

# Table des Matières

---

Introduction générale

Liste des Figures

Liste des Tableaux

## **Chapitre I : Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI**

I.1	Introduction.....	4
I.2	Définition de l'Onduleur.....	4
I.3	Classification des Onduleurs .....	4
I.3.1	Onduleurs non autonome .....	4
I.3.2	Onduleur autonome.....	4
I.3.2.1	Les Onduleurs (autonomes) de tension .....	5
I.3.2.2	Les onduleurs (autonome) de courants.....	5
I.3.3	Les onduleurs à résonance .....	5
I.4	Types d'onduleurs autonomes de tension.....	5
I.4.1	Les onduleurs monophasés .....	5
I.4.2	Les onduleurs triphasés.....	6
I.4.3	Les onduleurs multi niveaux .....	7
I.4.4	Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé .....	7
I.5	Stratégies de commande .....	9
I.6	La Modulation de largeur d'impulsion .....	11
I.6.1	Principe de la modulation de largeur d'impulsion .....	11
I.6.2	Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) .....	12
I.6.3	Types de Modulation .....	13
I.6.3.1	Modulation naturelle .....	13
I.6.3.2	Modulation Régulière.....	13
I.7	Technique de production d'onde MLI.....	14
I.7.1	Technique analogique .....	14
I.7.2	Technique numérique.....	14
I.7.3	Technique hybride.....	14
I.8	Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions.....	15
I.8.1	La modulation linéaire multiple (UPWM).....	15
I.8.2	La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM) .....	15
I.8.3	La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM).....	16
I.8.4	La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle .....	16

# Table des Matières

---

I.8.4.1 Signaux de référence .....	17
I.8.4.1 La porteuse .....	17
I.8.5 La modulation calculée .....	17
I.9 La Modulation vectorielle.....	18
I.10 Principaux avantages de la MLI .....	18
I.11 Conclusion .....	18

## **Chapitre II : Commande MLI Vectorielle d'un onduleur triphasé**

II.1 Introduction .....	18
II.2 Principe de la MLI vectorielle.....	19
II.3 MLI vectorielle, montage triangle.....	20
II.3.1 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.....	21
II.3.2 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur .....	23
II.3.3 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque bras. ....	24
II.3.4 Tension d'alimentation de l'onduleur.....	27
II.4.4 Algorithme de programmation .....	28
II.5 Conclusion.....	28

## **Chapitre III : Implémentation de la MLI Vectorielle sous Arduino**

III.1 Introduction.....	29
III.2 Commande numérique .....	29
III.3 Description de la carte ARDUINO .....	30
III 3.1 Partie matérielle.....	30
III 3.2 Partie logicielle.....	31
III.4 La carte ARDUINO Mēga2560 .....	31
III.4.1 Les caractéristiques de la carte ARDUINO MEGA2560.....	32
III.4.2 Partie programme .....	33
III.4.2.1 L'environnement de la programmation .....	33
III.4.2.2 Structure générale du programme (IDE Arduino).....	33
III.4.2.3 Commandes de structure du programme .....	34
III.5 Création un signal MLI à partir de l'ARDUINO .....	35
III.5.1 Principe de création .....	35
III.6 Simulation de la commande par modulation d'un onduleur triphasé .....	36
III.6.1 La présentation des blocs sous Simulink de la MLI vectorielle.....	36
III.6.2 Résultats de simulation de la commande MLI vectorielle .....	37

# Table des Matières

---

III.7 MATLAB Arduino .....	40
III.8 Conclusion .....	42

## Chapitre IV : Réalisation et Expérimentations

IV.1 Introduction.....	43
IV.2 Génération des signaux.....	43
IV.3 Circuit de commande de l'onduleur triphasé .....	44
IV.3.1 Système de génération des compléments et des temps morts .....	44
IV.3.1.1 Driver <i>IXDP630</i> (Inverter Interface and Digital Dead time Generator).....	45
IV.3.2 La partie Commande rapprochée .....	47
IV.3.2.1 Isolation .....	47
IV.3.2.2 Optocoupleur HCPL2211 .....	47
IV.3.2.3 Applications.....	47
IV.4 La simulation virtuelle de la carte commande «PORTEUS» .....	48
IV.4.1 Gestion du temps mort .....	50
IV.5 Partie puissance.....	51
IV.5.1 Caractéristique statique et interrupteur .....	51
IV.5.2 Choix d'interrupteur.....	52
IV.6 Réalisation de l'onduleur triphasé avec bras redondant .....	52
IV.6.1 DRIVER.....	52
IV.7 Simulation de la carte puissance .....	53
IV.8 les résultats expérimentaux .....	55
IV.9 analyse des résultats.....	56
IV.10 Conclusion .....	56

Conclusion Générale

Annexe

Références bibliographies

Résumé

# Table des Matières

---

## I.1 Introduction

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

## I.2 Définition de l'Onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

## I.3 Classification des Onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [1].

### I.3.1 Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [2].

### I. 3.2 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou les autres semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie [3].

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [4]:

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

# Table des Matières

---

## **I.3.2.1 Les Onduleurs (autonomes) de tension**

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie «  $i'$  » est donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

## **I. 3.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants**

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes [5].

## **I.3.3 Les onduleurs à résonance**

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [6].

## **I.4 Types d'onduleurs autonomes de tension**

### **I.4.1 Les onduleurs monophasés**

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

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur pushpull (Fig.I.1).
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (Fig.I.2).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (Fig.I.3) [4].



## Table des Matières

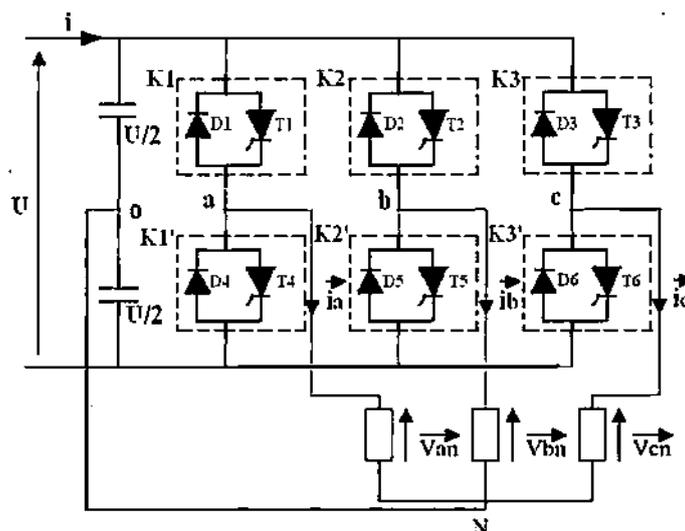


Figure I.4 : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.

### I.4.3 Les onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée ( $> 5000$  tr/mn).

La technique de la modulation de largeur d'impulsion est la plus appropriée à la commande des moteurs asynchrone. Car l'atténuation des harmoniques avec cette technique est remarquable [9].

### I.4.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. I.4). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

Les couples d'interrupteurs ( $K_a$  et  $K'_a$ ), ( $K_b$  et  $K'_b$ ), ( $K_c$  et  $K'_c$ ) 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. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de

## Table des Matières

---

roue libre assurant la protection des transistors. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne[8] :

$S_{a,b,c} = 1$ : Interrupteur du demi-bras **haut** (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$ : Interrupteur du demi-bras **bas** (a, b ou c) Ouvert.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I-1)$$

Tel que  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (I-2)$$

Sachant que :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simple de la charge, et  $V_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif « o ».

$$V_{jo} = V_j - V_o = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé} (S_j = 1) \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K'_j \text{ fermé} (S_j = 0) \end{cases} \quad (I-3)$$

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I-4)$$

La substitution de (I-4) dans (I-2) aboutit à :

## Table des Matières

---

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I-5)$$

En remplaçant (I-5) dans (I-2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I-6)$$

L'équation (I-5) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \text{ Soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (I-7)$$

Nous avons exprimés  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de  $V_{jo}$  de (I-3) dans le système (I-7) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} [V_{jn}] = U_{dc} [T][S_j] \quad (I-8)$$

### I.5 Stratégies de commande

On distingue les stratégies de commande suivante :

- 1) Commande pleine onde (dite 180°).
- 2) Commande décalée.

## Table des Matières

---

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

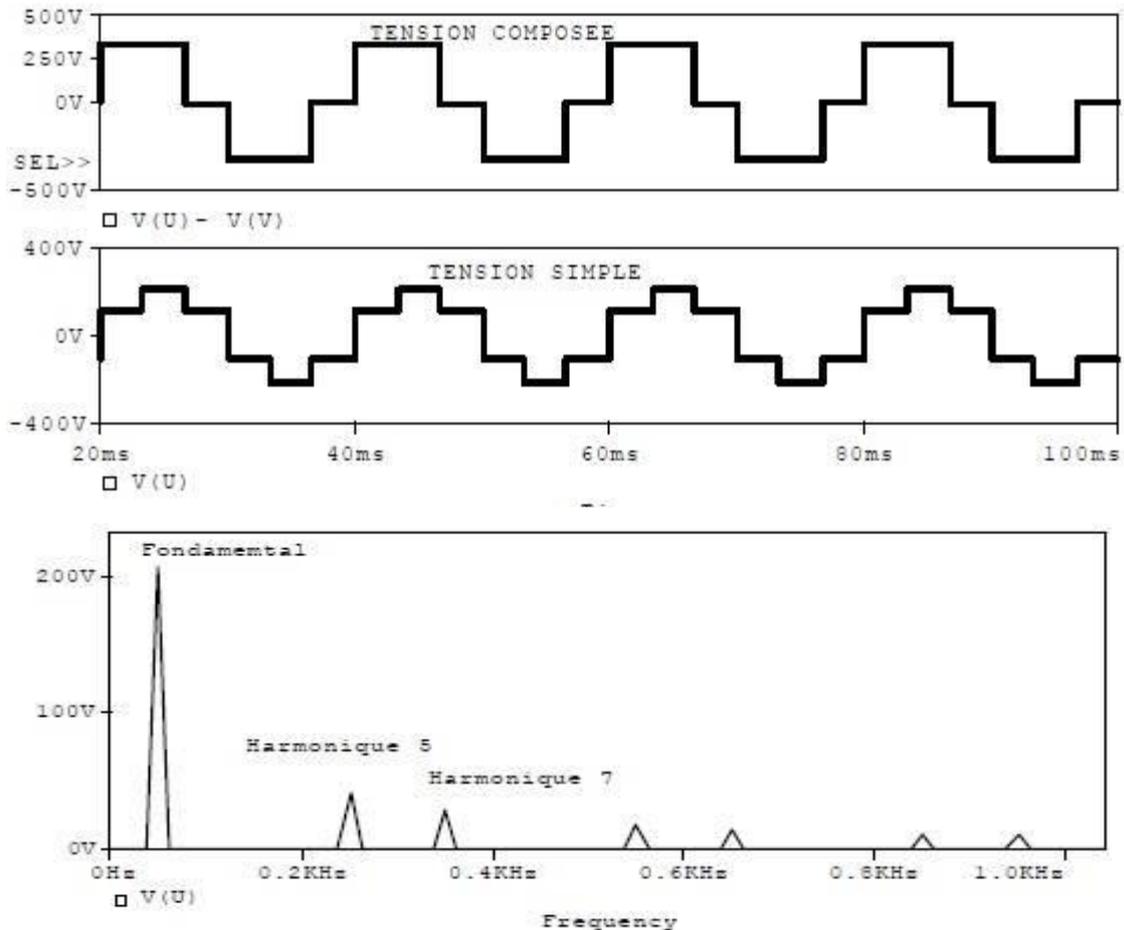
La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques.

Pour une commande 180°, la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par [8] :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^a \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left( n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (I-9)$$

Les tensions  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  sont décalée par rapport à  $V_{ab}$  respectivement de 120° et 240°.

La représentation du spectre d'harmonique (fig.I.6) des tensions simples et composées montre la présence des harmoniques d'ordre  $K = 6n \pm 1$ , avec  $k$  : entier



# Table des Matières

---

*Figure I.5 : Forme d'onde de tension simple, tension composée et spectre d'harmonique pour une commande 180°.*

Cet inconvénient disparaît si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang bien spécifique.

## I.6 La Modulation de largeur d'impulsion

Nous avons dit auparavant (I.7) que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) à une fréquence très voisine de celle du fondamental.

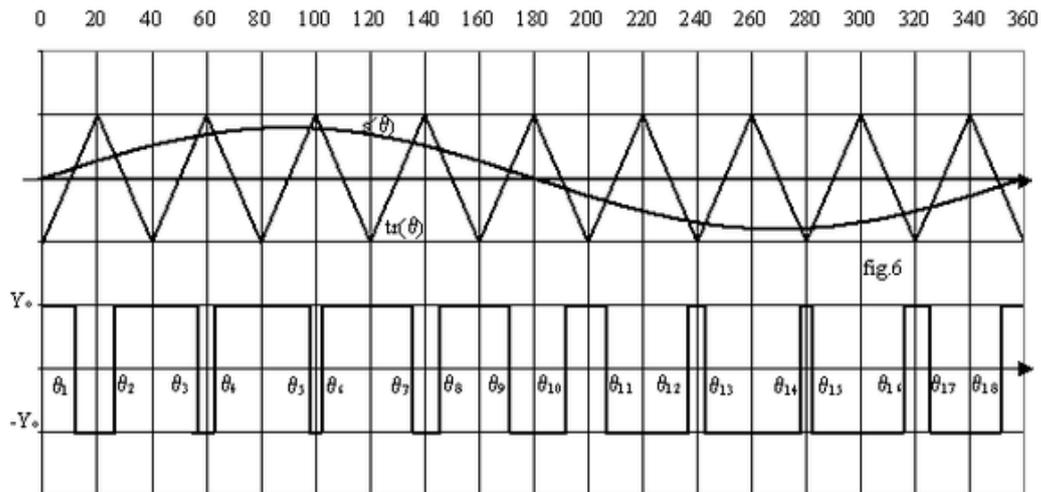
La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie.

### I.6.1 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 largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f$ , avec un signal appelé porteuse d'amplitude  $A_p$  et de fréquence  $f_p$  très élevée. (Fig.I.6)

## Table des Matières



**Figure I.6** : Principe de la modulation de largeur d'impulsion.

### I.6.2 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

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

$A_r$  : Amplitude de la référence.

$A_p$  : Amplitude de la porteuse.

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 [9].

- 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 quand à fréquence de modulation  $f_p$
- Donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente [9].
- 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.

## Table des Matières

- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la figure I.7

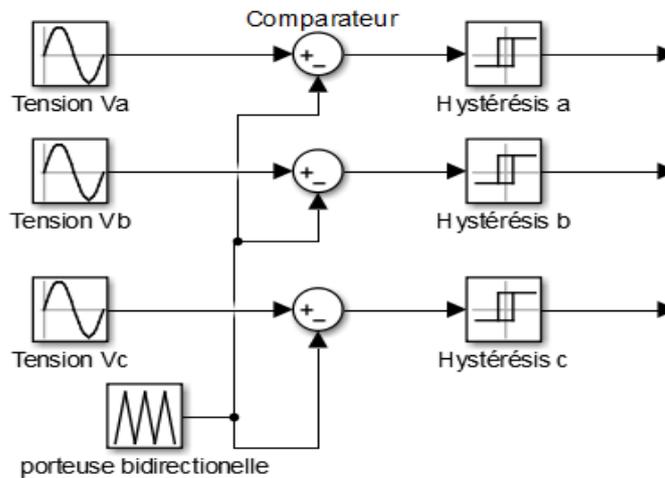


Figure I.7 : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).

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  $120^\circ$ .

### I.6.3 Types de Modulation

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

#### I.6.3.1 Modulation naturelle

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

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

#### I.6.3.2 Modulation Régulière

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo-sinusoïdale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

# Table des Matières

---

On distingue :

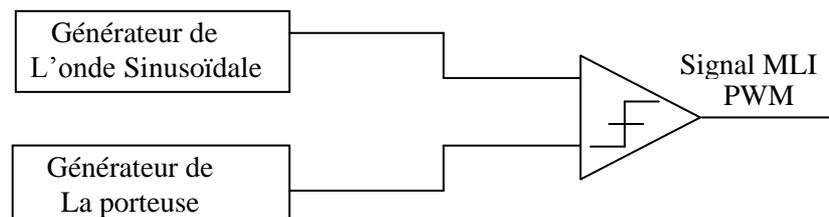
1. Technique à échantillonnage régulier symétrique.
2. Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
3. Technique à échantillonnage régulier modifié.

## I.7 Technique de production d'onde MLI

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs par exemple ; impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

### I.7.1 Technique analogique

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Fig.I.8).



**Figure I.8 :** Technique analogique.

### I.7.2 Technique numérique

Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Fig.I.9).



*Figure I.9 : Technique Numérique.*

### I.7.3 Technique hybride

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique.

# Table des Matières

L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Fig.I.10).

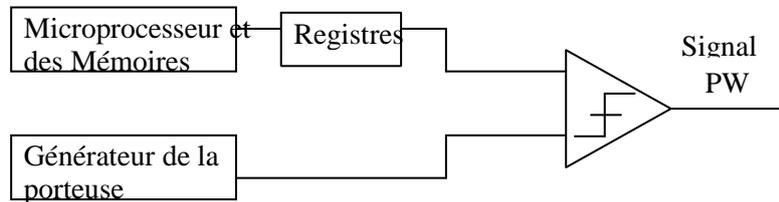


Figure I.10 : Technique Hybride.

## I.8 Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions

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

### I.8.1 La modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Fig. I.11). Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période [10].

