جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
ⵜⴰⵙⴷⴰⵡⵉⵜ ⵙⵉⴷⵉ ⵎⵓⵃⵎⴷ ⴱⵏ ⵄⴱⴷⵍⵍⴰⵀ ⴱ ⴼⴰⵙ
UNIVERSITÉ SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH DE FES

كلية العلوم والتقنيات فاس
ⵜⴰⵖⵡⵍⵉⵜ ⵏ ⵜⵣⵔⴼⵜⵉⵏ ⴷ ⵜⵙⵙⵏⵜⵉⵏ ⴼⴰⵙ
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE FÈS

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre 29 / 2020

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mr : DIOURI OMAR

Spécialité : Génie Electrique

Sujet de la thèse : **Conception et contrôle robuste d'un onduleur photovoltaïque**

Thèse présentée et soutenue le 27/07/2020 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
EL BACHTIRI RACHID	PES	EST-Fès	Président
BROURI ADIL	PH	ENSAM-Meknès	Rapporteur
EL MARKHI HASSAN	PES	FST-Fès	Rapporteur
JARROU TARIK	PH	ENSA-Kénitra	Rapporteur
RAHMOUNE MILOUD	PES	EST-Meknès	Examinateur
EL MOUSSAOUI HASSAN	PH	FST-Fès	Examinateur
ES-SBAI NAJIA ERRAHIMI FATIMA	PES PES	FST-Fès	Directeurs de thèse

OUAZZANI JAMIL MOHAMED	PES	UPF-Fès	Invité

Laboratoire d'accueil : Systèmes Intelligents, Géoressources et Energies Renouvelables (SIGER)

Etablissement : Faculté des Sciences et Techniques de Fès

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

Résumé de la thèse

Les onduleurs photovoltaïques (PV) jouent un rôle vital dans tout système d'énergie solaire et sont considérés comme l'élément intelligent de ce système. Le but de cette thèse est de développer des solutions permettant d'améliorer les performances des onduleurs PV. En effet nous avons proposé une nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade, qui permet de réduire le nombre de composants de commutation ainsi la réduction de son coût et la taille du circuit, même si avec cette nouvelle topologie, la taille du circuit de puissance de l'onduleur est importante, ce qui nous a poussé à améliorer la partie commande de l'onduleur classique. En fait, nous avons développé un contrôleur performant et robuste basé sur l'approche de backstepping pour commander un onduleur PV monophasé en mode autonome. En effet, nous avons combiné cette stratégie de commande à l'algorithme Maximum Power Point Tracking (MPPT) pour une extraction efficace de la puissance maximale des panneaux PV. Nous l'avons appliqué aussi à l'onduleur pont en H afin de réguler la tension de sortie et de stabiliser sa fréquence pour avoir une forme purement sinusoïdale de la tension aux bornes de la charge avec un faible taux de distorsion des harmoniques. Par la suite, nous avons synthétisé un contrôleur intelligent pour un onduleur raccordé au réseau à base du réseau de neurones artificiels. Cette commande permet de réinjecter le courant dans le réseau électrique en phase avec la tension du réseau tout en garantissant de bonnes performances. Notre travail est couronné par la conception et la réalisation d'un onduleur autonome. Il s'agit d'une carte embarquée qui intègre un ensemble des composants électroniques qui permet la conversion d'énergie et l'acquisition des données à travers un protocole de communication industriel efficace.

Mots clés : *Onduleur PV ; Onduleur multiniveaux ; Convertisseur DC-DC ; Contrôle backstepping ; MPPT ; Réseau de Neurones Artificiels ; SPWM ; Systèmes Embarqués ; Microcontrôleur PIC18F4550*

Remerciements

Cette thèse a été effectuée à l'Université Sidi Mohamed ben Abdellah, Faculté des Sciences et Techniques de Fès, au sein du laboratoire « Energies Systèmes Intelligents, Géoressources et Energies Renouvelables ».

Tout d'abords, je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir guidé et de m'avoir donné la force et la volonté de réaliser ce travail.

Je voudrais exprimer mes remerciements les plus sincères à mes deux directrices de thèse, Mme ES-SBAI Najia et Mme ERRAHIMI Fatima, Professeurs au Département de Génie Electrique à la Faculté des Sciences et Techniques de Fès, pour avoir dirigé mes travaux de thèse. Elles n'ont ménagé aucun effort pour me guider et me conseiller tout au long de ces années de thèse. Je les remercie également pour leur soutien inconditionnel, leur disponibilité et leurs qualités humaines.

Je voudrais exprimer toute ma reconnaissance au Pr AHAITOUF Ali, directeur du laboratoire LERSI à l'Université Sidi Mohammed Ben Abdellah Fès, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et de m'avoir offert les ressources nécessaires pour travailler dans les meilleures conditions.

Je tiens à remercier Pr. EL BACHTIRI RACHID d'avoir accepté de présider ce jury de thèse.

Je remercie également Monsieur JARROU TARIK, professeur à l'ENSA de Kénitra, Monsieur BROURI Adil, professeur à l'ENSAM de Meknès et Monsieur EL MARKHI Hassan, professeur à la FST de Fès, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en participant à mon jury de thèse en qualité de rapporteur de mon travail. Je les remercie infiniment pour les suggestions et les remarques judicieuses qu'ils m'ont faites pour améliorer ce travail.

*Mes vifs remerciements vont à Monsieur EL MOUSSAOUI HASSAN, professeur à la FST de Fès et Monsieur RAHMOUNE MILOUD, professeur à l'*EST de Meknès *pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

Je remercie aussi tout le corps professoral du département génie électrique pour leur aide et leur soutien.

Mes plus vifs remerciements vont également à mes amis GAGA Ahmed, CHEDDADI Youssef, OUANAN Hamid, BAQQAL Yassine et EL KHATTABI Mehdi avec qui j'ai partagé

des moments inoubliables pendant mes études. Mes remerciements et ma reconnaissance sont adressés envers mes collègues du laboratoire pour le temps précieux passé ensemble.

Je tiens également à remercier mes collègues de travail au sein de l'Université Privé de Fès (UPF), Mr OUAZZANI JAMIL Mohammed (Doyen de l'UPF), et tous les professeurs pour leur aide qui m'a permis d'intégrer au mieux la vie professionnelle.

Enfin toute ma gratitude, ma reconnaissance et mes très vifs remerciements à mes parents pour leur aides, confiance et leur patience tout au long de ces années d'études. J'exprime du fond du cœur ma reconnaissance envers ma mère IDRISSI Amina et mon père DIOURI Abdelali, Que Dieu bénisse son âme, pour avoir partagé avec moi tant de choses tout au long de ma vie. Je remercie aussi ma sœur DIOURI Meriem qui n'a pas cessé de m'encourager jusqu'à l'aboutissement de ce travail. Merci à ma femme TRONNEBATI Imane de m'apporter la force et le courage d'arriver au bout du chemin.

Résumé

Les onduleurs photovoltaïques (PV) jouent un rôle vital dans tout système d'énergie solaire et sont considérés comme l'élément intelligent de ce système. Le but de cette thèse est de développer des solutions permettant d'améliorer les performances des onduleurs PV. En effet nous avons proposé une nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade, qui permet de réduire le nombre de composants de commutation ainsi la réduction de son coût et la taille du circuit, même si avec cette nouvelle topologie, la taille du circuit de puissance de l'onduleur est importante, ce qui nous a poussé à améliorer la partie commande de l'onduleur classique. En fait, nous avons développé un contrôleur performant et robuste basé sur l'approche de backstepping pour commander un onduleur PV monophasé en mode autonome. En effet, nous avons combiné cette stratégie de commande à l'algorithme Maximum Power Point Tracking (MPPT) pour une extraction efficace de la puissance maximale des panneaux PV. Nous l'avons appliqué aussi à l'onduleur pont en H afin de réguler la tension de sortie et de stabiliser sa fréquence pour avoir une forme purement sinusoïdale de la tension aux bornes de la charge avec un faible taux de distorsion des harmoniques. Par la suite, nous avons synthétisé un contrôleur intelligent pour un onduleur raccordé au réseau à base du réseau de neurones artificiels. Cette commande permet de réinjecter le courant dans le réseau électrique en phase avec la tension du réseau tout en garantissant de bonnes performances. Notre travail est couronné par la conception et la réalisation d'un onduleur autonome. Il s'agit d'une carte embarquée qui intègre un ensemble des composants électroniques qui permet la conversion d'énergie et l'acquisition des données à travers un protocole de communication industriel efficace.

Mots clés : Onduleur PV ; Onduleur multiniveaux ; Convertisseur DC-DC ; Contrôle backstepping ; MPPT ; Réseau de Neurones Artificiels ; SPWM ; Systèmes Embarqués ; Microcontrôleur PIC18F4550

Abstract

Photovoltaic inverters play a vital role in any solar energy system and are considered to be the smart part of that system. The aim of this thesis is to develop solutions to improve the performance of PV inverters. We have proposed a new topology of the multi-level inverter with a cascade transformer; this topology makes it possible to reduce the number of switching components thus reducing its cost and the circuit size, even if with this new topology, the size of the power circuit of the inverter is large, which prompted us to improve the control of the conventional inverter. Indeed, we have also developed a powerful and robust controller based on the backstepping approach to control a single-phase PV inverter in autonomous mode. Indeed, we have combined this control strategy with the MPPT algorithm for efficient extraction of the maximum power from PV panels. We also applied it to the H-bridge inverter to regulate the output voltage and stabilize its frequency to have a purely sinusoidal form of the voltage across the load with a low THD. Subsequently, we synthesized an intelligent controller for a grid-connected inverter based on the artificial neural network. This command allows the current to be reinjected into the electrical network in phase with the grid voltage, while ensuring good performance and stability. This report ends with the design and construction of a stand-alone inverter. It is an on-board card that integrates a set of electronic components that allows energy conversion and data acquisition through an efficient industrial communication protocol.

Keywords: *PV inverter; Multilevel inverter; DC-DC converter; Backstepping control; MPPT; Artificial Neurons Network; SPWM; Embedded systems; PIC18F4550 microcontroller*.

ملخص

تلعب المحولات ذات الألواح الكهروضوئية دورًا حيويًا في جميع أنظمة الطاقة الشمسية كما تعتبر الجزء الذكي من هذا النظام. الهدف من هذه الأطروحة هو تطوير حلول لتحسين أداء المحولات الكهروضوئية. في هذا الإطار، قمنا باقتراح طوبولوجيا جديدة للمحول المتعدد المستويات مع محولات كهربائية متتالية، والذي يسمح بتقليل عدد مكونات هذا النظام، وبالتالي تقليل تكلفته وحجمه، و بالرغم من ذلك يبقى حجم دائرة هذه الطبولوجيا الجديدة كبير، الشئ الذي دفعنا إلى تحسين نظام التحكم للمحول التقليدي. ثم قمنا بعد ذلك بتطوير أيضًا وحدة تحكم عالية الدقة و قوية معتمدة على منهجية باكستيبين للتحكم في المحول الكهروضوئي أحادي الطور في الوضع المستقل عن الشبكة الكهربائية، بعد ذلك دمجنا استراتيجية التحكم هذه، مع خوارزمية البحث عن الطاقة القصوى للاستخراجها من الألواح الكهروضوئية. كما طبقناها أيضًا على المحول من أجل تنظيم توتر الخروج وتثبيت تردده للحصول على شكل جيبي لهذا التوتر بين مربطي المستقبل مع معدل تشويه توافقي منخفض. بعد ذلك، قمنا بتركيب وحدة تحكم ذكية للمحول المتصل بالشبكة الكهربائية استنادًا إلى الشبكة العصبية الاصطناعية، و تقوم هذه الوحدة الذكية بإدماج التيار في الشبكة الكهربائية مع نفس طور التوتر مع ضمان أداء جيد لهذا النظام. تم تتويج عملنا بتصميم و إنجاز المحول في الوضع المستقل عن الشبكة الكهربائية، إنها بطاقة الكترونية تدمج مجموعة من المكونات الكهربائية التي تسمح بتحويل الطاقة والحصول على البيانات من خلال بروتوكول فعال يستعمل في المجال الصناعي

Table des matières

Remerciements 2
Résumé 4
Abstract 5
ملخص 6
Table des matières 7
Liste des figures 11
Liste des tableaux 16
Liste des abréviations 17
Introduction générale 19
Chapitre I : Systèmes à onduleur photovoltaïque 22
I.1 Introduction 23
I.2 Structure d'un système photovoltaïque 23
I.2.1 Générateur photovoltaïque (PV) 23
I.2.2 Convertisseurs d'un système PV 26
I.2.3 Configurations d'un système PV 27
I.3 Onduleur photovoltaïque 30
I.3.1 Technique MPPT 31
I.3.2 Modes d'utilisation de l'onduleur photovoltaïque 31
I.3.3 Onduleurs monophasés et triphasés 33
I.4 Structures des onduleurs photovoltaïques 35
I.4.1 Onduleur conventionnel à deux niveaux 35
I.4.2 Onduleurs multi-niveaux 36
I.5 Commande des onduleurs photovoltaïques 39
I.5.1 Stratégies de modulation et commandes en boucle ouverte 39
I.5.2 Régulation par les contrôleurs robustes en boucle fermée 44
I.6 Conclusion 46

Chapitre II : Etude et conception d'un onduleur multi-niveaux 47
II.1 Introduction 48
II.2 Etude de l'onduleur cascade à trois niveaux 48
II.2.1 Circuit de puissance 48
II.2.2 Principe de fonctionnement 49
II.3 Etude de l'onduleur cascade à cinq niveaux 50
II.3.1 Circuit de puissance 50
II.3.2 Principe de fonctionnement 51
II.3.3 Filtrage de l'onduleur à cinq niveaux 52
II.4 L'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade 61
II.4.1 Onduleur multi-niveaux classique à transformateurs en cascade 62
II.4.2 Nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade 62
II.4.3 Proposition d'une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade 63
II.4.4 Etude comparative 66
II.4.5 Résultats de simulation de la nouvelle topologie 67
II.5 Conclusion 69
Chapitre III : Commande backstepping d'un onduleur PV autonome 70
III.1 Introduction 71
III.2 Description du système PV autonome 71
III.3 Modélisation et commande par backstepping du convertisseur DC-DC 72
III.3.1 Convertisseur DC-DC 72
III.3.2 Algorithme MPPT 73
III.3.3 Modélisation du convertisseur 75
III.3.4 Conception du contrôleur par backstepping 76
III.4 Modélisation et commande par backsteping de l'onduleur 78
III.4.1 Onduleur en pont en H 78

III.4.2 Modélisation de l'onduleur avec filtre LC 79
III.4.3 Contrôle backstepping 80
III.5 Simulation de la commande par backstepping de l'onduleur autonome 83
III.6 Conclusion 93
Chapitre IV : Commande par réseau de neurones artificiels d'un onduleur PV raccordé au réseau électrique 94
IV.1 Introduction 95
IV.2 Système PV raccordé au réseau électrique 95
IV.2.1 Onduleur photovoltaïque 96
IV.2.2 Unité de commande 96
IV.3 Méthodes conventionnelles de commande d'onduleur PV monophasé raccordé au réseau 96
IV.3.1 Contrôleur Proportionnel Intégrateur PI 97
IV.3.2 Contrôleur Proportionnel Résonnant 97
IV.3.3 Contrôle vectoriel conventionnel 99
IV.4 Commande d'un onduleur PV monophasé par réseau de neurones artificiel103
IV.4.1 Contrôle par le réseau de neurones 103
IV.4.2 Apprentissage du contrôleur RNA 104
IV.5 Algorithmes MPPT et le contrôleur RNA 105
IV.5.1 Contrôle de la puissance maximale MPPT 107
IV.5.2 Contrôleur Réseau Neuronal Artificiel 107
IV.6 Simulation de la commande d'un onduleur PV raccordé au réseau 108
IV.6.1 Extraction de la puissance maximale 108
IV.6.2 Injection dans le réseau électrique 110
IV.7 Conclusion 114
Chapitre V : Conception et réalisation d'un onduleur autonome 115
V.1 Introduction 116
V.2 Conception de la carte électronique de l'onduleur 116

V.2.1 Cahier des charges 116
V.2.2 Architecture de la carte 116
V.2.3 Partie puissance 117
V.2.4 Partie commande 121
V.2.5 Partie compteur d'énergie et communication 129
V.2.6 Affichage sur écran LCD 132
V.3 Réalisation de la carte embarquée de l'onduleur 134
V.3.1 Schéma électronique de la carte d'onduleur 134
V.3.2 Conception du circuit imprimé de la carte 135
V.3.3 Assemblage des composants sur la carte 138
V.4 Test et validation de la carte d'onduleur 140
V.5 Caractéristiques de la carte de l'onduleur 145
V.6 Conclusion 146
Conclusion générale et perspectives 147
Références 149
Annexe A 157
Annexe B 158
Liste des travaux 160

Liste des figures

Figure I-1 : Modèle d'une cellule PV 24
Figure I-2 : Cellule, module et panneaux solaires 25
Figure I-3 : Caractéristiques électriques d'une cellule PV 26
Figure I-4 : Onduleur central 28
Figure I-5 : Onduleur a) String, b) Multi-string 29
Figure I-6 : Micro-onduleur 30
Figure I-7 : Fonctions principales d'un onduleur PV 30
Figure I-8 : Courbe caractéristique d'un module photovoltaïque 31
Figure I-9 : Schéma d'un onduleur PV monophasé 34
Figure I-10 : Schéma d'un onduleur PV triphasé 34
Figure I-11 : Circuit de pont en H 35
Figure I-12 : Topologies des onduleurs multi-niveaux 36
Figure I-13 : Topologie NPC, a) 3 niveaux, b) 5 niveaux 37
Figure I-14 : Topologie Condensateurs flottants, a) 3 niveaux, b) 5 niveaux 38
Figure I-15 : Topologie en cascade, a) 5 niveaux, b) N niveaux 39
Figure I-16 : Types de Commandes des onduleurs 40
Figure I-17 : Principe de la stratégie sinus-triangle 40
Figure I-18 : Principe de la stratégie MLI sinusoïdale avec triangle multiple 41
Figure I-19 : Quatre commandes de l'onduleur à 5 niveaux 41
Figure I-20 : Forme de la tension avant et après filtrage 42
Figure I-21 : Approximation du vecteur de référence 43
Figure I-22 : Génération de la commande MLI vectorielle 44
Figure I-23 : Structure du réseau de neurones 45
Figure II-1 : Schéma électrique d'un onduleur à trois niveaux 49
Figure II-2 : Tension de sortie d'un onduleur à trois niveaux 49
Figure II-3 : Schéma électrique d'onduleur cascade cinq niveaux 50
Figure II-4 : Transistor de puissance équivalent à un interrupteur 51
Figure II-5 : Forme de la tension avec différentes commandes des transistors 52
Figure II-6 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux 53
Figure II-7 : Circuit de commande de l'onduleur à 5 niveaux 53
Figure II-8 : Signaux de références et de commandes 54
Figure II-9 : Courbes de la tension et du courant aux bornes de la charge 54

Figure II-10 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant aux bornes de la charge 55
Figure II-11 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LC (charge linéaire)..... 56
Figure II-12 : Courbes de la tension et du courant après filtrage (charge linéaire) 56
Figure II-13 : Analyse fréquentielle de la tension après filtrage 57
Figure II-14 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LC (charge non linéaire)..... 57
Figure II-15 : Courbes de la tension et du courant avec filtrage LC (charge non linéaire) 58
Figure II-16 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant avec filtre LC (charge non linéaire)..... 58
Figure II-17 : Filtre LC double étage..... 58
Figure II-18 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LCLC (charge non linéaire)..... 59
Figure II-19 : Courbes de la tension et du courant avec filtrage LCLC (charge non linéaire)..... 60
Figure II-20 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant avec filtre LCLC (charge non linéaire)..... 60
Figure II-21 : Onduleur 5 niveaux avec filtre et transformateur..... 61
Figure II-22 : Courbes de la tension et du courant en utilisant un filtre et un transformateur 61
Figure II-23 : Onduleur multi-niveaux classique à transformateur en cascade 62
Figure II-24 : Schéma de l'onduleur multiniveaux avancé 63
Figure II-25 : Onduleur multi-niveaux proposé à transformateurs en cascade..... 64
Figure II-26 : Différentes configurations d'interrupteurs..... 65
Figure II-27 : Nombre de commutateurs en fonction du nombre de niveaux..... 66
Figure II-28 : Onduleur proposé à neuf niveaux..... 67
Figure II-29 : Forme d'onde de la tension de sortie d'onduleur à 9 niveaux 68
Figure II-30 : Formes d'onde de la tension de sortie pour chaque transformateur 68
Figure III-1 : Schéma fonctionnel du système d'onduleur PV..... 72
Figure III-2 : Schéma fonctionnel du premier étage (convertisseur DC-DC) 73
Figure III-3 : Courbes P-V avec différentes valeurs d'ensoleillement..... 74
Figure III-4 : Courbes I-V avec différentes valeurs d'ensoleillement..... 74

Figure III-5 : Organigramme de l'algorithme P&O 75
Figure III-6 : Schéma de base du convertisseur élévateur 75
Figure III-7 : Schéma fonctionnel du deuxième étage (onduleur pont en H) 79
Figure III-8 : Schéma de base d'un onduleur monophasé à pont en H 79
Figure III-9 : Schéma du système d'onduleur photovoltaïque proposé 83
Figure III-10 : Profil d'ensoleillement 84
Figure III-11 : Courbe de la tension du générateur PV avec sa référence 85
Figure III-12 : Courant du générateur PV 86
Figure III-13 : Puissance du générateur PV 87
Figure III-14 : Zoom de la puissance à 0,8s 87
Figure III-15 : Caractéristique du générateur PV à 900W/m^2 87
Figure III-16 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage et sa référence 89
Figure III-17 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage et sa référence (Zoom) ... 89
Figure III-18 : Courant consommé par les charges 90
Figure III-19 : Analyse fréquentielle de la tension d'onduleur de tension de sortie 90
Figure IV-1 : Système photovoltaïque raccordé au réseau 95
Figure IV-2 : Schéma de l'onduleur avec le filtre LCL 97
Figure IV-3 : Régulateur PI pour un onduleur LCL monophasé 97
Figure IV-4 : Configuration standard de contrôle PR pour un onduleur LCL monophasé 98
Figure IV-5 : Schéma de principe de la boucle de verrouillage de phase PLL 99
Figure IV-6 : Repère de αβ et dq 100
Figure IV-7 : Schéma de l'onduleur avec filtre LCL : circuits réels et imaginaires 101
Figure IV-8 : Contrôle vectoriel conventionnel 102
Figure IV-9 : Contrôle de la boucle de courant par réseau de neurones 103
Figure IV-10 : Application du RNA dans une installation résidentielle PV 106
Figure IV-11 : Profil de l'éclairement solaire choisi pour le système raccordé au réseau. 109
Figure IV-12 : Courant du générateur PV raccordé au réseau 109
Figure IV-13 : Puissance moyenne du générateur photovoltaïque. 110
Figure IV-14 : Tension Continue DC à l'entrée de l'onduleur. 111
Figure IV-15 : Courant d'axe d normalisé injecté au réseau 111
Figure IV-16 : Courant d'axe q normalisé injecté au réseau 112

Figure IV-17 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (1ére zone) 113
Figure IV-18 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (2éme zone) 113
Figure IV-19 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (3éme zone) 113
Figure IV-20 : Spectre de fréquences pour le courant injecté 114
Figure V-1 : Architecture globale de l'onduleur 117
Figure V-2 : Transistor MOSFET de puissance 117
Figure V-3 : diode intrinsèque du transistor de puissance 119
Figure V-4 : Symbole de la diode schottky 119
Figure V-5 : Caractéristiques des deux diodes Schottky et PN 120
Figure V-6 : Filtre passe bas de type LC 120
Figure V-7 : Microcontrôleur PIC18F4550 123
Figure V-8 : MLI demi-onde 124
Figure V-9 : Echantillonnage de la demi-période positive de la sinusoïde 126
Figure V-10 : Les sorties PWM pour le mode pont en H 127
Figure V-11 : Diagramme fonctionnel du circuit IR2110 128
Figure V-12 : Schéma électronique du microcontrôleur et le pilote des MOSFET 129
Figure V-13 : Compteur d'énergie ALD1D5F 130
Figure V-14 : Communication RS485 131
Figure V-15 : Trame Modbus. 131
Figure V-16 : Module RS485/TTL MAX485 132
Figure V-17 : Schéma du montage entre le compteur d'énergie et le microcontrôleur 132
Figure V-18 : Afficheur LCD 16x2 133
Figure V-19 : Schéma électronique du montage entre PIC18F et le LCD 16x2 134
Figure V-20 :Schéma électronique de la carte d'onduleur 135
Figure V-21 : Circuit pilote des transistors de puissance 135
Figure V-22 : Schéma bloc de la carte embarquée de l'onduleur 136
Figure V-23 : Circuit imprimé de l'onduleur 137
Figure V-24 : Visualisation 3D de la carte avant la réalisation 137
Figure V-25 : Face avant de la carte d'onduleur 138
Figure V-26 : Face arrière de la carte de l'onduleur 140
Figure V-27 : Système global de l'onduleur 141

