

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique
Université Djilali Bounaama Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de la Technologie

Mémoire Présenté

Pour l'obtention de Diplôme

Master

En AUTOMATIQUE

Spécialité : Automatique et Informatique Industrielle

Thème

**Étude et Réalisation des Cartes Interface
pour les Différentes Commandes d'un
Onduleur**

Présenté par

**Mr. ZEROUATI Said
Mr. MOKRANE Youcef**

Jury :

Mr. CHOUYA Ahmed	UDBKM	Président
Mr. BENTCHIKOU Brahim	UDBKM.	Examinateur
Mr. BLAIFI Sid-Ali	UDBKM	Encadrant
Mr. KERRACI Abdelkader	UDBKM	Co-Encadrant

Année Universitaire 2022/2023

Dédicace

À mes chers collègues de la promotion Automatique et Informatique Industrielle 2022/2023, qui ont été une source constante d'encouragement tout au long de mes études,

À l'Université de Khemis Miliana, qui m'a offert une plateforme d'apprentissage exceptionnelle,

À mes sœurs et frères, dont le soutien inconditionnel a été un pilier dans ma vie,

Et à tous mes chers amis, qui ont été présents à chaque étape de mon parcours,

Je dédie humblement ce modeste travail,

Que la santé et une longue vie vous accompagnent.



Mokrane Youcef

Dédicace

*À mes chers collègues de la promotion Automatique et Informatique Industrielle
2022/2023, qui m'ont constamment encouragé tout au long de mes études,*

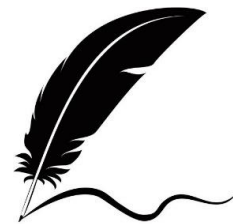
*À l'Université de Khemis Miliana, qui a été une source précieuse de connaissances
et d'opportunités d'apprentissage,*

*À mes sœurs et frères, dont le soutien inébranlable a été une bénédiction dans ma
vie,*

Et à tous mes chers amis, qui ont été présents à chaque étape de mon parcours,

Je dédie humblement ce modeste travail,

Que vous soyez comblés de santé et bénéficiez d'une longue vie.



Zerouati Said

Remerciements

Avant tout, nous exprimons notre profonde gratitude envers "ALLAH", le Tout-Puissant, pour sa guidance, sa bénédiction et sa miséricorde qui ont éclairé notre chemin tout au long de ce parcours académique.

Nous souhaitons également exprimer notre reconnaissance la plus sincère envers nos encadreurs, M. BLAIFI SID-ALI et M. ABDELKADER KERRACI, pour leur précieuse guidance, leur soutien constant et leur expertise tout au long de notre projet. Leur encadrement rigoureux et leurs conseils avisés ont été indispensables à notre réussite.

Nous adressons nos remerciements les plus chaleureux aux professeurs de la FST UDBKM, qui ont partagé généreusement leurs connaissances et leur expérience avec nous tout au long de notre cursus universitaire. Leurs enseignements ont été une source d'inspiration et ont grandement contribué à notre formation académique.

Nous exprimons notre profonde gratitude envers nos familles et nos proches pour leur soutien inconditionnel, leur encouragement constant et leurs sacrifices tout au long de notre parcours d'études. Leur amour et leur soutien indéfectibles ont été une source inestimable de motivation et de réconfort dans les moments difficiles.

Enfin, nous souhaitons remercier sincèrement tous ceux qui ont apporté leur aide, leur expertise et leur soutien, que ce soit de près ou de loin, dans la réalisation de notre projet de fin d'études. Leur contribution précieuse a été déterminante et a grandement contribué à l'aboutissement de ce travail.

Nous tenons également à exprimer notre reconnaissance spéciale à Djelloul KARIB, Ahmed Farouk KASSE et Mohamed HALLOUZ pour leur soutien inestimable et leur contribution précieuse tout au long de projet de fin d'étude. Leur présence et leurs efforts ont eu un impact significatif sur notre réussite, et nous leur en sommes profondément reconnaissants.

ملخص

تركز مذكرة الماستر هذه على تصميم وتطوير لوحات الدوائر المطبوعة (PCB) للتحكم في المموجين NFAM5065L4B و SEMIKRON. تتألف لوحات الدوائر المطبوعة المقترحة من مكونات مختلفة مصممة لأغراض محددة. أولاً، تم تصميم PCB للعاكس NFAM5065L4B، والذي تقوم بتسهيل التعامل مع أجهزة القياس و التحكم، بالإضافة إلى الواجهة مع نظام DSPACE مع تخصيص دائرة أخرى للقياس الدقيق للتيار والجهد الكهربائي، وتوفير البيانات الأساسية للمراقبة والتحليل. علاوة على ذلك، قمنا بتصميم PCB تعمل كوسيط بين نظام DSPACE والمموج، مما يسهل التحكم الدقيق في عملياته. بالإضافة إلى ذلك، دائرة PCB مخصصة للتغذية الكهربائية للدوائر المتكاملة المستخدمة و الحساسات المستخدمة في اللوحات المطبوعة المذكورة أعلاه. لدراسة التحكم لهذا النظام، يتم تصميم قوانين تحكم مختلفة لدراستها و محاكاتها باستخدام برنامج Matlab/Simulink. في التجربة العملية، قمنا باستخدام المتحكم PI من أجل التحكم في المموج الذي يقوم بتصحيح الخطأ بين الجهد و التيار الكهربائي الذي يعطيه المموج إشارة المرجع التي نريد الحصول عليها. من خلال هذا المشروع، نهدف إلى إظهار و تبيان ان اللوحات الالكترونية المطبوعة التي قمنا بتصميمها فعالة للعمل على التحكم في المموجات.

الكلمات المفتاحية : مموج، NFAM5065L4B، SEMIKRON، DSPACE، قياس، تحكم، متحكم PI، لوحة الدوائر المطبوعة.

Résumé

Ce mémoire de master se concentre sur la conception et le développement de cartes de circuits imprimés (PCB) pour le contrôle des onduleurs NFAM5065L4B et SEMIKRON. L'objectif principal de ce projet est de concevoir des PCB spécialisées pour contrôler efficacement ces onduleurs. Les PCB proposées sont composées de différents composants conçus à des fins spécifiques. Tout d'abord, un PCB a été conçu pour l'onduleur NFAM5065L4B, permettant de faciliter l'interface avec les appareils de mesure, ainsi que l'interface avec la carte DSPACE. Un autre circuit a été personnalisé pour mesurer précisément le courant et la tension électrique, fournissant ainsi les données de base pour le contrôle et l'analyse. De plus, nous avons conçu un PCB agissant comme une interface entre le système DSPACE et l'onduleur, facilitant ainsi le contrôle précis des opérations de l'onduleur. En outre, un circuit PCB dédié à l'alimentation des circuits intégrés utilisés dans les PCB mentionnées a été conçu. Pour réaliser un contrôle précis, différentes lois de commande ont été conçues et simulées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Lors des expérimentations, nous avons utilisé un contrôleur PI pour le contrôle de l'onduleur, qui corrige l'erreur entre la tension et le courant fournis par l'onduleur et le signal de référence souhaité. À travers ce projet, nous visons à démontrer que les PCB que nous avons conçus sont efficaces pour le contrôle des onduleurs.

Mots-clés : ONDULEUR, NFAM5065L4B, SEMIKRON, DSPACE, MESURE, CONTRÔLEUR PI, Commande, CIRCUITS PCB.

Abstract

This master's thesis focuses on the design and development of printed circuit boards (PCBs) for controlling the NFAM5065L4B and SEMIKRON inverters. The main objective of this project is to design specialized PCBs to control effectively these inverters. The proposed PCBs consist of various components designed for specific purposes. Firstly, a PCB was designed for the NFAM5065L4B inverter, which makes the interfacing with measuring devices easier, as well as interface with the DSPACE. Another circuit was customized for precise measurement of electrical current and voltage, providing essential data for monitoring and analysis. Additionally, we designed a PCB that acts as an interface between the DSPACE system and the inverter, facilitating precise control of the inverter operations. Furthermore, a dedicated PCB circuit was designed for the power supply of the integrated circuits used in the aforementioned PCBs. To achieve accurate control, different control laws were designed and simulated using the Matlab/Simulink software. We used a PI controller for the inverter control, which corrects the error between the voltage and current provided by the inverter and the desired reference signal. Through this project, our aim is to demonstrate that the PCBs we have designed are successful and efficient in controlling the inverters.

Keywords : INVERTER, NFAM5065L4B, SEMIKRON, DSPACE, MEASUREMENT, Control, PI CONTROLLER, PCB CIRCUITS.

Table des matières

Remerciements	iii
Résumé	iv
Table des matières	vi
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xi
Liste des Notations et Abréviations	xiii
Introduction générale	1
Introduction	1
1 Généralité sur les onduleurs	3
1.1 Introduction	3
1.2 Classifications des onduleurs	5
1.3 Principe de fonctionnement des onduleurs	11
1.4 Techniques de commande utilisé pour les onduleurs	15
1.5 Conclusion	18
2 Techniques de commande de l'onduleur	19
2.1 Introduction	19
2.2 Techniques de commande conventionnelle	19
2.3 Commande des onduleurs	21
2.4 Conclusion	44
3 Mise en œuvre pratique et expérimentation	45
3.1 Introduction	45

3.2	Carte DSPACE 1104	45
3.3	Onduleur NFAM5065L4B	47
3.4	Cartes interfaces pour l'onduleur	51
3.5	Commande PI double boucle	58
3.6	Résultat expérimentale	64
3.7	Conclusion	69
	Conclusion	70
	A ANNEXE	71
	Bibliographie	81

Table des figures

1.1	Redressement AC/DC	4
1.2	Hacheur DC/DC	4
1.3	Gradateur AC/AC	4
1.4	Onduleur DC/AC	5
1.5	Alimentation de secours	9
1.6	Utilisation des onduleurs avec les PV solaire	10
1.7	Chargeur pour les voiture électrique	10
1.8	Onduleurs industrielle	11
1.9	Schéma électrique d'un onduleur monophasé demi-pont	11
1.10	Schéma électrique d'un onduleur monophasé pont H	12
1.11	Schéma électrique d'un onduleur de tension triphasé	13
1.12	Impulsions de la commande MLI à impulsion simple	15
1.13	Impulsions de la commande MLI multiple	15
1.14	Impulsions de la commande MLI sinusoïdale	16
1.15	Impulsions de la commande MLI modifié	16
1.16	Impulsions de l'injection de la troisième harmonique	17
1.17	Impulsions de la commande 180°	17
1.18	Impulsions de la commande 120°	18
2.1	Régulation externe de la tension de sortie alternative	19
2.2	Régulation externe de la tension d'entrée continue	20
2.3	Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 120°	22
2.4	Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 120°	22
2.5	Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 120°	22
2.6	Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 120°	22
2.7	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 0° et 60° de la commande 120°	23
2.8	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 60° et 120° de la commande 120°	23
2.9	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 120° et 180° de la commande 120°	24

2.10	Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 180° .	24
2.11	Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 180°	24
2.12	Conduction du cinquième interrupteur de la troisième phase de la commande 180°	25
2.13	Conduction des interrupteurs pour le quatrième phase de la commande 180° . . .	25
2.14	Cycle complet de la conduction des interrupteur de la commande 180°	25
2.15	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 0° et 60° pour la commande 180° . .	26
2.16	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 60° et 120° pour la commande 180°	26
2.17	Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 120° et 180° pour la commande 180°	27
2.18	Schéma simulink des impulsions	28
2.19	Impulsions MLI et la référence sinusoïdale avec la porteuse	28
2.20	Onduleur monophasé avec une charge résistive	29
2.21	Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 120° . .	29
2.22	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive de la commande 120°	29
2.23	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 120°	30
2.24	Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 180° . .	30
2.25	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive pour la commande 180°	30
2.26	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 180°	31
2.27	Onduleur monophasé avec une charge inductive	31
2.28	Signaux de tension et courant avec une charge inductive de la commande 120° .	32
2.29	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 120°	32
2.30	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 120°	32
2.31	Signaux de tension et courant avec une charge inductive de la commande 180° .	33
2.32	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 180°	33
2.33	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 180°	34
2.34	Commande MLI d'un onduleur monophasé avec une charge RL	34
2.35	Signaux de tension et courant avec une charge RL de la commande MLI	35
2.36	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge RL de la commande MLI	35
2.37	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge RL de la commande MLI	35
2.38	Onduleur triphasé avec une charge résistive	36
2.39	Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 120° . .	36

2.40	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive de la commande 120°	37
2.41	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 120°	37
2.42	Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 180° . .	37
2.43	Amplitudes des harmoniques de la tension sortie charge résistive de la commande 180°	38
2.44	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 180°	38
2.45	Onduleur triphasé avec une charge inductive	39
2.46	Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande 120° . . .	39
2.47	Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 120°	39
2.48	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 120°	40
2.49	Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande 180° . . .	40
2.50	Amplitudes des harmoniques de la tension sortie charge inductive de la commande 180°	40
2.51	Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 180°	41
2.52	Filtre LC	41
2.53	Schéma représente la commande MLI avec un filtre LC	42
2.54	Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande MLI . .	43
2.55	Amplitudes des harmoniques de la tension pour la commande MLI avec le filtre LC	43
2.56	Amplitudes des harmoniques du courant pour la commande MLI avec le filtre LC	43
3.1	Constitution de la carte DSPACE 1104	46
3.2	Panneau d'acquisition CLP1104	47
3.3	Onduleur triphasé NFAM5065L4B	47
3.4	Schéma bloc du NFAM5065L4B	48
3.5	Circuit de la carte d'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS	50
3.6	Circuit PCB pour l'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS	51
3.7	Photo réelle de la carte PCB d'onduleur NFAM5065L4B	51
3.8	Circuit de la carte adaptation sur logiciel PROTEUS	52
3.9	Circuit PCB pour l'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS	52
3.10	Photo réelle de la carte PCB de la carte d'adaptation	52
3.11	Circuit de la carte d'alimentation sur logiciel PROTEUS	53
3.12	Régulateur de tension L7805, L7915, L7915	53
3.13	Circuit PCB pour l'alimentation sur logiciel PROTEUS	54

3.14	Photo réelle de la carte PCB d'alimentation	54
3.15	LV25	54
3.16	LA55	54
3.17	Circuit de la carte de mesure sur logiciel PROTEUS	55
3.18	Circuit PCB pour la carte de mesure sur logiciel PROTEUS	55
3.19	Photo réelle de la carte PCB de mesure	56
3.20	Principe d'effet HALL	57
3.21	Schéma du fonctionnement générale du système	57
3.22	Onduleur triphasé SEMIKRON	58
3.23	Principe du temps mort dans les onduleurs	59
3.24	Circuit du temps mort	59
3.25	Circuit Snubber RC	60
3.26	Circuit Snubber RCD	60
3.27	Fonctionnement du circuit Snubber	60
3.28	Régulateur PID parallèle	61
3.29	Charge résistive avec un filtre LC	61
3.30	Commande PI de la boucle de tension	62
3.31	Commande PI de la boucle de courant	62
3.32	Schéma de la commande PI double boucle	63
3.33	Schéma simulink de la commande PI double boucle	63
3.34	Commande PI du boucle de tension avec la fonction de transfert du courant unitaire	64
3.35	Banc d'essais expérimentale	65
3.36	Signal de tension et du courant avec la commande PI double boucle	65
3.37	Signaux de sortie courant/tension dans le POWER ANALYSER	66
3.38	THD de la tension de sortie de l'onduleur	66
3.39	THD du courant de sortie de l'onduleur	67
3.40	Régime transitoire pour la commande PI double boucle	67
3.41	Charge résistive utilisé dans l'essai	68
3.42	Régime dynamique pour la commande PI double boucle	68

Liste des tableaux

1.1	Fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension	14
2.1	Fonctionnement de l'onduleur triphasé avec la commande 120°	22
2.2	Fonctionnement de l'onduleur triphasé avec la commande 180°	25
3.1	Broches de la partie puissance de l'onduleur NFAM5065L4B	49
3.2	Broches de la partie commande de l'onduleur NFAM5065L4B	49

Liste des Notations et Abréviations

Liste des Notations

C	Condensateur
$D_{1,2,3,4}$	Diode
E	Tension d'entrée continue
$E_{ab,ac,bc}$	Tension entre les phase ab,ac,bc respectivement
$E_{an,bn,cn}$	Tension entre les phase a,b,c et le neutre
$E_{ao,bo,co}$	Tension entre les a,b,c et le point fictive 'o'
E_{no}	Tension entre le neutre et le point fictive
f_p	fréquence de la porteuse
f_r	fréquence de la référence
$i_{Q1,Q2,Q3,Q4}$	Courant circulant dans l'interrupteur Q1,Q2,Q3,Q4
$i_{a,b,c}$	Courant circulant dans la phase a,b,c
I_{ch}	Courant au borne de la charge
$I_{primaire}$	Courant primaire du capteur
I_{ref}	Courant du référence
$I_{secondaire}$	Courant secondaire du capteur
\dot{I}_L	Variable d'état du courant de l'inductance
K_i	Gain d'intégrateur
K_p	Gain proportionnel
K_{-i}	Gain du capteur de courant
K_{-v}	Gain du capteur de tension
L	Inductance
m	Index de modulation du signal MLI
M	Indice de modulation de l'onduleur triphasé
M_f	Coefficient de réglage
$Q_{1,2,3,4}$	Transistor
R	Résistance
$R_{primaire}$	Résistance primaire
$R_{secondaire}$	Résistance secondaire
s	Opérateur de Laplace
$S_{1,2,3,4,5,6}$	Switch
V	Tension électrique
I	Courant électrique
V_n	Valeur efficace de la n^{ieme} harmonique

V_s	Voltage supply
V_{sortie}	Tension de sortie
V_{DC}	Tension continue
V_{Tri}	Amplitude de la tension du signal triangulaire
V_{ch}	Tension au borne de la charge
V_{eff}	Tension électrique efficace
V_{ref}	Tension de référence
\dot{V}_C	Variable d'état de la tension au borne du condensateur

Liste des Abréviations

<i>AC</i>	Courant alternatif
<i>ADC</i>	Convertisseur analogique numérique
<i>CIN</i>	Input for over current protection
<i>DAC</i>	Convertisseur numérique analogique
<i>DC</i>	Courant continue
<i>DSP</i>	Digital signal processor
<i>e</i>	Error
<i>GND</i>	La terre
<i>IC</i>	Integrated circuit
<i>IGBT</i>	Transistor bipolaire à grille isolée
<i>IPM</i>	Intelligent power module
<i>LVIC</i>	Unité de détection de température
<i>MLI</i>	Modulation de la largeur d'impulsion
<i>MSPWM</i>	Modified sinusoidal pulse width modulation
<i>MVE</i>	Modulation de vecteur d'espace
<i>PI</i>	Proportionnelle-intégrale
<i>PID</i>	Proportionnelle-Intégrale-Dérivation
<i>PWM</i>	Pulse width modulation
<i>SIN</i>	Fonction sinus
<i>SPWM</i>	Sinusoidal pulse width modulation
<i>THD</i>	Distorsion harmonique totale.
<i>THI</i>	Third harmonic injection
<i>UPS</i>	Alimentation électrique ininterrompue
<i>UVP</i>	Under voltage protection
<i>VDD</i>	Tension d'alimentation
<i>VSS</i>	La masse
<i>VTS</i>	Voltage temperature signal

Introduction Générale

Avec l'évolution de l'industrie, l'utilisation des machines électriques de puissance devenue une nécessité. Ces machines requièrent une tension d'alimentation élevée. Les convertisseurs de puissance sont largement utilisés pour alimenter ces machines qu'ils doivent être dimensionnés et commandés de manière à supporter des tensions d'alimentation élevées tout en garantissant une qualité adéquate [18].

L'électronique de puissance a connu un développement considérable et offre un potentiel énorme pour la conversion de l'énergie électrique. La recherche dans ce domaine englobe plusieurs aspects, tels que les topologies des convertisseurs, les structures et performances des interrupteurs de puissance, ainsi que les techniques de commande.

Les convertisseurs, notamment les onduleurs, sont couramment utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, en particulier pour la commande des moteurs à courant alternatif [19]. Ils permettent de transformer l'énergie électrique d'une forme à une autre, avec des fréquences et tensions de sortie constantes ou variables. Différentes stratégies de commande sont utilisées pour obtenir une approximation optimale d'un signal sinusoïdal.

L'amélioration de la qualité de la tension de sortie des convertisseurs et la réalisation d'onduleurs triphasés sont des axes de recherche très actifs qui continuent de se développer.

L'objectif principal de cette mémoire est d'étudier un onduleur triphasé. L'algorithme de commande est implémenté sur la carte numérique DSPACE 1104, utilisée pour générer les signaux de commande. Nous utiliserons la commande PI double boucle pour commander les interrupteurs (IGBT) de l'onduleur.

Afin d'atteindre nos objectifs, ce mémoire est organisée en trois chapitres :

Le premier chapitre présente une introduction à l'électronique de puissance. Ce domaine a des applications diverses dans de nombreux secteurs tels que l'industrie, les transports, les énergies renouvelables, l'électro-mobilité, l'éclairage, les télécommunications et les systèmes de stockage d'énergie. Il nécessite une compréhension approfondie des dispositifs de puissance, des circuits de conversion, des techniques de commande, de la gestion thermique, des normes de sécurité et des considérations de fiabilité. On a aussi expliquer quelque technique de commande utilisé pour la commande des onduleurs.

Le deuxième chapitre aborde les techniques de commande des onduleurs. Nous commencerons par présenter quelques techniques conventionnelles qui étaient utilisées avant l'apparition de la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM). Ensuite, nous expliquerons le fonctionnement des techniques de commande que nous étudierons. Nous simulerons également différents types de commande et évaluerons leurs performances et leur efficacité à l'aide de MATLAB/SIMULINK.

Le dernier chapitre est dédié à la conception et à la réalisation des cartes interfaces nécessaires

à la mise en œuvre de la commande de l'onduleur. L'objectif est de développer des cartes permettant de mesurer le courant et la tension, ainsi que d'établir une interface efficace avec la carte dSPACE 1104, la carte de l'onduleur et la carte d'alimentation.

Généralité sur les onduleurs

Sommaire

1.1	Introduction	3
1.2	Classifications des onduleurs	5
1.3	Principe de fonctionnement des onduleurs	11
1.4	Techniques de commande utilisé pour les onduleurs	15
1.5	Conclusion	18

1.1 Introduction

L'électronique de puissance est une branche de l'électronique qui traite de la conversion, du contrôle et de la gestion de l'énergie électrique à haute puissance. Elle vise à développer des dispositifs, des circuits et des systèmes capables de convertir et de gérer efficacement l'énergie électrique à des niveaux de puissance élevés, généralement supérieurs à quelques dizaines de watts jusqu'à plusieurs méga-watts [20]. Ce domaine a un large éventail d'applications dans de nombreux domaines, notamment l'industrie, les transports, l'énergie renouvelable, l'électromobilité, l'éclairage, les télécommunications, les systèmes de stockage d'énergie et bien d'autres. Elle joue un rôle clé dans l'amélioration de l'efficacité énergétique, la gestion de la consommation d'énergie, la réduction des pertes d'énergie et la promotion du développement durable. Elle implique également des techniques de commande et de modulation avancées pour garantir un fonctionnement fiable, efficace et sécurisé des dispositifs et des systèmes. Elle nécessite une compréhension approfondie des caractéristiques des dispositifs de puissance, des circuits de conversion, des méthodes de commande, de la gestion thermique, des normes de sécurité et des considérations de fiabilité.

Les principaux dispositifs utilisés en électronique de puissance comprennent :

- **Redresseurs AC/DC** : est un convertisseur statique de puissance qui permet de convertir un courant alternatif en courant continu en redressant les alternances positives ou négatives du courant alternatif [21].

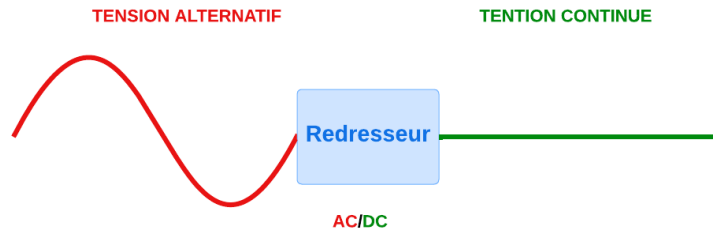


FIGURE 1.1 – Redressement AC/DC

- **Hacheurs DC/DC** : est un convertisseur statique de puissance utilisé pour modifier la tension ou le courant d'un signal électrique continu. Il peut abaisser, élever, abaisser-élever ou inverser la tension ou le courant d'entrée pour obtenir la valeur de sortie souhaitée [22].

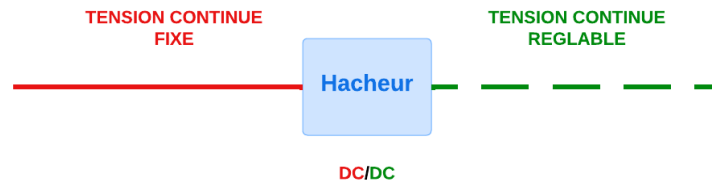


FIGURE 1.2 – Hacheur DC/DC

- **Gradateurs AC/AC** : est un convertisseur statique de puissance qui permet de réguler la tension ou le courant alternatif d'un signal électrique en modifiant sa valeur efficace, généralement pour régler l'intensité lumineuse, la puissance ou la vitesse d'un appareil électrique [21].

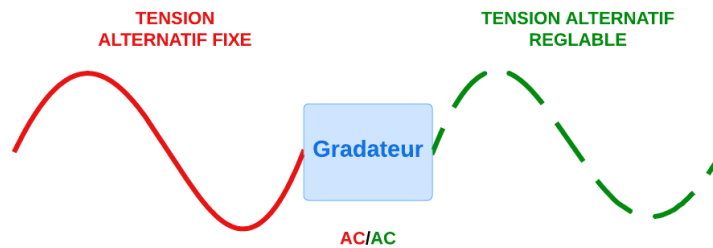


FIGURE 1.3 – Gradateur AC/AC

- **Onduleurs DC/AC** : est un convertisseur statique de puissance qui permettent de convertir un courant continu en courant alternatif à différentes fréquences et amplitudes, en fonction des besoins spécifiques de chaque application [23].

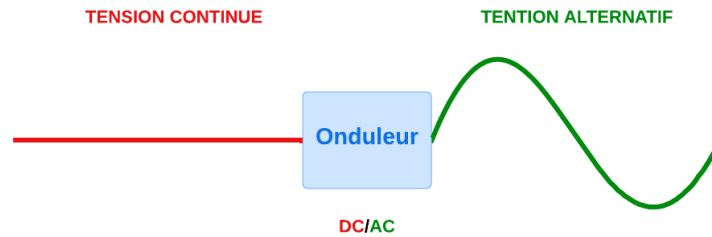


FIGURE 1.4 – Onduleur DC/AC

Dans ce chapitre, nous allons donner un aperçu des différents types d'onduleurs, de leurs avantages et inconvénients respectifs. Nous expliquerons ensuite le principe de fonctionnement des onduleurs et enfin, nous présenterons certaines techniques de commande qui sont utilisées pour réguler les signaux de sortie des onduleurs.

1.2 Classifications des onduleurs

1.2.1 Onduleur monophasé

1.2.1.1 Définition

Un onduleur monophasé est un type d'onduleur qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) avec une seule phase de sortie. Il est conçu pour alimenter des équipements électriques monophasés, c'est-à-dire des appareils qui fonctionnent avec une seule phase d'alimentation électrique, tels que des appareils électroménagers, des outils électriques, des équipements électroniques, etc [24].

1.2.1.2 Onduleur monophasé en demi pont

Un onduleur monophasé en demi-pont, est un type d'onduleur qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) avec une seule phase de sortie, en utilisant un circuit de commande de demi-pont [24].

1. Avantages

- **Coût moins élevé**

L'onduleur monophasé demi-pont utilise moins de composants électroniques par rapport à d'autres topologies d'onduleurs plus avancées, ce qui peut entraîner un coût global moins élevé pour le système.

- **Efficacité relativement élevée**

L'efficacité de l'onduleur monophasé demi-pont peut être relativement élevée, généralement supérieure à 90 %, ce qui signifie qu'il peut convertir efficacement le courant continu en courant alternatif avec des pertes d'énergie minimales [25].

- **Convient aux applications de petite à moyenne puissance**

L'onduleur monophasé demi-pont convient généralement aux applications de petite à moyenne puissance, telles que les systèmes solaires résidentiels, les onduleurs pour appareils électroniques, les systèmes de secours d'énergie, etc [25].

2. Inconvénients

— Tension de sortie limitée

L'onduleur monophasé demi-pont ne peut générer qu'une tension de sortie limitée, généralement inférieure à la tension d'entrée du côté du courant continu. Cela peut limiter son utilisation dans certaines applications nécessitant une tension de sortie plus élevée [26].

— Faible capacité de gestion de la puissance réactive

L'onduleur monophasé demi-pont peut avoir une faible capacité à gérer la puissance réactive, ce qui peut entraîner des problèmes de qualité d'énergie dans certaines applications sensibles à la puissance réactive, telles que les applications industrielles [18].

— Peut générer des harmoniques

L'onduleur monophasé demi-pont peut générer des harmoniques dans la sortie du courant alternatif, ce qui peut affecter la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique ou aux charges connectées [25].

1.2.1.3 Onduleur monophasé en pont H

Un onduleur monophasé en pont H, également connu sous le nom d'onduleur monophasé en pont complet, est un type d'onduleur qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) avec une seule phase de sortie, en utilisant un circuit de commande de pont H [27].

1. Avantages

— Tension de sortie réglable

L'onduleur monophasé pont H permet de régler la tension de sortie sur une large plage, ce qui offre une grande flexibilité pour s'adapter à différentes exigences de tension des charges connectées [28].

— Capacité de gestion de la puissance réactive

L'onduleur monophasé pont H a une meilleure capacité à gérer la puissance réactive par rapport à certaines autres topologies d'onduleurs, ce qui peut améliorer la qualité de l'énergie fournie au réseau électrique ou aux charges connectées, notamment dans les applications industrielles [24].

— Convient à une large gamme d'applications

L'onduleur monophasé pont H est utilisé dans une large gamme d'applications, des systèmes de secours d'énergie aux applications industrielles, en passant par les applications résidentielles et commerciales [28].

— Faible distorsion harmonique

L'onduleur monophasé pont H peut générer une faible distorsion harmonique dans la sortie du courant alternatif, ce qui peut contribuer à une meilleure qualité de l'énergie fournie aux charges connectées.

2. Inconvénients

— Coût relativement élevé

L'onduleur monophasé pont H peut être plus coûteux que certaines autres topologies d'onduleurs en raison de sa complexité et du nombre de composants nécessaires [28].

— Efficacité variable en fonction de la charge

L'efficacité de l'onduleur monophasé pont H peut varier en fonction de la charge connectée, et peut être moins élevée à faible charge ou en cas de déséquilibre de charge [28].

— **Requiert une commande complexe**

La commande de l'onduleur monophasé pont H peut être complexe en raison de sa structure en pont H, ce qui nécessite des techniques de commande avancées pour garantir un fonctionnement correct et sécurisé [27].

1.2.2 Onduleur triphasé

Un onduleur triphasé est un type d'onduleur qui convertit le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) avec trois phases de sortie, généralement utilisé pour alimenter des charges triphasées. Les charges triphasées sont courantes dans de nombreuses applications industrielles et commerciales, telles que les systèmes de climatisation, les machines-outils, les systèmes de pompage, les compresseurs, les moteurs électriques et autres [21].

1. Avantages

— **Alimentation des charges triphasées**

Les onduleurs triphasés sont spécifiquement conçus pour alimenter des charges triphasées, telles que des moteurs électriques triphasés, des équipements de chauffage et de climatisation, des systèmes de production d'énergie, etc. Ils sont donc adaptés pour les applications nécessitant une alimentation triphasée stable et de haute qualité [29].

— **Efficacité élevée**

Les onduleurs triphasés sont généralement plus efficaces que les onduleurs monophasés, car ils utilisent trois phases pour générer la sortie du courant alternatif, ce qui permet une meilleure répartition de la charge et une utilisation plus efficace de l'énergie [29].

— **Puissance de sortie élevée**

Les onduleurs triphasés sont capables de fournir des niveaux de puissance de sortie élevés, ce qui les rend adaptés aux applications nécessitant une alimentation électrique de haute puissance, telles que les installations industrielles, les centres de données, les infrastructures de transport, etc [30].

2. Inconvénients

— **Coût initial plus élevé**

Les onduleurs triphasés peuvent avoir un coût initial plus élevé que les onduleurs monophasés en raison de leur complexité et du nombre de composants nécessaires pour gérer les trois phases de courant alternatif [30].

— **Complexité de l'installation**

L'installation d'un système d'onduleur triphasé peut être plus complexe que celle d'un système monophasé en raison du câblage et des dispositifs de protection nécessaires pour les trois phases de courant alternatif [30].

1.2.3 Onduleur multiniveaux

Un onduleur multi-niveaux est un dispositif électronique de puissance qui convertit une tension d'entrée CC (courant continu) en une tension de sortie CA (courant alternatif) avec plusieurs

niveaux de tension. Contrairement aux onduleurs à deux niveaux conventionnels qui fournissent une sortie de tension binaire (positive ou négative), les onduleurs à plusieurs niveaux génèrent des tensions de sortie avec des niveaux de tension plus discrets, en utilisant généralement plusieurs interrupteurs de puissance et condensateurs [24,31].

1. Avantages

— Amélioration de la qualité de la forme d'onde de sortie

les onduleurs à plusieurs niveaux produisent des formes d'onde étagées, qui peuvent ressembler étroitement à une onde sinusoïdale lorsqu'un nombre suffisant de niveaux de tension sont utilisés. Cela conduit à une distorsion harmonique réduite et à des interférences électromagnétiques plus faibles [29].

— Capacité de tension plus élevée

en combinant plusieurs niveaux de tension inférieurs, les onduleurs à plusieurs niveaux peuvent atteindre des niveaux de tension de sortie plus élevés. Ceci est particulièrement utile dans les applications à haute puissance où des niveaux de tension élevés sont requis [22].

— Pertes de commutation réduites

les onduleurs multiniveaux fonctionnent à des fréquences de commutation inférieures à celles des onduleurs conventionnels. Cela réduit les pertes de commutation associées aux dispositifs d'alimentation, ce qui conduit à une efficacité globale accrue [30].

— Interférences électromagnétiques (EMI) inférieures

les formes d'onde étagées produites par les onduleurs à plusieurs niveaux ont des EMI inférieures à celles des onduleurs conventionnels, ce qui les rend adaptées aux applications qui nécessitent des niveaux d'EMI inférieurs, comme dans les appareils électroniques sensibles ou dans les réseaux électriques [21].

2. Inconvénients

— Circuits complexes

les onduleurs à plusieurs niveaux nécessitent un plus grand nombre de commutateurs de puissance et de condensateurs par rapport aux onduleurs conventionnels, ce qui entraîne une complexité et un coût accru du système global. [27,32]

— Complexité de contrôle accrue

la gestion de plusieurs niveaux de tension dans un onduleur à plusieurs niveaux nécessite des algorithmes de contrôle plus avancés et des exigences de calcul plus élevées. Cela peut rendre le système de contrôle plus complexe et difficile à mettre en œuvre [33].

— Nombre de composants plus élevé

en raison du nombre accru d'interrupteurs de puissance et de condensateurs, les onduleurs à plusieurs niveaux ont un nombre de composants plus élevé que les onduleurs conventionnels. Cela peut augmenter les risques de défaillance des composants et peut nécessiter plus de maintenance [27].

