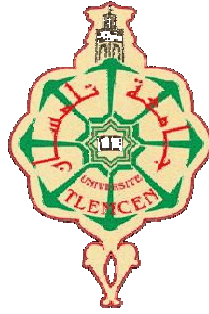


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université AboubakerBelkaïd -Tlemcen –  
Faculté de TECHNOLOGIE



## **MEMOIRE**

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

**En** : électronique

**Spécialité** : Instrumentation

**Par** : CHIKHAOUI ABDALLAH

**Sujet**

**Etude et réalisation d'un onduleur triphasé à PWM  
et à commande variable**

Soutenu publiquement, le 14/06/2025, devant le jury composé de :

Mr. BENAHMED Nasr Eddine  
Mr. MELIANI Sidi Mohammed  
Mr. BENYAROU Mourad

Professeur  
Professeur  
MCA

Université de Tlemcen  
Université de Tlemcen  
Université de Tlemcen

Président  
Examinateur  
Encadreur

Année universitaire 2024/2025

## **Remerciements**

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance à mon encadrant Dr. BENYAROU MOURAD, pour sa disponibilité, ses conseils avisés et son accompagnement tout au long de ce travail. Son expertise, sa rigueur scientifique et ses encouragements ont été essentiels à la réalisation de ce mémoire.

Ainsi je remercie également les membres du jury, Prof. BENAHMED NASREDDINE et Prof. MELIANI SIDI MOHAMMED, pour avoir accepté d'évaluer ce travail. Leur présence et leurs remarques constructives ont contribué à enrichir cette étude.

Je souhaite également remercier l'ensemble du corps enseignant de ma faculté de technologie pour la qualité de la formation dispensée durant ces années d'études, ainsi que pour leur dévouement.

Je n'oublie pas mes collègues, amis et camarades de promotion pour leur soutien, les échanges enrichissants et l'ambiance conviviale tout au long de ce parcours.

Enfin, mes pensées les plus sincères vont à ma famille, et particulièrement à mes parents, pour leur soutien moral, leur patience et leur confiance inébranlable tout au long de mon parcours universitaire.

## **Résumé**

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la conception et du développement d'un onduleur triphasé intégrant deux approches de commande : la modulation de largeur d'impulsion (MLI) triphasé et la commande 120° ou 180°. L'objectif principal est de transformer une alimentation en courant continu en un courant alternatif triphasé de qualité, dont la fréquence et l'amplitude peuvent être ajustées selon les besoins de l'application. La démarche suivie comprend une étude théorique approfondie, des simulations numériques à l'aide de logiciels adaptés, ainsi que la réalisation d'un prototype fonctionnel commandé par un microcontrôleur ou par une modulation MLI triphasé. Les résultats expérimentaux obtenus confirment la pertinence des méthodes de commande mises en œuvre, en garantissant une sortie stable et maîtrisée. Ce projet ouvre également la voie à des améliorations futures en améliorant la qualité des 3phases en intégrant des composants électroniques plus performants.

### **Mots clés :**

Onduleur triphasé, PWM, Commande 120 degrés, simulation, réalisation pratique

---

### **Abstract:**

This work is part of the design and development of a three-phase inverter integrating two control approaches: three-phase pulse width modulation (PWM) and 120° or 180° control. The main objective is to transform a direct current supply into a quality three-phase alternating current, whose frequency and amplitude can be adjusted according to the needs of the application. The approach followed includes an in-depth theoretical study, numerical simulations using suitable software, as well as the realization of a functional prototype controlled by a microcontroller or by three-phase PWM modulation. The experimental results obtained confirm the relevance of the implemented control methods, ensuring a stable and controlled output. This project also paves the way for future improvements by improving the quality of the 3 phases by integrating more efficient electronic components.

### **Keywords:**

Three-phase inverter, PWM, 120-degree control, simulation, practical implementation

# Table des matières

Remerciements	
Résumé	
Table des matières	
Table des figures	
Liste des tableaux	
Liste des abréviations .....	
Introduction générale.....	
CHAPITRE 1 : .....	1
1.Introduction .....	2
2. Principe de l'onduleur ou le convertisseur DC-AC .....	2
3. Choix de l'interrupteur .....	3
4. Classification des onduleurs .....	4
4.1. Onduleur monophasé : .....	4
4.1.1. Onduleur monophasé un seul bras : .....	4
4.1.2. Onduleur monophasé en pont ou 2 bras: .....	6
4.2. L'Onduleur triphasé : .....	7
4.2.1. Commande 180° ou plein onde: .....	8
4.2.1.1 Fonctionnement .....	8
4.2.1.2. Tensions de sorties efficaces .....	
4.2.2. Commande à 120° : .....	
4.2.2.1. Fonctionnement .....	
4.2.2.2. Tensions de sorties efficaces .....	11
4.3. La commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM) : .....	12
4.3.1. La Modulation de largeur d'impulsion en monophasé : .....	12
4.3.2. La Modulation de largeur d'impulsion en triphasé : .....	13
5. Conclusion :.....	14
CHAPITRE 02 : .....	15
1. Introduction .....	16
2. Etude et simulation d'un onduleur triphasé à commande 120° .....	16
2.1. A base de NE555 et transistor MOSFET : .....	16
2.2. A base du microcontrôleur : .....	19
3. La modulation de largeur d'impulsion (PWM).....	21
3.1 L'oscillateur sinusoïdal .....	23
3.2 Le générateur de rampe .....	25

3.3 Les blocs comparateurs .....	27
3.4. Valeur efficace d'une sortie PWM.....	
4. L'étage de puissance et le filtrage associé .....	
4.1 Sans filtrage.....	
4.1.1 Commande 120°.....	32
4.1.2 Commande PWM triphasé .....	32
4.2 Avec filtrage.....	34
5. Conclusion :.....	36
CHAPITRE 3 : .....	37
1. Introduction .....	38
2. Réalisation des typons .....	38
2.1. Typon du microcontrôleur PIC16F628A avec son régulateur IC 7805 .....	38
2.2. Typon de la carte PWM : .....	39
2.3. Typon de la carte puissance : .....	
3. La réalisation pratique .....	
4. Mesures et tests.....	44
Conclusion :.....	
Conclusion générale .....	
Références bibliographiques .....	
Annexe	

## Table des figures

Figure 1 : les différents types des convertisseurs statiques.....	2
Figure 2 : Principe d'un onduleur .....	2
Figure 3 : Onduleur (convertisseur DC-AC).....	3
Figure 4 : Principe d'un interrupteur... ..	3
Figure 5 : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en demi-pont à IGBT .....	4
Figure 6 : les formes d'ondes de la tension de sortie et des courants de transistor.....	5
Figure 7 : schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont à IGBT.....	6
Figure 8 : La forme du signal de sortie $V_s$ d'un onduleur monophasé en pont.....	6
Figure 9 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé à IGBT(a) et sa charge (b).....	7
Figure 10 : Représentation des signaux de commande et les signaux de sortie composés $V_{ab}$ , $V_{bc}$ et $V_{ca}$ de la commande $180^\circ$ .....	9
Figure 11 : Tensions entre les 3 phases et le neutre $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ de la commande $180^\circ$ .....	9
Figure 12 : représentation des signaux de commande et les signaux de sortie $V_{an}$ , $V_{bn}$ et $V_{cn}$ de la commande $120^\circ$ .....	11
Figure 13 : Principe de la modulation PWM en monophasé.....	12
La figure 14 : Principe de la modulation PWM en triphasé.....	13
Figure 15 : Schéma de principe d'un onduleur triphasé à commande $120^\circ$ à base de NE555 et MOSFET.....	16
Figure 16 : tensions de commande des transistors.....	18
Figure 17 : Brochage du microcontrôleur PIC16F628A.....	19
Figure 18 : Schéma de l'onduleur triphasé à commande $120^\circ$ à base du PIC16F628A et MOSFET.....	19
Figure 19 : Les six signaux de commande obtenus par le PIC.....	21
Figure 20: Schéma de principe de la modulation de la largeur d'impulsion PWM en triphasé alimenté sous $\pm 12V$ .....	22
Figure 21 : L'oscillateur à pont de Wien à AOP.....	23
Figure 22 : Le circuit déphaseur RC.....	24
Figure 23 : Les trois signaux sinusoïdaux SIN1, SIN2 et SIN3.....	25
Figure 24 : Schéma de l'oscillateur de Rampe.....	26
Figure 25 : Principe de la génération des signaux PWM en triphasé.....	27
Figure 26 : la première sortie PWM1 .....	28
Figure 27 : schéma de l'inverseur.....	29
Figure 28 : Etage d'adaptation.....	29
Figure 29 : schéma de l'isolateur galvanique.....	30
Figure 30 : Signal d'une sortie PWM.....	30

Figure 31 : Tensions entre phases et neutre de la commande 120° .....	32
Figure 32 : Tensions entre 3 phases et neutre en PWM sans point milieu.....	32
Figure 33 : Insertion du point milieu à l'aide de 2 capacités C1 et C2.....	33
Figure 34 : Tensions entre chaque phase et neutre en PWM avec point milieu.....	33
Figure 35 : Tensions entre chaque phase et neutre en PWM avec point milieu avec m=5....	34
Figure 36 : Premier filtre RLC.....	34
Figure 37 : Deuxième filtre RLC.....	35
Figure 38 : Les trois phases de l'onduleur après un bon filtrage.....	36
Figure 39 : Coté piste du circuit imprimé (a) et coté composants (b).....	38
Figure 40: Coté piste du circuit imprimé (a) et coté composant (b).....	39
Figure 41: Coté piste du circuit imprimé (a) et coté composant (b).....	40
Figure 42 : Montage des entrées en étoile des 3 transformateurs montés en élévateurs 6V/220V 50Hz.....	42
Figure 43 : Montage des entrées en triangle des 3 transformateurs montés en élévateurs 6V/220V 50Hz.....	43
Figure 44 : Deux (2) signaux décalés de 60° à la sortie de la commande 120° .....	44
Figure 45 : Sortie du générateur de triangle pour quelques valeurs de m.....	44
Figure 46 : Sortie d'une tension de référence (la consigne) parmi les 3 de la carte PWM.....	45
Figure 47 : Les 3 sorties de la commande PWM : (a) PWM1 et son inverse, (b) PWM2 et son inverse et (c) PWM3 et son inverse.....	45
Figure 48 : Tension à la sortie de la carte de puissance, commande 120° (vers entrée d' un transformateur).....	46
Figure 49: Les 3 signaux aux 3 sorties de la carte de puissance, commande 120° (vers entrées des 3 transformateurs).....	46
Figure 50: Les 3 signaux aux 3 sorties de la carte de puissance, commande PWM (vers entrées des 3 transformateurs).....	47

## Liste des tableaux

Tableau 1	Valeur de $m$ en fonction de la résistance de charge $R_{11}$ .....	26
Tableau 2	Mesure sur les 2 cartes de commande.....	47
Tableau 3	Mesure sur l'entrée de chaque transformateur.....	48
Tableau 4	Mesure sur la sortie de chaque transformateur.....	48

## Liste des abréviations

AC	Alternating current : Courant alternatif
DC	<a href="#">Direct current</a> : Courant direct ou courant continu (CC)
GTO	Gate Turn-Off Thyristor : Thyristor d'arrêt de grille
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor : Transistor bipolaire à grille isolée
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor : Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique
PIC	Peripheral Interface Controller : Interface pour contrôle de périphériques
PWM	Pulse Width Modulation : Modulation de largeur d'impulsion

## **Introduction générale**

Dans un monde où l'électrification occupe une place prépondérante dans les secteurs industriels, résidentiels et des transports, la conversion de l'énergie électrique est devenue un enjeu majeur. Les systèmes électroniques modernes nécessitent souvent une alimentation en courant alternatif (AC) à partir d'une source en courant continu (DC), comme les batteries, les panneaux solaires ou les alimentations de secours. C'est dans ce contexte que les **onduleurs** jouent un rôle crucial, en assurant cette conversion de manière efficace et contrôlée.

Un **onduleur** est un convertisseur statique qui transforme une tension continue en une tension alternative, avec des caractéristiques spécifiques en termes de fréquence, d'amplitude et de forme d'onde. Cette conversion est réalisée à l'aide de composants électroniques de puissance tels que les transistors MOSFET, IGBT, thyristors et des techniques de commutation avancées. En fonction de la nature de la charge à alimenter et des exigences du système, les onduleurs peuvent produire différentes formes d'ondes : ondes carrées, sinusoïdales modifiées ou sinusoïdales pures.

Les onduleurs sont classés en plusieurs catégories, notamment :

➤ **Onduleurs monophasés et triphasés :**

Selon le type de charge à alimenter.

➤ **Onduleurs autonomes et connectés au réseau :**

En fonction de leur interaction avec le réseau électrique.

➤ **Onduleurs à modulation de largeur d'impulsion (PWM) :**

Permettant une meilleure qualité d'onde et une réduction des pertes énergétiques.

Parmi les nombreuses architectures existantes, l'**onduleur triphasé commandé à 120°** constitue une solution robuste et largement utilisée pour l'alimentation des moteurs électriques et des systèmes industriels. En générant trois signaux déphasés de 120°, cet onduleur permet de produire une tension alternative triphasée adaptée aux besoins des machines tournantes et autres charges triphasées.

Avec l'essor des énergies renouvelables, des véhicules électriques et des systèmes d'alimentation autonomes, l'étude et l'optimisation des onduleurs sont devenues des sujets d'intérêt majeur dans le domaine de l'électronique de puissance. L'amélioration des

performances des onduleurs passe par l'utilisation de techniques de commande avancées, telles que la modulation de largeur d'impulsion (PWM), ainsi que par l'emploi de composants semi-conducteurs à haut rendement.

Ainsi, la compréhension et la maîtrise des principes de fonctionnement des onduleurs sont essentielles pour garantir une conversion d'énergie efficace, fiable et adaptée aux exigences des applications modernes.[1].

Dans ce contexte, le mémoire est composé de trois parties, un premier chapitre consacré à une introduction des onduleurs, le deuxième chapitre est consacré à l'étude et à la simulation de deux types d'onduleurs, l'onduleur triphasé à commande  $120^\circ$  et l'onduleur triphasé à commande PWM et un dernier chapitre consacré à la réalisation pratique des 2 précédents onduleurs. Des essais et des mesures réelles ont été faits pour confirmer l'étude théorique et les simulations faites dans le deuxième chapitre.

# **CHAPITRE 1**

## **Introduction aux onduleurs**

## 1. Introduction

L'onduleur est un convertisseur statique qui à partir d'une source continue délivre à sa sortie une source alternative, c'est un convertisseur DC-AC. L'onduleur délivre une source alternative AC, tension ou courant réglable, dépendante de la fréquence et/ou de l'amplitude, à partir d'une tension continue DC donnée. Les onduleurs sont utilisés pour des applications et des essais dans les domaines industriels nécessitant une onde sinusoïdale fixe ou variable, par exemple les moteurs, en fonction de leur caractéristiques comme la fréquence, l'amplitude et la vitesse. Ils sont aussi utilisés dans les applications domestique pour alimenter des appareils de faibles puissance, un PC en cas de coupure du courant électrique pour sauvegarder les données ou pour allumer simplement des lampes. La figure 1 représente un rappel des différents types de convertisseurs.

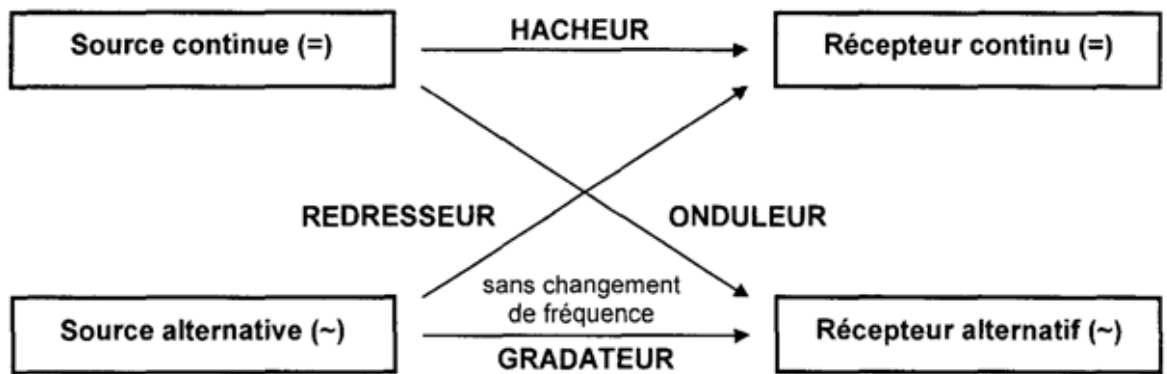


Figure 1 : les différents types des convertisseurs statiques. [2].

## 2. Principe de l'onduleur ou le convertisseur DC-AC

D'une façon générale, l'onduleur peut être représenté par un bloc contenant une entrée continue ou DC et une sortie alternative ou AC [3].

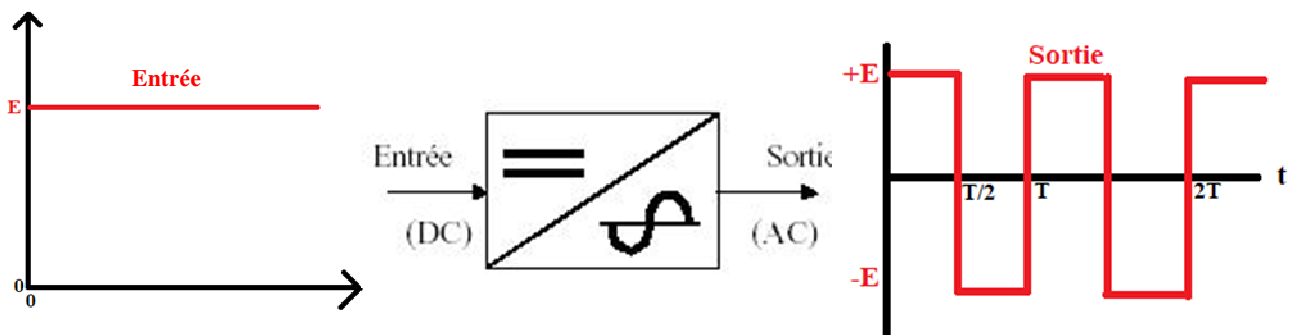


Figure 2 : Principe d'un onduleur [4].



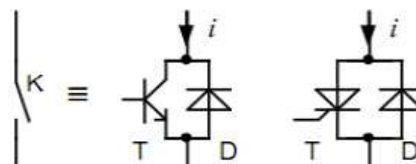
**Figure 3 :** Onduleur (convertisseur DC-AC).[5]

### 3. Choix de l'interrupteur

L'élément de base pour un convertisseur statique en général et pour un onduleur en particulier est l'interrupteur servant à la conversion DC-AC. Dans ce contexte le choix de l'interrupteur est crucial car c'est de lui que dépend la tension ou le courant de sortie. A cet effet, il existe différents types d'interrupteurs électroniques unidirectionnels en courant commandable à l'ouverture et à la fermeture qui peuvent être utilisés, par exemple:

- Le Transistor bipolaire
- Le IGBT
- Le GTO
- Le MOSFET
- Le Thyristor

Chaque interrupteur doit écouler  $+i_s$  ou  $-i_s$  pendant la moitié de la période, il doit donc être bidirectionnel en courant. De plus la tension à ses bornes est positive à l'état bloqué, ou nulle à l'état passant. Chaque interrupteur K doit être formé d'un transistor, ou thyristor, avec une diode monté en antiparallèle à ses bornes, figure 4.



**Figure 4:** Principe d'un interrupteur

La figure 4 représente un interrupteur K équivalent à un transistor T NPN, ou un thyristor si grande puissance, en antiparallèle avec une diode de récupération D.

- Si K ouvert  $\Leftrightarrow$  T bloqué et D en inverse
- Si K fermé  $\Leftrightarrow$  T commandé
  - si  $i > 0 \Rightarrow$  T conduit
  - si  $i < 0 \Rightarrow$  D conduit

Le transistor T choisi doit supporter toute la tension d'alimentation en cas de blocage et la diode doit avoir une tension inverse supérieure à la tension d'alimentation. De même le transistor T et la diode D doivent supporter le courant fourni à la charge.

#### 4. Classification des onduleurs

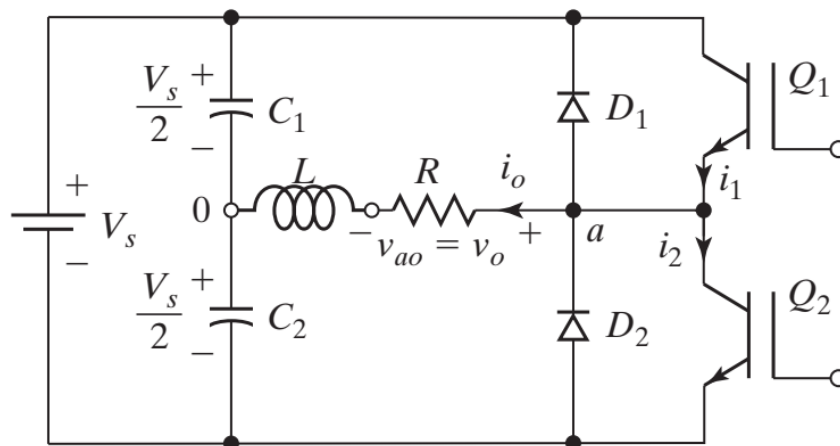
Les onduleurs sont classés selon le nombre de phases :

En monophasé, un bras ou deux bras

En triphasé, ou 3 bras.

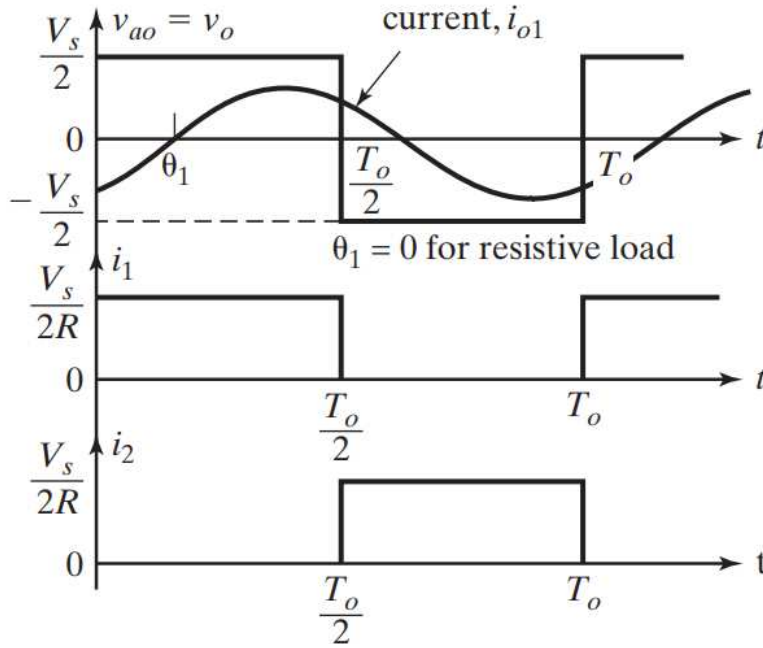
##### 4.1. Onduleur monophasé :

##### 4.1.1. Onduleur monophasé un seul bras :



**Figure 5** : Schéma de principe d'un onduleur monophasé en demi-pont à IGBT.

Ce schéma représente un onduleur monophasé en demi-pont, ou un bras, alimenté par une source continue divisée en deux par les condensateurs C1 et C2. Les interrupteurs Q1 et Q2, accompagnés des diodes de roue libre D1 et D2, commandent la tension appliquée à une charge RL.



**Figure 6** : les formes d'ondes de la tension de sortie et des courants de transistor avec une charge résistive.[6]

Le principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé fonctionne de la manière suivante :

Le circuit onduleur monophasé en demi pont est constitué de deux transistor de type MOSFET ou IGBT (figure 5). Lorsque le transistor Q1 est passant pendant un temps  $T_0/2$ , la tension instantanée aux bornes de la charge  $V_0$  est  $V_s/2$ . Ensuite le transistor Q2 est passant pendant un temps  $T_0/2$ , la tension de sortie  $V_s$  est de  $-V_s/2$  apparaît aux bornes de la charge. Conçu de telle sorte que Q1 et Q2 ne soient pas activés en même temps. La figure 05 montre les formes d'onde de la tension de sortie et des courants de transistor avec une charge résistive. Il convient de noter que le déphasage est  $\theta_1 = 0$  pour une charge résistive. Cet onduleur nécessite une source CC à trois fils, et lorsqu'un transistor est désactivé, sa tension inverse est  $V_s$  au lieu de  $V_s/2$ . Cet onduleur est connu sous le nom d'onduleur en demi-pont.