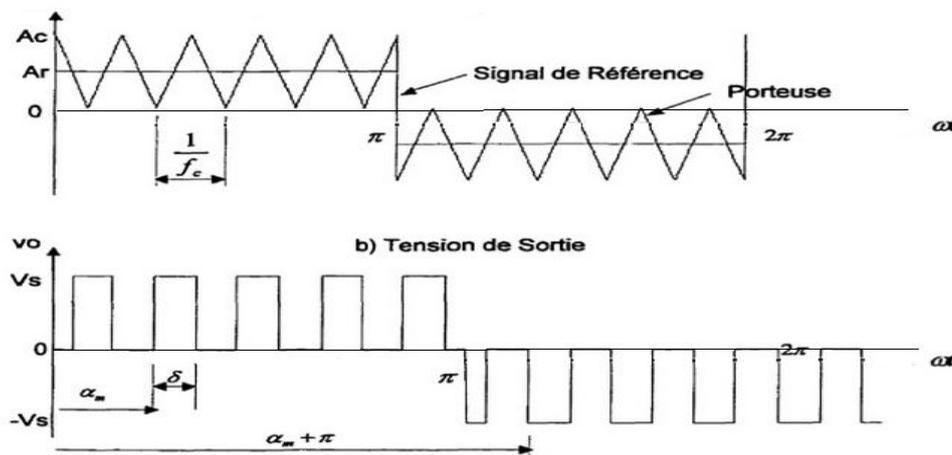


Figure I.11 La modulation de largeur d'impulsions multiples.

### I.8.2 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 (Fig.I.12).

## Table des Matières

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 [10], [11]. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avéré la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

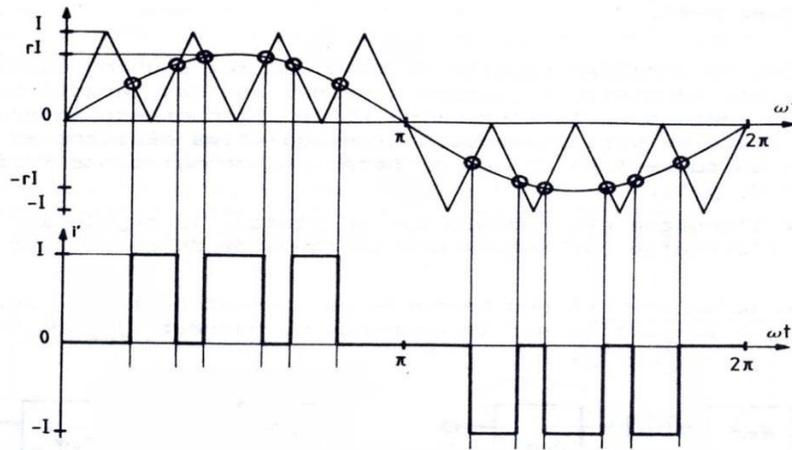


Figure I.12 : MLI sinusoïdale triangulaire unipolaire.

### I.8.3 La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

Le signal de référence est toujours sinusoïdal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Fig.I.13).

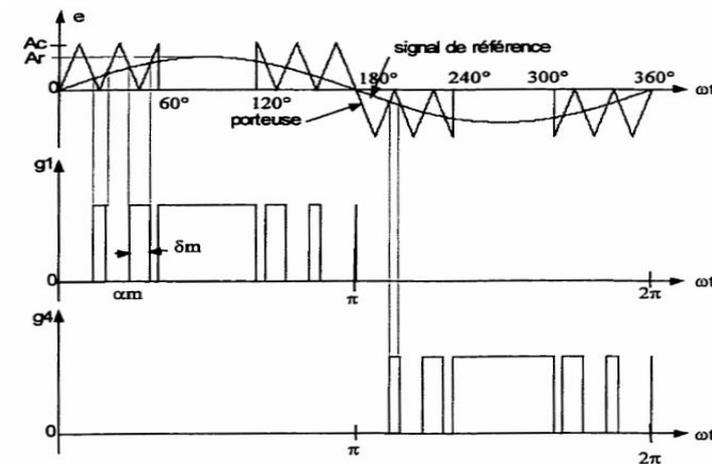


Figure I.13 La modulation sinusoïdale modifiée.

### I.8.4 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire), (Fig.I.6).

## I.8.4.1 Signaux de référence

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de  $120^\circ$  et sont caractériser par l'amplitude  $A_r$  et sa fréquence  $f$

$$\begin{aligned}
 V_{ref\ a} &= A_r \sin(2.\pi.f.t) \\
 v_{ref\ b} &= A_r \sin(2.\pi.f.t - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_{ref\ c} &= A_r \sin(2.\pi.f.t - \frac{4\pi}{3})
 \end{aligned}
 \tag{I.10}$$

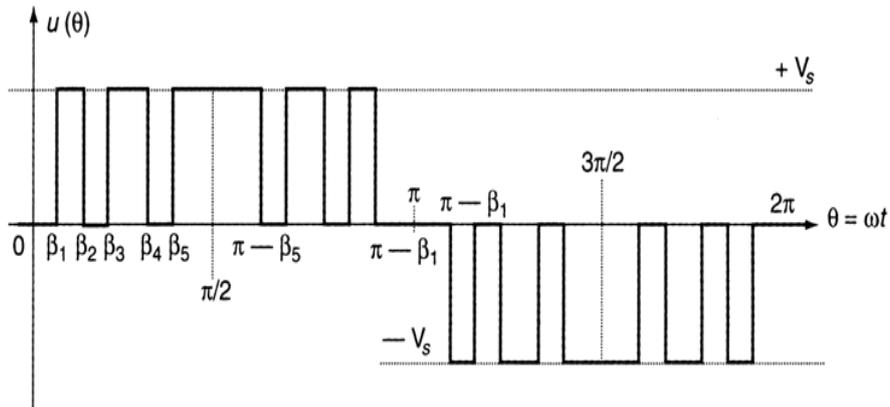
## I.8.4.1 La porteuse

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude  $A_p$  et la fréquence  $f_p$  (Fig.I.14) est calculée par

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(4f_p.t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(-4f_p.t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}
 \tag{I.11}$$

Avec :  $f_p = \frac{1}{T_p}$

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



**Figure I.14** Tension composée pour un MLI calculé.

## I.8.5 La modulation calculée

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur [10] [12].

Les critères usuellement retenus sont :

# Table des Matières

---

- Élimination d'harmoniques de rangs spécifiés.
- Élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée.
- Minimisation d'un critère harmonique global.

## I.9 La Modulation vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles des convertisseurs est représentés par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forment le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur [13].

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur.

Cette technique sera traitée en détail dans le chapitre 2.

## I.10 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.
- 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.

## I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution physique élémentaire, son fonctionnement et les différents types de commande.

Nous avons consacré notre étude aux onduleurs de tension et principalement ceux en pont triphasé et ces différentes stratégies de commande.

D'après ce que nous avons vu, la commande MLI est le choix le plus performant et le plus optimal.

## II.1 Introduction

La commande des machines alternatives par un onduleur de tension fait généralement appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions pour commander les commutateurs de

# Table des Matières

puissance. Si la commande en commutation des transistors de puissance minimise les pertes du convertisseur, par contre elle altère de façon importante les tensions appliquées au moteur électrique.

Les techniques de modulation de largeur d'impulsion sont multiples. Le choix d'une d'entre elles dépend du type de commande que l'on applique à la machine, de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes harmoniques fixées par l'utilisateur.

La modulation peut être faite par diverses approches, classiquement par comparaison des références à une fonction triangulaire ou à l'aide d'un calcul en temps réel satisfaisant un critère.

Notre propos n'étant pas ici de décrire les nombreuses techniques de modulation existantes dans une très copieuse littérature. Dans le contexte d'une commande échantillonnée, nous avons à l'instant discret de calcul  $K$ , trois tensions  $V_a(k)$ ,  $V_b(k)$ ,  $V_c(k)$  Qui doivent, par l'intermédiaire des éléments non linéaires de l'onduleur, s'appliquer au moteur.

Pour des utilisations à vitesses variables, sur des machines de petites et moyennes puissances ;

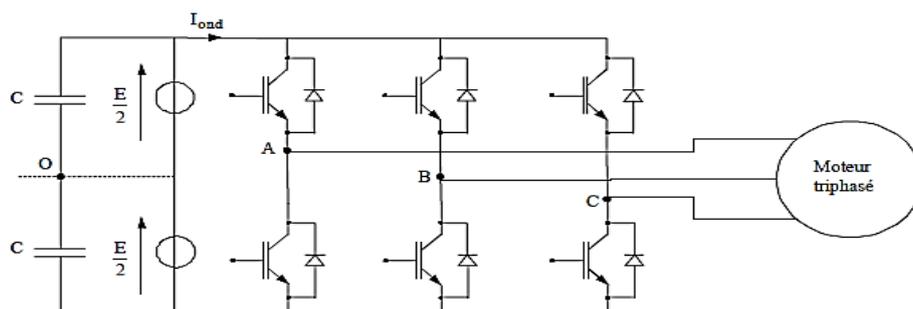
Les onduleurs fonctionnant à des fréquences de commutation de quelques KHz.

Nous allons dans ce chapitre mettre l'accent sur la modulation vectorielle et montrer sa supériorité vis-à-vis de MLI intersective généralement utilisée.

## II.2 Principe de la MLI vectorielle

Pour chaque période de modulation de l'onduleur, les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repéré fixe au stator. Par l'intermédiaire de leurs projections  $V_a(k)$ ,  $V_b(k)$ .

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (Fig.II.1), donnant huit configurations de commutations possibles. Ces huit configurations de commutations (notés de  $V_0$  à  $V_7$ ) peuvent s'exprimer dans le plan  $\alpha, \beta$  par vecteurs de tension, parmi ceux –ci deux sont nuls les autres sont équi-répartis tous les  $60^\circ$ .



# Table des Matières

**Figure II.1** : Onduleur de tension à deux niveaux.

Sachant que dans le repère triphasé les tensions  $V_a(k)$ ,  $V_b(k)$ ,  $V_c(k)$  sont représentées dans le plan  $\alpha, \beta$  par un vecteur  $V_s(k)$  ; le principe MLI vectorielle, consiste à projeter ce vecteur  $V_s(k)$  sur les deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le temps de calcul des commutations désirées.

Selon le couplage étoile ou triangle du stator les tensions aux bornes de chaque enroulement diffèrent, ce qui conduit à un calcul particulier de la MLI. Nous allons maintenant développer dans ces deux cas le calcul de temps de commutations de la MLI vectorielle [14].

## II.3 MLI vectorielle, montage triangle

Pour un montage en triangle, les différentes configurations des trois bras de l'onduleur conduisent aux tensions suivantes entre les différents points d'un onduleur deux niveaux (Tab.II.1) [15].

Nom	$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$v_0$	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0
$v_1$	$+E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$+E$	0	$-E$
$v_2$	$+E/2$	$+E/2$	$-E/2$	0	$+E$	$-E$
$v_3$	$-E/2$	$+E/2$	$-E/2$	$-E$	$+E$	0
$v_4$	$-E/2$	$+E/2$	$+E/2$	$-E$	0	$+E$
$v_5$	$-E/2$	$-E/2$	$+E/2$	0	$-E$	$+E$
$v_6$	$+E/2$	$-E/2$	$+E/2$	$+E$	$-E$	0
$v_7$	$+E/2$	$+E/2$	$+E/2$	0	0	0

**Tableau II.1** : Tensions simples et entre phases.

L'expression des grandeurs triphasées dans le repère  $\alpha, \beta$  passe par la transformée de Concordia, celle-ci possède un coefficient arbitraire  $K$ . Désirant avoir, pour cette transformation, la

conservation des puissances nous avons pris  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ .

Ici, les tensions dans le repère  $\alpha, \beta$  s'expriment par la relation matricielle suivante[16] :

## Table des Matières

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II-1})$$

A chaque état de commutation de l'onduleur les commutations  $V_0$  à  $V_7$  donnent des tensions dans le plan  $\alpha, \beta$  décrites par le tableau suivant[17] :

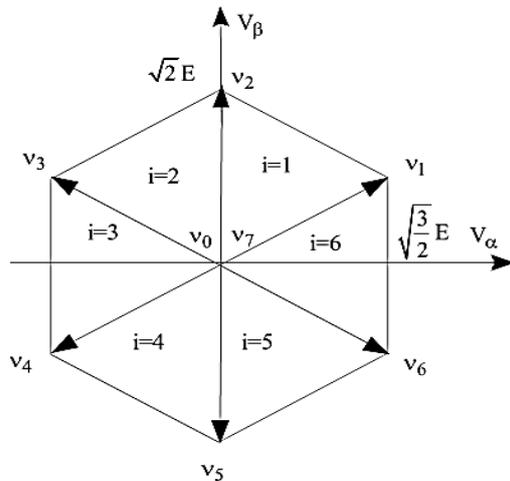
	$v_0$	$v_1$	$v_2$	$v_3$	$v_4$	$v_5$	$v_6$	$v_7$
$V_{ab}$	0	+E	0	-E	-E	0	+E	0
$V_{bc}$	0	0	+E	+E	0	-E	-E	0
$V_{ca}$	0	-E	-E	0	+E	+E	0	0
$V_{\alpha}$	0	$+\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}.E$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}.E$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}.E$	0	$+\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}.E$	0
$V_{\beta}$	0	$\frac{+E}{\sqrt{2}}$	$+\sqrt{2}.E$	$\frac{+E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}.E$	$-\sqrt{2}.E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}.E$	0

**Tableau II.2** : tensions dans le repère  $\alpha, \beta$ .

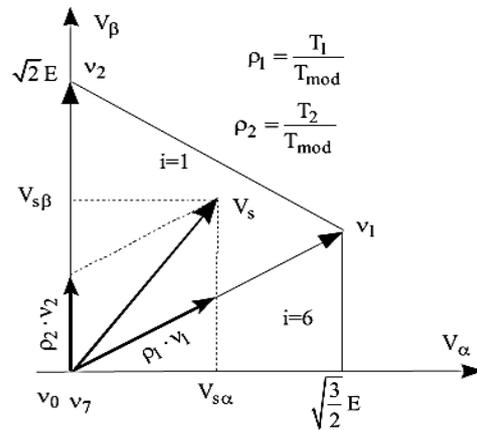
La représentation dans le plan  $\alpha, \beta$  de des vectrices tensions correspondantes à ces commutations permet de déterminer un hexagone à l'intérieur duquel le vecteur tension doit se trouver pour éviter la saturation de grandeur de commande.

### II.3.1 Calcul des temps d'application des états de l'onduleur

A chaque période de modulation de l'onduleur que nous noterons,  $T_{com}$ , le vecteur  $V_s$ , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (Fig.II.2 et II.3) [18].



**Figure II.2** Tensions dans le repère  $\alpha, \beta$ .



**Figure II.3** Décomposition d'un vecteur tension.

## Table des Matières

La somme de temps de conduction  $T_i$  et  $T_{i+1}$  doit être inférieure à la période de modulation  $T_{com}$  de l'onduleur. Pour illustrer la méthodologie ; considérons ici le vecteur de tension  $V_s$  entre les vecteurs de  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  qui correspondent aux commutations  $V_1$  et  $V_2$  [14]

$$\vec{V}_1 = \sqrt{2}.E.e^{j\frac{\pi}{6}} \text{ et } \vec{V}_2 = \sqrt{2}.E.e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{II.2})$$

En exprimant le vecteur tension dans le repère  $\alpha, \beta$  nous aurons :

$$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + j.V_{s\beta} = \frac{T_1}{T_{com}}.\vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_{com}}.\vec{V}_2 \quad (\text{II.3})$$

$$V_{s\alpha} + j.V_{s\beta} = \frac{T_1\sqrt{2}.E}{T_{mod}}.(\cos(\frac{\pi}{6}) + j.\sin(\frac{\pi}{6})) + \frac{T_2\sqrt{2}.E}{T_{mod}}.(\cos(\frac{\pi}{2}) + j.\sin(\frac{\pi}{2})) \quad (\text{II.4})$$

En développant cette équation il est possible d'exprimer les temps d'application  $T_1$  et  $T_2$  des vecteurs

$\vec{V}_1$  Et  $\vec{V}_2$  en fonction de  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ .

Ces temps de conduction seront :

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E} \text{ et } T_2 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E} \quad (\text{II.2})$$

Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

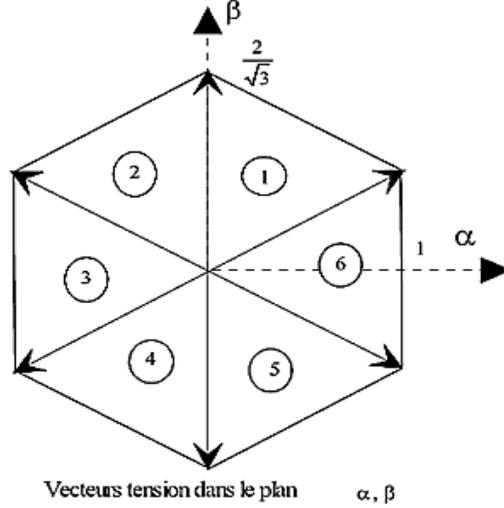
i=1	i=2	i=3
$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_2 = \left( +\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_3 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
$T_2 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_3 = -\sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_4 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
i=4	i=5	i=6
$T_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_5 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_6 = \left( +\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
$T_5 = \left( +\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}.V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_1 = \left( +\frac{1}{\sqrt{6}}V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$

**Tableau II.3** Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.

## Table des Matières

Afin de reconnaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension  $\vec{V}_s$  une série de tests sur  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  assurent la localisation de celui-ci.

