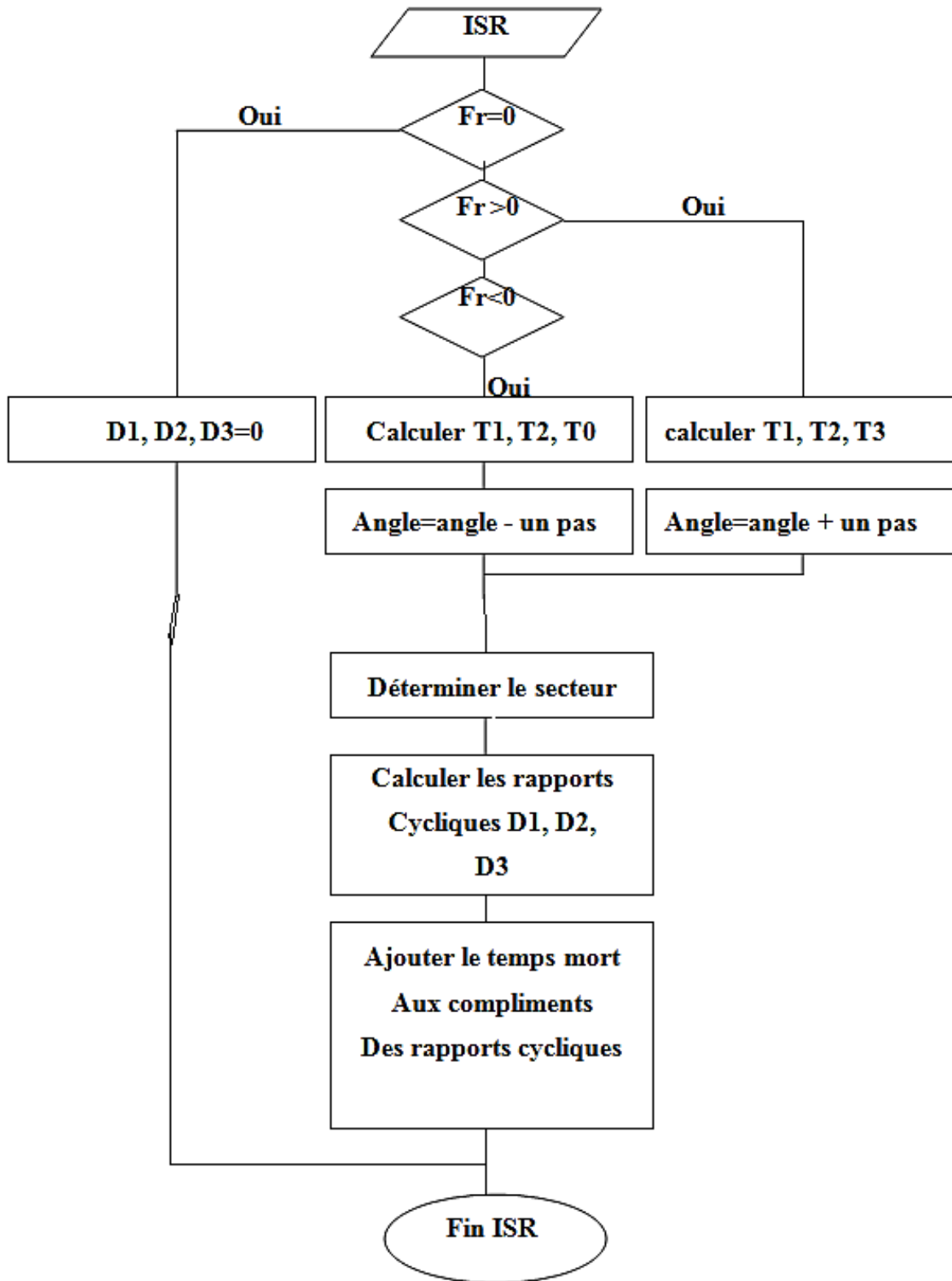
$$T0 = Tz - T1 - T2 \quad (\text{III.3})$$

$Tz$  : la periode du porteuse.

$n$  : Indice du secteur.

$a$  : l'indice de modulation  $0 < a < 0.866$





Org III.2: L'organigramme de la routine d'interruption.

Après le calcul de  $(T_1, T_2, T_0)$  on calcule les rapports cyclique  $D_1, D_2, D_3$  selon le tableau suivant :

<b>Indice du secteur</b>	<b>Rapports cycliques</b>
<b>1</b>	$D_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $D_2 = T_2 + T_0 / 2$ $D_3 = T_0 / 2$
<b>2</b>	$D_1 = T_1 + T_0 / 2$ $D_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $D_3 = T_0 / 2$
<b>3</b>	$D_1 = T_0 / 2$ $D_2 = T_2 + T_0 / 2$ $D_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>4</b>	$D_1 = T_0 / 2$ $D_2 = T_1 + T_0 / 2$ $D_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>5</b>	$D_1 = T_2 + T_0 / 2$ $D_2 = T_0 / 2$ $D_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>6</b>	$D_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $D_2 = T_0 / 2$ $D_3 = T_1 + T_0 / 2$

**Tableau III.1: calcul des rapports cycliques.**

### **III.3.3 Signaux de commande issus de la carte Arduino**

Avant que nous testions notre onduleur sur une machine alternative, nous avons vérifié d'abord les signaux à la sortie de la carte.

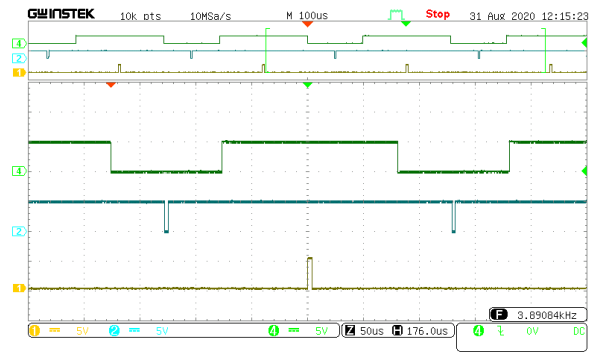
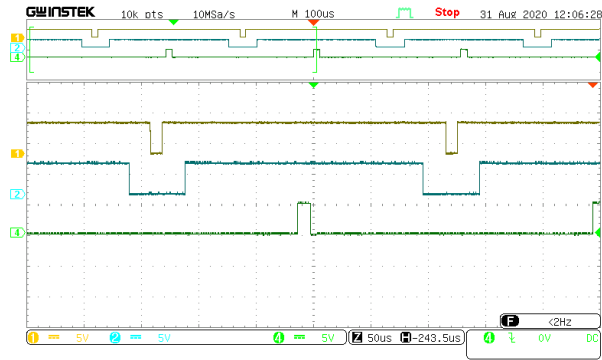


Figure III.2: secteur 1,

a=0.86. Figure III.3: secteur 2, a=0.86.