Figure V-28 : Deux signaux PWM de contrôle des transistors de même bras 142
Figure V-29 : Deux signaux PWM de contrôle des transistors bas de deux bras..... 142
Figure V-30 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage..... 143
Figure V-31 : Affichage de la tension et du courant de la charge électrique..... 144
Figure V-32 : Affichage de la puissance active et réactive de la charge électrique 144

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Combinaisons des états des commutateurs 35
Tableau II-1 : Etats des interrupteurs pour l'onduleur à 5 niveaux 51
Tableau II-2 : Offset pour les quatre signaux triangulaires 53
Tableau II-3 : Commutation pour onduleur à neuf niveaux 65
Tableau II-4 : Comparaison entre les trois topologies 66
Tableau III-1 : Paramètres du module et panneaux solaires utilisés 73
Tableau III-2 : Paramètres des éléments du système 84
Tableau III-3 : Rendement de deux étages du système pour différentes valeurs de rayonnement 91
Tableau III-4 : Comparaison des performances des contrôleurs de MPPT 91
Tableau III-5 : Comparaison des performances des onduleurs PV 92
Tableau IV-1 : Paramètres du module PV 105
Tableau IV-2 : Paramètres du système PV raccordé au réseau 106
Tableau V-1 : Paramètres pour calculer la valeur du registre PR2 125
Tableau V-2 : Paramètres pour calculer la valeur du registre CCPR1L 126
Tableau V-3 : Circuits de puissance de la carte embarquée 138
Tableau V-4 : Blocs de la partie commande 139
Tableau V-5 : Connectivités de la carte électronique 139

Liste des abréviations

AC	Alternatif Current
BSC	Backstepping Control
BT	Basse Tension
CAN	Controller Area Network
CCP	Capture/Compare/PWM
CEM	Compatibilité ElectroMagnétique
DC	Direct Current
GPV	Générateur Photovoltaïque
ICSP	In Circuit Serial Programming
I²C	Inter-Integrated Circuit
INC Cond	Conductivité Incrémentale
LM	Levenberg-Marquardt
LSB	Least Significant Bit
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Trackering
MSB	Most Significant Bit
MT	Moyenne Tension
NPC	Neutral Point Clamped
P&O	Perturb and Observe
PCB	Printed Circuit Board
PI	Proportionnels Intégral
PIC	Programmable Integrated Circuit
PID	Proportionnel Intégral Dérivé
PLL	Boucle de Verrouillage de Phase
PR	Proportionnel Résonant
PV	Photovoltaïque
PWM	Pulse Width Modulation
RAM	Random Access Memory

RNA	Réseaux de Neurones Artificiels
RTU	Remote Terminal Unit
SM	Sliding mode
SMC	Sliding Mode Control
SPI	Serial Peripheral Interface
SPWM	Sine Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
THD	Taux de Distorsion Harmonique
USB	Universal Serial Bus

Introduction générale

De nos jours, les principales causes de pollution de l'environnement proviennent en premier lieu de la production et de l'utilisation des sources d'énergie fossile. La transition vers les énergies renouvelables telles que l'énergie éolienne, l'énergie solaire, l'énergie hydroélectrique et la biomasse pourrait réduire cette pollution.

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est en forte croissance depuis quelques années car c'est une source inépuisable**,** non polluante pour l'environnement et silencieuse. Vers la fin du dernier millénaire, le principal marché de l'énergie photovoltaïque était celui des applications hors réseau, telles que l'électrification rurale, le pompage de l'eau et les télécommunications. Cependant, la majorité du marché mondial est désormais destinée aux applications connectées au réseau, dans lesquelles la source d'alimentation est injectée dans le réseau électrique. Le raccordement des systèmes PV au réseau de distribution peut avoir quelques impacts sur les réseaux électriques : impacts sur le changement des flux de puissance, sur le plan de tension, sur le plan de protection, sur la qualité de l'énergie ou sur la planification du réseau. D'un autre côté, les caractéristiques, le fonctionnement et les perturbations sur les réseaux de distribution peuvent influencer le fonctionnement des systèmes PV.

Les installations photovoltaïques génèrent du courant continu tandis que la plupart des appareils électriques fonctionnent avec du courant alternatif. Pour passer d'un courant à l'autre, il faut donc trouver un régulateur performant tenant un rôle de convertisseur entre les deux courants : C'est ce rôle que joue un onduleur solaire.

On distingue deux grands types d'onduleurs : l'un pour un système photovoltaïque connecté au réseau électrique et l'autre pour un système hors réseau. Dans le cas d'un système photovoltaïque connecté au réseau, l'onduleur doit strictement respecter les réglementations et les contraintes du système électrique.

L'onduleur photovoltaïque est un dispositif qui a pour mission de convertir le courant continu (DC) en courant alternatif (AC) et de rechercher le point de puissance maximum généré par les installations PV.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre travail, il s'agit de développer des solutions permettant d'augmenter les performances des onduleurs PV.

Les objectifs de cette thèse sont :

- Etudier l'onduleur PV, son fonctionnement, ses différentes structures et l'impact de ces dernières sur l'efficacité et la forme de la tension à la sortie de l'onduleur.
- Améliorer et optimiser l'architecture des onduleurs PV monophasés.
- Proposer un contrôleur robuste et efficace pour l'onduleur PV en mode autonome, afin d'extraire la puissance maximale des panneaux PV et de réguler la tension de sortie de l'onduleur et de stabiliser sa fréquence pour avoir une forme purement sinusoïdale de la tension aux bornes de la charge avec un faible Taux de Distorsion Harmonique (THD).
- Développer un contrôleur robuste et intelligent pour l'onduleur PV en mode raccordé au réseau qui permet la synchronisation de la phase du courant pour le cas d'un onduleur connecté au réseau.
- Concevoir et réaliser un onduleur autonome qui permet la conversion d'énergie et l'acquisition des données.

Ce rapport est organisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre présente le contexte général de ce travail. Le système photovoltaïque dans sa généralité est introduit avec ses différentes topologies. Ensuite, les fonctionnalités et les structures des onduleurs PV photovoltaïque sont dévoilées. Finalement, différentes stratégies de commande pour contrôler l'onduleur photovoltaïque seront évoquées.

Le second chapitre concerne l'étude d'un onduleur à trois niveaux et à cinq niveaux de type cascade commandé en modulations de largeurs d'impulsion (MLI). Afin de réduire le nombre de transistors de commutation, une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade a été proposée. La performance de la configuration proposée, a été validée par simulation à travers une comparaison avec l'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade classique.

Le troisième chapitre propose une stratégie de contrôle des onduleurs PV autonomes basée sur l'approche de backstepping. Le convertisseur DC-DC est modélisé en vue d'appliquer la commande backstepping combinée avec un algorithme MPPT pour extraire le maximum de puissance délivrée par les panneaux PV. En outre, l'onduleur pont en H avec le filtre LC est aussi modélisé et contrôlé par la technique backstepping afin de réguler la tension de sortie et de stabiliser sa fréquence. Finalement, des résultats de simulation et des interprétations pour valider les performances de la commande développée ont été étalés.

Dans le quatrième chapitre un contrôleur basé sur les réseaux de neurones artificiels pour contrôler l'onduleur PV connecté au réseau a été développé. La technique du réseau de neurones est fondée sur un contrôle vectoriel optimal d'un onduleur PV monophasé avec un filtre LCL. Le mécanisme pour entrainer le contrôleur du réseau neuronal s'appuie sur l'algorithme de Levenberg-Marquardt (LM) et l'algorithme d'accumulation dans le temps. Dans le but de valider la robustesse et l'efficacité de ces stratégies neuronales, des simulations seront effectuées sur Simulink.

Le dernier chapitre est consacré à la conception et la réalisation d'un onduleur qui permet de convertir le courant continu en courant alternatif en respectant les normes internationales. Les différents composants électroniques nécessaires pour la conception de la carte sont spécifiés. Par la suite, les phases de la réalisation ont été définies. Alors que les tests la validation des résultats de cette carte électronique embarquée de l'onduleur seront présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

Une conclusion générale et des perspectives de ce travail viennent parachever ce mémoire.

Chapitre I : Systèmes à onduleur photovoltaïque

I.1 Introduction

Au niveau mondial, le marché des systèmes photovoltaïques connaît, un taux de croissance très élevé. Cette croissance se traduit par des innovations technologiques et une baisse de coûts des modules photovoltaïques et aussi, par des efforts importants de recherche et développement dans le domaine de l'électronique de puissance. En effet, les performances techniques et la fiabilité des onduleurs utilisés, sont des paramètres qui peuvent très fortement faire varier la production d'énergie électrique et donc la rentabilité financière d'un système.

Ce chapitre présente le contexte de notre travail qui porte sur les onduleurs photovoltaïques. Nous aborderons, dans la première partie, le système photovoltaïque dans sa généralité. Puis nous développerons les caractéristiques des cellules PV et leur modélisation afin de définir leurs modes de fonctionnement. Ensuite nous étudierons les convertisseurs DC-DC et les convertisseurs DC-AC. Nous exposerons aussi les différentes topologies d'un système PV.

La seconde partie est dédiée à l'onduleur photovoltaïque qui est l'élément essentiel d'un système PV. Nous dévoilerons ses fonctionnalités et ses deux modes d'utilisation à savoir : le mode autonome et le mode raccordé au réseau électrique.

Dans la dernière partie, nous présenterons quelques structures des onduleurs PV, comme l'onduleur en pont en H et les onduleurs multiniveaux. Finalement, nous rappellerons les différentes stratégies de commande pour contrôler l'onduleur photovoltaïque.

I.2 Structure d'un système photovoltaïque

Un système photovoltaïque est composé de trois grands éléments :

- Un générateur PV qui produit l'énergie continue issue des panneaux en fonction de son environnement (ensoleillement et température).
- Un ensemble de convertisseurs qui permet d'extraire la puissance maximale issue du générateur PV afin de la convertir en énergie alternative.
- Des batteries pour le stockage de l'énergie.

I.2.1 Générateur photovoltaïque (PV)

L'énergie solaire provient de la conversion directe du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion est réalisée par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) ou photopile. Une cellule photovoltaïque est un composant électronique qui, exposé à la lumière,

produit de l'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. La puissance obtenue est proportionnelle à la puissance lumineuse incidente et dépend du rendement de la cellule. Le courant et la tension générés peuvent varier en fonction de la puissance de la lumière et aussi en fonction du matériau utilisé pour la production de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série ou/et en parallèle donnent naissance à un module PV qui a une caractéristique courant-tension (I-V) strictement non linéaire avec un point de puissance maximale.

I.2.1.1 Modélisation d'une cellule PV

Les caractéristiques électriques d'un module PV sont basées sur celles d'une cellule PV élémentaire. Le fonctionnement d'une cellule PV est modélisé par le schéma électrique équivalent suivant :

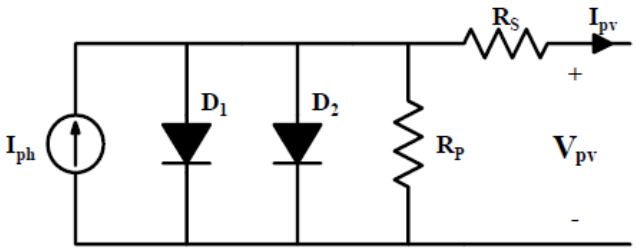


Figure I-1 : Modèle d'une cellule PV

Ce modèle est composé d'une source de courant I_{ph} qui varie en fonction de l'éclairement solaire, deux diodes D_1 et D_2 montées en parallèle, une résistance R_p en parallèle due au courant de fuite et une résistance R_s en série qui tient compte de la résistivité du matériau, [1].

En utilisant la loi de Kirchhoff, le courant I_{pv} circulant dans la résistance R_s s'écrit :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{D1} - I_{D2} - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \qquad \textbf{(I-1)}$$

Avec :

I_{ph} : générateur de courant

I_{D1} : courant traversant la diode 1

I_{D2} : courant traversant la diode 2

En remplaçant les courants de diode I_{D1} et I_{D2}, par leurs expressions, le courant électrique I_{pv} généré par la cellule est alors défini par l'expression suivante, [1] :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1}\left\{\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_1 k.{}^{T}/_{q}}\right) - 1\right\} - I_{s2}\left\{\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_2 k.{}^{T}/_{q}}\right) - 1\right\} - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \qquad \textbf{(I-2)}$$

Où,

Is_1 , Is_2 : Courants de saturation des diodes D_1 et D_2

n_1 , n_2 : Facteurs d'idéalité des diodes D_1 et D_2

T : Température de la jonction en kelvin

k : Constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)

q : Charge d'électron (1.6×10^{-19} C)

La figure I-2 illustre qu'une association série de plusieurs cellules donne un module et une association série et/ou parallèle de plusieurs modules permet de réaliser des panneaux photovoltaïques.

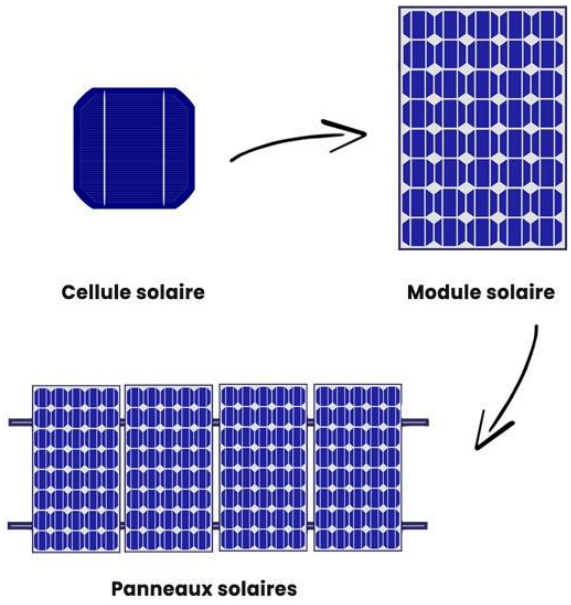


Figure I-2 : Cellule, module et panneaux solaires

Le passage d'un module à un panneau se fait par l'ajout de diodes de protection, une diode en série pour éviter les courants inverses et une diode en parallèle, dite diode by-pass, qui n'intervient qu'en cas de déséquilibre de l'ensemble de cellules pour limiter la tension inverse aux bornes de cet ensemble et minimiser la perte de la production associée.

I.2.1.2 Caractéristiques électriques d'un PV

Les variations de la puissance et du courant en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairements à température fixe de 25°C sont illustrées dans la figure I-3(a). Cette figure montre l'existence d'un point maximal sur les courbes de puissance correspondant aux

points de puissance maximale P_{max}. Lorsque la valeur du rayonnement solaire change pour une température donnée, le courant I_{cc} de court-circuit change d'une manière proportionnelle à ce rayonnement.

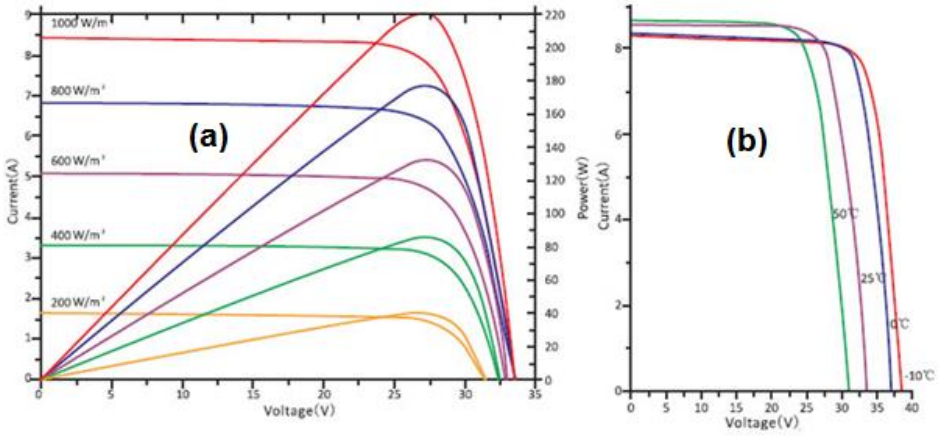


Figure I-3 : Caractéristiques électriques d'une cellule PV

La figure I-3(b) présente la variation du courant en fonction de la tension d'une cellule PV pour différentes températures et à un éclairement donné. Cette figure montre que la température a également une influence sur la caractéristique I(V) du générateur PV.

La nature intermittente de la production PV, en fonction des demandes du côté consommateur ainsi que des conditions météorologiques, ne permet pas au système de fonctionner au point optimal. Pour pallier les problèmes de gestion et d'optimisation des systèmes PV, un étage d'adaptation constitué d'un ou plusieurs convertisseurs statiques est nécessaire pour contrôler par des algorithmes de suivi et en temps réel le point de puissance maximal, "MPPT" (*Maximum Power Point Tracking*), [2].

I.2.2 Convertisseurs d'un système PV

Le groupe convertisseur se compose de deux blocs en série :

- Un convertisseur DC-DC qui permet d'extraire la puissance maximale issue des panneaux photovoltaïques. Ce convertisseur est donc muni d'un algorithme de recherche de type MPPT.
- Un convertisseur DC-AC qui permet de convertir la puissance maximale continue, extraite des panneaux, en puissance alternative.

I.2.2.1 Convertisseur DC-DC

Ces convertisseurs statiques permettent l'adaptation du niveau de tension entre le générateur PV et la charge. À mesure que le rayonnement solaire et la température changent, alors la tension de sortie change également. De nombreux équipements électroniques ne peuvent pas être connectés directement parce que la tension produite est fluctuante. Par conséquent, l'étage de conversion peut être choisi soit pour élever la tension du panneau solaire, soit l'abaisser à la tension appropriée requise par les équipements électroniques, [3].

I.2.2.2 Convertisseur DC-AC

La plupart des charges soient alimentées par une tension alternative et les modules PV produisent une tension continue. Par conséquent, cette tension continue doit être convertie en tension alternative via des convertisseurs DC-AC. Les onduleurs permettent d'obtenir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée. Ils peuvent être conçus comme des onduleurs en mode autonome ou des onduleurs connectés au réseau. L'inégalité entre la puissance PV et celle de charge diminue la fiabilité et l'efficacité des systèmes en mode autonome. Les batteries sont utilisées pour obtenir une continuité énergétique, mais l'utilisation des batteries augmente le coût d'investissement et diminue l'efficacité du système PV, [4], [5].

I.2.3 Configurations d'un système PV

Un système PV fonctionne en deux modes : le PV en site isolé et le PV connecté au réseau. Ces deux applications mettent en œuvre des chaînes de conversion très différentes.

Les modules photovoltaïques injectent du courant et de la tension continue dans le système d'électronique de puissance. Les convertisseurs DC-DC sont souvent utilisés pour amplifier la tension générée par les modules PV. Tandis que les onduleurs sont utilisés pour convertir la tension continue en tension alternative afin de fournir la tension convenable aux charges.

Il existe différentes topologies des onduleurs PV. Nous pouvons alors classifier les architectures de base en : onduleur central, onduleur string, onduleur multi-string et les micro-onduleurs.

I.2.3.1 Onduleur central

La configuration est formée de plusieurs chaînes de modules PV connectés en parallèle, suivies d'un onduleur central avec un MPPT implémenté en utilisant un convertisseur DC-DC comme indiqué sur la figure I-4. L'onduleur central est l'une des configurations les plus courantes en raison de sa robustesse et de son faible coût, en particulier dans des conditions d'éclairement énergétique uniforme avec moins de déséquilibres. Il est utilisé pour une puissance supérieure à 10 kW. L'inconvénient de cette configuration réside dans le fait qu'il y a un seul MPPT pour l'ensemble du champ, ce qui limite l'extraction optimale de la puissance du champ, car il peut exister des différences de caractéristiques en charge sur chaque string, liées à l'ombrage et au vieillissement du matériel, [6].

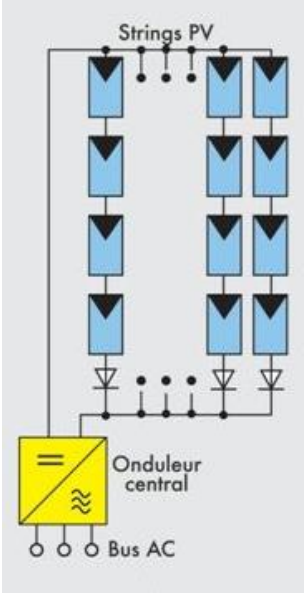


Figure I-4 : Onduleur central

I.2.3.2 Onduleur String

Cette architecture utilise un seul onduleur, avec un seul MPPT, en utilisant un hacheur (voir figure I-5(a)). Ce type d'onduleur est utilisé pour une puissance inférieure à 3 kW, [6]. Le coût est réduit par rapport à l'architecture multi-string puisque le hacheur n'a pas besoin d'intégrer des fonctionnalités de mesure et de surveillance des données électriques du réseau. Aussi, par le fait que le hacheur n'intègre pas le contrôle de la partie alternative, ni la détection du courant continu résiduel sur le réseau. Néanmoins, en cas de panne de l'onduleur, la continuité du service n'est plus assurée.

I.2.3.3 Onduleur multi-string

Dans cette architecture, un onduleur est placé au bout de chaque chaîne (figure I-5(b)), il en résulte un nombre de convertisseurs DC-AC important ce qui permet l'extraction du maximum de puissance. Aussi la panne d'un onduleur n'engendre pas l'arrêt total du système. Cet onduleur est utilisé pour une puissance comprise entre 3 et 10kW, [6].

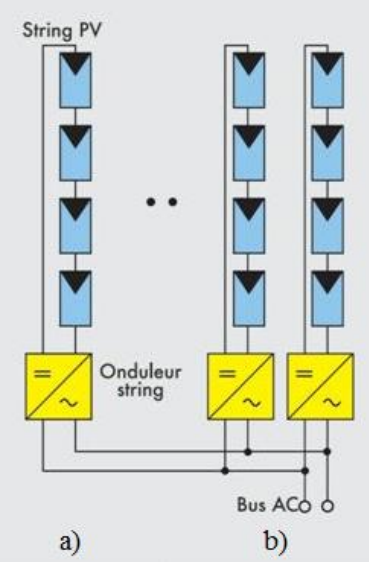


Figure I-5 : Onduleur a) String, b) Multi-string

I.2.3.4 Micro-onduleur

Un micro-onduleur gère la sortie d'un seul module PV (figure I-6), il est utilisé pour une marge de puissance comprise entre 50 et 400W, [6]. En raison de sa faible consommation d'énergie, de nombreux problèmes de conception peuvent être résolus comme : le choix des commutateurs de puissances et la taille du circuit de l'onduleur. De plus, il n'y a aucune contrainte sur l'orientation des modules et de l'ombrage parce que la plupart des produits micro-onduleur commerciaux intègrent des algorithmes MPPT très efficaces.

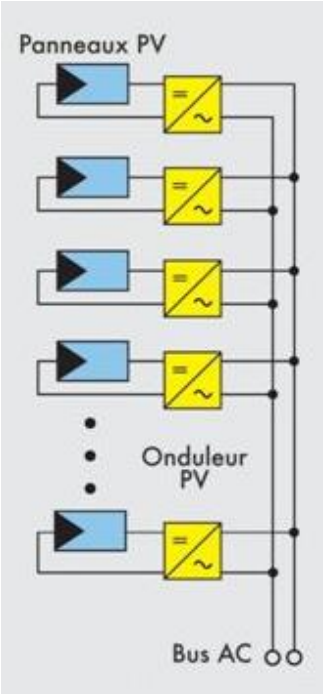


Figure I-6 : Micro-onduleur

I.3 Onduleur photovoltaïque

L'onduleur PV est un appareil permettant de convertir un courant continu provenant d'un panneau solaire en un courant alternatif avec la fonction de l'extraction de maximum de puissance MPPT.