### II.3.2 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur



**Figure II.4** vecteurs des tensions dans le plan  $\alpha, \beta$ .

Afin de faciliter les calculs nous normaliserons à l'intervalle [1 1] les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  en posant :

$$\hat{V}_{s\alpha} = \frac{V_{s\alpha}}{E} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.6})$$

$$\hat{V}_{s\beta} = \frac{V_{s\beta}}{E} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.7})$$

Afin de faciliter les calculs nous normaliserons à l'intervalle [1 1] les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  en posant :

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques

$$\rho_i = \frac{T_i}{T_{\text{mod}}} \quad (\text{II.8})$$

Par exemple, pour le secteur 1 les relations du tableau II.3 donnent :

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{\text{mod}}}{E}, T_2 = \left( -\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{\text{mod}}}{E} \quad (\text{II.9})$$

En reportant dans ces deux relations les expressions de  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  issues des équations (II.6) (II.7) et

sachant que le rapport cyclique est défini par  $\rho_i = \frac{T_i}{T_{\text{mod}}}$ , nous obtenons:

## Table des Matières

$$\rho_1 = \hat{V}_{s\alpha}, \rho_2 = \left( -0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right) \quad (\text{II.10})$$

En opérant de la même façon pour les autres secteurs les résultats sont donnés par le tableau II.4

i=1	i=2	i=3
$\rho_1 = \hat{V}_{s\alpha}$ $\rho_2 = \left( -0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$	$\rho_2 = \left( +0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_3 = -\hat{V}_{s\alpha}$	$\rho_3 = \left( -0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_4 = \left( -0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$
i=4	i=5	i=6
$\rho_4 = -\hat{V}_{s\alpha}$ $\rho_5 = \left( +0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$	$\rho_5 = \left( -0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_6 = \hat{V}_{s\alpha}$	$\rho_6 = \left( +0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$ $\rho_1 = \left( +0,5 \cdot \hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{s\beta} \right)$

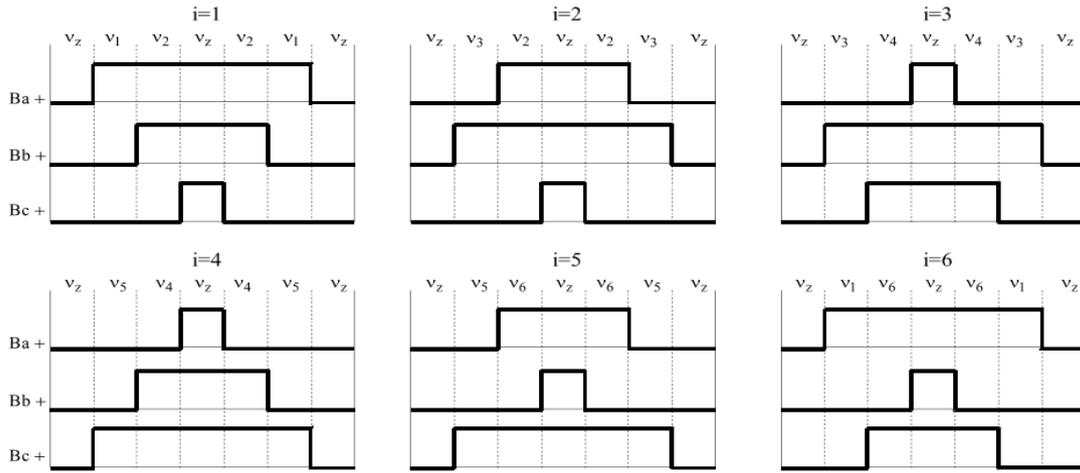
**Tableau II.4** Calcul des rapports cycliques.

### II.3.3 Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque bras.

Pour chaque bras, il faut définir le chronogramme qui définit les temps durant lesquels le point milieu d'un bras est  $E/2$  ou  $-E/2$ .

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 diminuer les harmoniques il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de modulation de l'onduleur durant une période de modulation, l'onduleur aura trois états distincts, les deux premiers correspondent aux temps de conduction assurant l'obtention de tension, la somme de ces deux temps devant être inférieure à  $T_{com}$  [19].

## Table des Matières



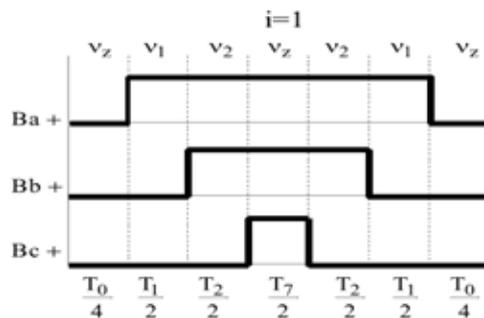
**Figure II.5** Formes des rapports cycliques pour chaque secteur.

Le complément à la période de commutation  $T_{com}$  sera assuré par les commutations nulles  $V_0$  ou  $V_7$ . en notant  $\vec{V}_z$  l'un de ces vecteurs nul, application des différents vecteurs en fonction des secteurs définis dans le plan  $\alpha, \beta$  sont donnés par la figure II.5.

Ce type de modulation permet d'obtenir des tensions efficaces supérieures à celles obtenues par la modulation intersective et conduit à des réalisations logicielles véloces compatibles avec les contraintes de calcul en temps réel des machines alternatives

Pour chaque bras de l'onduleur, nous considérons que l'état 'un' correspond à la conduction du transistor du haut (tension  $+\frac{E}{2}$ ), et l'Etat 'zéro' à la conduction du transistor du bas (tension  $-\frac{E}{2}$ ).

A partir des rapports cycliques exprimant les temps d'application d'un état de l'onduleur correspondant au tableau II.4, il est nécessaire de déterminer, les rapports cycliques de conduction des bras pour tous les secteurs.



**Figure II.6** commutations centrées.

Considérons, pour illustrer notre propos, le secteur1 dont les chronogrammes sont représentés ci-dessous dans la figure II.6.

## Table des Matières

Si la tension dont on désire déterminer la modulation est inscrite à l'intérieur de l'hexagone (voir Fig.II.2) les temps d'application des vecteur  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  sont inférieurs à la période de modulation ; ce qui conduit à  $\rho_1 + \rho_2 < 1$ . pour compléter la période de modulation nous appliquerons un vecteur nul ( $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_7$ ). ici ce vecteur nul réparti également entre  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ .

Nous pouvons donc écrire :

Pour le bras A  $\rho_A = \rho_1 + \rho_2 + 0.5\rho_z$

Pour le bras B  $\rho_B = \rho_2 + 0.5\rho_z$

Pour le bras C  $\rho_c = 0.5\rho_z$

Sachant que  $\rho_1 + \rho_2 + \rho_z = 1$  nous obtenons :

$$\rho_A = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2) \quad , \quad \rho_B = 0.5(1 - \rho_1 + \rho_2) \quad , \quad \rho_c = 0.5(1 - \rho_1 - \rho_2)$$

Si nous réitérons ces calculs pour les autres secteurs nous obtenons le tableau suivant :

Secteur	$\rho_A$	$\rho_B$	$\rho_C$
1	$0,5(1 + \rho_1 + \rho_2)$	$0,5(1 - \rho_1 + \rho_2)$	$0,5(1 - \rho_1 - \rho_2)$
2	$0,5(1 + \rho_2 - \rho_3)$	$0,5(1 + \rho_2 + \rho_3)$	$0,5(1 - \rho_2 - \rho_3)$
3	$0,5(1 - \rho_3 - \rho_4)$	$0,5(1 + \rho_3 + \rho_4)$	$0,5(1 - \rho_3 + \rho_4)$
4	$0,5(1 - \rho_4 - \rho_5)$	$0,5(1 + \rho_4 - \rho_5)$	$0,5(1 + \rho_4 + \rho_5)$
5	$0,5(1 - \rho_5 + \rho_6)$	$0,5(1 - \rho_5 - \rho_6)$	$0,5(1 + \rho_5 + \rho_6)$
6	$0,5(1 + \rho_6 + \rho_1)$	$0,5(1 - \rho_6 - \rho_1)$	$0,5(1 + \rho_6 - \rho_1)$

**Tableau II.5** Rapports cyclique pour les bras de l'onduleur [19].

Ces relations ne sont dépendantes que des chronogrammes définis Fig.II.5, maintenant il faut :

Pour la modulation vectorielle que nous mettons en œuvre, définir ces rapports cycliques en fonction des tensions réduites  $\hat{V}_{s\alpha}$  et  $\hat{V}_{s\beta}$

Pour y parvenir reprenons les résultats du tableau II.4

Ainsi pour le secteur 1  $\rho_A = 0.5(1 + \rho_1 + \rho_2)$  avec  $\rho_1 = \hat{V}_{s\alpha}$  et  $\left( -0.5.\hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{s\beta} \right)$  ce qui après

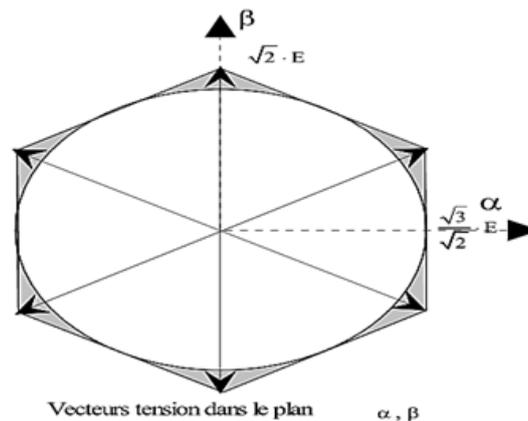
simplification donne :  $\rho_A = 0.5\left( 1 + \frac{1}{2}.\hat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{s\beta} \right)$ . Pour tous les bras et tous les secteurs :

## Table des Matières

Secteur	Bras A $\rho_A$	Bras B $\rho_B$	Bras C $\rho_C$
1	$0,5 \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{3}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$
2	$0,5 \left( 1 + \frac{3}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$
3	$0,5 \left( + \widehat{V}_{s\alpha} \right)$	$0,5 \left( - \widehat{V}_{s\alpha} \right)$	$0,5 \left( 1 - \sqrt{3} \widehat{V}_{s\beta} \right)$
4	$0,5 \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{3}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$
5	$0,5 \left( 1 + \frac{3}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 - \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$	$0,5 \left( 1 + \frac{1}{2} \cdot \widehat{V}_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \widehat{V}_{s\beta} \right)$
6	$0,5 \left( 1 + \widehat{V}_{s\alpha} \right)$	$0,5 \left( - \widehat{V}_{s\alpha} \right)$	$0,5 \left( 1 - \sqrt{3} \widehat{V}_{s\beta} \right)$

**Tableau II.6** Rapports cyclique pour le bras de l'onduleur.

### II.3.4 Tension d'alimentation de l'onduleur



**Figure II.7** : Limite du vecteur tension.

Si l'on ne veut pas de distorsions pour la MLI vectorielle il est nécessaire que vecteur tension se situe à l'intérieur du cercle inscrit dans l'hexagone défini par les vecteurs non nuls.

Sachant que la transformée de Concordia que nous utilisons prend, afin d'être conservative pour la

puissance, un facteur  $K = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$

La tension maximum du vecteur  $V_s$  sera :

$$V_s = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot E \quad \text{Sachant que pour ce coefficient } K$$

$$V_s = V_{eff} \cdot \sqrt{3} \quad \text{Il nous faudra donc comme tension du bas continu } E = V_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

# Table des Matières

Exemple:

Pour  $V_{eff} = 220v$      $E = 311v$

## II.4.4 Algorithme de programmation

La programmation d'une MLI vectorielle passe par l'exploitation des Tab (II.9, II.10 et II.11).le calcul des différents rapports cycliques nécessite de déterminer le secteur dans lequel le vecteur tension se trouve.

Diverses stratégies sont possibles, nous allons ici en présenter deux :

- La première utilise les composantes de  $V_s$  dans le repère  $\alpha, \beta$
- La seconde applique une transformation particulière qui orthogonalise certains Vecteurs correspondants aux états de commutation de l'onduleur

Dans le plan  $\alpha, \beta$  la sélection du secteur correspond à l'organigramme de la figure II.12.

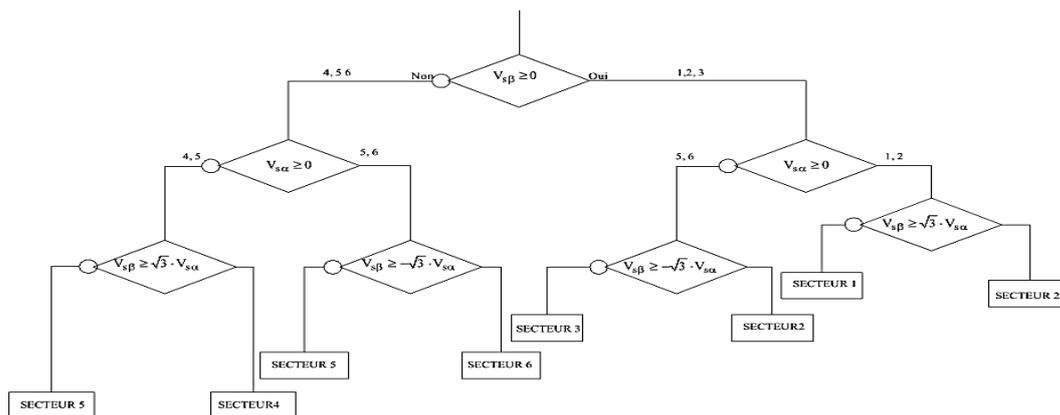


Figure II.8 : Algorithme de décision dans le repère  $\alpha, \beta$ .

Pour les tensions sinusoïdales la MLI vectorielle fournit des rapports cycliques sur chaque bras qui présentent un harmonique 3 (Fig.II.13). Ceci présente un avantage car cela permet d'avoir, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, une tension efficace plus importante qu'avec une MLI intersective. Pour un signal à 50HZ, et amplitude maximum les rapports cycliques sur les trois bras ne sont pas sinusoïdaux et présentent un harmonique d'ordre 3, comme le point neutre et relié celui-ci et éliminé et les tensions composées seront sinusoïdaux [14].

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a fait une étude générale sur la modulation vectorielle pour commander un onduleur triphasé, on a eu recours, lors de cette étude, on a détaillé le principe de fonctionnement de ce type de commande ainsi leur algorithme d'implémentation.

## III.1 Introduction

En électronique de puissance, on utilise de plus en plus des convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passante (ou fermée), soit à l'état bloquée (ou ouverte). Le passage d'un état à l'autre s'effectue périodiquement. Les améliorations apportées à l'onduleur se situent essentiellement au niveau de la commande, tout d'abord, la génération d'une onde purement sinusoïdale, mais également la surveillance de la tension d'entrée et de la tension de sortie, dans ce passage on a besoin d'un générateur ou transmetteur de signal. C'est ainsi que l'on expose les commandes des convertisseurs à partir d'un composant analogique (amplificateur opérationnel) appelée commande analogique ou commande à base d'un (PIC, ARDUINO, DSP ou FPGA) appelée commande numérique. On obtient ainsi les signaux Qui Vont aller vers les composants de puissance. On va utiliser dans ce projet une carte ARDUINO de type Mēga 2560 pour générer des signaux de commande [20].

## III.2 Commande numérique

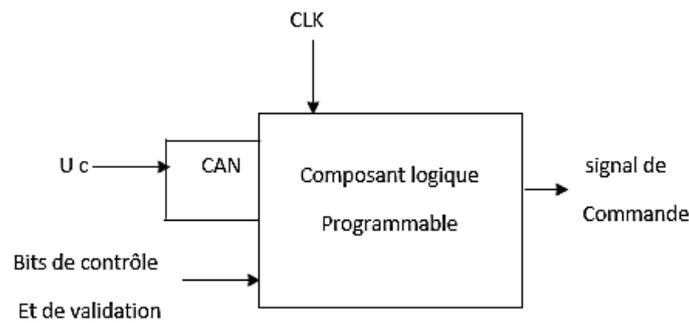
La commande numérique permet également la réalisation de signaux de commande de manière plus fiable qu'avec des montages utilisant l'électronique analogique. Elle fait appel à des circuits intégrés programmables. Elle doit aussi inclure des « entrées » de contrôle (Courant, Tension et de Vitesse, ...) sous forme de signal logique ou numérique, pour protéger le système commandé (Fig.III.1).

On distingue deux types de circuits Programmables :

- Les circuits utilisant des processeurs tels que microcontrôleur, le PIC (Programmable Interrupt Contrôler) ou le DSP (Digital Signal Processor) ou une carte ARDUINO. Ce Qui caractérise ces circuits, c'est que la programmation s'effectue soit en Langage assembleur, soit en langage « C ». L'architecture de ces composants étant Déjà réalisée par le constructeur, on ne peut que modifier le programme pour Adapter le composant à la commande souhaitée du convertisseur de puissance.
- Les circuits intégrés directement programmables de type FPGA (Field Programmable Gate Array). Ce qui caractérise ces circuits, c'est que la programmation s'effectue généralement en langage VHDL (Very High Density Language). L'utilisateur «Construit» lui-même l'architecture de son composant en prévoyant les Fonctions de commande et de contrôle souhaitées.

# Table des Matières

---



**Figure III.1 :** Principe de la commande numérique.

## III.3 Description de la carte ARDUINO

Arduino est une plate-forme de prototypage d'objets interactifs à usage créatif constituée d'une carte électronique et d'un environnement de programmation. Sans tout connaître ni tout comprendre de l'électronique, cet environnement matériel et logiciel permet à l'utilisateur de formuler ses projets par l'expérimentation directe avec l'aide de nombreuses ressources disponibles en ligne. Pont tendu entre le monde réel et le monde numérique, Arduino permet d'étendre les capacités de relations humain/machine ou environnement/machine. Arduino est un projet en source ouverte : la communauté importante d'utilisateurs et de concepteurs permet à chacun de trouver les réponses à ses questions. Des dizaines de milliers d'artistes, de designers, d'ingénieurs, de chercheurs, d'enseignants et même d'entreprises l'utilisent pour réaliser des projets incroyables dans de multiples domaines :

- Prototypage rapide de projets innovants utilisant l'électronique.
- Captation et analyse de données scientifiques.
- Installations d'arts numériques.
- Projets pédagogiques.

### III 3.1 Partie matérielle

La carte Arduino repose sur un circuit intégré (un miniordinateur appelé également microcontrôleur) associée à des entrées et sorties qui permettent à l'utilisateur de brancher différents types d'éléments externes :

- Côté entrées, des capteurs qui collectent des informations sur leur environnement comme la variation de température via une sonde thermique, le mouvement via un détecteur de présence ou un accéléromètre, le contact via un bouton-poussoir, etc.