— Efficacité inférieure à des niveaux de puissance inférieurs

les onduleurs à plusieurs niveaux présentent généralement une efficacité inférieure à des niveaux de puissance inférieurs par rapport aux onduleurs conventionnels. Par conséquent, ils sont plus couramment utilisés dans les applications à haute puissance où les avantages d'une qualité de forme d'onde améliorée l'emportent sur les pertes d'efficacité [25].

1.2.4 Applications des onduleurs

1. Alimentation de secours

Les onduleurs sont utilisés dans les systèmes d'alimentation de secours pour assurer la continuité de l'alimentation électrique en cas de coupure de courant. Les charges critiques, telles que les centres de données, les hôpitaux, les installations de télécommunications, les systèmes de sécurité, les systèmes d'éclairage de secours, etc, nécessitent une alimentation électrique fiable pour maintenir leurs opérations. Les onduleurs de secours fournissent une alimentation électrique ininterrompue (UPS) en convertissant le courant continu de la batterie de secours en courant alternatif pour alimenter ces charges pendant les coupures de courant.

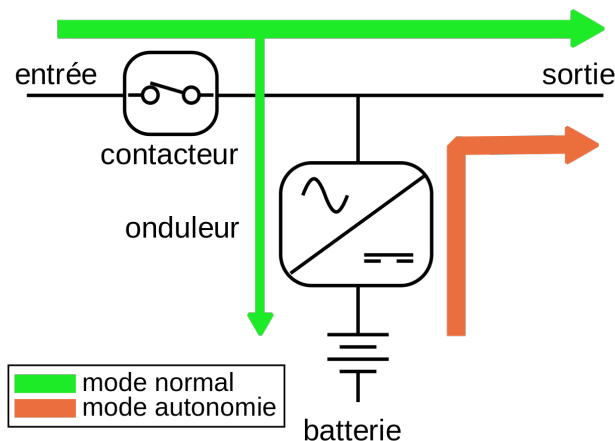


FIGURE 1.5 – Alimentation de secours [1]

2. Énergie renouvelable

Les onduleurs sont utilisés dans les systèmes d'énergie renouvelable, tels que les systèmes solaires photovoltaïques et les éoliennes, pour convertir l'énergie produite par ces sources en courant alternatif utilisable pour alimenter les charges électriques ou pour injecter l'électricité dans le réseau électrique. Les onduleurs solaires sont utilisés pour convertir l'énergie solaire produite par les panneaux solaires en courant alternatif utilisable pour alimenter les charges électriques dans les bâtiments résidentiels, commerciaux et industriels, ou pour injecter l'excès d'électricité dans le réseau électrique. Les onduleurs éoliens sont utilisés pour convertir l'énergie éolienne produite par les éoliennes en courant alternatif utilisable pour alimenter les charges ou pour injecter l'électricité dans le réseau électrique. [24, 32]

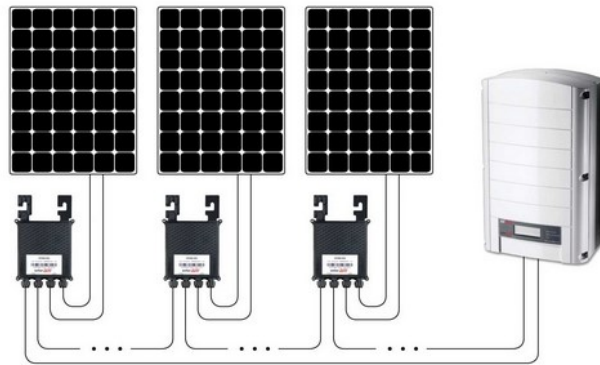


FIGURE 1.6 – Utilisation des onduleurs avec les PV solairepv solar [2]

3. Électro-mobilité

Les onduleurs sont utilisés dans les véhicules électriques pour contrôler la vitesse et la direction du moteur électrique en modifiant la fréquence et l'amplitude du courant alternatif. Cela permet une gestion plus précise et efficace de la puissance délivrée par la batterie aux moteurs électriques, ce qui se traduit par une meilleure efficacité énergétique et une plus grande autonomie du véhicule [30].



FIGURE 1.7 – Chargeur pour les voiture électrique [3]

4. Industrie

Les onduleurs sont utilisés dans l'industrie pour alimenter les moteurs électriques à vitesse variable, les pompes, les compresseurs, les ventilateurs, les convoyeurs, etc, pour contrôler la vitesse et la puissance de ces équipements. Les onduleurs industriels sont souvent de grande taille et de haute puissance, conçus pour fonctionner dans des environnements industriels exigeants et pour répondre aux besoins spécifiques. [21, 29]



FIGURE 1.8 – Onduleurs industrielle [4]

1.3 Principe de fonctionnement des onduleurs

1.3.1 Onduleur monophasé

1.3.1.1 Onduleur demi-pont

C'est le montage le plus simple comme montre la figure suivante. L'onduleur à demi-pont utilise une technique de division de la source d'entrée en courant continu en deux parties égales, qui est réalisée au moyen de deux condensateurs identiques ayant la même capacité [34].

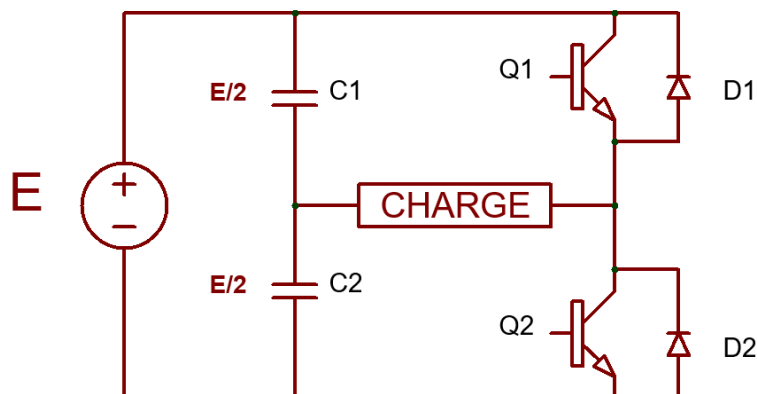


FIGURE 1.9 – Schéma électrique d'un onduleur monophasé demi-pont

Les principes de construction stipulent que $Q1$ et $Q2$ ne peuvent être fermés en même temps, ni ouverts en même temps, car ils doivent avoir des états complémentaires. Par conséquent, pour obtenir une tension alternative, les temps de fermeture de $Q1$ et $Q2$ doivent être identiques.

Des diodes sont ajoutées en parallèle aux transistors pour maintenir la continuité de courant. En effet, lorsqu'une charge inductive est utilisée, elle ne peut pas supporter une interruption

de courant brutale. Ainsi, après la mise hors tension du transistor Q1, le courant I_{ch} continue à circuler à travers la diode D2, qui conduit de manière spontanée.

Lorsque le transistor Q1 est activé, la charge perçoit une tension $V_{ch} = \frac{E}{2}$ et le courant I_{ch} augmente exponentiellement avec une constante de temps. En revanche, lorsque le transistor Q1 est bloqué, la diode D2 commence à conduire pour assurer la continuité du courant. À ce moment-là, la charge perçoit une tension $V_{ch} = -\frac{E}{2}$, et le courant I_{ch} diminue. Lorsque le courant traverse 0, un signal de commande est envoyé à la base de Q2. La diode D2 se bloque alors, et le courant I_{ch} continue à augmenter dans le sens opposé. Lorsque le transistor Q2 est bloqué, la diode D1 prend la relève, et la charge perçoit de nouveau une tension $V_{ch} = \frac{E}{2}$. Lorsque le courant traverse 0, le transistor Q1 est activé, et le cycle recommence.

1.3.1.2 Onduleur pont H

Ce type d'onduleur est constitué de quatre transistors fonctionnant comme des interrupteurs électroniques. En parallèle avec les transistors, quatre diodes sont montées en inverse. Le principal avantage de ce montage en pont est l'utilisation d'une seule source de tension E , ce qui simplifie la conception du circuit et réduit le coût des composants [35].

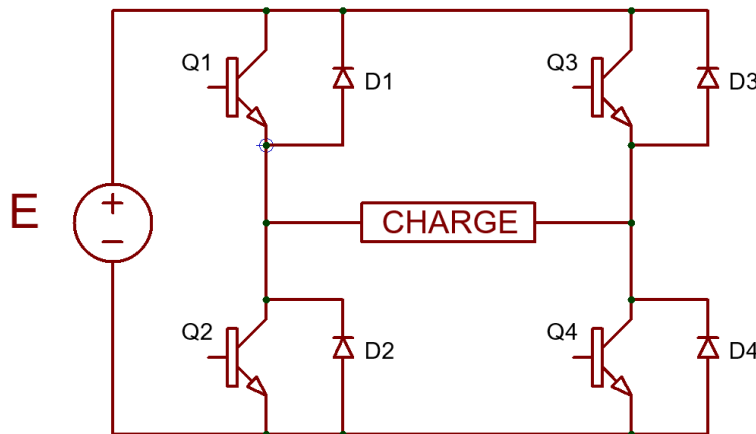


FIGURE 1.10 – Schéma électrique d'un onduleur monophasé pont H

Lorsque le transistor Q1 et le transistor Q4 sont fermés, la source de tension DC est connectée aux bornes de la charge. Dans ce cas, la tension de sortie est positive et la charge est alimentée par le courant qui circule dans le sens horaire dans le circuit.

Lorsque les transistors Q1 et Q4 sont ouverts et que les transistors Q2 et Q3 sont fermés, la polarité de la tension de sortie est inversée et la charge est alimentée par le courant qui circule dans le sens anti-horaire dans le circuit.

Les diodes en inverse sont utilisées pour fournir un chemin de retour pour le courant lorsque les transistors sont bloqués. Lorsque Q1 et Q4 sont bloqués, la diode D2 fournit un chemin de retour pour le courant de la charge, et lorsque Q2 et Q3 sont bloqués, la diode D1 fournit un chemin de retour pour le courant de la charge.

1.3.2 Onduleur triphasé

Un onduleur triphasé utilise des commutateurs électroniques pour produire un courant alternatif triphasé à partir d'un courant continu. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires, ce qui signifie que pour chaque bras, il y a deux états indépendants qui peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [20,34] :

1. $Q1_{a,b,c}$: interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
2. $Q0_{a,b,c}$: interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

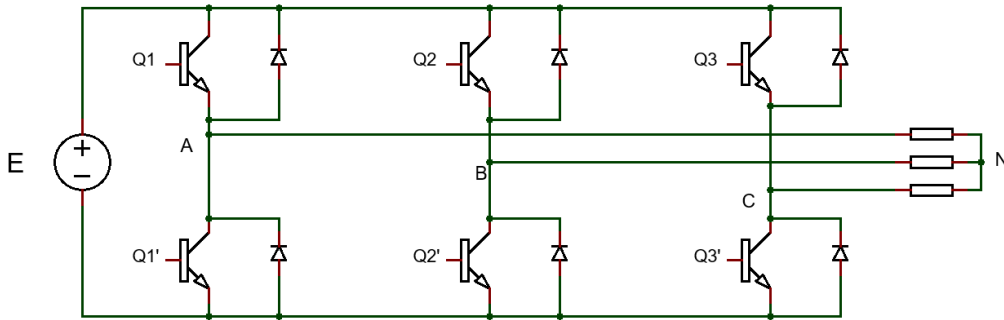


FIGURE 1.11 – Schéma électrique d'un onduleur de tension triphasé

En d'autres termes, chaque bras de l'onduleur triphasé peut être contrôlé en activant ou en désactivant les interrupteurs du demi-bras haut et du demi-bras bas. En activant les interrupteurs du demi-bras haut et en désactivant ceux du demi-bras bas, on produit un courant positif, tandis qu'en activant les interrupteurs du demi-bras bas et en désactivant ceux du demi-bras haut, on produit un courant négatif. Ces deux états indépendants peuvent être utilisés pour contrôler la fréquence et l'amplitude du courant alternatif triphasé produit par l'onduleur. En ajustant le temps d'activation des interrupteurs de chaque bras, on peut réguler la puissance de sortie de l'onduleur triphasé et contrôler la fréquence et l'amplitude du courant alternatif triphasé produit [36]. Pour simplifier l'étude d'un onduleur triphasé, on peut faire plusieurs hypothèses :

- La commutation des interrupteurs est instantanée, c'est-à-dire que le temps nécessaire pour passer d'un état à l'autre est négligeable par rapport à la période du signal de sortie de l'onduleur triphasé.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, ce qui signifie que la tension de sortie de l'onduleur triphasé est approximativement égale à la tension d'entrée.
- La charge triphasée est équilibrée, ce qui implique que les trois charges sont identiques et que la somme des courants dans les trois phases est nulle. La charge est également couplée en étoile avec un neutre isolé, ce qui signifie que chaque phase est connectée à la tension de phase correspondante et que le neutre n'est pas relié à la terre [35].

Ces hypothèses permettent de simplifier les équations de l'onduleur triphasé et de faciliter l'analyse de son comportement. Pour les tensions composées, on a :

$$\begin{cases} E_{ab} = E_{ao} + E_{ob} = E_{ao} - E_{bo} \\ E_{bc} = E_{bo} + E_{oc} = E_{bo} - E_{co} \\ E_{ca} = E_{co} + E_{oa} = E_{co} - E_{ao} \end{cases} \quad (1.1)$$

Soit l'indice "n" du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} E_{ao} = E_{an} + E_{no} \\ E_{bo} = E_{bn} + E_{no} \\ E_{co} = E_{cn} + E_{no} \end{cases} \quad (1.2)$$

E_{an} , E_{bn} , E_{cn} sont les tensions simples de la charge et E_{no} est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif d'indice "o". La charge est équilibrée et le neutre est isolé, donc :

$$E_{an} + E_{bn} + E_{cn} = 0 \quad (1.3)$$

Alors :

$$E_{no} = \frac{1}{3}(E_{ao} + E_{bo} + E_{co}) \quad (1.4)$$

En remplaçant les équations (1.3) dans (1.2), on obtient :

$$\begin{cases} E_{an} = \frac{2}{3}E_{ao} - \frac{1}{3}E_{bo} - \frac{1}{3}E_{co} \\ E_{bn} = -\frac{1}{3}E_{ao} + \frac{2}{3}E_{bo} - \frac{1}{3}E_{co} \\ E_{cn} = -\frac{1}{3}E_{ao} - \frac{1}{3}E_{bo} + \frac{2}{3}E_{co} \end{cases} \quad (1.5)$$

Alors :

$$\begin{cases} E_{an} = \frac{E}{3}(2Q_1 - Q_2 - Q_3) \\ E_{bn} = \frac{E}{3}(-Q_1 + 2Q_2 - Q_3) \\ E_{cn} = \frac{E}{3}(-Q_1 - Q_2 + 2Q_3) \end{cases} \quad (1.6)$$

Sa forme matricielle est :

$$\begin{bmatrix} E_{an} \\ E_{bn} \\ E_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

On peut déduire les courants des phases :

$$i = i_a + i_b + i_c \quad (1.8)$$

$$\begin{cases} i_{Q1} = i_a \\ i_{Q2} = i_b \\ i_{Q3} = i_c \end{cases} \quad (1.9)$$

Q_1	Q_2	Q_3	E_{an}	E_{bn}	E_{cn}	i_{Q1}	i_{Q2}	i_{Q3}	i
F	F	F	0	0	0	i_{an}	i_{bn}	i_{cn}	0
F	O	F	$E/3$	$-2E/3$	E	i_{an}	0	i_{cn}	$-i_{bn}$
F	F	O	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	i_{an}	i_{bn}	0	$-i_{cn}$
F	O	O	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	i_{an}	0	0	i_{an}
O	F	F	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	0	i_{bn}	i_{cn}	$-i_{an}$
O	O	F	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	0	0	i_{cn}	i_{cn}
O	F	O	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	0	i_{bn}	0	i_{bn}
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0

TABLE 1.1 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé de tension

1.4 Techniques de commande utilisé pour les onduleurs

1.4.1 Méthodes de commande pour les onduleurs monophasé

1. MLI à impulsion simple (Single-pulse-width modulation)

La modulation de largeur d'impulsion (PWM) à simple impulsion (ou "Single PWM" en anglais) est une technique de modulation de signal qui est souvent utilisée pour contrôler la puissance d'un signal électrique. Elle consiste à varier la durée d'un signal d'impulsion, appelé "impulsion porteuse", à une fréquence fixe, afin de contrôler la quantité d'énergie qui est transmise à un dispositif ou à un système. La durée de l'impulsion porteuse peut varier de manière linéaire ou non linéaire pour produire une sortie qui est proportionnelle à la puissance d'entrée [29].

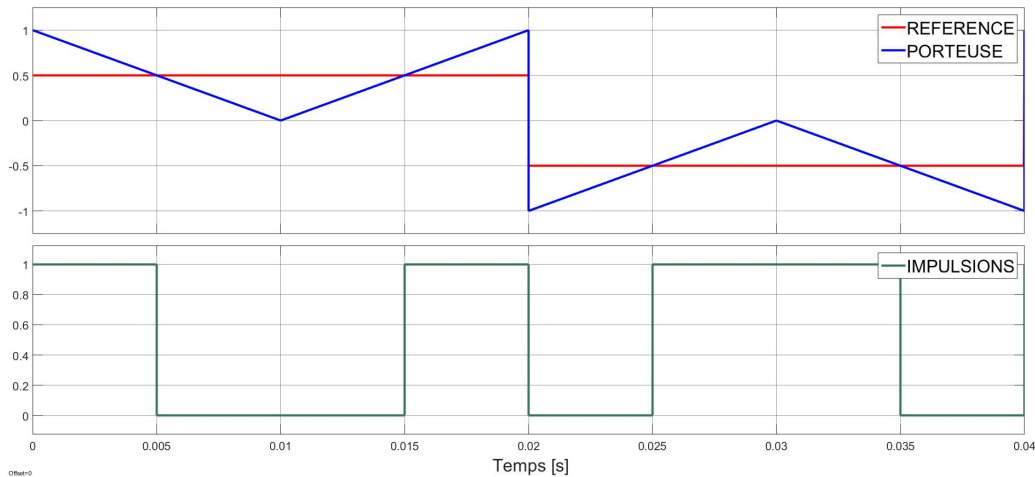


FIGURE 1.12 – Impulsions de la commande MLI à impulsion simple

2. MLI multiple (Multiple-pulse-width modulation)

La modulation de largeur d'impulsion à multi-impulse ("Multiple Pulse Width Modulation") est une technique de modulation de signal qui est utilisée pour contrôler la puissance d'un signal électrique en modulant la durée de plusieurs impulsions porteuses à une fréquence fixe. Cette technique permet de réduire les harmoniques et les perturbations électromagnétiques, ainsi que d'améliorer l'efficacité énergétique. Le principe de base de la MPWM est de générer plusieurs impulsions porteuses à une fréquence fixe, et de varier la durée de ces impulsions en fonction de la valeur de la tension ou du courant d'entrée. Les impulsions peuvent être synchronisées ou déphasées les unes par rapport aux autres, ce qui permet de réduire les harmoniques et les perturbations électromagnétiques [29].

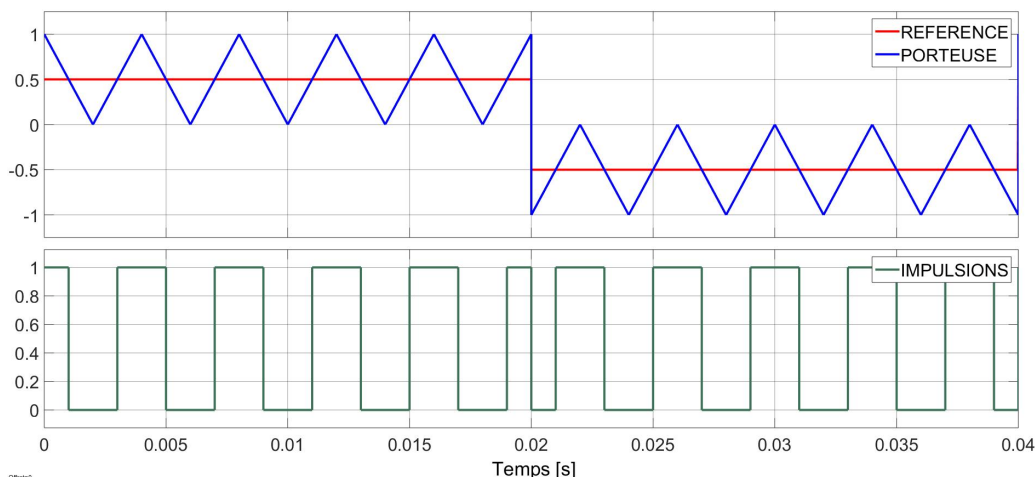


FIGURE 1.13 – Impulsions de la commande MLI multiple

3. MLI sinusoïdal (Sinusoidal pulse-width modulation)

La modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM) est une technique de modulation de signal qui utilise une forme d'onde sinusoïdale comme impulsion porteuse. Cette technique permet de générer un signal de sortie à forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques et une bonne qualité de forme d'onde. Le principe de base de la SPWM sinusoïdale est de générer une impulsion porteuse à forme d'onde triangulaire, et de varier la durée de cette impulsion en fonction de la valeur de la tension ou du courant d'entrée. La fréquence de la forme d'onde sinusoïdale est généralement égale à la fréquence de commutation de l'onduleur ou du convertisseur DC-AC [37, 38].

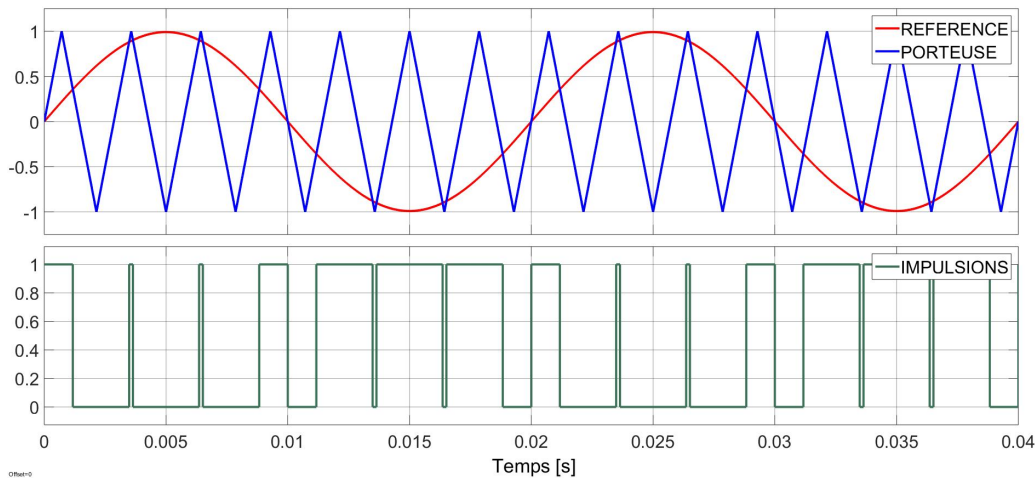


FIGURE 1.14 – Impulsions de la commande MLI sinusoïdale

4. MLI modifié (Modified sinusoidal pulse-width modulation)

La MSPWM utilise une forme d'onde sinusoïdale comme impulsion porteuse, tout comme la SPWM, mais elle introduit un léger décalage de phase entre les impulsions porteuses pour réduire les pertes de commutation et les harmoniques. Ce décalage de phase peut être fixe ou variable, en fonction des besoins de l'application. Le principe de base de la MSPWM est de générer une impulsion porteuse à forme d'onde sinusoïdale, et de décaler légèrement la phase de chaque impulsion par rapport aux autres, en fonction de la valeur de la tension ou du courant d'entrée. Ce décalage de phase permet de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, tout en maintenant une forme d'onde sinusoïdale de qualité pour la sortie [29].

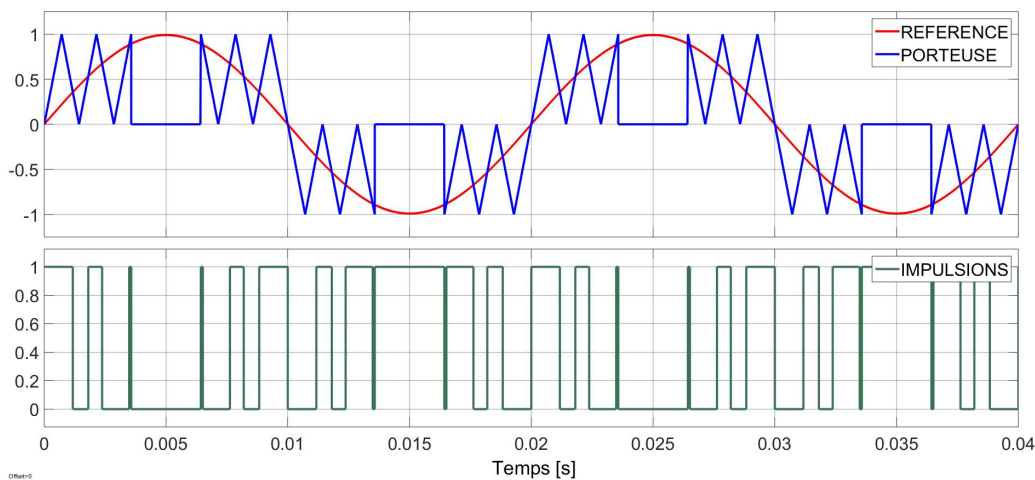


FIGURE 1.15 – Impulsions de la commande MLI modifié

1.4.2 Méthodes de commande pour les onduleurs triphasé

1. Injection de la troisième harmonique (Third harmonic injection)

Elle consiste à ajouter une troisième harmonique à la forme d'onde de sortie, généralement en utilisant une technique de modulation en largeur d'impulsion (PWM). Le principe de base de la THI est de créer une distorsion de la forme d'onde de sortie en ajoutant une troisième harmonique, qui est une fréquence trois fois supérieure à la fréquence fondamentale de la forme d'onde [23, 29, 30].

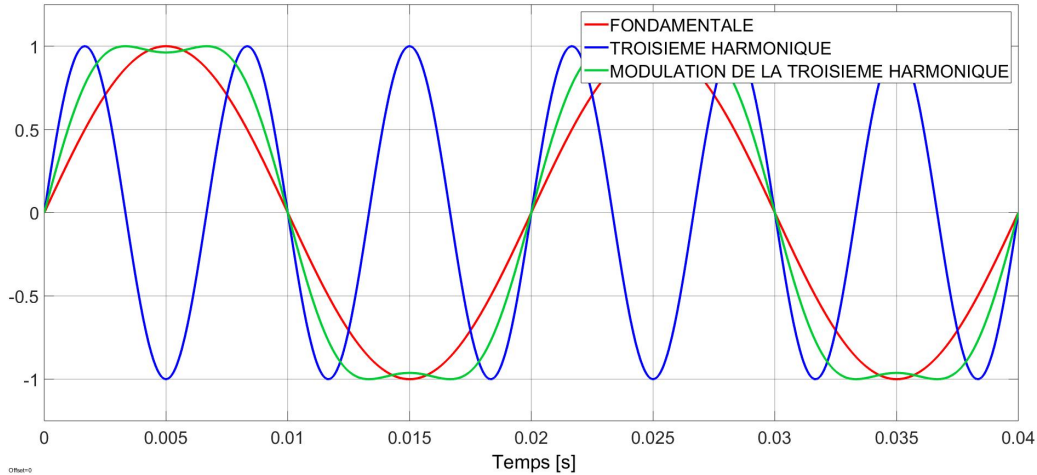


FIGURE 1.16 – Impulsions de l'injection de la troisième harmonique

2. Commande 120° et 180°

Les termes "conduction à 120°" et "conduction à 180°" sont utilisés pour décrire la manière dont les diodes de commutation sont contrôlées dans les convertisseurs AC-DC à pont complet. Dans une conduction à 120°, les diodes sont commutées par paires pendant 120° de la forme d'onde alternative d'entrée, suivis d'une période de 240° pendant laquelle les diodes sont toutes en conduction. Cela signifie que, pendant 120° de la période, deux des diodes du pont sont en conduction, tandis que les deux autres sont bloquées. Dans une conduction à 180°, les diodes sont commutées par paires pendant 180° de la forme d'onde alternative d'entrée, suivis d'une période de 180° pendant laquelle les diodes sont toutes en conduction. Cela signifie que, pendant 180° de la période, une seule paire de diodes du pont est en conduction, tandis que les deux autres sont bloquées [29].

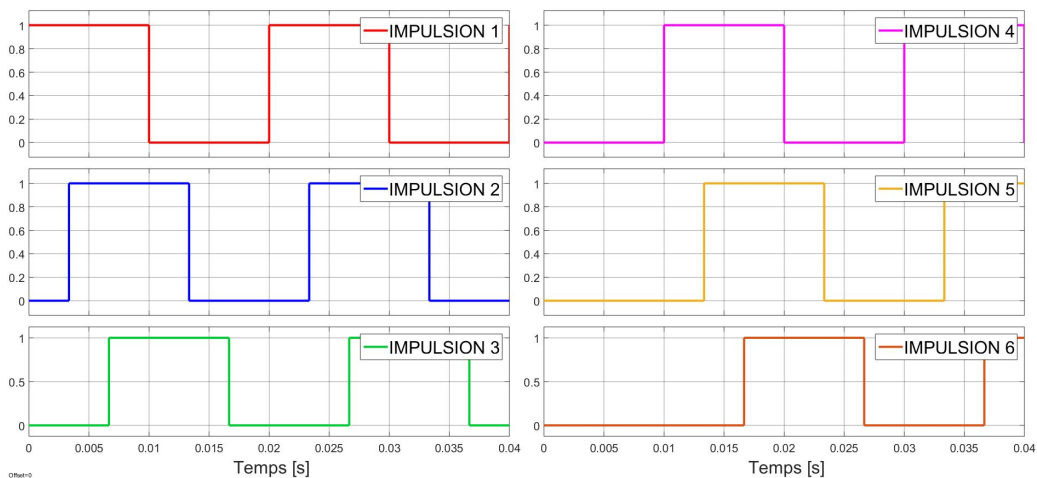


FIGURE 1.17 – Impulsions de la commande 180°

La différence entre la conduction à 120° et à 180° réside dans la durée de la période de conduction

des diodes. Dans une conduction à 120° , la période de conduction est plus longue, ce qui peut conduire à des pertes de commutation plus élevées et une dissipation de chaleur accrue dans les diodes. En revanche, dans une conduction à 180° , la période de conduction est plus courte, ce qui peut réduire les pertes de commutation et améliorer l'efficacité du convertisseur [29].

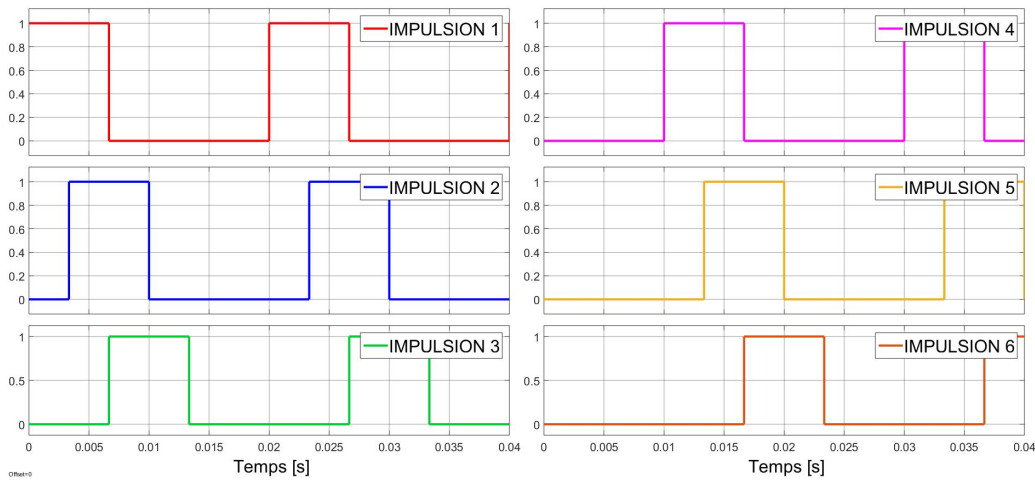


FIGURE 1.18 – Impulsions de la commande 120°

1.5 Conclusion

En conclusion, ce premier chapitre a permis de poser les bases théoriques nécessaires pour comprendre le fonctionnement des onduleurs. Nous avons d'abord présenté une introduction générale pour situer le contexte et l'importance de l'électronique de puissance. Nous avons ensuite examiné les avantages et les inconvénients des onduleurs, ainsi que leurs principales applications. Nous avons également noté que les onduleurs peuvent être coûteux, encombrants et complexes. Nous avons ensuite examiné les principes de fonctionnement de l'onduleur monophasé et triphasé. Nous avons expliqué comment les transistors peuvent être utilisés pour convertir la tension continue en tension alternative, en fonction des besoins de l'application. Enfin, nous avons abordé les techniques de commande utilisées pour commander les onduleurs monophasé et triphasé, qui sont largement utilisées pour contrôler la puissance avec une grande précision. Dans l'ensemble, ce premier chapitre a fourni une base solide pour la compréhension des onduleurs, de leur fonctionnement et de leurs applications. Le chapitre suivant approfondira ces notions et examinera plus en détail les différentes techniques de commande, leurs caractéristiques, leurs performances et leurs limites.

Techniques de commande de l'onduleur

Sommaire

2.1	Introduction	19
2.2	Techniques de commande conventionnelle	19
2.3	Commande des onduleurs	21
2.4	Conclusion	44

2.1 Introduction

Auparavant, la commande des onduleurs était complexe et peu efficace en raison des techniques de commande conventionnelles utilisées à cette époque. Avec le développement et les avancées dans ce domaine, ces techniques ont été remplacées par des méthodes plus avancées telles que la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) qui offre une efficacité, une précision et des performances accrues dans une large gamme d'applications. Dans ce chapitre, nous allons d'abord citer quelques-unes des techniques de commande conventionnelles qui ont été utilisées avant l'apparition de la technique PWM. Ensuite, nous allons expliquer le principe de fonctionnement des techniques de commande que nous allons étudier. Enfin, nous allons simuler quelques types de commande et effectuerons leur simulation sur MATLAB/SIMULINK pour évaluer leur performance et leur efficacité.

2.2 Techniques de commande conventionnelle

2.2.1 Régulation en boucle ouverte de la tension de sortie alternative

C'est la capacité de manipuler le niveau de la tension de sortie par une source de tension externe ou un régulateur de tension. Par l'implémentation de ce mécanisme, l'utilisateur peut modifier la sortie alternative selon leurs exigences, permettent des ajustements précis et une flexibilité dans différentes applications [19].

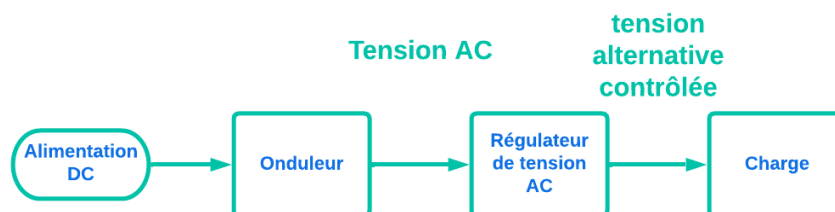


FIGURE 2.1 – Régulation externe de la tension de sortie alternative

1. Inconvénients

— Complexité

La mise en œuvre d'un contrôle externe d'une tension de sortie peut ajouter de la complexité au système. Cela peut nécessiter des composants, des circuits ou une programmation supplémentaires, ce qui peut augmenter le coût global et la complexité du dispositif ou du système.