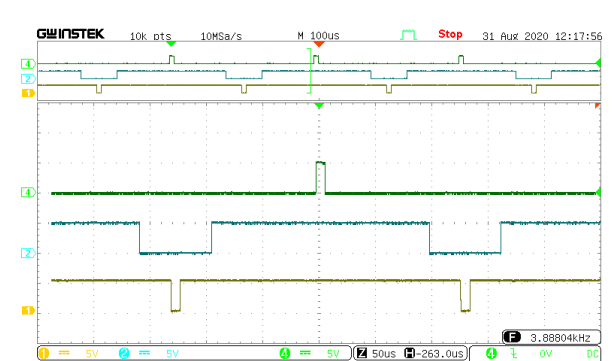
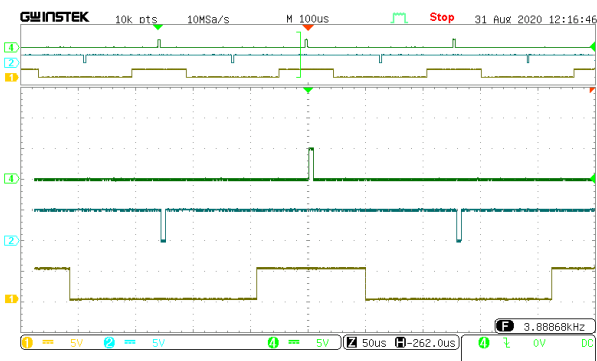


Figure III.4: secteur 3, a=0.86.

Figure III.5: secteur 4, a=0.86.

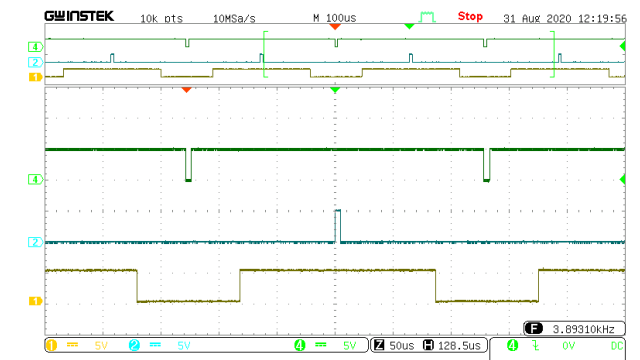
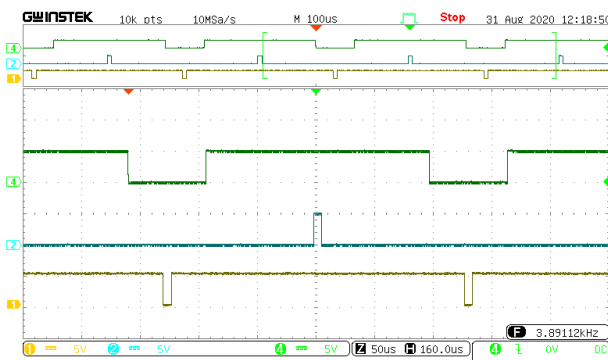


Figure III.6: secteur 5, a=0.86.

Figure III.7: secteur 6, a=0.86.



Figure III.8: secteur 1,  $\alpha=0.50$ .

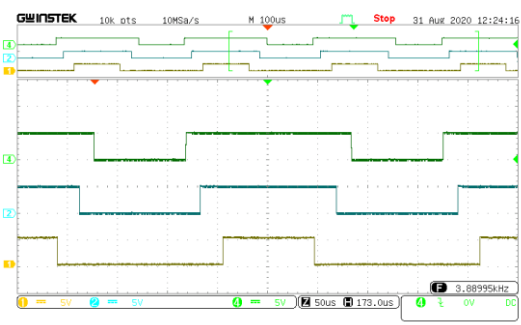


Figure III.9: secteur 1,  $\alpha=0.25$ .

### III.4 Descriptions des composants de la carte de génération des compléments

Cette carte est décrite par la figure III.10, l'entrée reçoit les trois impulsions de commande correspondant au pilotage des trois bras de l'onduleur de tension triphasé. A la sortie on aura les signaux de commande et les compliments avec un temps mort insérer entre les deux [11] .

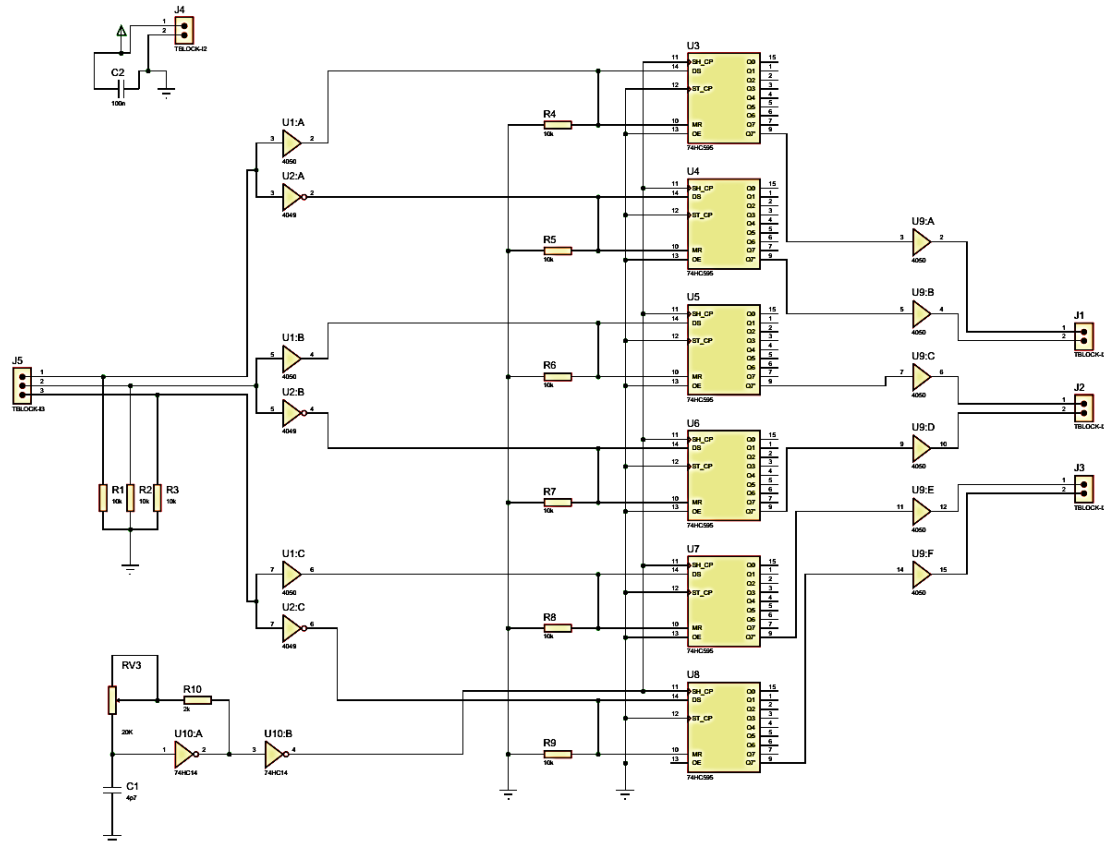
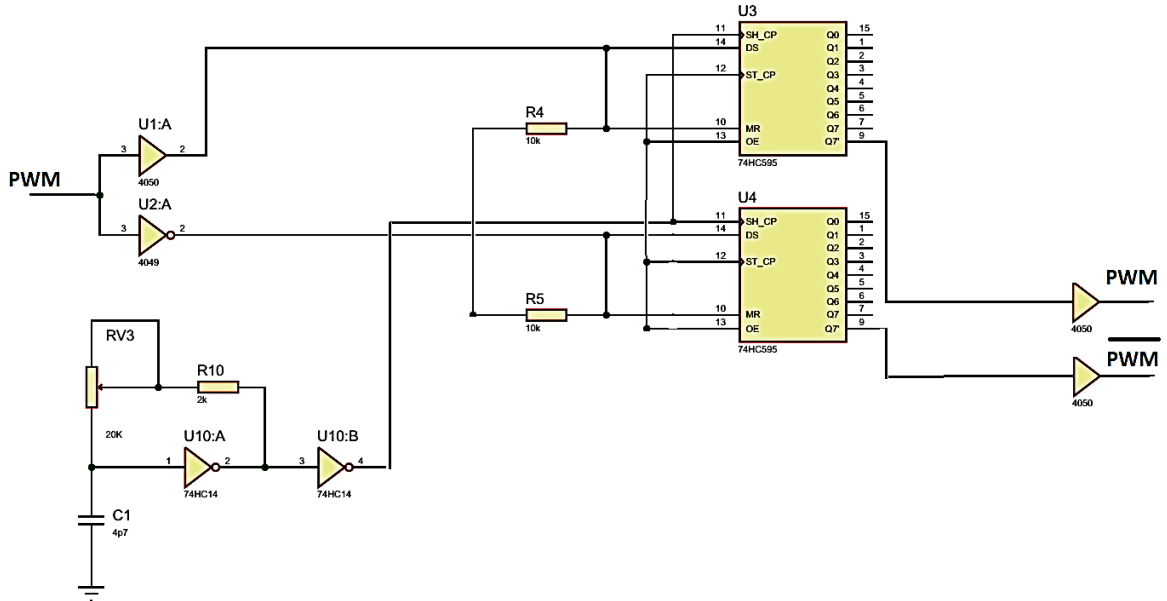