# Table des Matières

---

- Côté sorties, des actionneurs qui agissent sur le monde physique telle une petite Lampe qui produit de la lumière, un moteur qui actionne un bras articulé, etc.

Comme le logiciel Arduino, le circuit électronique de cette plaquette est libre et ses plans sont disponibles sur internet. On peut donc les étudier et créer des dérivées. Plusieurs constructeurs proposent ainsi différents modèles de circuits électroniques programmables et utilisables avec le logiciel Arduino.

Il existe plusieurs variétés de cartes Arduino UNO, DUE et MEGA chaque une a des caractéristiques spécifiques.

## III 3.2 Partie logicielle

L'environnement de programmation ARDUINO (IDE en anglais) est une application écrite en Java, dérivée du langage Processing. L'IDE permet d'écrire et de modifier les codes et les convertir en une série d'instructions compréhensibles par la carte. On y retrouve les éléments de la fenêtre de travail de Processing : intitulés des menus, boutons, zone d'édition, console, etc. comme dans Processing, le programme est constitué d'une série d'instructions saisie dans la fenêtre du logiciel. Le programme qui envoyé vers la carte ARDUINO est enregistré de manière permanente, ce programme est activé à chaque fois que l'on alimente la carte.

## III.4 La carte ARDUINO Mēga2560

Le modèle Mega Arduino est une carte microcontrôleur basée sur l'ATmega2560. Il dispose de 54 broches numériques d'entrée / sortie (dont 14 peuvent être utilisées comme sorties PWM), 16 entrées analogiques, 4 UART (ports série matériels), un oscillateur en cristal de 16 MHz, d'une connexion USB, une prise d'alimentation, d'une embase ICSP, et un bouton de réinitialisation. Il contient tout le nécessaire pour soutenir le microcontrôleur suffit de le brancher à un ordinateur avec un câble USB ou de la puissance avec un adaptateur ou la batterie AC -DC pour commencer. Le Mega est compatible avec la plupart des blindages conçus pour l'Arduino Duemilanove ou Diecimila [20].

## Table des Matières

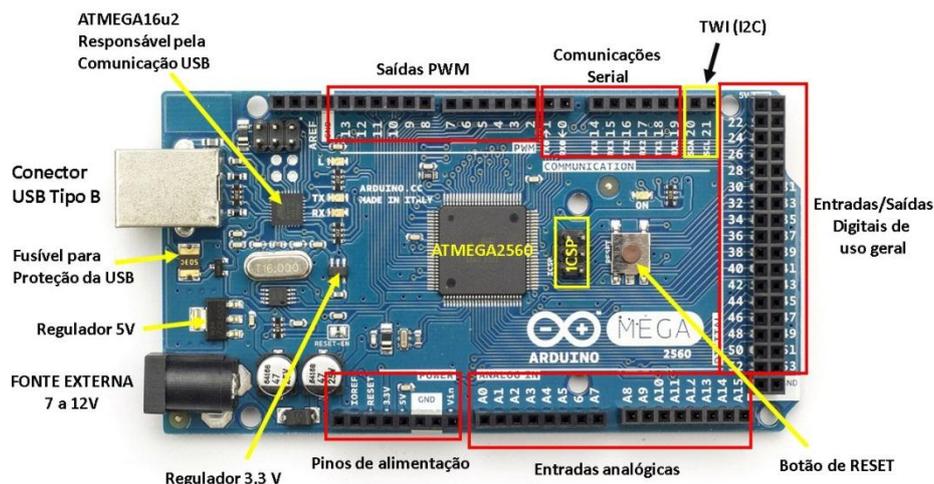


Figure .III.2 : Modèle de l'ARDUINO MEGA 2560.

Programmables via un langage proche du "C" (disponible en libre téléchargement), les modules Arduino peuvent fonctionner de façon autonome ou en communiquant avec un logiciel "tournant" sur un ordinateur (Flash, MaxMSP...).

Les modules Arduino sont des plateformes de prototypage micro contrôlées "open source" spécialement conçu pour les artistes, les concepteurs ou les hobbyistes.

### III.4.1 Les caractéristiques de la carte ARDUINO MEGA2560

Microcontrôleur	ATmega2560
Tension de fonctionnement	5 V
Tension d'alimentation (recommandée)	7- 12 V
Tension d'alimentation (limites)	6 - 20V
Nombre d'E/S	54 (où 14 pouvant générer des signaux PWM)
Nb ports "Analogique "	16
Courant max. par E/S	40 mA
Courant pour broches 3.3 V	50 mA
Mémoire Flash	256 KB dont 8 KB utilisé parle Bootloader
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB
Vitesse horloge	16 MHz

Tableau III.1 : Caractéristiques de l'Arduino MEGA2560 [20].

# Table des Matières

## III.4.2 Partie programme

Une telle carte d'acquisition qui se base sur sa construction sur un microcontrôleur doit être dotée d'une interface de programmation comme est le cas de notre carte. L'environnement de programmation open-source pour Arduino peut être téléchargé gratuitement (pour Mac OS X, Windows, et Linux) [21].

### III.4.2.1 L'environnement de la programmation

Le logiciel de programmation de la carte Arduino sert d'éditeur de code (langage proche du C). Une fois, le programme tapé ou modifié au clavier, il sera transféré et mémorisé dans la carte au travers de la liaison USB. Le câble USB alimente à la fois en énergie la carte et transporte aussi l'information CE programme appelé IDE Arduino. [22][23]

### III.4.2.2 Structure générale du programme (IDE Arduino)

Comme n'importe quel langage de programmation, une interface souple et simple est exécutable sur n'importe quel système d'exploitation Arduino basé sur la programmation en C.

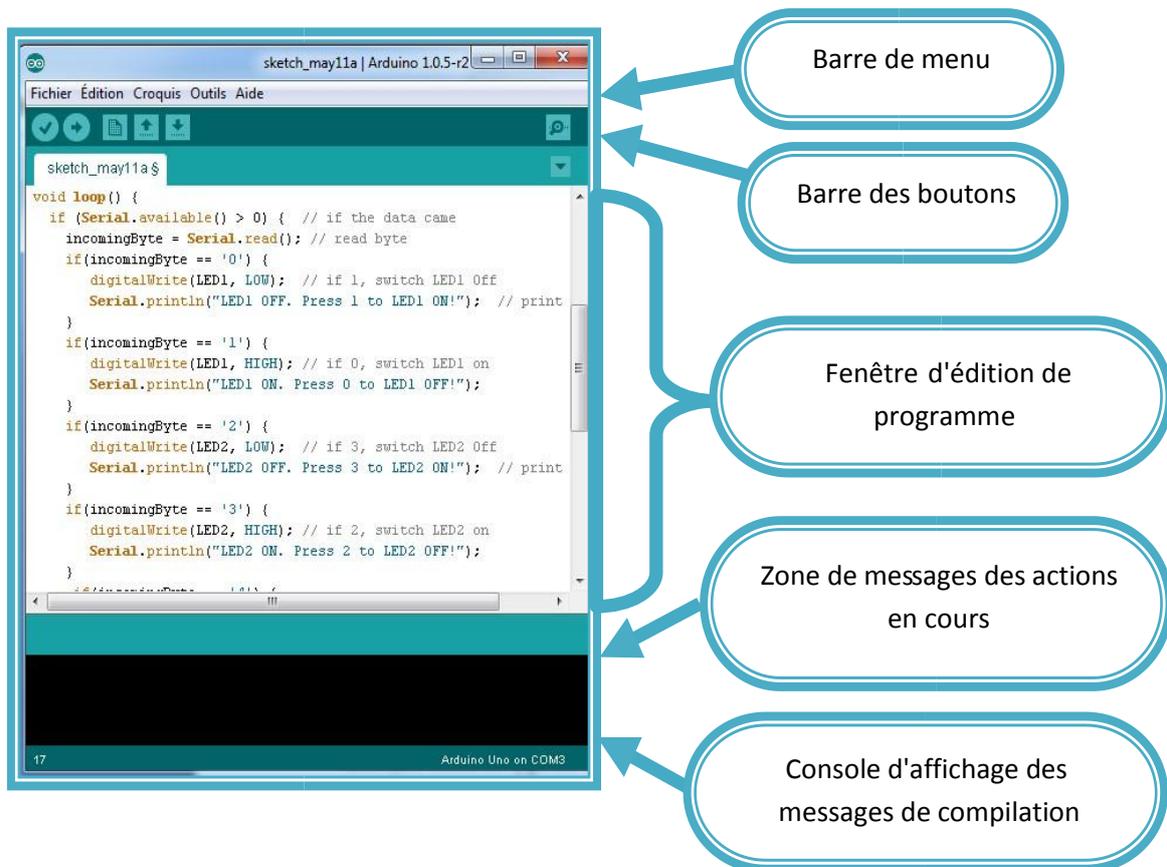


Figure III.3 : Interface IDE Arduino.

## Table des Matières

---

### III.4.2.3 Commandes de structure du programme

Des programmes d'Arduino peuvent être divisés dans trois parts principales : structure, valeurs (variables et constantes), et fonctions [24].

<b>Structure générale</b>	<b>Operations booléennes</b>		<b>Pointer Access Operators</b>	
setup ( ) loop ( )	&& (and)    (or) ! (not)		* dereference operator & reference operator	
<b>Contrôle et conditions</b>	<b>Variables Constants</b>		<b>Data Types</b>	
if if...else for switch case while do... while break continue return goto	HIGH LOW INPUT OUTPUT INPUT_PULLUP true false integer constants floating point constants		boolean / char unsigned char / byte int / unsigned int word / long unsigned long short / float double string - char array String - object array	
<b>Autres commandes</b>	<b>Arithmetic Operators</b>		<b>Opérations de comparaison</b>	
(semicolon) { } (curly braces) // (single line comment) /* */(multi-line comment) #define #include	= (assignment operator) + (addition) - (subtraction) * (multiplication) / (division) % (modulo)		== (equal to) != (not equal to) < (less than) > (greater than) <= (less than or equal to) >= (greater than or equal to)	
<b>Bitwise Operators</b>	<b>Conversion</b>		<b>Variable Scope &amp; Qualifiers</b>	
& (bitwise and)   (bitwise or)	char() word()	long() float()	variable scope static	const volatile

## Table des Matières

	byte()	int()		
<b>Random Numbers</b>	<b>E/S analogique</b>		<b>Fonctionne E/S numérique</b>	
randomSeed() random()	analogReference() analogRead() analogWrite() - PWM		pinMode() digitalWrite() digitalRead()	
<b>Bits and Bytes</b>	<b>E/S Avancé</b>		<b>Trigonométrie</b>	
lowByte() highByte() bitRead() bitWrite() bitSet()	tone() noTone() shiftOut() shiftIn() pulseIn()		sin() cos() tan() bitClear() bit()	
<b>E/S Avancé</b>	<b>Gestion du temps</b>		<b>Mathématiques</b>	
tone() noTone() shiftOut() shiftIn() pulseIn()	millis() micros() delay() delayMicroseconds()		min() max() abs() sqrt()	constrain() map() pow()

**Tableau III.2:** Listes des instructions d'un programme sous Arduino [24].

### III.5 Création un signal MLI à partir de l'ARDUINO

#### III.5.1 Principe de création

Commande MLI ou PWM en anglais est une méthode très utilisée pour commander la puissance de l'autre côté des charges. Cette méthode est très facile à mettre en œuvre et à le rendement élevé. Signal PWM est essentiellement une onde carrée haute fréquence (typiquement supérieure à 1 kHz). Le cycle d'utilisation de cette onde carrée est varié afin de faire varier la puissance fournie à la charge [20]. Le cycle est généralement indiqué en pourcentage et il peut être exprimé par l'équation :

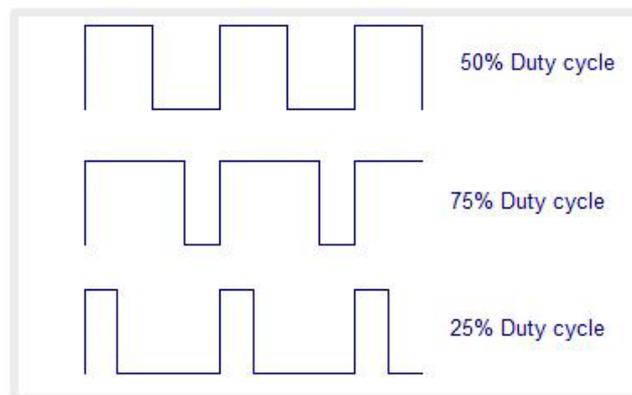
$$\text{Duty (\%)} = (\text{TON} / (\text{TON} + \text{TOFF})) * 100 \quad (\text{III.1})$$

Où TON est le temps pendant lequel l'onde carrée est en haute et TOFF est le temps pendant lequel l'onde carrée est en basse. Où le cycle de droit est augmenté le pouvoir a chuté à travers la charge augmentée et lorsque le cycle de service est réduit, la puissance à travers la charge diminue. Le

## Table des Matières

---

schéma de principe d'un système typique de commande de puissance de PWM est représenté sur Figure III.5.



**Figure III.4 :** les cycles du signal PWM.

### III.6 Simulation de la commande par modulation d'un onduleur triphasé

Après avoir rappelé le principe de fonctionnement de la MLI, nous allons là modéliser sous l'environnement du logiciel MATLAB/SIMULINK.

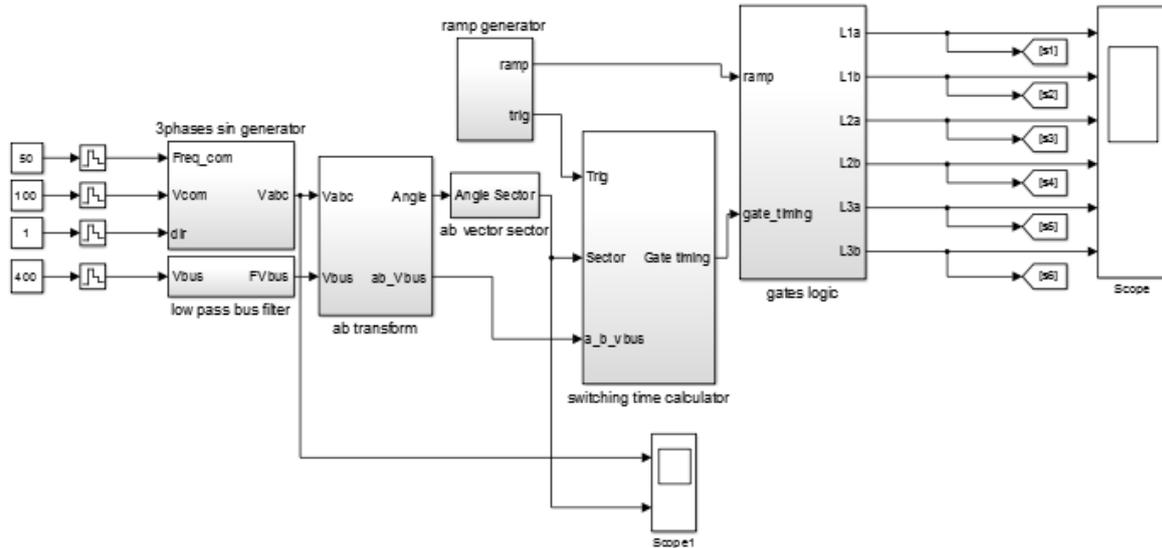
La simulation du système à l'aide de MATLAB/SIMULINK est tout à fait justifiable en raison de ses divers avantages uniques comme la facilité et l'efficacité de programmation élevées, l'interface graphique élégante et son architecture ouverte permettant l'adaptation à un grand nombre de cas.

#### III.6.1 La présentation des blocs sous Simulink de la MLI vectorielle

On simule le système pour une durée de  $1/2.5$ s (5 périodes) à l'aide de l'algorithme de résolution des équations différentielles ode1 et un pas d'échantillonnage de  $1/385000$ s.

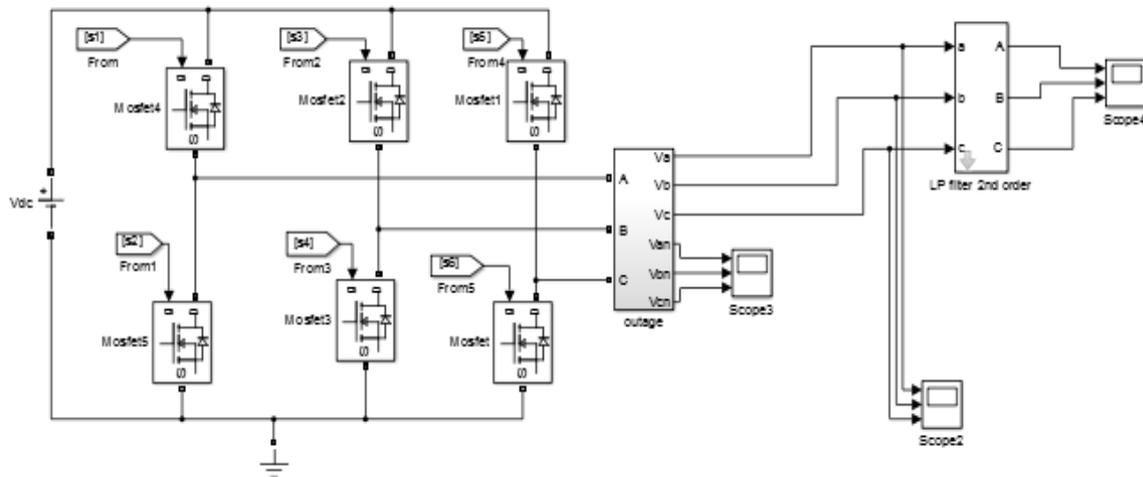
Le schéma bloc de cette simulation apparaît sur la Fig.III.5 suivante:

# Table des Matières



**Figure III.5 :** Schéma bloc de la commande MLI vectorielle sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

L'onduleur de puissance de la Figure III.7 est également utilisé pour la modulation vectorielle, et les résultats de simulation seront présentés dans cette section.