— Dépendance vis-à-vis des régulateurs externe

Le contrôle externe repose souvent sur des contrôleurs ou des dispositifs externes pour ajuster la tension de sortie. Cette dépendance introduit le risque de défaillance du contrôleur ou de problèmes de compatibilité, ce qui peut perturber le fonctionnement du système [19].

— Augmentation des points de défaillance

L'introduction de mécanismes de contrôle externes signifie qu'il y a plus de composants susceptibles de tomber en panne. Si l'un de ces composants fonctionne mal, cela peut entraîner une mauvaise régulation de la tension ou même une panne complète du système [19].

— Coût

Les systèmes de contrôle externes entraînent généralement un coût supplémentaire en raison du besoin de composants ou d'équipements spécialisés. Ce coût peut être un facteur limitant pour certaines applications ou certains budgets [19].

2.2.2 Régulation en boucle ouverte de la tension d'entrée continue

La régulation de la tension d'entrée continue permet le réglage de la tension continue qui alimente l'onduleur, affectant ainsi la tension alternative de sortie [19].

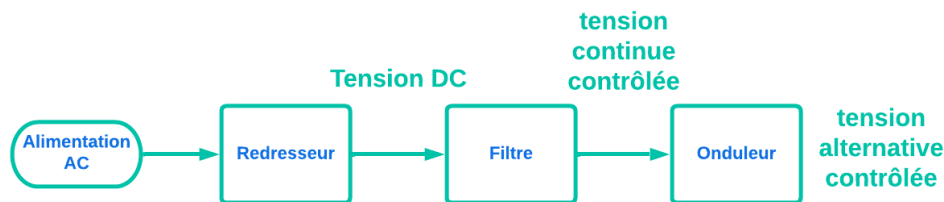


FIGURE 2.2 – Régulation externe de la tension d'entrée continue

1. Inconvénients

— Complexité

La mise en œuvre d'un régulateur externe de la tension d'entrée continue ajoute de la complexité au système d'onduleur, nécessitant des composants et des circuits supplémentaires. Cela peut augmenter le coût global et rendre le système plus sujet aux pannes [19].

— Augmentation des points de défaillance

L'introduction de mécanismes de la régulation externes augmente le nombre de composants susceptibles de tomber en panne. Si l'un de ces composants fonctionne mal, cela peut entraîner une mauvaise régulation de la tension, une distorsion de sortie ou même une panne complète de l'onduleur [19, 33].

— Coût

La mise en œuvre d'un régulateur externe de la tension d'entrée continue peut impliquer des dépenses supplémentaires pour des composants spécialisés, des interfaces de contrôle ou des logiciels. Le coût de ces composants et les efforts de développement ou d'intégration associés doivent être pris en compte [19].

2.3 Commande des onduleurs

2.3.1 Indices de performance

1. Indice de modulation de l'onduleur triphasé

L'indice de modulation de l'onduleur triphasé est une mesure utilisée pour évaluer la qualité de la forme d'onde de sortie d'un onduleur triphasé. Il est généralement exprimé en pourcentage [34].

$$M = \frac{V_{sortie}}{(2/3)E} \quad (2.1)$$

avec :

V_{sortie} : Tension de sortie.

E : Tension continue de l'entrée.

2. Taux de distorsion harmonique totale (THD)

Le taux de distorsion harmonique totale (THD) est étroitement lié aux séries de Fourier, qui sont utilisées pour décomposer une forme d'onde périodique en une somme de composantes sinusoïdales. Les séries de Fourier permettent de quantifier les distorsions harmoniques présentes dans un signal.

Lorsqu'une forme d'onde périodique est décomposée en séries de Fourier, chaque composante sinusoïdale est caractérisée par son amplitude et sa fréquence harmonique correspondante. Les composantes harmoniques supérieures au fondamental représentent les distorsions harmoniques [34].

$$THD = \frac{100}{V_{eff}} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n^2)} \quad (2.2)$$

avec :

V_{eff} : Valeur efficace de la composante fondamentale.

V_n : Valeur efficace de la n^{ieme} harmonique.

2.3.2 Techniques de commande des onduleurs

2.3.2.1 Commande 120° (Commande décalé)

La conduction à 120° désigne un mode de fonctionnement spécifique des onduleurs triphasés, où les dispositifs de commutation (généralement des transistors bipolaires à grille isolée, IGBT) sont commandés pour faire circuler le courant à travers chaque phase pendant une période de 120 degrés électriques.

Dans ce mode de conduction à 120°, les interrupteurs de chaque demi-pont de l'onduleur fonctionnent de manière complémentaire pour contrôler la tension de sortie. Pendant un demi-cycle du signal sinusoïdal, qui va de 0 à 180°, l'interrupteur S1 sera ouvert pour la période représentée par la zone grise mentionnée ci-dessus.

Après 120° de la première phase, la deuxième phase entre en jeu avec un cycle positif. Ainsi, l'interrupteur S3 sera fermé après S1. L'interrupteur S3 restera fermé pendant les 120° suivants, ce qui signifie qu'il sera fermé de 120° à 240°.

Ce mode de conduction à 120° permet de contrôler et de réguler la tension de sortie de l'onduleur triphasé de manière efficace, en répartissant la conduction du courant sur les trois phases de manière équilibrée [24].

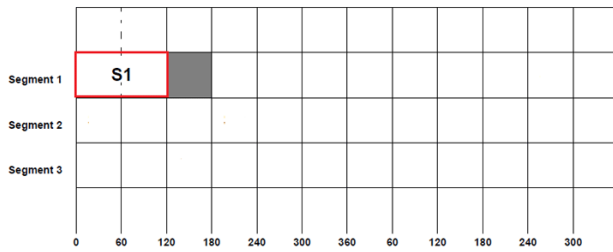


FIGURE 2.3 – Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 120° [5]

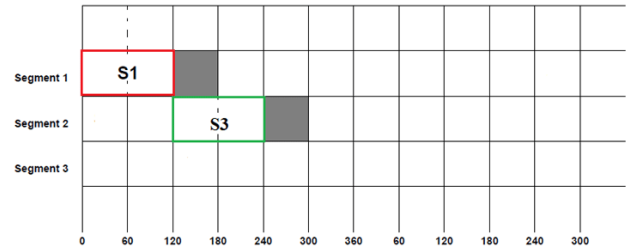


FIGURE 2.4 – Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 120° [5]

De même, après 120° du cycle positif de la deuxième phase, la troisième phase entre également en jeu avec un cycle positif. Ainsi, l'interrupteur S5 sera fermé après 120° de fermeture de S3. Une fois fermé, l'interrupteur S5 restera fermé pendant 120° avant d'être ouvert. Par conséquent, l'interrupteur S5 sera fermé de 240° à 360°.

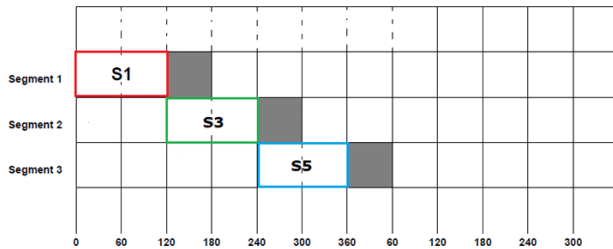


FIGURE 2.5 – Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 120° [5]

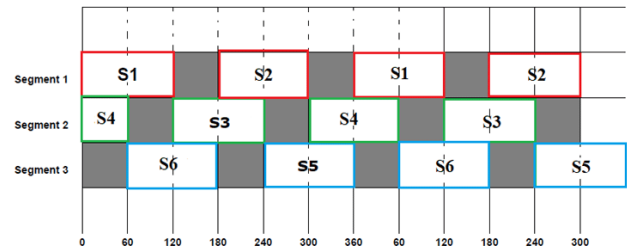


FIGURE 2.6 – Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 120° [5]

Ce cycle de commutation symétrique sera poursuivi pour atteindre la tension triphasée souhaitée.

0 - 60	S1 ON	S2 OFF	S3 OFF	S4 ON	S5 OFF	S6 OFF
60- 120	S1 ON	S2 OFF	S3 OFF	S4 OFF	S5 OFF	S6 ON
120 -180	S1 OFF	S2 OFF	S3 ON	S4 OFF	S5 OFF	S6 ON
180 -240	S1 OFF	S2 ON	S3 ON	S4 OFF	S5 OFF	S6 OFF
240 - 300	S1 OFF	S2 ON	S3 OFF	S4 OFF	S5 ON	S6 OFF
300 -360	S1 OFF	S2 OFF	S3 OFF	S4 ON	S5 ON	S6 OFF

TABLE 2.1 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé avec la commande 120°

Ce schéma de commutation est répété tous les 120° de la période fondamentale de la forme d'onde de sortie.

— **Entre (0 - 60) :**

S1,S4 sont fermés tandis que les quatre interrupteurs restants sont ouverts.

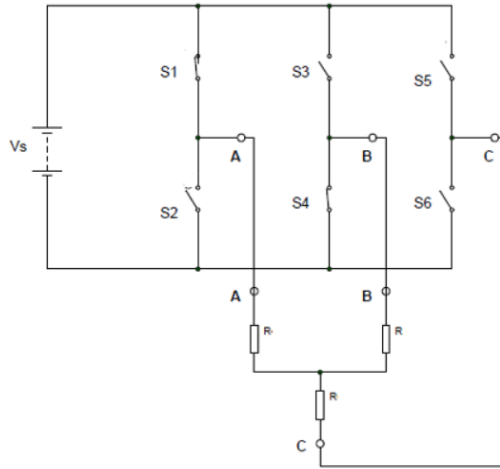


FIGURE 2.7 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 0° et 60° de la commande 120° [5]

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{V_s}{2}, V_{co} = 0; V_{bo} = \frac{-V_s}{2} \\ V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_s \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = \frac{-V_s}{2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = \frac{-V_s}{2} \end{cases} \quad (2.3)$$

— **Entre (60 - 120) :**

S1 et S6 sont fermés tandis que les commutateurs restants sont ouverts.

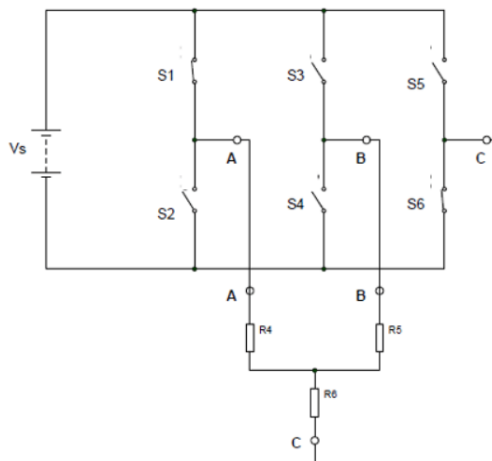


FIGURE 2.8 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 60° et 120° de la commande 120° [5]

$$\begin{cases} V_{bo} = 0, V_{co} = \frac{-V_s}{2}, V_{ao} = \frac{V_s}{2} \\ V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \frac{V_s}{2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = \frac{V_s}{2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = -V_s \end{cases} \quad (2.4)$$

— Entre (120 - 180) :

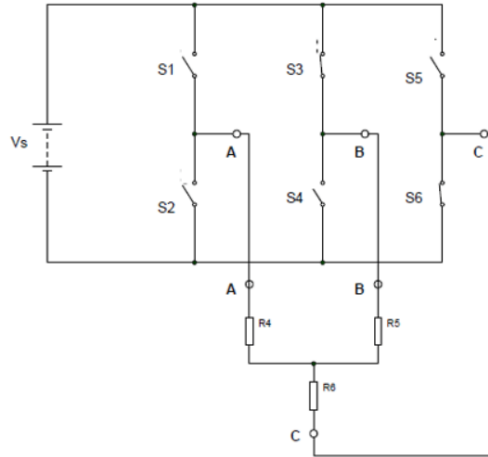


FIGURE 2.9 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 120° et 180° de la commande 120° [5]

$$\begin{cases} V_{ao} = 0, V_{bo} = \frac{V_s}{2}, V_{co} = \frac{-V_s}{2} \\ V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \frac{-V_s}{2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = V_s \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = \frac{-V_s}{2} \end{cases} \quad (2.5)$$

2.3.2.2 Commande 180° (Commande pleine onde)

La conduction à 180° fait référence à un mode de fonctionnement spécifique des onduleurs monophasés en demi-pont et des onduleurs triphasés. Dans ce mode, les dispositifs de commutation tels que les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) sont commandés pour permettre le passage du courant à travers la charge pendant une période de 180 degrés électriques. Pour les onduleurs triphasés, il y a trois segments distincts de commutation [29].

Dans un onduleur triphasé, le premier segment (segment un) est composé d'une paire de commutateurs S1 et S2, le deuxième segment (segment deux) est composé de la paire de commutateurs S3 et S4, et le troisième segment (segment trois) est composé de la paire de commutateurs S5 et S6.

Après 120° de la première phase, la deuxième phase entre également en jeu avec un cycle positif, comme indiqué dans le graphique de tension triphasée. Par conséquent, le commutateur S3 sera fermé après S1. Ce commutateur S3 sera maintenu fermé pendant une autre période de 180°. Ainsi, le commutateur S3 sera fermé de 120° à 300° et ne sera ouvert qu'après 300°.

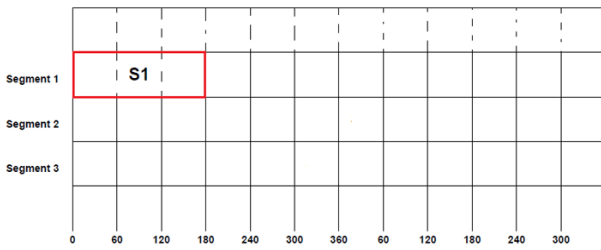


FIGURE 2.10 – Conduction du premier interrupteur de la première phase de la commande 180° [5]

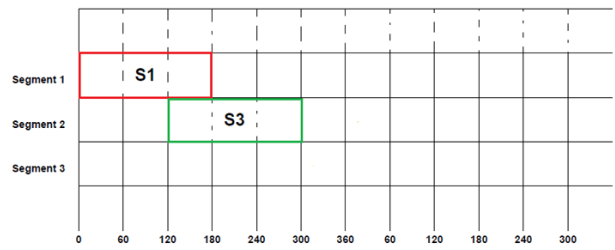


FIGURE 2.11 – Conduction du troisième interrupteur de la deuxième phase de la commande 180° [5]

Effectivement, après 120° du cycle positif de la deuxième phase, la troisième phase entre également en jeu avec un cycle positif, comme le montre le graphique. Par conséquent, l'interrupteur S5 sera fermé après la fermeture de S3 pendant 120°, soit à 240°. Une fois fermé, l'interrupteur S5 restera fermé pendant une période de 180° avant d'être ouvert à nouveau. Cela signifie que l'interrupteur S5 sera fermé de 240° à 60°, correspondant au deuxième cycle.

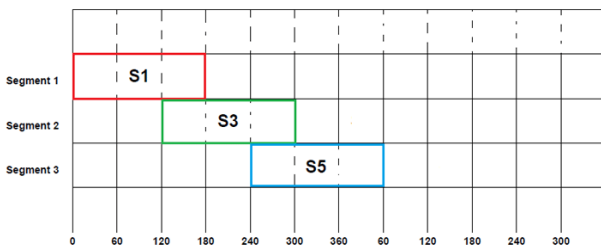


FIGURE 2.12 – Conduction du cinquième interrupteur de la troisième phase de la commande 180° [5]

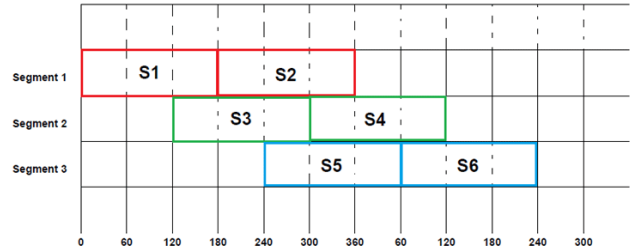


FIGURE 2.13 – Conduction des interrupteurs pour le quatrième phase de la commande 180° [5]

En suivant cette commutation symétrique, nous pouvons atteindre la tension triphasée souhaitée représentée dans le graphique. Si nous remplissons la séquence de commutation de début dans le tableau ci-dessous, nous aurons un schéma de commutation complet pour le mode de conduction à 180° comme ci-dessous.

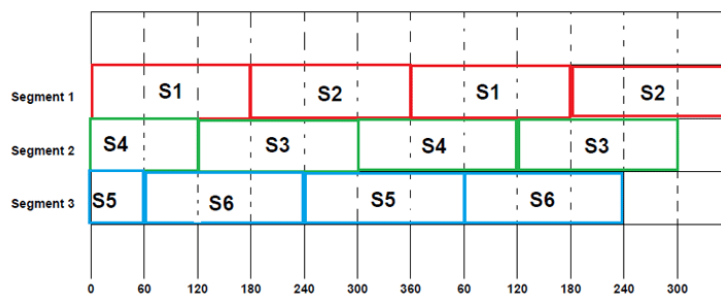


FIGURE 2.14 – Cycle complet de la conduction des interrupteur de la commande 180° [5]

0 - 60	S1 ON	S2 OFF	S3 OFF	S4 ON	S5 ON	S6 OFF
60 -120	S1 ON	S2 OFF	S3 OFF	S4 ON	S5 ON	S6 OFF
120 -180	S1 ON	S2 OFF	S3 ON	S4 OFF	S5 OFF	S6 ON

TABLE 2.2 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé avec la commande 180°

— **Entre (0 - 60) :**

S1, S4 et S5 sont fermés tandis que les trois interrupteurs restants sont ouverts.

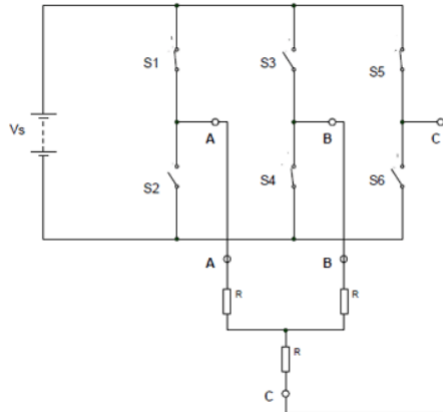


FIGURE 2.15 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 0° et 60° pour la commande 180° [5]

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_s \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = -V_s \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{co} = \frac{V_s}{3} \\ V_{bo} = -\frac{2V_s}{3} \end{cases} \quad (2.7)$$

— **Entre (60 - 120) :**

S1, S4 et S6 sont fermés tandis que les trois interrupteurs restants sont ouverts.

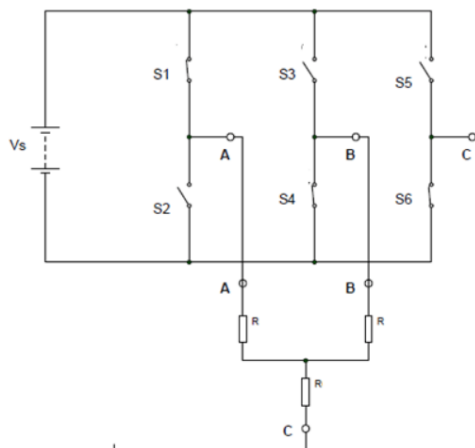


FIGURE 2.16 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 60° et 120° pour la commande 180° [5]

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_s \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = 0 \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = -V_s \end{cases} \quad (2.8)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{bo} = V_{co} = \frac{-V_s}{3} \\ V_{ao} = \frac{2V_s}{3} \end{cases} \quad (2.9)$$

— **Entre (120 - 180) :**

S1, S3 et S6 sont fermés tandis que les trois interrupteurs restants sont ouverts.

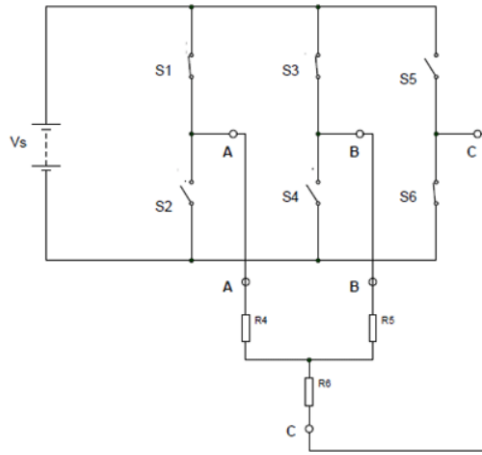


FIGURE 2.17 – Fonctionnement de l'onduleur triphasé entre 120° et 180° pour la commande 180° [5]

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = 0 \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = V_s \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = -V_s \end{cases} \quad (2.10)$$

avec :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{bo} = \frac{V_s}{3} \\ V_{co} = \frac{-2V_s}{3} \end{cases} \quad (2.11)$$

2.3.2.3 Commande MLI sinusoïdale (SPWM)

SPWM signifie modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale. Il s'agit d'une technique de modulation largement utilisée dans les systèmes électroniques de puissance pour contrôler la forme d'onde de sortie des onduleurs et des amplificateurs. SPWM permet la génération d'une forme d'onde quasi-sinusoïdale en contrôlant la largeur d'impulsion des signaux de commutation [39].

1. La largeur de toutes les impulsions n'est pas identique, mais la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude instantanée d'une onde sinusoïdale.
2. La forme d'onde PWM générée est ensuite utilisée pour piloter des IGBT ou d'autres dispositifs semi-conducteurs connectés dans le circuit onduleur.

- la fréquence de l'onde triangulaire détermine le nombre d'impulsions dans la forme d'onde de sortie par demi-cycle [40].

Ce type de modulation est réalisé en comparant un signal de commande constitué d'une onde sinusoïdale d'amplitude variable A_r et de fréquence f_r et d'une onde triangulaire d'amplitude fixe A_p et de fréquence f_p .

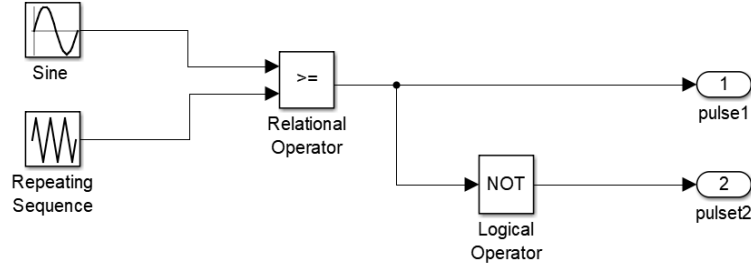


FIGURE 2.18 – Schéma simulink des impulsions

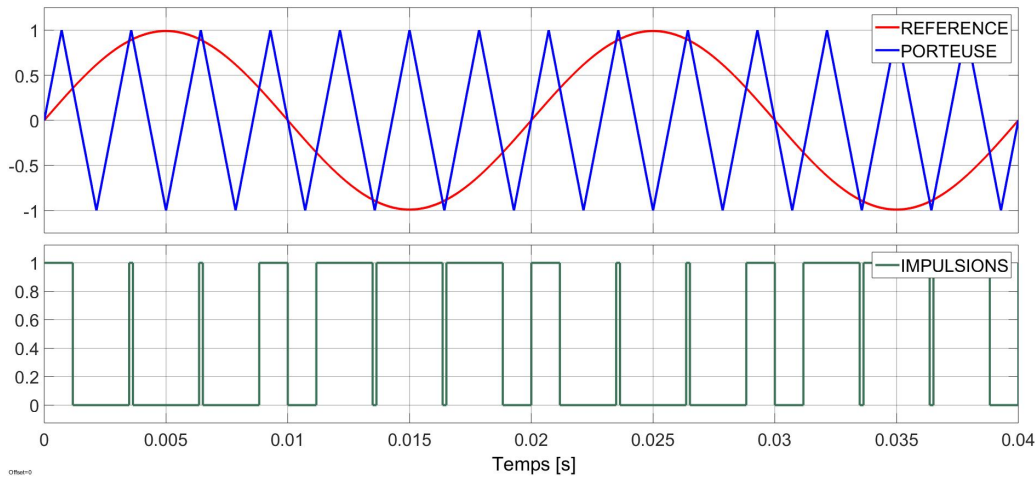


FIGURE 2.19 – Impulsions MLI et la référence sinusoïdale avec la porteuse

L'index de modulation du signal MLI est définie par :

$$m = \frac{\text{Peak amplitude du signal de modulation}}{\text{Peak amplitude du signal porteuse}} = \frac{A_r}{A_p} \quad (2.12)$$

- la tension de sortie change lorsque on varie le l'index de modulation.
- la largeur d'impulsion et la tension de sortie augmente proportionnellement à l'index de modulation m .
- L'un des paramètres importants dans la modulation de largeur d'impulsion (MLI) est le coefficient de réglage, représenté par le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de modulation f_r . Ce coefficient, noté M_f , joue un rôle crucial dans l'efficacité de la modulation.

$$M_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.13)$$

L'équation précédente montre que M_f est défini comme le rapport de f_r et f_p . Lorsque M_f est de petite valeur, il est nécessaire de synchroniser les signaux de porteuse et de référence pour éliminer les sous-harmoniques indésirables dans la tension de sortie. Dans ce cas, M_f doit être un nombre entier [41].

La valeur de M_f a une influence significative sur les performances de l'onduleur. À mesure que la fréquence du signal de référence augmente, les pertes de commutation dans l'onduleur augmentent, mais le spectre de tension de sortie s'améliore et il est plus facile de filtrer les harmoniques de haute fréquence générés par la modulation [18, 40].

Le choix de la fréquence de la porteuse f_p doit prendre en compte plusieurs facteurs tels que la tension, la puissance et d'autres paramètres spécifiques. Par conséquent, la sélection de M_f est un problème d'optimisation prenant en considération plusieurs critères [18].

2.3.3 Commande des onduleurs monophasé

2.3.3.1 Charge résistive $R = 10\Omega$

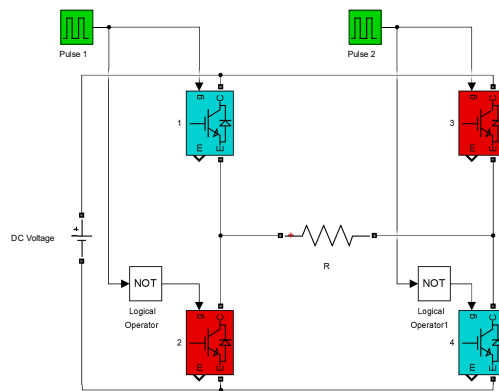


FIGURE 2.20 – Onduleur monophasé avec une charge résistive

— Commande décalé (120° degré)

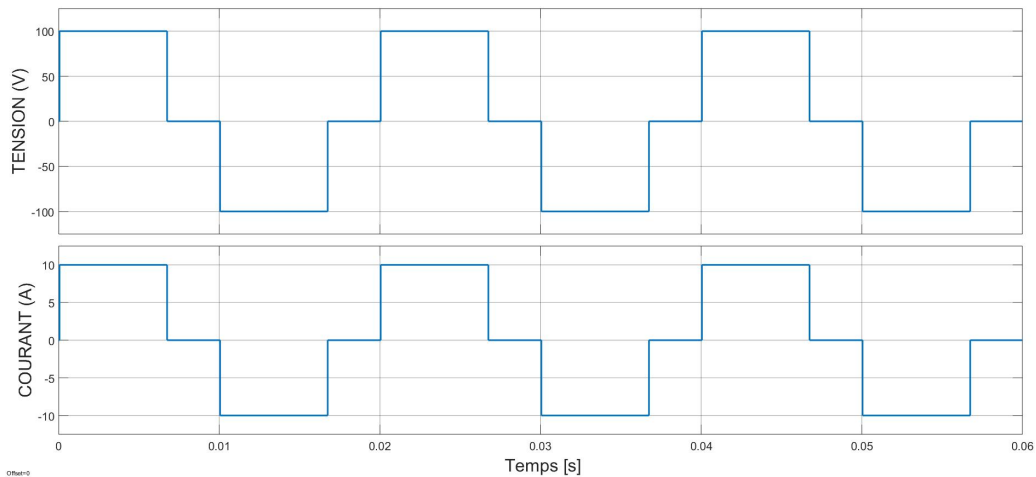


FIGURE 2.21 – Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 120°

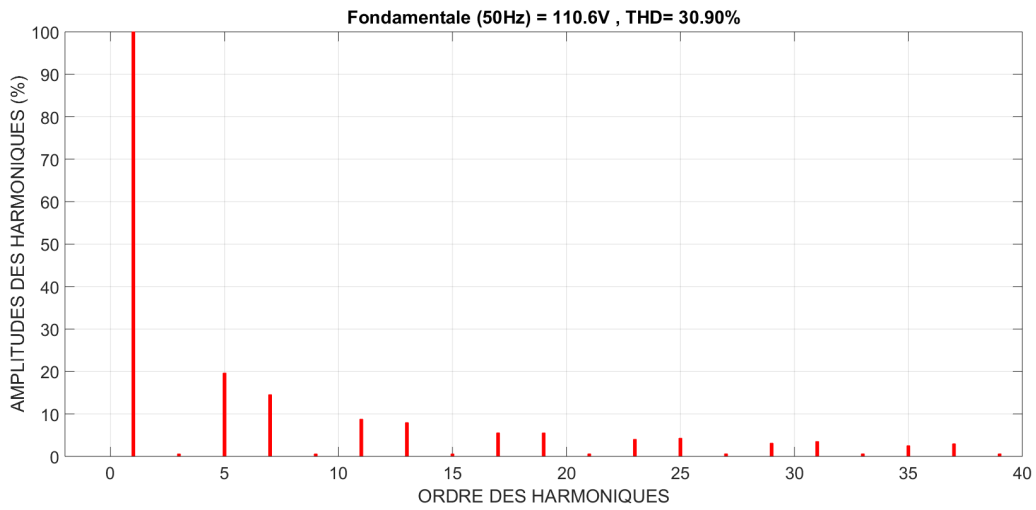


FIGURE 2.22 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive de la commande 120°

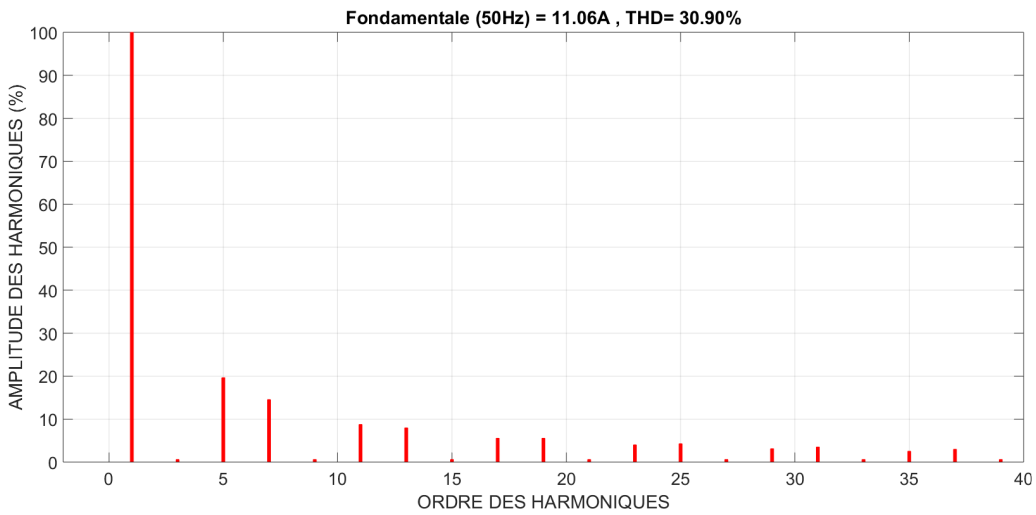


FIGURE 2.23 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 120°

— Commande plein-onde (180° degré)

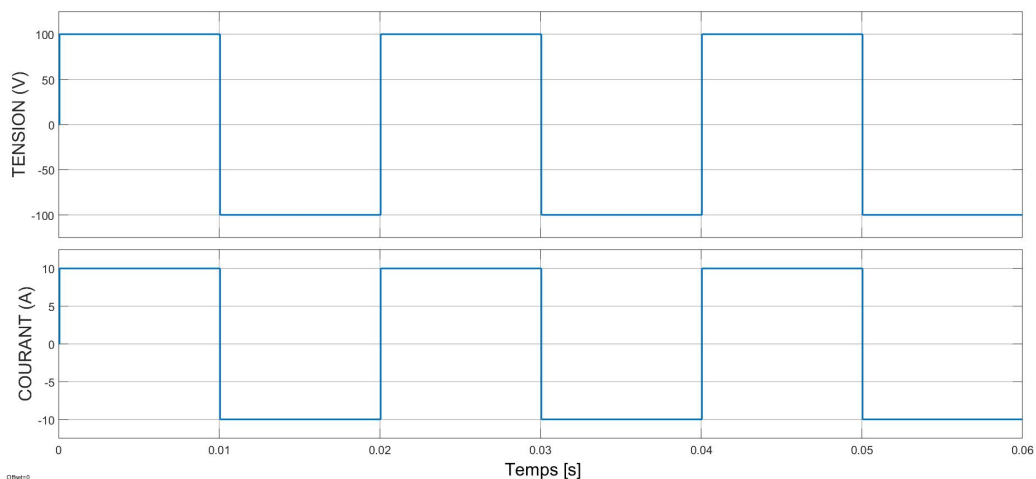


FIGURE 2.24 – Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 180°

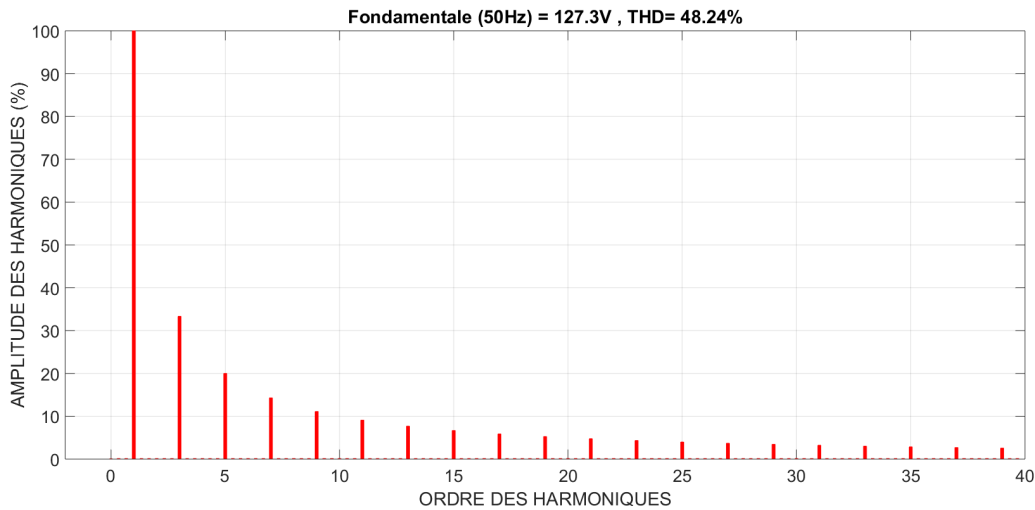


FIGURE 2.25 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive pour la commande 180°

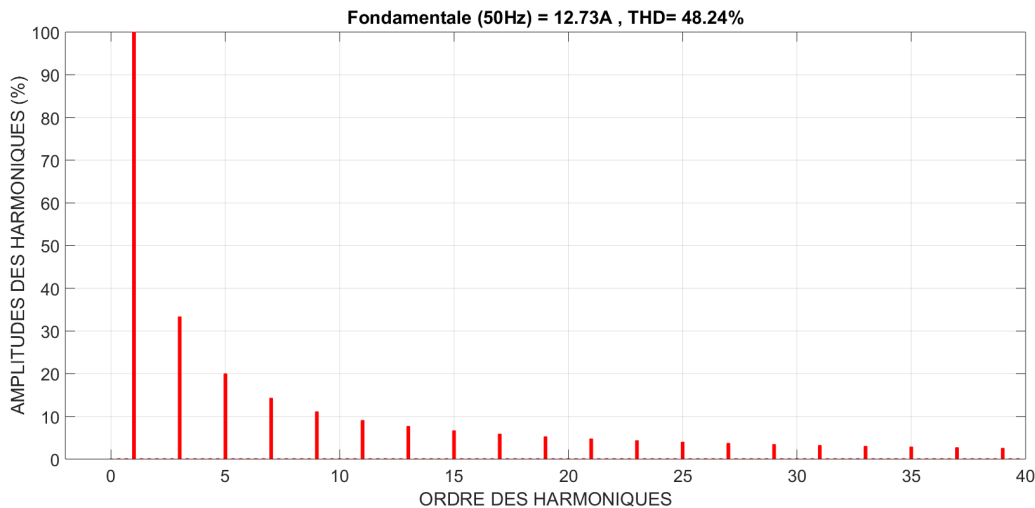


FIGURE 2.26 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 180°

★ Interprétation des résultat

Pour un onduleur monophasé commander par la commande 120° avec une charge résistivité de $10\ \Omega$ et une tension d'entrée DC de 100V, la tension de sortie est d'une forme d'escalier avec un décalage de 60° qui est très riche en harmonique du rang faible et donc de fréquence basse. La valeur de la tension du fondamentale est 110.6V, mais l'harmonique d'ordre 5 a une amplitude de 20% donc 22.12V et pour la 7^{eme} harmonique qui représente 17% de la fondamentale donc 18.8V. La valeur du THD est 30.9% et puisque la charge est linéaire donc le THD du courant a la même valeur. Pour la commande 180° , la tension de sortie est d'une forme carré. Si on le décompose en série de Fourier, nous allons trouver qu'il est riche en harmonique. La valeur de la tension du fondamentale est 127.3V. L'harmonique d'ordre 3, 5 et 7 ont des amplitude grande de 33%, 20% et 17% respectivement qui donnent le THD de 48.24% avec les autre faible harmonique. En comparaison, on remarque que la commande 120° donne un THD inférieur par rapport à la commande 180° du à le temps de conduction 120° donc la tension sera nul pour un temps de 60° donc moins des harmonique tandis que la tension du fondamentale pour la commande 180° est grande parce que le temps de conduction des switch est grand donc une valeur efficace supérieur.