Il existe deux types d'onduleurs PV :

- Les onduleurs autonomes ou « OFF GRID ».
- Les onduleurs raccordés au réseau électrique ou « ON GRID ».

L'onduleur photovoltaïque intègre trois fonctions principales comme le montre la figure I-7 : le suivi de la puissance maximale (P_{max}) du champ photovoltaïque en fonction de l'ensoleillement et de la température, la conversion du courant continu en courant alternatif et le couplage/découplage au réseau électrique.

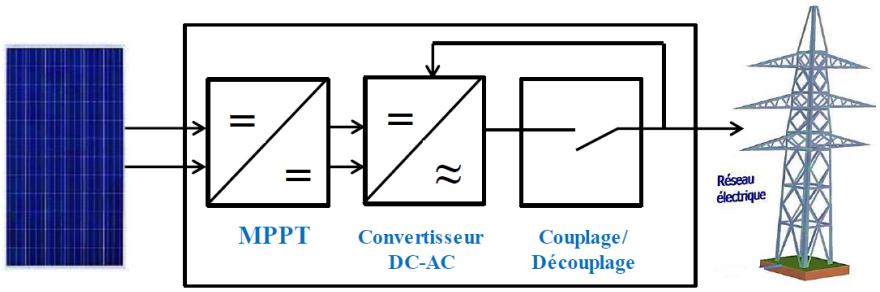


Figure I-7 : Fonctions principales d'un onduleur PV

I.3.1 Technique MPPT

Les onduleurs solaires utilisent la technique du maximum power point tracking (MPPT). Le but est d'extraire la puissance maximale possible depuis un (ou plusieurs) panneau photovoltaïque. En effet, le générateur photovoltaïque a une caractéristique I(V) non linéaire (voir figure I-8). Le meilleur point de fonctionnement du système maximum power point (MPP) correspond au point de cette caractéristique où la puissance est maximale.

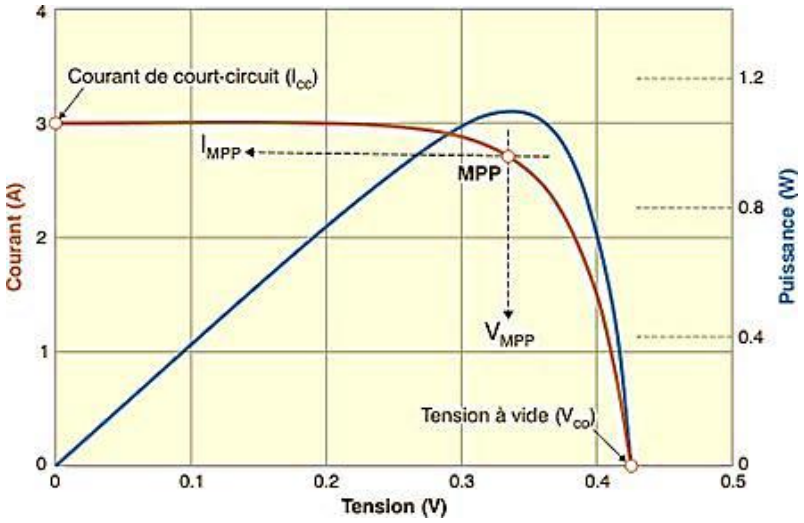


Figure I-8 : Courbe caractéristique d'un module photovoltaïque

Pour extraire la puissance maximale du module PV et transférer cette puissance à la charge, un algorithme MPPT est intégré dans le convertisseur afin d'effectuer une recherche permanente du point de puissance maximale.

Dans la littérature différents algorithmes ont été développés pour suivre le point de puissance optimale d'un module photovoltaïque, les algorithmes de commande les plus populaires sont, [7] :

- L'algorithme de perturbation et d'observation (P&O)
- L'algorithme de la conductivité incrémentale (INC Cond)
- Les techniques basées sur l'intelligence artificielle tels que : Les réseaux de neurones et la logique floue.

I.3.2 Modes d'utilisation de l'onduleur photovoltaïque

Les systèmes PV peuvent être classés en types autonomes et connectés au réseau. Sur le marché mondial, une grande partie des systèmes solaires photovoltaïques sont connectés au réseau à basse tension (BT) et/ou moyenne tension (MT).

I.3.2.1 Onduleurs autonomes (site isolé)

Un système PV autonome consiste en la transformation de l'électricité photovoltaïque en courant alternatif disponible sur les sites du consommateur. Les convertisseurs statiques sont nécessaires pour réaliser l'interconnexion entre les modules PV et les charges AC. Ces convertisseurs de puissance doivent remplir deux fonctions principales : Premièrement, s'assurer que le générateur PV génère toujours la puissance maximale quelles que soient les variations des conditions atmosphériques et de charge. La deuxième fonction est la conversion de la tension continue générée par les panneaux PV en une tension alternative à utiliser par les charges AC. L'onduleur autonome détermine lui-même la fréquence, la valeur et la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur. Puisque la plupart des charges AC sont des récepteurs de 230V / 50Hz, les caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur PV sont :

- Tension quasi sinusoïdale (THD inférieur à 3%).
- Tension efficace stable de 230V.
- Fréquence stable de 50Hz.

Les onduleurs autonomes sont appelés aussi des onduleurs de tension puisque l'objectif est de réguler la tension de sortie aux bornes de la charge afin d'avoir une forme sinusoïdale et une valeur précise de tension, cependant la valeur du courant délivrée par l'onduleur autonome dépend de la charge.

I.3.2.2 Onduleurs raccordés au réseau

Les onduleurs photovoltaïques sont incontournables pour un raccordement au réseau des panneaux solaires photovoltaïques. Ils permettent d'adapter le courant continu sortant du générateur photovoltaïque en un courant alternatif injectable dans le réseau public.

Dans sa conversion, l'onduleur cherche à chaque instant le point maximal de la fonction (MPP) en fonction des caractéristiques courant/tension du champ photovoltaïque qui dépendent des conditions météorologiques. Il garantit que le courant produit répond exactement aux normes fixées par le gestionnaire du réseau (tension, fréquence, taux d'harmoniques, etc.…). Il assure aussi la sécurité du système entier par une protection de découplage.

Les onduleurs raccordés au réseau électrique sont appelés aussi des onduleurs de courant puisque l'objectif est de réguler le courant pour l'injecter au réseau. La tension de ce dernier

est fixe et elle est imposée à la sortie de l'onduleur. Dans ce cas, il reste à réguler seulement le courant délivré par l'onduleur pour avoir un déphasage nul avec la tension du réseau.

Les onduleurs photovoltaïques raccordés au réseau ont pour fonctions principales :

- Transformer le courant continu produit par les modules photovoltaïques en courant alternatif aux normes du réseau
- Optimiser le rendement de l'installation en cherchant constamment le point de puissance la plus élevée (MPP)
- Protéger l'installation et le réseau contre toutes les anomalies de fonctionnement potentiellement dangereuses (écart de tension, fuite de courant…). Les onduleurs possèdent un système de coupure automatique du courant appelé : ENS (suivant la norme allemande DIN VDE 0126)
- Contrôler le fonctionnement général de l'installation et signaler les anomalies : transmission des données, indication de rendement, affichage de messages d'erreurs.

Pour les installations photovoltaïques raccordées au réseau, l'onduleur doit strictement respecter les réglementations et les contraintes du système électrique. Il doit être conforme à la norme DIN VDE 0126 1.1 (Allemagne, France…) ou bénéficier d'une certification par un laboratoire agréé (Royaume-Uni, G77).

Aussi ils doivent respecter les normes suivantes : CEI 61727 (interface réseau), DIN VDE 0126-1-1 (protection de découplage), EN 55014 (compatibilité électromagnétique), CEI 61000-3-2 (harmoniques), EN 60950 (sécurité), CEI 62109.

I.3.3 Onduleurs monophasés et triphasés

Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques comme des IGBT et MOSFET (transistors de puissance). Il existe deux types d'onduleur PV : les onduleurs PV monophasés et les onduleurs PV triphasés.

La figure I-9 présente le schéma d'un onduleur PV monophasé composé d'un pont de quatre transistors. La sortie de cet onduleur est composée de deux conducteurs : phase et neutre. La tension alternative obtenue est ensuite filtrée par un filtre situé avant la charge ou avant le réseau électrique afin d'obtenir une tension alternative sinusoïdale à la fréquence du réseau.

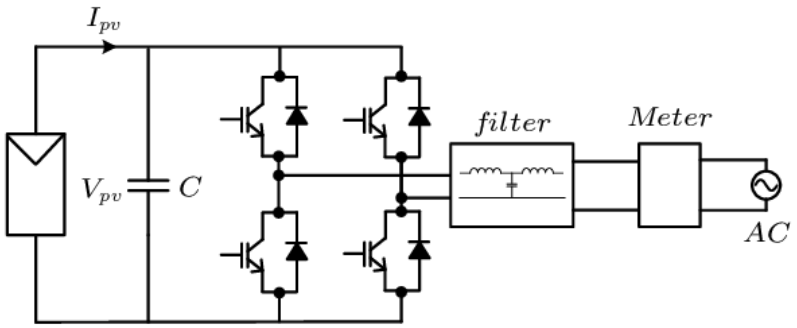


Figure I-9 : Schéma d'un onduleur PV monophasé

Nous pouvons réaliser l'onduleur triphasé en associant trois onduleurs monophasés et en contrôlant la commutation de chaque pont pour produire trois phases décalées de 120 degrés. Ceci est la meilleure solution pour des charges déséquilibrées. Si la charge est équilibrée, nous pouvons réduire le nombre d'interrupteurs de 12 à 6 ce qui donne un pont triphasé alimenté d'une source de tension continue (figure I-10).

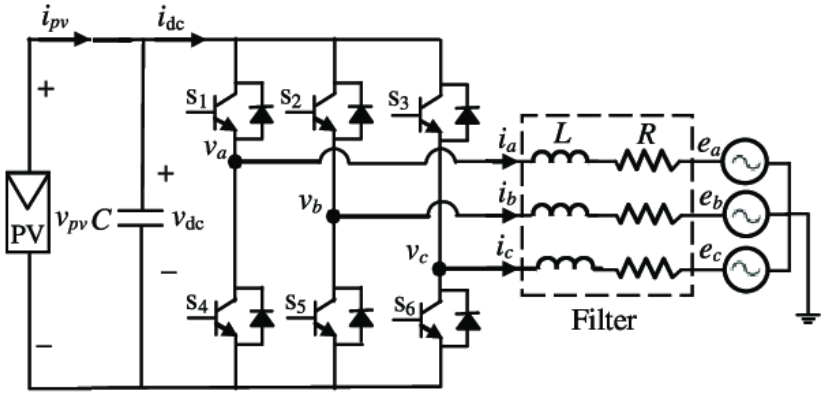


Figure I-10 : Schéma d'un onduleur PV triphasé

La majorité des installations PV résidentielles sont en configuration « monophasée ».

Dans le cadre de la revente de l'électricité au réseau électrique, la plupart des gestionnaires de réseau exigent une limitation à une injection monophasée jusqu'à 6kVA. Au-delà de cette puissance, il faut choisir un onduleur solaire triphasé. La technologie monophasée est plus ancienne et coûte moins cher. Donc à une puissance inférieure, l'onduleur monophasé sera moins cher. Néanmoins, une installation PV de puissance supérieure à 6kVA doit obligatoirement être raccordée en triphasée.

I.4 Structures des onduleurs photovoltaïques

Il existe plusieurs structures d'onduleurs, chacune correspondante à un type d'application donné. Parmi ces structures, nous trouvons l'onduleur classique en pont en H et des circuits plus compliqués comme les onduleurs multiniveaux.

I.4.1 Onduleur conventionnel à deux niveaux

Les onduleurs classiques à deux niveaux sont basés sur une structure en pont en H, constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, MOSFET ou thyristors. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion MLI), la source est modulée afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée.

L'onduleur pont en H est un circuit qui utilise une technique électronique permettant de contrôler la polarité d'un dipôle. Il est constitué de quatre composants de commutation généralement disposés en une forme de H d'où son nom, sur la figure I-11 nous donnons le schéma d'un onduleur classique de pont en H.

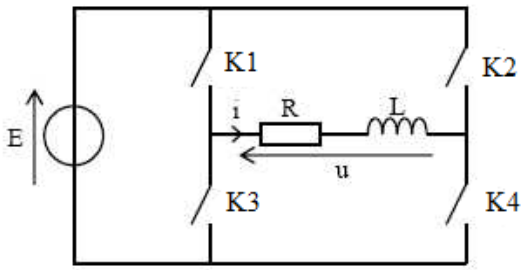


Figure I-11 : Circuit de pont en H

Le pont en H est utilisé en activant les commutateurs de différentes combinaisons pour obtenir le fonctionnement désiré. Le tableau I-1 résume les différentes combinaisons possibles.

Tableau I-1 : Combinaisons des états des commutateurs

Etat des commutateurs				Sortie à la charge
K1	K2	K3	K4	
0				Aucune tension aux bornes de la charge
1	0		1	Tension positive
0	1		0	Tension négative
1		0		Charge court-circuitée
0		1		

I.4.2 Onduleurs multi-niveaux

Un onduleur est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée en sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages, d'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une tension faible si le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée, [8].

Les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée en plusieurs niveaux.

La figure I-12 indique les principales topologies des onduleurs multi niveaux à savoir :

- La topologie à diode de bouclage (NPC).
- La topologie à condensateur flotteur.
- La topologie en cascade.

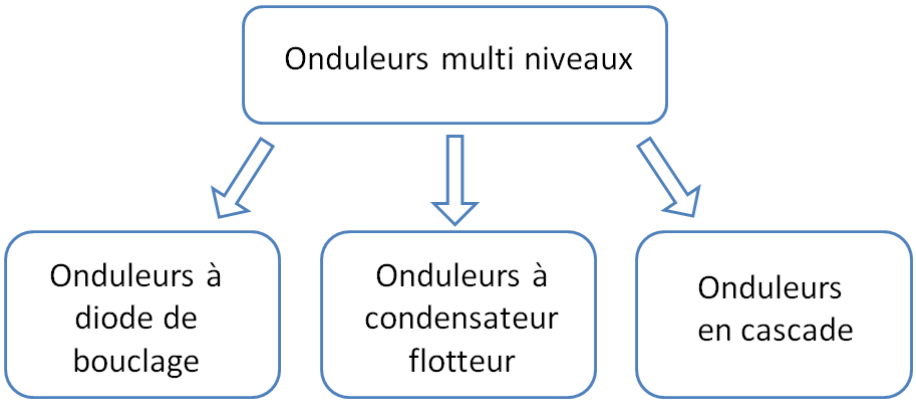


Figure I-12 : Topologies des onduleurs multi-niveaux

I.4.2.1 Onduleur multi-niveaux à diode de bouclage NPC

La première topologie de l'onduleur de tension multi-niveaux est la structure Neutral Point Clamped (NPC), elle a été proposée, la première fois, par A. Nabac et al. en 1981, [9].

Les onduleurs NPC à trois et à cinq niveaux sont illustrés dans la figure I-13, les diodes son utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence O. Pour l'obtention d'une tension de N niveaux, N-1 capacités sont nécessaires. Les tensions aux bornes des

condensateurs sont toutes égales à $V_{dc} / (N-1)$, V_{dc} étant la tension d'entrée totale appliquée. Les deux interrupteurs dans un même bras sont commandés de façon complémentaire.

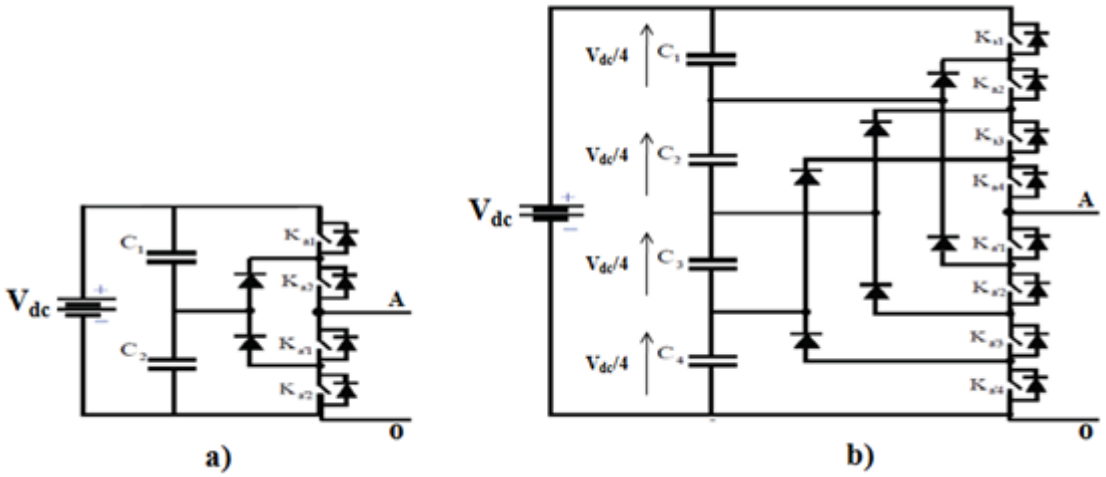


Figure I-13 : Topologie NPC, a) 3 niveaux, b) 5 niveaux

Parmi les avantages de ces structures, nous citons :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source.
- Elles sont configurables de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par $V_{dc} / (N-1)$.
- Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée capable de supporter le courant de la pleine charge, [10].

L'inconvénient de ces structures est que :

- Les diodes de bouclage peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $V_{dc} (N-1)/N$; donc les connexions des diodes en série pourraient être exigées et ce qui compliquera la conception, [11].

I.4.2.2 Onduleur multi-niveaux à condensateurs flotteurs

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (Flying Capacitor Multilevel Inverter) (figure I-14), a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992 [12]. Cette structure permet de résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part réduit le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes, malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas qui ne nécessite que (N-1) capacités seulement.

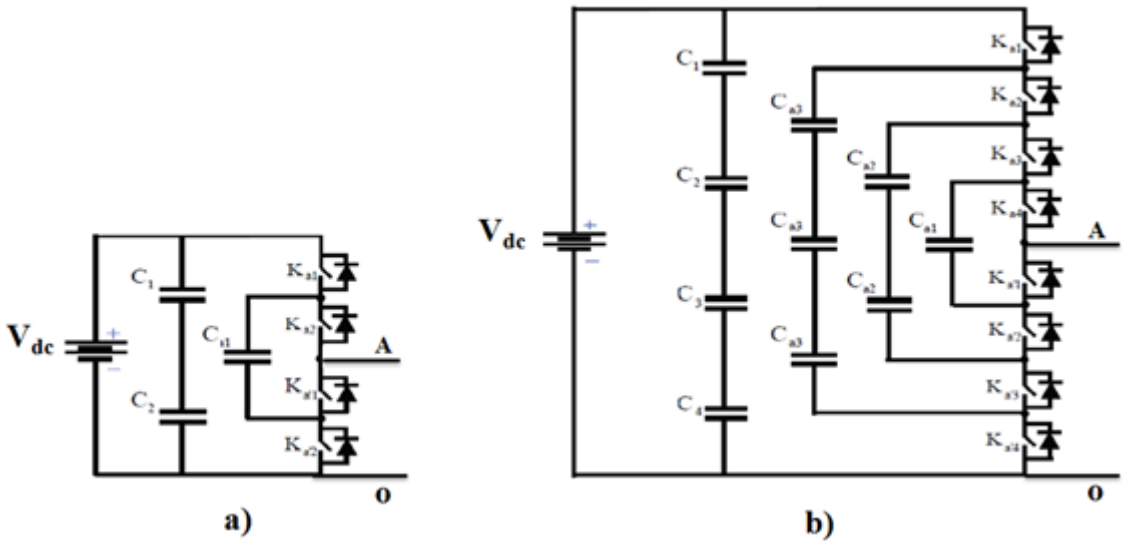


Figure I-14 : Topologie Condensateurs flottants, a) 3 niveaux, b) 5 niveaux

Parmi les avantages de ces structures, il y a :

- La modularité de ces structures permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Ces structures présentent aussi des inconvénients tels que :

- Le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif.
- La circulation de courants efficaces de grandes valeurs à travers ces condensateurs.
- Présence d'un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés, [13].

I.4.2.3 Onduleur multi-niveaux à alimentation séparée (en cascade)

Un onduleur multi-niveaux en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasés, ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure I-15 montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formé par l'association en série de *(N-1)/2* ponts à deux niveaux. La tension de sortie V_s d'une telle structure est la somme des *(N-1)/2* tensions en sortie de ces ponts.

Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série telle que la tension synthétisée est la somme des tensions de sortie. Chaque onduleur monophasé en pont est connecté à sa propre source en courant continue. Le nombre des niveaux de tension de sortie dans un onduleur en cascade est définie par : $N = 2S + 1$, où S est le nombre des sources des tensions continues.

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance, en plus elle permet d'augmenter le nombre de niveaux dans le système.

Contrairement à l'onduleur à diode de bouclage et à condensateur flotteur, aucune diode supplémentaire n'est nécessaire. Mais il est nécessaire d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.

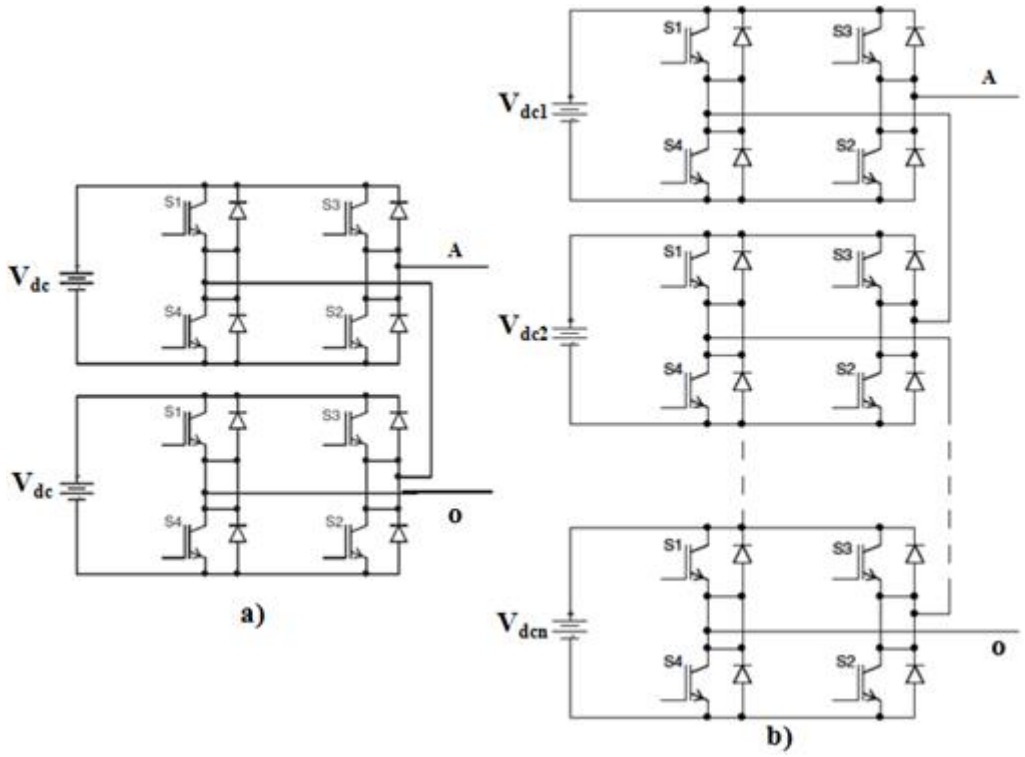


Figure I-15 : Topologie en cascade, a) 5 niveaux, b) N niveaux

Cette topologie est adaptée facilement à l'alimentation photovoltaïque, [14]. En effet, les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à condensateurs flotteurs divisent leur tension d'alimentation. Au contraire, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation pour les structures des onduleurs en cascade.