La valeur efficace de la tension de sortie est donnée par :

$$V_{eff} = \frac{V_s}{2} \quad (1)$$

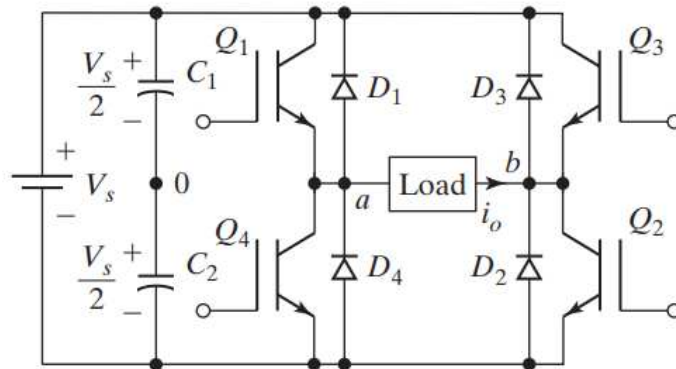
Le développement en série de Fourier donne :

$$V_{a0}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (2)$$

Pour  $n=1$ ,

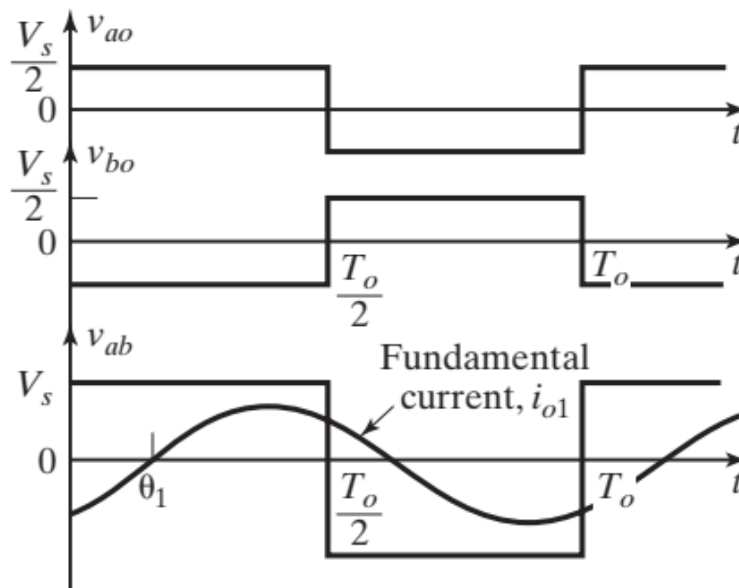
$$V_{1eff} = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (3)$$

#### 4.1.2. Onduleur monophasé en pont ou 2 bras:



**Figure 7** : schéma de principe d'un onduleur monophasé en pont à IGBT [6].

Ce schéma représente un onduleur monophasé en pont complet (full-bridge) alimenté par une source continue divisée en deux par les condensateurs C1 et C2. Les quatre interrupteurs Q1 à Q4, avec leurs diodes de roue libre associées, permettent de contrôler la tension appliquée à la charge via les points a et b.



**Figure 8** : La forme du signal de sortie  $V_s$  d'un onduleur monophasé en pont.[8]

On voit sur la figure 8 la tension de sortie  $V_{ab}$  bascule entre  $+V_s$  et  $-V_s$  entre chaque demi période avec un courant de sortie presque sinusoïdal. La valeur efficace est donnée par :

$$V_{eff} = V_s \quad (4)$$

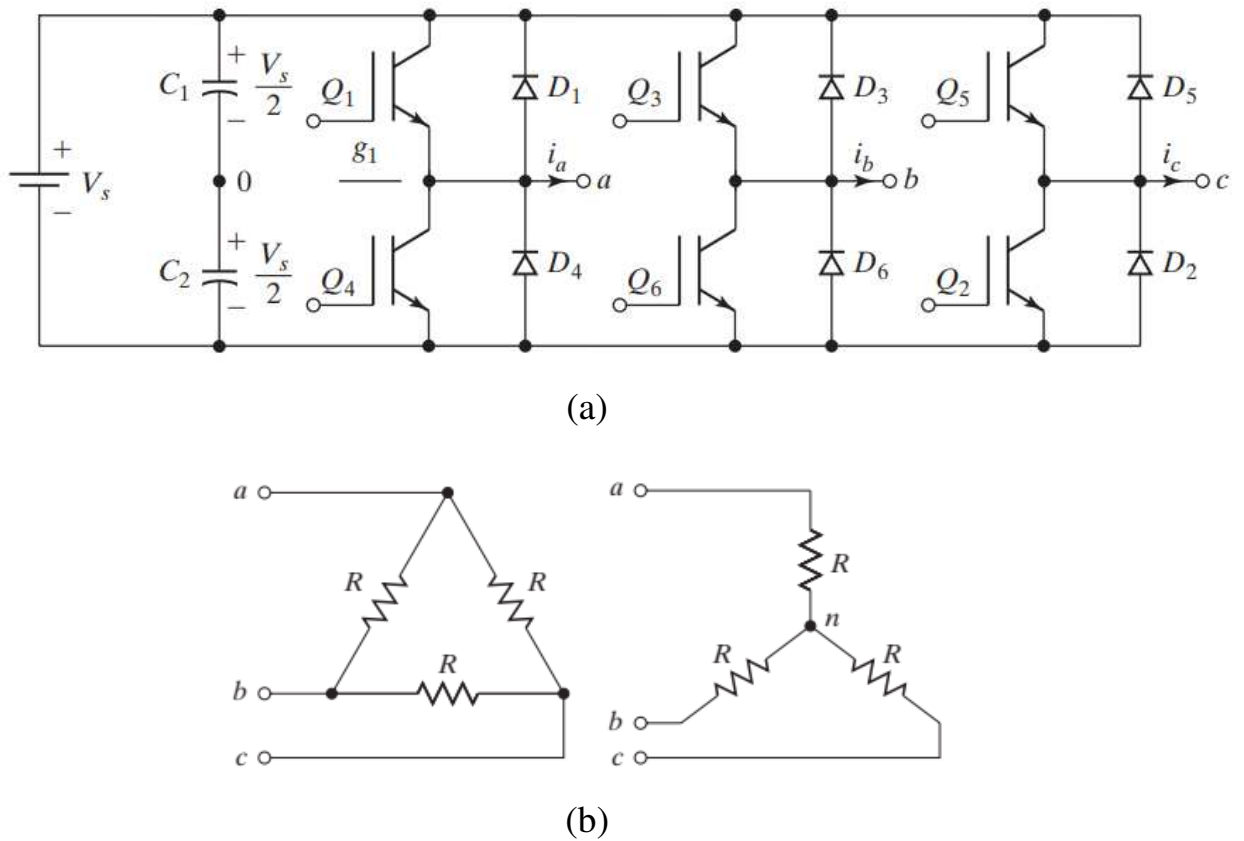
Le développement en série de Fourier donne :

$$V_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (5)$$

Pour  $n=1$ ,

$$V_{1eff} = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s \quad (6)$$

#### 4.2. L'Onduleur triphasé :



**Figure 9** : Schéma de principe d'un onduleur triphasé à IGBT(a) et sa charge (b). [7]

La figure 9a représente le schéma d'un onduleur triphasé en pont complet, alimenté par une source continue divisée en deux par les condensateurs C1 et C2. Les six interrupteurs Q1 à Q6 commandent les trois phases a, b et c de la charge triphasée, avec des diodes de roue libre D1 à D6 assurant la continuité du courant. La charge de l'onduleur peut être en triangle ou en étoile, figure 9b.

Pour commander les 6 interrupteurs, il existe plusieurs stratégies de commande, les plus utilisés sont :

- La commande plein onde ou 180°.
- La commande 120°.
- La commande PWM.

#### 4.2.1. Commande 180° ou plein onde:

Chaque transistor conduit pendant 180°, figure 10, d'où:

##### 4.2.1.1 Fonctionnement

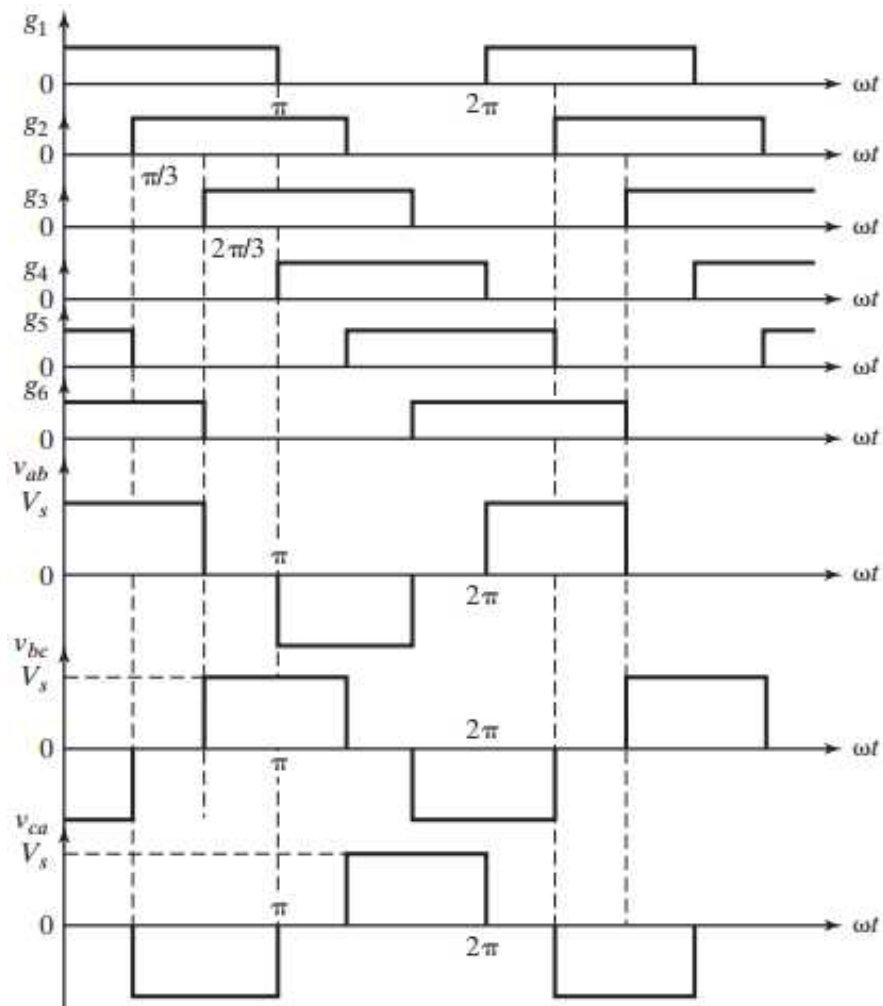
Les transistors sont numérotés dans la séquence de déclenchement des transistors. Les signaux de déclenchement illustrés à la figure 10 sont décalés les uns par rapport aux autres de 60° pour obtenir des tensions triphasées équilibrées.

Pour le fonctionnement sur une demi-période, on aura :

- Les transistors Q1, Q5 et Q6 conduisent pendant la durée :  $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$
- Les transistors Q1, Q2 et Q6 conduisent pendant la durée :  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$
- Les transistors Q1, Q2 et Q3 conduisent pendant la durée :  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi$

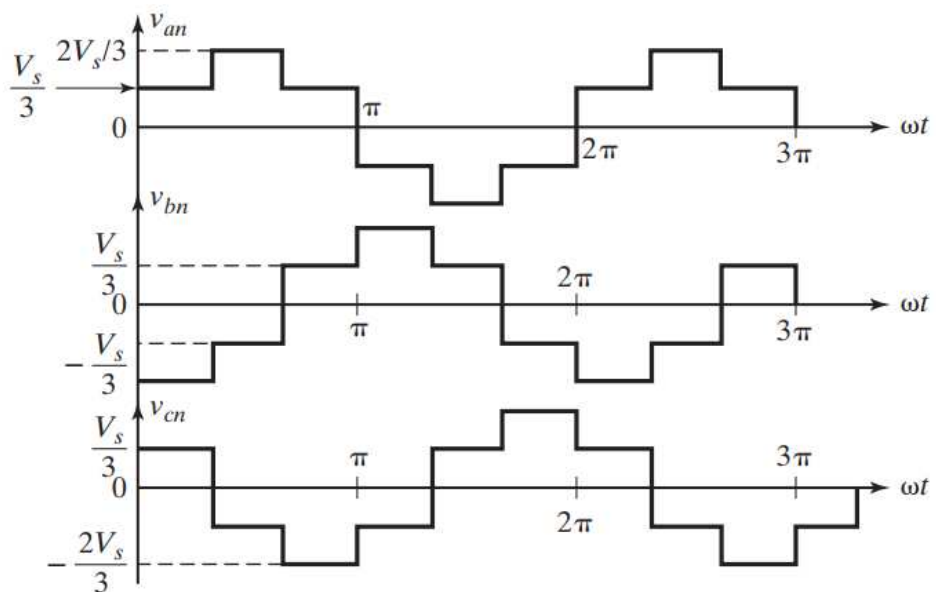
La charge peut être connectée en étoile ou en triangle comme illustré précédemment. Les commutateurs de n'importe quelle branche de l'onduleur (Q1 et Q4, Q3 et Q6 ou Q5 et Q2) ne peuvent pas être activés simultanément ; cela entraînerait un court-circuit sur l'alimentation en tension du circuit. De même, pour éviter des états indéfinis et donc des tensions de ligne de sortie seront indéfinies, les commutateurs de n'importe quelle branche de l'onduleur ne peuvent pas être désactivés simultanément ; cela peut entraîner des tensions qui dépendent de la polarité du courant de ligne respectif.

Trois transistors restent passants à tout instant. Lorsque le transistor Q1 est passant, la borne a est connectée à la borne positive de la tension d'entrée continue. Lorsque le transistor Q4 est passant, la borne a est amenée à la borne négative de la source continue. Il existe six modes de fonctionnement dans un cycle et la durée de chaque mode est de 60°.



**Figure 10 :** Représentation des signaux de commande et les signaux de sortie composés  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  de la commande  $180^\circ$ .

La figure 11 représente les signaux de sorties par rapport au neutre  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ .



**Figure 11 :** Tensions entre les 3 phases et le neutre  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  de la commande  $180^\circ$ .

#### 4.2.1.2. Tensions de sorties efficaces

➤ **Tension efficace phase-neutre :**

$$V_{eff} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_s \quad (7)$$

➤ **Tension efficace entre deux lignes:**

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{eff} \quad (8)$$

➤ **Tension efficace phase neutre du fondamental après développement en série de Fourier:**

$$V_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{V_s}{2} \quad (9)$$

#### 4.2.2. Commande à 120° :

Dans cette commande, chaque transistor conduit pendant 120°, figure 12, d'où :

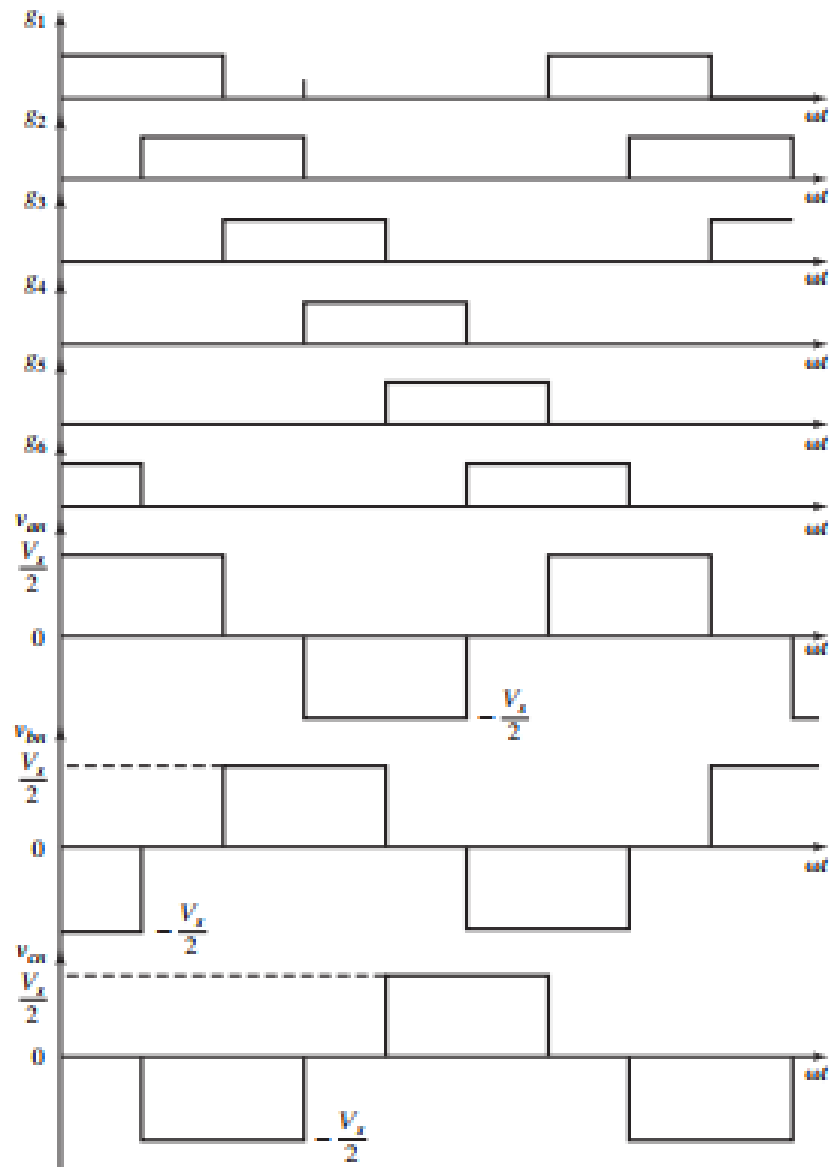
##### 4.2.2.1. Fonctionnement

- À tous instants deux interrupteurs (transistors) sont en états de conduire et les quatre autres sont bloqués.
- Deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuités la source de tension.

De même, il existe six modes de fonctionnement dans un cycle et la durée de chaque mode est de 60°. Les transistors sont numérotés dans la séquence de déclenchement des transistors. Les signaux de déclenchement illustrés dans la figure 12 sont décalés les uns par rapport aux autres de 60° pour obtenir des tensions triphasées équilibrées (fondamentales).

Pour le fonctionnement sur une demi-période, on aura :

- Les transistors Q1 et Q6 conduisent pendant la période :  $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$
- Les transistors Q1 et Q2 conduisent pendant la période :  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$
- Les transistors Q2 et Q3 conduisent pendant la période :  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi$



**Figure 12** : représentation des signaux de commande et les signaux de sortie  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  de la commande  $120^\circ$ .

#### 4.2.2.2. Tensions de sorties efficaces

- **Tension efficace phase-neutre :**

$$V_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{6}} \quad (10)$$

- **Tension efficace entre deux lignes :**

$$U_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \quad (11)$$

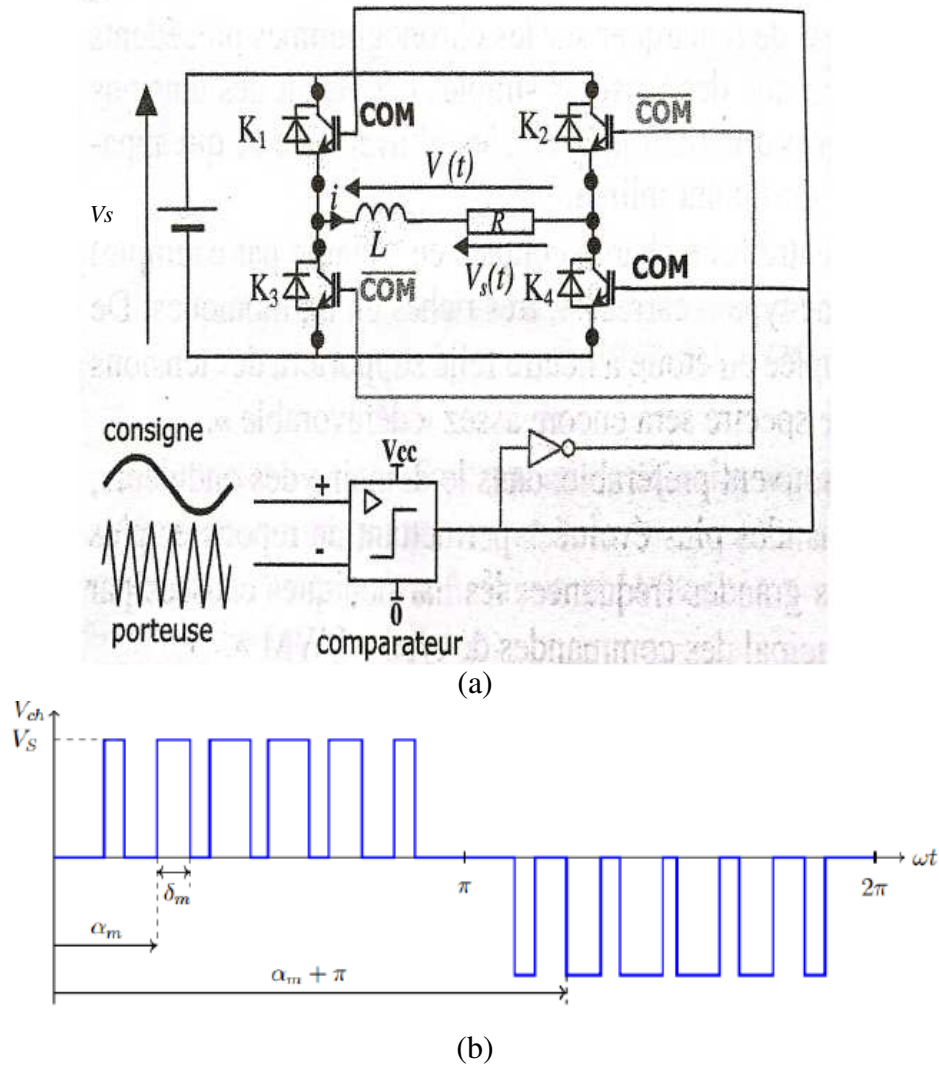
- **Tension efficace phase neutre du fondamental**

$$V_{1eff} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_s}{\pi} \quad (12)$$

### 4.3. La commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM) :

#### 4.3.1. La Modulation de largeur d'impulsion en monophasé :

La modulation de largeur d'impulsion (PWM, pour *Pulse Width Modulation*) est une technique utilisée pour contrôler la puissance fournie à une charge en modulant la durée des impulsions d'un signal périodique, la figure 13 illustre cette modulation en monophasé.



**Figure 13 :** Principe de la modulation PWM en monophasé.

La figure 13a représente un onduleur monophasé en pont complet (H-bridge) commandé en modulation de largeur d'impulsion (PWM), [11]. Ce montage est typique dans les applications de conversion DC/AC comme les onduleurs pour moteurs.

On constate sur cette figure une onde triangulaire appelée porteuse de fréquence  $f_p$  et d'amplitude  $A_p$  qui doit être comparée avec une onde de référence (consigne) de fréquence  $f_r$  et d'amplitude  $A_r$ , dans notre cas elle est sinusoïdale.