Figure III.10: carte de génération des compléments et des temps morts.

Comme le montre la figure précédente, elle est constituée par des amplificateurs inverseurs et non inverseur de la famille *CMOS(4050, 4049)* qui ont la particularité d'admettre des tensions sur les bornes d'entrées supérieures au niveau d'alimentation du circuit. Ainsi, les niveaux de tension pour le circuit générant les temps morts sont de 0V-5V.

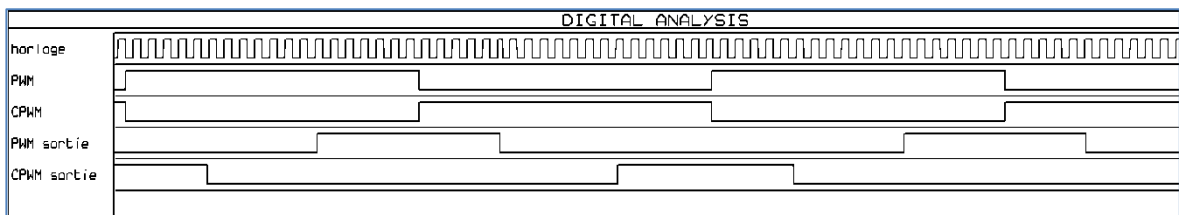
Les amplificateurs sont donc alimentés entre 0 et 5v, par contre les seuils d'entrées peuvent être compris entre 3v et 15v pour le niveau haut ou logique «1» et 0v pour le niveau bas ou logique «0». Cette solution a l'avantage d'accepter une très large gamme de niveaux pour les outils temps réels de la commande.

Le **CMOS 4049** réalise la complémentarité des commandes pour chaque bras de l'onduleur. Pour la génération des temps morts numériques strictement identiques sur les trois bras ont utilisé des registres à décalage de 8 bits de type **74HC595** selon la figure III.11.



**Figure III.11:** génération des compléments et des temps morts.

Les **74HC595** sont placés d'une manière pour garantir le décalage des signaux d'entrée par 8 tics d'horloge seulement pour les fronts montants:



**Figure III.12:** Chronogramme de fonctionnement.

La figure III.12 présente les chronogrammes de fonctionnement, On remarque qu'un temps mort de 8 périodes d'horloge est réalisé entre PWM et PWM.

On calcule le temps mort par l'équation suivante :

$$t_{\text{mort}} = 8 / f_{\text{osc}}$$

Où "fosc" représente la fréquence d'oscillation de l'horloge du circuit. Cette solution garantit des temps morts rigoureusement identiques et évite des disparités sur les trois phases.

L'oscillateur est composé d'un réseau RC qui permet le réglage de la valeur des temps morts. Le réglage de la valeur du temps mort s'effectue par l'ajustement des valeurs de  $R_{osc}$  et de  $C_{osc}$  qui se traduit par une modification de la fréquence de cet oscillateur donnée par:

$$f_{osc} = 0.95 / (R_{osc} * C_{osc})$$

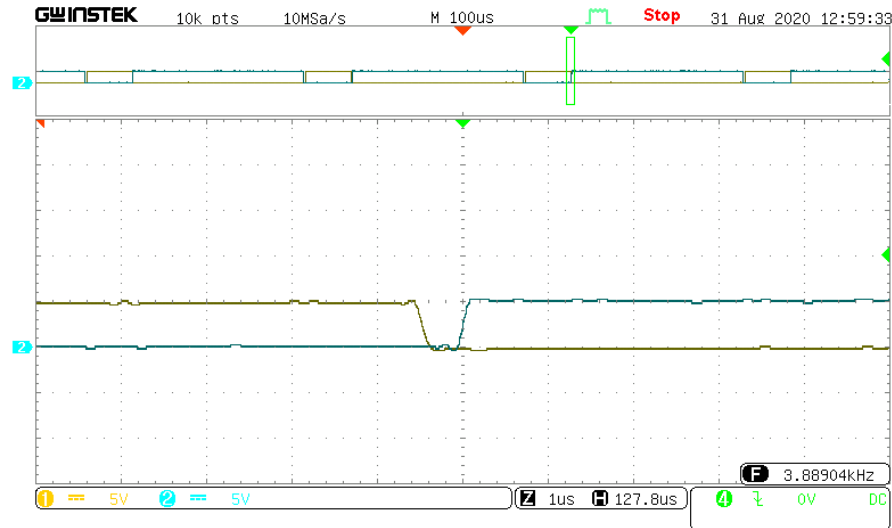


Figure III.13: Temps mort.

Les figures suivantes représentent réalisation de la carte avec ISIS\_ARESS :

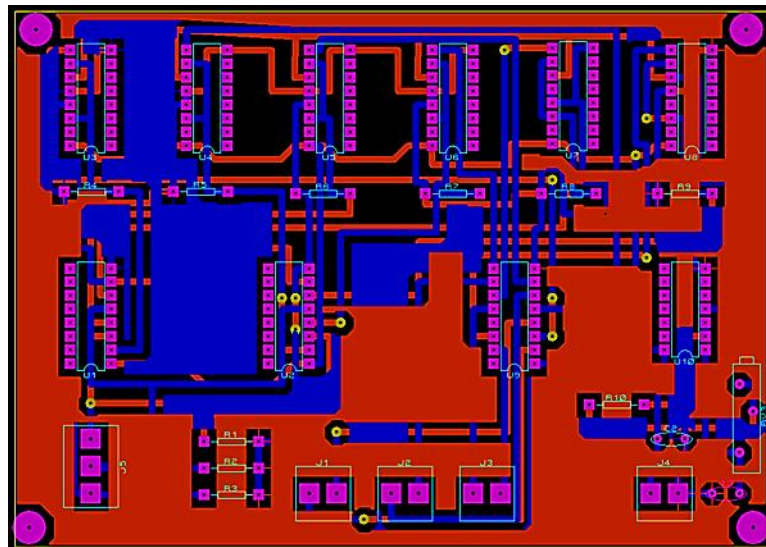


Figure III.14: Carte commande par logiciel ARESS.