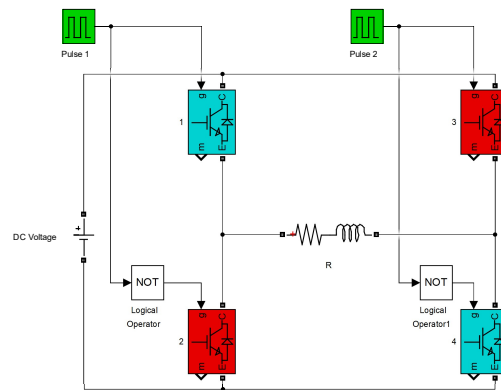
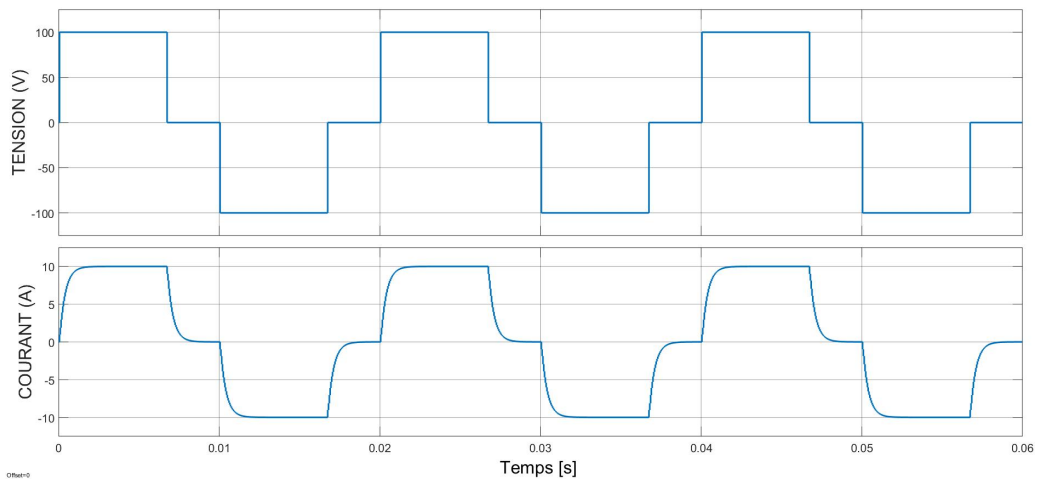
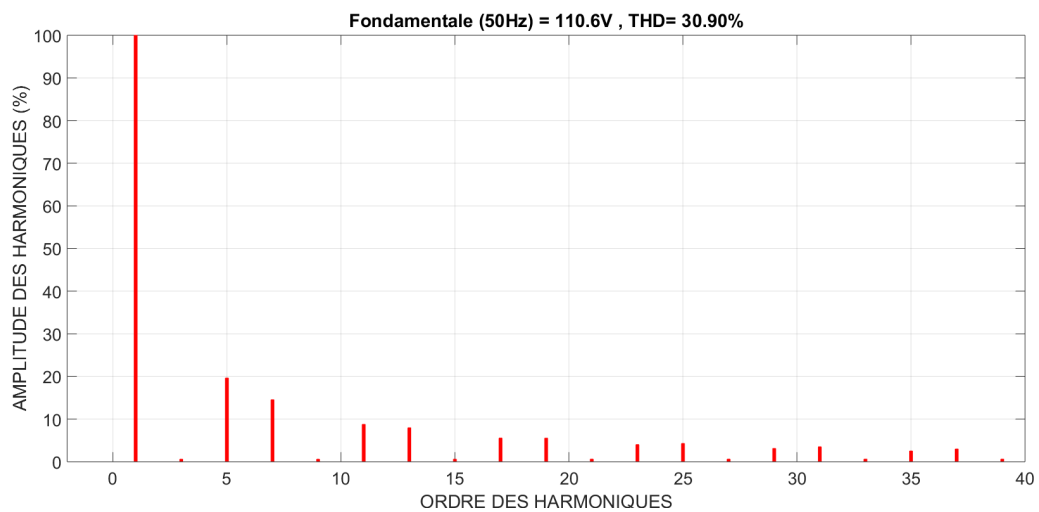
2.3.3.2 Charge inductive $L = 0.0035mH$ 

FIGURE 2.27 – Onduleur monophasé avec une charge inductive

— Commande décalé (120° degré)FIGURE 2.28 – Signaux de tension et courant avec une charge inductive de la commande 120° FIGURE 2.29 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 120°

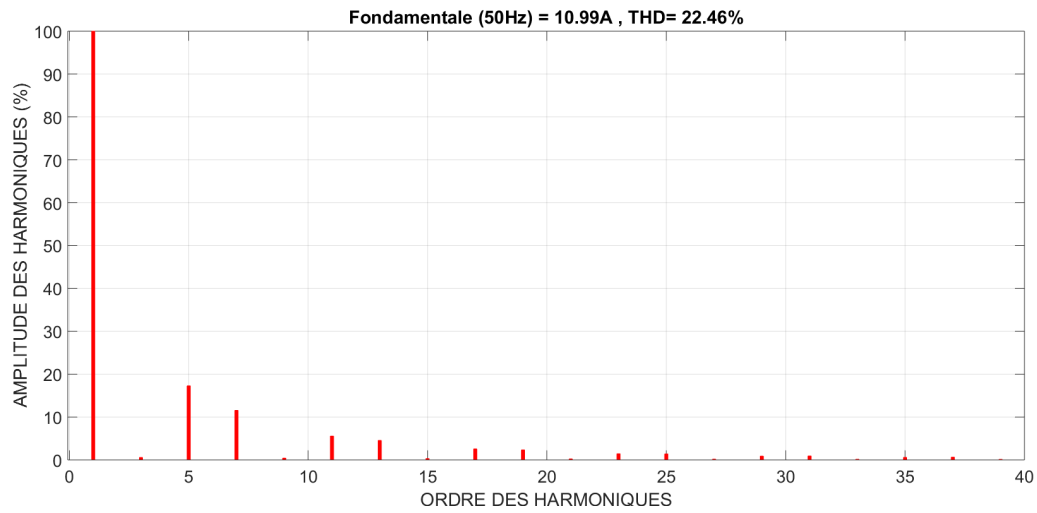


FIGURE 2.30 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 120°

— Commande plein-onde (180° degré)

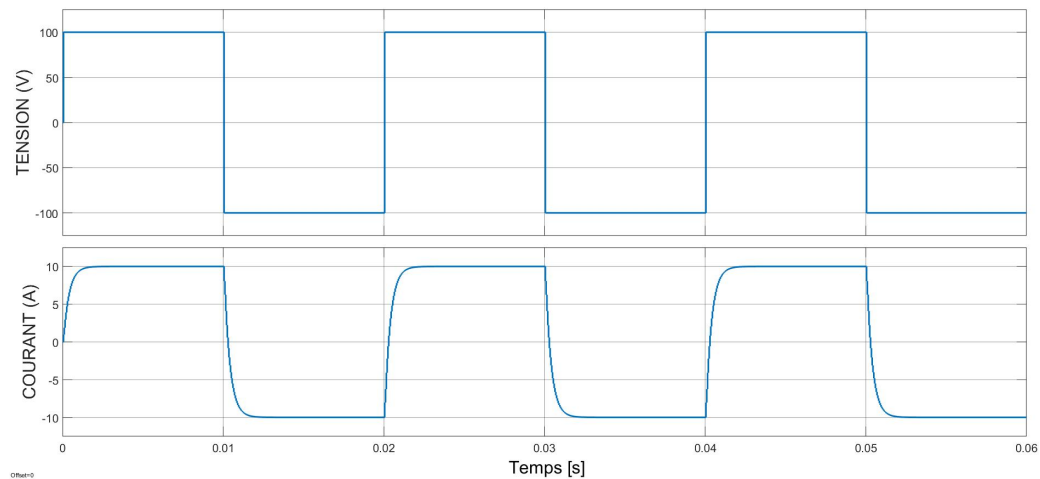


FIGURE 2.31 – Signaux de tension et courant avec une charge inductive de la commande 180°

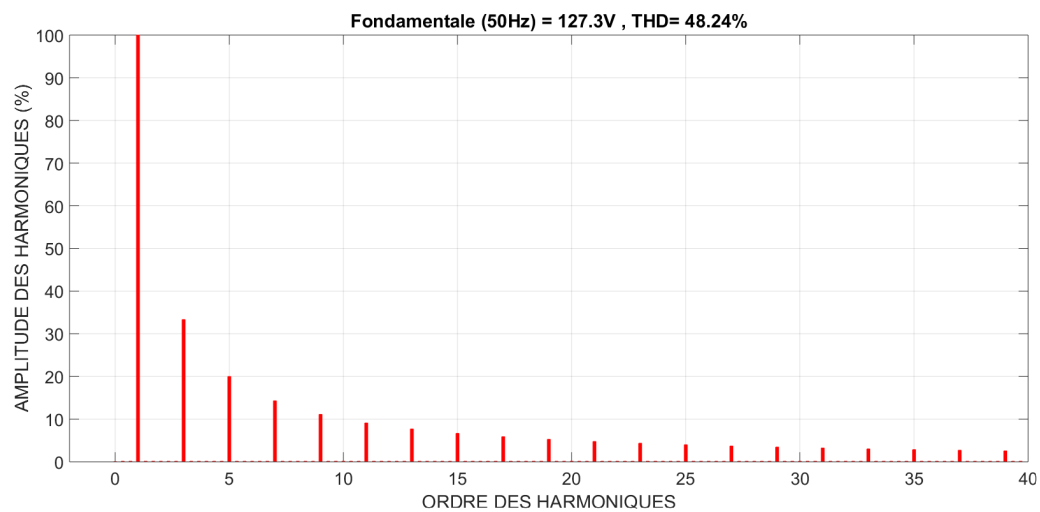


FIGURE 2.32 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 180°

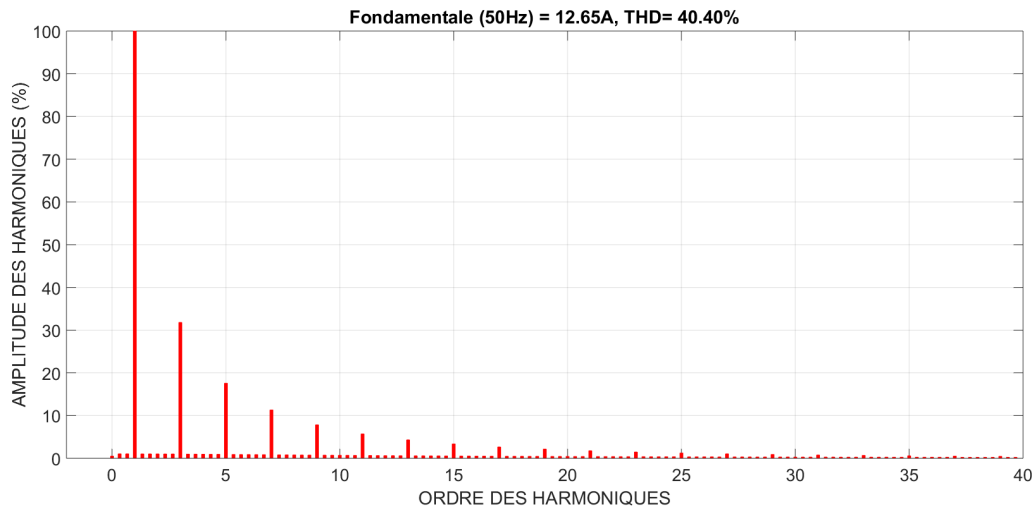


FIGURE 2.33 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 180°

★ Interprétation des résultat

Pour la commande 120° avec une charge inductive avec $R=10\Omega$ et $L=3.5mH$, la tension de sortie reste la même parce que l'inductance a un effet sur la courant seulement. Le THD du courant est 22.46% qui est inférieur au THD quand en utilise une charge purement résistive. On remarque que lorsque l'ascension et la descente du signal du courant de 0 jusqu'à l'amplitude maximale, que le signal est lisse c'est à dire il n ya pas d'un changement instantané à cause de l'inductance qui refuse tout changement brutal et immédiat, donc un lissage du courant qui a diminuer les harmoniques. On constate aussi que l'amplitude du fondamentale du courant est un peu inférieur dû à le changement de la forme du courant donc une valeur efficace inférieur. La même chose pour la commande 180° qui a donnée un THD de 40.4% et aussi l'amplitude du fondamentale du courant a diminué. Pour une charge inductive, la commande 120° a donnée un THD inférieur au THD lorsque en utilise la commande 180°. Pour l'amplitude du fondamentale, celui de la commande 180° reste supérieur par rapport à la commande 120°.

— Commande MLI sinusoïdal

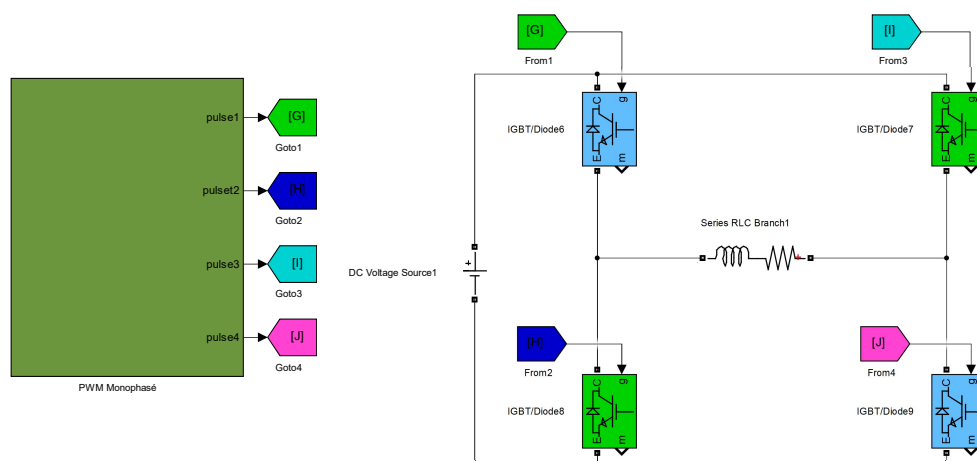


FIGURE 2.34 – Commande MLI d'un onduleur monophasé avec une charge RL

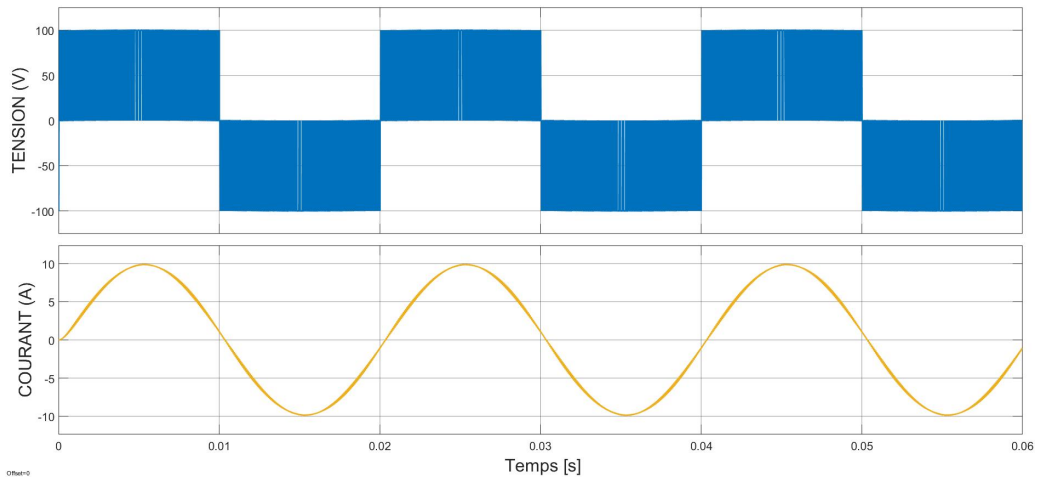


FIGURE 2.35 – Signaux de tension et courant avec une charge RL de la commande MLI

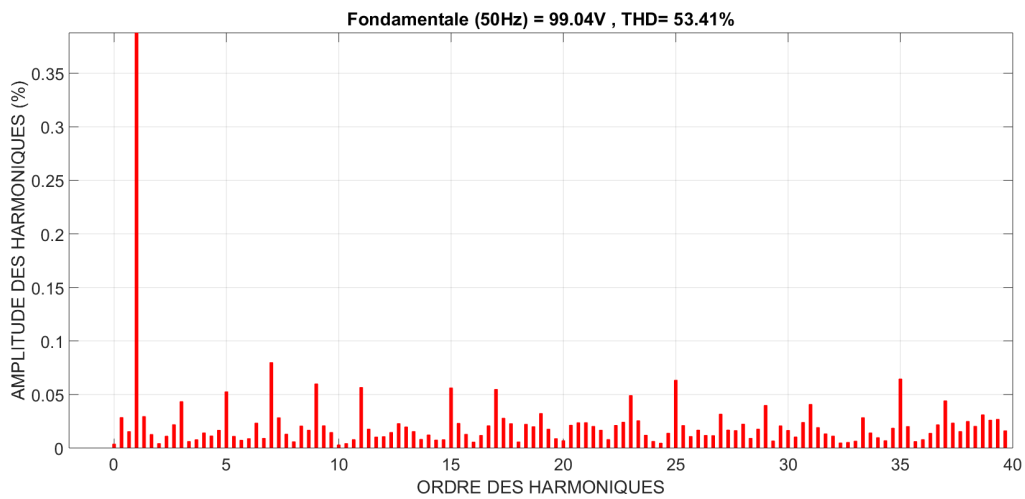


FIGURE 2.36 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge RL de la commande MLI

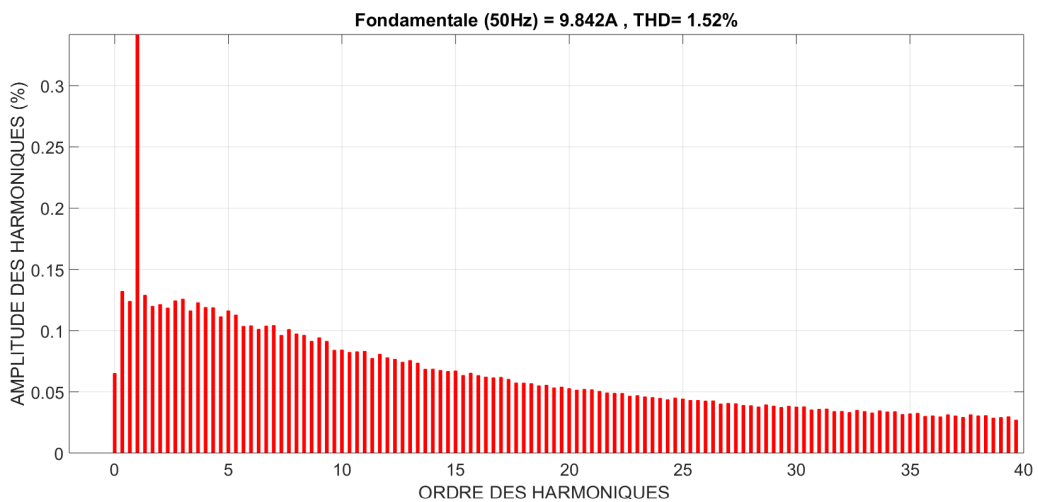


FIGURE 2.37 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge RL de la commande MLI

★ Interprétation des résultat

Pour la commande MLI, les résultats obtenue montre que la tension est d'une forme d'impulsions du à l'ouverture et la fermeture des switch causé par les impulsions généré lorsque en compare la référence sinusoïdale avec un signal triangulaire d'une fréquence de 7500HZ donc l'indice de modulation est $M_f = \frac{7500}{50} = 130$. L'amplitude du fondamentale de la tension est de 99.04V et le THD est 53.41% causé par les harmonique faible. Pour le courant, puisque la charge est inductive et la fréquence du porteuse est grande, nous savons que l'inductance lisse le signal du courant lorsqu'il y a un changement instantané, le courant va s'augmente selon les impulsions carré du tension, et avec sa forme lisse, la forme finale sera une forme quasi-sinusoïdale sa dépend la fréquence du porteuse. Pour ce cas, la forme est sinusoïdale avec une amplitude du fondamentale de 9.84A et un THD de 1.52%, donc il y a une grande élimination des harmoniques qui ont des amplitudes très faible.

2.3.4 Commande des onduleurs triphasé

2.3.4.1 Charge résistive

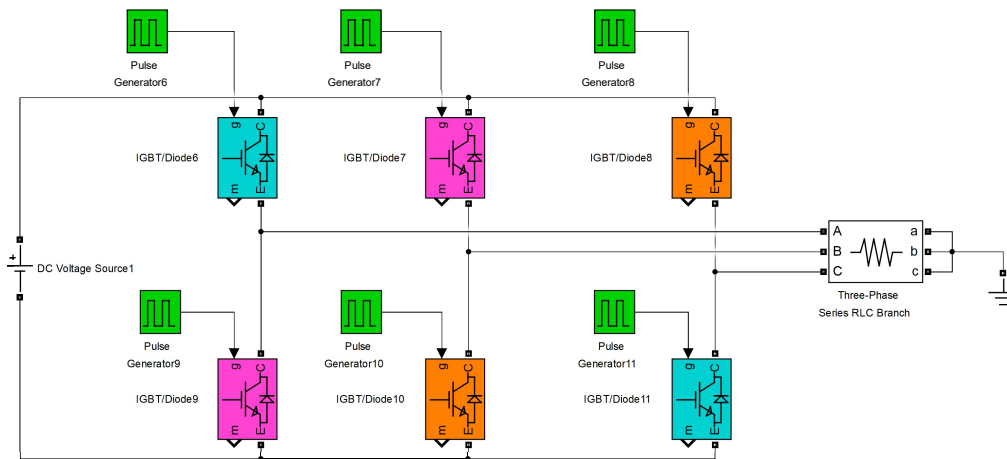


FIGURE 2.38 – Onduleur triphasé avec une charge résistive

— Commande décalé (120° degré)

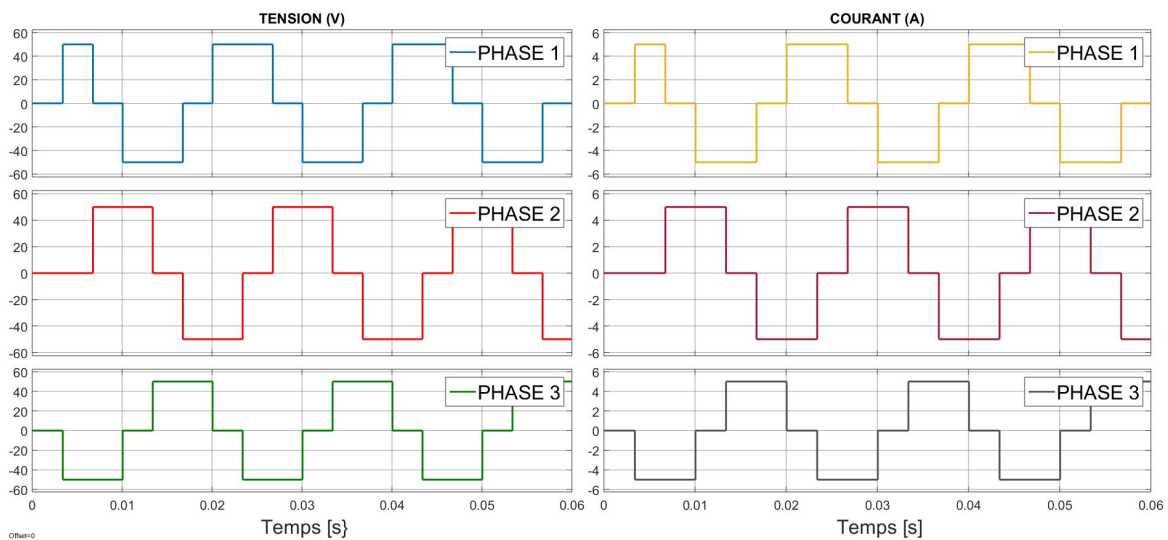


FIGURE 2.39 – Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 120°

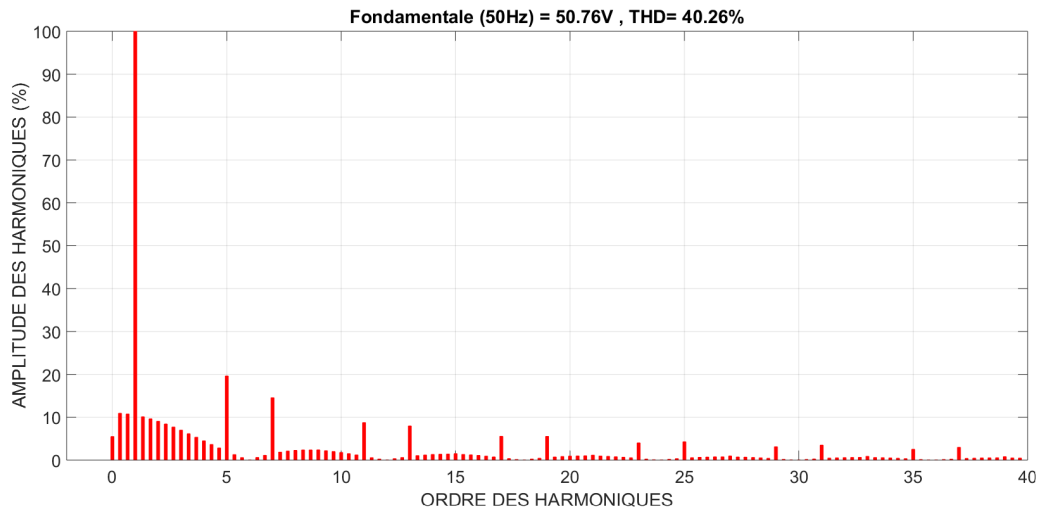


FIGURE 2.40 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge résistive de la commande 120°

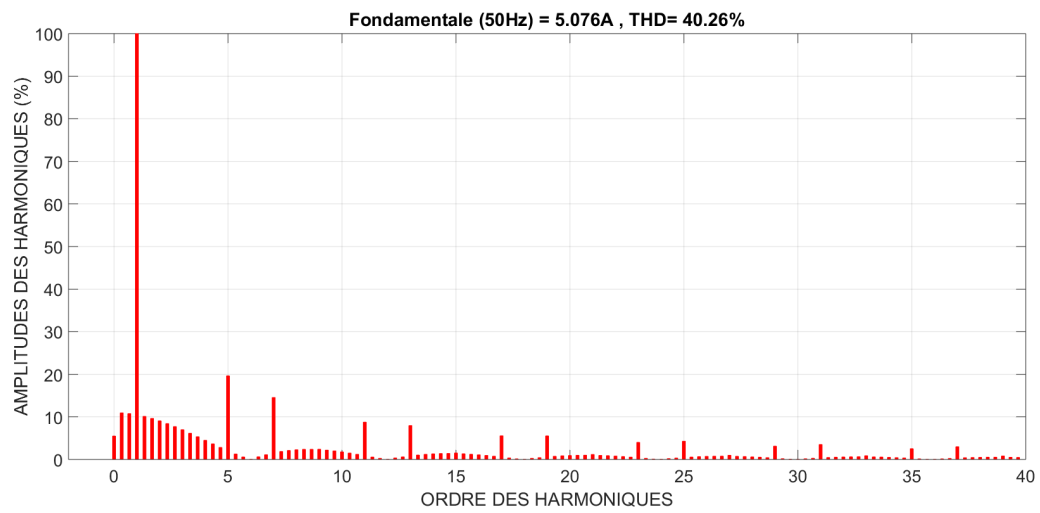


FIGURE 2.41 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 120°

— Commande plein-onde (180° degré)

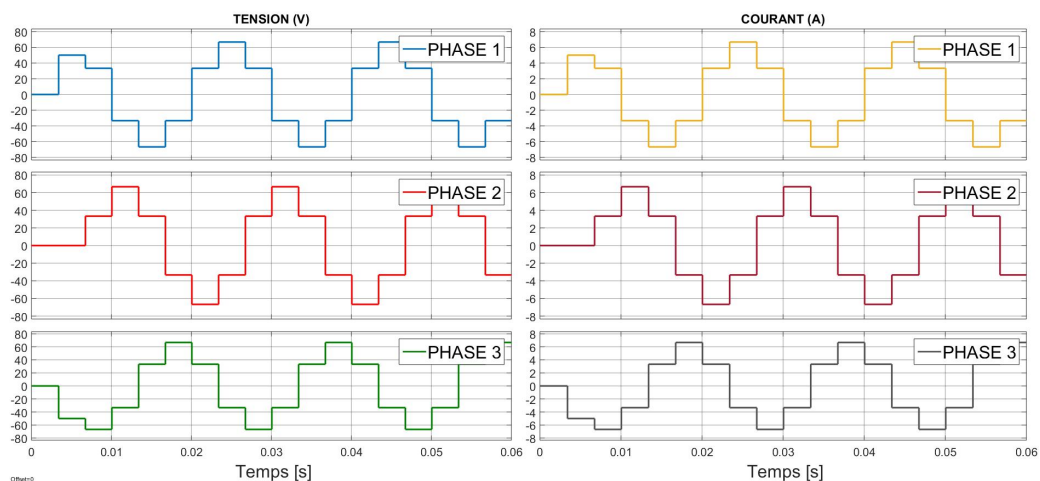


FIGURE 2.42 – Signaux de tension et courant avec une charge résistive de la commande 180°

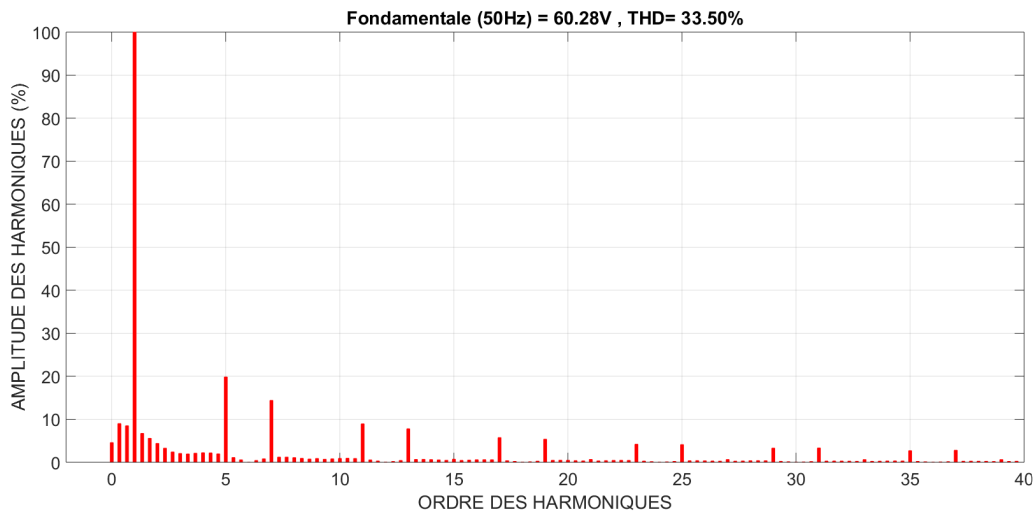


FIGURE 2.43 – Amplitudes des harmoniques de la tension sortie charge résistive de la commande 180°

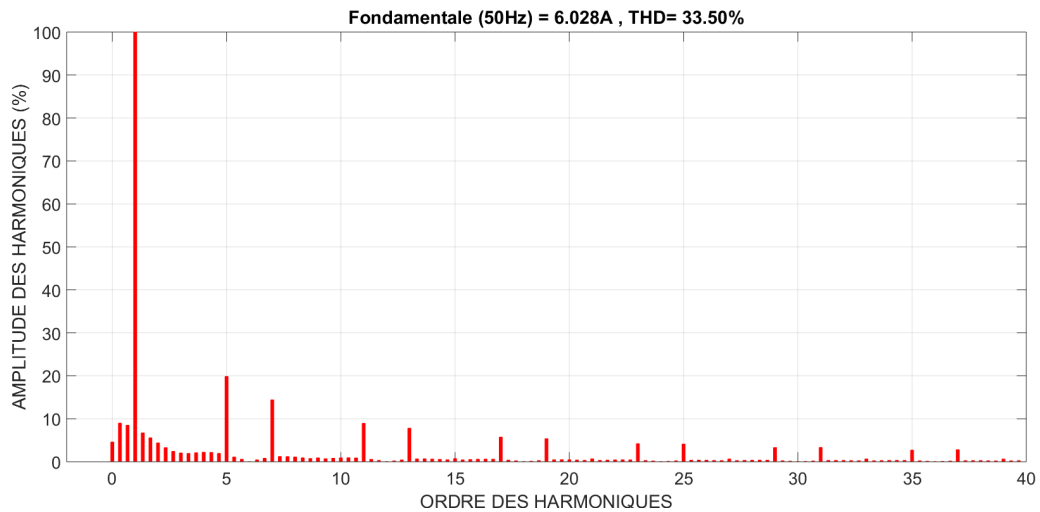


FIGURE 2.44 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge résistive de la commande 180°

★ Interprétation des résultat

Pour une charge résistive, lorsque en utilise la commande 120°, en constate que la forme de la tension est d'une forme d'escalier qui signifie que ce signal est très riche en harmonique. La valeur d'amplitude fondamentale est 50.76V. En constate que les harmonique d'ordre 5 et 7 ont des amplitude de 19% et 17% de l'amplitude du fondamentale donc 9.64V et 8.63V respectivement. Le THD du courant a la même valeur pour une charge résistive. Pour la commande 180°, l'amplitude du fondamentale est 60.28V et le THD est 33.5%. On constate que cette commande donne des resultat mieux que la commande 120°, l'amplitude du fondamentale est supérieur et le THD est inférieur parceque Amplitudes des harmoniques entre la fondamentale et la 5 sont inférieur par rapport à la commande décalé.