On appelle  $m$  l'indice de modulation donné par :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (13)$$

Et

$$r = \frac{A_r}{A_p} \quad (14)$$

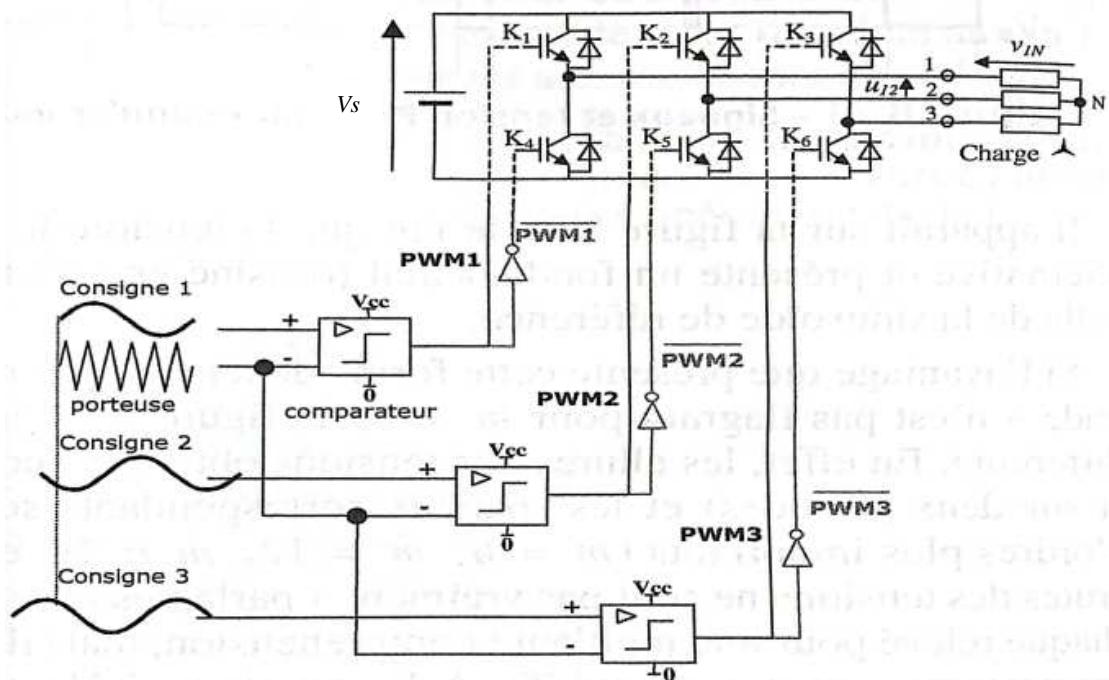
Avec  $0 \leq r \leq 1$ , est appelé le coefficient de réglage ou bien profondeur de modulation

La figure 13b représente l'allure de la tension entre 2 phases, et entre phase et neutre on aura des impulsions positives avec un rapport cyclique variable et d'amplitude  $V_e$ , la tension d'alimentation.

Si  $P$  est le nombre d'impulsions et  $\delta_m$  est la largeur de la  $m$ -ième impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est donnée par :

$$V_{eff} = V_s \left[ \sum_{m=1}^P \frac{\delta_m}{\pi} \right]^{1/2} \quad (15)$$

#### 4.3.2. La Modulation de largeur d'impulsion en triphasé :



**Figure 14** : Principe de la modulation PWM en triphasé

La figure 14 représente un onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (PWM) commandé par comparaison de 3 signaux sinusoïdaux avec une porteuse triangulaire [11].

On voit sur la figure 14 une onde triangulaire qui est comparée avec les 3 signaux de references. Les sorties des 3 comparateurs vont commander les 3 transistors du haut par leur

grilles tandis que les 3 transistors du bas vont être commandés par 3 inverseurs branchés aux sorties des 3 comparateurs précédents.

D'une façon générale, l'allure de la tension entre les 2 phases dans ce type de modulateur a la forme comme celle indiquée dans la figure 13b, et entre phase et neutre la même chose.

## **5. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les différents types d'onduleurs existant en monophasé et en triphasé ainsi que les principales méthodes de commande d'un onduleur: En triphasé, nous avons vu les commandes à angle fixe,  $180^\circ$  et  $120^\circ$ , et la commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM). Les commandes à  $180^\circ$  ou à  $120^\circ$  se distinguent par leur simplicités de mise en œuvre et leur efficacités dans des applications ne nécessitant pas une grande précision, tandis que la commande PWM permet un meilleur contrôle de la tension de sortie et une réduction significative des harmoniques, au prix d'une complexité de commande plus élevée.

## **CHAPITRE 2**

### **Etude et simulation d'un onduleur triphasé à commande 120° et à commande PWM**

## 1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons étudier et simuler un onduleur à commande  $120^\circ$  et à commande PWM. Nous allons expliquer chaque bloc et faire le calcul des composants. Nous allons commencer par la commande  $120^\circ$ , en suite nous allons passer à la commande PWM et en dernier lieu nous terminons par l'étage de puissance et le filtrage associé.

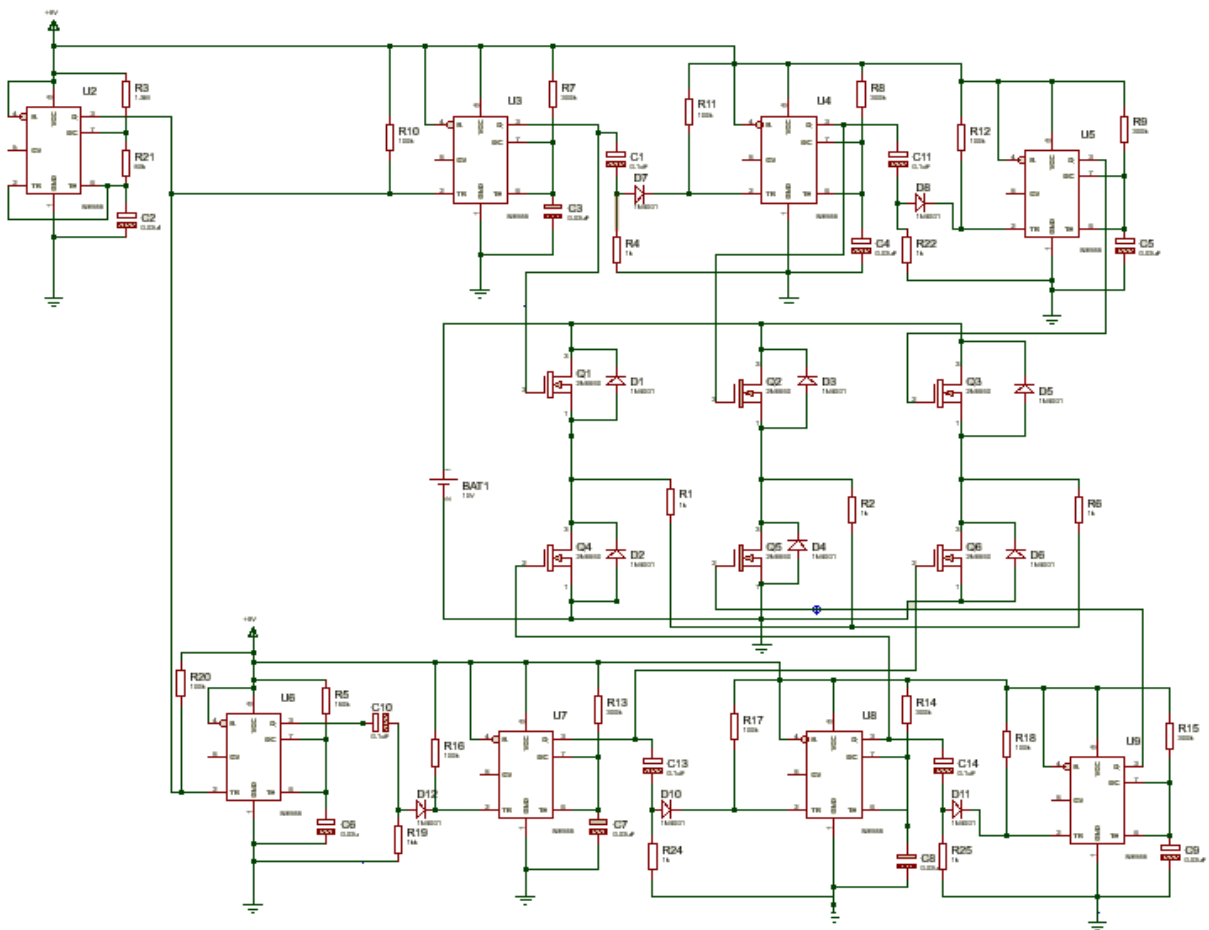
## 2. Etude et simulation d'un onduleur triphasé à commande $120^\circ$

Pour l'étude et la simulation de cette commande à  $120^\circ$  nous avons choisi 2 façons :

- A base de NE555.
- A base d'un microcontrôleur PIC16F628A.

### 2.1. A base de NE555 et transistor MOSFET :

Sous l'environnement Proteus-ISIS, l'encadrant BENYAROU Mourad a conçu le circuit électronique suivant la figure 15, qui contient des NE555 en mode astable et monostable pour générer des impulsions pour obtenir la commande à  $120^\circ$ .



**Figure 15 :** Schéma de principe d'un onduleur triphasé à commandé  $120^\circ$  à base de NE555 et MOSFET.

### Fonctionnement du montage

Le schéma ci-dessus est constitué de 8 NE 555 pour obtenir les 6 signaux de commande. Le premier U2 est monté en astable pour générer un signal carré de période 20 ms et donc une fréquence de 50Hz. Nous avons choisi le niveau haut d'une durée de 4ms et le niveau bas d'une durée de 16ms. Les NE 555 sont alimentés par 10V, on voit sur le schéma l'étage de puissance contenant les 6 Transistors MOSFET de puissance.

- La période de l'astable, U2 dans la figure 15, est donnée par:

$$T = T_H + T_L = 0,7(R_3 + 2R_{21})C_2 \quad (16)$$

Avec  $T_H = 0,7(R_3 + R_{21})C_2$  est la durée de l'état haut et  $T_L = 0,7R_{21}C_2$  est la durée de l'état bas de l'astable. Dans la figure 15,  $R_3=1.3M\Omega$ ,  $R_{21}=50K\Omega$  et  $C_2=20nF$ .

Les 7 autres NE 555 sont montés en monostables. L'astable va commander les signaux de commande impaires 1, 3 et 5 issus des 3 monostables U3, U4 et U5 et en même temps va commander le monostable U6, de durée 3.33ms pour obtenir un décalage de  $60^\circ$  nécessaire pour assurer le décalage de  $60^\circ$  entre les 6 signaux de commande. Le monostable U6 va commander les 3 autres signaux de commande paires 2, 4 et 6 issus des 3 autres monostables restants U7, U8 et U9.

Les 6 monostables U3 à U9, en excluant U6, ont tous une durée de 6.66ms qui est équivalent à un angle de  $120^\circ$ .

Effectivement on a pour une période de 20ms un angle de  $360^\circ$  et donc pour 6.66ms on aura un angle de  $120^\circ$  puisque nous avons une commande à  $120^\circ$ . On choisit donc les durées des monostables suivant le type de commande  $120^\circ$ ,  $180^\circ$ ...

L'astable va commander par le front descendant le monostable U3 qui va commander lui aussi par le front descendant le monostable U4 et le monostable U4 va commander par le front descendant le monostable U5.

De même le monostable U6 va commander par le front descendant le monostable U7 qui va commander lui aussi par le front descendant le monostable U8 et le monostable U8 va commander par le front descendant le monostable U9, figures 15 et 16.

Dans le cas général la durée du monostable est donnée par:

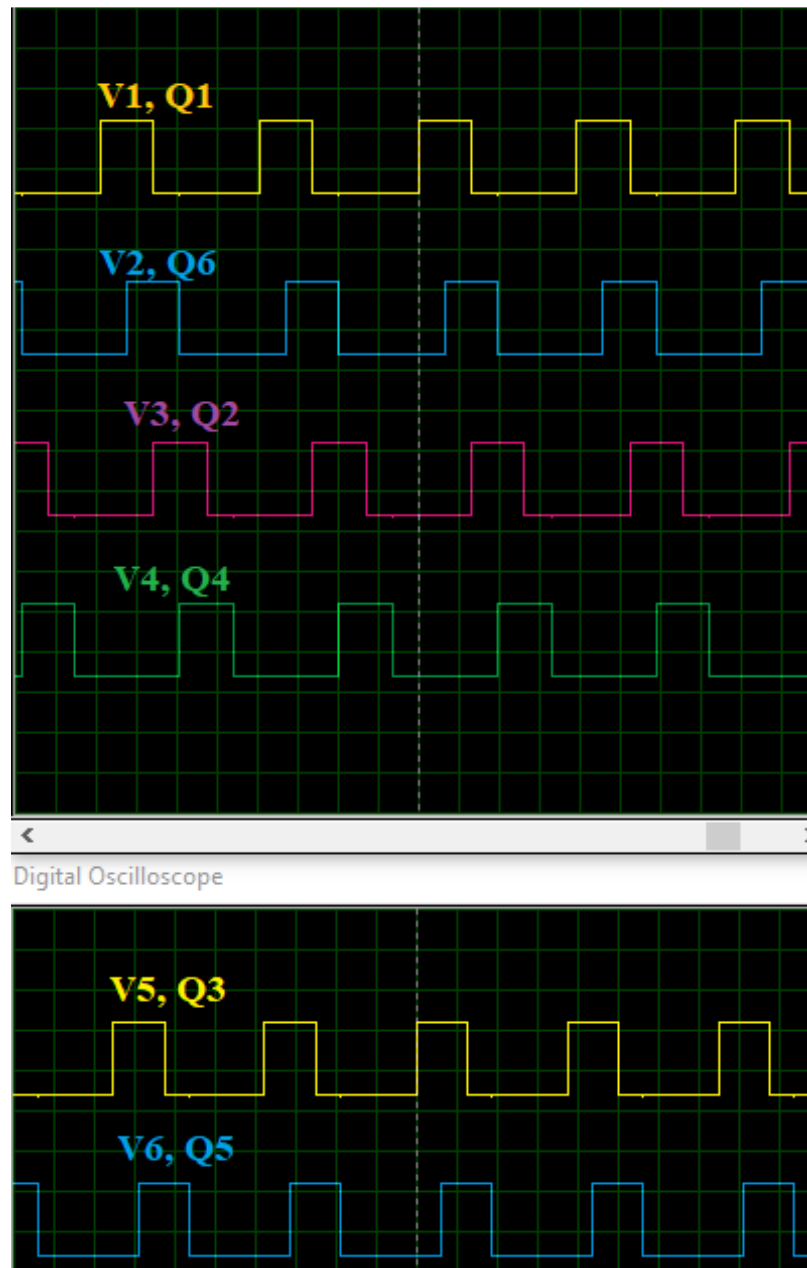
$$T = 1,1RC \quad (17)$$

Pour le premier monostable U6,  $R=R_5=150K\Omega$  et  $C=C_6=20nF$ , pour les 6 autres monostables  $R=300K\Omega$  et  $C=20nF$ .

**Rem :** On a ajouté à la sortie de chaque monostable un circuit RC monté en dérivateur, avec une faible constante de temps, suivi d'une diode pour que les fronts descendants soient très efficaces.

### Simulations sous l'environnement ISIS-Proteus :

Les 6 signaux de commande sont illustrés dans la figure 16.



**Figure 16 :** tensions de commande des transistors.

Chaque transistor doit conduire  $120^\circ$ , c'est-à-dire 6,66ms, et doit être bloqué pendant 13,33ms, qui est équivalent à  $240^\circ$ .

## 2.2. A base du microcontrôleur :

Pour le microcontrôleur on a choisi le PIC16F628A pour sa simplicité de mise en œuvre et sa disponibilité sur le marché ainsi que son bas prix, le brochage est donné dans la figure 17.

La fréquence du microcontrôleur est de 4 MHz, elle est obtenue grâce à un quartz de 4 MHz et 2 capacités de 22Pf.

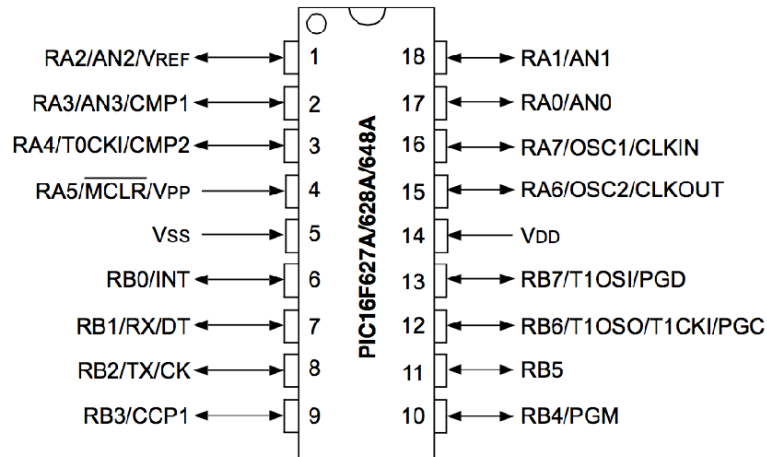


Figure 17 : Brochage du microcontrôleur PIC16F628A.

La figure 18 représente le schéma de principe de l'onduleur triphasé à base du PIC 16F628A associé à l'étage de puissance munie des 6 MOSFETS.

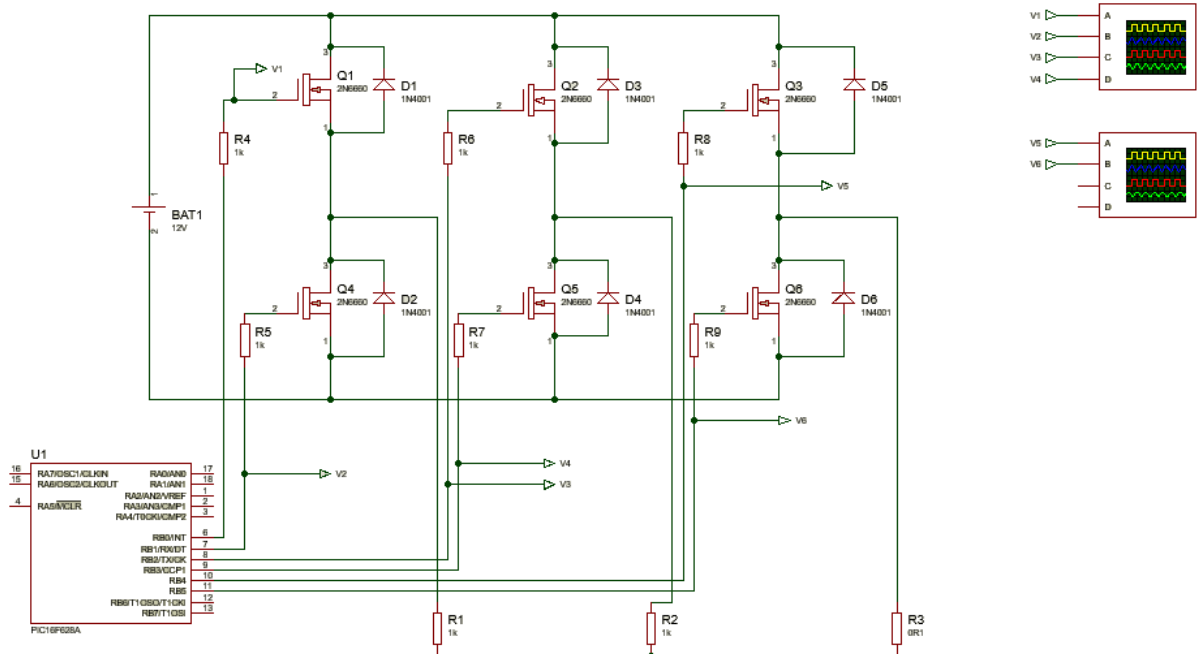


Figure 18 : Schéma de l'onduleur triphasé à commande 120° à base du PIC16F628A et MOSFET.

## ➤ **Fonctionnement**

Le PIC16F628A génère les 6 signaux de commande ( $V_1$  à  $V_6$ ) envoyés aux grilles des 6 transistors  $Q_1$  à  $Q_6$ . Les 6 signaux sont déphasés de  $60^\circ$  pour créer un système triphasé à commande  $120^\circ$ . Les transistors  $Q_1$  à  $Q_6$  sont utilisés comme des interrupteurs pour alimenter les trois phases du moteur ou de la charge triphasée, il est configuré en pont triphasé complet. Les diodes  $D_1$  à  $D_6$  diodes de roue libre protègent les transistors contre les surtensions induites par la commutation des charges inductives (comme les moteurs). Les résistances  $R_4$  à  $R_9$  insérées entre les 6 sorties du microcontrôleur, issues du port B, et les grilles des 6 transistors servent pour protéger le PIC contre un éventuel court-circuit d'un ou des MOSFET et de plus pour garantir une bonne commutation. L'étage de puissance est alimenté par une tension 12V et le microcontrôleur par une tension 5V obtenue par un simple régulateur de tension, le 7805V.

Le programme du PIC pour obtenir les 6 signaux de commande est donné ci-dessous :

```
void main ()
{
  TRISB=0;
  PORTB=0;
  while (1)
  {
    PORTB.RB0 = 1 ; PORTB.RB6 = 1 ;
    Delay_ms (3) ;
    Delay_us (333) ;
    PORTB.RB1 = 1 ; PORTB.RB6 = 0 ;
    Delay_ms (3) ;
    DeLay_us (330) ;
    PORTB.RB0 = 0 ; PORTB.RB2 = 1 ;// Signal 1 OFF et signal 3 ON
    Delay_ms (3) ; // Attendre la moitié de la période
    Delay_us (330);
    PORTB.RB1 = 0; PORTB.RB3 = 1;
    Delay_ms (3) ;
    Delay_us (330) ; // Attendre la moitié de la période
    PORTB.RB2 = 0 ; PORTB.RB5 = 1 ;
    Delay_ms (3) ; // Attendre la moitié de la période
    Delay_us (330) ; // Attendre la moitié de la période
    PORTB.RB3 = 0 ; PORTB.RB6 = 1 ;
    Delay_ms (3) ; // Attendre encore 3.33 ms
    DeLay_us (333) ;
    PORTB.RB5 = 0 ; PORTB.RB6 = 0 ;
```

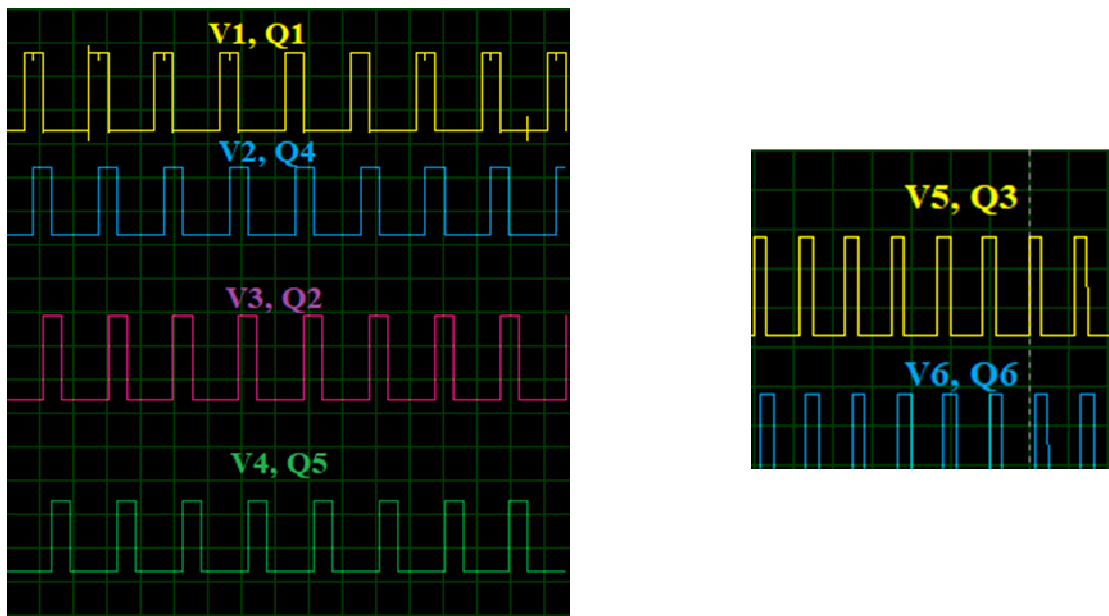
Le programme ci-dessus, en langage C, est flashé sur le PIC16F628A à l'aide du programmeur PIC KIT150 :

L'onduleur convertit une tension continue (12V) en tension alternative triphasée grâce à la commutation des six transistors. Les transistors fonctionnent par paires ( $Q_1$ - $Q_4$ ,  $Q_3$ - $Q_6$ ,  $Q_5$ - $Q_2$ ). Le PIC génère six signaux carrés ( $V_1$  à  $V_6$ ) avec un déphasage de  $60^\circ$  entre chaque signal successif, ce qui permet une commande à  $120^\circ$ . Les combinaisons typiques sont:

- **Phase a** :  $Q_1$  (haut) et  $Q_4$  (bas)
- **Phase b** :  $Q_3$  (haut) et  $Q_6$  (bas)
- **Phase c** :  $Q_5$  (haut) et  $Q_2$  (bas)

À chaque instant, un transistor est à l'état haut et l'autre à l'état bas, créant un chemin pour le courant dans les enroulements triphasés ou la charge. Les trois tensions de sortie (entre les phases) forment un système triphasé approximativement sinusoïdal si filtré.