**Figure III.6 :** Schéma bloc de l'onduleur à MLI triphasé.

## III.6.2 Résultats de simulation de la commande MLI vectorielle

Les résultats de simulation seront présentés dans cette section. Les différentes formes d'ondes ont été relevées dans les conditions de fonctionnement suivantes:

Tension d'entrée 400V.

Charge triphasée RL :  $R=72.95 \Omega$  et  $L=38.7\text{mH}$

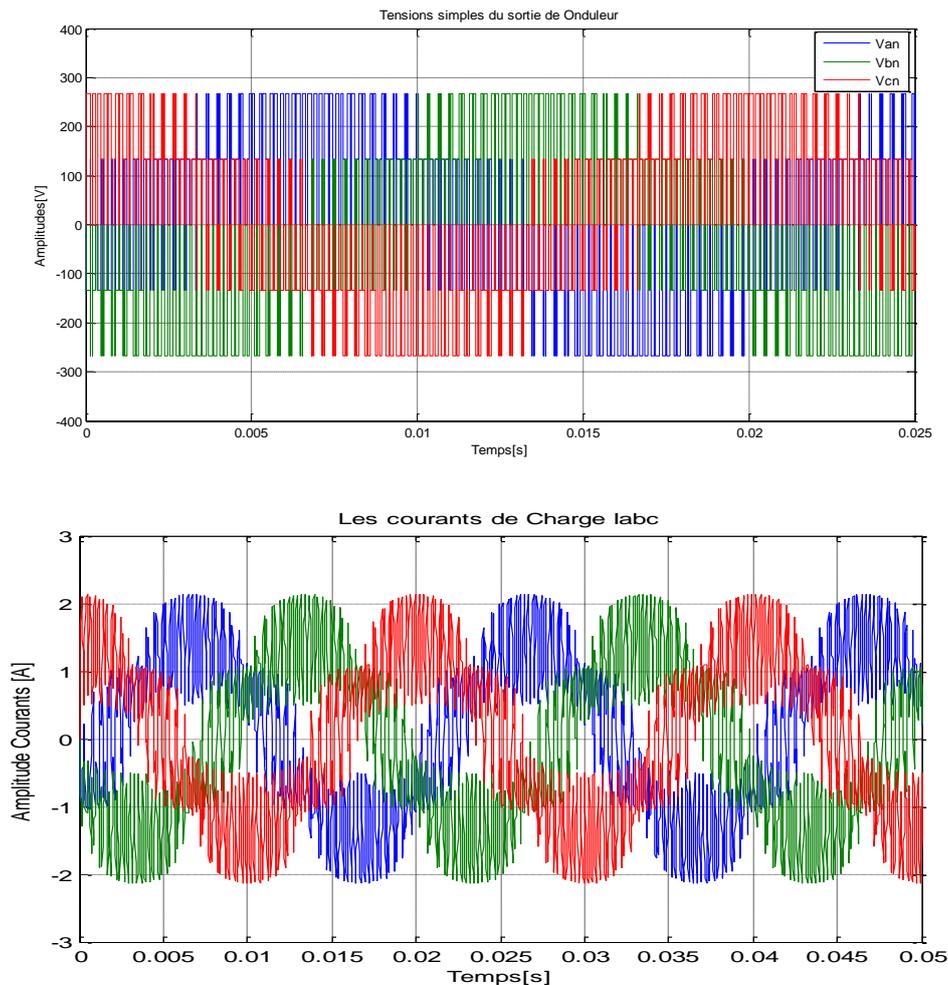
Fréquence du signal de sortie  $F_m=50 \text{ Hz}$

# Table des Matières

Fréquence de commutation  $F_c=3000$  Hz

Indice de modulation:  $m=0.8$

La fréquence de commutation a été fixée à 3000Hz ce qui représente 60 fois la fréquence du signal de sortie. Nous remarquons qu'à cette fréquence la qualité des signaux de sortie est très acceptable et les pertes par commutation sont réduites.



**Figure III.7 :** Tensions simples et courants triphasé.

Nous remarquons que dans le cas de la modulation vectorielle, les résultats sont légèrement meilleurs que ceux des autres modulations. Ce résultat nous surprend en quelque sorte, car on s'attendait à ce que cette modulation donne de meilleurs résultats vu que dans cette technique les durées de commutation sont déterminées selon la position du vecteur spatiale. Nous nous sommes donc intéressés à vérifier les performances de la modulation vectorielle dans le cas où  $m=0.8$ . Les résultats de simulation sont donnés à la Figure.III.8.

# Table des Matières

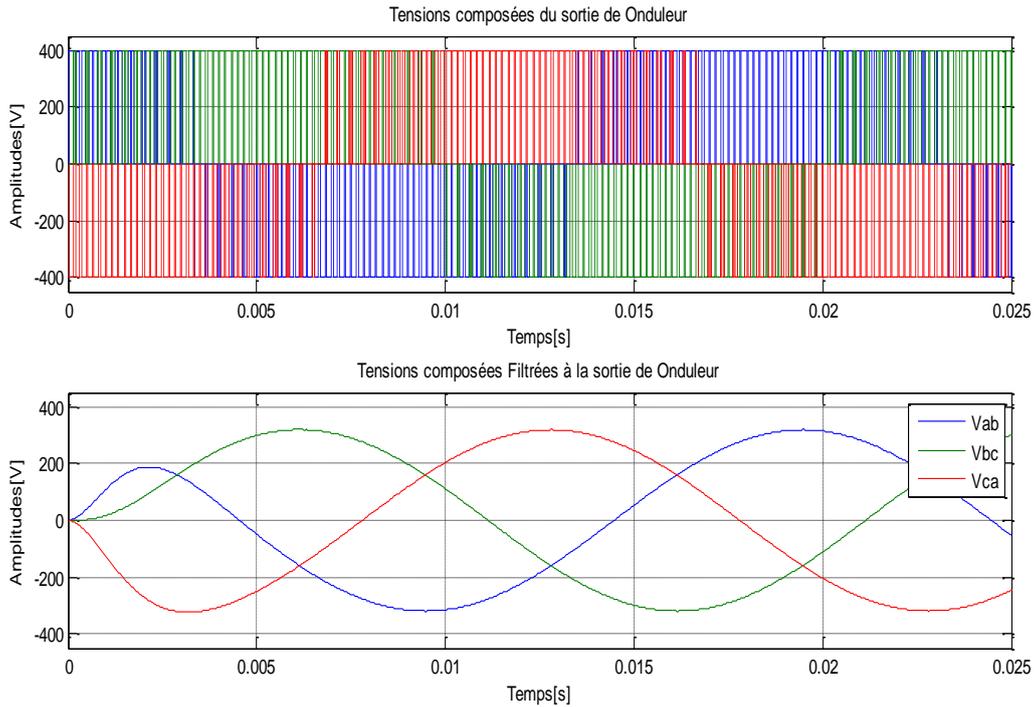


Figure III.8 : Tensions composés devant et après le filtrage.

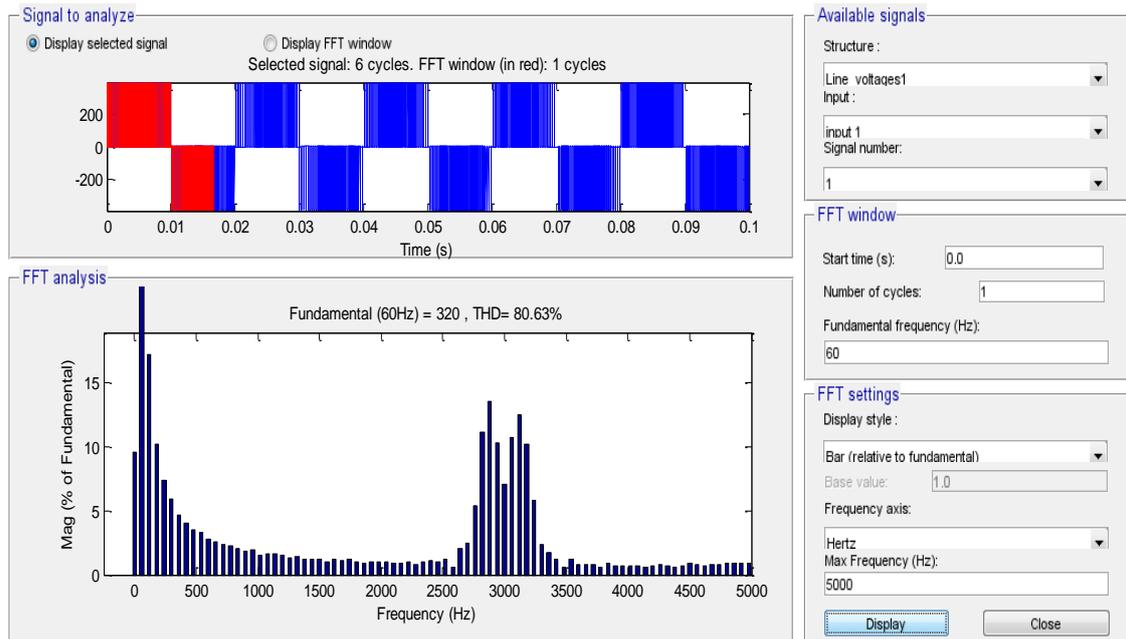


Figure III.9 : Forme d'onde et spectre de tension  $U_{ab}$ .

Les résultats obtenus du point de vue forme d'onde. Une meilleure comparaison Peut avoir lieu en utilisant l'analyse harmonique. La fonction FFT de la Figure III.9 nous montre la forme d'onde et le spectre de Van, avec un THD de 80.63% et un fondamental (50Hz) de 320.

# Table des Matières

## III.7 MATLAB Arduino

Le choix académique actuel en matière de logiciel de simulation multi-physique se porte actuellement sur MATLAB. Il convient alors de s'ouvrir aux possibilités actuelles que cette solution logicielle permet à ce jour en matière de communication avec l'extérieur d'autant que la situation évolue de jour en jour. Avec Support Package MATLAB pour Arduino matériel, vous pouvez utiliser MATLAB pour communiquer de manière interactive avec une carte Arduino via un câble USB. Le package vous permet d'effectuer des tâches telles que :

- Acquérir des données de capteurs analogiques et numériques à partir de la carte Arduino.
- Contrôler d'autres appareils avec sorties numériques et MLI
- Conduisez DC, servo et moteurs pas à pas et des capteurs périphériques d'accès connectés via I2C ou SPI
- Construire des Add-ones à l'interface avec les bibliothèques matérielles et logicielles supplémentaires

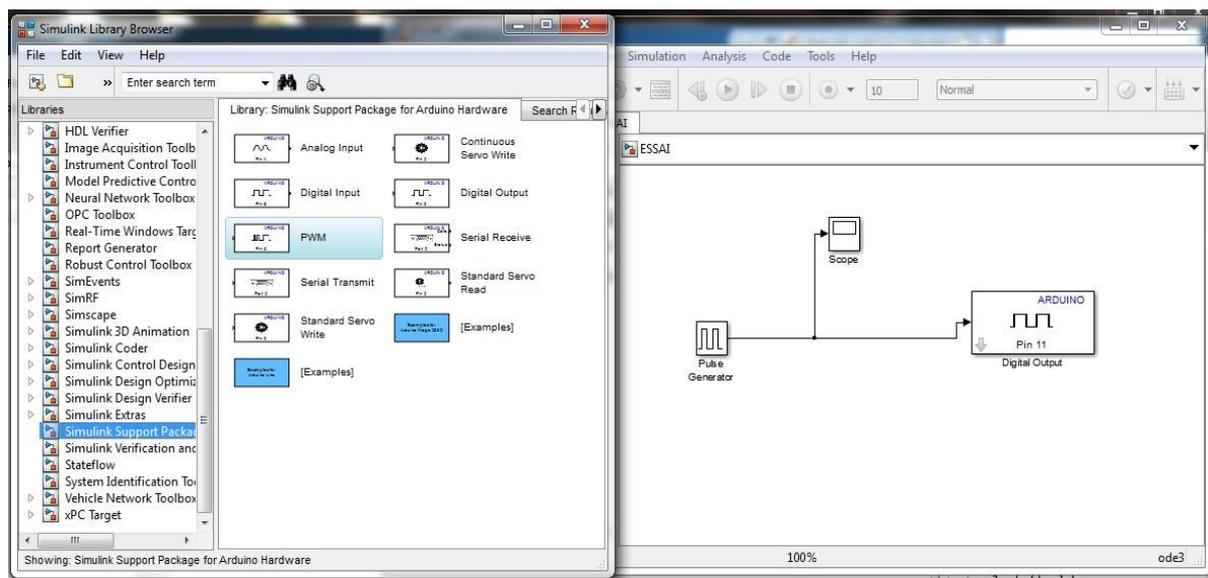


Figure III.10 : Communication de carte Arduino avec MATLAB.

Puisque MATLAB est un langage de haut niveau interprété, nous pouvons voir les résultats des instructions d'entrée / Sortie immédiatement, sans compiler. MATLAB comprend des milliers de mathématiques intégrés, l'ingénierie et des fonctions graphiques que vous pouvez utiliser pour analyser et visualiser rapidement les données recueillies à partir de notre Arduino [25]. Cette solution consiste d'une part à utiliser les fonctions offertes par le langage Arduino qui permet d'envoyer et d'acquérir des données binaires via le port série (USB) et d'autre part à développer sous Simulink un programme pour traiter ou visualiser ces données.

# Table des Matières

## SIGNAL GÉNÉRATION OF SPACE VECTOR PWM

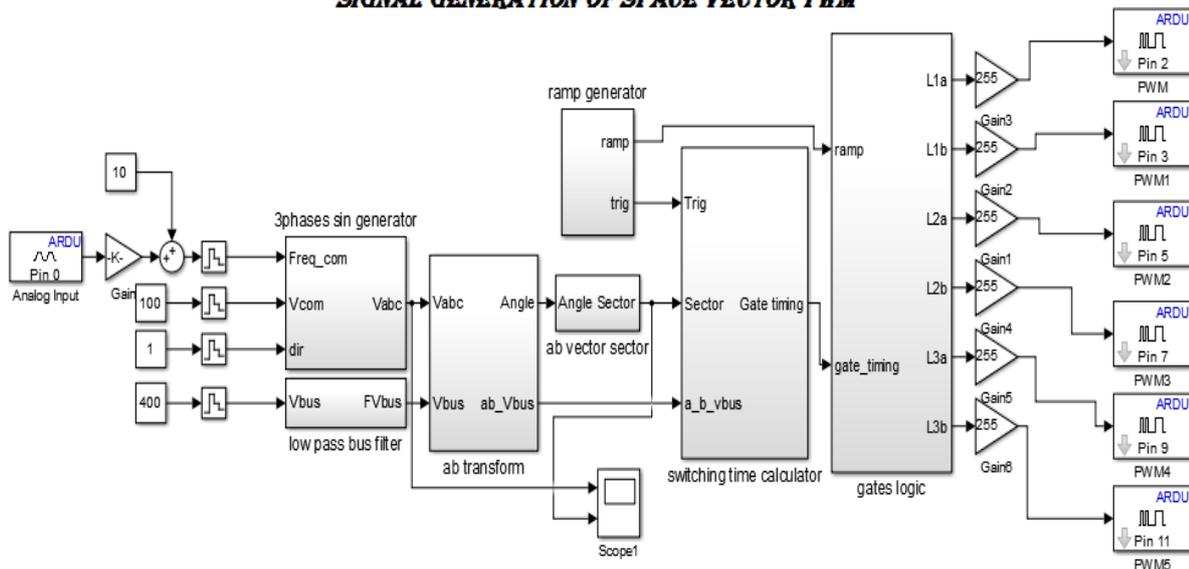


Figure III.11 : Modèle SIMULINK pour l'envoi des signaux SVPWM sous Arduino.

Les résultats que nous avons obtenus à partir de ce bloc SIMULINK montre une limitation en fréquence qui peut atteindre jusqu'à 500Hz présentée dans la figure III.12.

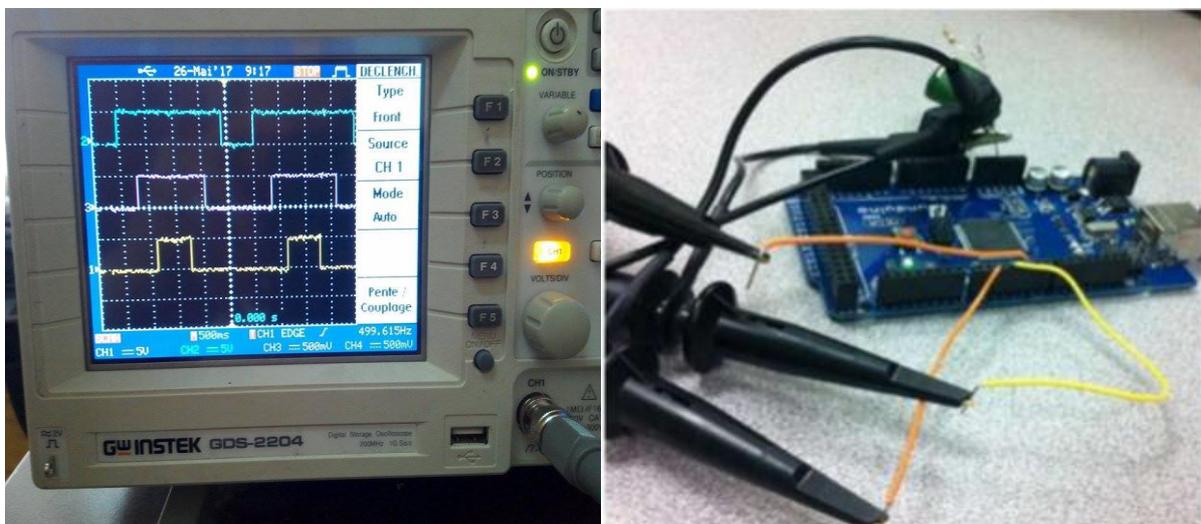


Figure III.12 : Signal de sortie de l'interface MATLAB/Arduino.