2.3.4.2 Charge inductive

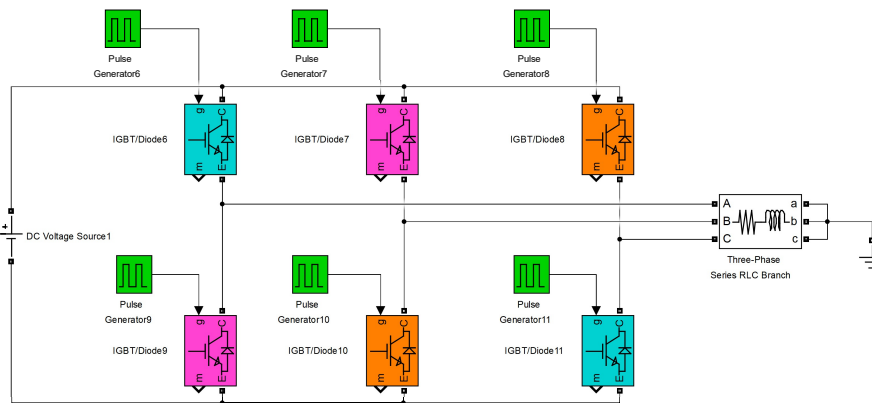
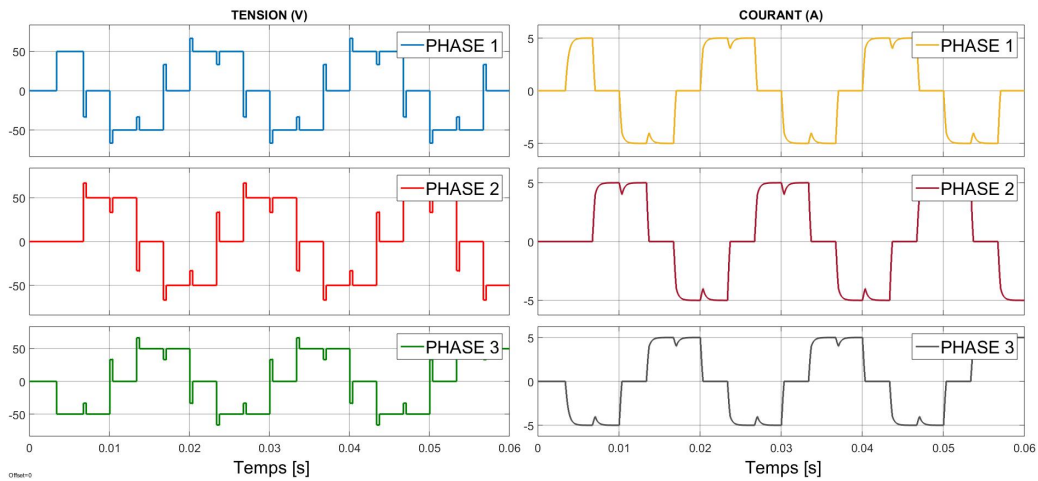
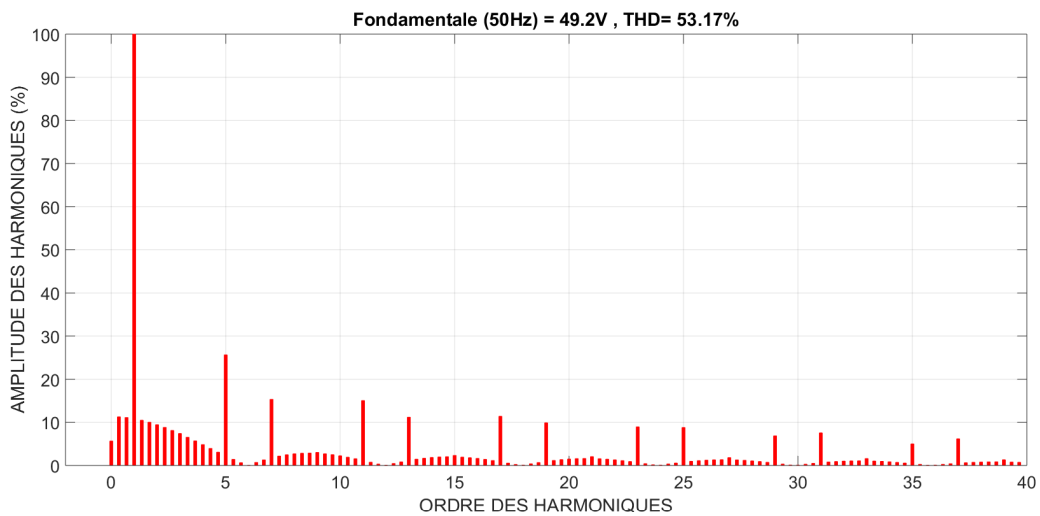


FIGURE 2.45 – Onduleur triphasé avec une charge inductive

— Commande décalé (120° degré)FIGURE 2.46 – Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande 120° FIGURE 2.47 – Amplitudes des harmoniques de la tension de sortie charge inductive de la commande 120°

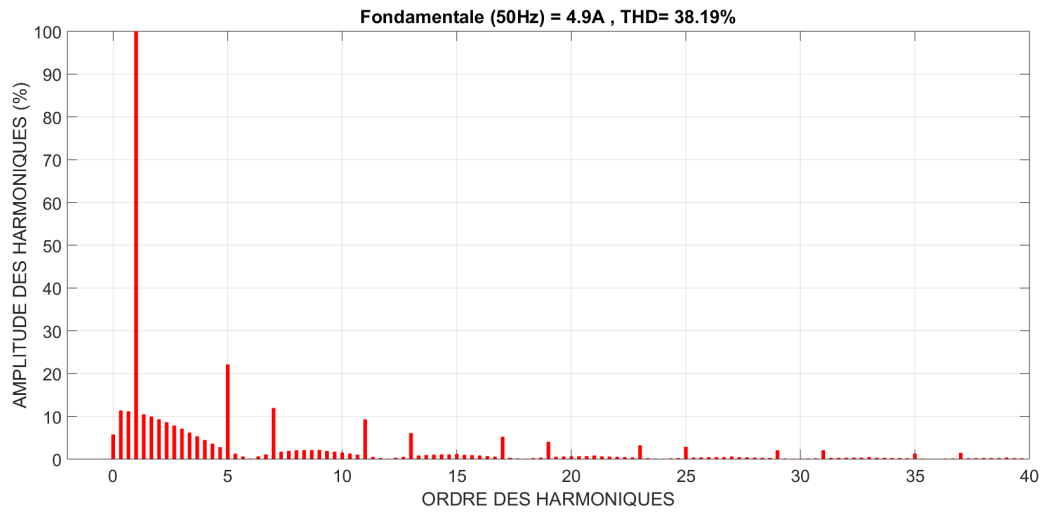


FIGURE 2.48 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 120°

— Commande plein-onde (180° degré)

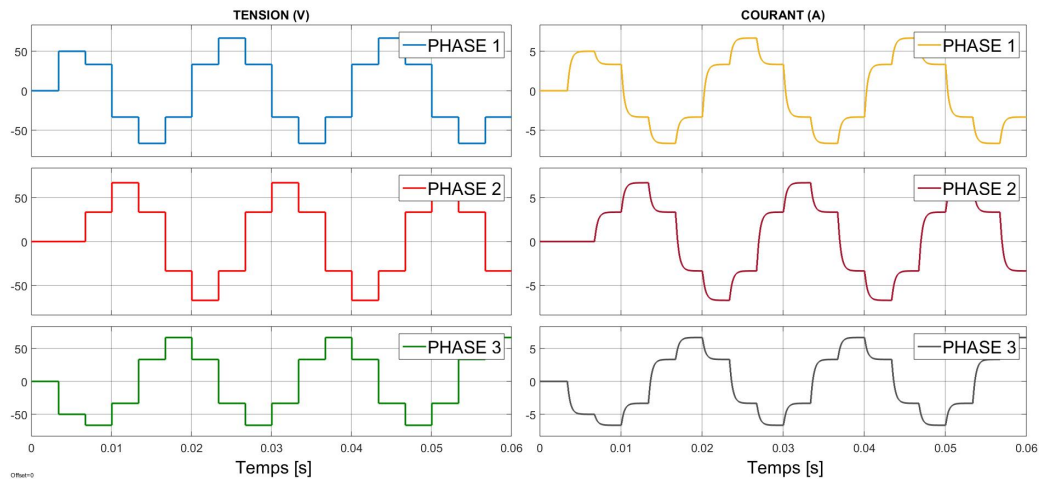


FIGURE 2.49 – Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande 180°

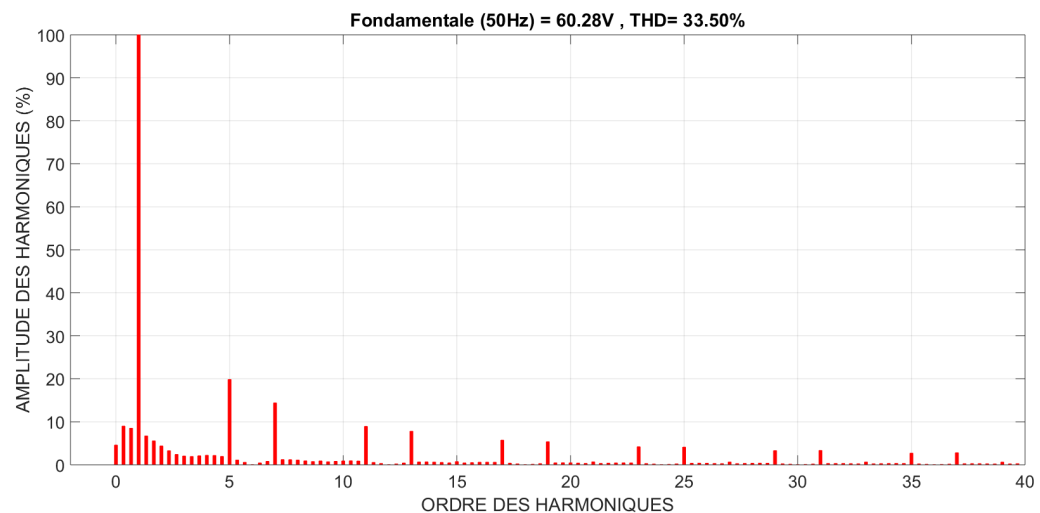


FIGURE 2.50 – Amplitudes des harmoniques de la tension sortie charge inductive de la commande 180°

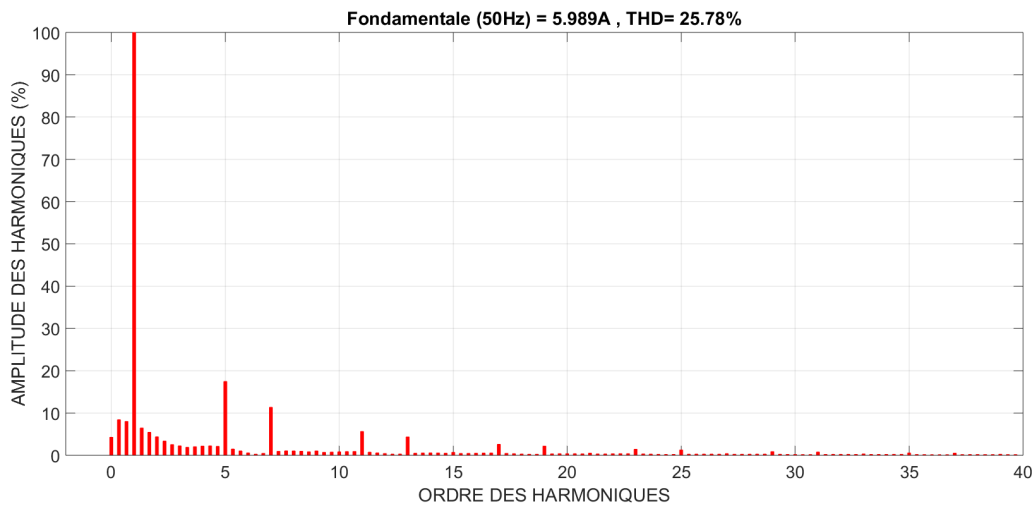


FIGURE 2.51 – Amplitudes des harmoniques du courant de sortie charge inductive de la commande 180°

★ Interprétation des résultat

Pour une charge inductive, et pour la commande 120° , la forme du signal de la tension est déformé beaucoup qui a donné une amplitude du fondamentale inférieur de 49.2V par comparaison à la charge résistive qui est 50.76, et pour le THD qui représente 53.17%, il est supérieur au THD charge résistive. On remarque que Amplitudes des harmoniques d'ordre impaire ont des valeurs intéressantes. La même chose pour le courant qui a un THD de 38.19%. Par contre, pour la commande 180° , la tension reste la même et le courant prend une forme différente à cause de l'inductance qui lisse le signal lorsque il y a un changement brutal. Son THD est 25.78% et l'amplitude est supérieur par rapport à la commande 120° avec $I=5.98A$. Le THD a diminué de 40.08% à 22.81%. Ces résultats signifie que la commande 120° ne convient pas les onduleurs triphasé par contre la commande pleine onde a donné des résultats acceptable.

— Commande MLI sinusoïdal

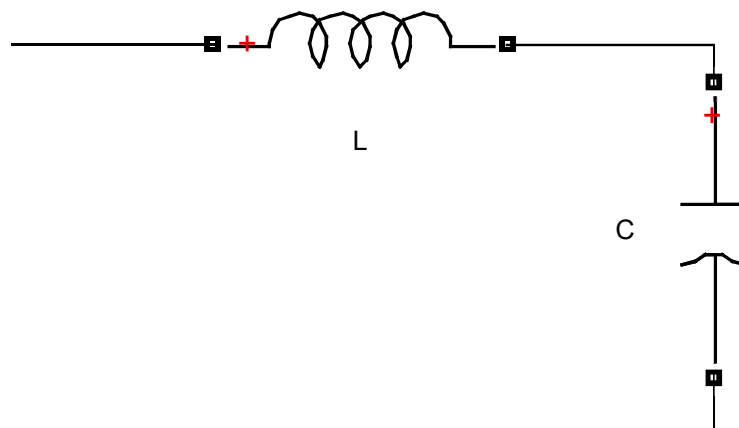


FIGURE 2.52 – Filtre LC

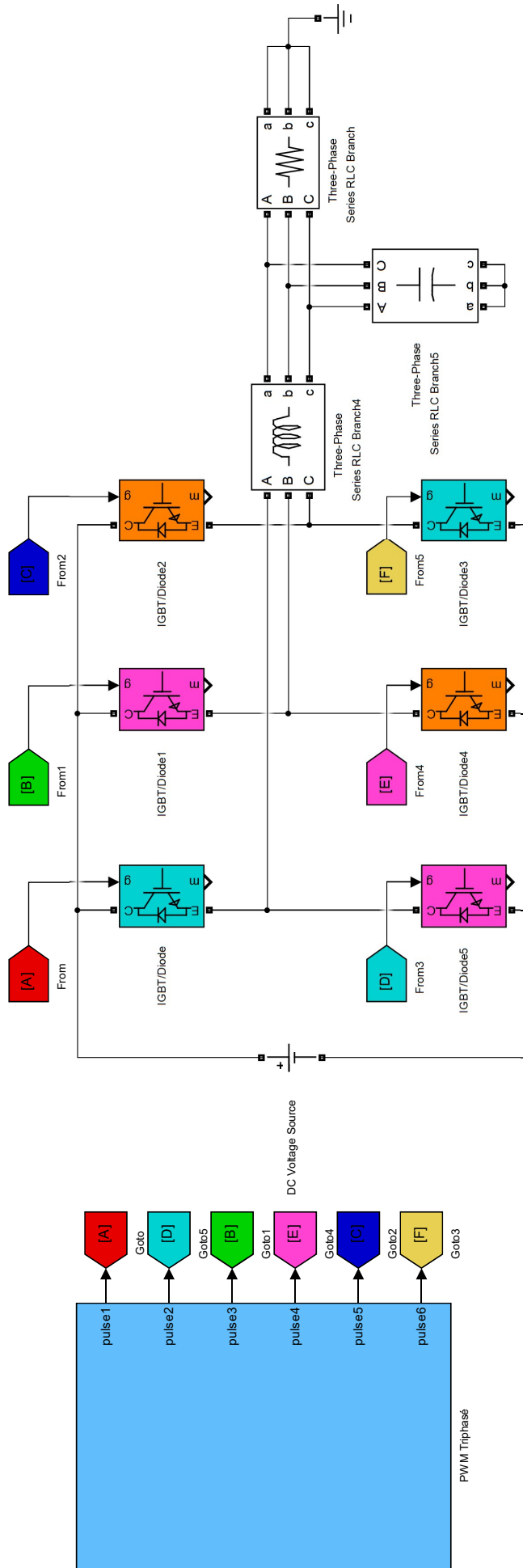


FIGURE 2.53 – Schéma représente la commande MLI avec un filtre LC

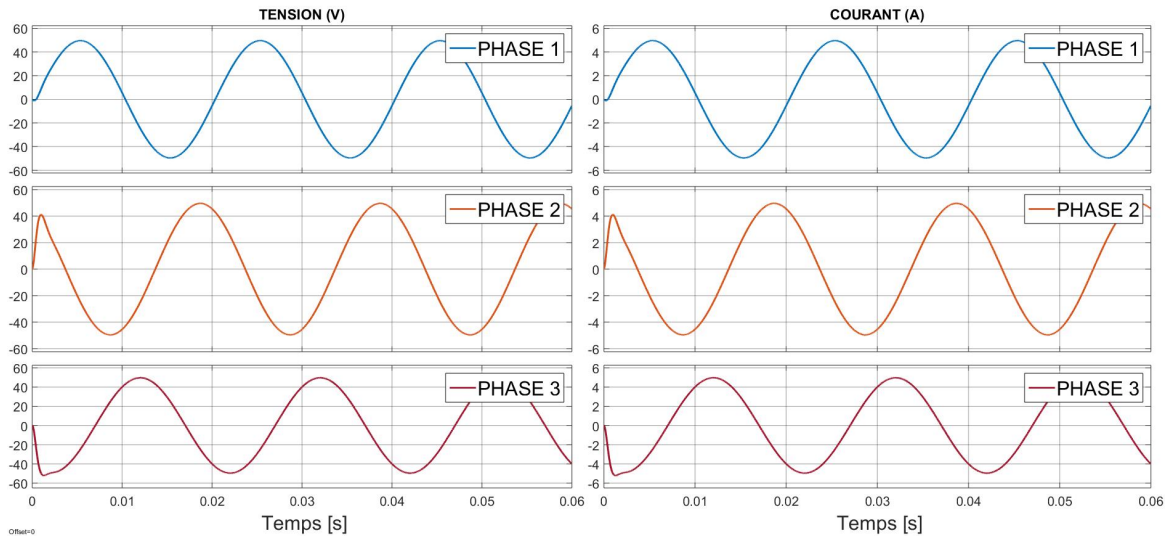


FIGURE 2.54 – Signaux tension et courant avec une charge inductive de la commande MLI

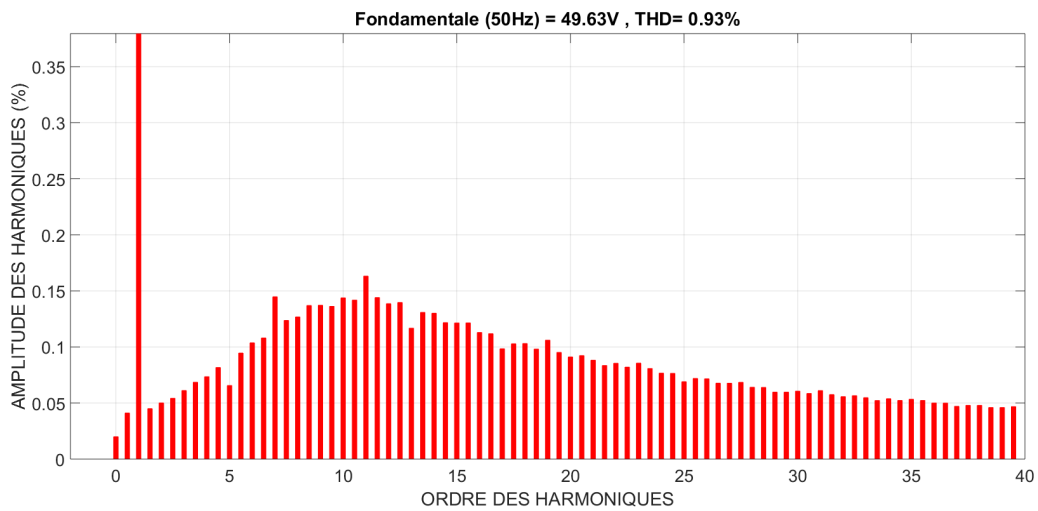


FIGURE 2.55 – Amplitudes des harmoniques de la tension pour la commande MLI avec le filtre LC

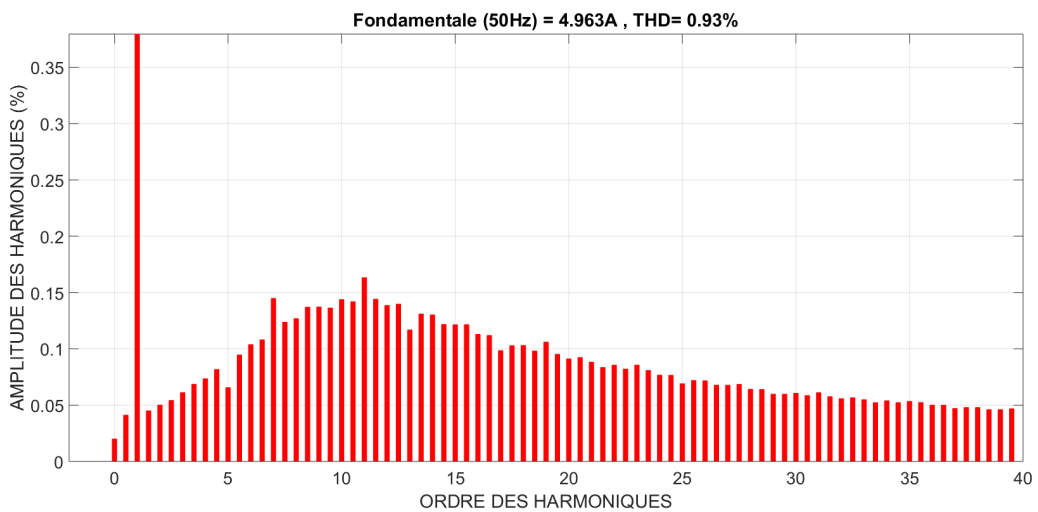


FIGURE 2.56 – Amplitudes des harmoniques du courant pour la commande MLI avec le filtre LC

★ Interprétation des résultat

Dans le cas de l'onduleur triphasé avec une commande MLI et l'utilisation d'un filtre LC avec $L = 35mH$ et $C = 25uF$, l'amplitude du fondamentale de la tension est 49.63.84V avec un THD de 0.93% et l'amplitude du courant est de 4.963A avec un THD de 0.93%. Un THD de tension et de courant de 0.93% indique que la distorsion harmonique totale dans la tension de sortie de l'onduleur est relativement faible. Cela signifie que la forme d'onde de la tension est proche d'une sinusoïde pure, avec une très faible présence d'harmoniques de rang élevé. L'utilisation d'un filtre LC dans l'onduleur contribue à atténuer les harmoniques et à améliorer la qualité des signaux de tension et de courant. Le filtre LC agit comme un dispositif de suppression des harmoniques, permettant d'obtenir des formes d'ondes plus pures.

2.4 Conclusion

Dans le deuxième, nous avons abordé les différentes techniques de commande conventionnelle pour les onduleurs, ainsi que des techniques de régulation externe de la tension de sortie alternative et de la tension d'entrée continue. Nous avons également examiné les techniques de commande 120° et 180° , ainsi que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs monophasés et triphasés avec des charges résistives et inductives. Enfin, nous avons exploré l'utilisation du filtre LC avec la commande MLI pour les onduleurs triphasés.

L'introduction de ce chapitre a souligné l'importance de la commande des onduleurs pour assurer une régulation précise de la tension de sortie et garantir la qualité de l'alimentation électrique. Les techniques de commande conventionnelle, telles que la régulation externe de la tension de sortie alternative, ont été présentées, mettant en évidence leurs limitations en termes de complexité et de coût.

Nous avons également discuté des inconvénients de la régulation externe de la tension d'entrée continue, notamment la nécessité de dispositifs supplémentaires tels que les transformateurs et les redresseurs, ainsi que les pertes d'énergie associées.

Ensuite, nous avons examiné les techniques de commande 120° et 180° pour les onduleurs monophasés et leur impact sur la qualité de la tension de sortie et le taux de distorsion harmonique (THD). Nous avons constaté que la commande 120° permet de réduire le THD du courant par rapport à la commande 180° pour les onduleurs monophasés, mais pour les onduleurs triphasés on a vu que la commande 120° ne convient pas pour les systèmes triphasés par contre la commande pleine onde a donné des résultats acceptables.

En ce qui concerne les onduleurs triphasés, nous avons exploré l'application de la commande MLI. Cette technique génère des impulsions de tension pour moduler la forme d'onde de sortie de l'onduleur. Nous avons constaté que la commande MLI avec une fréquence de porteuse appropriée permet d'obtenir des formes d'ondes plus sinusoïdales, réduisant ainsi le THD de la tension et du courant.

Enfin, nous avons discuté de l'utilisation du filtre LC avec la commande MLI pour les onduleurs triphasés. L'ajout d'un filtre LC permet d'atténuer les harmoniques indésirables dans la tension de sortie, améliorant ainsi la qualité de l'alimentation électrique pour les charges.

En conclusion, ce chapitre a présenté différentes techniques de commande pour les onduleurs, mettant en évidence les avantages et les inconvénients de chaque approche. Les techniques de commande 120° et 180° ainsi que la commande MLI avec l'utilisation du filtre LC ont montré des améliorations significatives en termes de qualité de tension et de courant pour les onduleurs.

Mise en œuvre pratique et expérimentation

Sommaire

3.1	Introduction	45
3.2	Carte DSPACE 1104	45
3.3	Onduleur NFAM5065L4B	47
3.4	Cartes interfaces pour l'onduleur	51
3.5	Commande PI double boucle	58
3.6	Résultat expérimentale	64
3.7	Conclusion	69

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la conception et à la réalisation des cartes interfaces nécessaires pour la mise en œuvre de la commande de l'onduleur. Notre objectif est de développer des cartes qui permettent de mesurer le courant et la tension, ainsi que d'établir une interface efficace avec la carte dSPACE 1104, la carte de l'onduleur et la carte d'alimentation.

3.2 Carte DSPACE 1104

La carte DS1104, développée par dSPACE, est une carte de traitement numérique du signal (DSP) qui occupe une place centrale dans notre système de commande de l'onduleur. DSPACE est un leader reconnu dans le domaine des solutions pour le développement et le test de systèmes de contrôle embarqués [35].

La carte DS1104 est spécialement conçue pour répondre aux exigences des applications de contrôle en temps réel. Elle offre des performances exceptionnelles en termes de vitesse du traitement et de latence réduite. Grâce à sa puissance de calcul élevée et à sa grande capacité de mémoire, elle est capable de manipuler et de traiter des données complexes à des vitesses relativement rapide.

Cette carte DSP constitue un composant essentiel de notre système de commande de l'onduleur, car elle assure le traitement des signaux de commande et de mesure en temps réel. Elle effectue des opérations mathématiques avancées, des algorithmes de contrôle et des calculs de modulation pour garantir un fonctionnement précis et réactif de l'onduleur.

La carte DS1104 offre également une connectivité étendue, ce qui facilite son intégration avec d'autres composants du système. Elle dispose de différentes interfaces, telles que des entrées/sorties analogiques et numériques, des ports de communication série et des connexions pour des extensions optionnelles. Cette polyvalence permet d'adapter la carte aux besoins spécifiques de notre application d'onduleur [20].

De plus, DSPACE propose une suite complète de logiciels de développement et de test qui s'intègrent parfaitement avec la carte DS1104(Logiciel ControlDesk). Ces outils logiciels offrent des fonctionnalités avancées telles que la modélisation, la simulation, la configuration des paramètres, le débogage et l'analyse des performances du système. Ils facilitent le processus de développement et permettent une mise en service plus rapide et efficace de notre système de commande de l'onduleur [34].

3.2.1 Constitution de la carte DSPACE 1104

Cette carte contenant deux processeurs (maitre esclave), des contrôleurs d'interruption, des mémoires, des temporisations et des interfaces. L'explication suivante nous donne une vue d'ensemble de la composition de cette carte [42] :

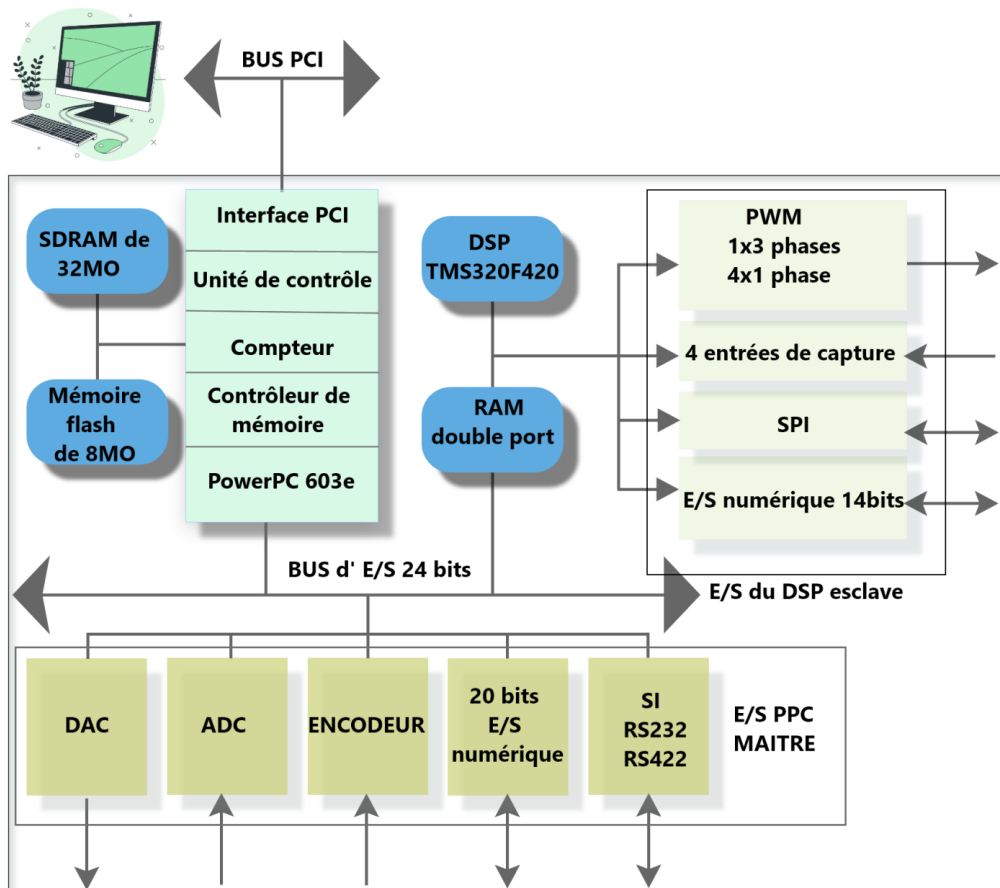


FIGURE 3.1 – Constitution de la carte DSPACE 1104

3.2.2 Panneau d'acquisition CLP1104

Le panneau d'acquisition CLP1104 est conçu pour étendre les capacités d'entrée/sortie analogiques et numériques de la carte DSPACE 1104. Il offre des fonctionnalités supplémentaires pour l'acquisition de données en temps réel et la génération de signaux de commande dans des applications de contrôle [42].

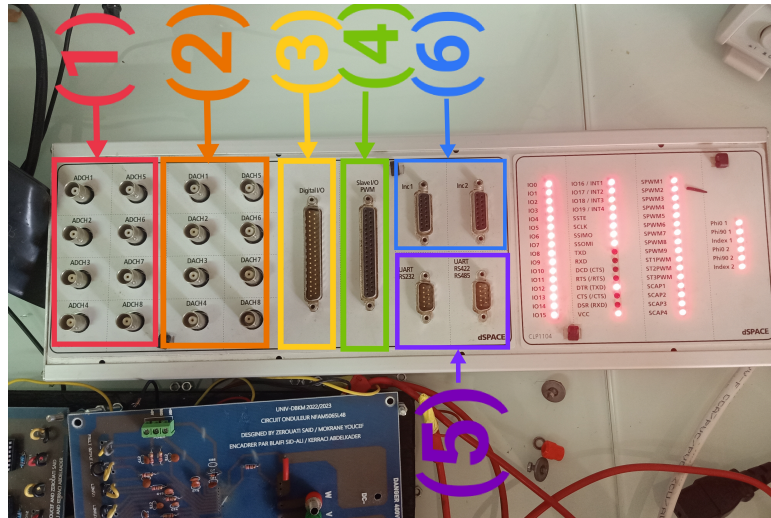


FIGURE 3.2 – Panneau d’acquisition CLP1104

Cet appareil contient :

1. 8 connecteurs ADC (Convertisseurs Analogiques Numériques) ceci est utilisé pour convertir les données analogiques en numériques dans le but de les utiliser et de les afficher à l’intérieur de l’ordinateur [42].
2. 8 connecteurs DAC (Convertisseurs Numériques Analogiques) il est utilisé pour convertir des données numériques en analogiques. Afin de délivrer une tension de 10v dans le but de commander tout système avec cette tension [42].
3. 37 broches Entrée/Sortie numérique.
4. Entrée/Sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l’onduleur.
5. Les ports série (RS232, RS422, RS 485) sont utilisé pour communiquer entre différents appareils. Il y a aussi une communication entre deux cartes DSPACE [42].
6. Connecteurs d’interface du codeur incrémental CP19 et CP20 sont des connecteurs Sub-D femelles à 15 broches situés à l’avant du panneau de connexion. Chacun des connecteurs fournit les signaux pour un des deux canaux de codeur incrémental disponibles [42].

3.3 Onduleur NFAM5065L4B

Le NFAM5065L4B est un onduleur de modèle de puissance. Plus précisément, il s’agit d’un modèle de module onduleur de puissance fabriqué par la société ONSEMI. L’onduleur NFAM5065L4B est conçu pour convertir le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) et est couramment utilisé dans diverses applications industrielles telles que la robotique, les machines-outils et les systèmes d’énergie renouvelable et les pompes industrielles, ventilateurs industriels, automatisation industrielle [43].



FIGURE 3.3 – Onduleur triphasé NFAM5065L4B [6]

3.3.1 Caractéristique de l'onduleur NFAM5065L4B

- Supporte une tension de sortie jusqu'à 650 V, et un courant de 50 A.
- Protection intégrée contre les sous-tensions UVP (Under Voltage Protection).
- Connexions d'émetteur IGBT low side séparées pour la détection et la mesure de courant de chaque phase.
- Capteur de température intégré.