I.5 Commande des onduleurs photovoltaïques

Un contrôle efficace des onduleurs est indispensable pour un bon fonctionnement du système photovoltaïque.

En mode autonome, l'objectif est d'établir une tension spécifique à la charge. Alors que la tâche en mode connecté au réseau est de contrôler le courant en un point de raccordement où la tension est déjà établie par le réseau.

I.5.1 Stratégies de modulation et commandes en boucle ouverte

Parmi les techniques de modulation de largeur d'impulsion (figure I-16) : La modulation MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle (SVM : Space Vector Modulation), [15].

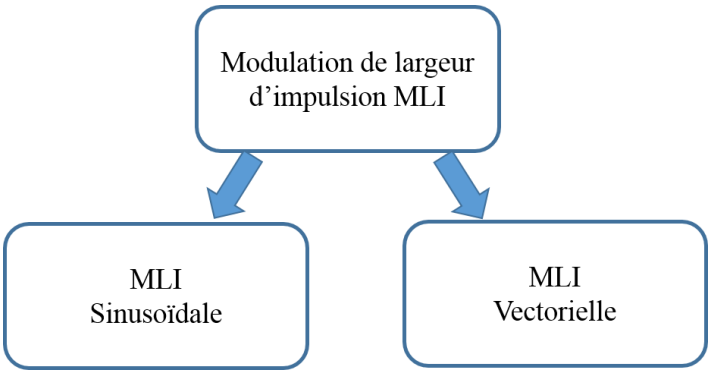


Figure I-16 : Types de Commandes des onduleurs

I.5.1.1 Modulation en largeur d'impulsion MLI (PWM)

La modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM : Pulse Width Modulation en anglais), consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie.

Les principaux objectifs d'une MLI sont les suivants :

- Obtenir une tension de sortie proche de la sinusoïdale par le contrôle du rapport cyclique.
- Limiter la chauffe des transistors de puissance.

I.5.1.1.1 Modulation sinus-triangle (SPWM)

Le principe de cette stratégie de commande est illustré dans la figure I-17, il consiste à comparer le signal de référence $V_{contrôle}$ de forme sinusoïdale et de fréquence f_m, avec le signal $V_{carrier}$ de forme triangulaire. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs.

La modulation SPWM est la plus utilisée pour la commande des onduleurs multi-niveaux, [16], elle utilise la technique du décalage de phase pour réduire les harmoniques de la tension de charge.

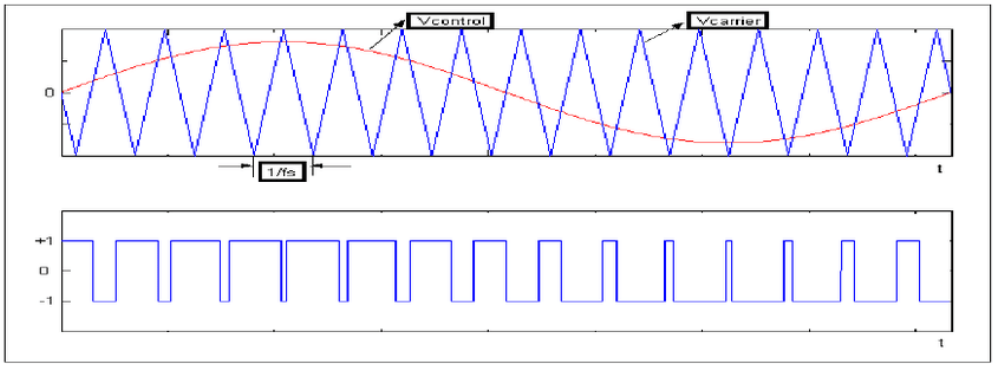


Figure I-17 : Principe de la stratégie sinus-triangle

I.5.1.1.2 Modulation sinusoïdale à triangles multiples

Lorsque le nombre de niveaux *N* d'un onduleur est supérieur à trois, la technique sinusoïdale SPWM avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors que c'est possible avec la modulation sinusoïdale à triangles multiples. Cette technique nécessite *(N-1)* signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude A_p, [17]. La figure I-18 présente le principe de la modulation sinusoïdale à triangles multiples pour un onduleur de cinq niveaux.

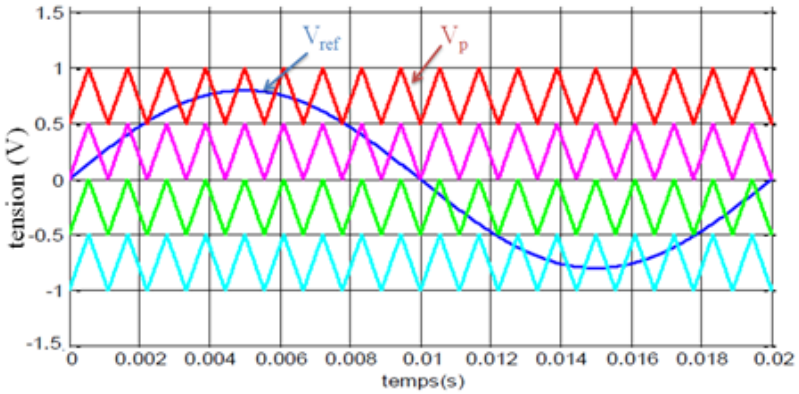


Figure I-18 : Principe de la stratégie MLI sinusoïdale avec triangle multiple

La figure I-19 illustre l'évolution des états de chaque cellule *(Vpi)* d'un onduleur à cinq niveaux sur une période du réseau (50Hz).

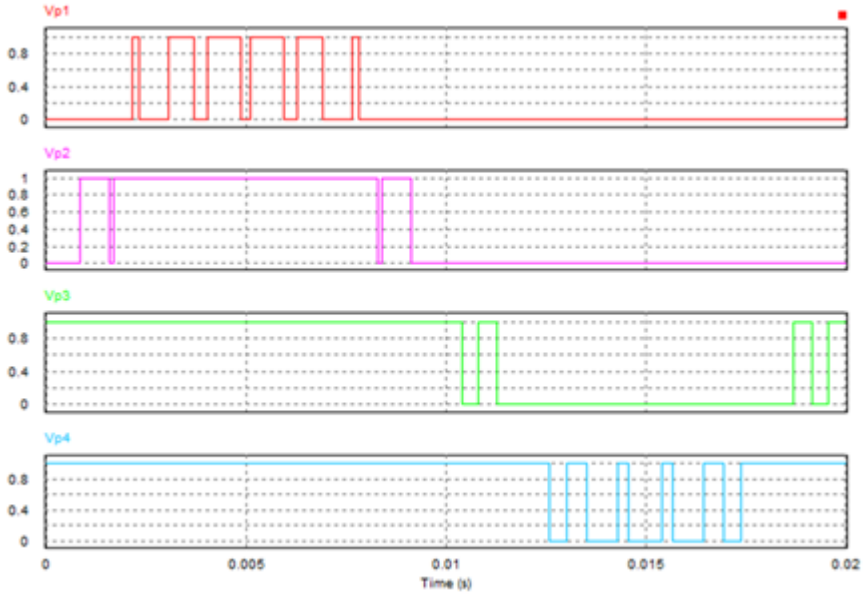


Figure I-19 : Quatre commandes de l'onduleur à 5 niveaux

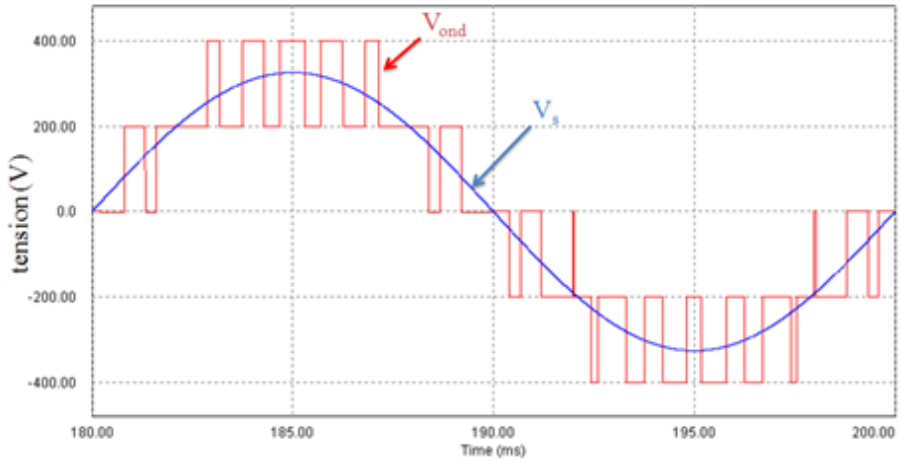


Figure I-20 : Forme de la tension avant et après filtrage

La commande est basée sur une modulation spéciale, avec des porteuses triangulaires à la fréquence de découpage. Les porteuses sont toutes en phases et équitablement réparties long de la tension DC, (figure I-18). Le franchissement d'un niveau de tension se traduit donc par un changement de porteuse. A chaque porteuse est associée un bras de commutation ; dont l'état est défini par l'intersection entre la référence et cette porteuse (1 si la référence est supérieure à la porteuse, 0 si elle est inférieure). De cette définition découle l'état du bras lorsque la référence change de niveau (haut si la référence est au-dessus du niveau supérieur, bas si elle est en dessous du niveau inférieur).

La surface occupée par la tension V_{ond} (figure I-20), donne une idée de l'importance des composantes à haute fréquence (HF) de son spectre suivant le nombre de niveaux. Pour obtenir la même qualité de l'onde en sortie, le besoin du filtrage est donc réduit par l'augmentation du nombre de niveaux.

I.5.1.2 MLI vectorielle (SVM)

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 » [18]. Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique SVM est basée sur les principes suivants, [19] :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T.

- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, [20].

La modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension V_{ref} à partir de huit vecteurs de tensions (figure I-21). Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, [20].

La SVM consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (V_α, V_β). Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais nous pouvons chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché (figure I-22).

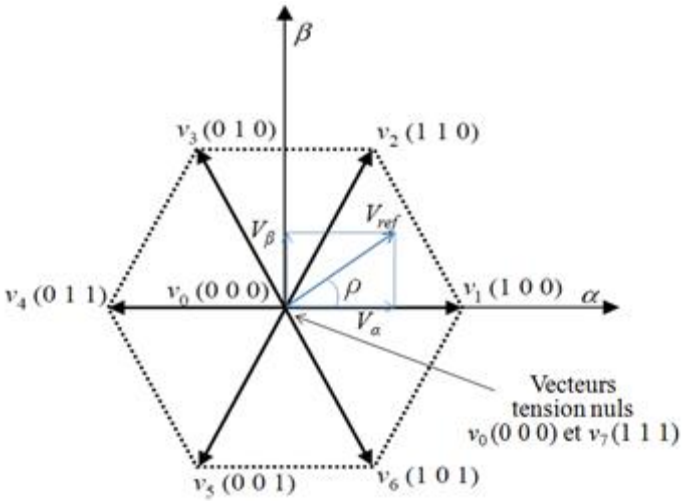


Figure I-21 : Approximation du vecteur de référence

La meilleure manière de synthétiser le vecteur de référence de tension est d'employer les trois vecteurs les plus proches (V_1, V_2 et V_0) affectés des temps (T_A, T_B et $T_{0/2}$) :

$$V_{ref} = T_A.V_1 + T_B.V_2 + T_{0/2}.V_0 \qquad \textbf{(I-3)}$$

Avec la contrainte additionnelle suivante sur les temps de conduction :

$$T_A + T_B + T_{0/2} = 1 \qquad \textbf{(I-4)}$$

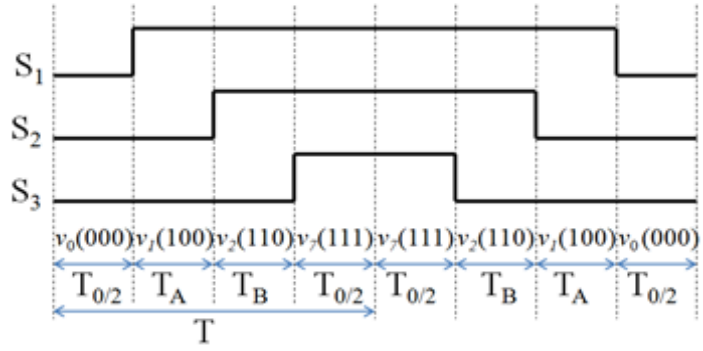


Figure I-22 : Génération de la commande MLI vectorielle

I.5.2 Régulation par les contrôleurs robustes en boucle fermée

Une commande en boucle fermée est nécessaire pour aboutir à la forme de tension et de courant désiré, même s'il y a des perturbations et des variations de paramètres du système et de la charge.

Le modèle dynamique de l'onduleur est un modèle multi-variable non linéaire. Afin d'améliorer les performances des systèmes à onduleurs PV, des modélisations de plus en plus précises tenant compte des non-linéarités du système sont nécessaires. Pour cette raison, beaucoup de recherche ont été effectuées dans le domaine de la commande robuste des onduleurs PV non linéaires, [21].

I.5.2.1 PID

Les contrôleurs Proportionnel Intégral (PI) et Proportionnel Intégral Dérivé (PID) sont très répandus, car ils sont des contrôleurs linéaires et n'exigent pas une connaissance précise de la dynamique du système à contrôler, [22].

I.5.2.2 Mode glissant (Sliding mode SM)

Parmi les techniques des commandes robustes, la commande par mode de glissement, Sliding Mode Control (SMC). Ce contrôle non linéaire a été développé principalement pour le contrôle des systèmes à structure variable, [23]. Ces propriétés rendent le SMC très approprié pour les convertisseurs de puissance et très employé dans les applications industrielles, comme les applications à haute tension et haute puissance, qui utilisent des onduleurs à plusieurs niveaux, convertisseurs DC-DC, etc. La commande SM souffre de problème de « chattering » c'est un comportement particulier au voisinage de la surface de glissement, qui entraîne une auto-oscillation du système avec une haute fréquence de commutation des convertisseurs. Ce

phénomène augmente les pertes de puissance et produit également des bruits de compatibilité électromagnétique (CEM), [24].

I.5.2.3 Backstepping

Le contrôleur backstepping est une technique développée par Petar V. Kokotovic, vers 1990, [25], pour réaliser des contrôles de stabilisation à une classe spéciale de systèmes non linéaires.

L'idée principale du contrôleur backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un, stable en cascade au sens de Lyapunov, ce qui leur confère une stabilité globale asymptotique et des qualités de robustesse. C'est une méthode multi-étape, à chaque étape du processus de conception, une commande virtuelle est générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. La fonction de Lyapunov permet d'assurer pas à pas la stabilité de chaque étape de synthèse, [26].

I.5.2.4 Réseaux de neurones artificiels

La principale force des réseaux de neurones, réside dans leur capacité d'apprentissage. Cet apprentissage permet de modéliser des caractéristiques linéaires, non linéaires ou discontinues, à partir d'échantillons, en utilisant des méthodes d'optimisation non linéaires telles que la rétropropagation du gradient, les algorithmes génétiques, [27]. Un réseau neuronal à action directe typique est illustré dans la figure I-23.

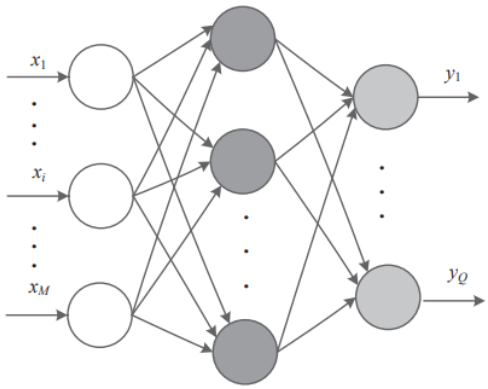


Figure I-23 : Structure du réseau de neurones

Le réseau se compose de trois couches, la couche d'entrée, la couche cachée (peut-être plus d'une couche) et la couche de sortie. Ce type de réseau de neurones peut être utilisé pour s'adapter à tout type de problème de mappage d'entrée-sortie fini avec suffisamment de neurones dans la couche cachée. La couche d'entrée 'X' accepte des entrées d'un vecteur à M

dimensions ; la couche cachée ‘H’ est composée de N neurones et la couche de sortie ‘Y’ a Q sorties.

Le problème de mappage entrée-sortie (X-Y) est ensuite converti pour déterminer le nombre de neurones dans la couche cachée et aussi pour déterminer les poids et les biais du réseau. L'augmentation du nombre de neurones dans la couche cachée améliore la puissance du réseau. Cependant, plus de calculs sont nécessaires, plus le réseau a plus de risque de sur-ajustement. Différentes architectures peuvent être évaluées et l’optimale peut être sélectionnée par une analyse d’essais et des erreurs de performances de ces architectures. Le processus pour obtenir des poids et biais optimaux est connu sous le nom de l’apprentissage du réseau. Ce processus d'apprentissage, réglage des poids et des biais, consiste à optimiser les performances du réseau définies par une fonction d'objectif de performance telle que l'erreur quadratique moyenne, [28], [29].

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les systèmes PV, leurs structures ainsi que leurs configurations. Ensuite, nous nous sommes intéressés aux onduleurs PV en particulier, la technique MPPT qui caractérise un onduleur PV par rapport à un onduleur classique ainsi que ces deux modes d’utilisation : le mode autonome et le mode raccordé au réseau électrique. Puis, nous avons étudié les différentes structures des onduleurs PV, notamment la structure pont en H et les onduleurs multi-niveaux. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons tout d’abords rappelé les stratégies de modulation comme la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle puis nous avons décrit quelques techniques pour la commande de l’onduleur PV en boucle ouverte et en boucle fermée. Les contrôleurs robustes en boucles fermées sont nécessaires pour une meilleure performance du système.

Chapitre II : Etude et conception d'un onduleur multi-niveaux

II.1 Introduction

En électronique de puissance, la technique des onduleurs multi-niveaux représente un domaine de recherche important, recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Des topologies sont apparues ces dernières années, elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. Le nombre de composants, à base de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multi-niveaux : d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, d'autre part, nous cherchons à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure forme, c'est-à-dire qui présentent un taux d'harmonique (THD) réduit.

Ce chapitre fera l'objet de l'étude d'un onduleur à trois niveaux et à cinq niveaux de type cascade commandé en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

En vue de réduire le nombre de composants de commutation nous allons proposer une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade et pour valider les performances de la configuration proposée, nous la comparons avec l'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade classique. Des résultats de simulations concernant la forme de tension de l'onduleur et leurs interprétations seront présentés.

II.2 Etude de l'onduleur cascade à trois niveaux

II.2.1 Circuit de puissance

Le schéma électrique de l'onduleur à trois niveaux est identique à celui d'un onduleur classique en pont en H complet (figure II-1). Cette structure de l'onduleur comporte deux bras identiques en parallèle et chaque bras est composé de deux transistors de puissances. La sortie de l'onduleur est prise entre les milieux des bras. Cependant, afin d'avoir les trois niveaux de tension, la technique de commande des transistors de puissances sera différente de celle de l'onduleur à pont en H. L'onduleur à trois niveaux présente l'avantage d'un faible THD par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. En effet, la tension de sortie de l'onduleur est plus proche d'une tension sinusoïdale ce qui rend le filtrage de la tension simple à réaliser.

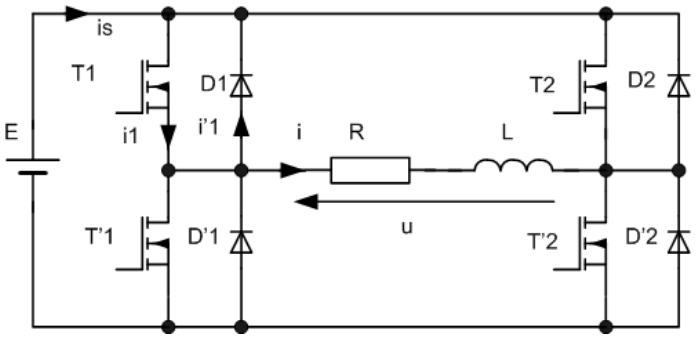


Figure II-1 : Schéma électrique d'un onduleur à trois niveaux

II.2.2 Principe de fonctionnement

L'onduleur à trois niveaux est contrôlé par la commande dite décalée. La commutation du deuxième bras de l'onduleur est décalée par rapport au premier bras par l'angle α, comme illustrée dans la figure II-2. Pour avoir le niveau électrique 0V (T1 et T2 sont saturés ou T'1 et T'2 sont saturés), ce qui permet en total d'avoir trois niveaux de tension : +E, 0 et –E. Ce décalage permet de faire varier la valeur efficace de la tension d'alimentation et suivant la valeur de ce décalage des harmoniques seront éliminés.

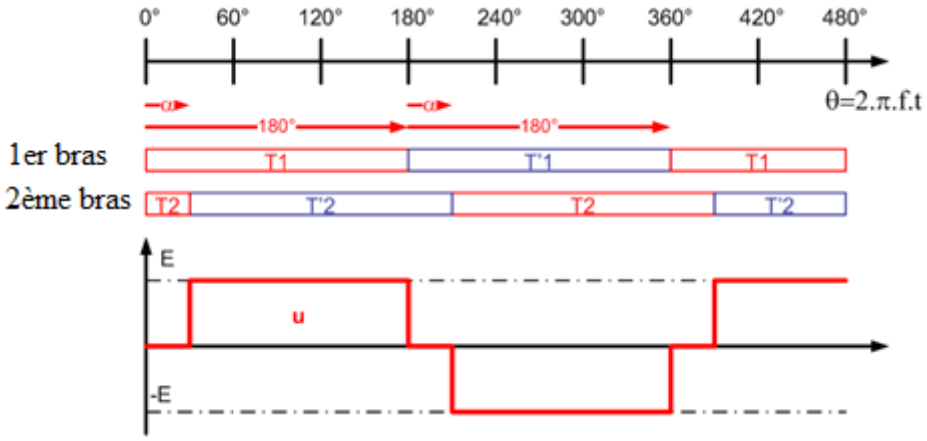


Figure II-2 : Tension de sortie d'un onduleur à trois niveaux

Le temps de conduction de chaque transistor est réduit par rapport à celui d'un onduleur classique à deux niveaux. Aussi la valeur efficace de la tension d'un onduleur à trois niveaux est inférieure à celle d'un onduleur à deux niveaux. A chaque changement de niveau de tension, deux transistors commutent. Donc les transistors de l'onduleur en série sont moins sollicités que ceux d'un onduleur à deux niveaux. Un autre point important est qu'à chaque changement de niveau de tension, nous avons un seul transistor qui change d'état. Ce qui réduit considérablement les pertes par commutations, [30].

II.3 Etude de l'onduleur cascade à cinq niveaux

Dans le cas d'un onduleur cascade à cinq niveaux, chaque pont en H de l'onduleur est alimenté par une source de tension continue, composée de quatre transistors. Le principe de base pour avoir une forme d'onde de tension multi niveaux en sortie de l'onduleur est d'agir sur la différence de potentiel entre les deux sorties des cellules de commutation.

II.3.1 Circuit de puissance

Pour concevoir un onduleur à cinq niveaux, deux onduleurs (en pont en H sont montés en série) ont été utilisés, chacun est alimenté par une source de tension continue V_{dc} et deux capacités de protection C_1 et C_2 comme le montre la figure II-3 ci-dessous :

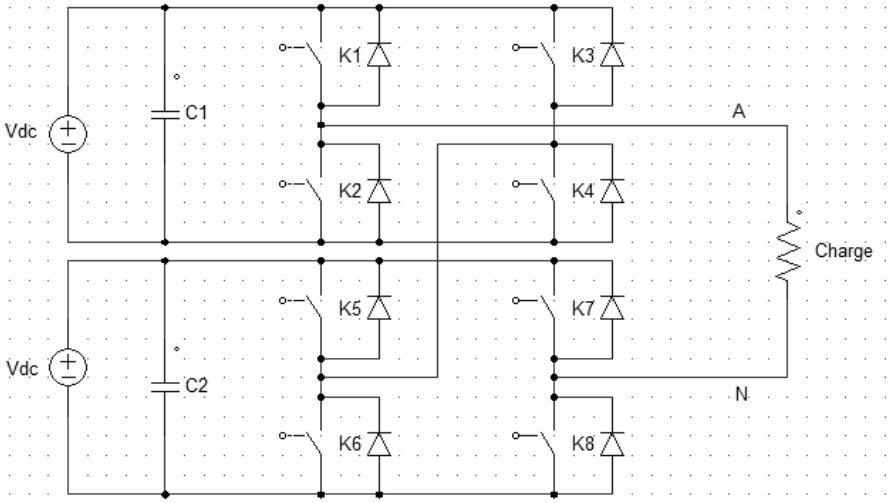


Figure II-3 : Schéma électrique d'onduleur cascade cinq niveaux

Cette structure est formée de huit interrupteurs chacun est composé d'un transistor de puissance et d'une diode montée en tête bêche, [31].