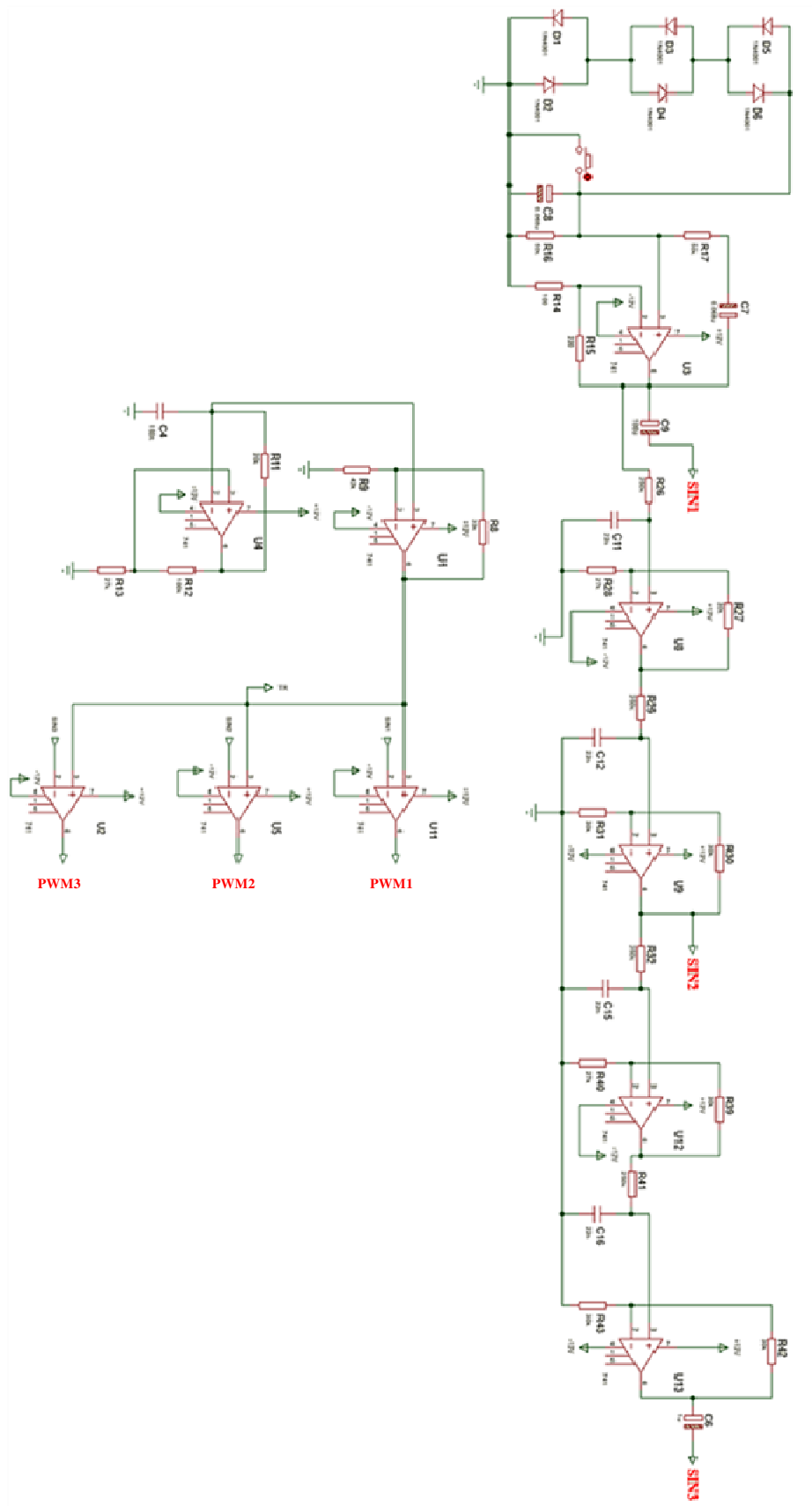
La figure 19 représente les six signaux de sortie du PIC, on a choisi le port B en sortie.



**Figure 19** : Les six signaux de commande obtenus par le PIC.

### 3. La modulation de largeur d'impulsion (PWM)

Dans ce type de modulation, nous avons besoin de concevoir 3 générateurs de tensions sinusoïdales de fréquence 50Hz, décalées de  $120^\circ$  et un générateur de tension triangulaire dont la fréquence est très supérieure à 50Hz, qui servira de comparaison avec les 3 tensions sinusoïdales précédentes. Nous avons aussi besoin de 3 comparateurs. Les tensions sinusoïdales sont appelées les tensions de consignes ou de références, tandis que celle du signal triangulaire est appelé la porteuse de fréquence  $f_p$ , tel que  $m = f_p / f_r$ , avec  $m \gg 1$  est l'indice de modulation et  $f_r = 50\text{Hz}$ , figure 20.



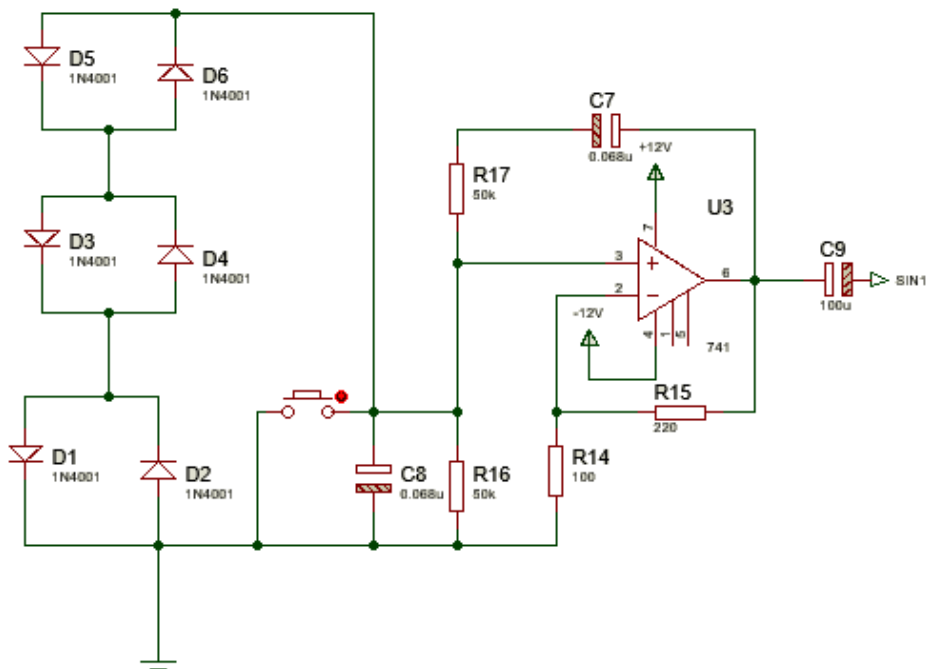
**Figure 20 :** Schéma de principe de la modulation de la largeur d’impulsion PWM en triphasé alimenté sous +/-12V.

La figure 20 représente le schéma de principe élaboré par l'encadrant BENYAROU Mourad pour concevoir la modulation PWM à 3 phases.

### 3.1 L'oscillateur sinusoïdal

Pour l'oscillateur nous avons choisi un oscillateur à pont de Wien [12], pour sa simplicité de mise en œuvre, sa fréquence d'oscillation est de 50 Hz pour obtenir le premier générateur de tension sinusoïdale SIN1. Les 2 autres générateurs, SIN2 et SIN3, sont obtenus par un simple déphasage, par rapport au premier générateur, de 120° pour le 2<sup>ème</sup> et un déphasage de 240° degré pour le 3<sup>ème</sup> générateur.

Pour étudier chaque bloc de la figure 20, on commence par l'oscillateur à pont de Wien, figure 21. Le BP sert pour démarrer l'oscillateur sous ISIS, en pratique il n'existe pas.



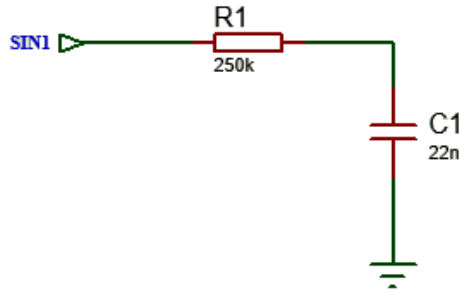
**Figure21** : L'oscillateur à pont de Wien à AOP.

La figure ci-dessus représente notre oscillateur à pont de Wien pour obtenir le signal de sortie sinusoïdale SIN1 dont la fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{16}R_{17}C_7C_8}} \quad (18)$$

Pour obtenir la fréquence  $f_0 = 50\text{Hz}$ , on a choisi  $R_{16}=R_{17}=50\text{K}$  et donc  $C_7=C_8=68\text{Nf}$ .

Pour obtenir le signal SIN2, c'est-à-dire SIN1 décalé de 120°, on a ajouté un circuit déphaseur RC, figure 22.



**Figure22** Le circuit déphaseur RC.

Pour obtenir un déphasage de  $120^\circ$ , on a procédé comme suit :

Puisqu'un réseau déphaseur à base de cellule RC ne peut produire qu'un déphasage maximal de  $90^\circ$ , on a devisé  $120^\circ$  en  $2 \times 60^\circ$  par les 2 cellules ( $R_{26}, C_{11}$ ) et ( $R_{28}, C_{12}$ ), le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée de chaque cellule est donné par :

$$|\tan(\varphi)| = R_1 C_1 \omega \quad (19)$$

Avec  $\omega = 2\pi f$ ,  $f=50\text{Hz}$  et  $\varphi = 60^\circ$ . Dans notre cas  $R_1=R_{26}=R_{29}$  et  $C_1=C_{11}=C_{12}$ .

On prend par exemple  $R_{26}=R_{29}=250\text{K}$  après un simple calcul on trouve :  $C_{11}=C_{12}=22\text{nF}$ .

Pour avoir les mêmes amplitudes des 3 tensions de références (ou consignes) SIN1, SIN2 et SIN3, il fallait les mesurer en lançant la simulation.

Après la simulation, on a observé que l'amplitude de la sortie du 1<sup>er</sup> réseau déphaseur, aux bornes de  $C_{11}$ , était faible par rapport à SIN1 et donc de SIN2 aussi, pour cela on a ajouté l'amplificateur non inverseur à base de l'AOP 8, U8 pour atteindre l'amplitude de SIN1 tel que son gain est :

$$A_{v8} = 1 + \frac{R_{27}}{R_{28}} = 2.11 \quad (20)$$

Pour satisfaire cette condition, on a choisi  $R_{28}=27\text{k}$  et donc après calcul on a trouvé  $R_{27}=30\text{k}$ .

De même, on a observé que la sortie du 2eme réseau déphaseur, aux bornes de  $C_{12}$ , était faible par rapport à la sortie de U8, pour cela on a ajouté un autre amplificateur non inverseur à base de l'AOP9, U9 pour avoir la même amplitude de SIN1 dont le gain est tel que :

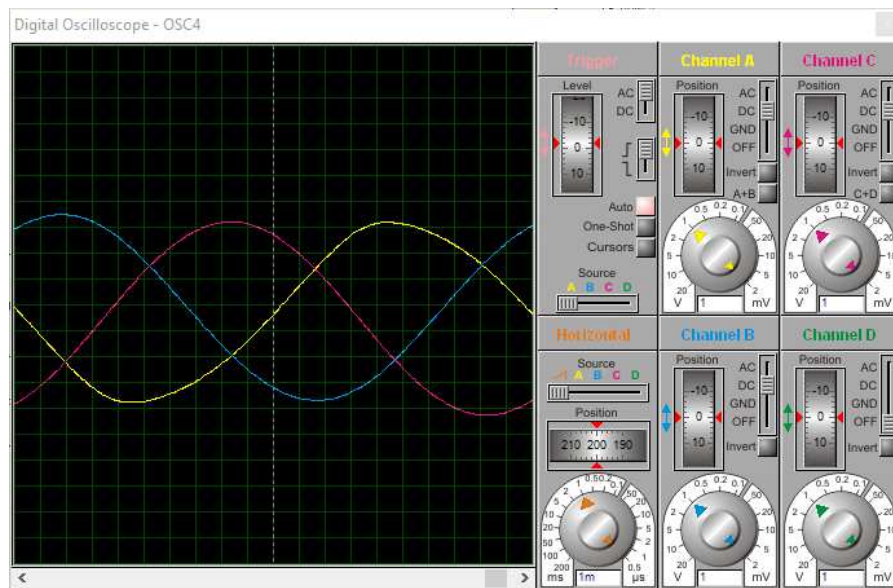
$$A_{v9} = 1 + \frac{R_{30}}{R_{31}} = 2 \quad (21)$$

Pour satisfaire cette condition, on a choisi  $R_{30}=30k$  et donc  $R_{31}=30k$  aussi.

La même chose pour obtenir SIN3, c'est-à-dire un déphasage de  $120^\circ$  par rapport à SIN2 ou un déphasage de  $240^\circ$  par rapport à SIN1 et avec la même amplitude que SIN1 et SIN2, on a ajouté les 2 amplificateurs non inverseurs à base des AOPs U12 et U13, on a obtenu les mêmes valeurs que précédemment, c à d :

$$R_{32}= R_{41}=250k, C_{15}=C_{16}=22Nf, R_{39}=R_{42}=R_{43}=30k \text{ et } R_{40}=27k.$$

Les capacités  $C_6=C_9=100Uf/16V$  sont des capacités de couplage pour éliminer les résiduels des composantes continue entre la sortie et l'entrée de chaque bloc. Les six diodes montées en tête bêche  $D_1$  à  $D_6$  servent pour limiter l'amplitude de la réaction à l'entrée de l'oscillateur à pont de Wien car sinon sa sortie sera déformée.

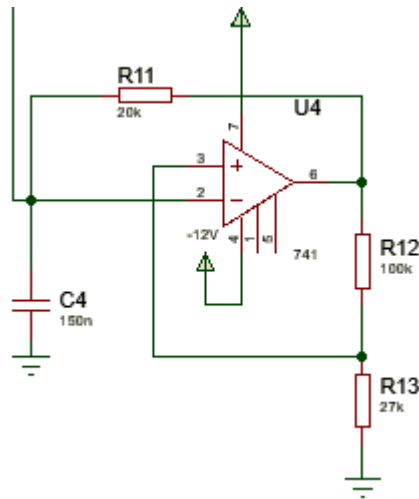


**Figure 23 :** Les trois signaux sinusoïdaux SIN1, SIN2 et SIN3.

Puisqu'on a obtenu les 3 signaux de références SIN1, SIN2 et SIN3, figure 23, maintenant on doit réaliser le générateur de rampe pour obtenir le signal triangulaire qui servira après à la comparaison avec les 3 signaux sinusoïdaux précédents, figure 24.

### 3.2 Le générateur de rampe

La figure 24 représente le générateur de rampe seul alimenté sous  $\pm 12V$ olt.



**Figure 24** : Schéma de l'oscillateur de Rampe.

Le schéma ci-dessus représente notre oscillateur à base de l'AOP U4 pour obtenir des rampes avec des temps de montée et de descentes égaux. La période totale des oscillations est donnée par l'équation ci-dessous :

$$T = 2R_{11}C_4 \ln \left( \frac{2R_{13}}{R_{12}} + 1 \right) \quad (22)$$

La sortie de la rampe est obtenue aux bornes de la capacité  $C_4=150\text{nF}$  et la période des oscillations triangulaires, dans le cas où  $R_{12}= 100 \text{ k}\Omega$  et  $R_{13}=27 \text{ k}\Omega$ , est donnée par :

$$T = 0,86R_{11}C_4 = \frac{1}{f_p} \quad (23)$$

$f_p$  est la fréquence porteuse avec  $f_p = mf_r$  et  $f_r=50\text{Hz}$ .

En fixant la capacité  $C_4=150\text{nF}$ , on peut faire varier la valeur de la résistance de charge  $R_{11}$  pour obtenir différentes valeurs de la fréquence porteuse  $f_p$  d'où une variation de l'indice de modulation  $m$ .

Par exemple en choisissant  $R_{11}=5 \text{ k}\Omega$  avec  $C=150\text{nF}$ , on obtient  $T = 0,86R_{11}C_4 = 645 \text{ us}$  et par suite  $f_p = \frac{1}{T} = 1550 \text{ Hz}$  et  $m = \frac{f_p}{f_r} = \frac{1550}{50} = 31$ .

Nous avons dressé dans le tableau 1 quelques valeurs de  $m$  en fonction de  $R_{11}$ .

$R_{11} \text{ (k}\Omega\text{)}$	$T \text{ (us)}$	$f_p \text{ (Hz)}$	$m$
5	645	1550	31
15	1935	517	11
35	4515	221	5

**Tableau1** : Valeur de  $m$  en fonction de la résistance de charge  $R_{11}$

Dans la réalisation pratique nous avons ajouté un commutateur manuel pour sélectionner l'indice de modulation  $m$  en fonction de la valeur de la résistance  $R_{11}$ .

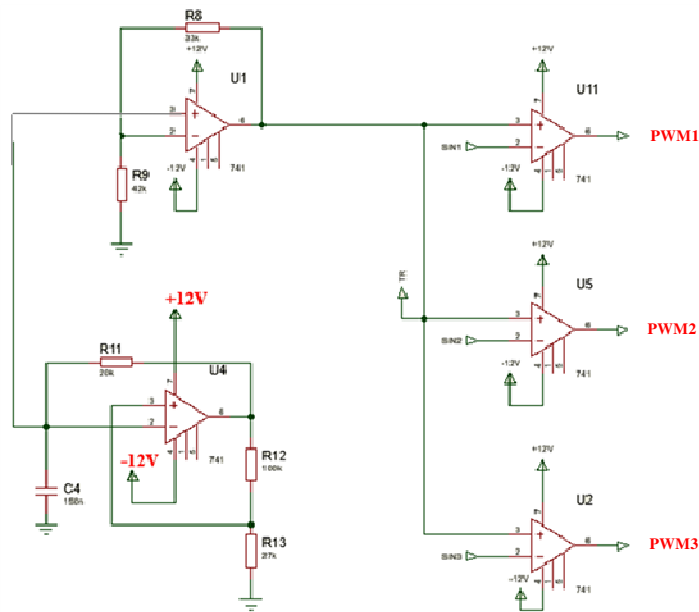
Pour que l'amplitude du générateur de rampe précédant soit un peu plus grande que celle des 3 signaux de références, nous avons ajouté un amplificateur non inverseur à base de l'AOP U1 dont le gain est donné par :

$$A_v = 1 + \frac{R_8}{R_9} \quad (24)$$

Avec  $R_8=33 \text{ k}\Omega$  et  $R_9=42 \text{ k}\Omega$  on trouve  $A_v = 1,78$

### 3.3 Les blocs comparateurs

La figure 25 représente les 3 comparateurs utilisés pour effectuer la comparaison entre le générateur de rampe et les 3 signaux sinusoïdaux.



**Figure 25** : Principe de la génération des signaux PWM en triphasé.

La figure 25 est constituée de 3 parties constituées des AOP à base des uA 741 :

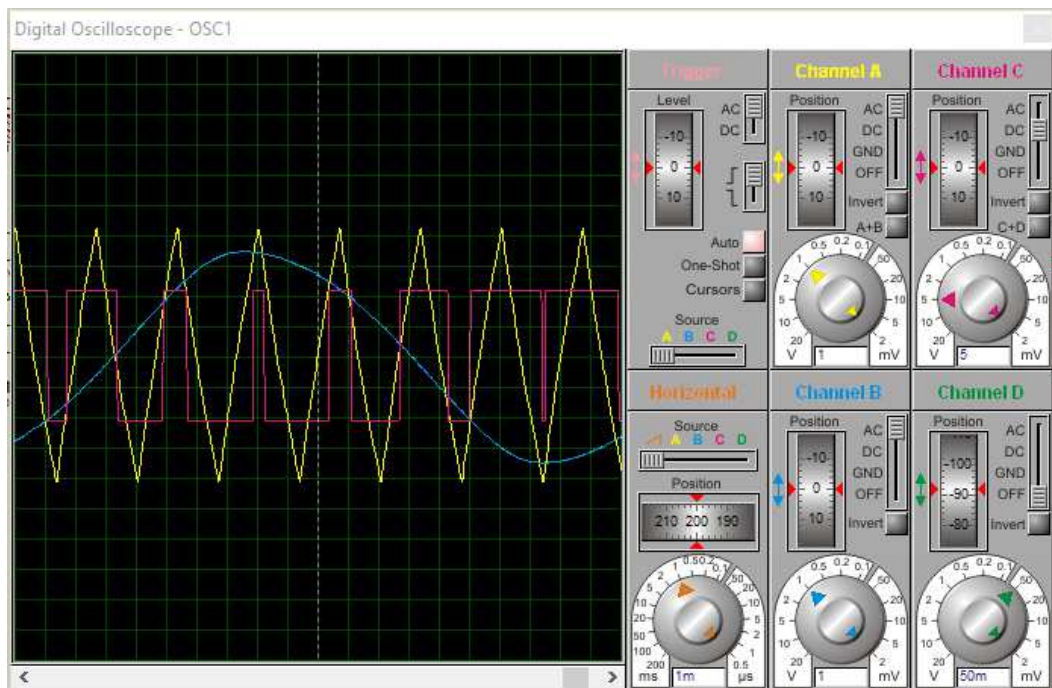
- Le générateur de rampe à base de l'AOP U4 pour obtenir le signal triangulaire, la porteuse.
- Un amplificateur de tension non inverseur à base de l'AOP U1.
- 3 Comparateurs à base des AOPs, U2, U5 et U11 pour obtenir les 3 signaux PWM.

Dans cette figure 25, le fonctionnement est simple. Les 3 signaux de références précédents SIN1, SIN2 et SIN3 vont être comparés au signal de la porteuse issue du générateur de rampe. Donc l'élément clé dans la modulation PWM est le comparateur, pour cela on rappelle son fonctionnement.

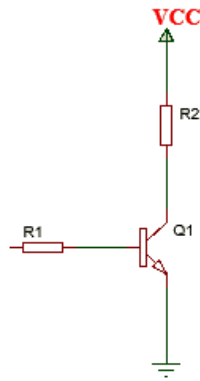
Si  $e+ > e-$  donc  $V_s = +V_{sat}$  et si  $e+ < e-$ ,  $V_s = -V_{sat}$ . Avec  $V_{sat}$  étant la tension de saturation de l'ampli opérationnel,  $e+$  est l'entrée non inverseuse et  $e-$  est l'entrée inverseuse.

Les trois ampli-op U2, U5 et U11 sont montés en comparateurs, à leur sorties on obtient les trois signaux PWM parmi les six utilisés pour commander les trois transistors MOSFET du haut du circuit de puissance. La figure 26 représente le premier signal PWM1 obtenu par le comparateur U1, les deux autres signaux PWM2 et PWM3 sont les mêmes que PWM1 mais décalés de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  respectivement.

Les trois autres signaux PWM restant sont obtenus simplement en inversant les trois premiers signaux PWM pour commander les trois transistors MOSFET du bas. Pour cela nous avons utilisé sur chaque sortie PWM (PWM1, PWM2 et PWM3) un transistor monté en inverseur pour obtenir  $\overline{PWM1}$ ,  $\overline{PWM2}$ ,  $\overline{PWM3}$ , figure 27.



**Figure 26 :** la première sortie PWM1 en couleur rouge,



**Figure 27** : schéma de l'inverseur.

Pour que le transistor fonctionne en commutateur (inverseur), il faut respecter la valeur suivante :

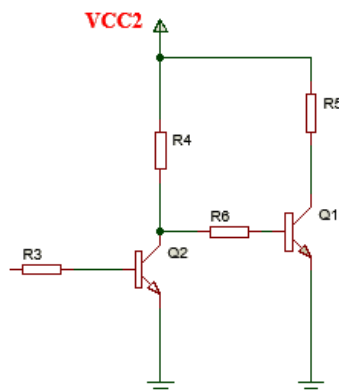
$$R_1 \geq 10R_2 \quad (25)$$

On a choisi  $R_1=10\text{ k}\Omega$  et  $R_2=1\text{ k}\Omega$ .