3.3.2 Conception de la carte interface de l'onduleur NFAM5065L4B

La carte interface est responsable de jouer le rôle d'un intermédiaire avec les carte de mesure et d'adaptation. Elle peut être divisé en deux parties, partie puissance et partie commande. Dans ce qui suit, nous expliquerons chaque partie en détail [43].

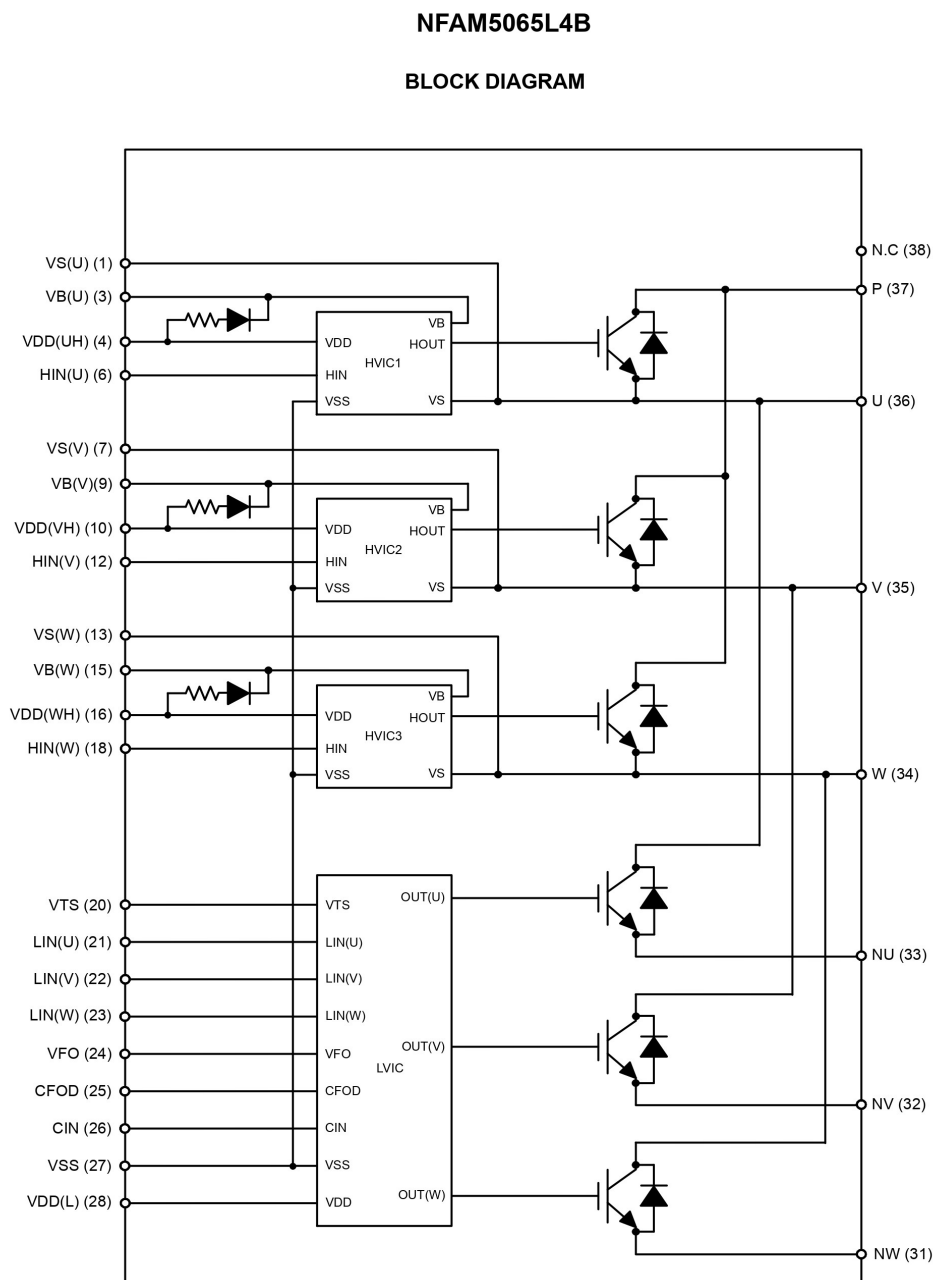


FIGURE 3.4 – Schéma bloc du NFAM5065L4B [7]

3.3.2.1 Partie puissance

Cette partie commence à partir du broche numéro 31 jusqu'à le broche 37 (Il n'y a aucune connexion au broche 38).

Broche	Fonctionnement
31	Entrée de liaison DC négative pour la phase U
32	Entrée de liaison DC négative pour la phase V
33	Entrée de liaison DC négative pour la phase W
34	Sortie alternative de la phase U
35	Sortie alternative de la phase V
36	Sortie alternative de la phase W
37	Entrée de la tension continue DC

TABLE 3.1 – Broches de la partie puissance de l'onduleur NFAM5065L4B

3.3.2.2 Partie commande

Cette partie commence à partir de la broche numéro 1 jusqu'à la broche 30 sauf les broches 2, 5, 8, 11, 14, 17, 19, 29 et 30 dont il n'y a aucune connections.

Broche	Fonctionnement
1	Tension de polarisation côté haut GND pour la commande IGBT en phase U
3	Tension de polarisation côté haut pour la commande IGBT en phase U
4	Tension de polarisation côté haut pour IC de phase U
6	Entrée de signal pour la phase U côté haut
7	Tension de polarisation côté haut GND pour la commande IGBT en phase V
9	Tension de polarisation côté haut pour la commande IGBT en phase V
10	Tension de polarisation côté haut pour IC phase V
12	Entrée de signal pour la phase V côté haut
13	Tension de polarisation côté haut GND pour la commande IGBT de phase W
15	Tension de polarisation côté haut pour la commande IGBT en phase W
16	Tension de polarisation côté haut pour IC de phase W
18	Entrée de signal pour la phase W côté haut
20	Sortie de tension pour l'unité de détection de température LVIC
21	Entrée de signal pour la phase U côté bas
22	Entrée de signal pour la phase V côté bas
23	Entrée de signal pour la phase W côté bas
24	Sortie de défaut
25	Condensateur pour la sélection de la durée de la sortie de défaut
26	Entrée pour la protection de courant
27	Masse d'alimentation commune côté bas
28	Tension de polarisation côté bas pour le pilotage des circuits intégrés et les IGBT

TABLE 3.2 – Broches de la partie commande de l'onduleur NFAM5065L4B

3.3.2.3 Réalisation de la carte PCB

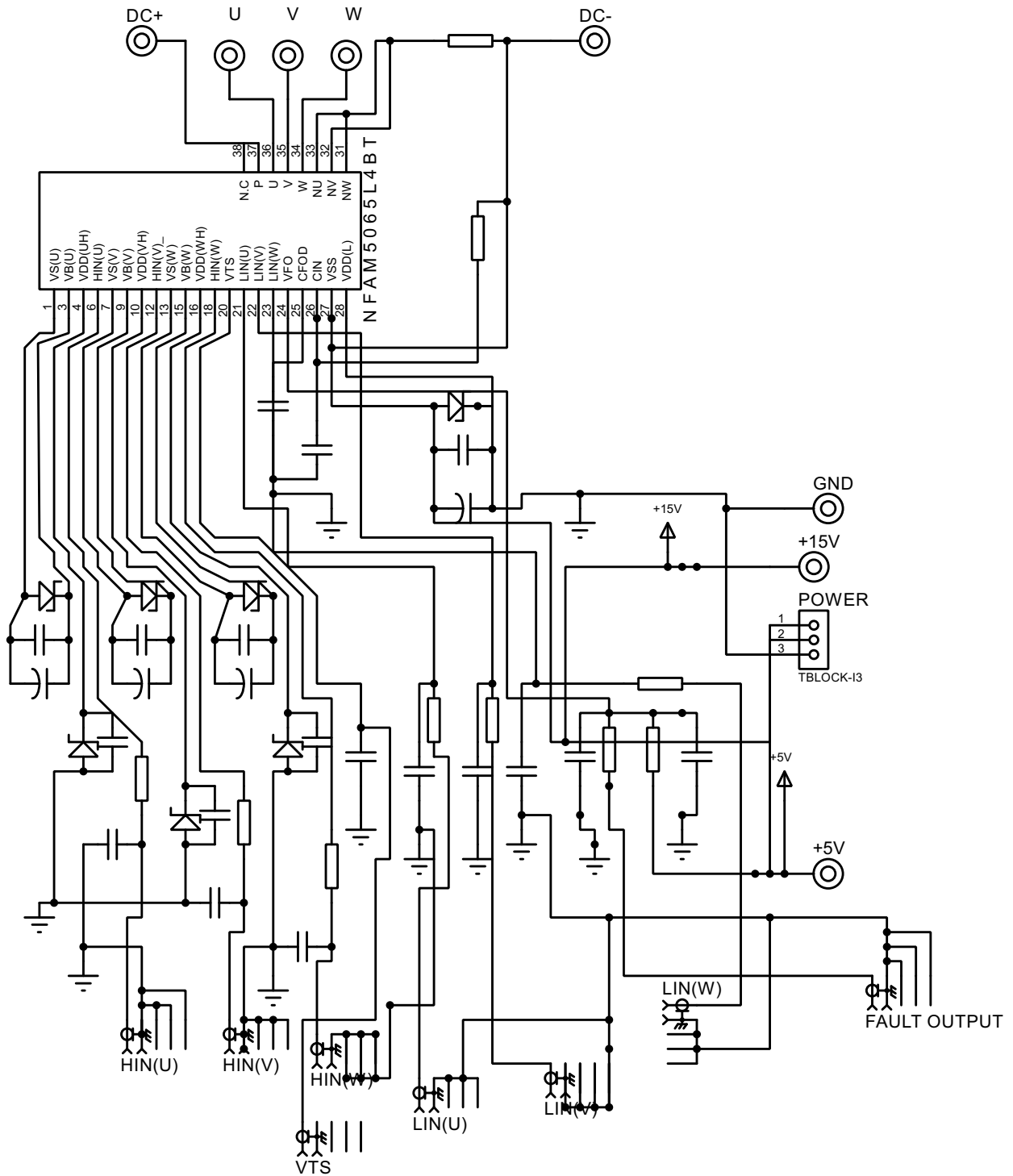


FIGURE 3.5 – Circuit de la carte d'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS

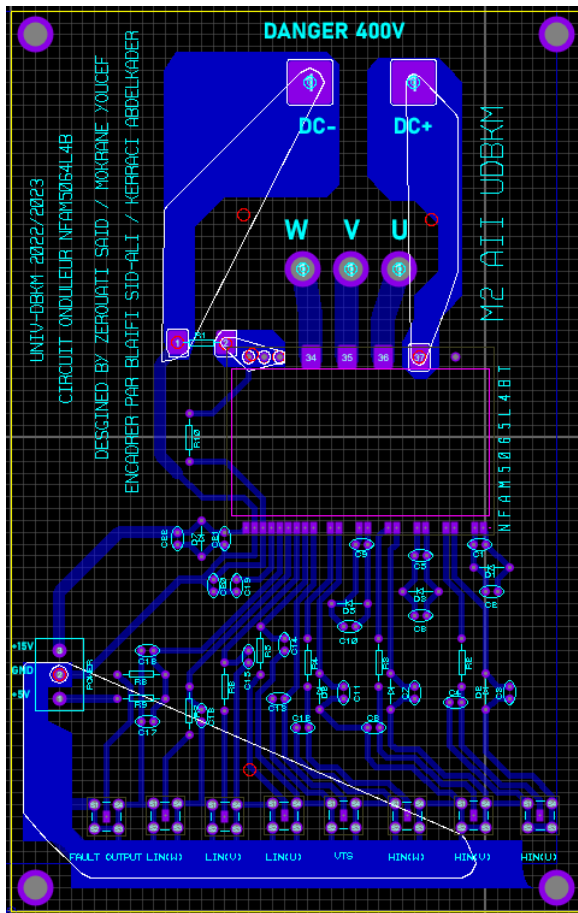


FIGURE 3.6 – Circuit PCB pour l'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS

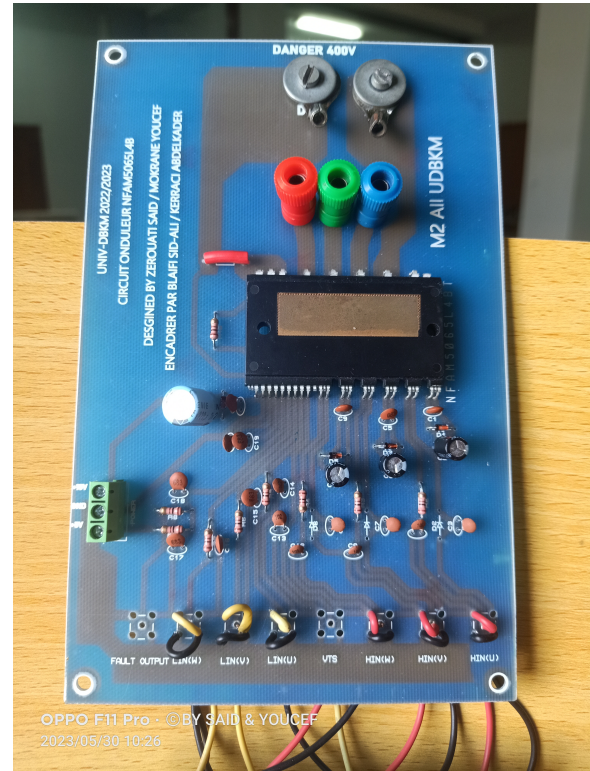


FIGURE 3.7 – Photo réelle de la carte PCB d'onduleur NFAM5065L4B

il faut respecter ces condition peut obtenir les meilleurs résultats :

- L'emplacement du condensateur Snubber doit être entre le plus et la terre près de la borne.
- Le câblage entre Nu, Nv, Nw et la résistance shunt doit être aussi court que possible.
- Le condensateur électrolytique principal devrait être placé pour Snubber le plus près possible.
- La distance d'isolement entre le bloc haute tension et le bloc basse tension doit être conservée.
- La diode Zenner du condensateur doit être située près de la borne.
- Il est recommandé de connecter le signal GND et l'alimentation GND en un seul point (pas de motif en cuivre et ne pas faire de boucle dans le motif GND) et le câblage doit être aussi court que possible.
- Le condensateur entre VDD et VSS doit être placé sur les broches de l'IPM aussi près que possible
- Le fil CIN doit être le plus court possible.
- Le filtre RC d'entrée doit être placé sur les broches de l'IPM aussi près que possible.

3.4 Cartes interfaces pour l'onduleur

3.4.1 Carte adaptation pour la carte DSPACE 1104

La tension de sortie de 10V fournie par le DAC du DSPACE 1104 est insuffisante pour saturer les IGBT de l'onduleur, qui nécessitent une tension de 15V. Afin de résoudre cette problématique, nous avons conçu une carte d'adaptation qui agit comme un intermédiaire entre la carte dSPACE et l'onduleur.

Cette carte d'adaptation a pour fonction d'amplifier la tension de sortie du DAC à 10V et de la porter à 15V, tout en fournissant les signaux nécessaires pour les différents bras de l'onduleur.

Le fonctionnement de la carte d'adaptation est simple, elle dispose de trois entrées provenant du DAC et de six sorties, réparties en trois sorties normales et trois sorties inversées. Chaque bras de l'onduleur possède un côté haut et un côté bas, d'où la nécessité de ces sorties inversées. Les sorties normales sont alimentées par une tension de 15V provenant d'une source d'alimentation externe.

Lorsque les transistors sont saturés, ils agissent comme des interrupteurs, permettant à la tension d'alimentation de 15V d'être acheminée vers l'entrée d'inverseurs présents sur la carte d'adaptation. Les inverseurs prennent alors cette tension d'alimentation de 15V et génèrent des sorties correspondantes de 15V et -15V. Ces sorties sont ensuite utilisées pour commander les IGBT de l'onduleur, garantissant ainsi une tension adéquate pour leur saturation.

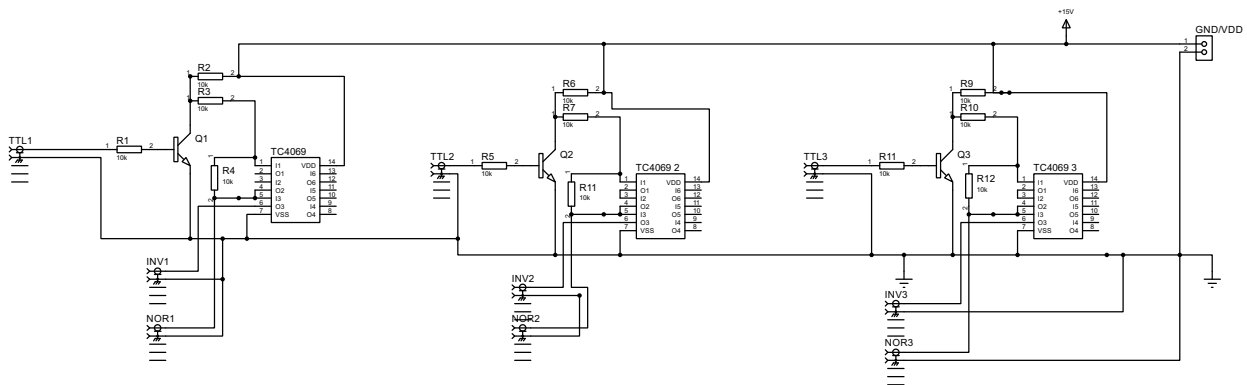


FIGURE 3.8 – Circuit de la carte adaptation sur logiciel PROTEUS

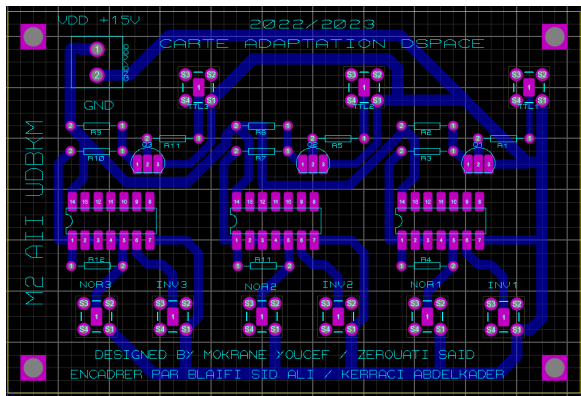


FIGURE 3.9 – Circuit PCB pour l'onduleur NFAM5065L4B sur logiciel PROTEUS

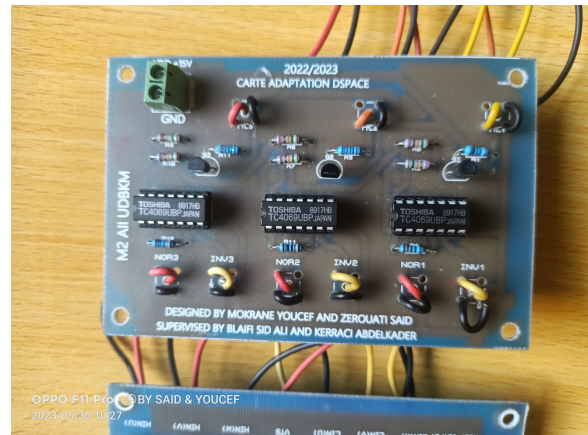


FIGURE 3.10 – Photo réelle de la carte PCB de la carte d'adaptation

3.4.2 Carte d'alimentation

La conception de cette carte répond à notre besoin d'alimenter la carte de mesure et la carte d'onduleur avec des tensions spécifiques, notamment -15V, +15V et 5V. De plus, nous avons également intégré un dispositif de sécurité sous la forme d'un fusible électrique pour protéger notre circuit contre les courants élevés.

Le processus d'alimentation commence par une source AC en entrée, qui est ensuite acheminée vers un transformateur point milieu monophasé. Ce transformateur est utilisé pour abaisser la tension électrique jusqu'à 24V. Ensuite, nous utilisons un pont de diodes pour réaliser un redressement double alternance, convertissant ainsi le courant AC en courant continu.

Cependant, pour atteindre nos objectifs de tension spécifiques, nous ajoutons trois composants supplémentaires à notre circuit. Le premier est le régulateur de tension L7815ABV, qui fournit une tension régulée de +15V avec un courant de sortie de 1,5A. En utilisant ce régulateur, nous obtenons notre alimentation positive de +15V.

De même, nous incorporons le régulateur de tension LM7805 pour obtenir une tension régulée de +5V avec un courant de sortie de 2,2A. Cela répond aux besoins d'alimentation de la carte de mesure et de la carte onduleur, qui nécessitent tous deux une alimentation de +5V.

Enfin, pour obtenir la tension négative de -15V requise, nous utilisons le régulateur de tension L7915CV, qui fournit une tension régulée de -15V avec un courant de sortie de 1A. Cette tension négative est essentielle pour alimenter certains composants spécifiques de notre système.

Ainsi, en ajoutant ces condensateurs de filtrage à notre circuit, nous obtenons les tensions requises de +15V, -15V et +5V pour alimenter la carte de mesure et la carte onduleur de manière sûre et fiable. Cette conception assure une alimentation stable et précise, contribuant ainsi aux performances optimales de notre système.

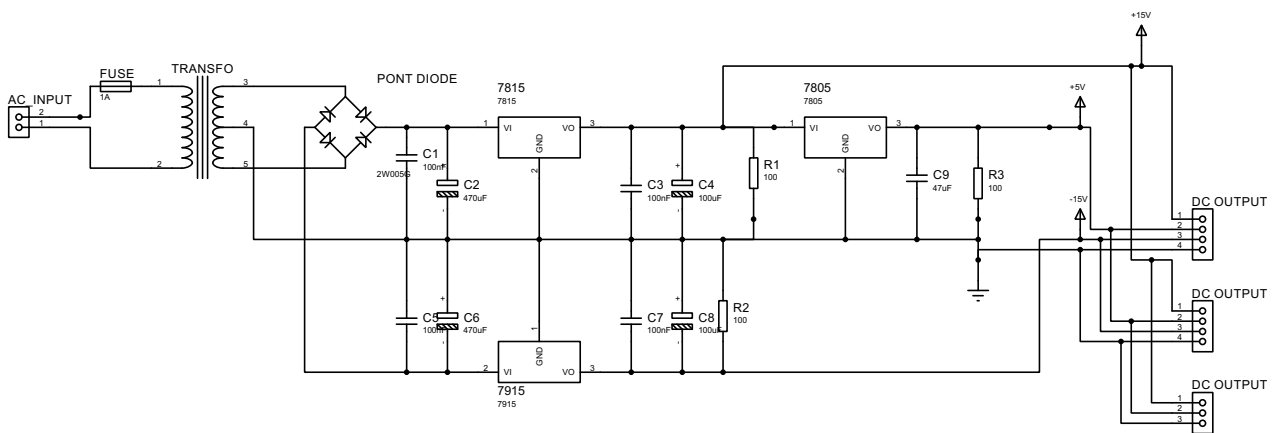


FIGURE 3.11 – Circuit de la carte d'alimentation sur logiciel PROTEUS



FIGURE 3.12 – Régulateur de tension L7805, L7915, L7815 [8–10]

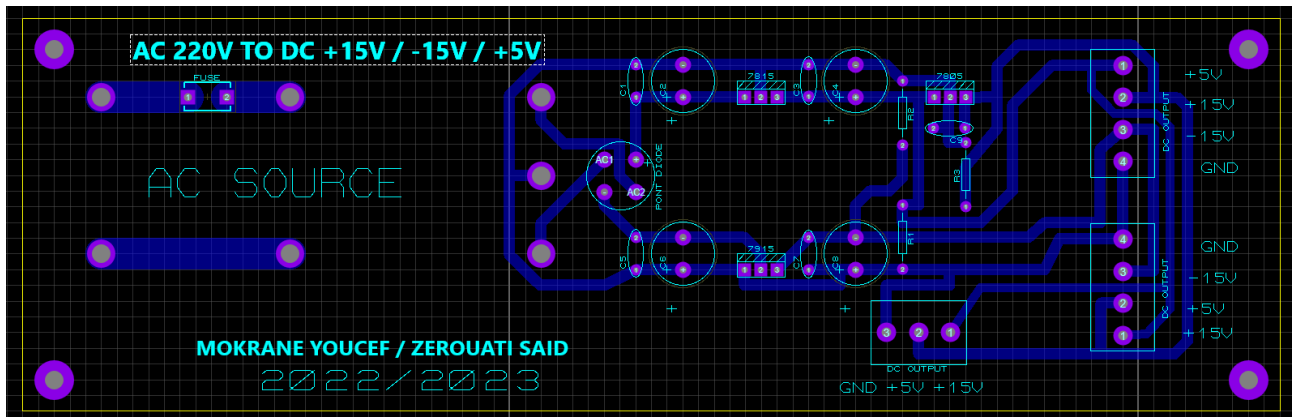


FIGURE 3.13 – Circuit PCB pour l'alimentation sur logiciel PROTEUS

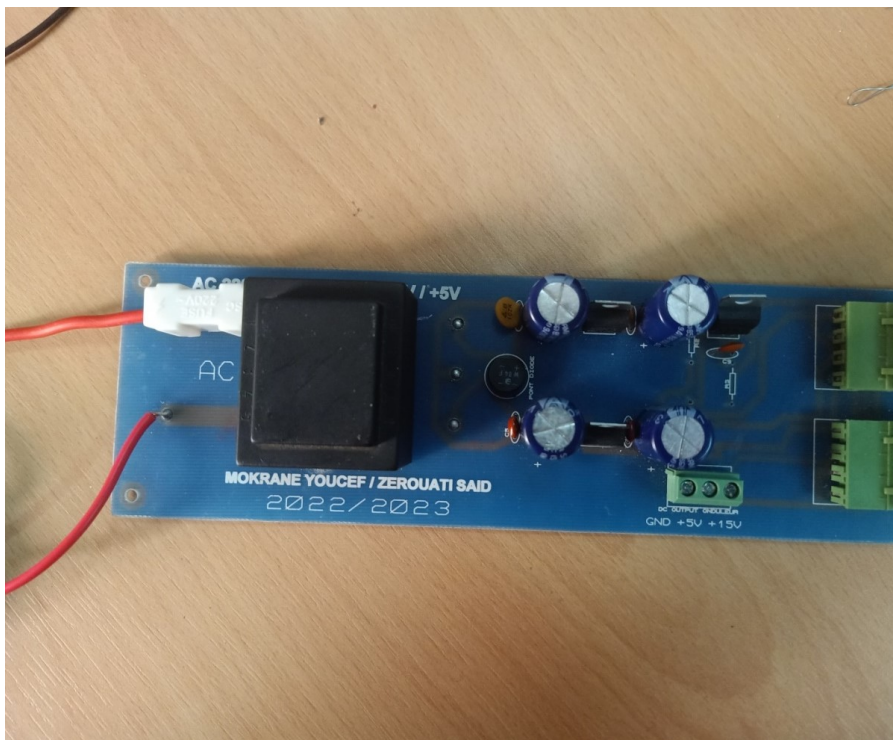


FIGURE 3.14 – Photo réelle de la carte PCB d'alimentation

3.4.3 Carte de mesure Courant/Tension

Puisque les port ADC de la DSPACE support 10V, et la sortie de l'onduleur peut être très grande à la dernière, on a réalisé une carte de mesure Courant/Tension .Nous avons utilisé les capteurs LV25 (capteur de tension) et le LA55 (capteur de courant).



FIGURE 3.15 – LV25 [11]

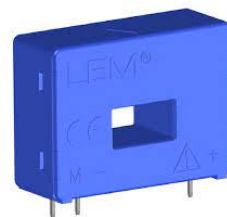


FIGURE 3.16 – LA55 [12]

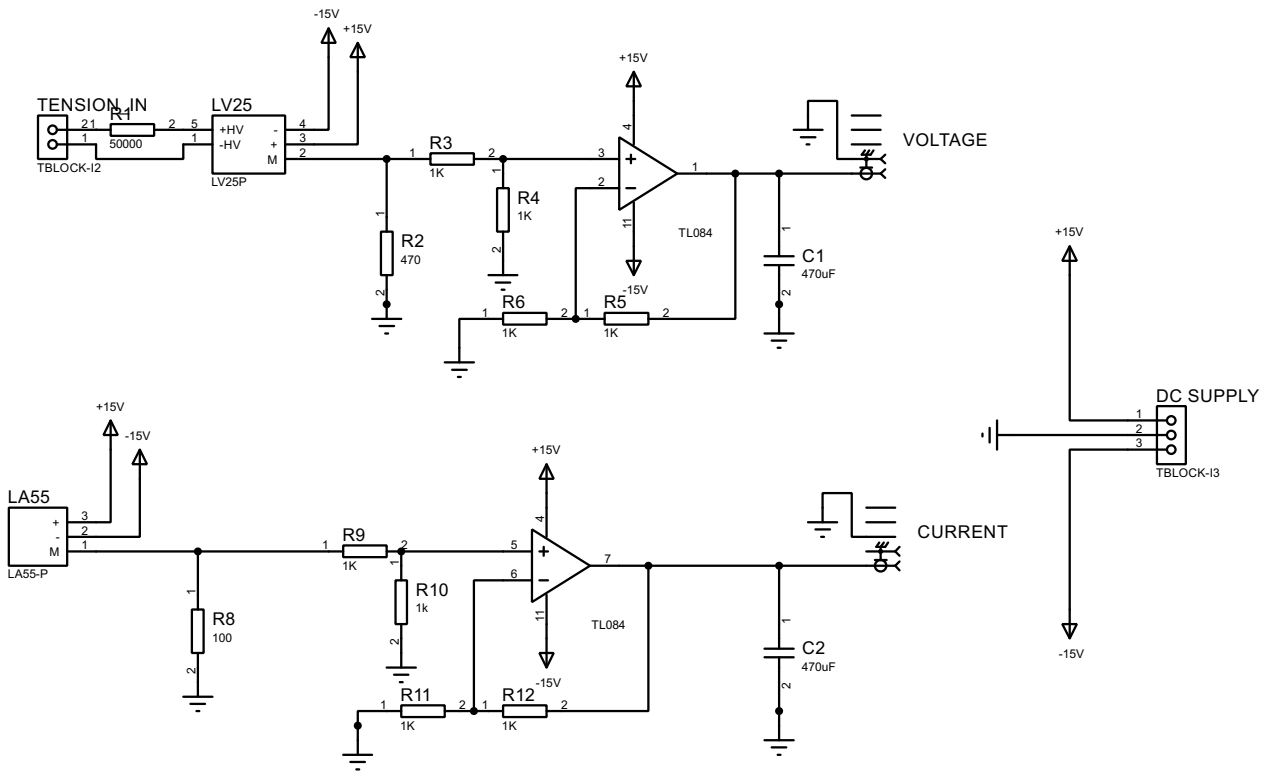


FIGURE 3.17 – Circuit de la carte de mesure sur logiciel PROTEUS

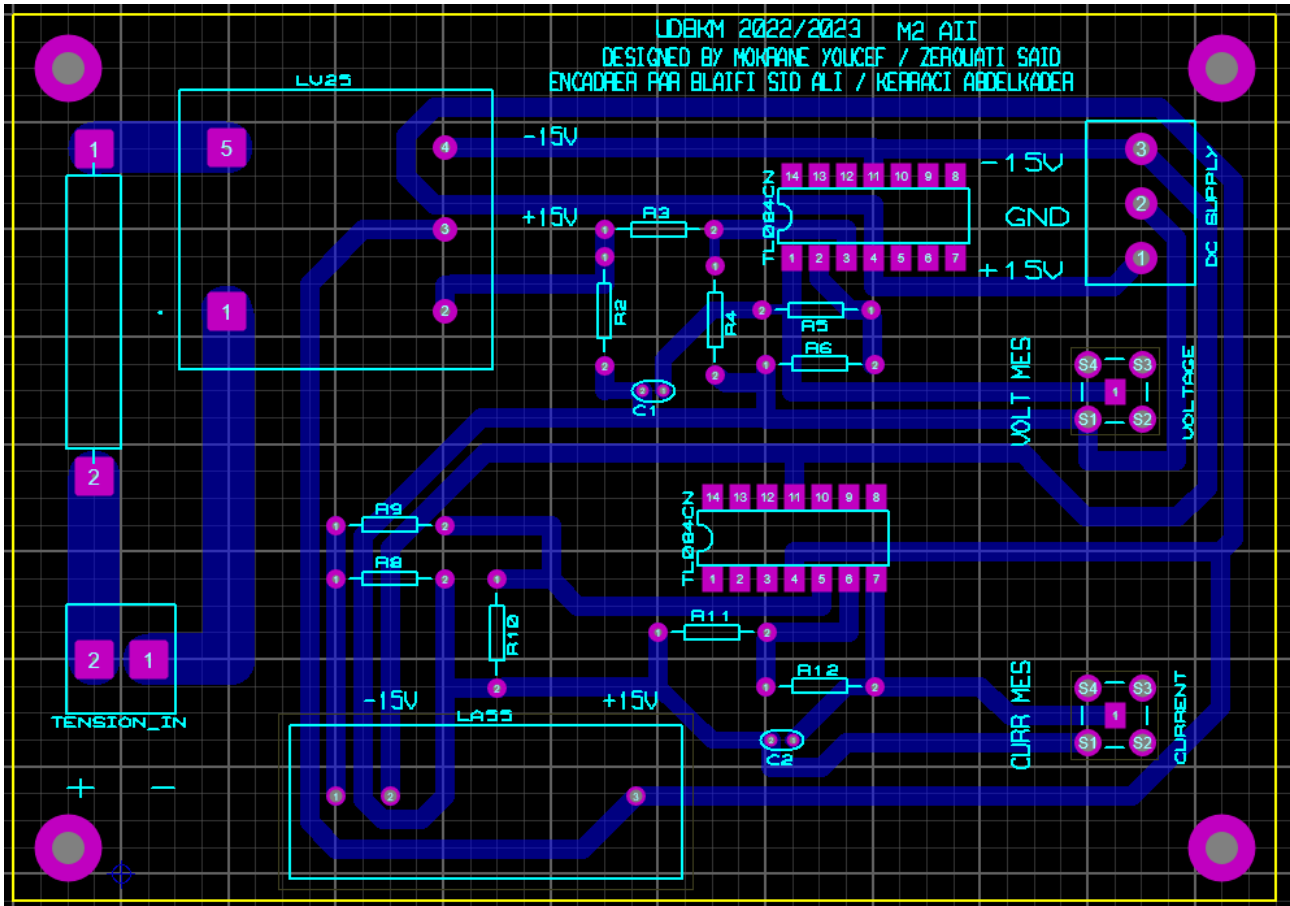


FIGURE 3.18 – Circuit PCB pour la carte de mesure sur logiciel PROTEUS

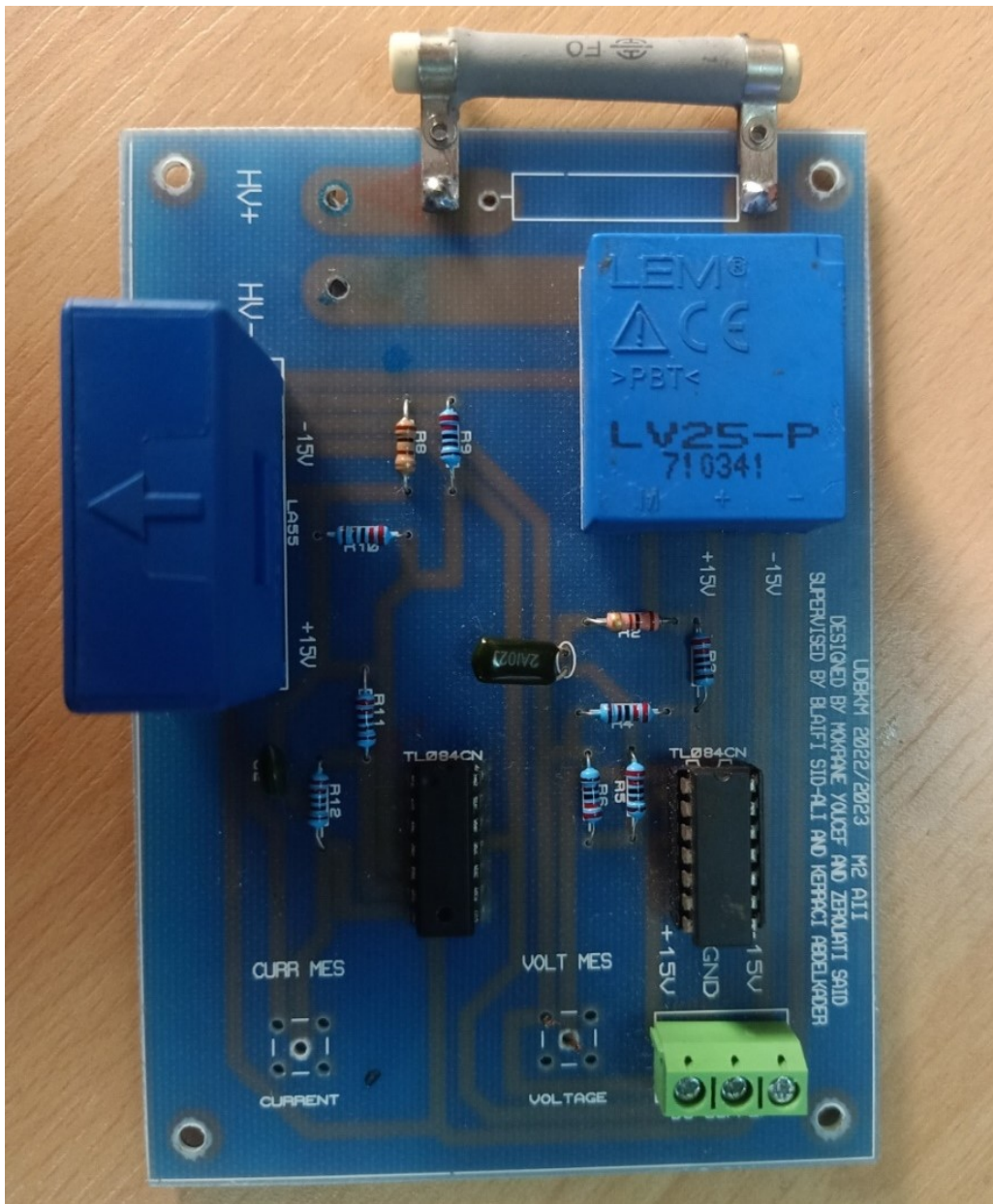


FIGURE 3.19 – Photo réelle de la carte PCB de mesure

Les capteurs de tension et de courant utilisés dans notre système fonctionnent selon le principe de l'effet Hall. L'effet Hall est un phénomène physique qui se produit lorsque du courant circule à travers un matériau conducteur placé dans un champ magnétique.