C'est la raison pour laquelle nous utilisons la programmation sous Arduino IDE software pour la mise en œuvre de l'onduleur de tension triphasé dans les étapes sont les suivantes :

- Générer une onde sinusoïdale à l'aide de la table de consultation.
- Initialiser les registres de contrôle de base de temps où l'opération PWM alignée au centre a lieu en sélectionnant le mode continu de comptage / décomptage.

## Table des Matières

- Initialiser les valeurs du registre où les cycles de charge sont chargés.
- Calculer  $V_s$  et  $\varphi$  sur la base de l'exigence de  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ .
- Compte tenu d'une période  $T$  d'onde porteuse, calculez  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$ .
- Calculer les cycles de service  $T_a$ ,  $T_b$  et  $T_c$  dans les registres TIM1, TIM2 et TIM3. Au début d'un nouveau cycle (interruption PWM)  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$  sont calculés. Et puis, le temps actif de  $S_1$ ,  $S_2$ , . . . , Les commutateurs  $S_6$  sont donc écrits dans les registres TIM1, TIM2 et TIM3 du microcontrôleur Atmega2560.

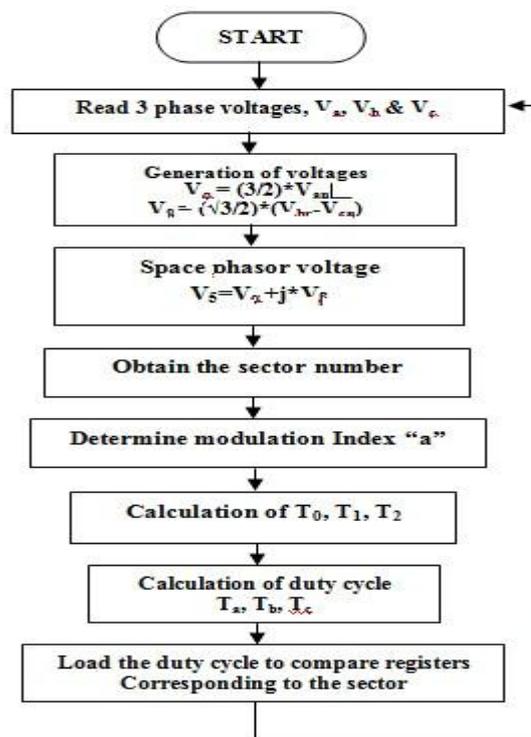


Figure III.13 : Diagramme d'écoulement pour l'implémentation de la Modulation Vectorielle.

### III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé une description sur la carte ARDUINO MEGA et comment l'utiliser et puis on a expliqué la technique de création un signal MLI à partir de la carte ARDUINO. Cette technique est réalisable grâce aux caractéristiques internes de cette carte et selon l'utilisation, après l'écriture du programme final, on va réaliser le circuit de l'onduleur et utiliser ce programme pour le commander, c'est ce que nous allons expliquer dans le chapitre qui suivent.

# Table des Matières

## IV.1 Introduction

L'essor de notre réalisation pratique est basé sur une connaissance théorique préalable qui permet de composer les différents circuits à partir d'une expérimentation de test. D'après les chapitres précédents on a pu avoir une idée sur le principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.

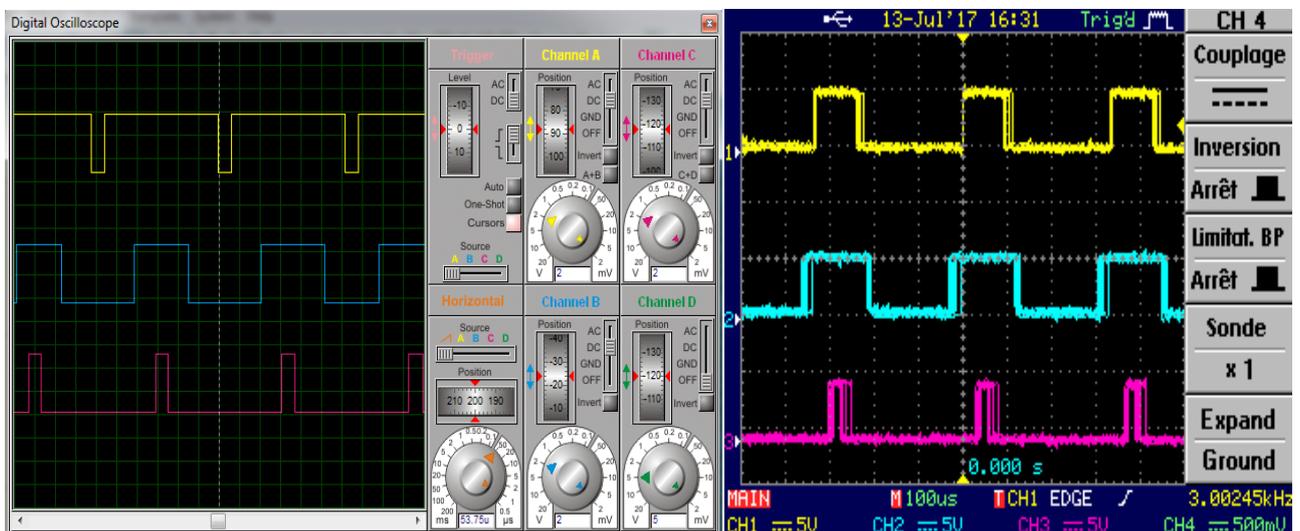
Dans ce dernier chapitre, on va effectuer multiples essais et les différentes étapes de réalisation des différentes parties de l'onduleur qui se composent de trois parties fondamentales.

- Génération des signaux (carte de commande).
- Partie commande et isolation rapproché.
- Partie Puissance.

## IV.2 Génération des signaux

La technique de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM) consiste à générer un signal carré avec un rapport cyclique modulé en fonction d'un signal de commande. Le signal généré peut servir à commander un circuit de puissance à découpage (pont en H ou demi pont), associé à un filtrage passe-bas, pour générer une onde sinusoïdale ou d'une autre forme. La technique est utilisée dans les onduleurs monophasés, diphasés ou triphasés [26].

Nous avons vu dans le chapitre 3 une description sur la carte ARDUINO MEGA et Comment l'utiliser pour générer un signal numérique, maintenant nous allons utiliser ce principe pour générer six signaux MLI (modulation de largeur d'impulsion) basant sur l'algorithme de l'implémentation du MLI vectorielle de telle sorte que chaque signal commande un interrupteur MOSFET. À l'aide des caractéristiques de la carte ARDUINO la fréquence des signaux est convenable.



# Table des Matières

Figure IV.1 : les signaux générés par la carte ARDUINO.

## IV.3 Circuit de commande de l'onduleur triphasé

Afin de s'affranchir des contraintes de rapidité d'échantillonnage pour une MLI Vectorielle on va réaliser un montage qui va faire la conversion numérique analogique d'impulsion générée par la carte Arduino et assurer la tension suffisante pour attaquer la grille de MOSFETs de notre carte.

### IV.3.1 Système de génération des compléments et des temps morts

Ce module est décrit par la figure IV.2, l'entrée reçoit les trois impulsions de commande correspondant au pilotage des trois bras de l'onduleur de tension triphasé. Dans un souci de génération et d'homogénéisation des interfaces au niveau des onduleurs de tension des bancs tests du laboratoire, une adaptation en tension est mise en œuvre. Elle est constituée par des amplificateurs non inverseurs de la famille CMOS (4050) 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- 5V, par contre les seuils d'entrées peuvent être compris entre 3V et 15V pour le niveau haut ou logique «1» et «0» pour le niveau bas ou logique «0» [27].

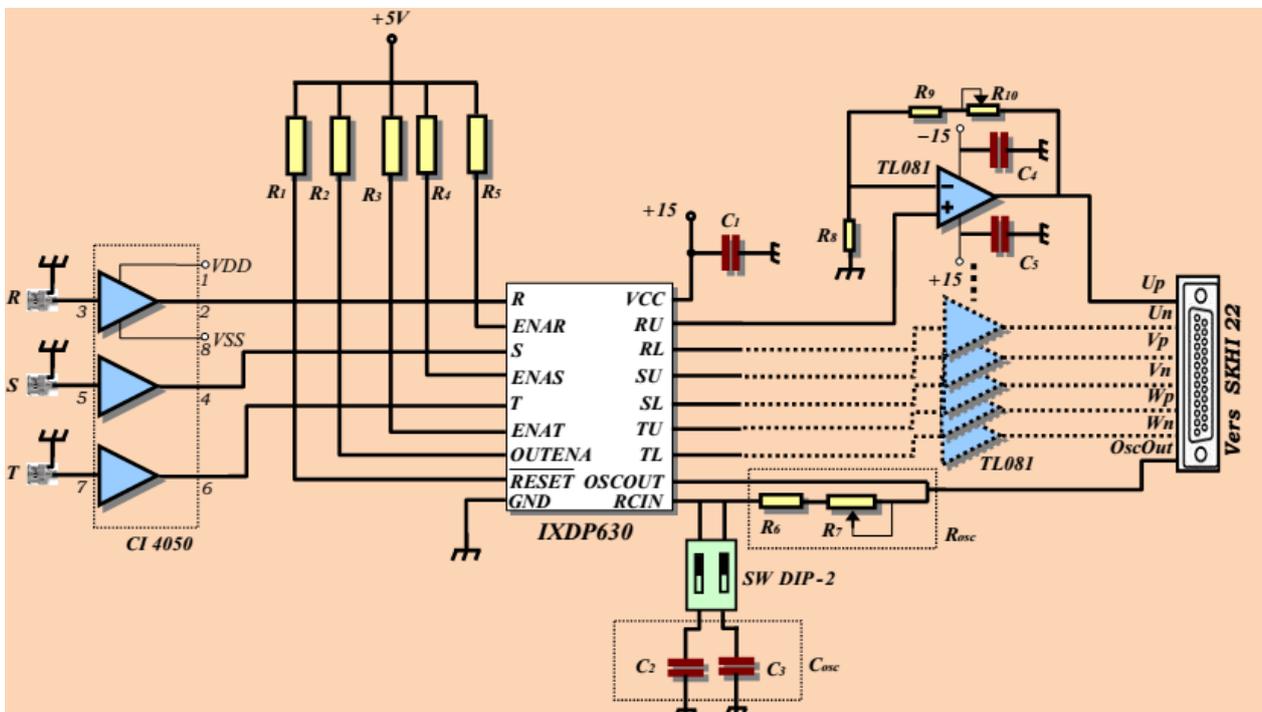


Figure IV.2 : Schéma de génération des compléments et des temps morts de la commande

## Table des Matières

---

Cette solution a l'avantage d'accepter une très large gamme de niveaux pour les outils temps réels de la commande. En effet, il est ainsi possible d'utiliser aussi bien des sorties numériques (ou logique) en 0-5V que des d'interface pour le contrôle d'onduleurs triphasés l'IXDP630 de la société IXYS semi- conducteurs Gmbh est exploité. Celui-ci réalise la complémentarité des commandes pour chaque bras de l'onduleur avec une génération de temps morts ( $t_{mort}$ ) numériques strictement identiques sur les trois bras selon l'équation suivante :

$$t_{mort} = \frac{8}{f_{osc}} \quad (IV.1)$$

Ou " $f_{osc}$ " représente la fréquence d'oscillation de l'horloge du circuit. Cette solution garantit des temps morts rigoureuses identiques et évite des disparités sur les trois phases contrairement aux solutions analogiques qui créent ces temps morts de façon indépendantes sur les trois bras. L'oscillateur est composé d'un réseau RC (ou un quartz pour le circuit IXDP630) qui permet la programmation de la valeur des temps morts. Elle est fixée par la circuiterie interne à exactement huit périodes d'horloge, ainsi, 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 [28] :

$$f_{osc} = \frac{0.95}{R_{osc} * C_{osc}} \quad (IV.2)$$

### IV.3.1.1 Driver *IXDP630* (Inverter Interface and Digital Dead time Generator)

Le composant principal utilisé dans la carte est l'IXDP630. Il est destiné principalement à l'application en triphasé, en assurant le temps nécessaire (temps mort) pour séparer les deux signaux logiques requis pour les deux IGBT de même bras, le IXDP630 a été spécialement conçu pour piloter directement un optocoupleur à grande vitesse comme le Hewlett Packard HCPL2211 famille ou le 740L60XX Instrument général OPTOLOGIC famille.

#### IV.3.1.1.1 Caractéristiques de l'IXDP630

- Alimenté en 5V, technologies logique mise en œuvre HCMOS et permet le maintien de faible puissance à grande vitesse.
- Les entrées passent à travers des triggers de schmitt, ce qui permet d'améliorer l'immunité au bruit.
- Permet d'obtenir simultanément des temps morts égaux pour les trois phases de sortie.
- Remplace 10-12 standard SSI/MSI dispositif logiques.

## Table des Matières

- Permet l'utilisation d'un large éventail de stratégies de modulation PWM.
- Peut être connecté directement à des optocoupleur de grandes vitesses.

### IV.3.1.1.2 Application

- Commande mono ou triphasé des machines électriques.
- Les systèmes USP mono ou triphasé.
- Circuit général de conversion de puissance.
- La répartition des impulsions et génération du retard des signaux.
- Usage général et filtres.

L'IXDP630 utilise un oscillateur à base d'un trigger de schmitt, par l'association de deux composants externes,  $R_{osc}$  et  $C_{osc}$ . On peut déterminer la fréquence d'horloge à partir duquel on calcule le temps mort. Cette conception permet une réduction significative des coûts sur un oscillateur à quartz standard, mais présente un compromis dans la précision de fréquence. La précision initiale et la dérivée sont une fonction de la composant externe et les coefficients de température, approvisionnement tension, et par IXDP630. A des fréquences de moins de 1MHZ

La figure IV.7 présente les chronogrammes du fonctionnement normal de l'IXDP630. On remarque qu'une fois le RESET est libéré, un temps morts de 8 périodes d'horloge est réalisé entre XU et XL (avec X: R, S ou T et U: UP, LOW).

Lorsque XU et XL sont à "0", la longueur de temps morts est fixée à 8 fois la période de l'horloge.

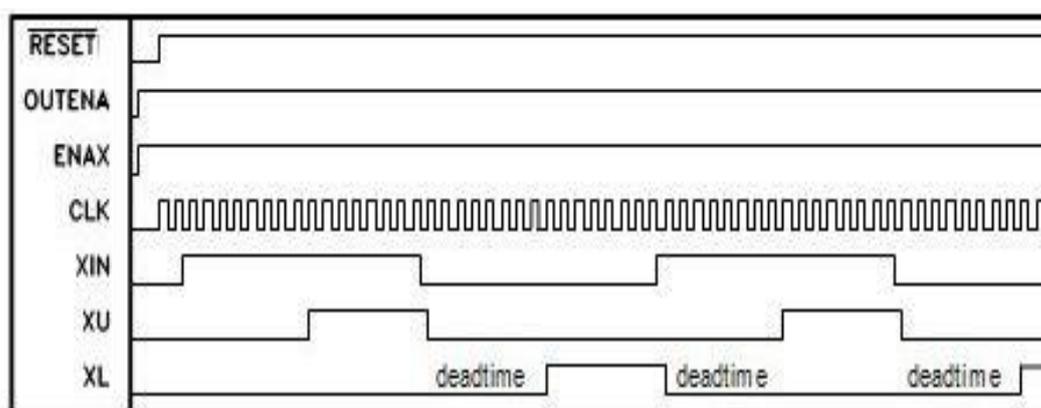


Figure. IV.3: Chronogramme de fonctionnement de l'IXDP630.

# Table des Matières

---

## IV.3.2 La partie Commande rapprochée

Le signal généré par la carte ARDUINO est de type 5V logique donc il faut faire l'isolation entre la carte de commande et le reste de circuit (drivers et la partie puissance) pour cela on utilise des optocoupleur où opto-isolateur [29].

### IV.3.2.1 Isolation

On parle d'isolation galvanique entre deux circuits électriques ou électroniques, lorsqu'il n'y a aucune liaison conductrice (fil électrique, châssis métallique,, etc.) entre ces deux circuits. Il s'agit de la tension de mode commun entre l'entrée et la sortie de l'optocoupleur. Le constructeur spécifie en général une tension maximale continue et/ou alternative pour laquelle aucun claquage ne se produit. Cette tension doit pour le test être appliquée durant un temps minimum (1 seconde ou 1 minute). Pour obtenir une bonne isolation, les composants optiques sont séparés par un écran transparent.

### IV.3.2.2 Optocoupleur HCPL2211

Un optocoupleur ou photo coupleur, est un dispositif optoélectronique qui transmet des informations logiques ou analogiques sous forme de signal électrique, via une voie optique qui isole électriquement l'entrée de la sortie. Ainsi, le coupleur optique HCPL 2211 est une porte logique optiquement couplé. Il contient une LED Ga ASP. Les détecteurs ont des étages de sortie de pôles totémiques et des étages d'entrée du récepteur optique avec haut-Schmitt pour fournir des formes d'onde logiques compatibles, illuminant la nécessité de wave shaping supplémentaire. Les signaux de commande ne font intervenir que très peu d'énergie : ils envoient un ordre d'ouverture ou de fermeture ; pour notre application il est nous avons choisis l'optocoupleur HCPL2211 parce qu'il supporte un  $dv/dt$  de  $5000V/\mu s$  ce qui le met à l'abri des perturbations parasites pouvant créer des commutations aléatoires ; et que sa tension d'isolement est de 2500V [28].