Donc les trois autres signaux PWM sont obtenus simplement sur les sorties (collecteurs) de trois transistors comme celui de la figure 27.

**1<sup>ère</sup> Remarque:**

Les six signaux PWM font partie du bloc de commande et pour respecter les tensions  $V_{GS}$  de chaque transistor de puissance il faut insérer un étage d'adaptation avec le bloc de puissance figure 28. Ce bloc d'adaptation est simplement la mise en cascade de 2 inverseurs comme celui de la figure 27. Ces blocs sont appelés des drivers ou étages d'attaques et ils existent même sur le marché sous forme de circuit intégré qui contient 6 drivers.



**Figure 28** : Etage d'adaptation.

Donc nous avons besoin de six étages d'adaptation comme celui de la figure 28 entre chaque sortie PWM et chaque entrée (grille) du transistor de puissance MOSFET correspondant. Pour notre cas la tension de commande à la sortie de l'étage d'adaptation, le collecteur de Q1, doit être de 10V au moins pour respecter les tensions  $V_{GSth}$  de chaque MOSFET, qu'on a choisi dans la partie réalisation, pour assurer la commutation.

## 2<sup>ème</sup> Remarque :

Pour avoir un isolement galvanique entre l'étage de commande et l'étage de puissance on peut utiliser soit un transformateur d'isolement soit un optocoupleur. Dans notre schéma nous avons opté pour un optocoupleur, un 4N25 disponible au labo, figure 29.

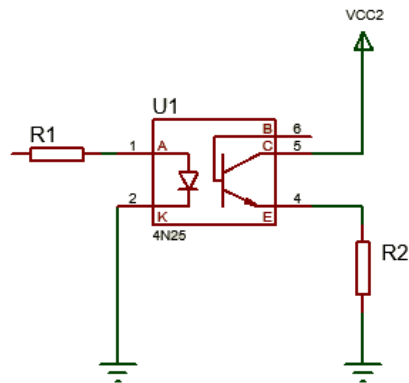


Figure 29 : schéma de l'isolateur galvanique.

Dans notre cas nous avons besoin de six 4N25, un entre chaque sortie de la partie commande et chaque entrée de l'étage d'adaptation, figure 28, dont la sortie va à la grille de l'un des MOSFET de la partie puissance. On a choisi  $R_1=470\text{ohm}$  et  $R_2=20\text{K}$ . La sortie du 4N25 est par son émetteur. La 1ere masse est la masse de l'étage de commande.

## 3<sup>ème</sup> Remarque :

Pour le choix des six transistors de puissance on a choisi ceux existant au labo de la faculté, des IRFP350. Ils sont bien en termes de courant et de tension pour notre réalisation pratique, il a une tension de seuil  $V_{GS_{th}}=10\text{V}$ .

### 3.4. Valeur efficace d'une sortie PWM

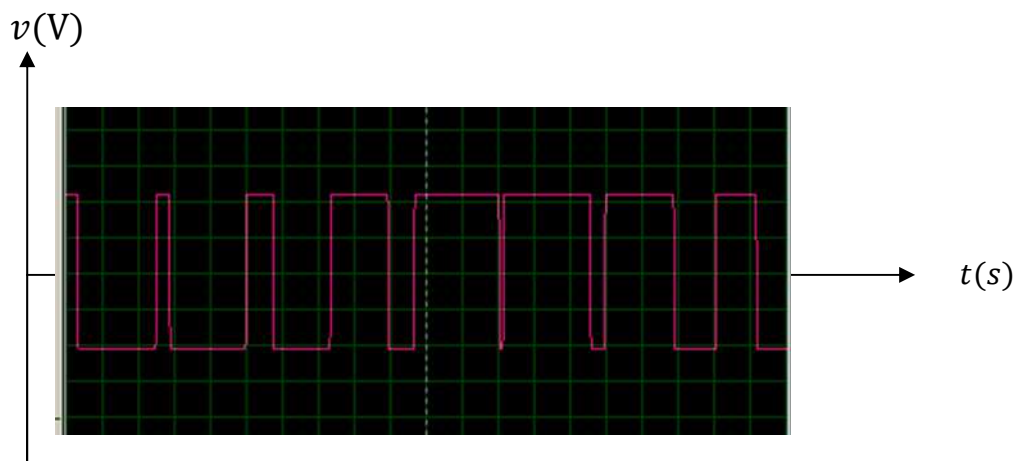


Figure 30 : Signal d'une sortie PWM.

La figure 30 représente un signal PWM, parmi les 6, pour calculer la tension de sortie en valeur efficace. Dans la réalité on ne laisse passer que les impulsions positives de la sortie PWM pour commander la grille du transistor MOSFET considéré.

Chaque impulsion du signal PWM est obtenue grâce à l'intersection du signal de la porteuse avec le signal de référence considéré donc un rapport cyclique variable. On montre que ce dernier est donné par [13] :

$$\alpha = \frac{1}{2}[1 + r\sin(\omega t)] \quad (26)$$

Avec :  $\alpha$  est le rapport cyclique,  $r$  est le coefficient de réglage ou bien profondeur de modulation,  $\omega = 2\pi f$  et  $f=50\text{Hz}$ . Dans ce cas la valeur efficace du fondamental est :

$$V_{eff} = r \frac{V_{smax}}{\sqrt{2}} \quad (27)$$

$V_{eff}$  se règle par  $r$  ou  $V_{smax}$ , avec  $V_{smax}$  étant la tension maximale de la sortie PWM.

#### **4<sup>ème</sup> Remarque**

Toute la partie commande (la partie PWM) est alimentée sous deux tensions symétriques  $\pm 12V$  ou par deux simples piles 9V rechargeables.

### **4. L'étage de puissance et le filtrage associé**

Comme nous savons l'étage de puissance est lui qui doit supporter toute l'énergie que doit recevoir la charge, montée en triangle ou en étoile. Donc les transistors de puissance doivent être bien choisis pour effectuer cette tâche. De plus nous avons vu dans les parties précédentes que la tension de sortie d'un onduleur en monophasé ou en triphasé est munie de la tension fondamentale et des harmoniques dont il faut supprimer ou au moins diminuer leur amplitudes. Pour cela il est nécessaire d'effectuer un filtrage passe bas pour ne garder que la tension ou le courant fondamental.

#### **4.1 Sans filtrage**

Toutes les figures sont obtenues avec l'insertion de l'étage d'adaptation alimenté sous 12V. L'alimentation de l'étage de puissance est de 12V.

#### 4.1.1 Commande 120°

Cette commande peut être réalisée soit à base des NE 555 soit à base d'un PIC 16F628A, dans les 2 cas nous avons obtenus les mêmes graphes pour les 3 tensions entre phases et neutre, figures 31. On voit bien le décalage de 120° entre chaque phase.

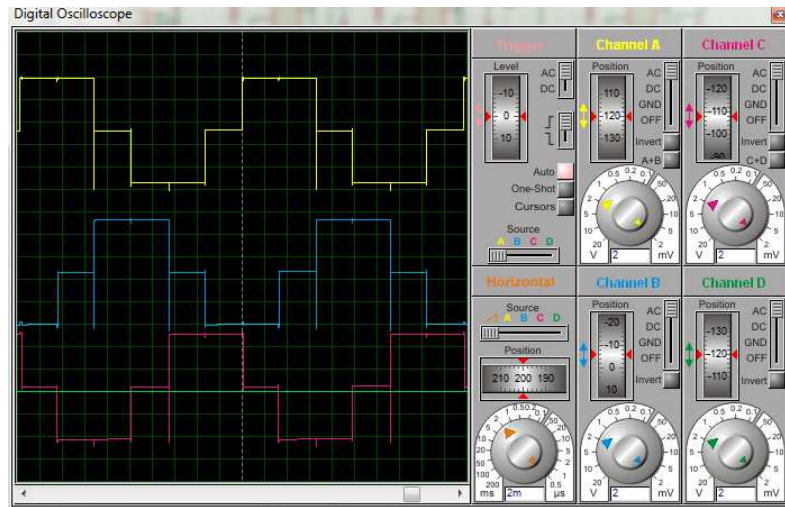


Figure 31 : Tensions entre phases et neutre de la commande 120°.

On voit sur la figure ci-dessus les pics de tensions dus à la commutation des transistors de puissance. Ces pics sont causés par les temps morts qui vont engendrer des pertes en amplitude lors de la réalisation pratique. On peut supprimer ces pics en ajoutant des composants à base de diodes mais ce n'est pas le but de notre projet, peut être qu'on va entrer en détail dans une autre réalisation.

#### 4.1.2 Commande PWM triphasé

Pour cette commande nous avons obtenu la figure 32. On voit aussi sur cette figure des pics dus à la commutation des transistors de puissance qu'il faut corriger ultérieurement comme dans le cas précédent,  $m=30$ .

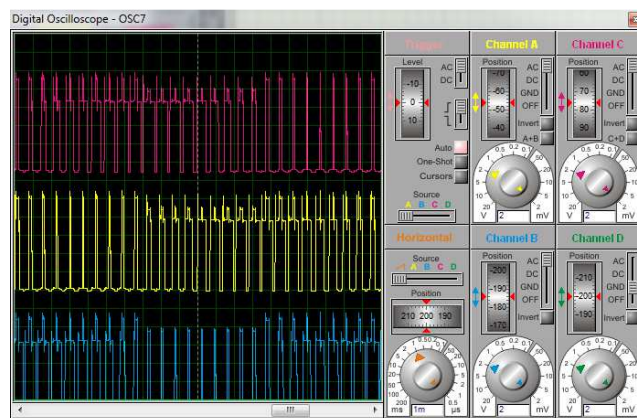
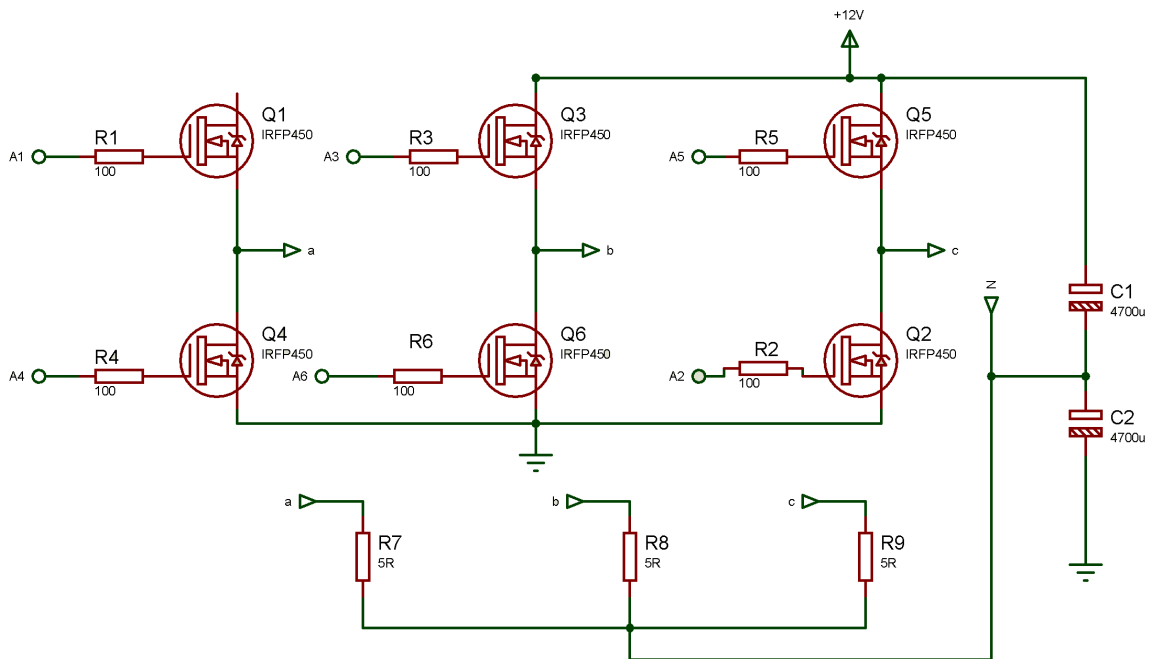
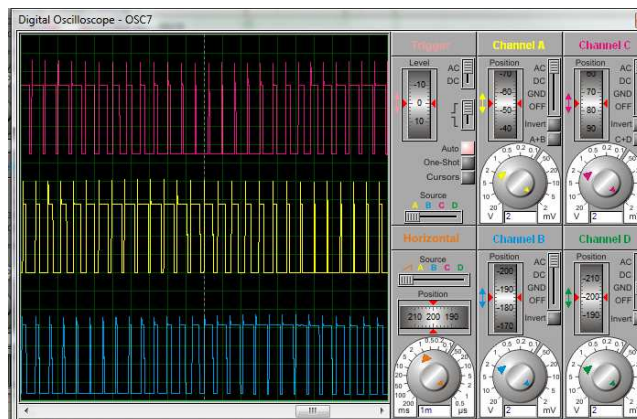


Figure 32: Tensions entre chaque phase et neutre en PWM sans point milieu.

En insérant un point milieu dans l'alimentation de l'étage de puissance à l'aide de 2 condensateurs de 4700uF/63V, figure 33, et en raccordant le point milieu au neutre on a obtenu la figure 34.



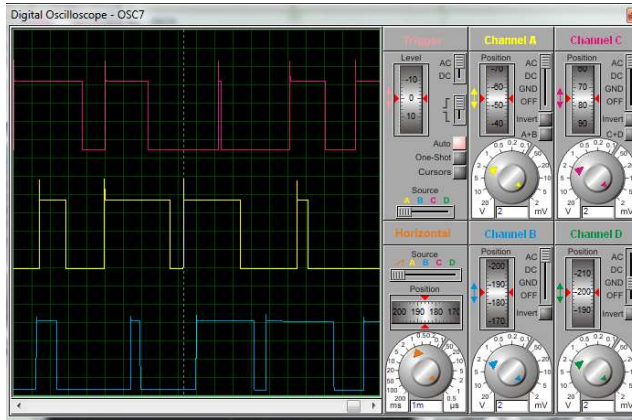
**Figure 33: Insertion du point milieu à l'aide de 2 capacités C1 et C2.**



**Figure 34: Tensions entre chaque phase et neutre en PWM avec point milieu.**

On voit sur cette figure que les courbes sont plus nettes que dans le cas de la figure 32 ce qui augmentera les amplitudes des 3 phases après filtrage.

Pour  $m=5$ , on a obtenu la figure 35.



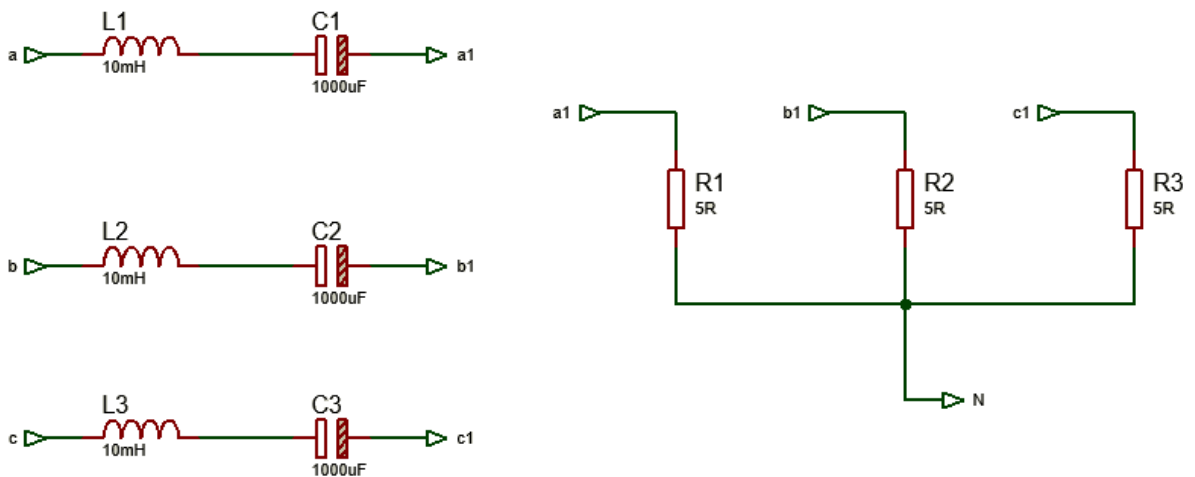
**Figure 35 : Tensions entre chaque phase et neutre en PWM avec point milieu avec  $m=5$ .**

#### 4.2 Avec filtrage

Pour le filtrage nous avons utilisé 2 filtres passe bas R-L-C, accordé sur 50 Hz pour ne garder que la fréquence fondamentale, afin de choisir le meilleur. Le premier est un circuit R-L-C série, figure 36, et le deuxième se compose d'une inductance en série avec un condensateur en parallèle avec la charge R, figure 37. La pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (28)$$

Avec  $L=10\text{mH}$  et  $C=1000\mu\text{F}$ ,  $\omega_0 \approx 314 \text{ rd/s}$ .

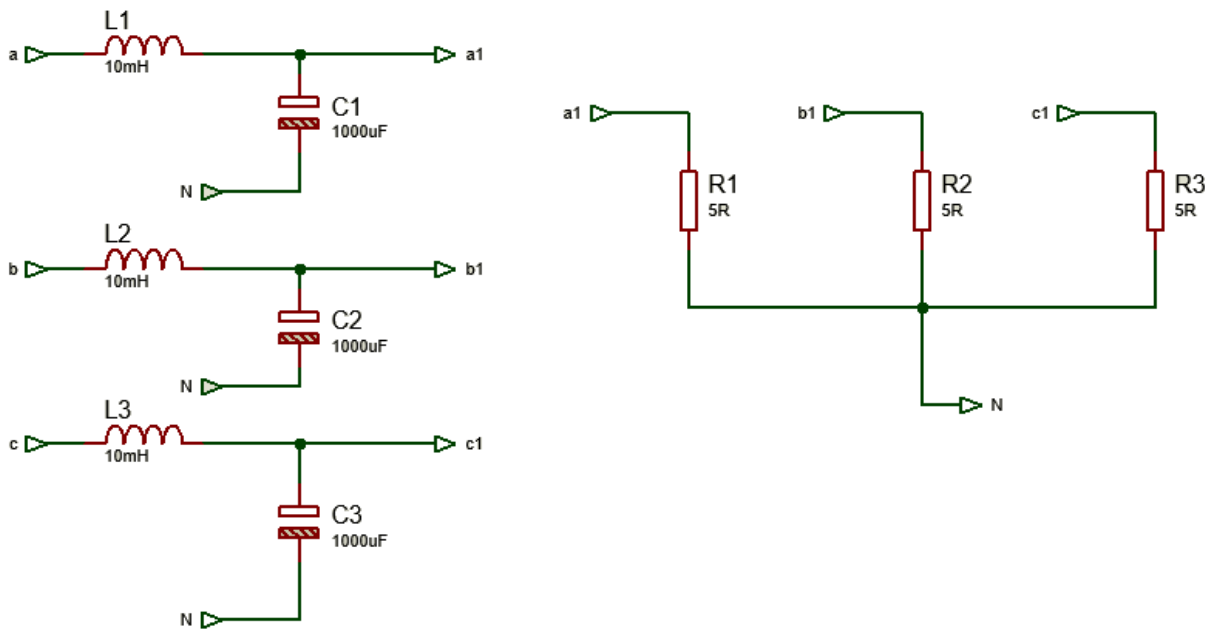


**Figure 36 : Premier filtre RLC**

Dans le premier filtre chaque phase est raccordée à sa charge R par un circuit résonant LC série. Avec  $L_1=L_2=L_3=L=10\text{mH}$ ,  $C_1=C_2=C_3=C=1000\mu\text{F}/63\text{V}$  et  $R_1=R_2=R_3=R=5\Omega/7\text{W}$ . La tension de chaque phase, aux bornes de R1 par exemple, est donnée par :

$$V_{a1N} = \frac{jRC\omega}{jRC\omega - (LC\omega)^2 + 1} V_{aN} \quad (29)$$

A la fréquence de résonance  $f_0 = 50\text{Hz}$  on a  $V_{a1N} = V_{aN}$



**Figure 37 : Deuxième filtre RLC**

Pour le deuxième filtre chaque phase est raccordée à sa charge R par une inductance L et en même temps R est en parallèle avec une capacité C.

Avec  $L_1=L_2=L_3=L=10\text{mH}$ ,  $C_1=C_2=C_3=C=1000\mu\text{F}/63\text{V}$  et  $R_1=R_2=R_3=R=5\Omega/7\text{W}$ .

La tension de chaque phase, par exemple aux bornes de R1, est donnée par :

$$V_{a1N} = \frac{1}{1 - (LC\omega)^2 + \frac{jL\omega}{R}} V_{aN} \quad (30)$$

A la fréquence de résonance  $f_0 = 50\text{Hz}$  on a  $V_{a1N} = -j1.58 V_{aN}$ .

Donc en module  $V_{a1N}$  est supérieure à  $V_{aN}$  avec un déphasage de  $-\frac{\pi}{2}$  et donc les 3 phases seront déphasées de  $-\frac{\pi}{2}$  par rapport aux 3 phases initiales et cela n'est pas gênant pour le bon fonctionnement de l'onduleur.

Pour la réalisation, après des essais on a choisi le 2eme filtre car chaque condensateur C aux bornes de sa charge R joue le rôle d'un second filtre passe bas.

La figure 38 représente les 3 phases de l'onduleur après filtrage, pratiquement on a obtenu la même figure pour la commande  $120^\circ$  et la commande PWM. On constate que les phases ont une amplitude maximale de 7.5 V sous une alimentation de 24V ce qui est bien et une fréquence de 50Hz.

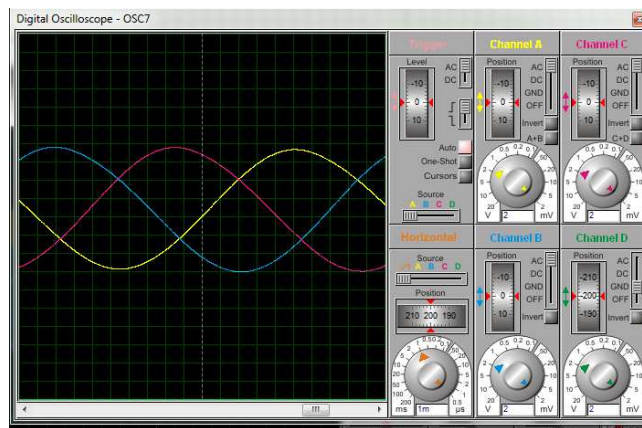


Figure 38 : Les trois phases de l'onduleur après un bon filtrage.

## 5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons mené une étude comparative entre deux techniques de commande appliquées aux onduleurs triphasés : la commande à  $120^\circ$  et la modulation de largeur d'impulsion (PWM). La commande à  $120^\circ$ , simple à mettre en œuvre, permet de générer des signaux triphasés convenables pour des applications de base, mais reste limitée en termes de qualité de la forme d'onde et de contrôle de la fréquence ou de l'amplitude. En revanche, la commande PWM offre une meilleure maîtrise des grandeurs de sortie, ainsi qu'une réduction significative des harmoniques, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications nécessitant une alimentation de haute qualité, comme les variateurs de vitesse.

Les simulations réalisées ont permis de visualiser les différences de performances entre les deux commandes, tant au niveau des formes d'ondes de l'étage de puissance que des 3 phases. Ces résultats constituent une base solide pour la mise en œuvre pratique qui sera développée dans le chapitre suivant, où un prototype physique d'onduleur triphasé commandé par un microcontrôleur ou par une modulation PWM sera présenté.