Le capteur de tension basé sur l'effet Hall mesure la tension en détectant la force magnétique induite par le courant électrique. Lorsque le courant traverse le matériau conducteur, un champ magnétique est créé autour de celui-ci. Lorsqu'une différence de tension est appliquée aux bornes du matériau, l'effet Hall provoque une déviation de la trajectoire des porteurs de charge, générant ainsi une différence de potentiel perpendiculaire au courant et au champ magnétique. Cette différence de potentiel est ensuite mesurée pour déterminer la tension.

Le capteur de courant basé sur l'effet Hall utilise le même principe mais mesure le courant plutôt que la tension. Lorsque le courant traverse le matériau conducteur, il crée un champ magnétique proportionnel à son intensité. L'effet Hall détecte ce champ magnétique et génère une tension proportionnelle au courant, qui peut être mesurée pour déterminer l'intensité du courant.

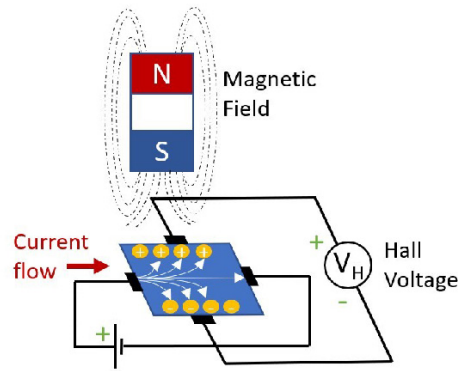


FIGURE 3.20 – Principe d'effet HALL [13]

pour calculer la tension de sortie d'onduleur, en utilise l'équation suivante :

$$V_{input} = I_{primaire} R_{primaire} \quad (3.1)$$

$$V_{output} = I_{secondaire} R_{secondaire} \quad (3.2)$$

la tension d'entrée maximale supporter par notre onduleur est 400V et le courant primaire recommandée pour le capteur de tension est 0.01A et le courant secondaire est 0.025A. La tension supporté par ADC du DSPACE est V. donc $R_{puissance} = 40000\Omega$ et $R_{secondaire} = 400\Omega$

dans notre cas en a utilisé une résistance de puissance de 10000 Ω et une résistance secondaire de 100 Ω . pour calculer le courant de sortie d'onduleur, en utilise l'équation suivante :

$$I_{secondaire} = \frac{\text{nombre de spires } I_{primaire}}{1000} \quad (3.3)$$

$$V_{output} = I_{secondaire} R_{output} \quad (3.4)$$

le courant maximale supporter par le capteur est 50A efficace et la sortie du capteur est une tension, l'ADC du DSPACE support V.

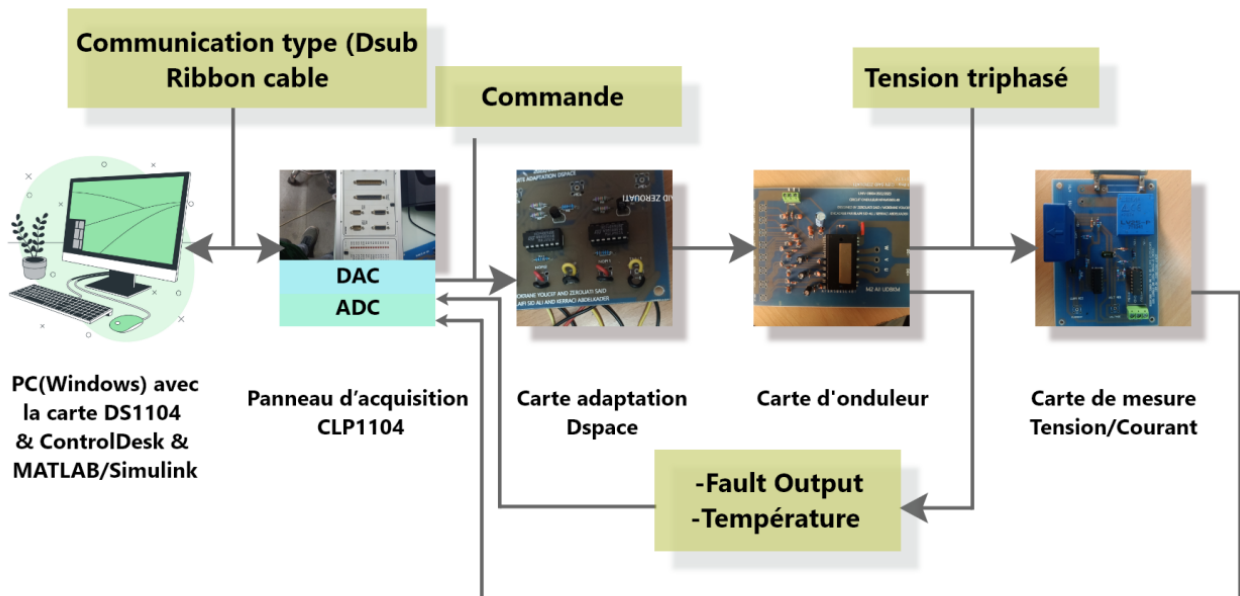


FIGURE 3.21 – Schéma du fonctionnement générale du système

3.5 Commande PI double boucle

Nous avons pris la décision de remplacer l'onduleur NFAM5065L4b par l'onduleur SEMIKRON en raison d'une erreur d'évaluation initiale. Nous avons pensé que l'onduleur NFAM5065L4b intégrait un circuit de temps mort, ce qui aurait été bénéfique pour notre application. Cependant, après des tests approfondis, nous avons découvert que cette fonctionnalité n'était pas présente dans l'onduleur NFAM5065L4b.

Le SEMIKRON est un onduleur triphasé destiné pour l'utilisation académique. Il est constitué de 6 drivers IGBT avec des circuits Snubbers, 2 condensateurs de puissance, un système de ventilation et un circuit qui permet de générer un temps mort. Il peut être mis en œuvre comme un redresseur triphasé, ou utilisé comme un hacheur.



FIGURE 3.22 – Onduleur triphasé SEMIKRON [14]

3.5.1 Circuit temp mort

Le temps mort dans les onduleurs fait référence à une courte période pendant laquelle les IGBT supérieurs et inférieurs (transistors bipolaires à grille isolée) sont désactivés simultanément pour éviter tout pic de courant ou de tension. Ce temps mort est essentiel pour éviter d'endommager les composants de l'onduleur et garantir son bon fonctionnement.

Le temps mort est généralement contrôlé par le circuit de commande de l'onduleur. Il peut être ajusté à une durée spécifique en fonction des caractéristiques des IGBT et des exigences du système. La durée du temps mort est généralement fixée dans la plage de quelques microsecondes à des dizaines de microsecondes.

L'introduction d'un temps mort a pour but d'assurer qu'il y ait un intervalle de temps entre l'extinction d'un IGBT et l'allumage de l'autre IGBT de manière complémentaire. Cet espace empêche les deux transistors de conduire simultanément, ce qui pourrait entraîner un court-circuit sur le bus DC ou d'autres effets indésirables.

En réglant correctement le temps mort, l'onduleur peut obtenir une commutation efficace et sûre des IGBT, minimisant les pertes et protégeant le système contre les dommages potentiels. La valeur spécifique du temps mort utilisé dans un onduleur dépend de divers facteurs, notamment la vitesse de

commutation des IGBT, les caractéristiques de charge et les exigences de conception globales.

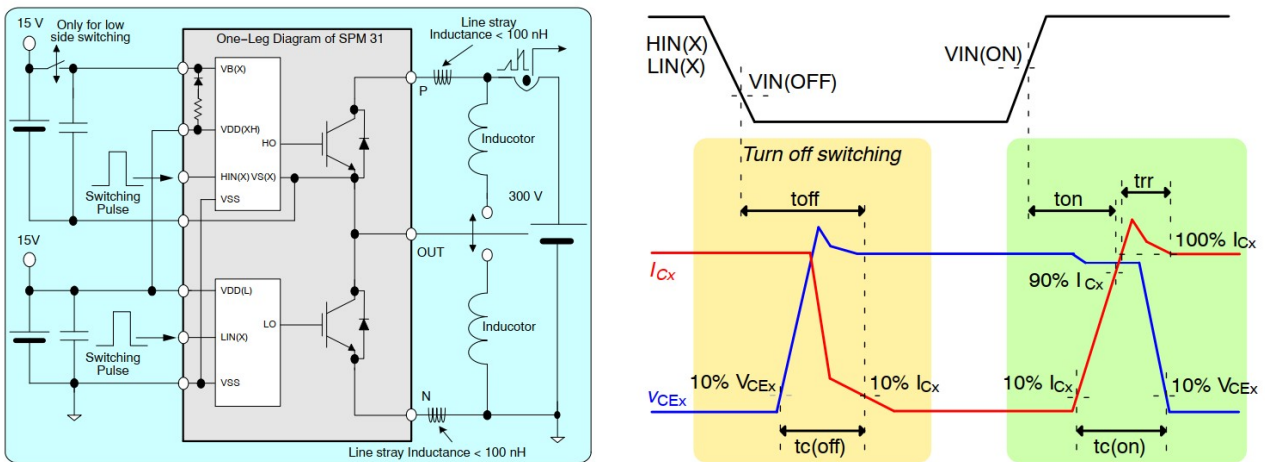


FIGURE 3.23 – Principe du temps mort dans les onduleurs [15]

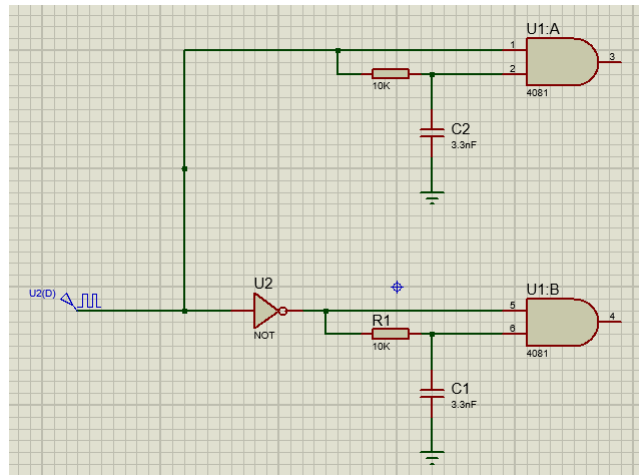


FIGURE 3.24 – Circuit du temps mort

3.5.2 Circuit Snubber

Un circuit d'amortissement, également appelé "snubber" en anglais, est un circuit électrique utilisé pour supprimer les pics de tension ou les transitoires qui se produisent dans les systèmes électroniques de puissance. Il est généralement connecté en parallèle avec un commutateur ou un dispositif semi-conducteur, comme une diode ou un transistor, pour assurer une protection et améliorer les performances globales du système. Le but principal d'un circuit d'amortissement est de réduire ou d'éliminer les dépassements de tension et les oscillations causés par l'action de commutation des dispositifs de puissance. Ces pics de tension peuvent entraîner des problèmes tels que la destruction des composants, des interférences électromagnétiques et une augmentation des pertes de commutation. En intégrant un circuit d'amortissement, ces effets indésirables peuvent être atténués [44].

Il existe deux types courants de circuits d'amortissement : les circuits d'amortissement RC et les circuits d'amortissement RCD (Résistance-Condensateur-Diode).

- Circuit d'amortissement RC : Un circuit d'amortissement RC se compose d'une résistance (R) et d'un condensateur (C) connectés en parallèle. Lorsqu'un pic de tension se produit, le condensateur absorbe une partie de l'énergie et l'empêche d'atteindre le dispositif. La résistance aide à dissiper l'énergie stockée dans le condensateur lorsque le pic de tension diminue.

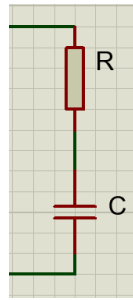


FIGURE 3.25 – Circuit Snubber RC

- Circuit d'amortissement RCD : Un circuit d'amortissement RCD comprend une résistance (R), un condensateur (C) et une diode (D). Ce type de circuit d'amortissement est couramment utilisé dans les applications de haute puissance. La diode fournit un chemin de décharge pour l'énergie stockée dans le condensateur pendant le temps de récupération inverse du dispositif principal, réduisant ainsi les dépassements de tension et les oscillations.

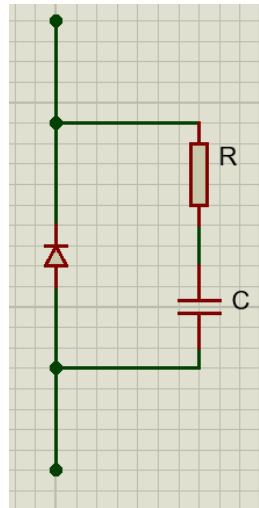


FIGURE 3.26 – Circuit Snubber RCD

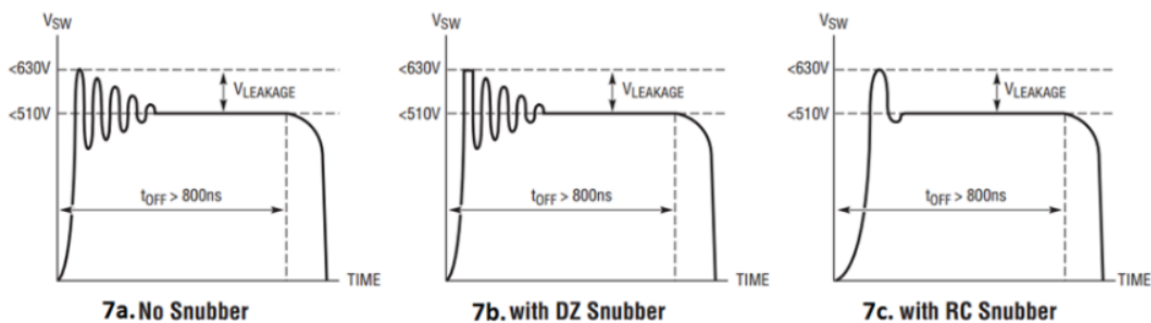


FIGURE 3.27 – Fonctionnement du circuit Snubber [16]

3.5.3 Régulateur PID

PID (Proportional-Integral-Derivative) est un algorithme de contrôle couramment utilisé dans les systèmes d'ingénierie et d'automatisation. C'est un mécanisme de contrôle en boucle fermée qui ajuste une variable de sortie en fonction de l'erreur entre la consigne désirée et la variable réelle du processus. Le régulateur PID calcule et applique des actions de contrôle en utilisant trois composantes : Proportionnelle (P), Intégrale (I) et Dérivée (D) [45].

1. **Action Proportionnelle (P)** : La composante P du régulateur PID produit une sortie proportionnelle à l'erreur entre la consigne et la variable du processus. Elle adapte l'action de contrôle en fonction de l'erreur actuelle, dans le but de réduire rapidement l'erreur [46].
2. **Action Intégrale (I)** : La composante I du régulateur PID intègre l'erreur dans le temps. Elle accumule continuellement l'erreur accumulée et applique une action corrective pour éliminer l'erreur en régime permanent. L'action intégrale aide à compenser les biais du système et assure la stabilité à long terme [46].
3. **Action Dérivée (D)** : La composante D du régulateur PID prend en compte la variation de l'erreur dans le temps. Elle fournit un effet d'amortissement en anticipant les tendances futures de l'erreur et en appliquant une action corrective pour réduire les dépassements et améliorer la réponse du système. L'action dérivée améliore la capacité du régulateur à réagir aux changements brusques de l'erreur [45].

L'action de contrôle produite par le régulateur PID est la somme des composantes proportionnelle, intégrale et dérivée, chacune multipliée par leurs coefficients de gain respectifs. Les coefficients de gain déterminent la contribution relative de chaque composante à l'action de contrôle globale. L'ajustement de ces coefficients permet de régler le régulateur PID pour obtenir les performances de contrôle souhaitées en termes de stabilité, de temps de réponse et de dépassement [45].

Les régulateurs PID sont largement utilisés dans diverses applications, notamment le contrôle de température, le contrôle de vitesse des moteurs, le contrôle de niveau dans les réservoirs et de nombreux autres systèmes de contrôle industriels. Ils offrent un équilibre entre stabilité et réactivité et peuvent être ajustés finement pour répondre aux exigences spécifiques de contrôle.

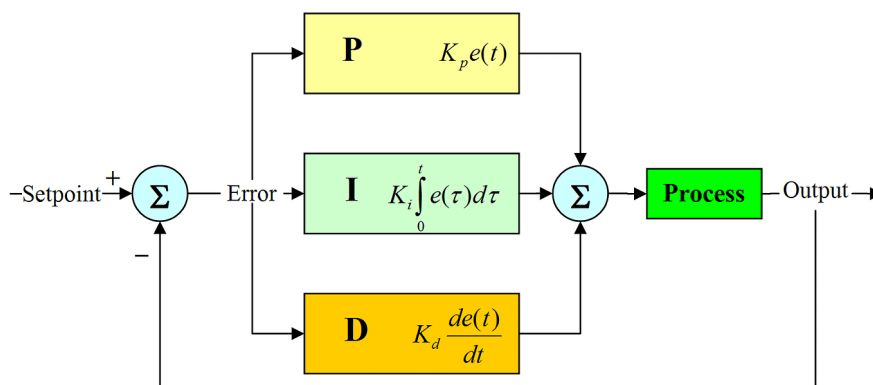


FIGURE 3.28 – Régulateur PID parallèle [17]

3.5.4 Modèle dynamique du système

On a utilisé une charge résistive avec un filtre LC

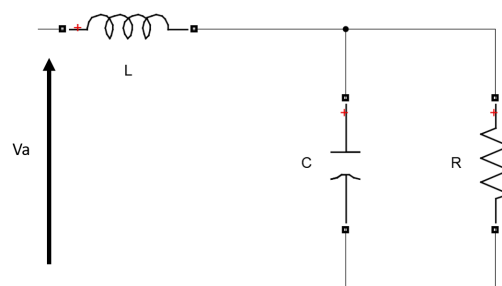


FIGURE 3.29 – Charge résistive avec un filtre LC

— Modèle espace d'état

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_a \quad (3.5)$$

$$V_{output} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.5.5 Analyse de la commande à boucles de rétroaction multiples

Un moteur à courant continu présente des similitudes avec un onduleur en termes d'utilisation d'un contrôle en cascade (contrôle à boucles multiples). Dans un système de moteur à courant continu, le courant d'induit et la tension de stator sont utilisés comme boucle de rétroaction pour obtenir une performance en régime permanent suffisante et de bonnes performances transitoires. Un onduleur présente le même scénario. Le courant de l'inducteur du filtre agit comme paramètre de boucle interne tandis que la tension de sortie est le paramètre de boucle externe. Les figures ci-dessous illustrent les boucles de tension et de courant [36].

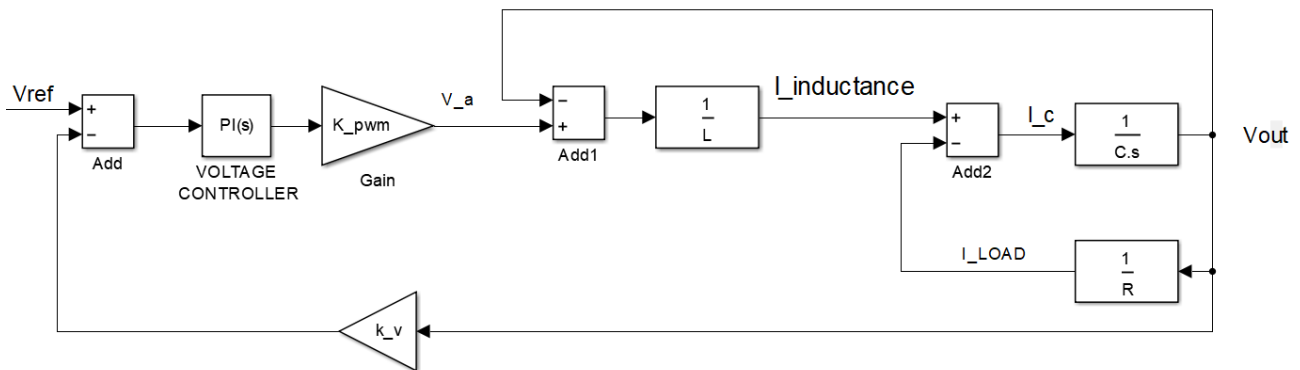


FIGURE 3.30 – Commande PI de la boucle de tension

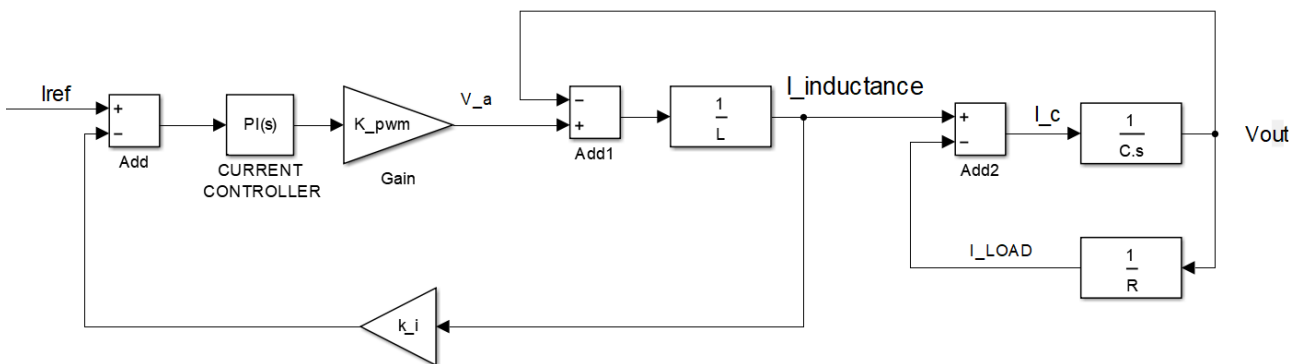


FIGURE 3.31 – Commande PI de la boucle de courant

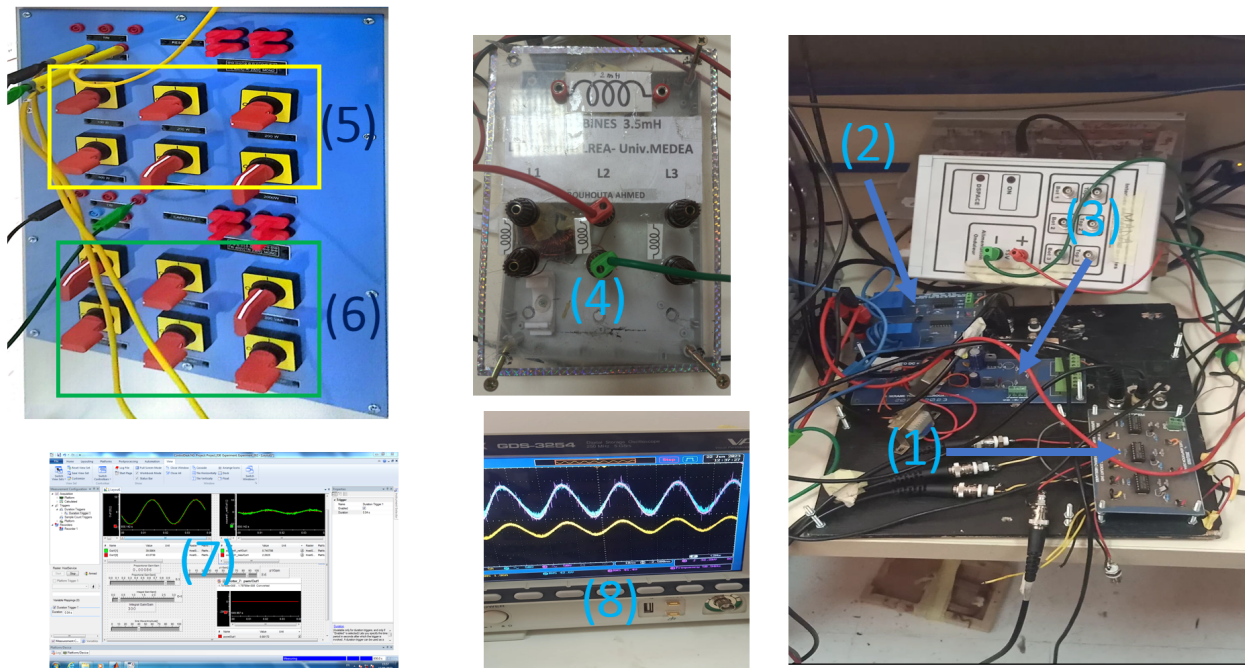


FIGURE 3.35 – Banc d'essais expérimentale

1. Carte d'adaptation.
2. Carte de mesure courant/tension.
3. Carte d'alimentation.
4. Inductance 3.5mH.
5. Résistance variable.
6. Condensateur variable.
7. Résultat dans ControlDesk.
8. Résultat dans l'oscilloscope.

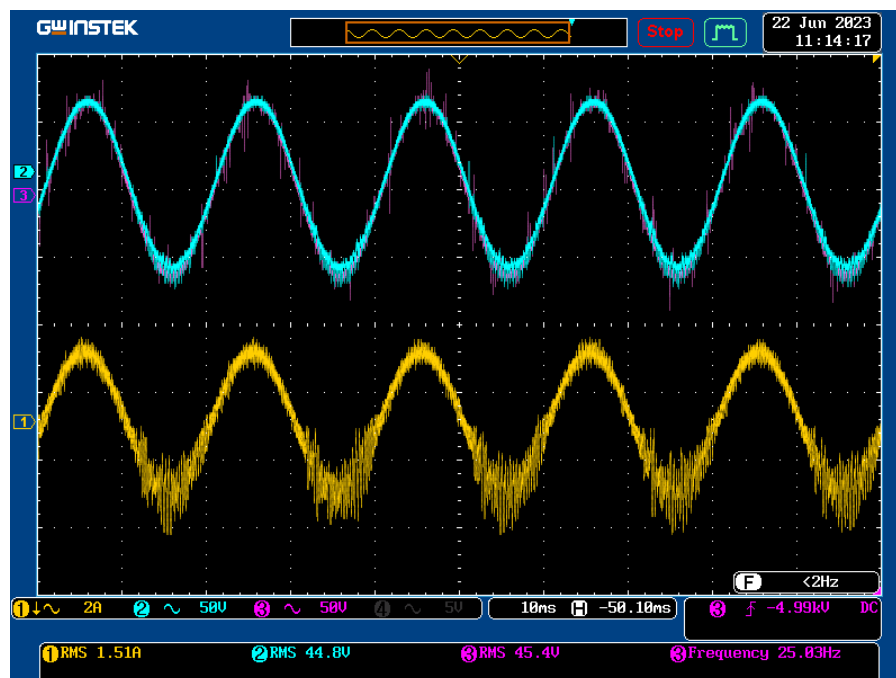


FIGURE 3.36 – Signal de tension et du courant avec la commande PI double boucle

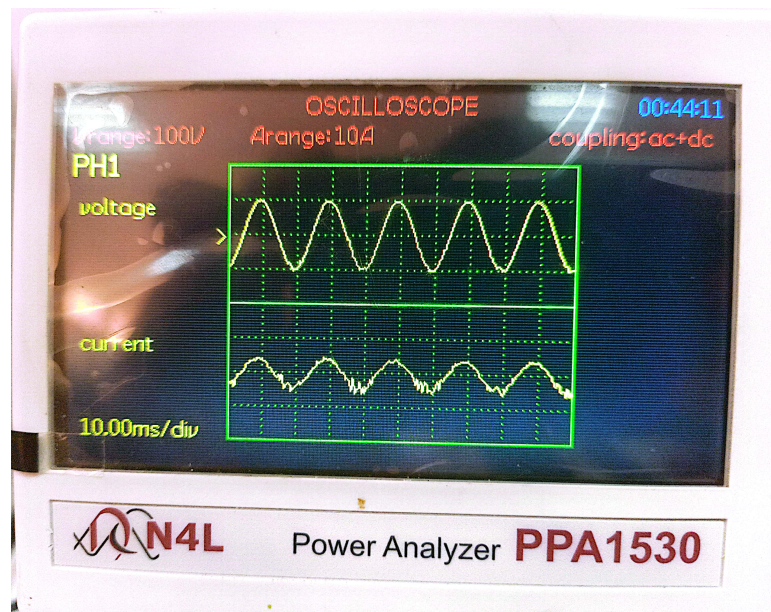


FIGURE 3.37 – Signaux de sortie courant/tension dans le POWER ANALYSER

Les résultats obtenus ont montré que le THD de la tension était de 1,11%. Cela indique que la distorsion harmonique dans la tension générée par l'onduleur est relativement faible. Une valeur de THD inférieure à 5% est généralement considérée comme acceptable pour de nombreuses applications électriques. Une faible valeur de THD est souhaitable car elle garantit un fonctionnement plus stable et une meilleure qualité de l'énergie électrique fournie par l'onduleur. En maintenant un faible THD de tension, l'onduleur contribue à minimiser les distorsions harmoniques indésirables et à fournir une tension de sortie plus propre et plus proche de la sinusoïde idéale.

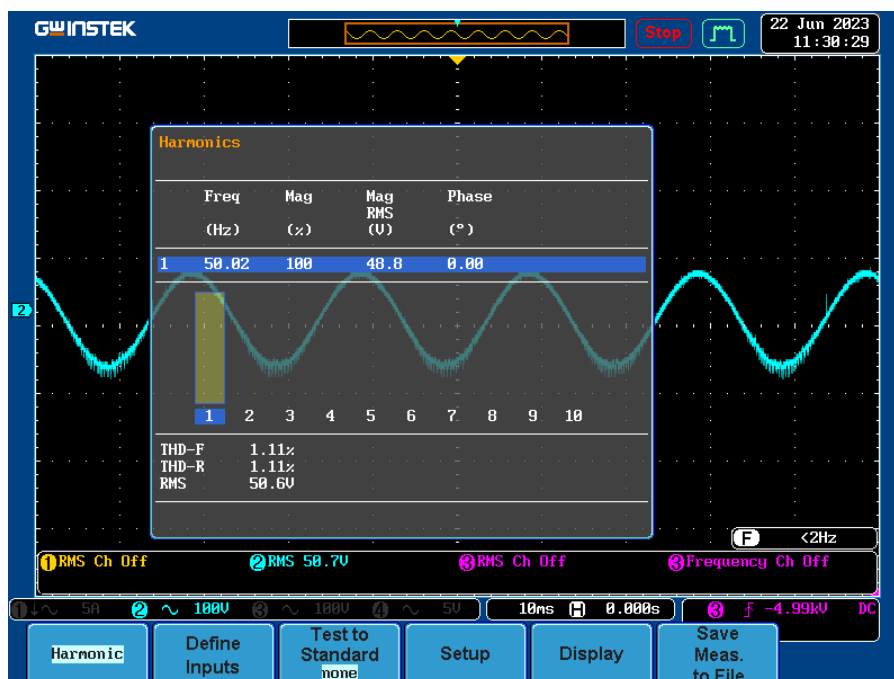


FIGURE 3.38 – THD de la tension de sortie de l'onduleur

Le THD (Total Harmonic Distortion) du courant mesuré dans l'inductance de l'onduleur était de 1,67%. Cette valeur témoigne d'une faible distorsion harmonique présente dans le courant généré par l'onduleur.