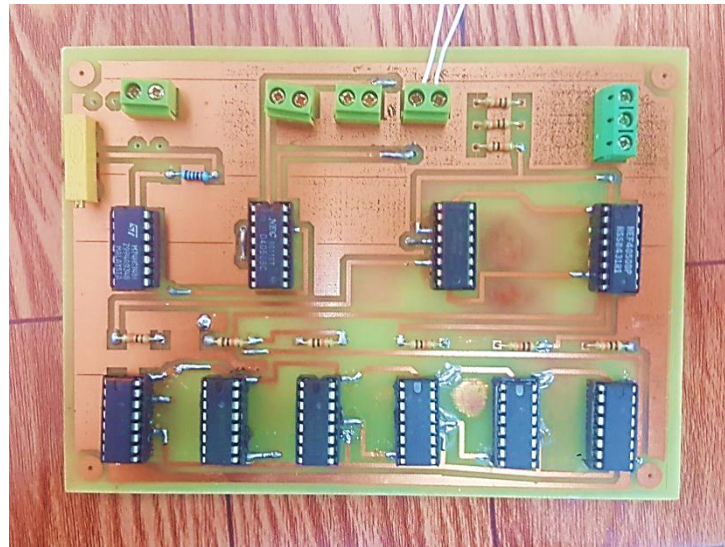


Figure III.15: photo réelle de la carte.

### III.5 Descriptions des composants de la carte rapprochée

La carte qu'on devrait concevoir a pour but de pour commander un onduleur triphasé; elle fait donc commuter deux **IGBT** du même bras, de manière complémentaire. Elle permet de ramener les signaux issus d'une carte Arduino méga (ou d'une commande éloignée) vers des éléments de puissance, en assurant une bonne compatibilité et isolation galvanique entre les deux niveaux de tensions.

#### III.5.1 L'optocoupleur HCPL3150

Idéal pour piloté les IGBTs et les MOSFETs utiliser dans les onduleurs pour le contrôle des moteurs triphasé. La plage de tension de fonctionnement élevée de l'étage de sortie fournit les tensions d'entraînement requises par les dispositifs commandés par grille.

La tension et le courant fournis par cet optocoupleur le rendent idéalement convient pour piloter directement des IGBT avec des puissances jusqu'à 1200 V / 50 A.

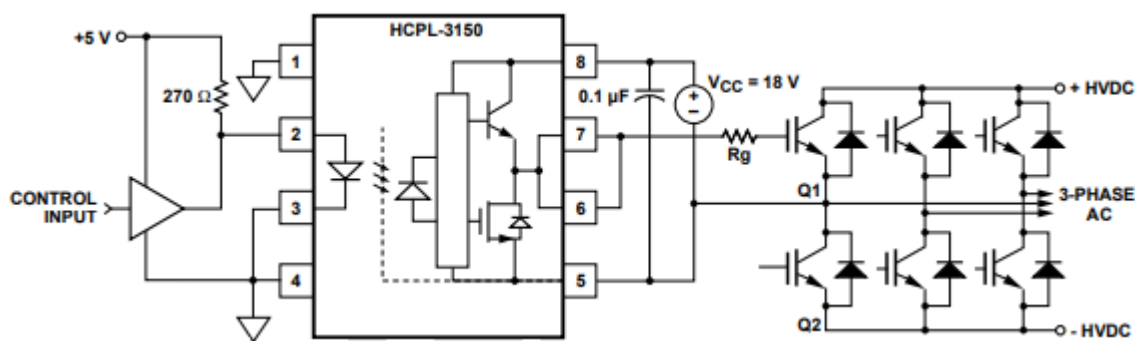


Figure III.16: le branchement recommandé du HCPL3150.

### III.5.2 SN7407

Ces TTL buffer et driver hexagonaux disposent des sorties à collecteur ouvert haute tension pour l'interfaçage avec des circuits de haut niveau (tels que MOS) ou pour piloter des charges à courant élevé (telles que des lampes ou des relais), et sont également caractérisés pour être utilisés comme tampons pour piloter des entrées TTL.

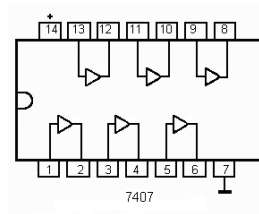


Figure III.17: le branchement interne du 7407.

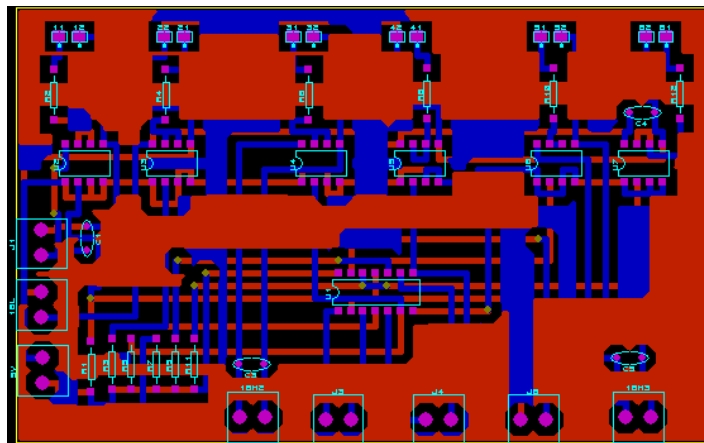


Figure III.18: Carte commande rapprochée par logiciel ARESS.

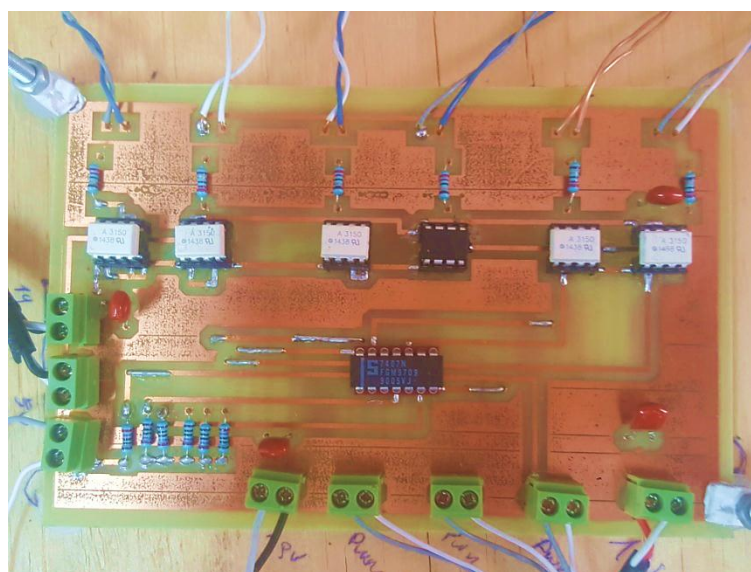


Figure III.19: photo réelle de la carte rapprochée.