Chaque bras de l'onduleur comporte deux interrupteurs que l'on considère comme un couple d'interrupteurs, au total il y a quatre couples d'interrupteurs : *(K1, K2), (K3, K4), (K5, K6)* et *(K7,K8)* formant ainsi l'onduleur en cascade à cinq niveaux. Les interrupteurs de chaque couple sont commandés de façon complémentaire en évitant un court-circuit.

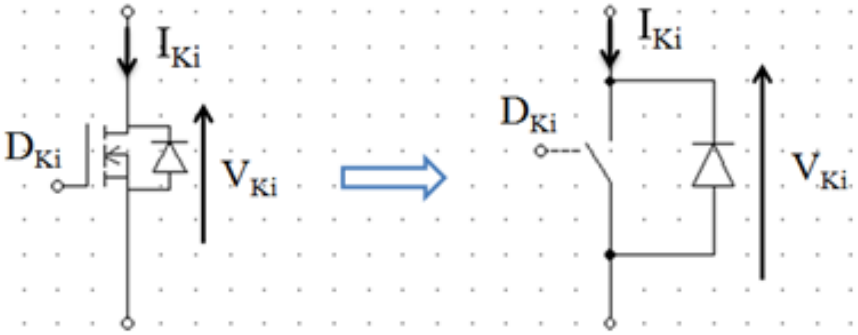


Figure II-4 : Transistor de puissance équivalent à un interrupteur

Le passage d'un courant fort, I_{Ki} du drain vers la source d'un transistor, dépend de la commande D_{Ki} sur la grille, soit pour l'ouverture ou bien pour la fermeture du transistor (saturation ou blocage du transistor de puissance), (figure II-4).

II.3.2 Principe de fonctionnement

Les valeurs de la tension V_{AN} entre les points A et N c-à-d aux bornes de la charge sont déterminées par l'état des huit interrupteurs utilisés *K1, K2, …, K8*.

Il y a alors $2^8 = 256$ cas possibles de configurations des huit transistors. Néanmoins, il faut éliminer les configurations de fermeture de deux interrupteurs de même bras pour éviter le court-circuit aussi celles qui provoquent la déconnexion de la charge électrique à la sortie de l'onduleur. Par suite, seulement cinq configurations sont prises en considération pour la réalisation de ce type d'onduleur à cinq niveaux.

Nous présentons ci-dessous (tableau II-1) les cinq séquences possibles des états de chaque interrupteur ainsi que les valeurs de la tension de sortie V_{AN} correspondantes de l'onduleur en cascade à cinq niveaux.

Tableau II-1 : Etats des interrupteurs pour l'onduleur à 5 niveaux

V_{AN}	K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8
$\mathbf{2V_{dc}}$	1	0	0	1	1	0	0	1
$\mathbf{V_{dc}}$	1	0	0	1	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1
$\mathbf{-V_{dc}}$	0	1	0	1	0	1	1	0
$\mathbf{-2V_{dc}}$	0	1	1	0	0	1	1	0

La figure II-5 présente la forme de la tension de sortie V_{AN} et les signaux de commande de chaque interrupteur. Cette configuration présente parfaitement l'état de chaque interrupteur et l'ordre qu'il faut suivre pour obtenir une forme d'onde alternative et sous forme d'escaliers.

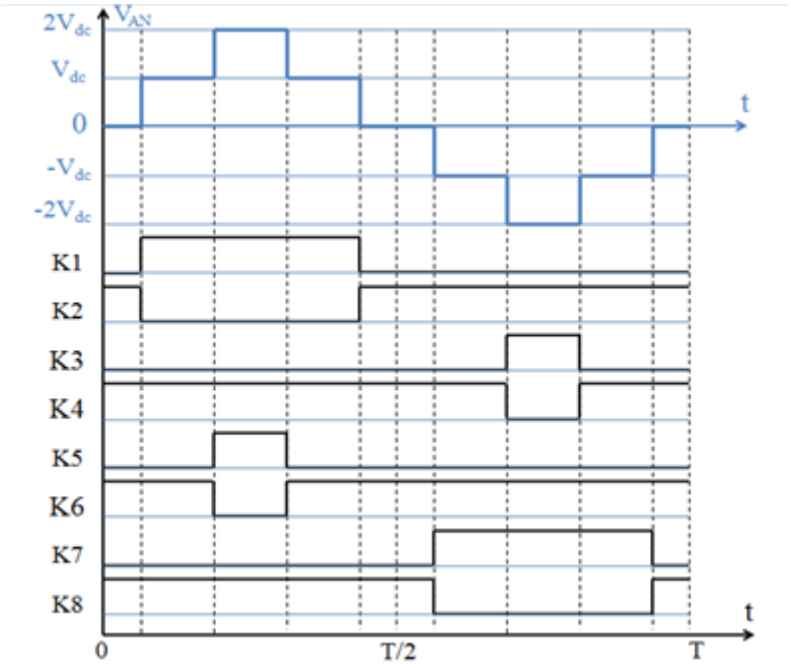


Figure II-5 : Forme de la tension avec différentes commandes des transistors

L'augmentation du nombre de niveaux, ramène plusieurs escaliers à la tension de sortie. Ceci permet de mieux approcher la tension sinusoïdale, [30].

II.3.3 Filtrage de l'onduleur à cinq niveaux

II.3.3.1 Etude de la forme de la tension d'onduleur

La figure II-6 illustre le schéma de puissance de l'onduleur à cinq niveaux. Cette topologie est composée de deux étages d'onduleurs connectés entre eux de telle sorte à avoir un seul onduleur cascade à cinq niveaux. Cet onduleur est composé de huit transistors MOSFET, deux alimentations continues de 24V, une seule source pour un seul étage et une charge linéaire inductive (L = 10mH et r = 10Ω) (assimilable à une f.e.m).

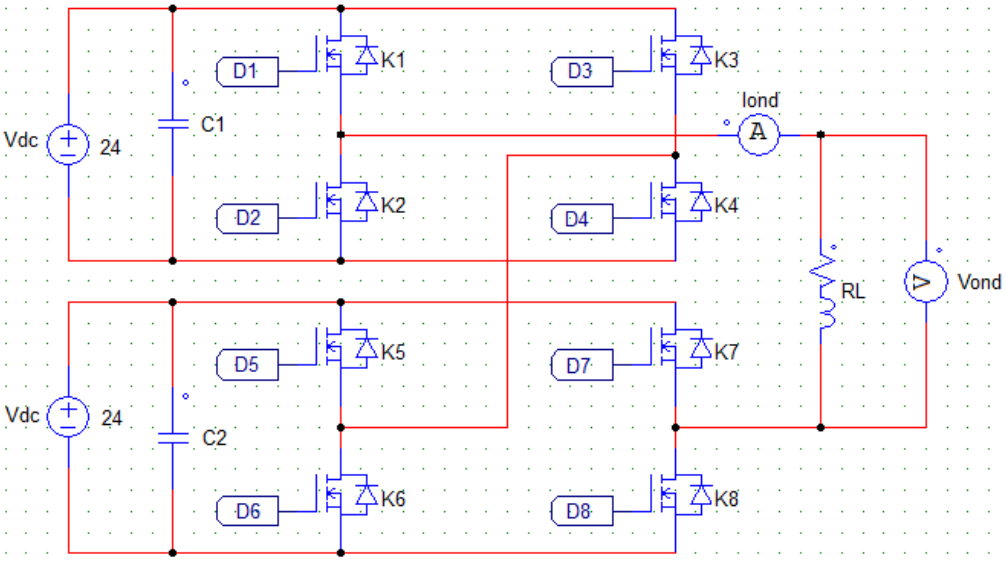


Figure II-6 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux

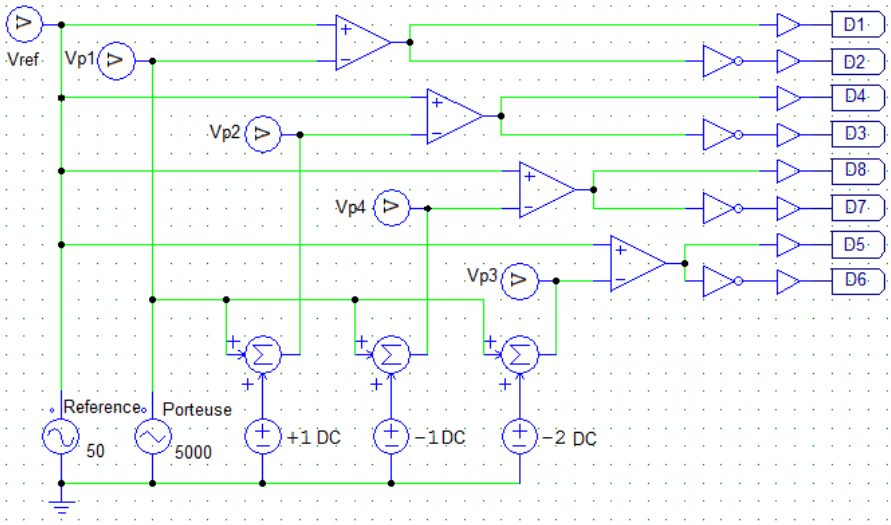


Figure II-7 : Circuit de commande de l'onduleur à 5 niveaux

Le circuit de commande MLI sinusoïdale à triangles multiples présenté sur la figure II-7 est constitué d'une source de tension sinusoïdale utilisée comme un signal de référence V_{ref} d'amplitude 2V et de fréquence 50Hz, ainsi que quatre générateurs de signaux triangulaires de même fréquence 5000Hz et de même amplitude 1V mais avec un offset différent pour les quatre signaux comme il est montré sur le tableau II-2.

Tableau II-2 : Offset pour les quatre signaux triangulaires

Signal triangulaire	**VP1**	**VP2**	**VP3**	**VP4**
Offset	0 V	+1 V	-1 V	-2 V

Les signaux de commande pour les transistors sont donnés dans la figure II-8.

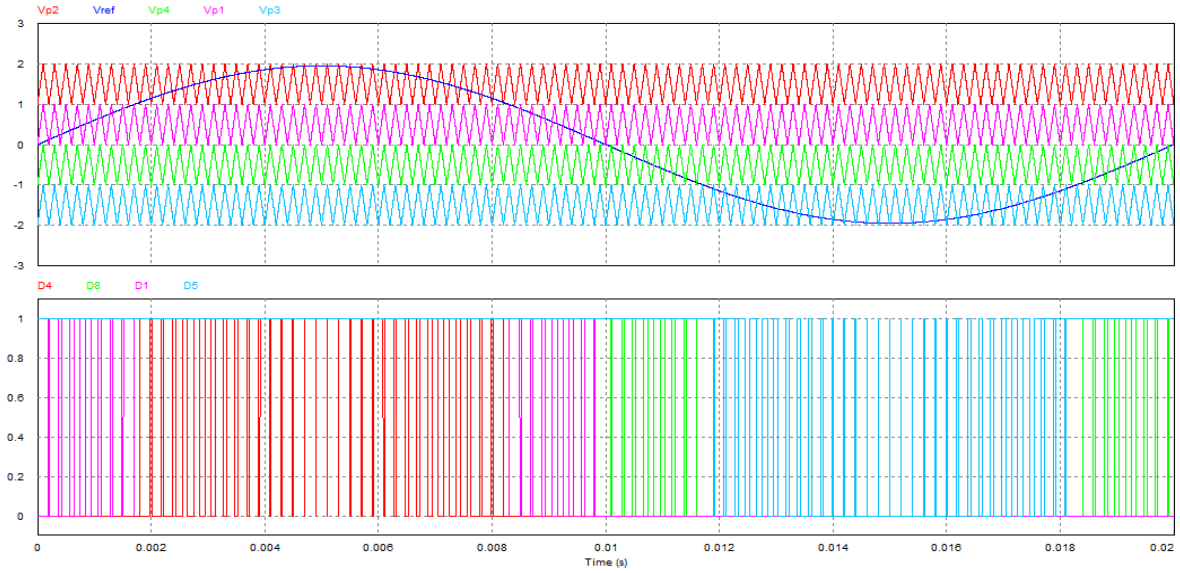


Figure II-8 : Signaux de références et de commandes

La tension de sortie du comparateur est un signal PWM (0 ou 1) convenable à l'ouverture ou bien la fermeture des transistors de puissances, ce signal PWM est le résultat d'une comparaison entre la tension sinusoïdale V_{ref} et les signaux porteurs V_{Pi}. Pour évaluer notre système, nous avons visualisé la tension aux bornes de la charge ainsi que le courant consommé par cette dernière, (figure II-9).

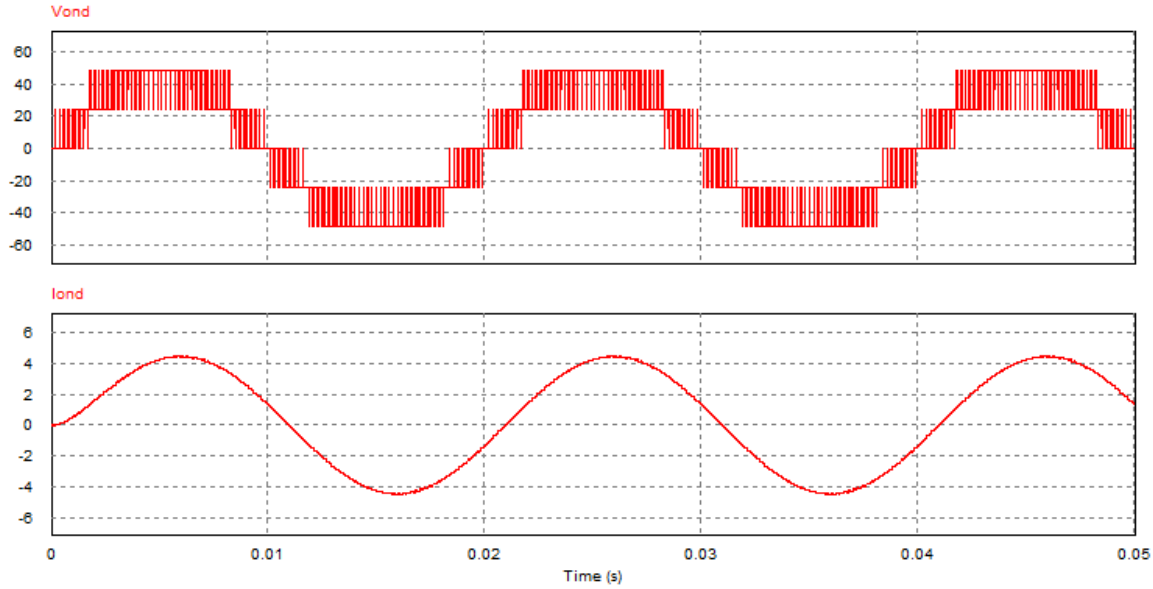


Figure II-9 : Courbes de la tension et du courant aux bornes de la charge

En observant la forme de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux, nous remarquons qu'elle est sous forme d'escaliers à cinq étages. La valeur maximale de cette tension est de l'ordre

de 48V, ce qui est un avantage pour ce type de topologie cascade puisque nous avons utilisé seulement des sources de 24V, alors la tension V_{out} est la somme de deux valeurs de tension des alimentations d'entrées. Elle comporte cinq niveaux : -48, -24, 0, +24 et +48V. La forme du courant est sinusoïdale.

La figure II-10 représente les spectres de fréquence de la tension V_{out} et le courant I_{out} de la charge inductive.

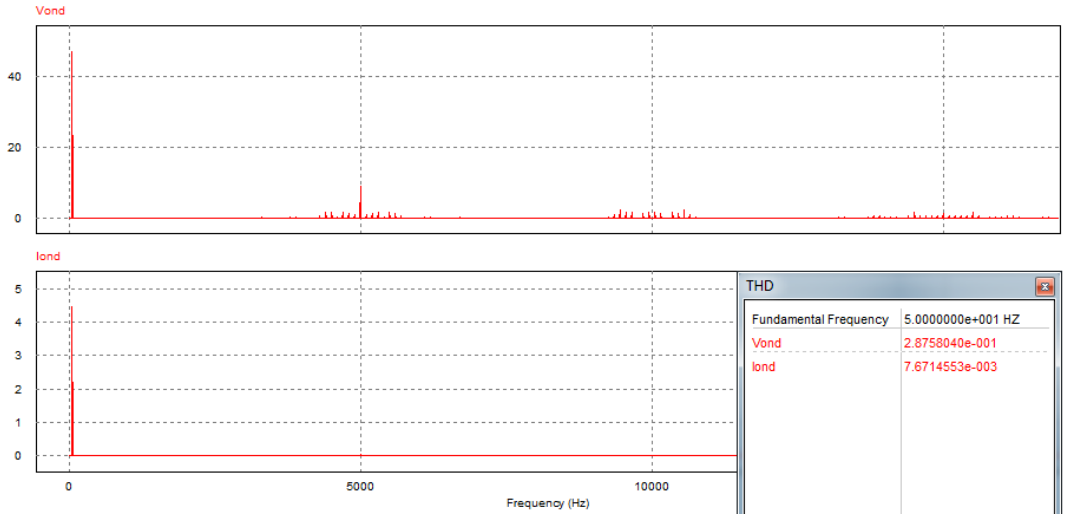


Figure II-10 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant aux bornes de la charge

La représentation fréquentielle de la tension V_{out} comprend la composante fondamentale à la fréquence 50Hz et des pics d'harmoniques voisins, multiple entier de la porteuse avec un THD de l'ordre de 28,75%.

Le courant présente aussi un pic fondamental à la fréquence 50Hz, ce qui garantit que la tension et le courant ont la même fréquence. Le spectre de fréquence du courant présente un THD de 0,76%.

L'avantage de la topologie à cinq niveaux est qu'elle présente moins d'harmoniques et que la tension est proche de la forme sinusoïdale. Cependant, il reste des améliorations à faire pour garantir un THD très faible et une forme purement sinusoïdale. Pour ce faire, nous allons appliquer un filtrage avec différents types de charge afin d'obtenir une tension purement sinusoïdale aux bornes de la charge.

II.3.3.2 Filtrage de la tension de sortie

II.3.3.2.1 Cas d'une charge linéaire

Nous avons ajouté un filtre de type *LC* au circuit de la figure II-6 entre la sortie de l'onduleur et la charge comme le montre la figure II-11.

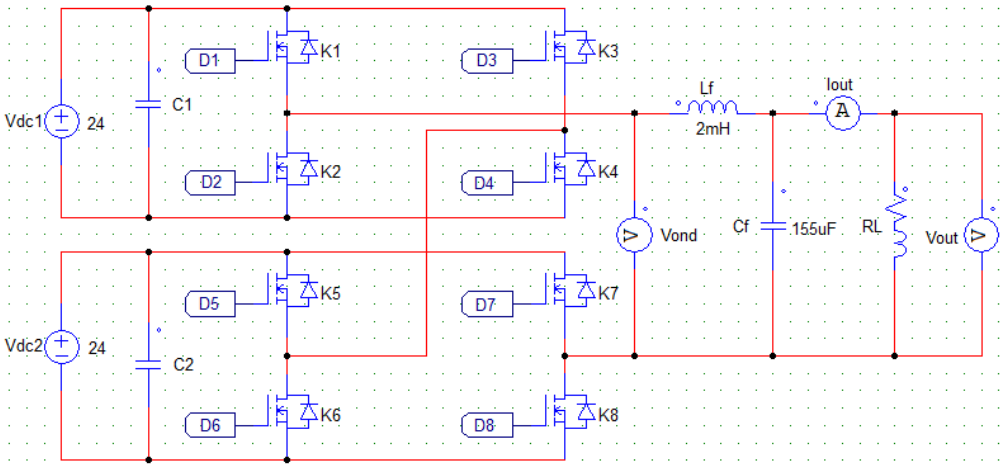


Figure II-11 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LC (charge linéaire)

L'équation (II-1) décrit la fonction de transfert d'un filtre passe-bas *LC* de deuxième ordre.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \left(j\frac{f}{f_c}\right)^2} \qquad \textit{(II-1)}$$

L'équation (II-2) permet de calculer la fréquence de coupure de ce filtre.

$$f_c = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_f.C_f}} \qquad \textit{(II-2)}$$

Avec une fréquence de coupure f_c = 100Hz, nous avons pris comme valeur de l'inductance et du condensateur L_f = 2mH et C_f = 0.155mF respectivement.

Après l'opération de filtrage de l'étage de sortie, Nous remarquons que, la tension et le courant de sortie de l'onduleur ont une forme purement sinusoïdale (figure II-12).

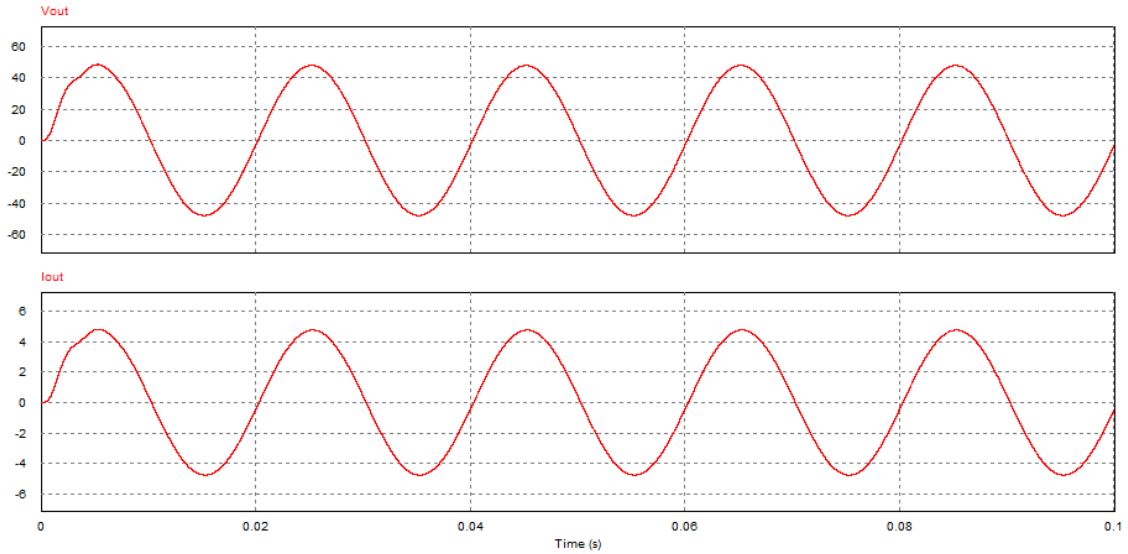


Figure II-12 : Courbes de la tension et du courant après filtrage (charge linéaire)

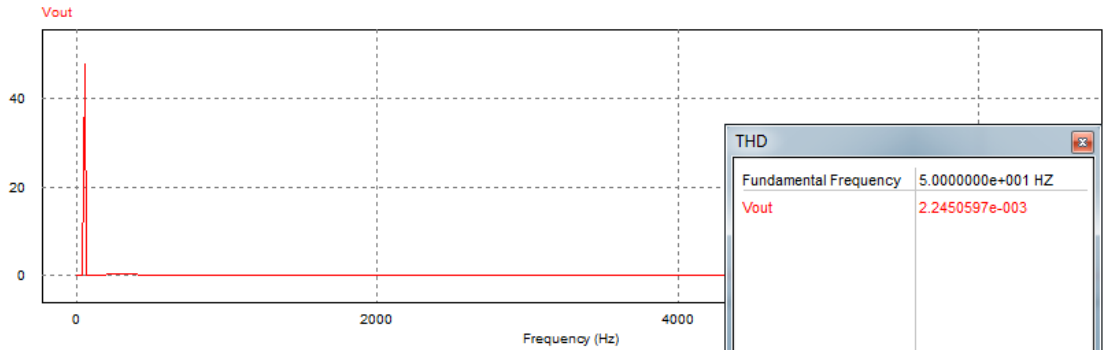


Figure II-13 : Analyse fréquentielle de la tension après filtrage

La figure II-13 permet d'analyser le spectre de la tension de sortie de l'onduleur après filtrage. Le filtre *LC* du deuxième ordre utilisé a permis l'élimination des harmoniques et donc d'avoir une tension purement sinusoïdale, le THD obtenu dans ce cas est de 0,22% à la fréquence 50Hz de la fondamentale.