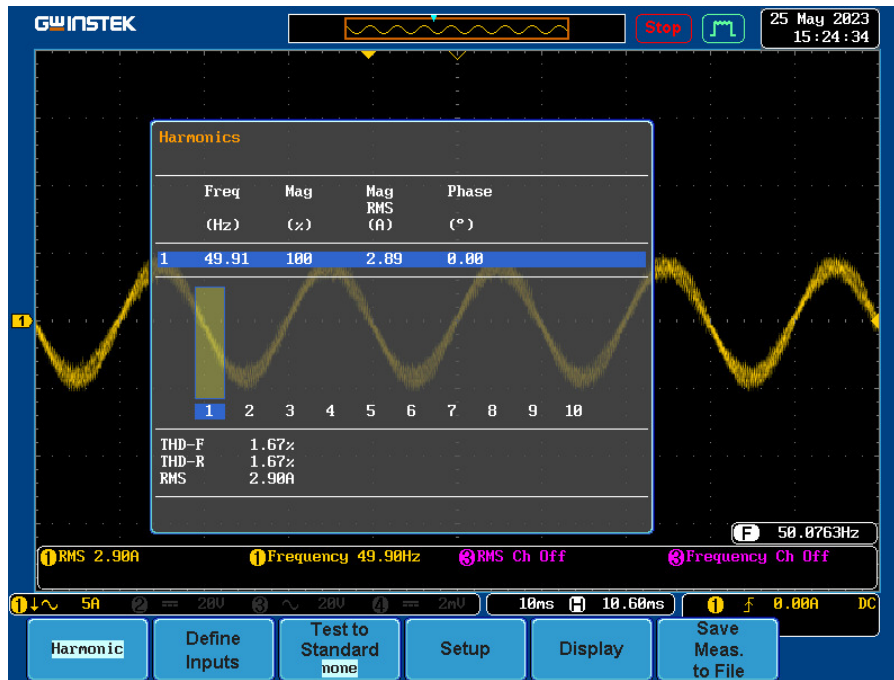


FIGURE 3.39 – THD du courant de sortie de l'onduleur

3.6.1 Régime transitoire et dynamique

- Lorsque la commande est activée, la boucle intérieure de régulation du courant utilise la différence entre le courant de l'inductance mesuré et la référence de courant pour ajuster les paramètres de l'onduleur, afin de maintenir le courant de sortie proche de la référence. Simultanément, la boucle extérieure de régulation de la tension utilise la différence entre la tension de sortie mesurée et la référence de tension pour ajuster les paramètres de l'onduleur et maintenir la tension de sortie proche de la référence.

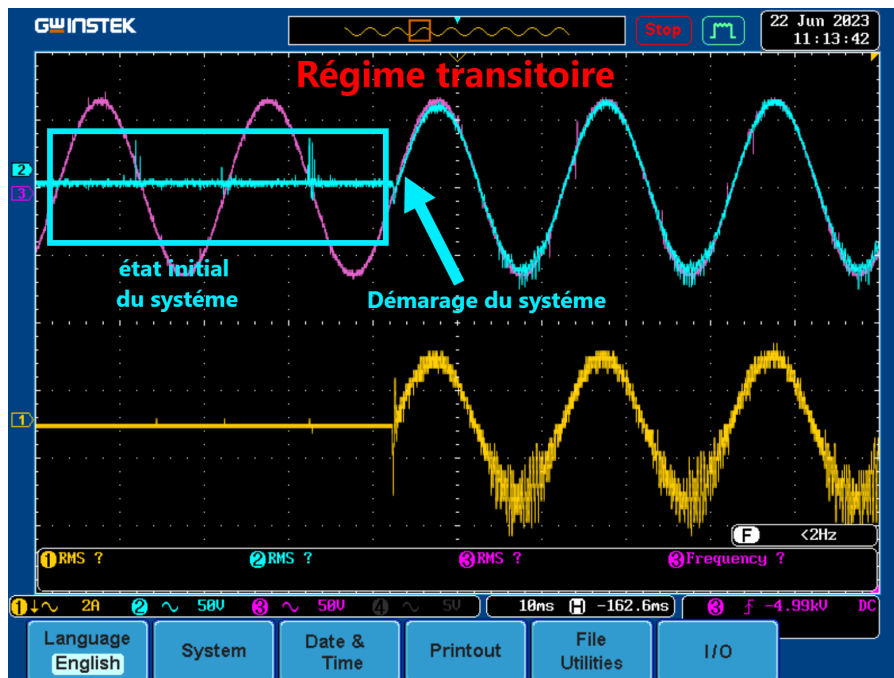


FIGURE 3.40 – Régime transitoire pour la commande PI double boucle

Pendant le régime transitoire, la commande PI à double boucle tente d'ajuster les paramètres de l'onduleur de manière progressive pour réduire l'écart entre le courant et la tension de sortie

réels et leurs références respectives. Cela peut entraîner des variations et des oscillations dans le courant et la tension de sortie, mais l'objectif est de minimiser ces variations et de permettre au système de converger vers la référence souhaitée.

Au fur et à mesure que le régime transitoire progresse, la commande PI à double boucle ajuste continuellement les paramètres de l'onduleur pour réduire l'écart et atteindre finalement un état stable où le courant et la tension de sortie suivent la référence de manière précise.

- Pour le régime dynamique, lorsque la valeur de la résistance change, le courant de sortie de l'onduleur sera affecté. La relation entre la résistance de charge et le courant de sortie de l'onduleur dépend sur la loi d'OHM.

$$V = RI \quad (3.12)$$

Une augmentation de la résistance va entraîner une diminution du courant de sortie de l'onduleur, tandis qu'une diminution de la résistance va entraîner une augmentation du courant de sortie.

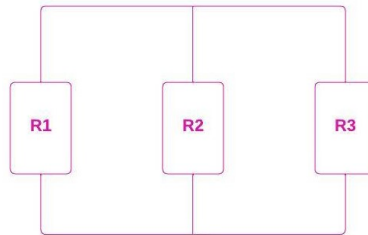


FIGURE 3.41 – Charge résistive utilisé dans l'essai

avec : $R1 = 106\Omega$, $R2 = 53\Omega$, $R3 = 27\Omega$

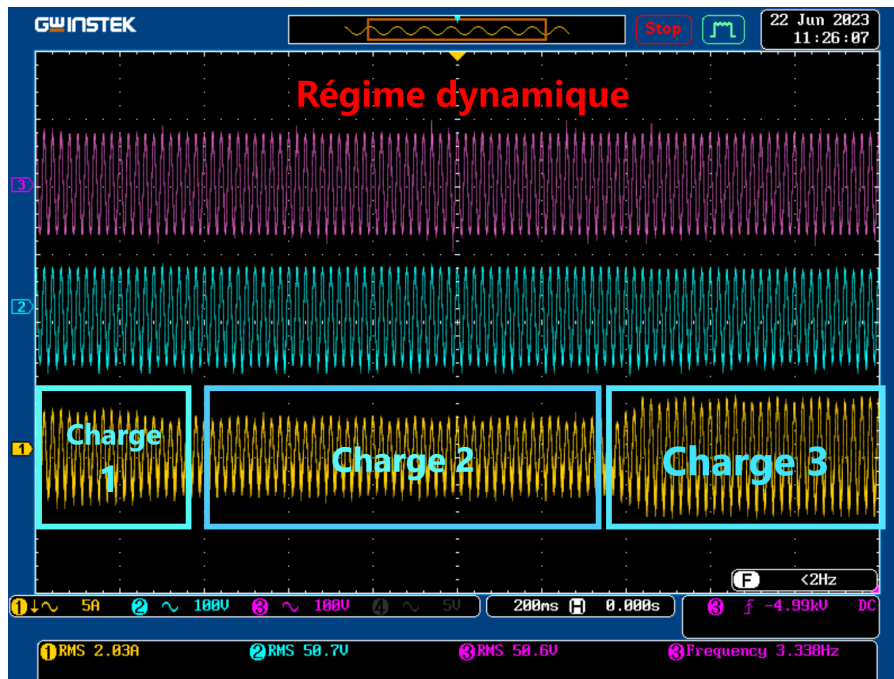


FIGURE 3.42 – Régime dynamique pour la commande PI double boucle

- Charge 1 : R1 avec R3 en parallèle.(21.5 Ω)
- Charge 2 : (106 Ω)
- Charge 3 : R1 avec R2 et R3 en parallèle.(15.3 Ω)

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes concentrés sur la conception et la réalisation des cartes interfaces nécessaires pour la mise en œuvre de la commande de l'onduleur. Notre objectif était de développer des cartes qui permettent de mesurer le courant et la tension, ainsi que d'établir une interface efficace avec la carte dSPACE 1104, la carte de l'onduleur et la carte d'alimentation.

Pour réaliser les cartes de mesure du courant et de la tension, ainsi que la carte d'adaptation avec la carte dSPACE 1104 et la carte d'alimentation, nous avons suivi une approche méthodique.

Cependant, lors de l'évaluation initiale, nous avons commis une erreur en pensant que l'onduleur NFAM5065L4b intégrait un circuit de temps mort, ce qui aurait été bénéfique pour notre application. Après des tests approfondis, nous avons découvert que cette fonctionnalité n'était pas présente dans l'onduleur NFAM5065L4b.

Face à cette réalisation, nous avons pris la décision de remplacer l'onduleur NFAM5065L4b par l'onduleur SEMIKRON. Nous avons adapté notre commande en utilisant la commande PI double boucle pour le nouvel onduleur SEMIKRON. Les résultats obtenus se sont révélés satisfaisants, démontrant une bonne régulation en régime transitoire ainsi qu'en régime dynamique. La tension de sortie a bien suivi la référence définie dans la commande PI, ce qui démontre l'efficacité de notre approche de contrôle. De plus, nous avons réussi à maintenir un taux de distorsion harmonique total (THD) très bas dans la tension et le courant de sortie de l'onduleur. Cela garantit une qualité élevée sans distorsions indésirables.

En conclusion, ce chapitre a permis de mettre en évidence l'importance de la conception et de la réalisation des cartes interfaces pour la commande de l'onduleur. Malgré une erreur d'évaluation initiale, nous avons su prendre les mesures nécessaires pour corriger la situation et obtenir des résultats satisfaisants avec l'onduleur SEMIKRON.

Conclusion Générale

Dans ce travail , nous avons réaliser des cartes interfaces pour commander les onduleurs. Le premier chapitre a posé les bases théoriques nécessaires en présentant une introduction générale sur l'électronique de puissance et en soulignant son importance dans divers domaines. Nous avons examiné en détail les avantages et les inconvénients des onduleurs , ainsi que leurs applications dans des domaines tels que les énergies renouvelables , les véhicules électriques , et les systèmes de conversion d'énergie.

Dans ce même chapitre , nous avons également étudié les principes de fonctionnement des onduleurs monophasés et triphasés. Nous avons expliqué comment les transistors peuvent être utilisés pour convertir la tension continue en tension alternative , en fonction des besoins de l'application. De plus , nous avons abordé les différentes techniques de commande utilisées pour contrôler avec précision les onduleurs monophasés et triphasés , en soulignant leur importance pour assurer une régulation précise de la tension de sortie et garantir la qualité de l'alimentation électrique.

Dans le deuxième chapitre , nous avons mentionné des techniques de commande conventionnelle des onduleurs , ainsi que sur les techniques de régulation externe de la tension de sortie alternative et de la tension d'entrée continue. Nous avons examiné en détail les techniques de commande 120° et 180° , ainsi que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs monophasés et triphasés avec des charges résistives et inductives. Nous avons constaté que la commande 120° permet de réduire le taux de distorsion harmonique (THD) du courant par rapport à la commande 180° , améliorant ainsi la qualité de l'alimentation.

Nous avons également exploré l'utilisation du filtre LC en conjonction avec la commande MLI pour les onduleurs triphasés. L'ajout d'un filtre LC permet d'atténuer les harmoniques indésirables dans la tension de sortie , améliorant ainsi la qualité de l'alimentation électrique.

Le troisième chapitre s'est concentré sur la conception et la réalisation des cartes interfaces nécessaires à la mise en œuvre de la commande de l'onduleur. Nous avons développé des cartes de mesure du courant et de la tension , ainsi qu'une carte d'adaptation pour une interface efficace avec la carte dSPACE 1104 , la carte de l'onduleur et la carte d'alimentation. Bien que nous ayons initialement commis une erreur en évaluant l'onduleur NFAM5065L4b , nous avons réussi à corriger la situation en remplaçant cet onduleur par l'onduleur SEMIKRON. Nous avons adapté notre commande en utilisant la commande PI double boucle pour l'onduleur SEMIKRON , ce qui a permis d'obtenir des résultats satisfaisants en termes de régulation en régime transitoire et dynamique , ainsi qu'un faible taux de distorsion harmonique (THD) dans la tension et le courant de sortie.

ANNEXE

Intelligent Power Module (IPM), 650 V, 50 A

NFAM5065L4B

General Description

The NFAM5065L4B is a fully-integrated inverter power module consisting of an independent High side gate driver, LVIC, six IGBT's and a temperature sensor (VTS), suitable for driving permanent magnet synchronous (PMSM) motors, brushless DC (BLDC) motors and AC asynchronous motors. The IGBT's are configured in a three-phase bridge with separate emitter connections for the lower legs for maximum flexibility in the choice of control algorithm.

The power stage has under voltage lockout protection (UVP). Internal boost diodes are provided for high side gate boost drive.

Features

- Three-phase 650 V, 50 A IGBT Module with Independent Drivers
- Active Logic Interface
- Built-in Undervoltage Protection (UVP)
- Integrated Bootstrap Diodes and Resistors
- Separate Low-side IGBT Emitter Connections for Individual Current Sensing of Each Phase
- Temperature Sensor (VTS)
- UL1557 Certified (File No.339285)
- This Device is Pb-Free and RoHS Compliant

Typical Applications

- Industrial Drives
- Industrial Pumps
- Industrial Fans
- Industrial Automation

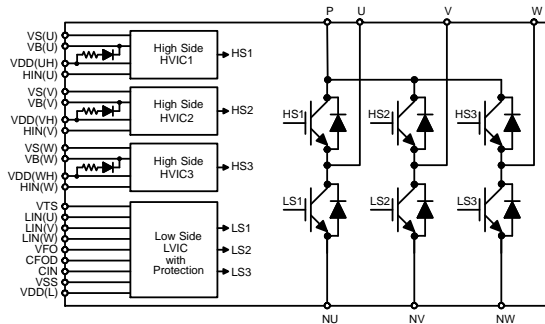
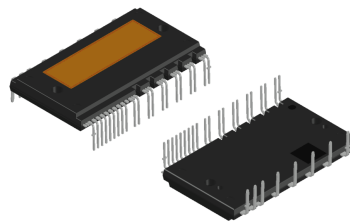


Figure 1. Application Schematic



ON Semiconductor®

www.onsemi.com



DIP39, 54.5x31.0 EP-2
CASE MODGX

MARKING DIAGRAM



Device marking is on package top side

NFAM5065L4B = Specific Device Code
 ZZZ = Assembly Lot Code
 A = Assembly Location
 T = Test Location
 Y = Year
 WW = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
NFAM5065L4B	DIP39 54.5 x 31.0 (Pb-Free)	90 / Box

AND9933/D

PCB Layout Guidance

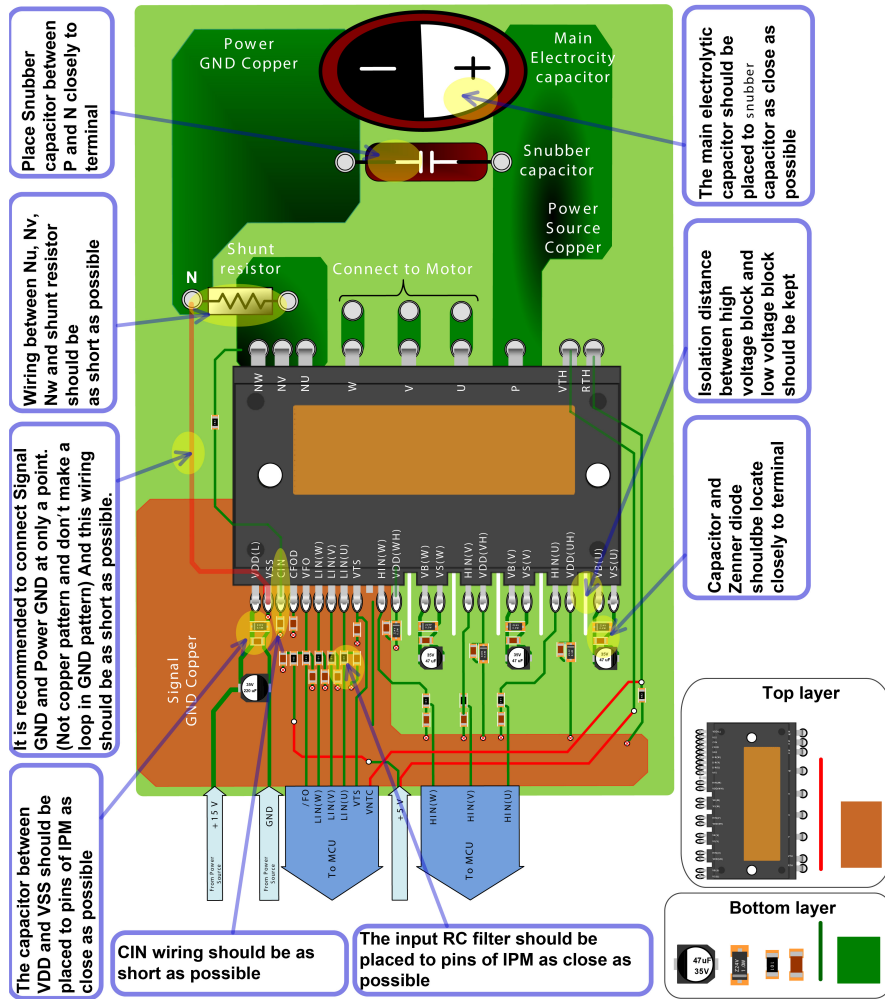


Figure 36. Print Circuit Board (PCB) Layout Guidance for SPM 31 Series

SPM is registered trademark of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) or its subsidiaries in the United States and/or other countries.

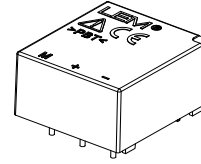
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$U_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal RMS current	10	mA		
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 ... ±14	mA		
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$		
		with ±12 V	@ ±10 mA _{max}	30	190
		@ ±14 mA _{max}	30	100	Ω
	with ±15 V	@ ±10 mA _{max}	100	350	Ω
	@ ±14 mA _{max}	100	190	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal RMS current	25	mA		
N_p/N_s	Turns ratio	2500 : 1000			
U_C	Supply voltage (±5 %)	±12 ... 15	V		
I_C	Current consumption	10 (@ ±15 V) + I_S	mA		

Accuracy - Dynamic performance data

ε_{tot}	Total error @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$ @ ±12 ... 15 V	±0.9	%		
		@ ±15 V (±5 %)	±0.8	%	
ε_L	Linearity error	< 0.2	%		
I_O	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
			±0.15	mA	
I_{OT}	Temperature variation of I_O	0 °C ... +25 °C	±0.06	±0.25	mA
		+25 °C ... +70 °C	±0.10	±0.35	mA
t_{D90}	Delay time ¹⁾ to 90 % of the final output value for U_{PN} step 40		μs		

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 ... +70	°C
T_{Ast}	Ambient storage temperature	-25 ... +85	°C
R_P	Resistance of primary (winding) @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Resistance of secondary winding @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Note: ¹⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit).

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

- Industrial.

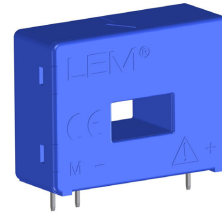


Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.



$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal RMS current	50	A					
I_{PM}	Primary current, measuring range	0 ... ± 70	A					
R_M	Measuring resistance	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$						
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$					
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	10	100	60	95	Ω
			@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50	160	135	155	Ω
	@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal RMS current	50	mA					
N_p/N_s	Turns ratio	1 : 1000						
U_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V					
I_C	Current consumption (± 2)	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA					

Accuracy - Dynamic performance data

ϵ	Error @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5\%$)	± 0.90	%
ϵ_L	Linearity error		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
			± 0.2	mA
I_{OM}	Magnetic offset current ³⁾ @ $I_p = 0$ and specified R_M , after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA
I_{OT}	Temperature variation of I_O	$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6
		$-40^\circ\text{C} \dots -25^\circ\text{C}$	± 0.2	± 1.0
t_{D10}	Delay time @ 10 % of I_{PN}		< 500	ns
t_{D90}	Delay time to 90 % of I_{PN} ⁴⁾		< 1	μs
BW	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC ... 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
R_S	Resistance of secondary winding	@ $T_A = 70^\circ\text{C}$	80
		@ $T_A = 85^\circ\text{C}$	85
m	Mass	18	g
	Standards	EN 50178: 1997 UL 508: 2010	

Notes: ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\max}$

²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\max}$

³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit

⁴⁾ For a $di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$.

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulating plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application domain

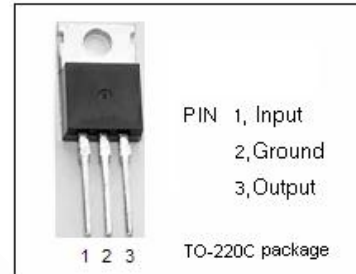
- Industrial.



INCHANGE Semiconductor

isc Three Terminal Positive Voltage Regulator**L7805CV****FEATURES**

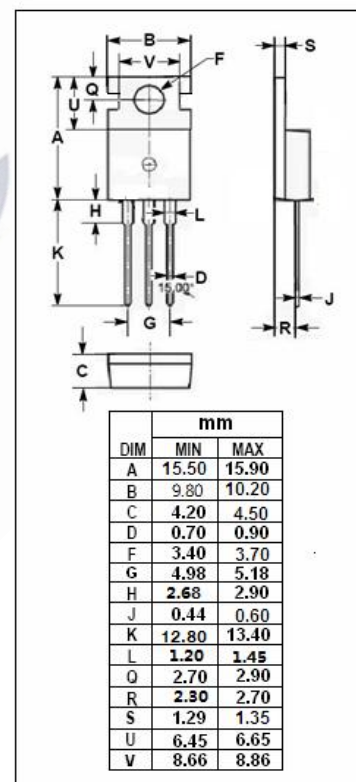
- Output current in excess of 1.5A
- Output voltage of 5V
- Internal thermal overload protection
- Output transition Safe-Area compensation

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(T_a=25°C)**

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _i	DC input voltage	35	V
I _o	Output current	internally limited	
P _{tot}	Power dissipation	internally limited	
T _{OP}	Operating junction temperature	-40~125	°C
T _{stg}	Storage temperature	-55~150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	MAX	UNIT
R _{thj-c}	Thermal Resistance, Junction to Case	3	°C/W
R _{thj-a}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

isc website: www.iscsemi.com

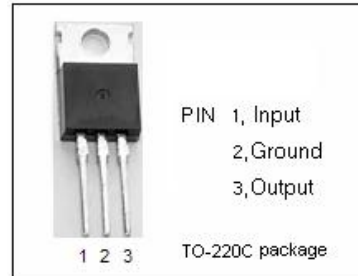
isc & iscsemi is registered trademark



INCHANGE Semiconductor

isc Three Terminal Positive Voltage Regulator**L7815CV****FEATURES**

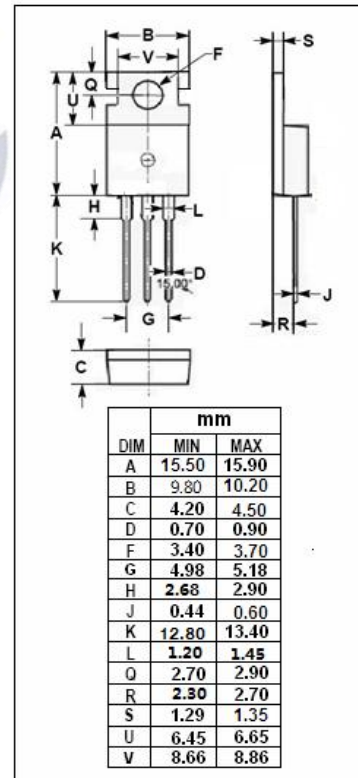
- Output current in excess of 1.5A
- Output voltage of 15V
- Internal thermal overload protection
- Output transition Safe-Area compensation
- Minimum Lot-to-Lot variations for robust device performance and reliable operation

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(T_a=25°C)**

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _i	DC input voltage	30	V
I _o	Output current	internally limited	
P _{tot}	Power dissipation	internally limited	
T _{OP}	Operating junction temperature	0~150	°C
T _{stg}	Storage temperature	-55~150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	MAX	UNIT
R _{thj-c}	Thermal Resistance, Junction to Case	5	°C/W
R _{thj-a}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

isc website: www.iscsemi.com

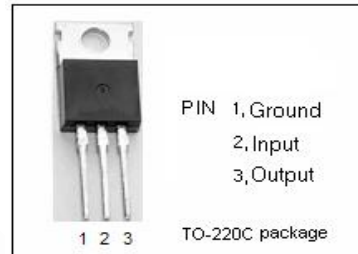
isc & iscsemi is registered trademark



INCHANGE Semiconductor

isc Three Terminal Negative Voltage Regulator**L7915CV****FEATURES**

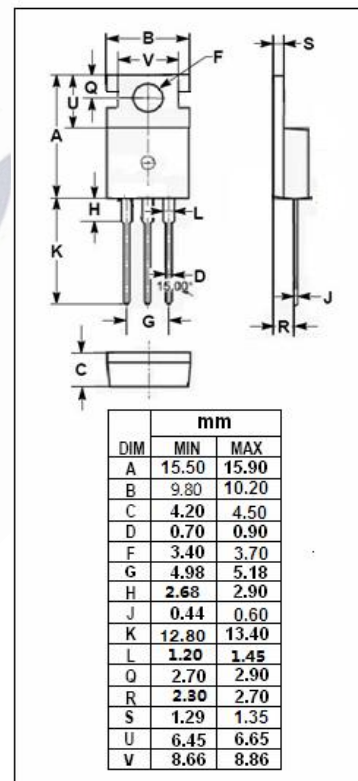
- Output current in excess of 1A
- Output voltage of -15V
- Internal thermal overload protection
- Output transition Safe-Area compensation
- Minimum Lot-to-Lot variations for robust device performance and reliable operation

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(T_a=25°C)**

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V _i	DC input voltage	-30	V
I _o	Output current	internally limited	
P _{tot}	Power dissipation	internally limited	
T _{OP}	Operating junction temperature	0~150	°C
T _{stg}	Storage temperature	-65~150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	MAX	UNIT
R _{thj-c}	Thermal Resistance, Junction to Case	3	°C/W
R _{thj-a}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	50	°C/W

isc website: www.iscsemi.com

1 isc & iscsemi is registered trademark

TOSHIBA

TC4069UBP/UBF/UBFT

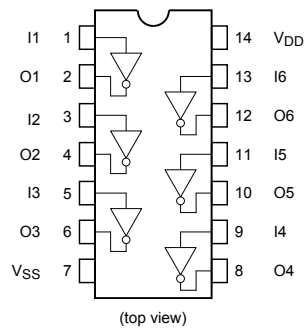
TOSHIBA CMOS Digital Integrated Circuit Silicon Monolithic

TC4069UBP, TC4069UBF, TC4069UBFT

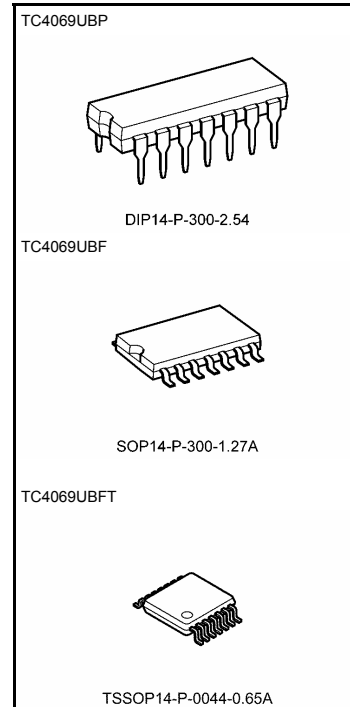
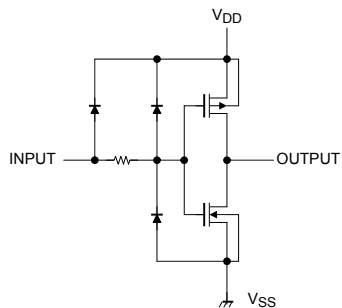
TC4069UB Hex Inverter

TC4069UB contains six circuits of inverters. Since the internal circuit is composed of a single stage inverter, this is suitable for the applications of CR oscillator circuits, crystal oscillator circuits and linear amplifiers in addition to its application as inverters.

Because of one stage gate configuration, the propagation time has been reduced.

Pin Assignment**Circuit Diagram**

1/6 TC4069UB



Weight
 DIP14-P-300-2.54 : 0.96 g (typ.)
 SOP14-P-300-1.27A : 0.18 g (typ.)
 TSSOP14-P-0044-0.65A : 0.06 g (typ.)

Start of commercial production
1978-04

Bibliographie

- [1] Wikiwand. Alimentation sans interruption. https://www.wikiwand.com/fr/Alimentation_sans_interruption, 2020.
- [2] RenovEnergy. C'est quoi la différence entre un micro-onduleur et un onduleur centralisé ? <https://renovenergy.be/cest-quoi-la-difference-entre-un-micro-onduleur-et-un-onduleur-centralise-copy/>, 2021. Accessed on April 15, 2023.
- [3] Stateline. Why cutting car and truck emissions is so hard. <https://www.stateline.org/2020/01/15/why-cutting-car-and-truck-emissions-is-so-hard/>, 2020. Accessed on January 15, 2020.
- [4] Socomec. Onduleurs triphasés. <https://www.socomec.fr/fr/c/onduleurs-triphases>, 2022.
- [5] Circuit Digest. Three phase inverter circuit diagram - 120 degree and 180 degree conduction mode. <https://circuitdigest.com/tutorial/three-phase-inverter-circuit-diagram-120-degree-and-180-degree-conduction-mode>, November 2019. Accessed on November 29, 2019.
- [6] INCHANGE Semiconductor. Semiconductors - made-in-china.com. https://fr.made-in-china.com/tag_search_product/Semiconductors_ehnnn_160.html, 2021.
- [7] ONSEMI. Intelligent power module (ipm), 650 v, 50 a. www.onsemi.com, 2021.
- [8] Gabontronic. Régulateur de tension lm 7812. <https://www.gabontronic.com/product-page/r%C3%A9gulateur-de-tension-lm-7812>, 2019.
- [9] INCHANGE Semiconductor. L7808cv 17808 transistor to-220 three terminal voltage regulator 8v. https://fr.made-in-china.com/co_jdp-ic/product_L7808CV-L7808-Transistor-to-220-Three-Terminal-Voltage-Regulator-8V_erohonong.html, 2019.
- [10] Gabontronic. Régulateur de tension lm 7812. <https://www.gabontronic.com/product-page/r%C3%A9gulateur-de-tension-lm-7812>, 2019.
- [11] SEMIC. Ltrp-la55-p. <https://www.semic.info/ltrp-la55-p-en/>, 2020.
- [12] SEMIC. Ltrp-la55-p - semiconductor. <https://www.semic.info/ltrp-la55-p-en/>, 2021.
- [13] Hprobe. Sensor test solutions. <https://www.hprobe.com/sensor-test/>, 2022.
- [14] Kit-Elec-Shop. Redresseur à thyristors pédagogique semiteach. <https://www.kit-elec-shop.com/fr/kits-de-materiels/5290-redresseur-a-thyristors-pedagogique-semiteach-08753402ae.html>, 2021.
- [15] Electronics-Lab. 600v 30a ipm module carrier board for variable frequency drive (vfd). <https://www.electronics-lab.com/project/600v-30a-ipm-module-carrier-board-for-variable-frequency-drive-vfd/block-7/>, 2021. Accessed on 20 July 2021.
- [16] Analog Devices. No opto-flyback dc/dc converters snubber protection circuits. <https://www.analog.com/en/technical-articles/no-opto-flyback-dc-dc-converters-snubber-protection-circuits.html>, 2022.

- [17] Genndih. Different ways of proportional control. <https://www.genndih.com/fr/news/different-ways-of-proportional-control.html>, 08 2021. Accessed on April 2021.
- [18] L. Umanand. *Power Electronics : Essentials and Applications*. Wiley, 2018.
- [19] Bimal K. Bose. *Power Electronics and Motor Drives : Advances and Trends*. Elsevier, 2006.
- [20] Mourad Ben Boudaoud and Zahra Mokrani. Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur mli en utilisant la carte dspace 1104, 2012. Mémoire de Master II en Électrotechnique, Option : Commande des Systèmes Électriques, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, Faculté de Technologie, Département de Génie Électrique, Année académique : 2011/2012.
- [21] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*. Wiley, 2003.
- [22] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2017.
- [23] D. Fewson. *Introduction to Power Electronics*. CRC Press, 2019.
- [24] M. H. Rashid. *Power Electronics : Advanced Topics and Designs*. CRC Press, 2017.
- [25] John G. Kassakian, Martin F. Schlecht, and George C. Verghese. *Power Electronics : Principles and Applications*. Elsevier, 2015.
- [26] M. H. Rashid. *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits, and Applications*. Elsevier, 2018.
- [27] B. W. Williams. *Power Electronics : Devices, Drivers, Applications, and Passive Components*. CRC Press, 2017.
- [28] Erickson R and Maksimovic D. *Advanced Power Electronics Converters : PWM Converters Processing AC Voltages*. Wiley, 2005.
- [29] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics : Circuits, Devices, and Applications*. Pearson, 2013.
- [30] Joseph Vithayathil. *Power Electronics : Principles and Applications*. Oxford University Press, 2017.
- [31] Kheireddine Dellalou. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux (mli st et mli vectorielle), 2019. Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master, BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA, Faculté : Sciences de L'Ingénierat, Département : Électromécanique.
- [32] Fang Lin Luo and Hong Ye. *Power Electronics : Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, 2013.
- [33] Mohan M and Arora G. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*. Cengage Learning, 2018.
- [34] Abdelouahab Bahi and Mohammed Riadh Djedidi. Commande d'un onduleur triphasé par différents techniques mli en utilisant la carte dspace, 2021. Mémoire de Fin d'Etude en vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE, Domaine : Sciences et Technologie, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, Filière : Génie Électrique, Spécialité : Commande Électrique.
- [35] Somia Hamadene and Khedidja Haddouche. Conception, réalisation et commande numérique d'un onduleur de tension triphasé, 2021. Mémoire présenté pour obtenir LE DIPLOME DE MASTER, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi-Bordj Bou Arreridj, Filière : Electronique, Spécialité : Industrie Electronique,.
- [36] Fethi Chouaf. Commande d'un onduleur triphasé « etude expérimentale », 2014. Mémoire de Fin d'Études en vue de l'obtention du diplôme de Master en Génie Électrique, Spécialité : Ingénierie des Systèmes Électromécaniques, Faculté de Technologie, Département de Génie Électrique, Année académique : 2013/2014.
- [37] G. Karthikeyan and S. Jeevananthan. Comparison of spwm and svpwm techniques for inverter applications. *International Journal of Engineering Research and General Science*, 3 :246–251, 2015.
- [38] H. K. Singh and R. S. Meena. A comparative study of spwm and svpwm control techniques for inverter applications. *International Journal of Scientific Research*, 3 :356–361, 2014.

- [39] A. A. Sahlab and M. F. Ahmed. Analysis and comparison of spwm and svpwm control techniques for voltage source inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 9 :951–959, 2018.
- [40] M. Khan and R. O. Azam. Comparison of different modulation techniques for voltage source inverters. *Journal of Electrical Engineering and Automation*, 1 :1–8, 2019.
- [41] N. M. A. Abdalla and I. A. Osman. Comparative study of spwm and svpwm techniques for voltage source inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11 :1084–1092, 2020.
- [42] Ds1104 r&d controller board. [Online]. Available : <https://www.dspace.com/fr/fra/home/products/hw/singbord/ds1104.cfm>. Accessed : 2014.
- [43] On semiconductor nfam506514b intelligent power module. [Online]. Available : <https://www.onsemi.com/products/discrete-power-modules/power-modules/intelligent-power-modules-ipms/nfam506514b>. Accessed : 2020.
- [44] InstrumentsTools. Comment fonctionne un circuit d’amortissement (snubber), ND.
- [45] Katsuhiko Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, illustrated edition, 2010.
- [46] Richard C. Dorf and Robert H. Bishop. *Modern Control Systems, Global Edition*. Pearson Education, 13 edition, 2018.