### III.6 Descriptions de l'étage de puissance

Un variateur de vitesse est constitué d'un redresseur, d'un filtre et d'un onduleur comme indiqué dans la figure III.17

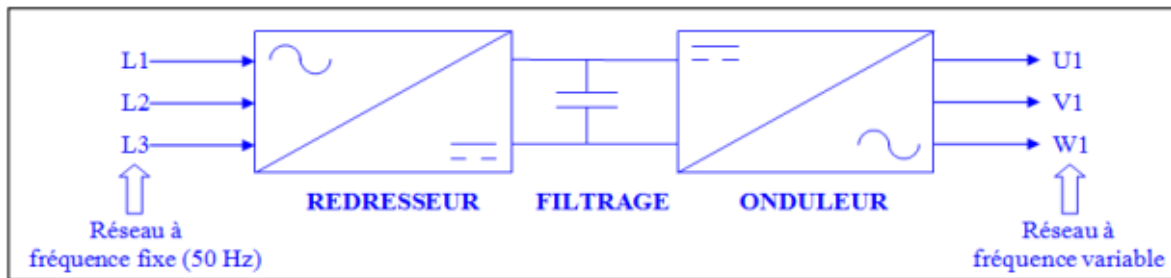


Figure III.20: schéma d'un variateur de vitesse.

#### III.6.1. Partie redresseur :

Dans notre conception nous allons utiliser le pont de diode SKD30/12A1-SEMIKRON ses caractéristiques sont :

- Courant nominal : 30A.
- Tension Max :1600V.
- Nombre de phases : 3 phases.



Figure III.21:pont de diode SKD30/12A1.

#### III.6.2. Partie filtrage :

On a utilisé deux condensateurs de filtrage en parallèle avec le circuit de redressement la valeur d'un condensateur est environ 470 $\mu$ F ce qui donne 940 $\mu$ F pour les deux, et une tension de 400V.



Figure III.22:condensateurs de filtrage.

### III.6.3. Partie onduleur

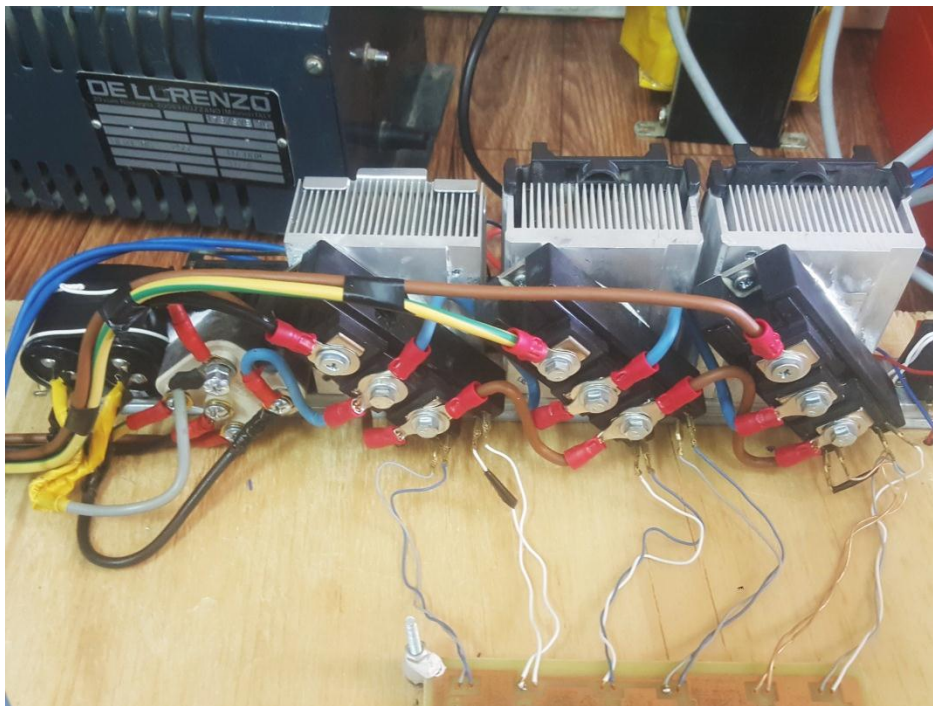
Dans cette partie on utilise trois bras IGBTs de type MG75J2YS50 de la société TOSHIBA ses caractéristiques sont:

- Courant de collecteur nominal : 75A.
- Tension nominale :600V.
- Courant de collecteur Max : 150A.
- Tension d'isolation : 2500V.
- $T_{on}$  : 0.40 $\mu$ s
- $T_{off}$  :0.50 $\mu$ s



**Figure III.23:**bras MG75J2YS50.

Pour le refroidissement on a procuré des radiateurs des processeurs puis on a implémenté les bras sur ces derniers.



**Figure III.24:**photo de l'étage de puissance.

Pour protéger notre circuit de puissance contre les surtensions et les courts-circuits ont placé en amont une porte-fusible de 25A puis un disjoncteur triphasé de 30A.

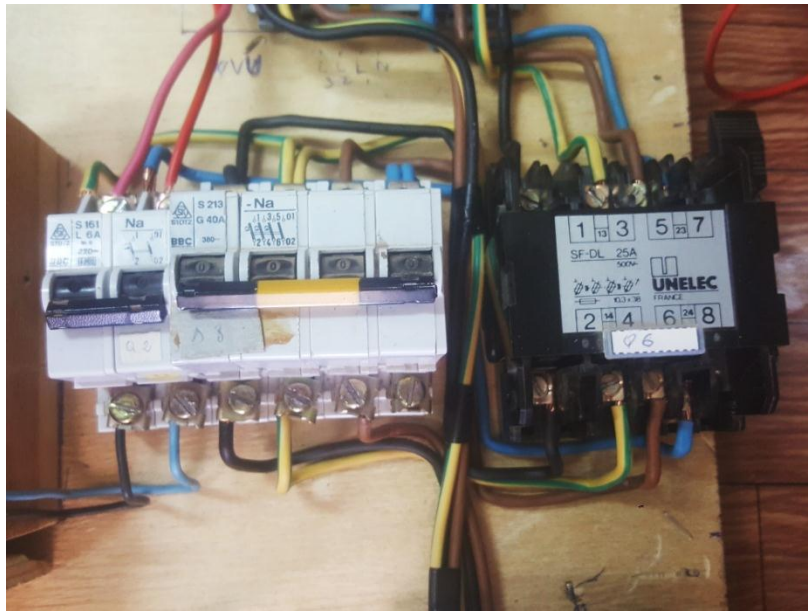


Figure III.25: photo de l'étage de protection.

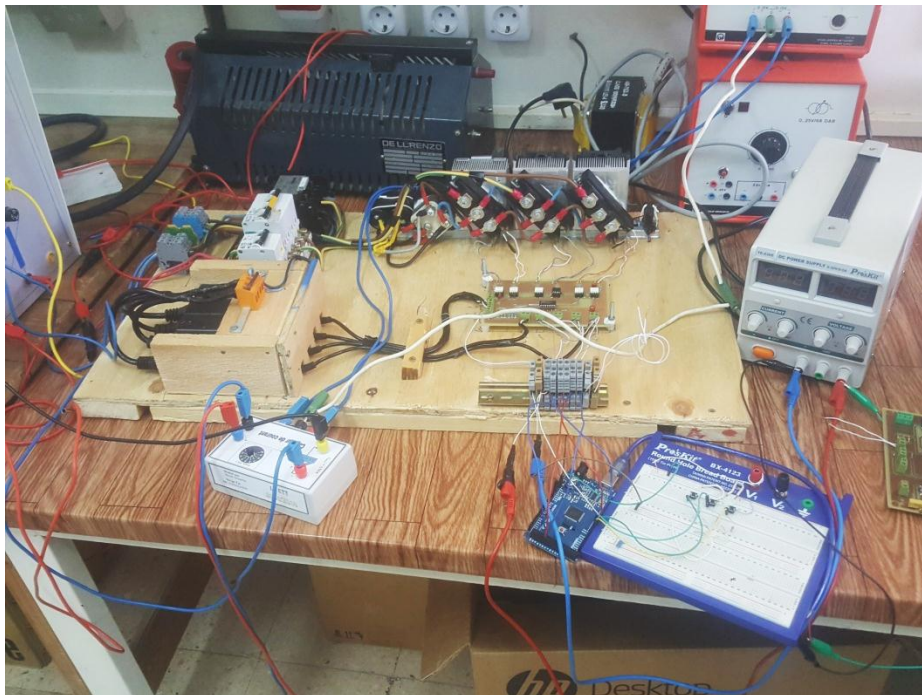


Figure III.26: photo de notre projet.