## **CHAPITRE 3**

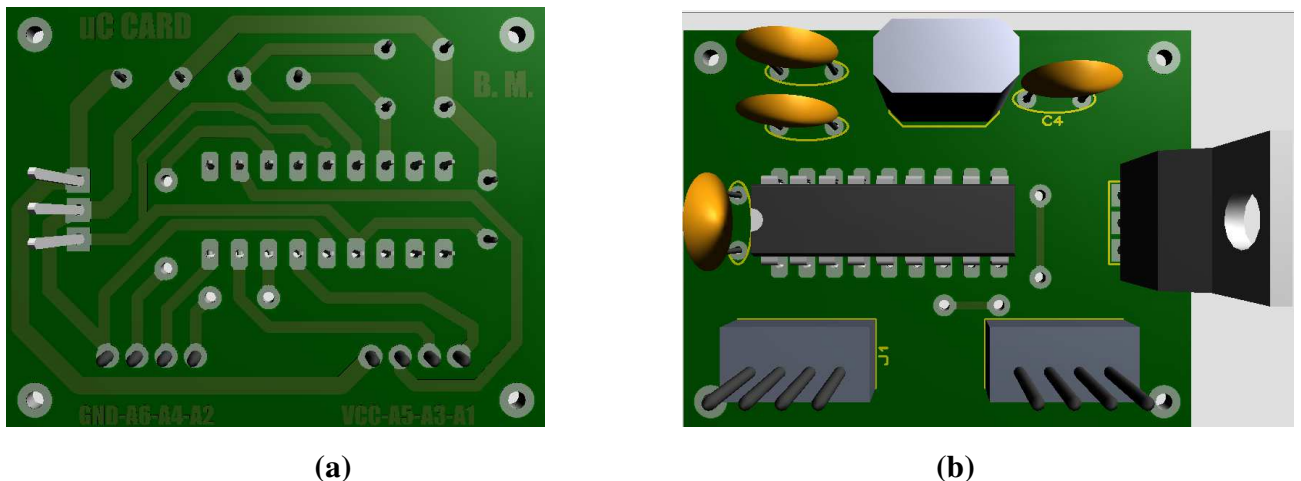
### **Réalisation pratique et tests**

## 1. Introduction

Dans tout projet de fin d'études la partie pratique est la plus difficile car elle tient compte de plusieurs paramètres comme la disponibilité des composants et du temps pour réaliser tout le montage, surtout s'il contient plusieurs parties. Après avoir réalisé les typons des différents schémas comme le typon de la carte de commande à base du microcontrôleur 16F628A, le typon de la carte de commande PWM à 3 phases et le typon de la carte de puissance, nous avons réalisé les circuits imprimés de chaque partie dans le labo maquette de notre faculté, et bien sur les soudures des composants et les tests finaux. Pour le typon de la commande 120° à base des NE 555 on a réalisé les typons et les circuits imprimés et puisque nous avons obtenu le même résultat avec le microcontrôleur on a pensé qu'il n'est pas nécessaire de faire la soudure des composants. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous passerons à la réalisation pratique et les tests finaux.

## 2. Réalisation des typons

### 2.1. Typon du microcontrôleur PIC16F628A avec son régulateur IC 7805

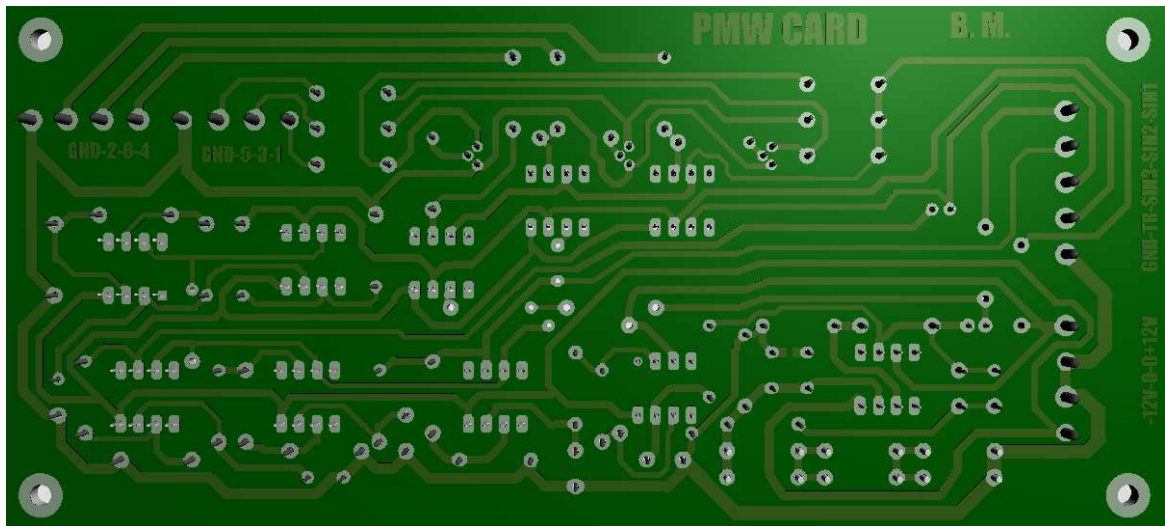


**Figure 39 :** Coté piste du circuit imprimé (a) et coté composants (b)

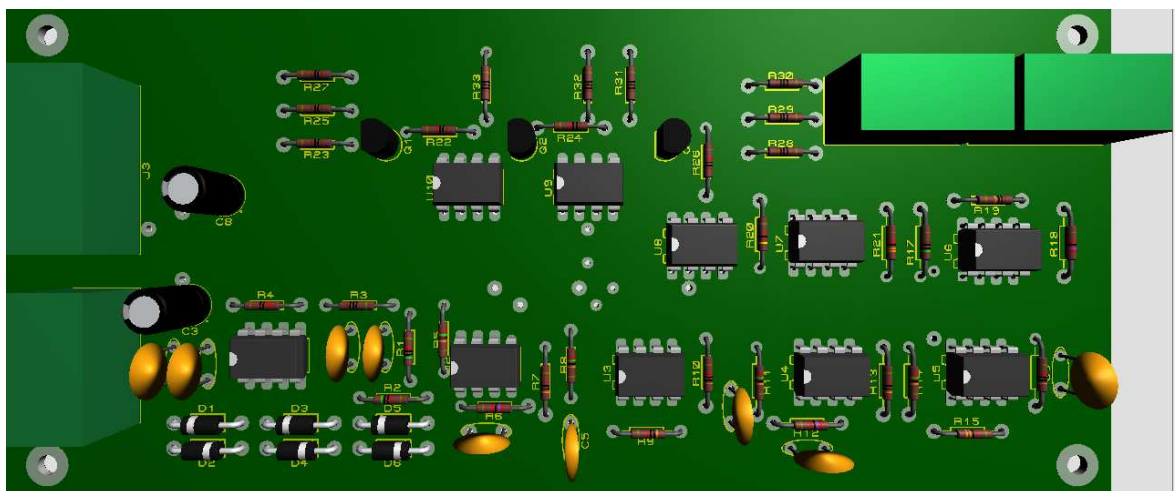
La figure ci-dessus représente le coté piste du circuit imprimé et le coté composants de la carte microcontrôleur nécessaire pour obtenir les six signaux de la commande 120°. Pour obtenir une commande à 180° il suffit de modifier quelques lignes dans le programme. On voit sur cette figure le PIC 16F628A, le régulateur 7805 et le quartz de 4 MHz nécessaire pour le fonctionnement du microcontrôleur ainsi que 2 condensateurs de 22pF pour le quartz et 2 condensateurs pour le filtrage.

## 2.2. Typon de la carte PWM :

La figure 40 représente le coté piste du circuit imprimé de la carte PWM et le coté composant. Cette carte nous permet d'avoir les six signaux PWM pour commander la partie puissance. Pour plus de simplicité on a fait sortir par un même bornier le signal triangulaire, les trois signaux sinusoïdaux (SIN1, SIN2 et SIN3).



(a)

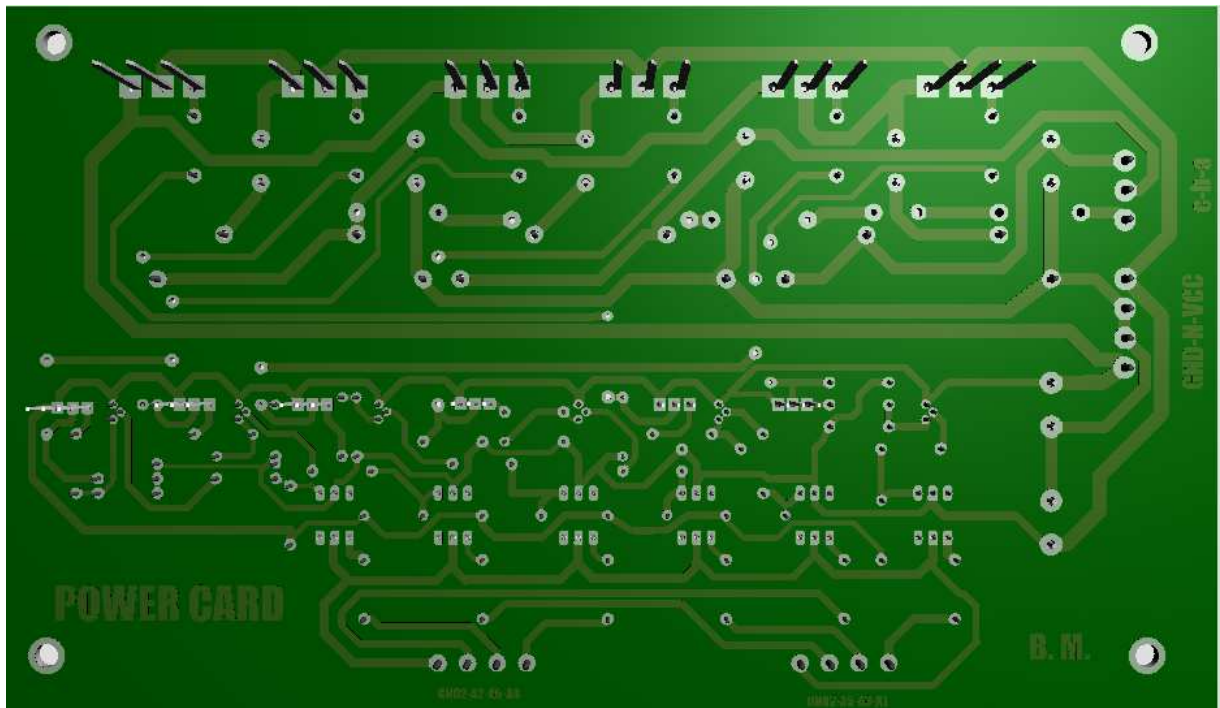


(b)

**Figure 40:** Côté piste du circuit imprimé (a) et côté composant (b)

On voit sur cette figure les 10 AOPs et les trois transistors inverseurs utilisés pour obtenir les 6 signaux PWM ainsi que 4 borniers à 4 PINS. Un premier bornier sert pour l'alimentation en +/-12Volt (ou 9Volt), le second et le troisième portent les six signaux PWM, avec chacun une masse, pour commander l'étage de puissance via les 6 optocoupleurs et le quatrième bornier contient le signal porteuse et les trois signaux de référence.

### 2.3. Typon de la carte puissance :



(a)



(b)

Figure 41: Coté piste du circuit imprimé (a) et coté composant (b)

La figure 41 représente le coté piste du circuit imprimé et le coté composants. Nous voyons sur cette figure les six transistors MOSFETS de puissance ainsi que six transistors d'attaque ou Driver en anglais, des TIP 41C à la place des BC 547, qui servent pour piloter les transistors de puissance, ils sont surtout utilisés pour piloter des transistors bipolaires de puissance dans le cas où on veut remplacer les MOSFET de puissance par des bipolaires de puissance. Sur la même figure nous voyons 3 grandes résistances de  $5\Omega$  /7watts jouant le rôle de charges, elles sont montées ici en étoile dans le circuit imprimé. Nous voyons aussi 3 inductances de mêmes valeurs 10mH servant de filtre passe bas avec 3 condensateurs de 1000uF/63volt chacun en série avec la charge de  $5\Omega$  /7watts correspondante.

Les 2 condensateurs à gauche de 4700 uF/63Volt sont montés en série et sont utilisés pour générer le point milieu de la tension d'alimentation et par suite le neutre pour les trois phases en cas de besoin. On a ajouté sur chaque phase a,b et c un condensateur de couplage de 2200uF/63Volt pour éliminer les composantes continues résiduelles sur les 3 phases précédentes, ces capacités n'ont aucun effet sur le filtrage passe bas R-L-C.

On voit aussi sur cette figure quatre borniers, le premier bornier (le 1<sup>er</sup> en haut à gauche) représente les trois sorties a, b, c. le deuxième bornier (le 2<sup>ème</sup> en haut à gauche) représente la tension de l'alimentation +12V, la masse (0V) et le neutre. Le 3<sup>ème</sup> et le 4<sup>ème</sup> bornier en bas servent comme entrées pour les six sorties PWM ou les six sorties de la commande 120°.

### 3. La réalisation pratique

Après la réalisation des typons et après avoir pris une vue d'ensemble, par simulation sous ARES, des pistes coté soudure et coté composants nous avons réalisé les circuits imprimés et nous avons soudé tous les composants.

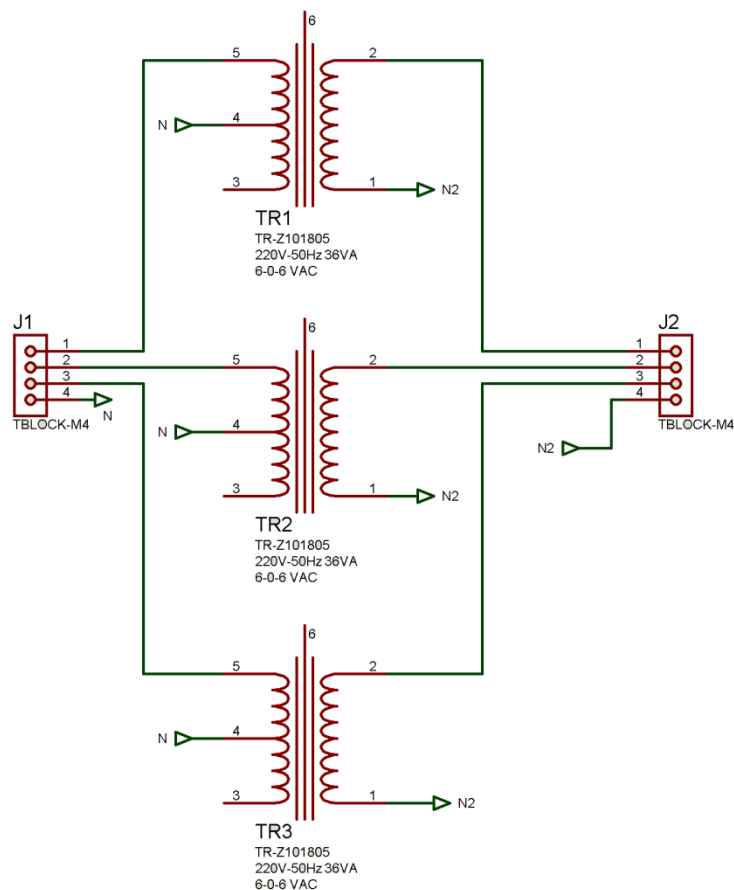
Puisque la tension d'alimentation de la partie puissance est de 12V, il sera donc impossible d'obtenir des tensions de 220V efficaces aux bornes des trois phases. Pour cela il fallait insérer un transformateur entre chaque phase et la charge, puisque cette dernière peut être montée en étoile ou en triangle ou de simples lampes de 220V.

Pour cela nous avons inséré 3 transformateurs 220V/2×6V identiques, les seuls disponibles au laboratoire de FELN, un pour chaque phase. Nous avons utilisé la moitié du secondaire (6V) comme entrée et le primaire comme sortie pour obtenir du 220V/50Hz, figure42.

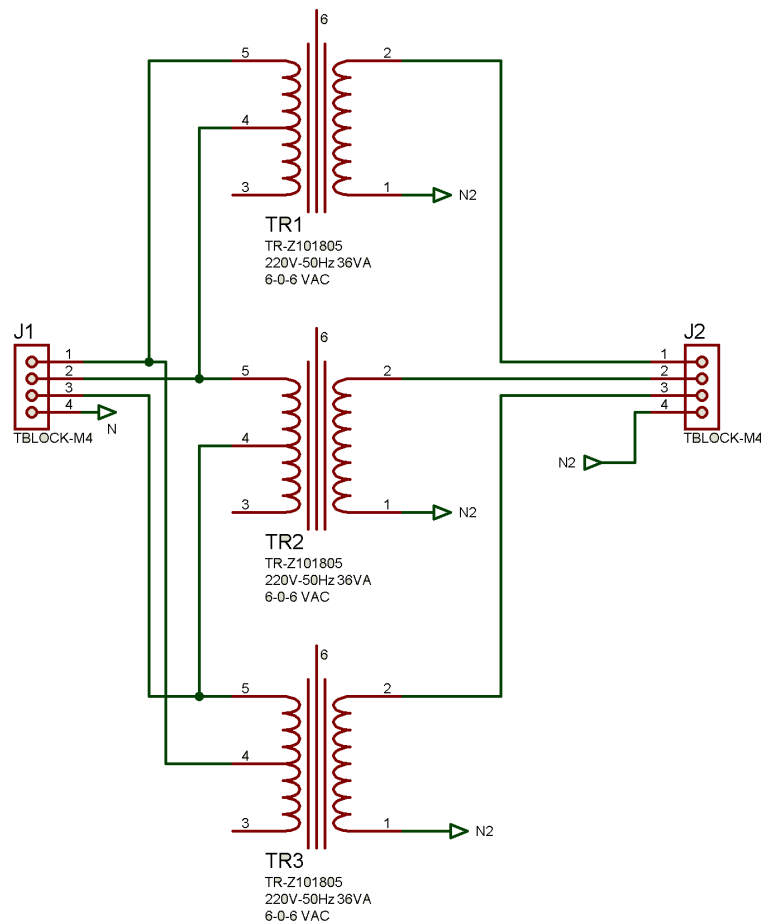
Dans la figure 42 les entrées des trois transformateurs sont montées en étoile. Leur sorties peuvent être montées soit en étoile soit en triangle. En montage triangle le 2eme neutre N2 sera inutilisé. Les 2 neutres, N et N2 sont différents pour faire une isolation galvanique.

Dans la figure 43, les entrées des 3 transformateurs sont montées en triangle, dans ce cas le neutre N est inutilisé. De même leur sorties peuvent être montées soit en étoile soit en triangle. En montage triangle le 2eme neutre N2 sera inutilisé. Les 2 neutres, N et N2 sont différents pour faire une isolation galvanique.

Dans les 2 figures ci dessous, le connecteur J1 contient les 3 phases venant de la partie puissance et le connecteur J2 contient les 3 phases contenant les 3 tensions 220V/50Hz. Pour augmenter la tension à l'entrée de chaque transformateur, on a choisi le montage triangle.



**Figure 42** : Montage des entrées en étoile des 3 transformateurs montés en élévateurs 6V/220V 50Hz



**Figure 43:** Montage des entrées en triangle des 3 transformateurs montés en élévateurs 6V/220V 50Hz.

**Remarques:**

1-Pour avoir une bonne adaptation en puissance entre l'entrée (6V) de chaque transformateur et sa sortie (220V), il faut que la puissance à son entrée doit être égale à la puissance à sa sortie, d'où :

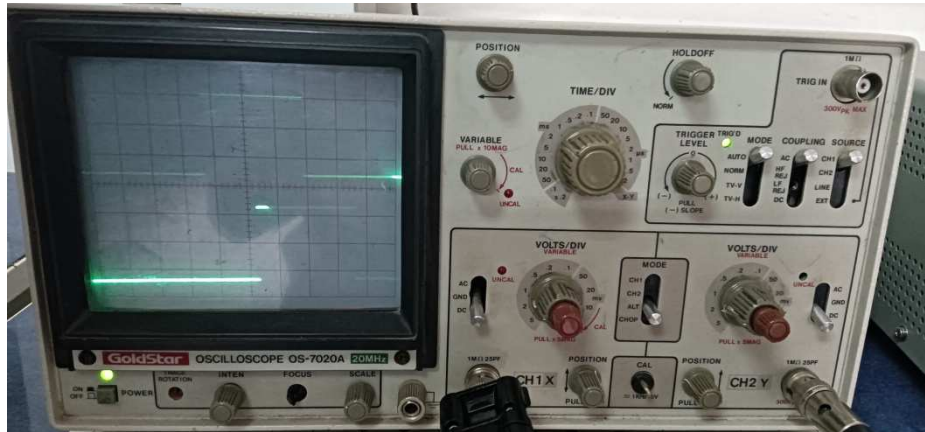
$$P_1 = P_2 \Leftrightarrow V_1 I_1 = V_2 I_2 \quad (31)$$

Si la charge demande beaucoup de puissance, il faut utiliser des grands transformateurs dont la puissance doit être au moins égale à celle de la charge et de plus puisque la tension délivrée par l'onduleur, la carte de puissance, est limitée par la tension 12V de la batterie, il faut augmenter le courant par l'ajout d'autres batteries en parallèle avec la première batterie et en même temps il faut augmenter la puissance des transistors en les remplaçant par d'autres plus puissants ou bien ajouter d'autres transistors en parallèles avec les 6 premiers suivant la puissance voulues.

2-En plein puissance, les MOSFET de puissance chauffent (annexe 1) et par suite dissipent de la chaleur, et pour éviter leur destruction nous les avons monté sur un refroidisseur en aluminium que nous avons trouvé dans la casse.

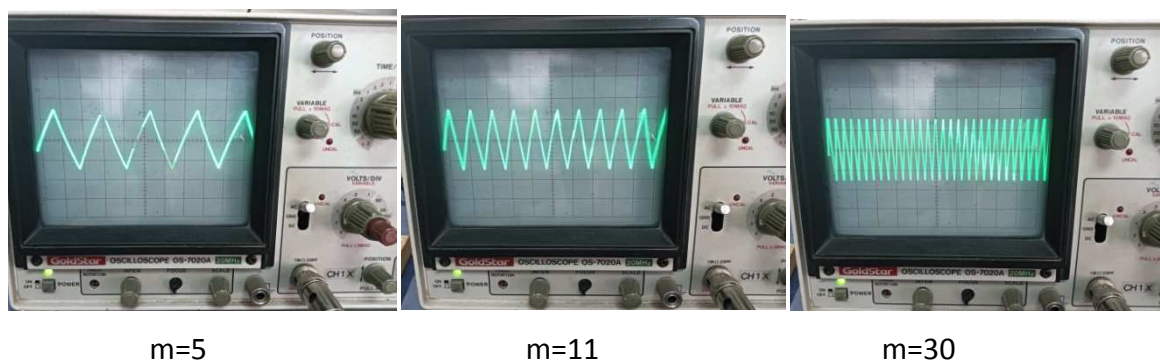
#### 4. Mesures et tests

Dans cette partie nous allons effectuer des mesures et des tests sur les 2 cartes de commandes et la carte puissance pour valider les résultats théoriques.



**Figure 44:** Deux (2) signaux décalés de  $60^\circ$  à la sortie de la commande  $120^\circ$ .

On voit sur cette figure 44, 2 signaux parmi les 6 de la commande  $120^\circ$  issus du microcontrôleur. C'est difficile de visualiser 2 signaux en même temps car la période est de 20 ms (fréquence du secteur 50Hz). Ces 2 signaux ont une amplitude de 5V et la durée du niveau haut est de 6.66ms et la durée du niveau bas est de 13.33ms.



**Figure 45 :** Sortie du générateur de triangle pour quelques valeurs de m.

La figure 45 représente la sortie du générateur triangulaire, on a modifié la valeur du taux de modulation  $m$  en variant à chaque fois la valeur de la résistance  $R11$  par un commutateur à 3 positions pour  $m=5$ ,  $m=11$  et  $m=30$ .



**Figure 46 :** Sortie d'une tension de référence (la consigne) parmi les 3 de la carte PWM.

La figure 46 représente une tension de référence parmi les 3 ; Les 2 autres sinusoïdes ont la même forme mais déphasées de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  par rapport à la 1ere sinusoïde. Il est très difficile de visualiser 2 sinusoïdes en même temps.