### IV.3.2.3 Applications

- Isolation des systèmes logiques hauts débit,
- Interfaces informatiques-périphériques,
- Interfaces système microprocesseur,
- Récepteur de ligne à grande vitesse,
- Power Control Systems.

# Table des Matières

## IV.4 La simulation virtuelle de la carte commande «PORTEUS»

Avant de passer à la réalisation pratique, nous avons utilisé un CAO: il s'agit de ISIS - PORTEUS, c'est un CAO électronique perfectionné conçu par Labcenter Electroniques qui permet de dessiner des schémas électroniques, de les simuler et de réaliser le circuit imprimé correspondant.

Le CAO électronique «PROTEUS» disponible et téléchargeable sur ce lien [21], se compose de nombreux outils regroupés en modules au sein d'une interface unique. Ce dernier nous permet de schématiser notre carte électrique et la simuler virtuellement comme le montre la figure suivante:

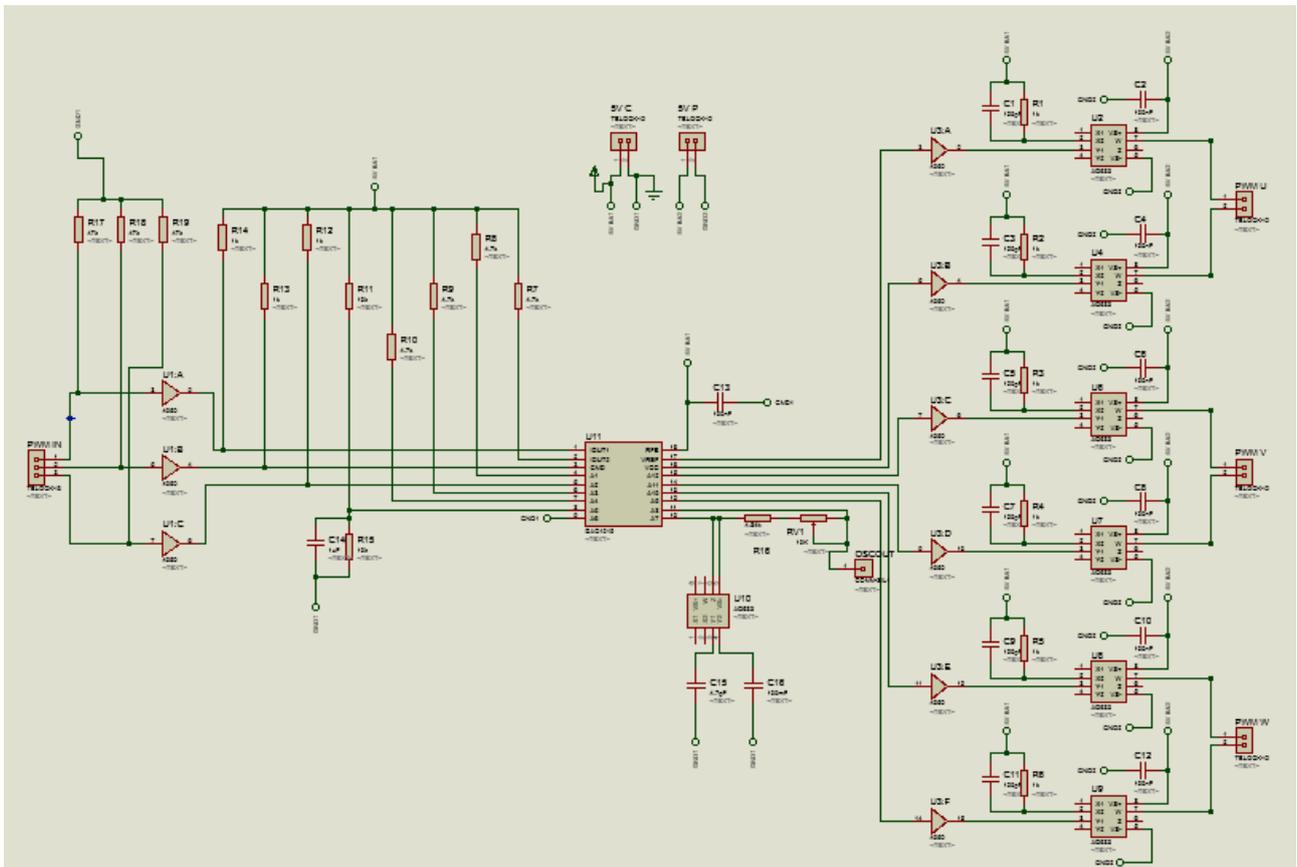
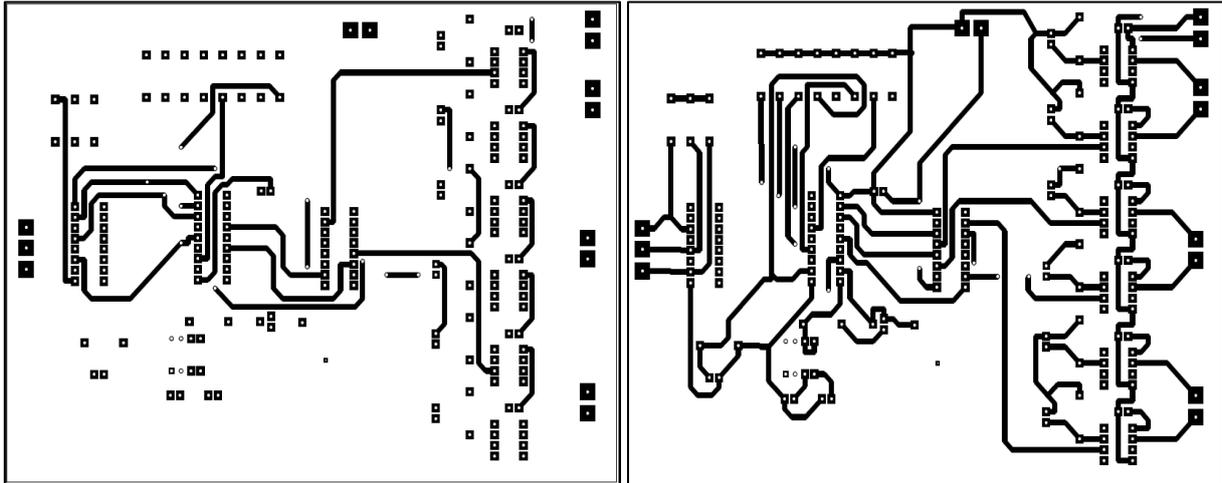


Figure IV.4: Schéma de circuit imprimé de la partie commande avec ISIS.

Afin d'alimenter les composants avec (5V et 15V), il faut réaliser un carte pour assurer l'alimentation car les composants demandent une alimentation pour le schéma de circuit imprimé suivant est réalisé avec le logiciel «ARES » PCB:

## Table des Matières

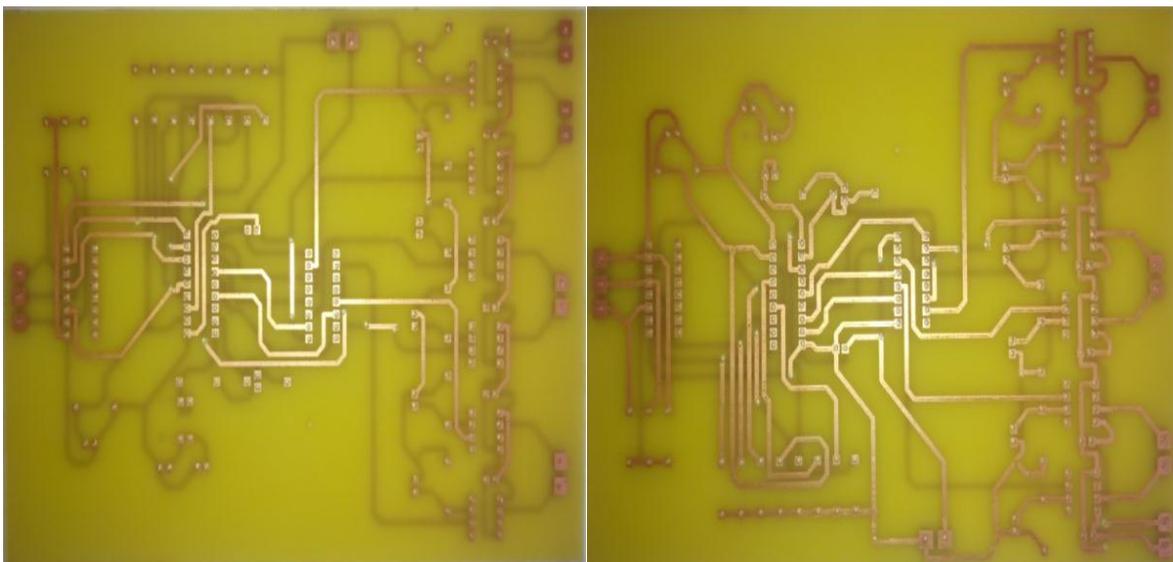


**Figure IV.5:** Schéma de circuit imprimé de la carte commande avec ARES (Top et Bottom)

Pour réaliser une telle carte on va passer par plusieurs étapes :

- Découper la plaque Epoxy/cuivre aux dimensions du futur circuit imprimé ;
- Mettre le typon dans l'insoleuse en vérifiant bien ses faces ;
- Pour que l'insolation puisse s'effectuer, il faut retirer l'adhésif opaque qui protège la couche photosensible des rayons ultra-violets de la lumière ambiante ;
- Placer la plaque pré sensibilisée dans l'insoleuse, avec le typon coté cuivre une fois l'adhésif retiré ;
- L'étape qui suit présente « une gravure chimique » dans laquelle est utilisé le produit attaquant le cuivre « le perchlorure du fer » ;

Cette figure regroupe ces étapes :



**Figure IV.6:** Animation de la carte de commande en 3D.

## Table des Matières

Après la réalisation du circuit imprimé et le soudage des composants dans la carte, maintenant on utilise les impulsions produites par le circuit de commande pour attaquer les MOSFETs de circuit de puissance.

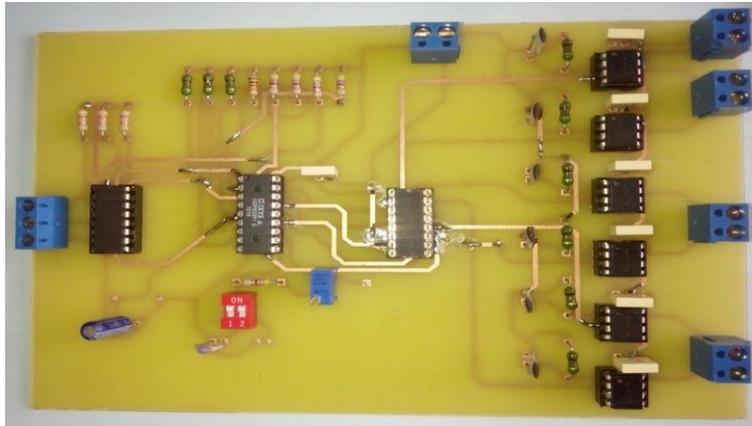


Figure IV.7: Photo réelle de la carte électronique de commande.

### IV.4.1 Gestion du temps mort

Le temps mort est introduit entre le blocage d'un transistor et la mise en conduction de l'autre. Pour assurer la génération d'un retard entre les signaux de commande des deux MOSFETs, pour éviter la conduction simultanée des deux transistors d'un même bras de pont, le montage permet de réaliser cette fonction. Cette solution est retenue car elle permet une meilleure flexibilité en termes de réglage des temps morts, voir la Figure III.25. L'inconvénient vient du fait que le réglage du temps mort est délicat car il faut jouer sur plusieurs paramètres en même temps [24].

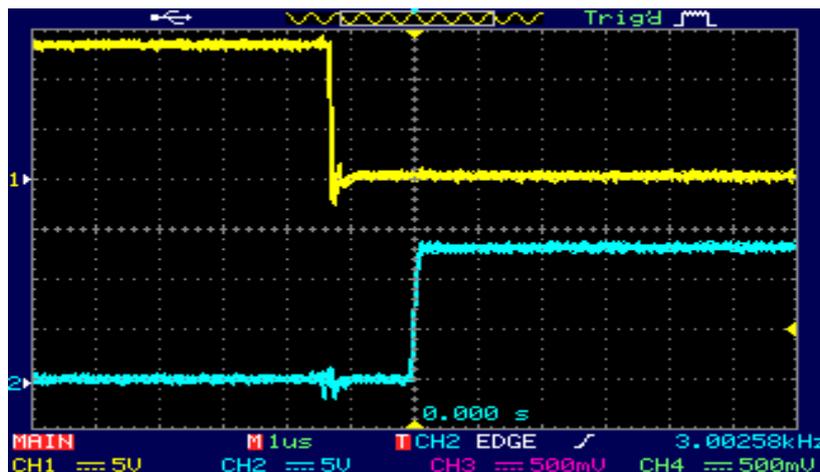


Figure IV.8: Le temps mort entre deux MOSFETs d'un même bras.

## IV.5 Partie puissance

### IV.5.1 Caractéristique statique et interrupteur

Le raisonnement qui permet de déterminer les caractéristiques statique des interrupteurs nécessaires pour un onduleur de tension. Le convertisseur DC/AC réversible en courant, il s'agissait de pouvoir assure la circulation d'un courant aussi bien négatif que positif dans la source courant noté que le courant changé le signe périodiquement suivant la fréquence (la valeur moyenne nul), les deux contrainte imposer l'interrupteur choisis (Figure III.9) unidirectionnel en tension, bidirectionnel en courant [30].

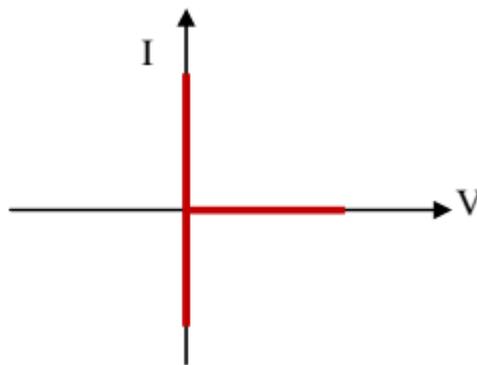


Figure IV.9: Caractéristique statique de l'interrupteur.

La solution technologique qui permette d'obtenir directement ce type de caractéristiques statique représenter sur Figure IV.10:

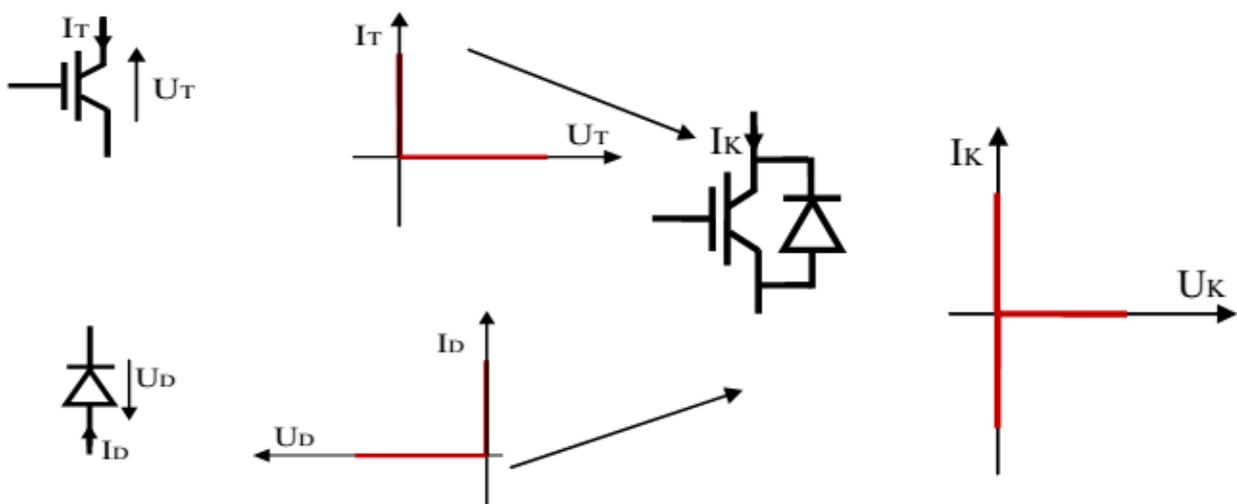


Figure IV.10: L'interrupteur bidirectionnel en courant.

## IV.5.2 Choix d'interrupteur

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.[31]. Mis à part le MOSFET qui possède naturellement une diode en antiparallèle assurant la bidirectionnalité en courant. L'utilisation de MOSFET est limitée pour des applications moyennes et forte puissance, à diode interne fonctionne dans des temps de recouvrement important qui pénalisant les pertes par commutation [30]. Un autre avantage dans l'utilisation des MOSFETS concerne la simplicité du circuit d'amorçage de gâchette comparativement à celui des transistors bipolaires ou des thyristors. En effet, le MOSFET ne nécessite pas de protection contre les  $di/dt$  et les  $dv/dt$  [31].

## IV.6 Réalisation de l'onduleur triphasé avec bras redondant

L'onduleur réalisé contenir tous les parties qu'on mentionner précédemment C.-à-d. des circuits comportent la carte ARDUINO, partie de commande rapproché et la partie de puissance comme montre la Figure suivante :

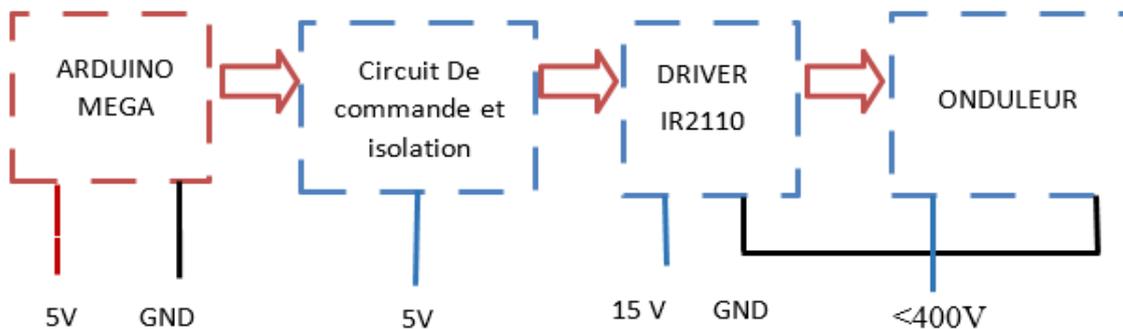


Figure IV.11 : schéma fonctionnel d'un onduleur.