### III.7 Résultats expérimentaux

#### III.7.1 Essai de l'onduleur en association avec une charge RL triphasé

La figure suivante représente la tension simple  $V_{an}$  et le courant de ligne d'une phase

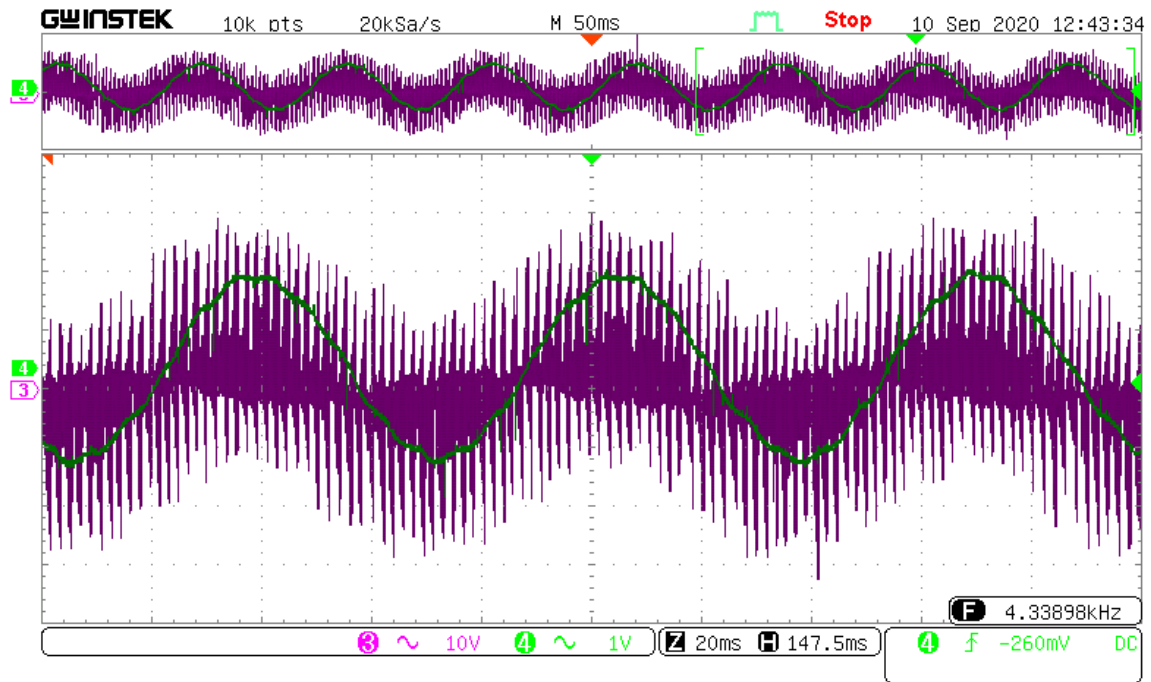


Figure III.27: la tension simple  $V_{an}$  et le courant de ligne.

La figure suivante représente la tension composée  $V_{ab}$  et le courant de ligne d'une phase

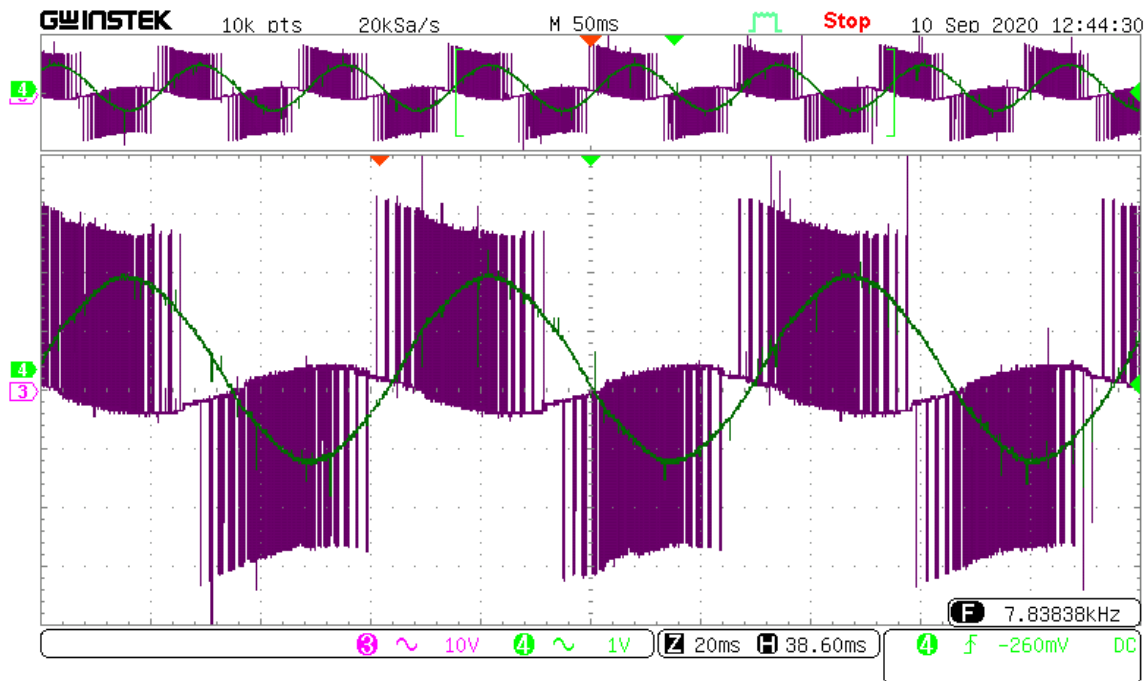


Figure III.28: la tension composée  $V_{ab}$  et le courant de ligne.