(a)



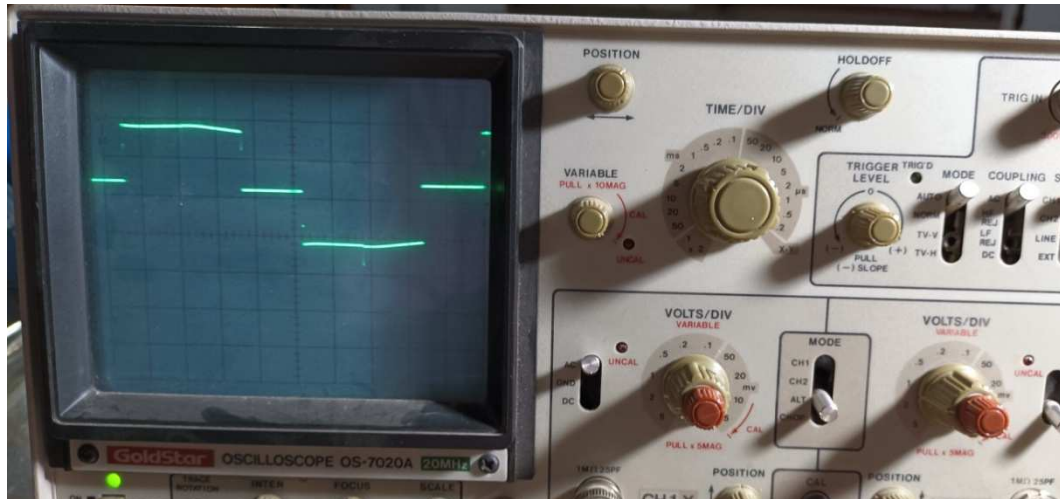
(b)



(c)

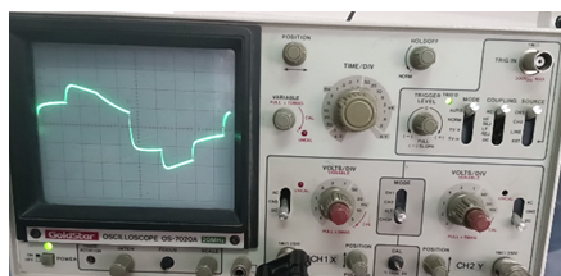
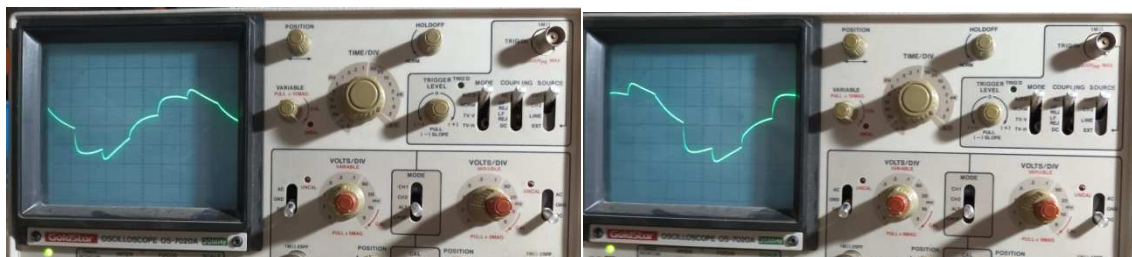
**Figure 47:** Les 3 sorties de la commande PWM : (a) PWM1 et son inverse, (b) PWM2 et son inverse et (c) PWM3 et son inverse.

Sur la figure ci-dessus, les 3 signaux de gauches PWM1, PWM2 et PWM3 sont obtenus à chaque sortie des 3 comparateurs et les 3 signaux de droite sont obtenus par inversion des 3 signaux précédents par les 3 trois inverseurs à transistor.



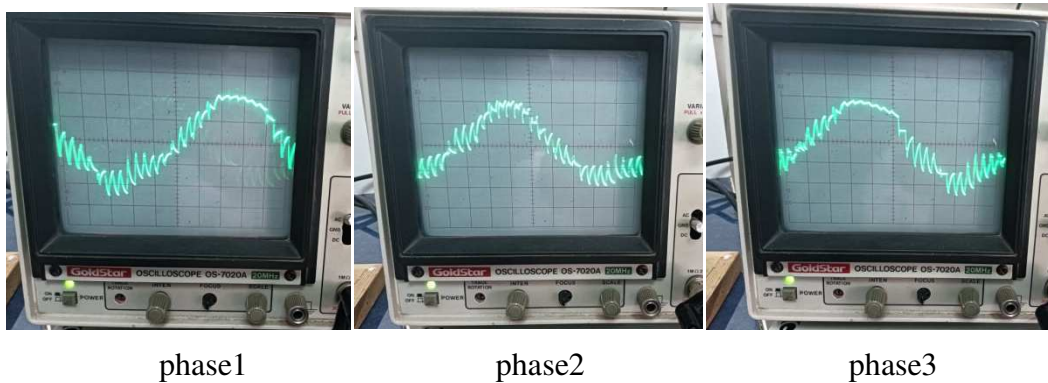
**Figure 48** : Tension à la sortie de la carte de puissance, commande  $120^\circ$   
(vers entrée d' un transformateur)

La figure 48 représente une tension (une phase) parmi les 3, sans le filtrage passe bas.



**Figure 49** : Les 3 signaux aux 3 sorties de la carte de puissance, commande  $120^\circ$   
(vers entrées des 3 transformateurs)

La figure 49 représente les 3 tensions entre phase et neutre obtenues par la commande 120° avec un filtre passe bas sur chaque phase. IL faut encore les filtrer.



**Figure 50:** Les 3 signaux aux 3 sorties de la carte de puissance, commande PWM (vers entrées des 3 transformateurs)

La figure 50 représente les 3 tensions entre phase et neutre obtenues par la commande PWM avec un filtre passe bas sur chaque phase, il faut encore les filtrer.

Nous avons effectué quelques mesures de tensions par un multimètre en position Volt et on a trouvé les valeurs mentionnées sur les tableaux 2, 3 et 4. La carte de commande 120° est alimentée sous 5V et celle de la PWM est alimentée sous +/- 12V.

Sorties	Amplitude max pic à pic(V)	
La référence (sinusoïdale)	+ /- 4	
La porteuse (triangulaire)	+ /- 6	
Commande 120°	+5	
Commande PWM	Non inversée	+ /- 12
	Inversée	+ 12

**Tableau 2 :** Mesure sur les 2 cartes de commande

**Rem :** Nous avons choisi un coefficient de réglage (profondeur de modulation) fixe :

$$r = \frac{Ar}{Ap} = \frac{4}{6} = 0.66$$

Entrée transformateur		Phase1/N	Phase2/N	Phase3/N
Montage étoile : Tension entre phase et neutre.	commande120°	1.6	1.7	1.8
	Commande PWM	0.7	0.7	0.7
Montage triangle: tension entre 2 phases.	commande120°	3.5	3.4	3.4
	Commande PWM	1.3	1.3	1.3

**Tableau 3:** Mesure sur l'entrée de chaque transformateur

Sortie transformateur		Phase1/2	Phase2/3	Phase3/1
Montage étoile : tension entre phase et neutre	commande120°	129.5	133	130.8
	Commande PWM	50	51	52
Montage triangle: tension entre 2 phases.	commande120°	221	229	227
	Commande PWM	90	89	88

**Tableau 4:** Mesure sur la sortie de chaque transformateur

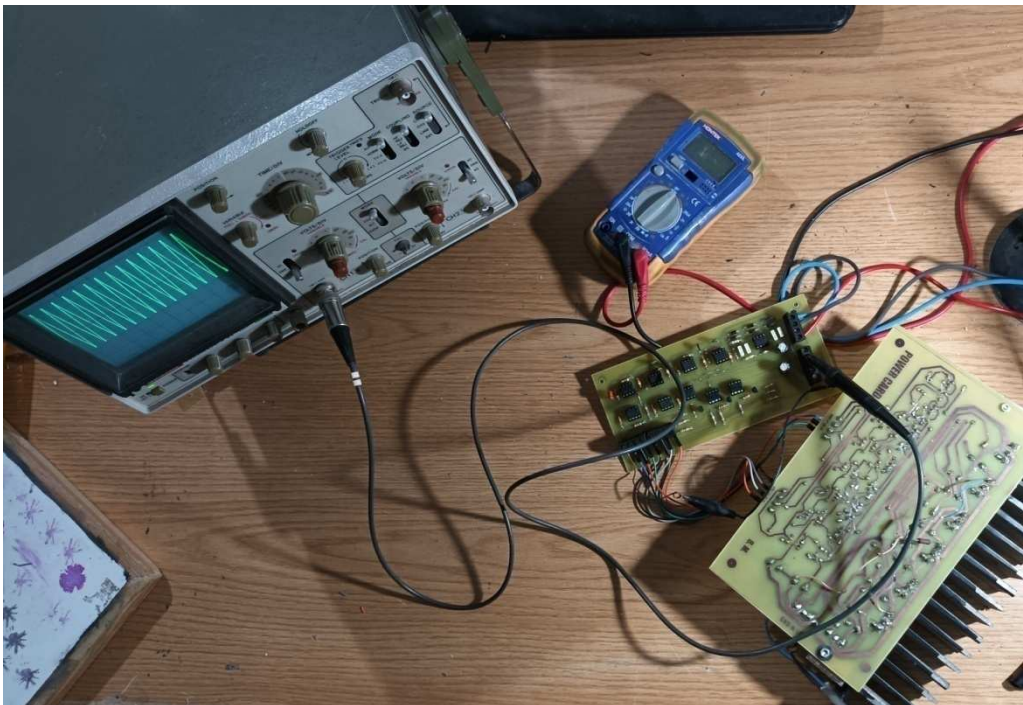
D'après les mesures, la commande 120° a les amplitudes des tensions de sorties grandes par rapport à celles obtenues par la commande PWM que ce soit entre phase et neutre ou entre 2 phases. Cela est dû aux manques d'un bon filtrage passe bas à cause du manque d'inductances de faibles résistances. Nous avons trouvé des inductances de 10mH sur le marché qui présentaient une résistance de 60  $\Omega$  ce qui nous fait perdre beaucoup en amplitude des phases, et de plus pour la commande PWM, nous avons une perte d'énergie dus aux temps morts pour les commutations des transistors MOSFET de puissance qu'il faut étudier dans un autre sujet de mémoire PFE. Pour nous le but était atteint et nous sommes très satisfaits des résultats obtenus.

Nous avons choisi un montage en étoile aux entrées des 3 transformateurs, figure 43 pour alimenter les 3 transformateurs. Ces derniers ont une puissance de 36 VA, les seuls que nous avons trouvé au labo FELN. Pour cela nous avons effectué des essais sur de simples appareils domestiques comme un radio alimenté sous 220V, des lampes....

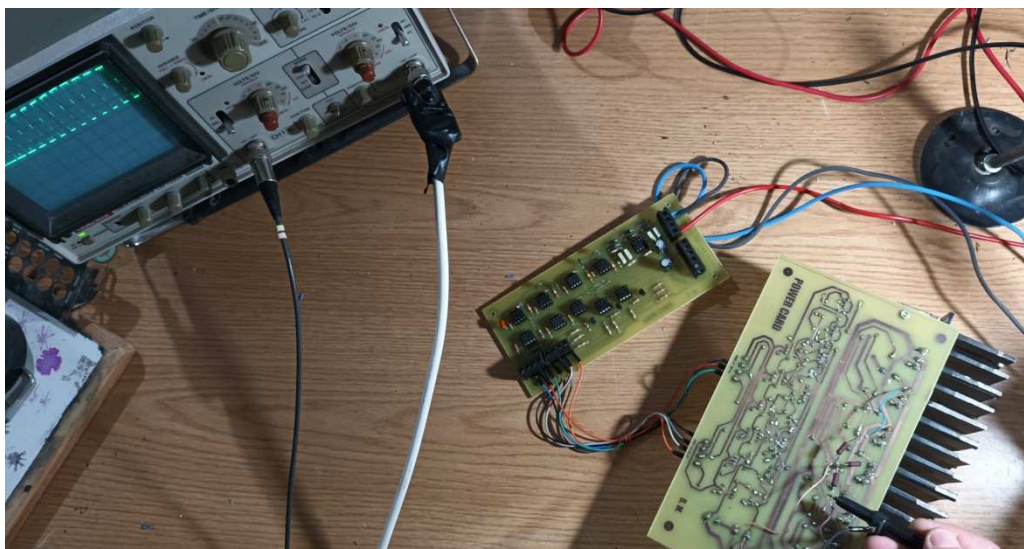
Pour alimenter des charges plus puissantes ou des moteurs, par exemple 400VA, 1000VA..., il faut changer les transformateurs par des transformateurs plus puissants en adéquation avec la puissance des ou de la charge, doubler ou tripler chaque transistor de puissance si nécessaire, augmenter la tension d'alimentation si nécessaire 24V, 48V,.... Bien sur il faut augmenter dans ces cas les puissances des résistances ou/et doubler leur valeurs.

## 5. Figures prise lors de la réalisation et les tests.

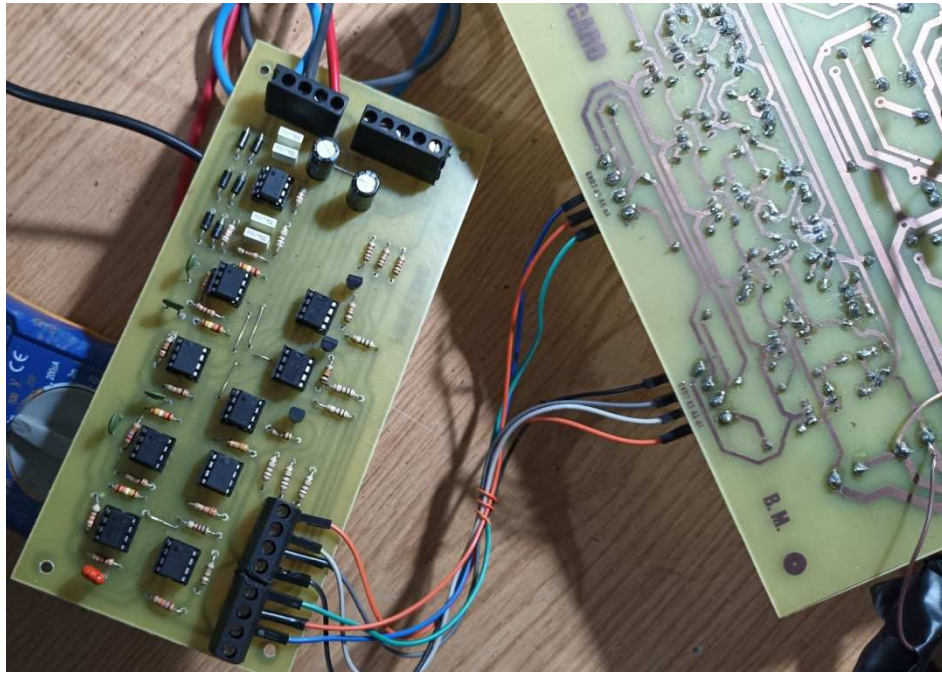
Les figures suivantes représentent quelques images prises lors de la conception et après.



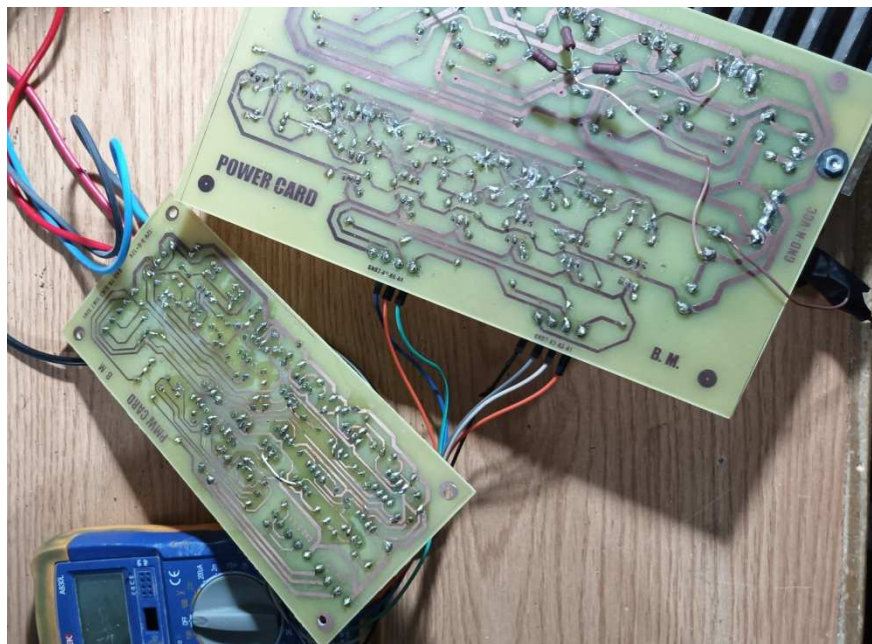
Mesure de la sortie triangulaire de la carte PWM.



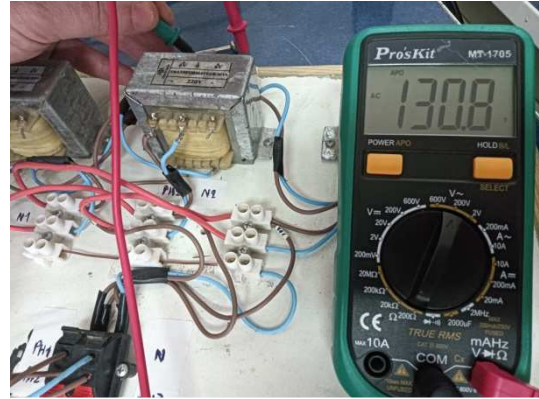
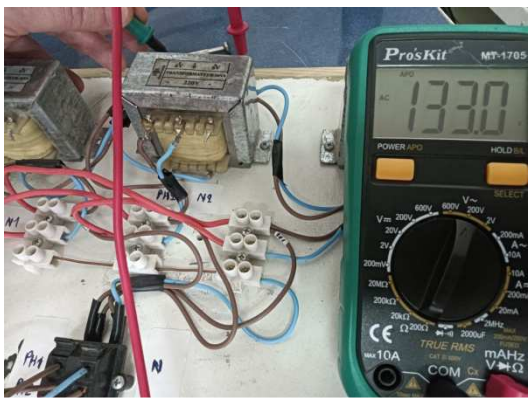
Mesure d'une phase à la sortie de l'étage de puissance avec la commande PWM sans le filtrage passe bas.



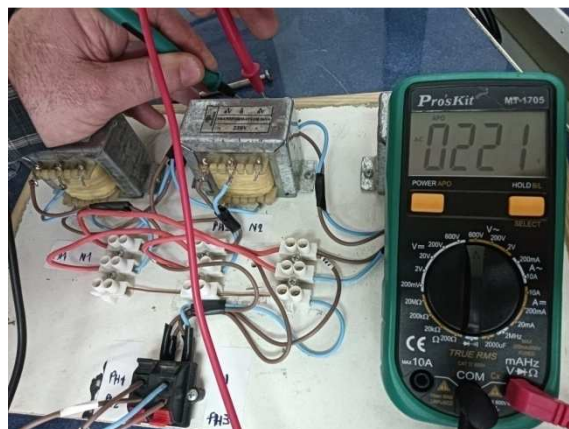
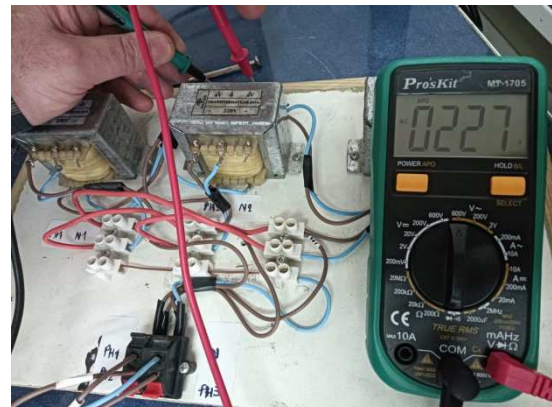
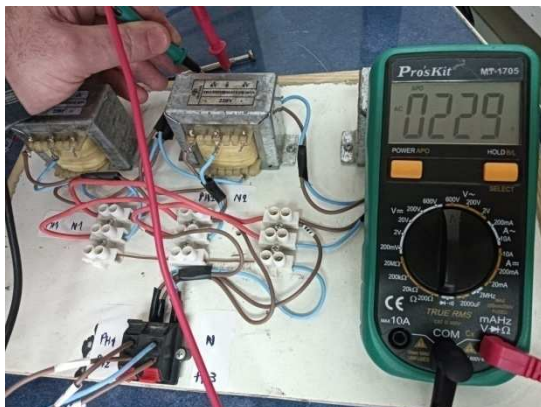
Carte PWM coté composants et la carte de puissance coté pistes.



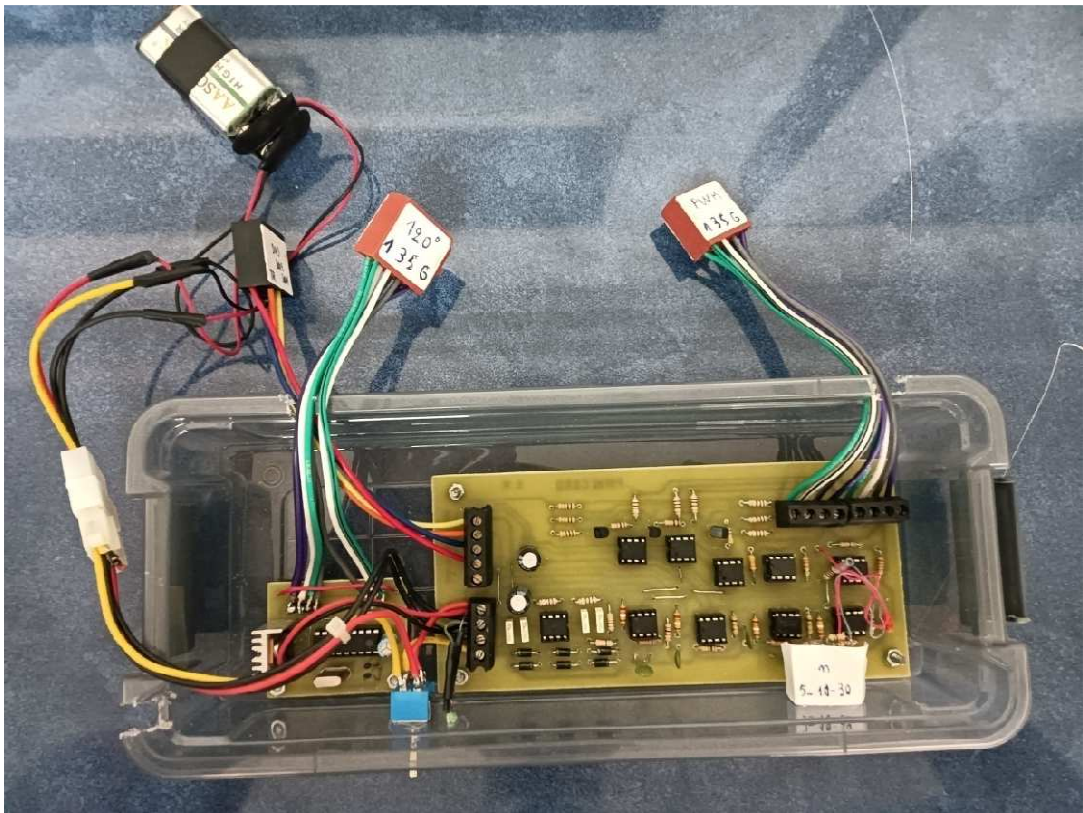
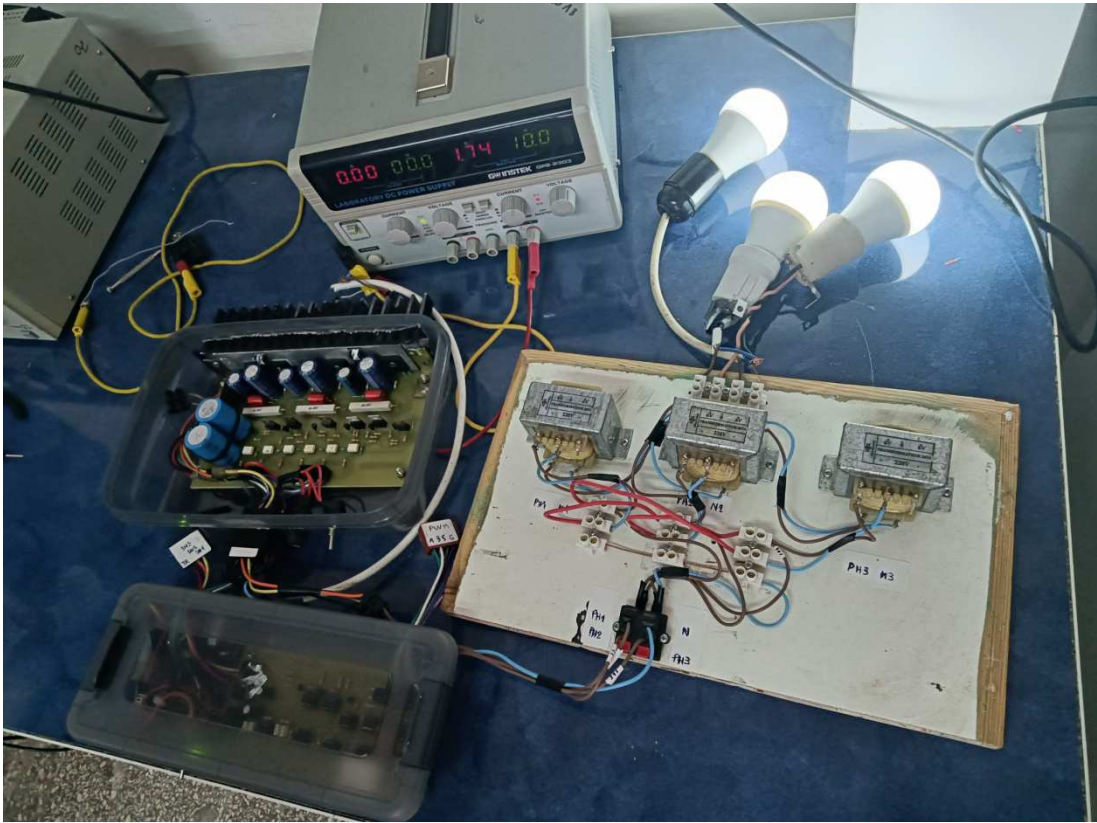
Carte PWM coté pistes et carte de puissance coté pistes :  
On voit 3 résistances rouge  $R=10\ \Omega$  (la charge) pour l'essai.