II.3.3.2.2 Cas d'une charge non-linéaire

Cette fois, nous avons considéré le cas d'une charge non-linéaire et nous l'avons modélisé par une charge inductive en parallèle avec deux diodes Zener, tout en gardant le même filtre passe bas *LC* précèdent.

La figure II-14 présente l'onduleur cascade à cinq niveaux avec une charge non-linéaire.

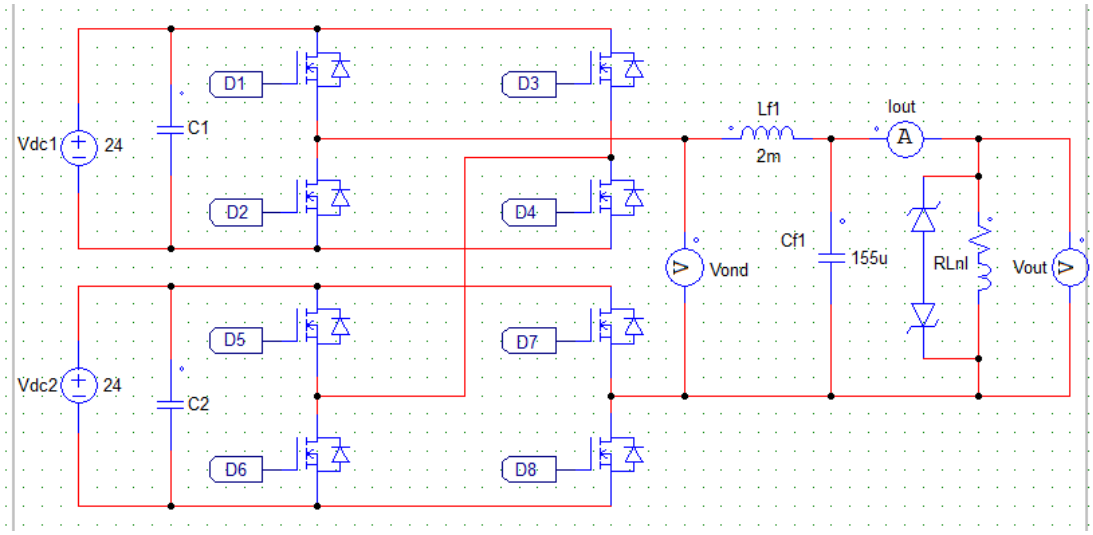


Figure II-14 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LC (charge non linéaire)

Après simulation, nous avons obtenu les résultats suivants :

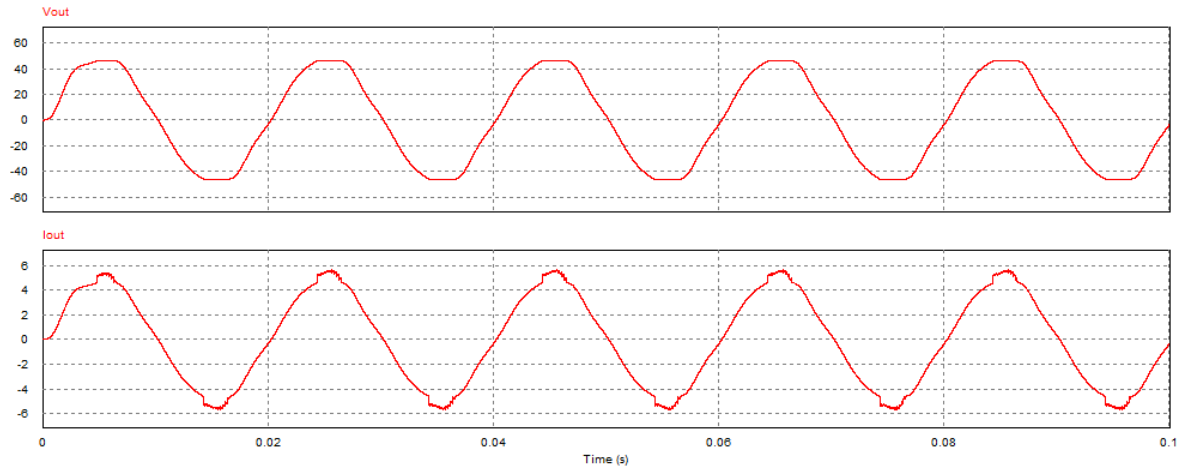


Figure II-15 : Courbes de la tension et du courant avec filtrage LC (charge non linéaire)

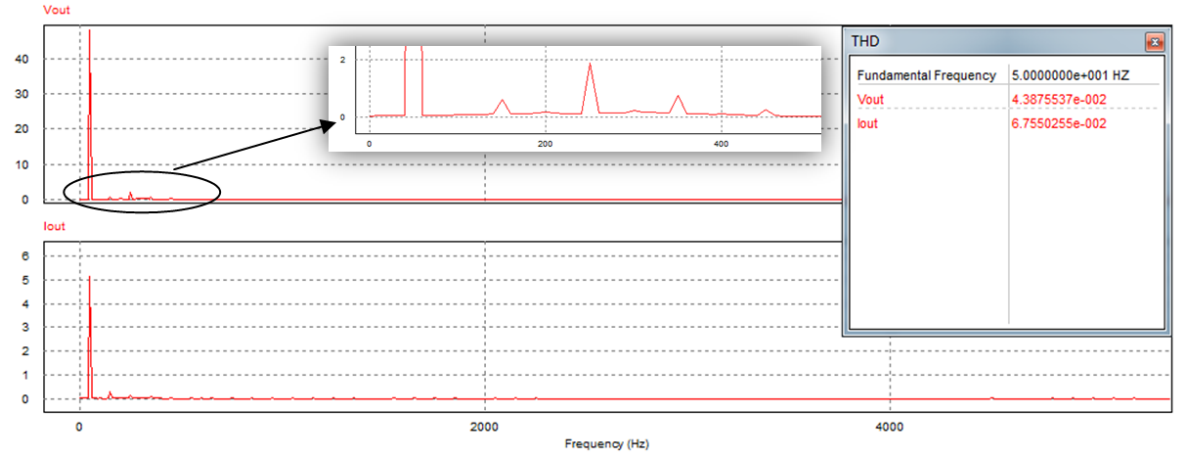


Figure II-16 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant avec filtre LC (charge non linéaire)

Nous remarquons que la tension V_{out} aux bornes de la charge non-linéaire n'est plus sinusoïdale (même chose pour le courant I_{out}). Les deux grandeurs présentent des déformations au niveau du signal. Ceci est dû à la génération des harmoniques par la charge. Alors que le THD est de l'ordre de 4,38% pour la tension et de 6,75% pour le courant, (voir figure II-16).

Pour remédier à ce problème, nous avons augmenté l'ordre du filtre passe-bas. Nous avons utilisé un filtre passe-bas de type LC double étage dont le schéma est visualisé sur la figure suivante :

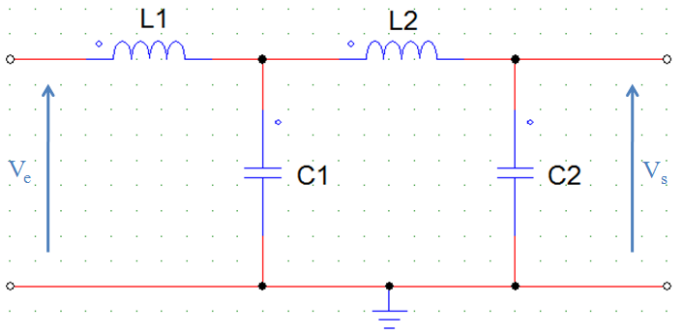


Figure II-17 : Filtre LC double étage

La fonction de transfert de ce type de filtre est donnée par l'équation (II-3)

$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = H_1(j\omega) \times H_2(j\omega) = \frac{1}{\left(1 + \left(j\frac{f}{f_{c1}}\right)^2\right).\left(1 + \left(j\frac{f}{f_{c2}}\right)^2\right)} \quad \textit{(II-3)}$$

Avec :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_1.C_1}} = \frac{\omega_{c1}}{2\pi} \quad \textit{(II-4)}$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_2.C_2}} = \frac{\omega_{c2}}{2\pi} \quad \textit{(II-5)}$$

La fonction de transfert s'écrit :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2m\left(j\frac{f}{f_c}\right)^2 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^4} \quad \textit{(II-6)}$$

Avec :

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{\omega_{c1}.\omega_{c2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi.\sqrt{L_1L_2.C_1C_2}} \quad \textit{(II-7)}$$

$$m = \frac{{\omega_{c1}}^2 + {\omega_{c2}}^2}{2} \quad \textit{(II-8)}$$

Où ω_c est la pulsation de coupure, f_c est la fréquence de coupure et m le coefficient d'amortissement.

La figure II-18 suivante représente l'onduleur cascade à cinq niveaux avec une charge non-linéaire en utilisant un filtre *LC* d'ordre 4.

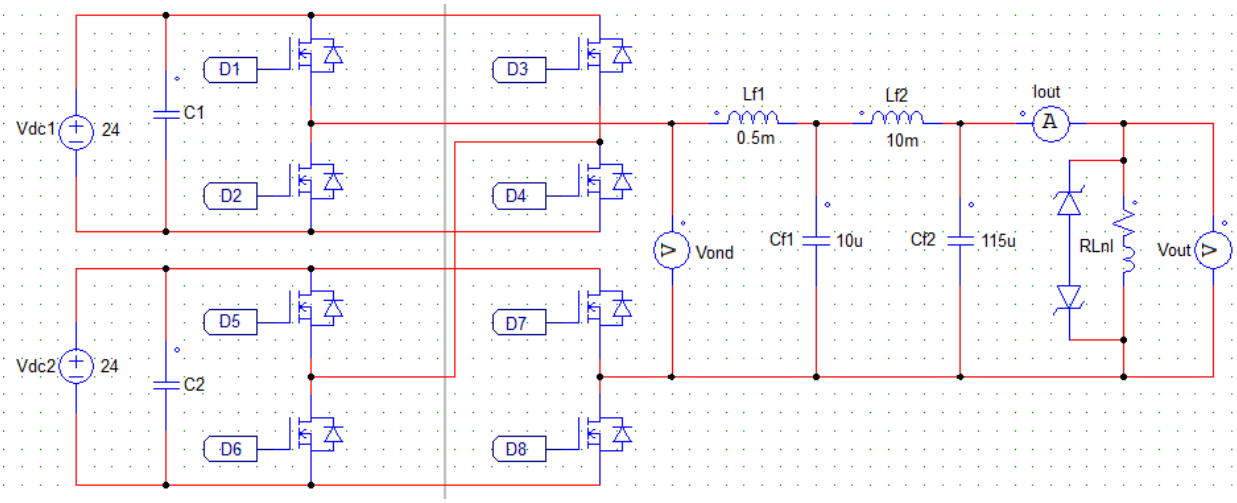


Figure II-18 : Circuit de puissance de l'onduleur à 5 niveaux avec filtre LCLC (charge non linéaire)

Les résultats de simulation sont représentés sur la figure II-19.

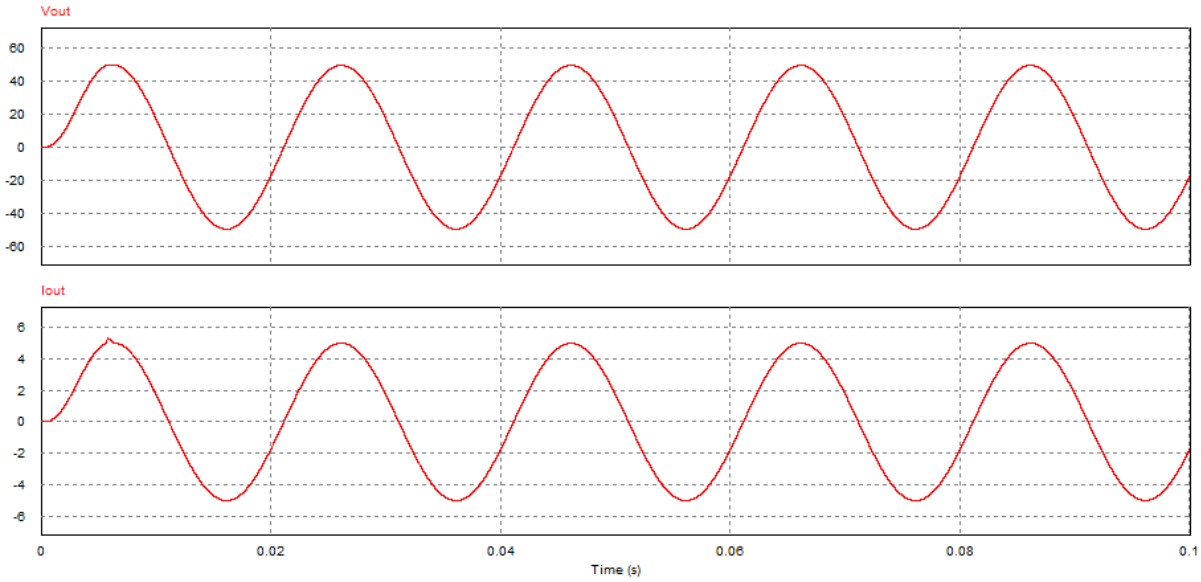


Figure II-19 : Courbes de la tension et du courant avec filtrage LCLC (charge non linéaire)

Nous remarquons que la forme de la tension et du courant est purement sinusoïdale et ne présentent pas une chute, ce qui implique que le filtre utilisé est un filtre performant et efficace.

En passant à l'étude fréquentielle, nous remarquons aussi qu'il n'y a pas d'harmonique et que le filtre utilisé permet d'avoir un même THD qui est égal à 0,045% pour la tension de sortie V_{out} et le courant I_{out} comme le montre la figure II-20.

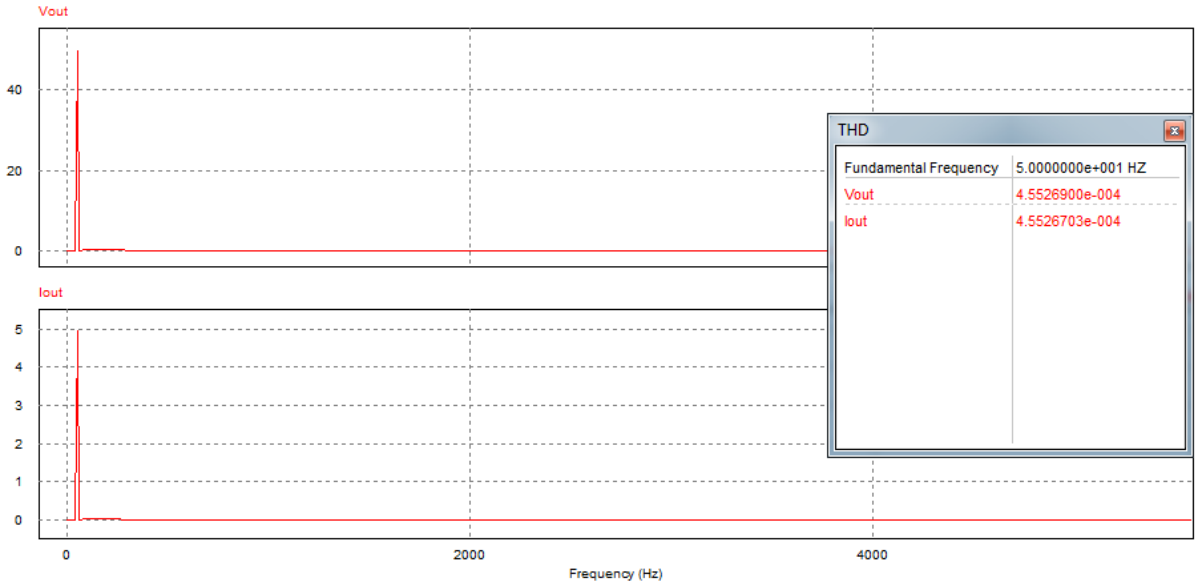


Figure II-20 : Analyse fréquentielle de la tension et du courant avec filtre LCLC (charge non linéaire)

II.3.3.3 Onduleur à cinq niveaux avec un filtre et un transformateur

Nous avons traité précédemment un onduleur cascade à cinq niveaux avec une tension à la sortie de l'ordre de 48V AC comme tension maximale. Cette valeur doit être augmentée pour pouvoir connecter des charges électriques de 220V AC efficace à la sortie de l'onduleur après

filtrage. Pour cela, nous allons introduire un simple transformateur à l'onduleur avant le filtrage comme le montre la figure II-21.

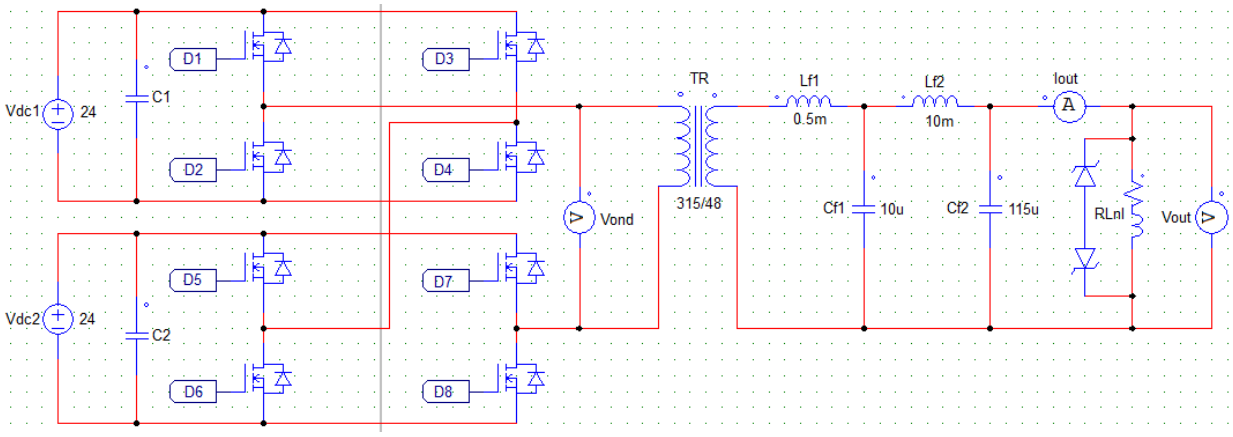


Figure II-21 : Onduleur 5 niveaux avec filtre et transformateur

La figure II-22 illustre les deux formes de la tension V_{out} et du courant I_{out} aux bornes de la charge non-linéaire. D'après cette figure, nous remarquons que la tension atteint une valeur maximale de 318V, sa valeur efficace est donc de 224,85 V.

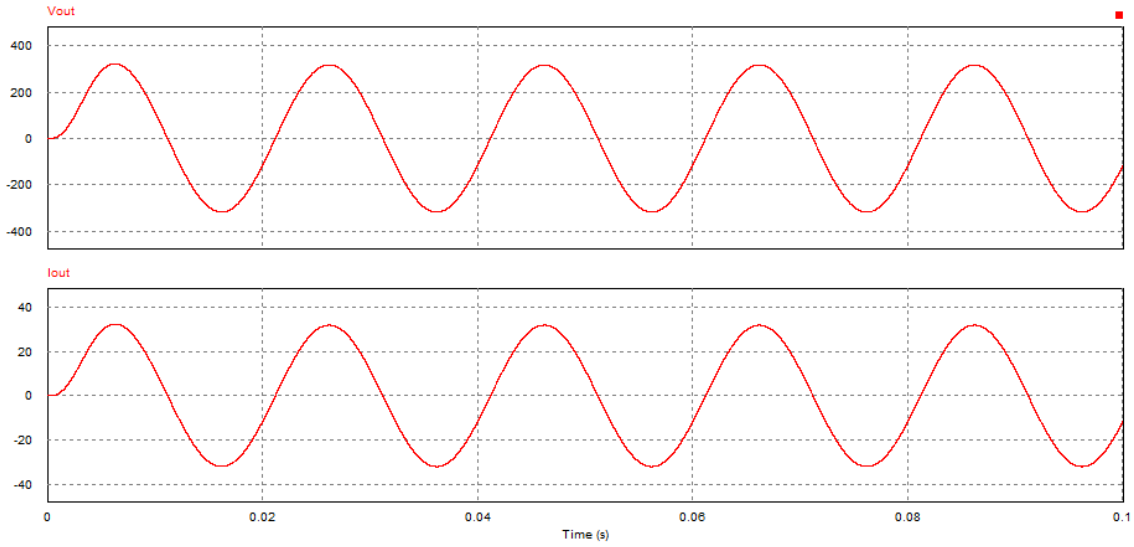


Figure II-22 : Courbes de la tension et du courant en utilisant un filtre et un transformateur

II.4 L'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade

Les topologies précédentes présentent les inconvénients suivants : un nombre important de commutateurs de puissances, l'utilisation de plusieurs sources continues pour avoir un niveau de tension élevé ainsi qu'une tension maximale de sortie de l'onduleur ne dépassant pas la somme des tensions des sources continues.

Pour résoudre ces problèmes, nous allons proposer une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade.

II.4.1 Onduleur multi-niveaux classique à transformateurs en cascade

L'onduleur multi-niveaux classique à transformateurs en cascade comporte plusieurs interrupteurs et autres composants tels que la source continue DC et les transformateurs comme il est indiqué sur le circuit de la figure II-23.

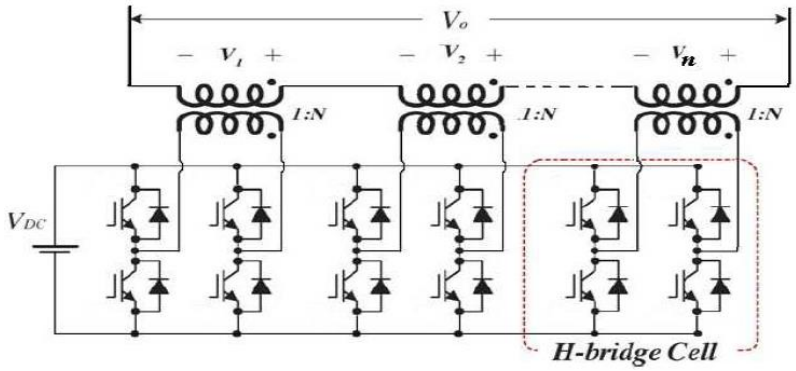


Figure II-23 : Onduleur multi-niveaux classique à transformateur en cascade

Les transformateurs ont un même rapport de transformation pour obtenir les mêmes résultats. Les tensions secondaires de sortie sont mises en cascade. L'amplitude de la tension de sortie dépend de la valeur de la source de tension continue et du rapport de transformation des transformateurs. La tension de sortie de ce système est déterminée en additionnant la tension de sortie de chaque transformateur :

$$V_0 = V_1 + V_2 + \ldots + V_n \qquad \textbf{(II-9)}$$

II.4.2 Nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade

Dans la topologie précédente de l'onduleur multi-niveaux classique à transformateurs en cascade, quatre dispositifs de commutation sont nécessaires pour chaque transformateur.

Une nouvelle architecture qui permet de réduire le nombre de dispositifs de commutation par rapport à la topologie classique a été proposée par (H. Khounjahan, [32]). Cette nouvelle topologie comprend une source DC, plusieurs transformateurs basse fréquence monophasés, deux commutateurs d'alimentation principaux et certains dispositifs de commutation. Dans cette topologie, le nombre de transistors a été réduit, en effet seulement deux transistors sont utilisés pour chaque transformateur.

La figure II-24 illustre le schéma de la nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade, [32]. Dans cette topologie, pour chaque bras, il y a un transformateur et deux transistors de puissance (exemple du 1er bras : transformateur T_1 et la gâchette S_1 pour les

deux transistors). Par conséquent, la complexité du circuit augmente en termes de la taille et de l'encombrement des composants. Pour des tensions positives et négatives, deux commutateurs (S_a et S_b) sont utilisés pour alterner la polarité de la source continue (figure II-24).