### IV.6.1 DRIVER

Dans de nombreuses situations, nous devons utiliser les MOSFET configurés comme des commutateurs à haut niveau. Beaucoup de fois, nous devons utiliser les MOSFET configurés comme des commutateurs de haut et de bas-côté. Comme dans les circuits en pont. Dans les circuits à demi-pont, nous avons 1 MOSFET haut-côté et 1 MOSFET côté bas. Dans les circuits à pont intégral, nous avons 2 MOSFET haut-côté et 2 MOSFET côté bas. Dans de telles situations, il est nécessaire d'utiliser des circuits de commande côté haut aux côtés des circuits de commande côté

## Table des Matières

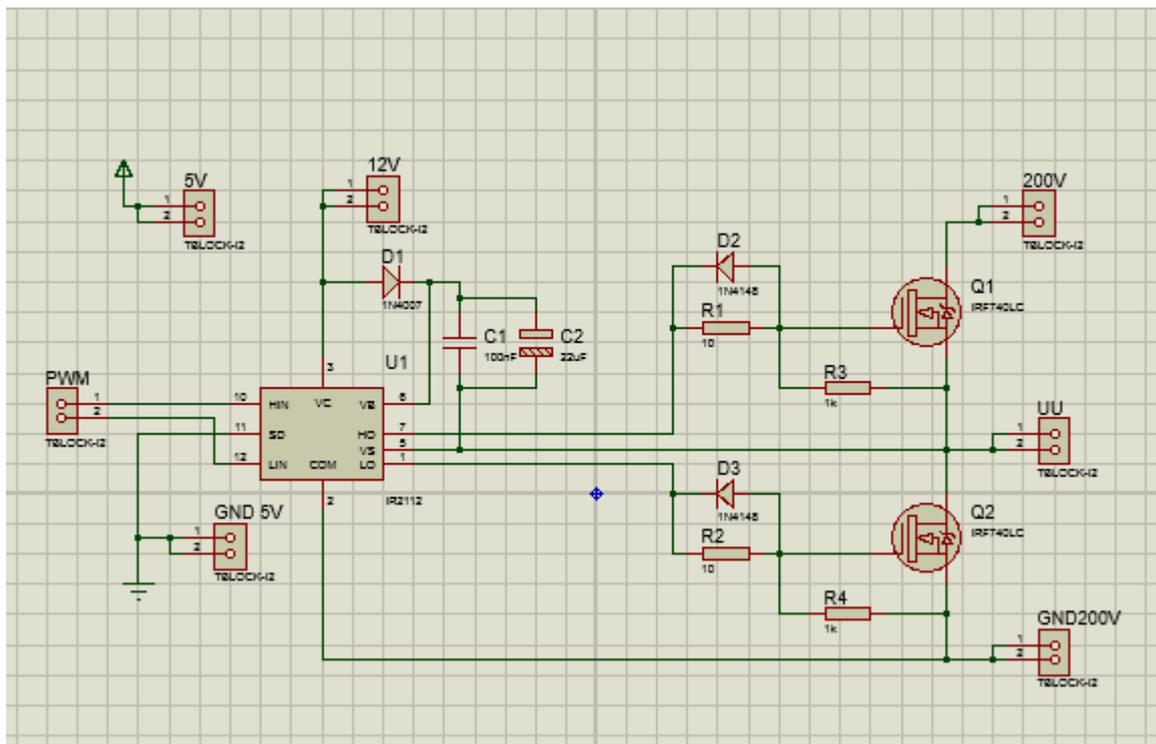
bas. La manière la plus courante de conduire les MOSFET dans de tels cas est d'utiliser des conducteurs MOSFET à haut-bas. Sans aucun doute, la puce de pilote la plus populaire est l'IR2110.

Notre réalisation ce passe par plusieurs étapes :

- Simulation de circuit sous l'environnement ISIS.
- Création de circuit imprimé sous l'environnement ARES.
- Impression de la carte et emplacement des composants.

### IV.7 Simulation de la carte puissance

Ce travail utilise des outils de simulation fonctionnelle et électronique come peut le voir sur le Figure IV.11 on dessine cette schéma avec logiciel PORTEUSE la partie ISIS en utilisant les bibliothèques des composantes, ainsi nous pouvons tester le comportement du circuit.



**Figure IV.12:** Schéma électrique de la partie puissance avec ISIS.

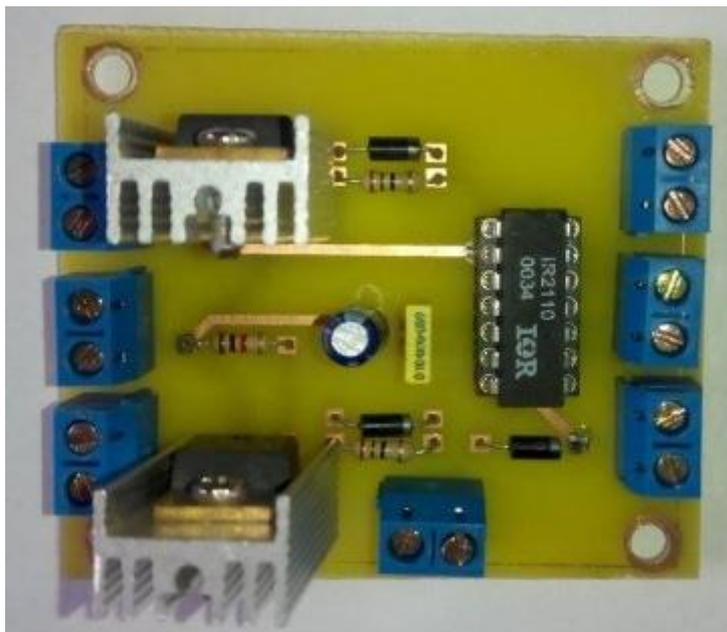
D1, C1 et C2 avec l'IR2110 forment les circuits de démarrage. Lorsque LIN = 1 et Q2 sont activés, C1 et C2 sont chargés sur le niveau sur VB, ce qui représente une diode au-dessous de + VCC. Lorsque LIN = 0 et HIN = 1, cette charge sur C1 et C2 permet d'ajouter la tension supplémentaire - VB dans ce cas - au-dessus du niveau source de Q1 pour conduire le Q1 en configuration haut-côté. Une capacité suffisamment grande doit être choisie pour C1 afin qu'elle puisse fournir la charge requise pour garder Q1 activé pour tout le temps. C1 ne doit pas non plus être trop large pour que la

## Table des Matières

---

charge soit trop lente et que le niveau de tension ne monte pas suffisamment pour maintenir le MOSFET. Plus l'heure est élevée, plus la capacité requise est élevée. Ainsi, plus la fréquence est faible, plus la capacité requise est élevée pour C1. Plus le cycle de service est élevé, plus la capacité requise est élevée pour C1. Oui, il existe des formules disponibles pour calculer la capacité. Cependant, il existe de nombreux paramètres impliqués, dont nous ne connaissons peut-être pas, par exemple, le courant de fuite du condensateur. Donc, j'estime juste la capacité requise. Pour les basses fréquences telles que 50 Hz, j'utilise entre une capacité de  $47\mu\text{F}$  et  $68\mu\text{F}$ . Pour les hautes fréquences comme 30kHz à 50kHz, j'utilise entre  $4.7\mu\text{F}$  et  $22\mu\text{F}$ . Comme nous utilisons un condensateur électrolytique, un condensateur céramique doit être utilisé en parallèle avec ce condensateur. Le condensateur céramique n'est pas nécessaire si le condensateur bootstrap est du tantale [32].

Nous constatons que plus le courant parcourant les pistes est élevé plus les pistes doivent être larges. Un autre paramètre à prendre en compte lors du choix de la largeur d'une piste la résistance électrique.



**Figure IV.13** : carte d'un bras d'onduleur réalisé.

## IV.8 les résultats expérimentaux

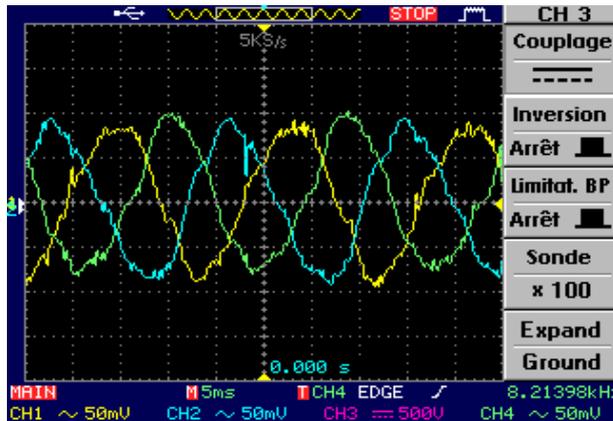


Figure IV.14 : courants triphasé pour charge RL.

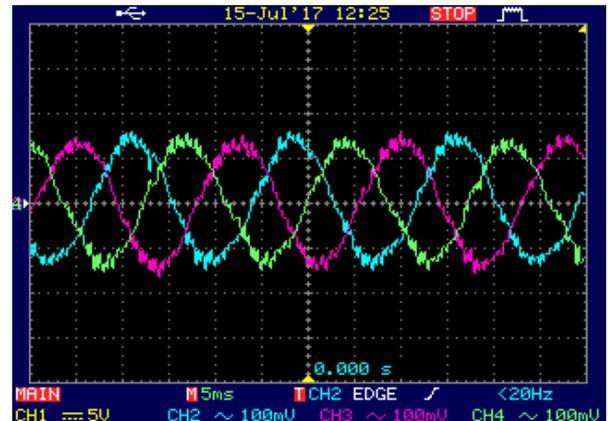


Figure IV.15 : courants triphasé pour charge moteur asynchrone.

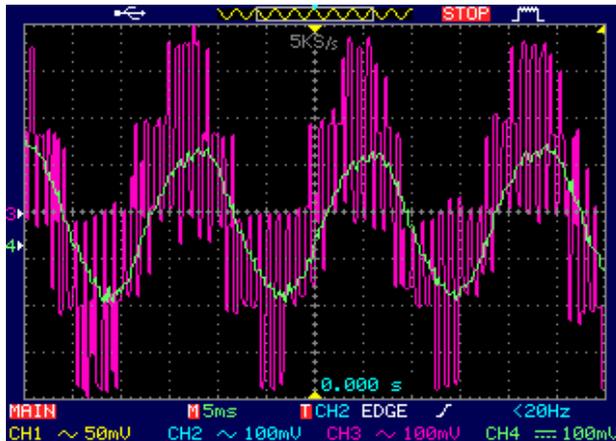


Figure IV.16 : Tension simple et courant à fréquence 50HZ.

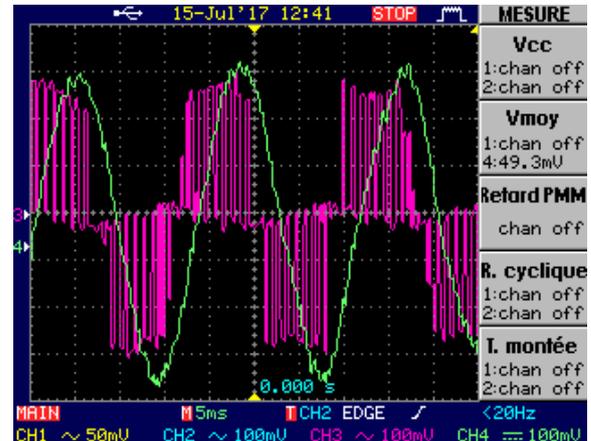


Figure IV.17 : Tension composée et courant à fréquence 50HZ.

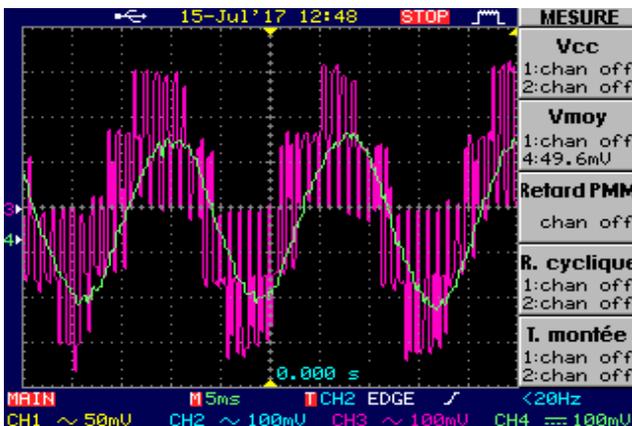


Figure IV.18 : Essai à tension simple constante maximale.

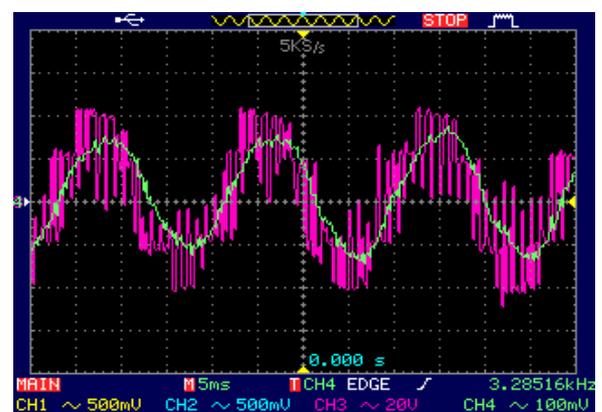


Figure IV.19 : Essai à tension avec rapport cyclique de 50%.

# Table des Matières

---

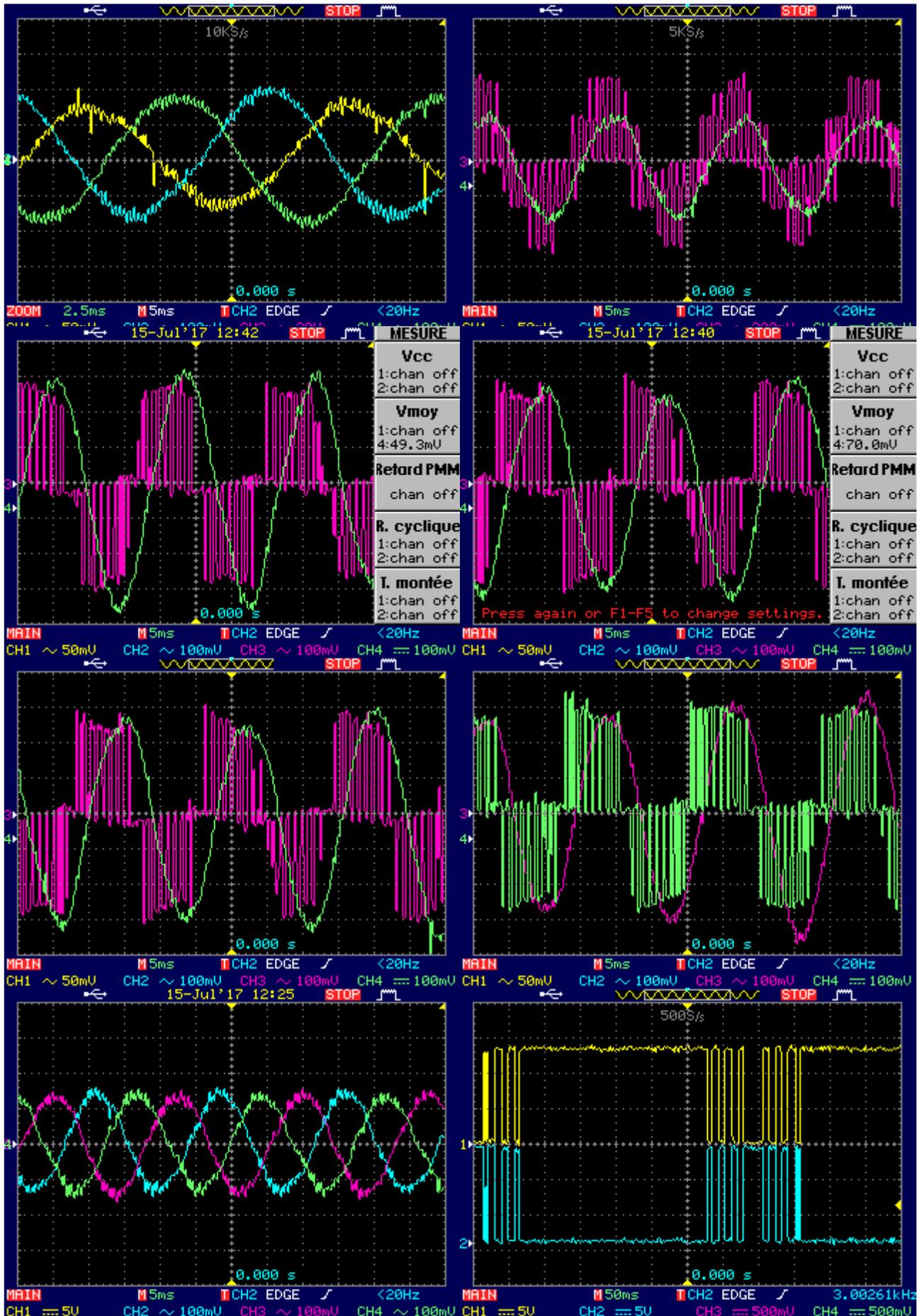
## **IV.9 analyse des résultats**

D'après les figures on remarque que

## **IV.10 Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté la partie essentielle du travail. L'illustration des différentes composants

# Table des Matières



# Table des Matières