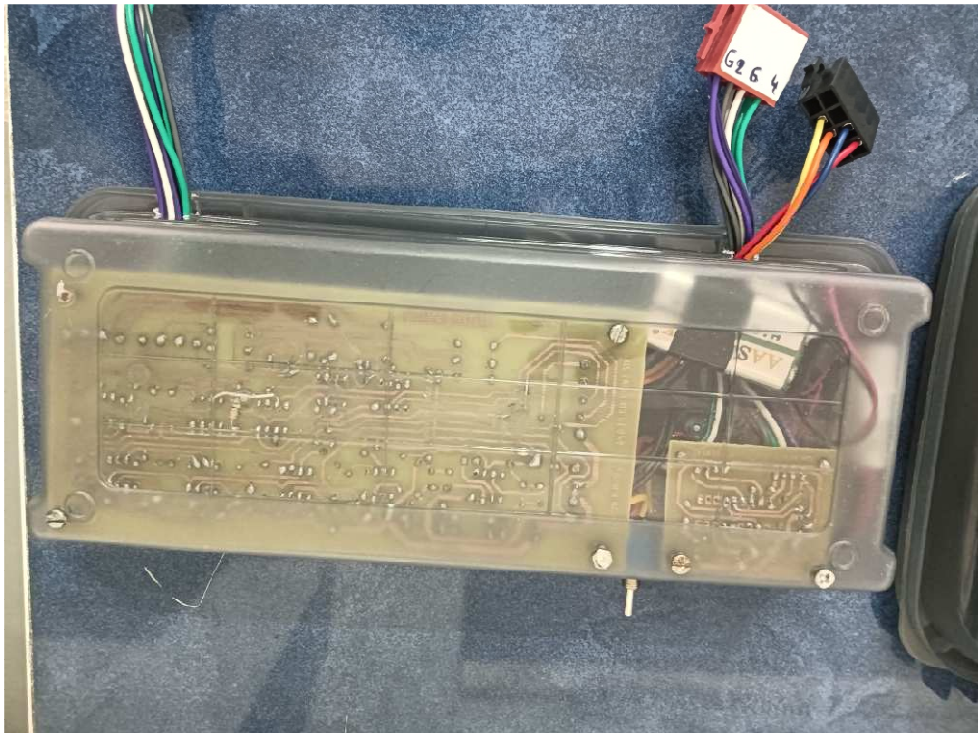
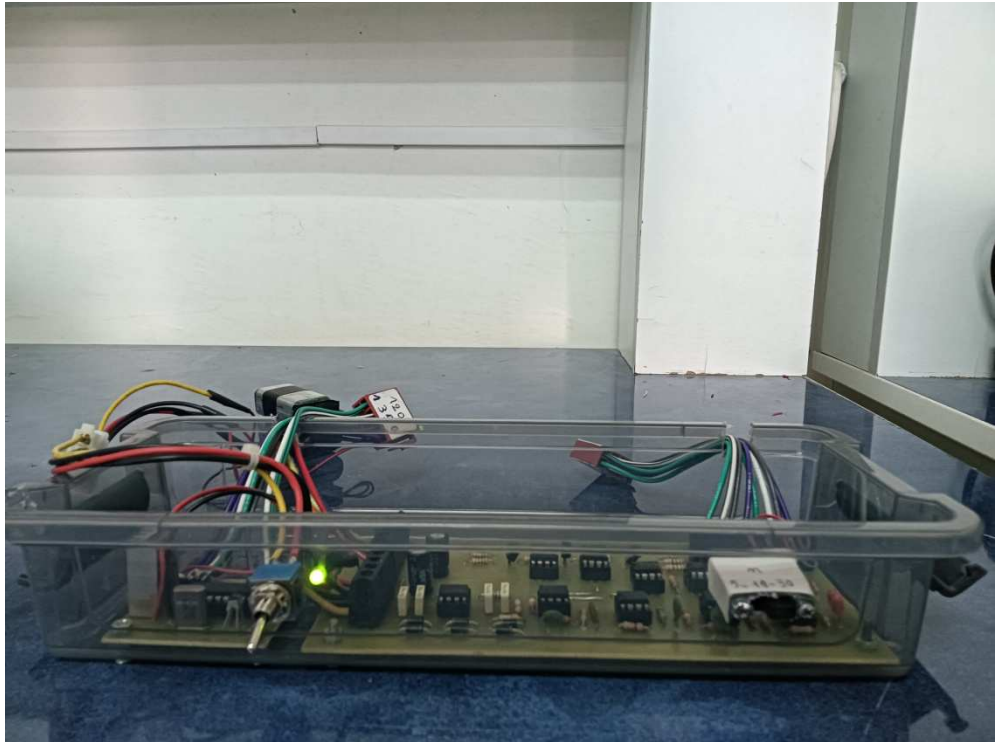


Tension en chaque phase et neutre

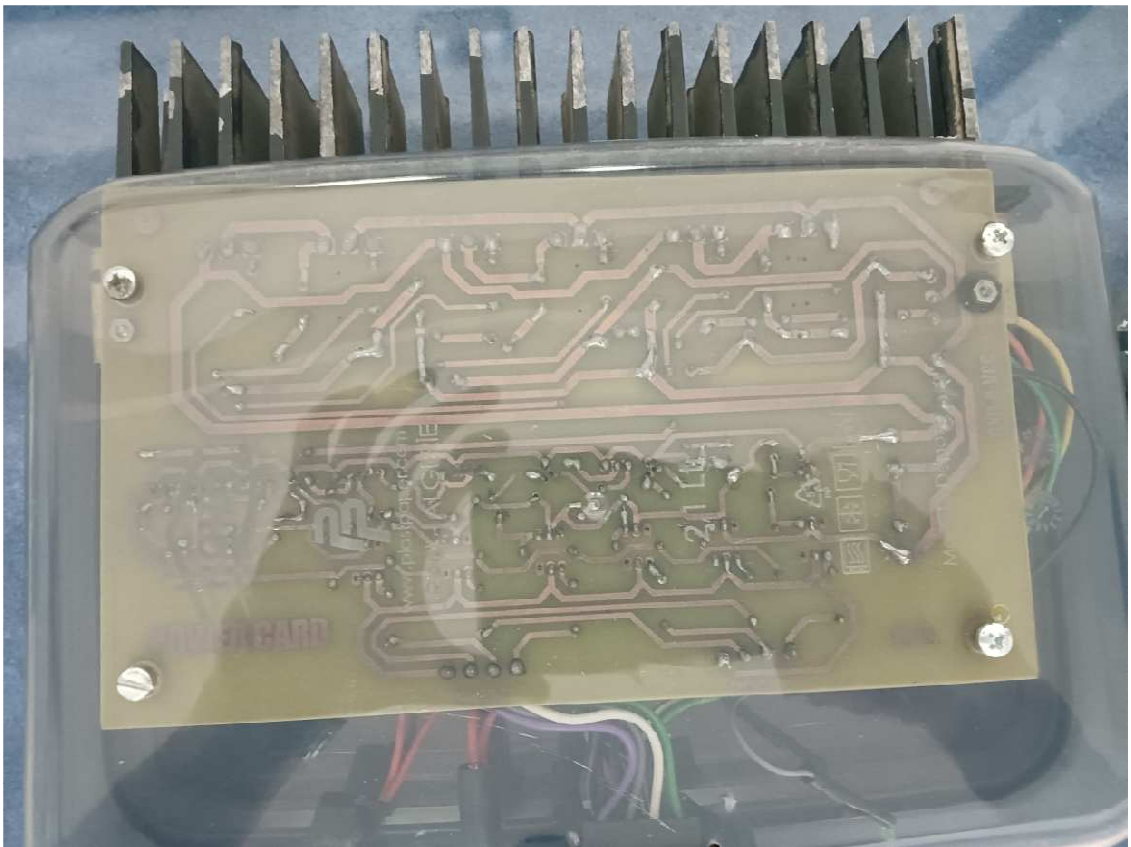
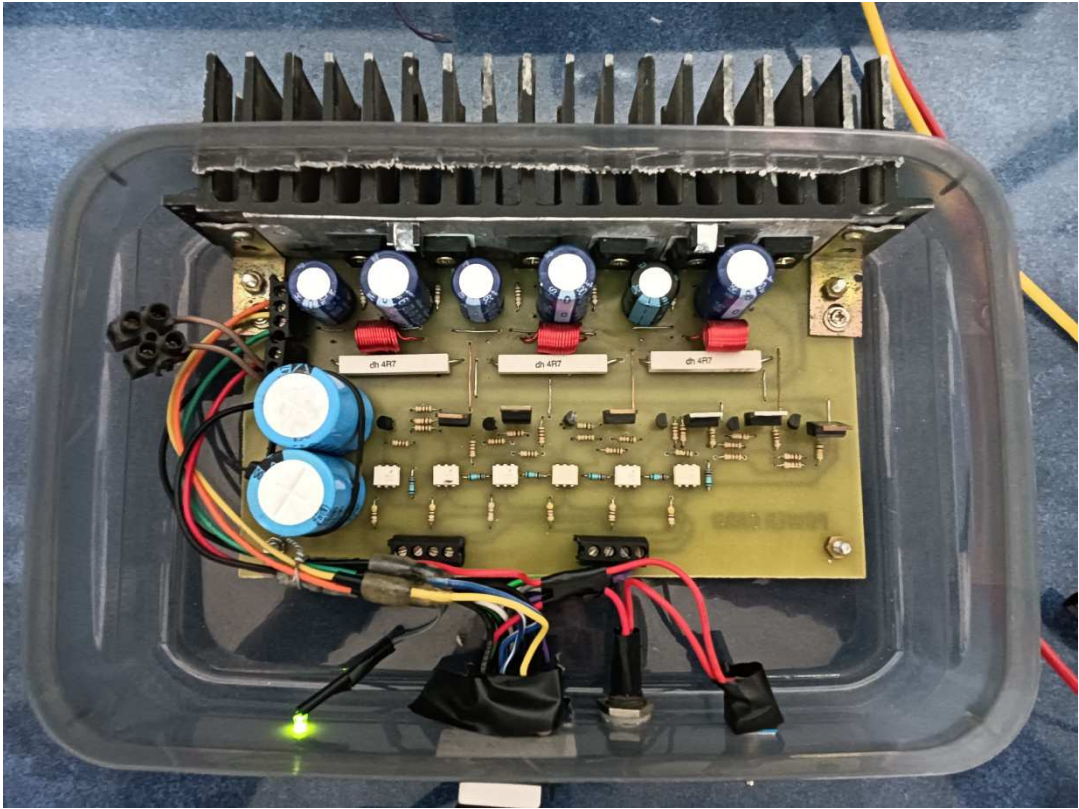


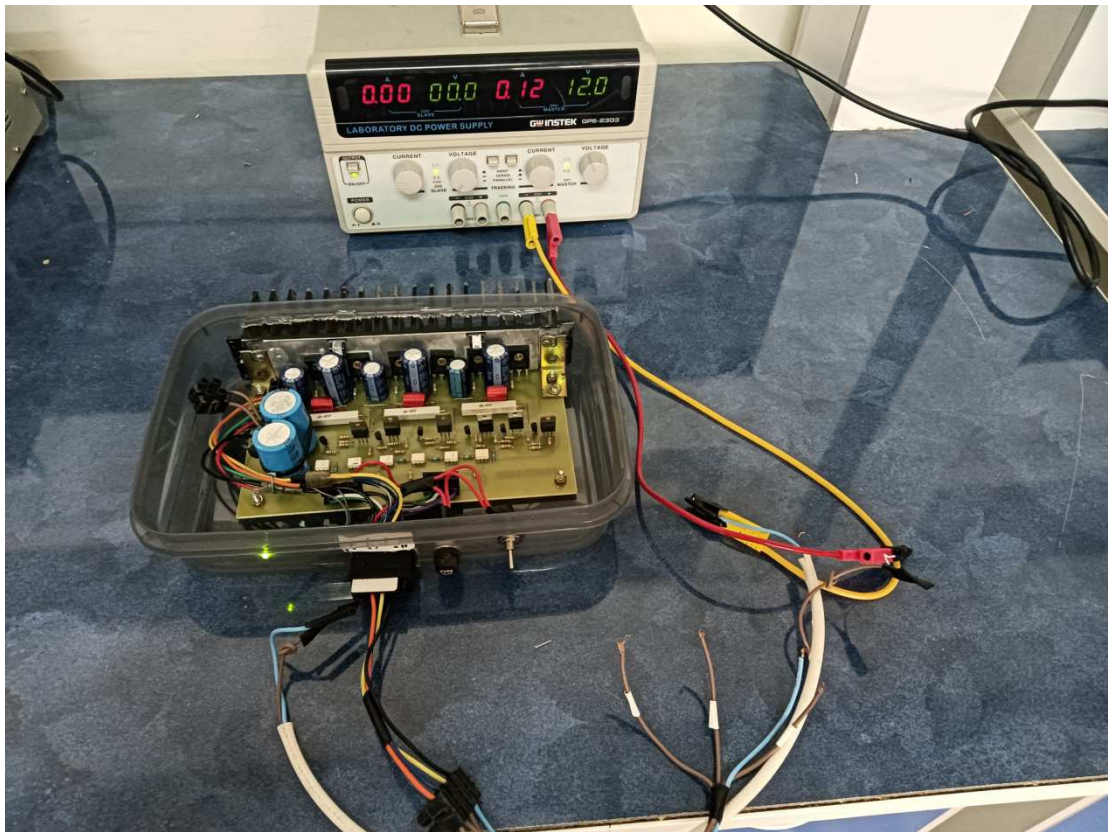
Tensions entre 2 phases.





On voit sur ces 3 images ci-dessus, 2 circuits imprimés, le grand est celui de la commande PWM et le petit pour la commande 120° à base du microcontrôleur. On voit aussi 3 fiches, une pour l'entrée PWM (6 fils et une masse), une fiche pour la commande 120° (6 fils et une masse), une troisième fiche (4 fils contenant SIN1, SIN2, SIN3 et la porteuse) et les 2 batteries 9V.





On voit sur ces 3 dernières images, sur la façade l'interrupteur Marche /Arrêt avec une LED verte, un porte fusible avec un fusible de 2A et 2 fiches pour l'alimentation 12V et les entrées des 6 signaux de commande 120 ou PWM ainsi que le côté pistes cuivrées.



## **5. Conclusion :**

Ce troisième chapitre a permis de passer de la phase théorique à l'application concrète de notre étude, en mettant en œuvre la simulation et la réalisation du système étudié. Dans un premier temps, la simulation a joué un rôle essentiel en validant les choix techniques effectués lors de l'étude préalable. Grâce aux outils de simulation, il a été possible d'analyser le comportement du système, d'ajuster les paramètres de commande et de détecter d'éventuelles anomalies avant le passage à la réalisation pratique. Dans un second temps, la phase de réalisation a concrétisé les résultats issus des simulations. Elle a permis de construire et de tester le circuit réel, tout en confrontant les performances attendues aux performances observées. Cette étape a également mis en lumière certains écarts dus à des limitations pratiques ou à des imprécisions dans les composants utilisés, soulignant ainsi l'importance de l'étape de simulation dans le processus global de conception.

En somme, ce chapitre a démontré l'importance de l'interaction entre simulation et expérimentation pour garantir la fiabilité et l'efficacité du système.

## Conclusion générale

Ce travail de fin d'études a porté sur l'étude, la simulation et la réalisation d'un onduleur triphasé commandé par deux méthodes : une commande variable, nous avons choisi la commande  $120^\circ$ , et la commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM). L'objectif principal était de concevoir un système capable de fournir une alimentation triphasée de qualité à partir d'une source continue, tout en contrôlant efficacement la fréquence et la tension de sortie, selon les exigences de l'application visée.

Tout d'abord, nous avons rappelé les principes fondamentaux des onduleurs triphasés, en mettant en lumière les différents types de commandes possibles. Ensuite, une attention particulière a été portée à la commande PWM, largement utilisée pour sa capacité à améliorer les performances en termes de régulation, de rendement et de réduction des harmoniques.

Les phases de l'étude et de la simulation ont permis de valider les choix techniques et de mieux comprendre le comportement de l'onduleur selon les différentes stratégies de commande. La phase de réalisation pratique, quant à elle, a concrétisé cette étude en mettant en œuvre un prototype fonctionnel, permettant ainsi de comparer les résultats expérimentaux aux prévisions théoriques et simulées.

Malgré certaines limitations rencontrées, notamment liées aux composants disponibles ou à des imprécisions expérimentales, les résultats obtenus sont globalement satisfaisants et confirment la faisabilité et la pertinence du système développé.

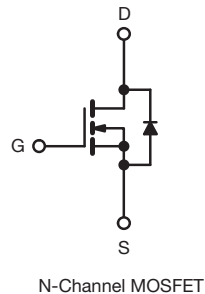
Ce mémoire ouvre également la voie à plusieurs perspectives, telles que l'amélioration de la topologie, l'intégration d'un microcontrôleur plus performant, ou encore l'implémentation de techniques de commande avancées comme l'utilisation d'un processeur de traitement de signal (DSP) pour générer les 2 stratégies de commande.

En définitive, ce mémoire a permis d'acquérir une compréhension approfondie des onduleurs triphasés et de leurs techniques de commande, tout en développant des compétences pratiques en électronique de puissance, en programmation et en analyse expérimentale.

## Références bibliographiques

- [1] Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications* (4th ed.). Pearson.
- [2] <https://4electromecanique.blogspot.com/2016/10/generalites-sur-les-convertisseurs.html>.
- [3] <https://fr.wikipedia.org/wiki/Onduleur>.
- [4] [https://www.memoireonline.com/02/11/4239/m\\_Production-de-lenergie-photovoltaïque--la-société-Nova-Diffusion18.html](https://www.memoireonline.com/02/11/4239/m_Production-de-lenergie-photovoltaïque--la-société-Nova-Diffusion18.html).
- [5] Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics : Circuits, Devices & Applications*, P315.
- [6] Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics : Circuits, Devices & Applications*, P322.
- [7] Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics : Circuits, Devices & Applications*, P315.
- [8] Rashid, M. H. (2013). *Power Electronics : Circuits, Devices & Applications*, P322.
- [9] RACHID.M.H, *Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications* (4th ed.), P311.
- [10] *Power Electronics, Muhammad H. Rashid, Devices, Circuits, and Applications*, P315.
- [11] Luc lasne *Electronique de puissance*, DUNOD, P140.
- [12] Benyarou M. (2017), *Cours d'électronique fondamentale 2*, Polycopié P 109.
- [13] Guy Chateigner et all, *Manuel de génie électrique*, DUNOD, P 540.

## Power MOSFET



### FEATURES

- Dynamic dV/dt rating
- Repetitive avalanche rated
- Isolated central mounting hole
- Fast switching
- Ease of paralleling
- Simple drive requirements
- Material categorization: for definitions of compliance please see [www.vishay.com/doc?99912](http://www.vishay.com/doc?99912)



### Note

\* This datasheet provides information about parts that are RoHS-compliant and / or parts that are non RoHS-compliant. For example, parts with lead (Pb) terminations are not RoHS-compliant. Please see the information / tables in this datasheet for details

### DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247AC package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220AB devices. The TO-247AC is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.

PRODUCT SUMMARY	
$V_{DS}$ (V)	400
$R_{DS(on)}$ ( $\Omega$ )	$V_{GS} = 10\text{ V}$ 0.30
$Q_g$ (max.) (nC)	150
$Q_{gs}$ (nC)	23
$Q_{gd}$ (nC)	80
Configuration	Single

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-247AC
Lead (Pb)-free	IRFP350PbF

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted)			
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-source voltage	$V_{DS}$	400	V
Gate-source voltage	$V_{GS}$	$\pm 20$	
Continuous drain current	$V_{GS}$ at 10 V	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	16
		$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	10
Pulsed drain current <sup>a</sup>	$I_{DM}$	64	A
Linear derating factor		1.5	W/ $^\circ\text{C}$
Single pulse avalanche energy <sup>b</sup>	$E_{AS}$	390	mJ
Repetitive avalanche current <sup>a</sup>	$I_{AR}$	16	A
Repetitive avalanche energy <sup>a</sup>	$E_{AR}$	19	mJ
Maximum power dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$P_D$	190
Peak diode recovery dV/dt <sup>c</sup>	$dV/dt$	4.0	V/ns
Operating junction and storage temperature range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering recommendations (peak temperature)	for 10 s	300 <sup>d</sup>	
Mounting torque	6-32 or M3 screw		10
			1.1
			lbf · in
			N · m

### Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11)
- $V_{DD} = 50\text{ V}$ , starting  $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ,  $L = 2.7\text{ mH}$ ,  $R_g = 25\text{ }\Omega$ ,  $I_{AS} = 16\text{ A}$  (see fig. 12)
- $I_{SD} \leq 16\text{ A}$ ,  $dI/dt \leq 200\text{ A}/\mu\text{s}$ ,  $V_{DD} \leq V_{DS}$ ,  $T_J \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$
- 1.6 mm from case

## **Résumé**

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la conception et du développement d'un onduleur triphasé intégrant deux approches de commande : la modulation de largeur d'impulsion (MLI) triphasé et la commande 120° ou 180°. L'objectif principal est de transformer une alimentation en courant continu en un courant alternatif triphasé de qualité, dont la fréquence et l'amplitude peuvent être ajustées selon les besoins de l'application. La démarche suivie comprend une étude théorique approfondie, des simulations numériques à l'aide de logiciels adaptés, ainsi que la réalisation d'un prototype fonctionnel commandé par un microcontrôleur ou par une modulation MLI triphasé. Les résultats expérimentaux obtenus confirment la pertinence des méthodes de commande mises en œuvre, en garantissant une sortie stable et maîtrisée. Ce projet ouvre également la voie à des améliorations futures en améliorant la qualité des 3 phases en intégrant des composants électroniques plus performants.

### **Mots clés :**

Onduleur triphasé, PWM, Commande 120 degrés, simulation, réalisation pratique

---

### **Abstract:**

This work is part of the design and development of a three-phase inverter integrating two control approaches: three-phase pulse width modulation (PWM) and 120° or 180° control. The main objective is to transform a direct current supply into a quality three-phase alternating current, whose frequency and amplitude can be adjusted according to the needs of the application. The approach followed includes an in-depth theoretical study, numerical simulations using suitable software, as well as the realization of a functional prototype controlled by a microcontroller or by three-phase PWM modulation. The experimental results obtained confirm the relevance of the implemented control methods, ensuring a stable and controlled output. This project also paves the way for future improvements by improving the quality of the 3 phases by integrating more efficient electronic components.

### **Keywords:**

Three-phase inverter, PWM, 120-degree control, simulation, practical implementation