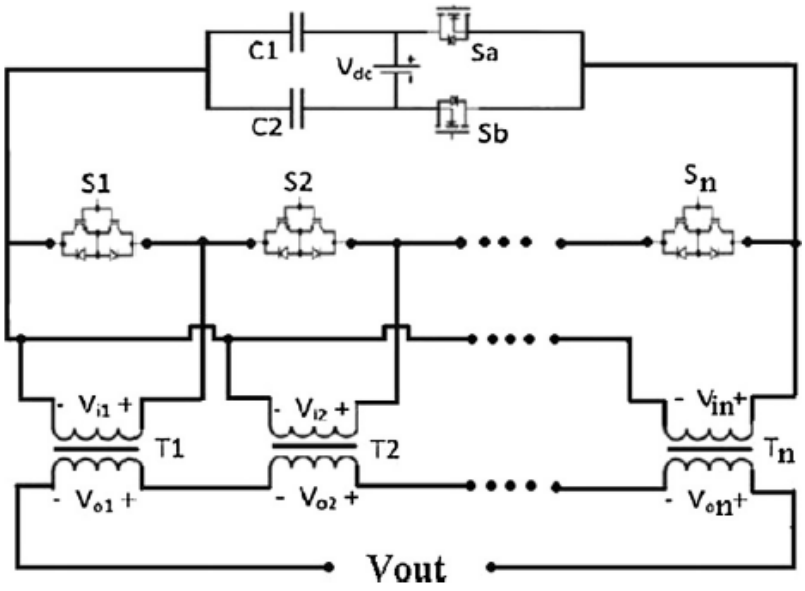


Figure II-24 : Schéma de l'onduleur multiniveaux avancé

Afin de simplifier la commande et de minimiser la taille du système, nous allons proposer une nouvelle topologie pour l'onduleur multi-niveaux.

II.4.3 Proposition d'une nouvelle topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade

Dans la nouvelle topologie que nous avons proposée, nous avons minimisé le nombre de transistors. Cependant le nombre de transformateurs est resté le même que celui de la topologie précédente. Les tensions aux secondaires des transformateurs sont mises en série pour que la tension totale du système soit égale à la somme de toutes les tensions aux secondaires des transformateurs.

Pour étudier la nouvelle topologie, nous avons pris comme exemple, un onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade à neuf niveaux. La figure II-25 présente le circuit proposé.

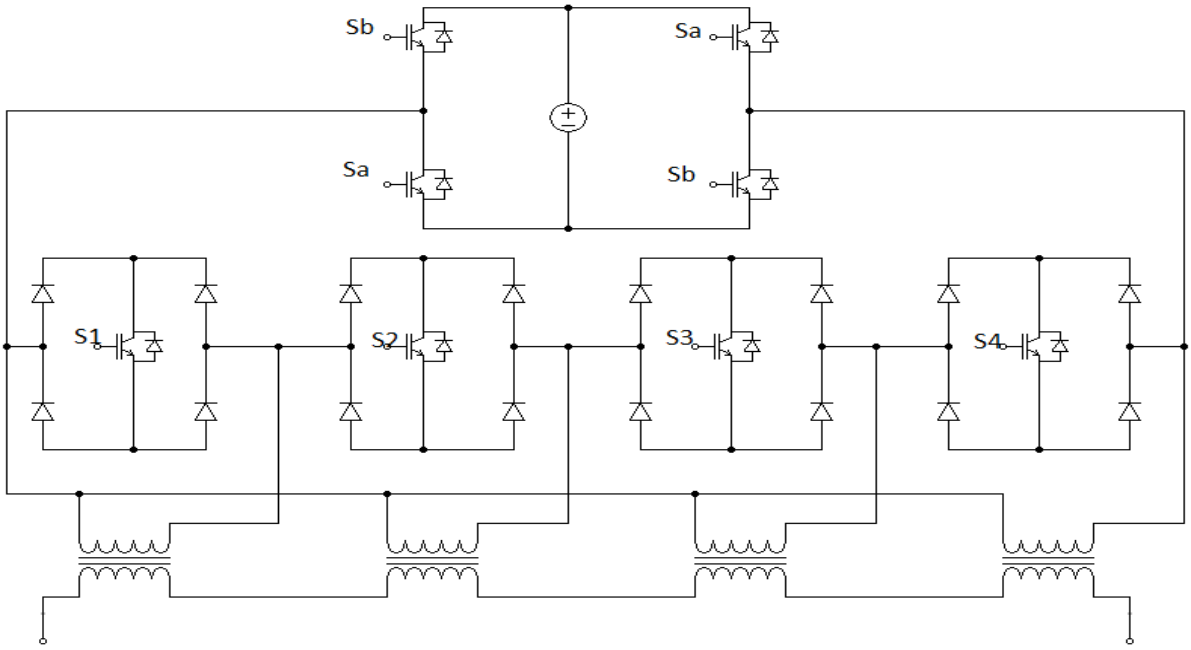


Figure II-25 : Onduleur multi-niveaux proposé à transformateurs en cascade

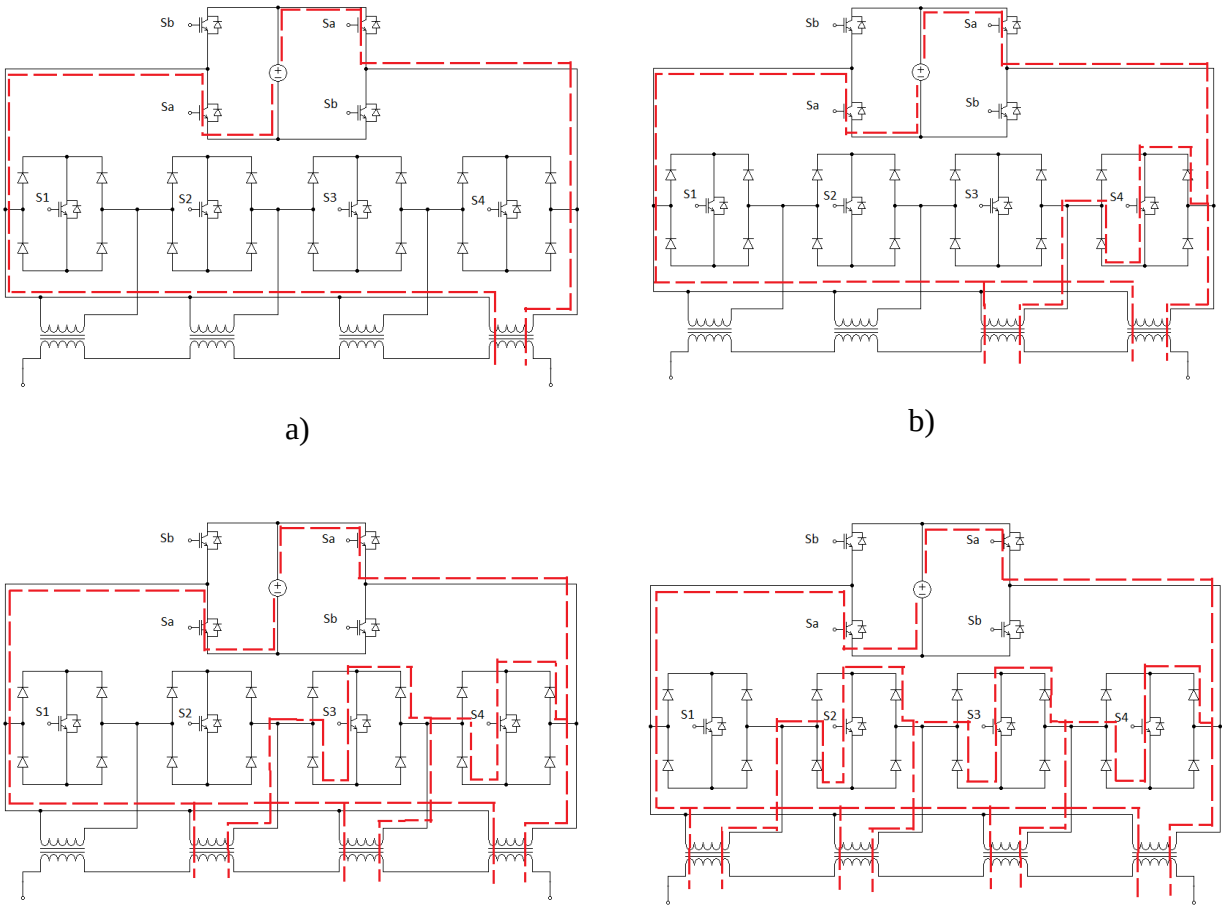
Le circuit proposé renferme une seule source de tension continue et quatre transformateurs monophasés (exemple de neuf niveaux). De plus, un transistor et quatre diodes sont utilisés pour chaque bras de transformateur. Cette nouvelle topologie présente de nombreux avantages, notamment une réduction du nombre de transistors de puissance par rapport au schéma électrique présenté à la figure II-24. Cette réduction permet également de diminuer le nombre de circuit pilote pour chaque transistor, ce qui est bénéfique en termes de surface et de coût.

Cette topologie d'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade permet d'obtenir neuf niveaux de tension en sortie tout en utilisant une seule source de tension continue. La tension de sortie est la somme des tensions au secondaire des quatre transformateurs. Pour obtenir différents niveaux de tension de sortie (tableau II-3), il faut appliquer la configuration spécifique de commutation pour chaque niveau de tension.

Dans cet exemple de l'onduleur à neuf niveaux, nous n'allons présenter que quatre étapes de commutation correspondant à l'alternance positive de la tension de sortie (figure II-26), puisque les autres étapes sont les mêmes et la seule différence c'est juste l'inversion de polarité de la source de tension (alternance négative). La figure II-26 expose les différentes étapes de commutation, dans laquelle la figure II-26(a) présente la stratégie de commutation pour obtenir $1V_{dc}$ de tension de sortie, figure II-26(b) pour $2V_{dc}$, figure II-26(c) pour $3V_{dc}$ et figure II-26(d) pour $4V_{dc}$.

Tableau II-3 : Commutation pour onduleur à neuf niveaux

V_{out}	Sa	Sb	S1	S2	S3	S4
4 V_{dc}	1	0	0	1	1	1
3 V_{dc}	1	0	1	0	1	1
2 V_{dc}	1	0	1	1	0	1
1 V_{dc}	1	0	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1
-1 V_{dc}	0	1	1	1	1	0
-2 V_{dc}	0	1	1	1	0	1
-3 V_{dc}	0	1	1	0	1	1
-4 V_{dc}	0	1	0	1	1	1



a) b)

c) d)

Figure II-26 : Différentes configurations d'interrupteurs

II.4.4 Etude comparative

Dans les topologies des onduleurs multi-niveaux, le niveau de la tension de sortie du système dépend du nombre de dispositifs semi-conducteurs. Cependant, l'utilisation d'un grand nombre de commutateurs de puissance augmente la taille du circuit de l'onduleur, ainsi que le coût du système, l'espace d'installation et la complexité de la commande et de la maintenance. Pour conserver un nombre élevé de niveaux de sortie sans augmenter le nombre de commutateurs et le nombre de sources de tension continue, une nouvelle topologie de circuit de puissance basée sur plusieurs transformateurs et quelques commutateurs semi-conducteurs a été proposée.

La figure II-27 permet de comparer le nombre de transistors en fonction du nombre de niveaux de la tension de sortie dans les trois topologies.

Le tableau II-4 présente une comparaison entre les trois topologies pour le même nombre de niveaux. Cette comparaison concerne le nombre de commutateurs semi-conducteurs.

La comparaison montre que la nouvelle topologie permet de réduire le nombre de transistors en utilisant seulement huit de ce dernier, en revanche, la topologie proposée et la topologie classique utilisent respectivement dix et seize transistors. Le nombre des transformateurs reste le même pour les trois topologies d'onduleur.

Un autre avantage de cette topologie, c'est que nous pouvons augmenter la tension de sortie de l'onduleur en utilisant une seule source de tension d'entrée.

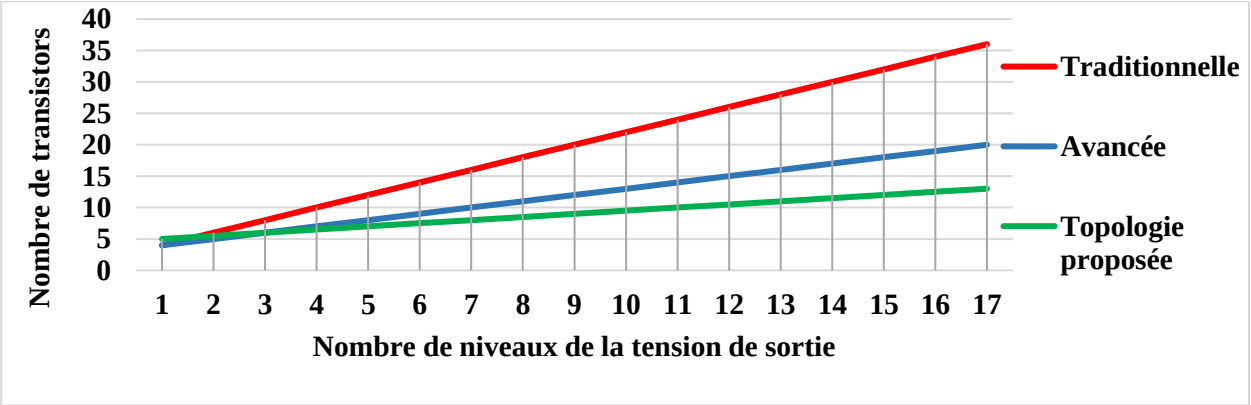


Figure II-27 : Nombre de commutateurs en fonction du nombre de niveaux

Tableau II-4 : Comparaison entre les trois topologies

	Topologie traditionnelle	Topologie Avancée	Topologie proposée
Nombre de niveaux	m	m	m
Nombre de transistors	2*(m-1)	m+1	(m+7)/2

II.4.5 Résultats de simulation de la nouvelle topologie

Pour confirmer que la nouvelle topologie proposée de l'onduleur à transformateur multi-niveau peut générer la tension de sortie souhaitée, un modèle est simulé sur la base du circuit proposé de la nouvelle topologie comme il est présenté dans la figure II-25. Cet onduleur utilise un commutateur avec quatre diodes par phase de sortie pour chaque transformateur. L'environnement simulink est utilisé pour cette simulation comme le montre la figure II-28 ; les transistors et les diodes sont considérés comme idéaux.

Les bobines aux secondaires des transformateurs sont connectées en série pour atteindre une tension de sortie progressive. La tension de sortie est la somme des tensions de sortie de chaque transformateur. La forme de la tension de sortie est indiquée sur la figure II-29. Comme nous pouvons le constater, nous obtenons neuf niveaux d'onduleur à transformateurs en cascade. Avec une source de tension continue de 10V, la tension de sortie maximale peut atteindre jusqu'à 40V avec une polarité positive et jusqu'à -40V avec une polarité négative. Pour les transformateurs, le rapport de transformation utilisé est de 1:1.

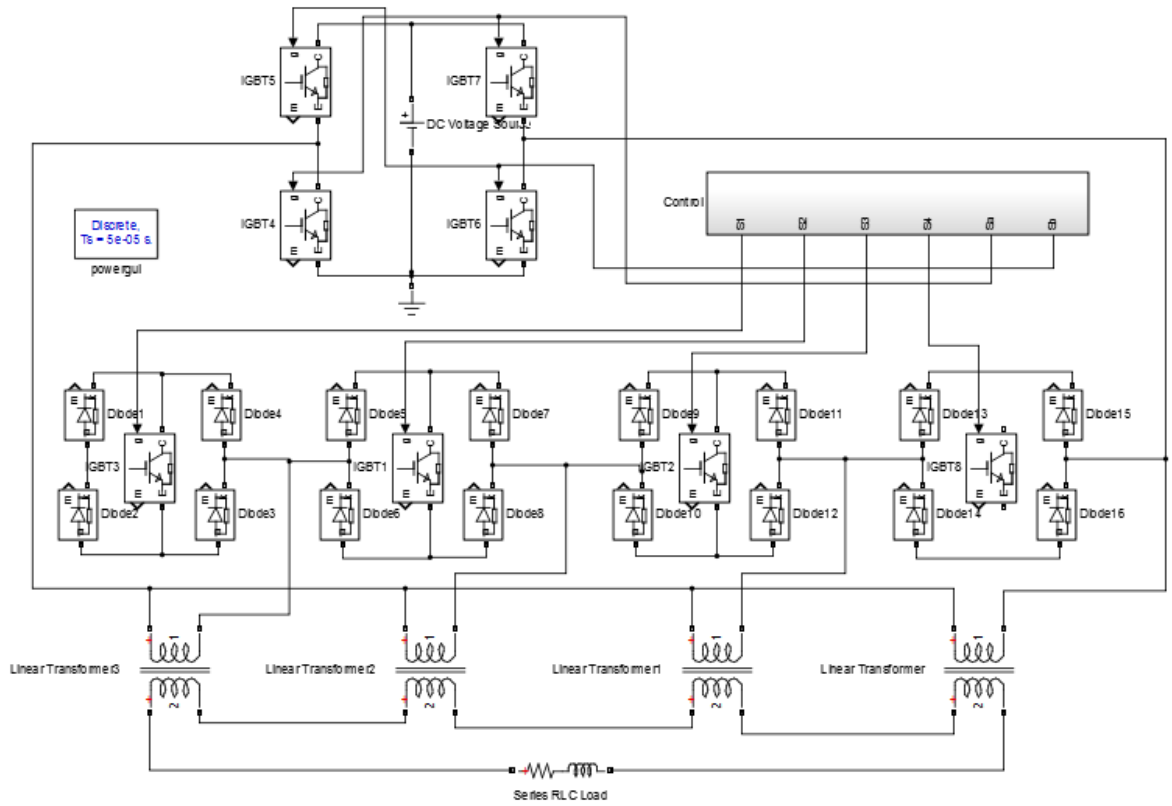


Figure II-28 : Onduleur proposé à neuf niveaux

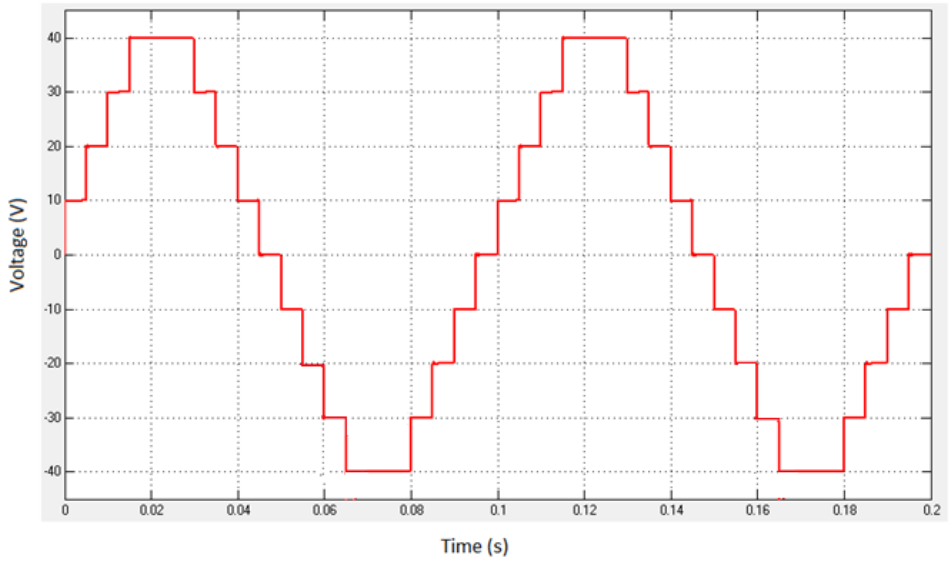


Figure II-29 : Forme d'onde de la tension de sortie d'onduleur à 9 niveaux

La figure II-30 donne les formes d'ondes de la tension de sortie de chaque transformateur. Nous constatons que la tension de sortie maximale est de 10V pour chaque transformateur et c'est la même valeur de tension que la source continue. Les formes d'onde représentées sur la figure II-29 sont obtenues en utilisant différentes étapes de commutation afin d'obtenir la tension de sortie totale qui est la somme de tension de sortie pour chaque transformateur. Cette méthode permet d'obtenir un onduleur multi-niveaux qui va commuter à différents niveaux en utilisant une seule source de tension continue.

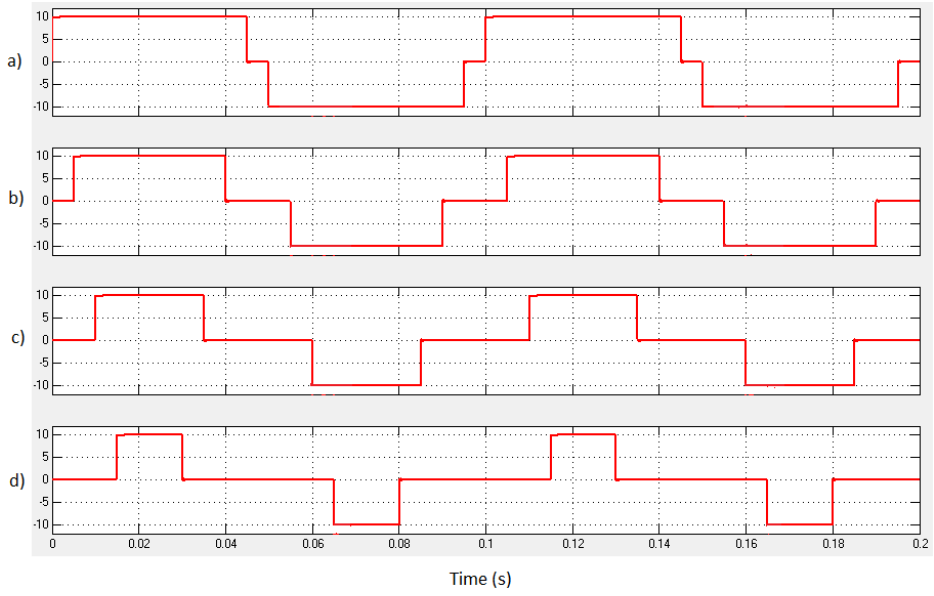


Figure II-30 : Formes d'onde de la tension de sortie pour chaque transformateur

II.5 Conclusion

Une étude détaillée des onduleurs à trois et à cinq niveaux a été présentée. L'onduleur à cinq niveaux présente un bon THD par rapport à l'onduleur à deux et à trois niveaux ainsi qu'une bonne forme de la tension de sortie qui est proche de la sinusoïde. Le type de filtrage dépend de la nature de la charge électrique raccordée à l'onduleur. Pour une charge linéaire, un filtre passe-bas de type LC est largement suffisant pour avoir une bonne qualité de tension aux bornes de la charge. Néanmoins, un filtre d'ordre supérieur à deux est nécessaire pour le cas d'une charge non-linéaire.

Une nouvelle topologie de l'onduleur multi-niveaux à transformateurs en cascade a été présentée. La topologie proposée présente l'avantage de réduire le nombre de dispositifs de commutation et d'utiliser une seule source de tension continue. Cette configuration réduit le nombre de composants par rapport aux anciennes configurations d'onduleurs multi-niveaux à transformateurs en cascade. Par conséquent, la taille du circuit et le coût sont réduits. Pour valider les performances de l'onduleur multi-niveaux à transformateur en cascade proposé, des résultats de simulation utilisant un prototype d'onduleur multi-niveaux à neuf niveaux ont été présentés. La topologie proposée peut être adoptée dans des applications photovoltaïques en exploitant la stratégie de suivi du point de puissance maximale afin d'augmenter les performances de l'onduleur.

Chapitre III : Commande backstepping d'un onduleur PV autonome

III.1 Introduction

L'onduleur PV en mode autonome délivre à sa sortie une tension alternative avec une fréquence fixe conforme à la caractéristique de la charge. Seulement ses performances sont conditionnées par la qualité de la loi de commande utilisée. Avec les commandes classiques l'onduleur présente une variation au niveau de la tension et de la fréquence ainsi qu'un pourcentage élevé de THD. En adoptant des contrôleurs non linéaires robustes, les convertisseurs de puissance parviennent à une meilleure régulation et de très bonnes performances dynamiques.