### III.7.1 Essai de l'onduleur en association avec une machine asynchrone triphasé :

La figure suivante représente la tension simple  $V_{an}$  et le courant de ligne d'une phase



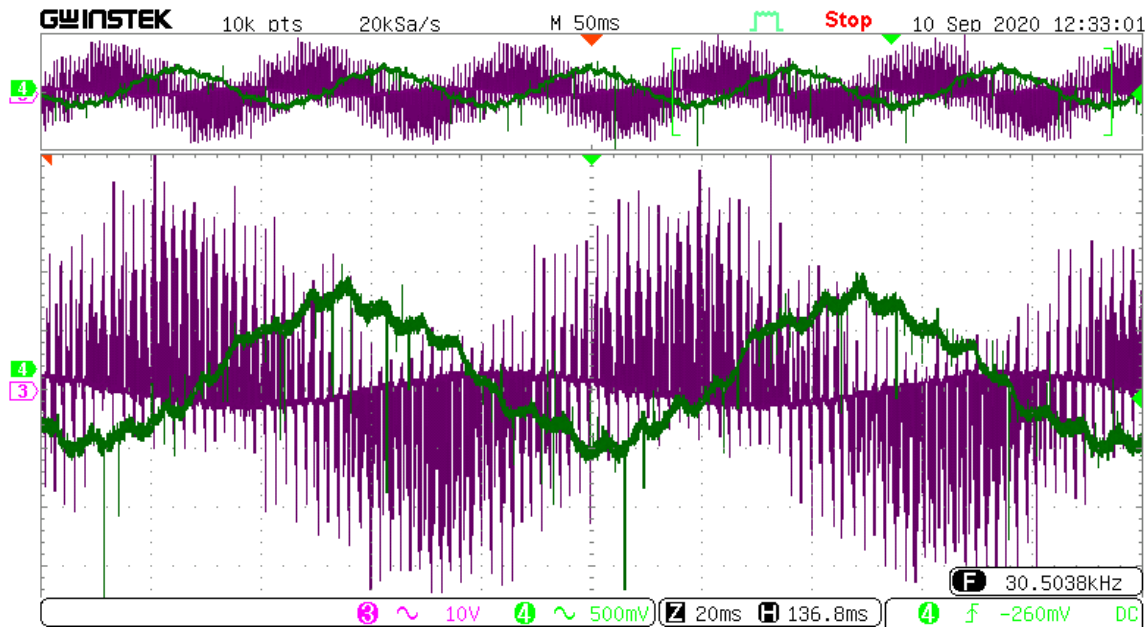


Figure III.29: la tension simple  $V_{an}$  et le courant de ligne.

La figure suivante représente la tension composée  $V_{ab}$  et le courant de ligne d'une phase

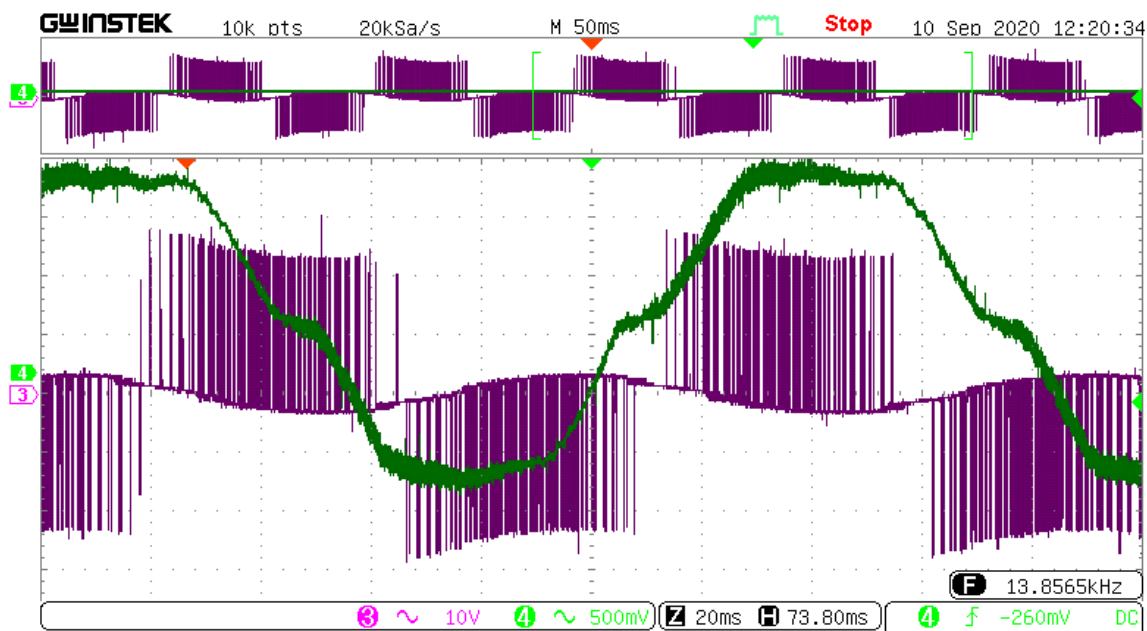


Figure III.30: la tension composée  $V_{ab}$  et le courant de ligne.

La figure suivante représente le courant d'une phase et la représentation fréquentielle FFT



Figure III.31: le courant d'une phase et son FFT.

### III.7 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté les différents organes qui constituent notre banc d'essai réalisé. Nous avons essayé d'expliquer au mieux les étapes pour la réalisation de l'onduleur, à chaque passage, nous avons utilisé nos connaissances théoriques afin de surmonter les obstacles au quels la réalisation pratique nous faisait face. Grâce à cette réalisation, nous avons amélioré et renforcé nos connaissances théoriques.

Une fois le banc d'essai était réalisé, nous l'avons commandé par la commande SVPWM par Arduino-mega et nous avons visualisé les diverses allures de la commande SVPWM. Ces dernières, si nous les comparons à celles dans les simulations, nous constaterons alors, que les résultats sont similaires.

Cependant ce dernier chapitre, nous a permis aussi de mettre en évidence l'importance et la performance de commande SVPWM (technique la plus utilisée pour les onduleurs triphasés à deux niveaux) par rapport à d'autres commandes. Ceci dit, le modèle réalisé est valide.

# **Conclusion Générale**

## Conclusion Générale

Dans ce projet de fin d'études, nous avons effectué une étude théorique sur le convertisseur statique et les onduleurs de tension de deux niveaux.

Le modèle mathématique de ce dernier est établi, après étude en passant par la connaissance du principe de fonctionnement. Des simulations du fonctionnement des onduleurs de tensions commandés par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion ont été effectuées.

Dans une deuxième étape, on a passé à la réalisation de deux carte de commande de l'onduleur triphasé ainsi que l'implémentation de la SVPWM sur une carte arduino méga avec un rapport  $V/f$  égale constant.

La dernière partie a exposé la validation pratique de la technique MLI sur l'onduleur triphasé que nous avons réalisé. Les résultats expérimentaux ont été similaires avec les résultats de simulation ce qui montre l'efficacité de notre onduleur. En outre, ce dernier a énormément contribué à consolider nos connaissances dans la réalisation d'un onduleur de tension triphasé, surtout avec son importance dans le domaine industriel. Des difficultés rencontrées nous lors de la réalisation pratique, qui se résume uniquement sur la disponibilité des composants électronique. A travers ce projet on a su acquérir l'esprit du travail en groupe avec tout l'échange d'idées qui vient avec, et la capacité de bien coordonner et répartir les tâches.

Les résultats expérimentaux sont très encourageants, ce qui permet de dire que notre objectif a été atteint.

« ----- »



**Références  
Bibliographiques**

## Références bibliographiques

## Références bibliographiques

### **Chapitre I:**

- [1] Cyril W. LANDER. Electronique de puissance, Mc-Graw Hill, 1989.
- [2] Guy SÉGUIER. Electronique de puissance, 8ème édition, Dunod, 2004.
- [3] Hervé LABORNE. Convertisseurs assistés par un réseau alternatif (Tome 1 et 2), E Eyrolles, 1989-1992.
- [4] KHALEDyahia « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur Asynchrone triphasé », thèse de magister université de Biskra [2005].
- [5] YAKOUBK. “ Réduction des effets de la tension homopolaire dans les Associations onduleurs multi niveaux moteur à induction “ thèse de Magistère de l'université de Batna [2005].

### **Chapitre II:**

- [1] M.Meddah, A.rabah Contribution au développement des performances d'un onduleur monophasé. Université IBN KHALDOUN-Tiaret Mémoire de fin d'étude, promotion 2006-2007.
- [2] Philippe MISSIRLIU lycée Newton-ENREA Clichy.
- [3] Mr : A. Haddoun, "Mémoire de \_n d'études En vue de l'obtention du Diplôme de Master en Systèmes Electriques et Automatique (SEA) : Modélisation et commande d'un onduleur MLI", "Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi", Année : "2008/2009".
- [4] BERREZZEK Farid. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs a MLI Associes a une Machine Asynchrone. Université de Annaba-Badji Mokhtar, 2006.
- [5] le Jury, Devant. Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Université Badji Mokhtar Annaba, "1945".
- [6] AMEUR Khaled. Contribution to the Study of a Standalone Photovoltaic System with a New Tracking Control of the Global MPP. University Amar Telidji of Laghouat, "April 2018".
- [7] ZOUGGAR Elwalid, "Mémoire de Magister Sur le Thème : développement de l'algorithme de command de l'onduleur base sur la séquence alternante de vecteur nul(alternatingzerovectorsequence)", "université badjimokhtar - Annaba", Année : "2007/2008".

[8] : OBEIDI Nabil ET BOUGUETTAYA Tarak ,« Commande d'un Moteur à Courant Continu Alimenté par un Hacheur avec la Carte Arduino », Mémoire MASTER 25/05/2016

[9] : TOGOLA Kadiatou ,ABBANE Mahdi « ETUDE D'UN CONVERTISSEUR ALTERNATIF-CONTINU A ABSORPTION SINUSOÏDALE UTILISANT UN ONDULEUR A RESONANCE », Mémoire MASTER, UNIVERSITE DE MOULOU D MAMMERI

[10] : BENNACEUR YACINE , « Commande d'un convertisseur CA/CC et contrôle par différentes techniques », Mémoire MASTER, UNIVERSITE D'EL-OUED 2015

[11] : MECHAOUF MED LAMINE ,« *Gradateur monophasé et triphasé, modélisation et application* », Mémoire MASTER, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA 2019

[12] : [https://www.automation-sense.com/blog/electronique/les-convertisseurs-statiques-definitionexemples.html#:~:text=Un%20convertisseur%20statique%20est%20un,des%20machines%20C3%A9lectriques%20coupl%C3%A9es%20m%C3%A9caniquement.&text=C'est%20l%C3%A8re%20des%20convertisseurs%20statiques.,\\_site internet, le 15/10/2020](https://www.automation-sense.com/blog/electronique/les-convertisseurs-statiques-definitionexemples.html#:~:text=Un%20convertisseur%20statique%20est%20un,des%20machines%20C3%A9lectriques%20coupl%C3%A9es%20m%C3%A9caniquement.&text=C'est%20l%C3%A8re%20des%20convertisseurs%20statiques.,_site%20internet,le%2015%2F10%2F2020)

[13] : OKBA Salah et BEDDIAR Walid ,« Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI », Mémoire MASTER, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2018/2019

[14] :BRIGHEN Haroun, HALAIMIA Safouane, « Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale », Mémoires de Master, UNIVERSITE LARBI TEBSSI TEBESSA,2015-2016

[15] : BERREZZEK FARID ,« *Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone* », MEMOIRE de MAGISTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA 2006

[16] : un Livre MÉCANIQUE David SÉNÉCHAL, UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE, Faculté des sciences, Département de physique 30 mai 2018

[17] : Bernard MULTON, « Electronique de puissance » Magistère Mécatronique, Département de Mécatronique - Ecole Normale Supérieure de Rennes 2015/2016

[18] : Zahir Ait Ouali,« *Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone* », MEMOIRE de MAGISTER, Université MOULOU D MAMMERI de TIZI-OUZOU

## ملخص

أدت التطورات في تصنيع أشباه موصلات الطاقة إلى حل وسط بين تردد القطع والطاقة، لذلك جعلت تقنيات التحكم في العاكس الجديدة من الممكن تطوير هياكل عاكس جديدة ذات أداء عالٍ مقارنةً بالمحولات التقليدية. تتكيف هذه المحولات متعددة المستويات مع التطبيقات التي تتطلب طاقة عالية، مما يسمح لنا بتوليد بيئة تدريب متغيرة السرعة بشكل أفضل. يتيح ارتباط المحولات الساكنة بالألات الكهربائية إنتاج مجموعات كهروميكانيكية بسرعة متغيرة مع الحفاظ على المزايا المعروفة لهذه المحركات.

مهمتنا هي دراسة تحكم متعدد الخيارات متعدد الاستخدامات ومقارنة أداء كل منها. نحن قادرين على تطوير موج للقضاء على النواقل والتناغم، لتنفيذها على أردوينو.

دراسة موج هيناق للموجات، في المحاكاة في Matlab، من خلال النظر في معدل التشويه التوافقي لموجات وجود إشارة الجهد والتيار الممتصة بواسطة حمولة RL.

تم إجراء التحقق التجريبي من تقنية المتجه موج على هذا الحمل أيضًا على أردوينو.

**الكلمات المفتاحية:** موج، تعديل عرض النبض، ناقل تعديل عرض النبض، التوافقيات، معدل التشويه التوافقي، أردوينو.

## Résumé

L'évolution dans la fabrication des semi-conducteurs de puissance font le compromis entre la fréquence de coupure et la puissance, ainsi les nouvelles techniques de commandes des onduleurs, ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs d'une grande performance par rapport aux onduleurs conventionnels. Ces onduleurs multi-niveaux s'adaptent aux applications qui nécessitent une puissance élevée, nous permettent de mieux générer l'environnement des entraînements à vitesse variable.

L'association des convertisseurs statiques aux machines électriques permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ces moteurs.

Notre travail consiste à étudier une commande MLI à choix multiple et comparer les performances de chacune d'elle. Nous sommes amenés à développer des MLI vectorielles et à élimination d'harmoniques, de les implémenter sur Arduino.

La MLI étudiée est la MLI vectorielle, en simulation sous Matlab, en regardant le taux de distorsion harmonique THD et la qualité du signal de la tension et du courant absorbé par une charge RL.

Une validation expérimentale de la technique de MLI vectorielle sur cette charge est également conduite sur Arduino.

**Mots-clés :** Onduleurs, MLI, MLI vectorielle, harmoniques, THD, Arduino.

## Abstract

Evolution in produce of semi-conductors of power do the compromis between cut-off frequency and power, so the news technique of control of inverter, have allowed to develop a new structure of inverter of a great performance from the conventional inverters. These inverters multi-level adapt to the application which require a high power, weal low to better generate environment of variable speed training.

The association of static converters with electrical machines makes it possible to produce electromechanical assemblies at variable speed while maintaining the well-know advantages of these motors .

Our work consists to study and control PWM multiple choice and compare with performance of each of them. We sum brought to develop vector PWM and elimination of harmonics, to implement them on Arduino.

PWM studied is PWM vector, in simulation in MATLAB, looking at the rate of harmonic distortion and the quality of signal voltage and current absorbed by a charge RL.

An experimental validation of the vector PWM technique on this charge is alsocarried out on Arduino.

**Keywords :**Inverter, PWM, PWM vector, Harmonic, Arduino, THD.