Le présent chapitre propose une méthode de contrôle des onduleurs PV autonomes basée sur l'approche de backstepping. En premier lieu, nous présentons une description générale de notre système PV avec les différentes caractéristiques des panneaux PV utilisés. Ensuite, nous modélisons le convertisseur DC-DC afin d'appliquer la commande backstepping en la combinant avec un algorithme MPPT pour extraire le maximum de puissance délivrée par les panneaux PV. En outre, après la modélisation de l'onduleur pont en H avec le filtre LC, nous allons le contrôler par la technique backstepping afin de réguler la tension de sortie et de stabiliser sa fréquence et aussi pour avoir une forme purement sinusoïdale de la tension avec un faible THD. Finalement, des résultats de simulation et des interprétations pour valider les performances de la commande développée ont été présentés.

III.2 Description du système PV autonome

Nous considérons un système PV autonome composé de deux convertisseurs électroniques de puissance situés entre le générateur PV et les charges alternatives, (figure III-1). Le premier convertisseur est un élévateur DC-DC qui permet de suivre l'énergie électrique maximale générée par un réseau PV, pour différentes valeurs de rayonnements solaires et de température, en utilisant un algorithme MPPT de base de type Perturb and Observe (P&O). Le second convertisseur est un onduleur pont en H avec un filtre LC ayant pour rôle de convertir une tension continue en tension alternative avec une distorsion harmonique minimale et une bonne stabilité en termes d'amplitude et de fréquence pour différentes valeurs des charges. Le système n'utilise pas le transformateur afin d'augmenter le rendement et de réduire le coût et la taille du système, [33].

Pour la commande des convertisseurs, deux contrôleurs robustes backstepping (Backstepping Control BSC1 pour le convertisseur DC-DC et Backstepping Control BSC2 pour

l'onduleur) ont été développés afin d'améliorer les performances du système et répondre aux exigences de fonctionnement des applications critiques.

V_{pvref} est une valeur de tension optimale, elle correspond à la puissance maximale des panneaux PV. C'est une tension de référence pour le contrôleur backstepping et elle est générée par le bloc MPPT.

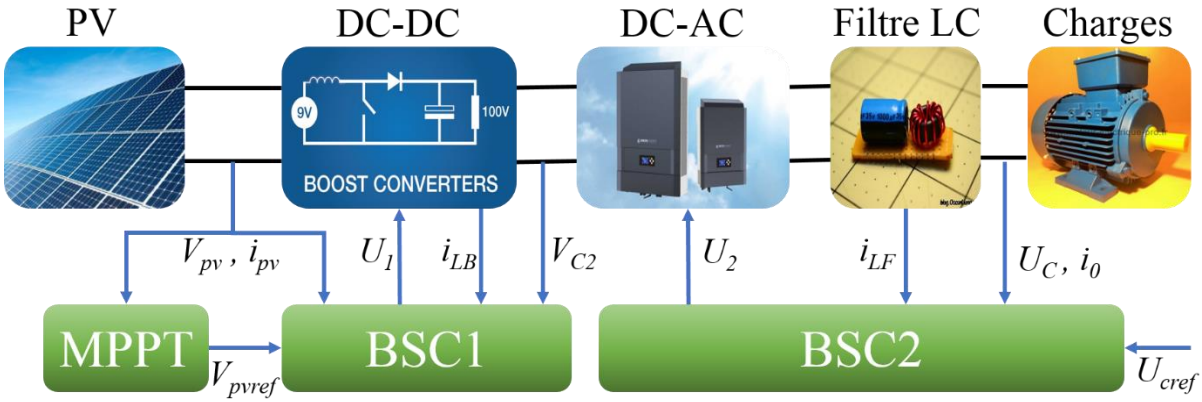


Figure III-1 : Schéma fonctionnel du système d'onduleur PV

III.3 Modélisation et commande par backstepping du convertisseur DC-DC

III.3.1 Convertisseur DC-DC

Le deuxième bloc après le panneau PV est un convertisseur DC-DC de type élévateur « Boost » qui permet d'augmenter la tension provenant du panneau PV. L'entrée du convertisseur élévateur est connectée au panneau PV afin d'atteindre le MPP pour différentes conditions atmosphériques. Alors que sa sortie est connectée à un onduleur en pont en H afin d'obtenir une valeur de tension plus élevée qui peut être fournie à la charge AC sans utiliser un transformateur.

La figure III-2 représente le bloc synoptique du convertisseur DC-DC avec son contrôleur. Il est composé d'un module de backstepping pour le suivi de la tension de référence V_{pvref} générée par le bloc MPPT tel que défini dans la section précédente. Ce contrôleur génère un rapport cyclique approprié pour la commande du transistor de puissance du convertisseur élévateur à l'aide d'un générateur PWM. Le rôle de ce dernier est de transformer le signal $U_1(t)$ à un signal numérique (0 et 1), c'est le signal MLI (PWM).

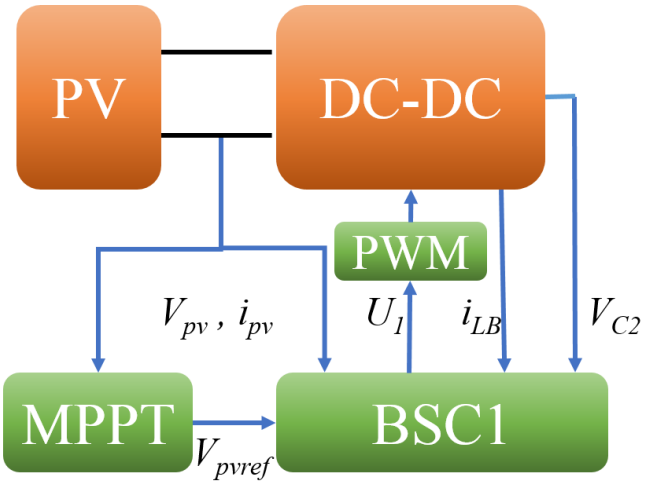


Figure III-2 : Schéma fonctionnel du premier étage (convertisseur DC-DC)

III.3.2 Algorithme MPPT

Pour obtenir des valeurs de puissance élevées pour les grandes installations électriques, l'association de plusieurs modules solaires en parallèle et/ou en série est nécessaire. Le module solaire considéré est de type monocristallin 245W et la puissance totale du générateur PV est de 978W. Les caractéristiques électriques du module solaire et des panneaux PV sont énumérées dans le tableau III-1.

Tableau III-1 : Paramètres du module et panneaux solaires utilisés

	Caractéristiques Electriques	**Valeur**
Module Solaire	Puissance Maximale par module (P_{max})	244.62 W
	Cellule par module (N_{cell})	60
	Tension de circuit ouvert (V_{oc})	37.2 V
	Courant de court-circuit (I_{sc})	8.62 A
	Tension au point MPP (V_{mpp})	30.2 V
	Courant au point MPP (I_{mpp})	8.1 A
	Coefficient de température de V_{oc}	-0.36901 % / deg.C
	Coefficient de température de I_{sc}	0.086995 % / deg.C
Panneaux Solaires	Chaînes en parallèle	1
	Modules connectés en série par chaîne	4
	Maximum de puissance des panneaux	978 W
	Tension au point MPP des panneaux	120.8 V
	Courant au point MPP des panneaux	8.1 A

Les caractéristiques des courbes I-V et P-V associées aux panneaux photovoltaïques utilisés pour différentes valeurs de rayonnement solaire avec une température fixe sont illustrées dans les figure III-3 et III-4.

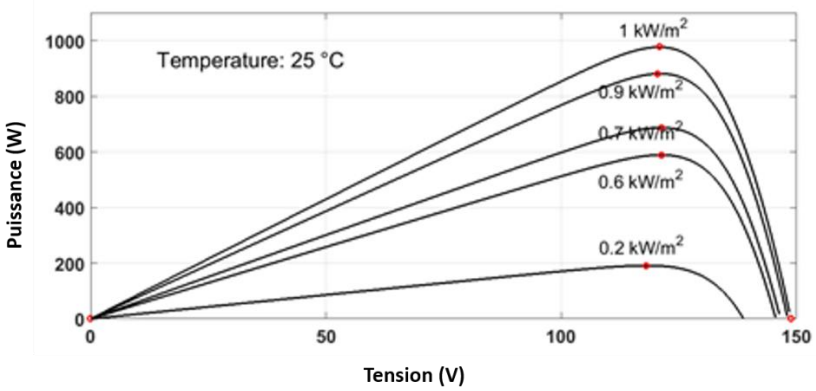


Figure III-3 : Courbes P-V avec différentes valeurs d'ensoleillement

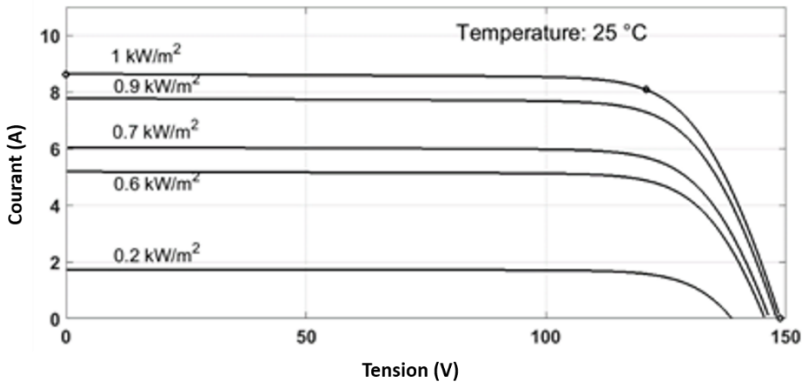


Figure III-4 : Courbes I-V avec différentes valeurs d'ensoleillement

Les panneaux PV génèrent différentes valeurs de puissance en fonction des conditions atmosphériques spécifiques d'irradiation solaire et de température. Cependant, il y a un point de puissance qui est considéré comme le point de puissance maximale (MPP). Il y a un MPP pour chaque courbe, étant donné que l'ombrage est négligeable. Le panneau PV doit générer la puissance maximale à l'aide d'un algorithme spécifique pour suivre ce maximum qui est communément appelé suiveur du point de puissance maximale (MPPT).

L'algorithme P&O est appliqué à la tension du panneau PV (figure III-5). Si une augmentation de la tension entraîne une augmentation de la puissance alors, le point de fonctionnement est à gauche de la MPP, il faut donc une perturbation supplémentaire de la tension vers la droite pour atteindre la MPP. Inversement, si une augmentation de la tension entraîne une diminution de la puissance, alors, le point de fonctionnement actuel se trouve à droite du MPP et une perturbation supplémentaire de la tension est nécessaire vers la gauche

pour atteindre le MPP. De cette façon, l'algorithme converge vers le MPP après plusieurs perturbations.

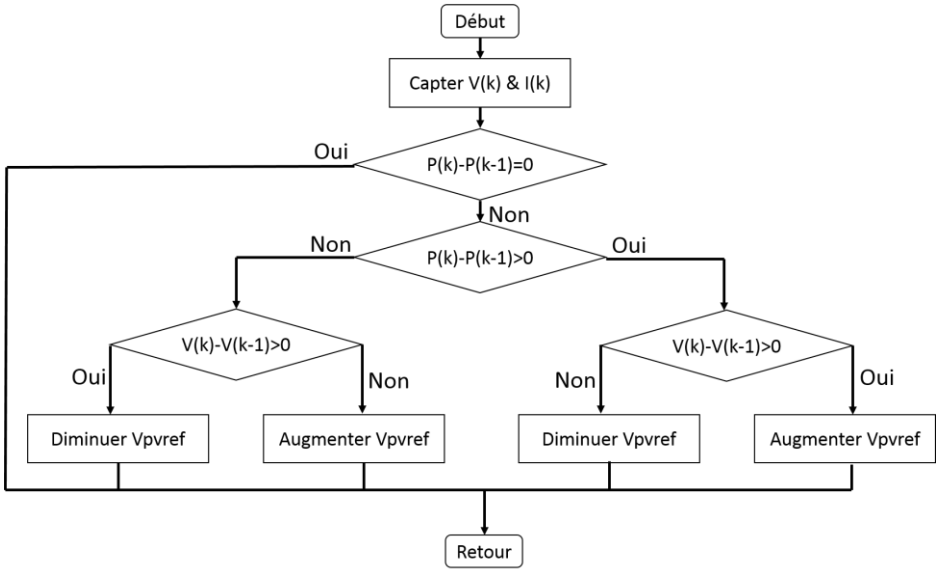


Figure III-5 : Organigramme de l'algorithme P&O

III.3.3 Modélisation du convertisseur

Le schéma de base du convertisseur élévateur étudié est illustré dans la figure III-6.

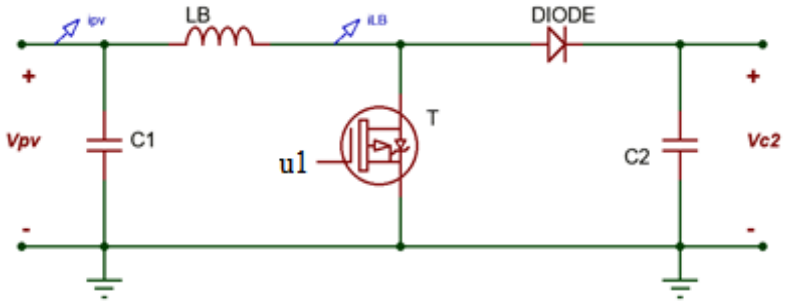


Figure III-6 : Schéma de base du convertisseur élévateur

Où i_{pv} et V_{pv} sont respectivement le courant et la tension photovoltaïques générés par le panneau PV. V_{pv} est le paramètre à réguler pour obtenir le MPP. i_{LB} et V_{c2} sont respectivement le courant dans l'inductance L_B et la tension de sortie du convertisseur élévateur. La fréquence de commutation appliquée au transistor de puissance a une valeur de 20KHz.

Le modèle dynamique de l'élévateur est décrit par les équations suivantes :

$$C_1 \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_{LB} \qquad \textit{(III-1)}$$

$$L_B \frac{di_{LB}}{dt} = V_{pv} - (1 - u_1)V_{C2} \qquad \textit{(III-2)}$$

En choisissant la tension V_{pv} comme l'état du système et le paramètre de commande u_1 comme le signal de commande du convertisseur élévateur, les équations (III-1) et (III-2) peuvent être réécrites comme suit :

$$C_1\dot{x}_1 = i_{pv} - x_2 \quad \textit{(III-3)}$$

$$L_B\dot{x}_2 = x_1 - (1-u_1)V_{C2} \quad \textit{(III-4)}$$

Où x est le vecteur d'état du système de second ordre. x_1 et x_2 sont les valeurs moyennes de V_{pv} et i_{LB} respectivement et u_1 est la loi de contrôle.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C_1}i_{pv} - \frac{1}{C_1}x_2 \quad \textit{(III-5)}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} \quad \textit{(III-6)}$$

III.3.4 Conception du contrôleur par backstepping

L'objectif de la commande est de suivre la tension de référence photovoltaïque générée par l'algorithme P&O afin de produire la puissance maximale par le panneau photovoltaïque à l'aide d'une commande backstepping.

La loi de commande est conçue en deux étapes, elle est générée à partir de la théorie de stabilité des systèmes de Lyapunov. L'erreur de régulation e_1 est définie comme suit :

$$e_1 = x_1 - V_{pvref} \quad \textit{(III-7)}$$

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{V}_{pvref} = \frac{1}{C_1}i_{pv} - \frac{1}{C_1}x_2 - \dot{V}_{pvref} \quad \textit{(III-8)}$$

La première fonction de Lyapunov V_1 est définie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad \textit{(III-9)}$$

La dérivée de la fonction V_1 est :

$$\dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 = e_1\left(\frac{1}{C_1}i_{pv} - \frac{1}{C_1}x_2 - \dot{V}_{pvref}\right) \quad \textit{(III-10)}$$

Pour avoir $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0$, il faut que l'équation (III-11) ci-dessous soit vérifiée, où k_1 est une constante positive :

$$\frac{1}{C_1} i_{pv} - \frac{1}{C_1} x_2 - \dot{V}_{pvref} = -k_1 e_1 \qquad \textit{(III-11)}$$

Le contrôle virtuel du système est alors :

$$x_2^* = i_{pv} + C_1 k_1 e_1 - C_1 \dot{V}_{pvref} \qquad \textit{(III-12)}$$

La deuxième erreur e_2 entre la variable d'état x_2 et sa valeur souhaitée x_2^* est définie comme suit :

$$e_2 = x_2 - x_2^* \qquad \textit{(III-13)}$$

$$x_2 = x_2^* + e_2 \qquad \textit{(III-14)}$$

A partir de la dérivée de V_1 de l'équation (III-10), l'expression de la dérivée de l'erreur e_1 peut s'écrire comme suit :

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C_1} i_{pv} - \frac{1}{C_1} (x_2^* + e_2) - \dot{V}_{pvref} \qquad \textit{(III-15)}$$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C_1} i_{pv} - \frac{1}{C_1} x_2^* - \frac{1}{C_1} e_2 - \dot{V}_{pvref} \qquad \textit{(III-16)}$$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C_1} i_{pv} - \frac{1}{C_1} \left(i_{pv} + C_1 k_1 e_1 - C_1 \dot{V}_{pvref}\right) - \frac{1}{C_1} e_2 - \dot{V}_{pvref} \qquad \textit{(III-17)}$$

Par conséquent, le système d'équations des deux erreurs e_1 et e_2 est donné par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{1}{C_1} e_2 \qquad \textit{(III-18)}$$

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_2^* = \frac{1}{L_B} x_1 - \frac{(1 - u_1)}{L_B} V_{C2} - \dot{x}_2^* \qquad \textit{(III-19)}$$

La deuxième fonction candidate de Lyapunov V_2 est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \qquad \textit{(III-20)}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \qquad \textit{(III-21)}$$

En remplaçant les expressions de $\dot{e}_1$ et $\dot{e}_2$ donnés dans les équations (III-18) et (III-19), dans l'équation (III-21), nous obtenons les équations (III-22) et (III-23) :

$$\dot{V}_2 = e_1\left(-k_1e_1 - \frac{1}{C_1}e_2\right) + e_2\left(\frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^*\right) \qquad \textit{(III-22)}$$

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 + e_2\left(-\frac{1}{C_1}e_1 + \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^*\right) \qquad \textit{(III-23)}$$

Pour avoir $\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 < 0$, avec k_1 et k_2 deux constantes positives, nous devons avoir :

$$-\frac{1}{C_1}e_1 + \frac{1}{L_B}x_1 - \frac{(1-u_1)}{L_B}V_{C2} - \dot{x}_2^* = -k_2e_2 \qquad \textit{(III-24)}$$

Nous obtenons finalement la loi de commande correspondant à u_1.

$$u_1 = 1 - \frac{1}{V_{C2}}\left[x_1 - L_B\dot{x}_2^* - L_B\left(\frac{1}{C_1}e_1 - k_2e_2\right)\right] \qquad \textit{(III-25)}$$

u_1 est la valeur du rapport cyclique qui est la valeur de l'entrée du générateur PWM, ce dernier génère un signal numérique PWM approprié pour contrôler les transistors de puissance du convertisseur élévateur. L'erreur e_1 tend vers zéro parce que les dérivées de V_1 et V_2 sont des fonctions négatives.

III.4 Modélisation et commande par backsteping de l'onduleur

III.4.1 Onduleur en pont en H

La figure III-7 présente le schéma synoptique de l'onduleur monté en série avec un filtre *LC* en mode autonome en utilisant le contrôleur backstepping. Ce système d'onduleur est composé de deux parties essentielles : la partie puissance et l'unité de commande. La partie puissance est composée :

- d'un convertisseur en pont en H qui est typiquement composé de quatre transistors MOSFET de puissance.

- d'un filtre *LC*, qui est nécessaire pour avoir une forme d'onde sinusoïdale avec une fréquence appropriée, et ayant une distorsion d'harmonique minimale de la tension aux bornes des charges alternatives.

- des charges électriques, qui représentent le consommateur final de cette énergie.

La deuxième partie du système est le contrôleur backstepping qui permet de réguler la tension de sortie à une valeur spécifique et précise aux bornes de la charge.

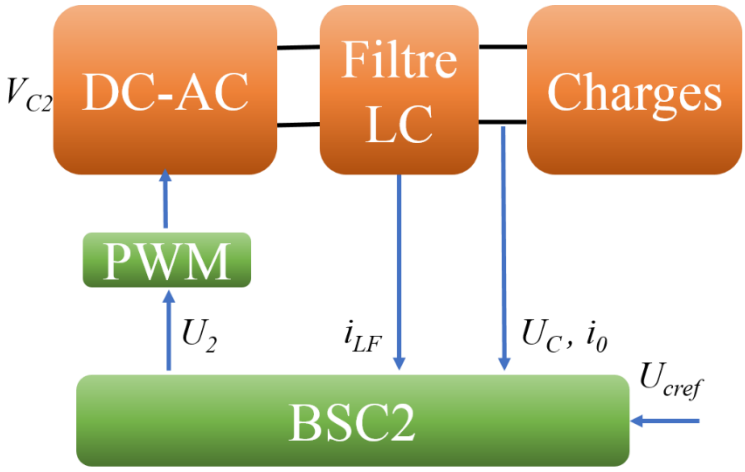


Figure III-7 : Schéma fonctionnel du deuxième étage (onduleur pont en H)

III.4.2 Modélisation de l'onduleur avec filtre LC

L'onduleur monophasé étudié est représenté dans la figure III-8.

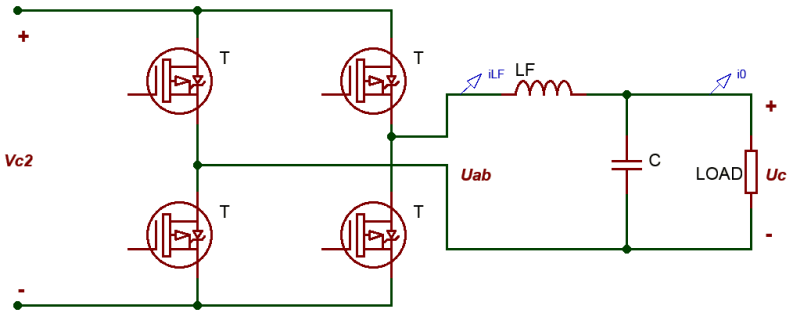


Figure III-8 : Schéma de base d'un onduleur monophasé à pont en H

Où V_{c2} est la tension continue. U_{ab} et U_c sont respectivement la tension de sortie avant filtrage et la tension de sortie après filtrage. i_{LF} et i_0 sont respectivement le courant de l'inductance L_F et le courant circulant dans la charge. La fréquence de commutation appliquée aux transistors de puissance est de 20KHz et elle est significativement plus élevée que la fréquence du système qui est de 50Hz afin d'obtenir une bonne forme de tension de sortie

d'onduleur. Les tensions et les courants sont remplacés par leur valeur efficace. Les deux équations (III-26) et (III-27) représentent le modèle du système.

$$C\frac{dU_C}{dt} = i_{LF} - i_0 \qquad \textbf{(III-26)}$$

$$L_F\frac{di_{LF}}{dt} = U_{ab} - U_C \qquad \textbf{(III-27)}$$

En choisissant la tension U_c comme état du système et le paramètre u_2 comme signal de commande de l'onduleur, les équations (III-26) et (III-27) peuvent être réorganisées comme suit :

$$C\dot{x}_1 = x_2 - i_0 \qquad \textbf{(III-28)}$$

$$L_F\dot{x}_2 = V_{C2}u_2 - x_1 \qquad \textbf{(III-29)}$$

Où x est le vecteur d'état du système de second ordre. x_1 et x_2 sont les valeurs moyennes de U_c et i_{LF} respectivement. u_2 est la loi de commande.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_0 \qquad \textbf{(III-30)}$$

$$\dot{x}_2 = \frac{V_{C2}}{L}u_2 - \frac{1}{L_F}x_1 \qquad \textbf{(III-31)}$$

III.4.3 Contrôle backstepping

L'objectif étant d'obtenir une tension sinusoïdale à la sortie de l'onduleur et aux bornes de la charge, similaire à la tension de référence désirée en utilisant un contrôleur backstepping afin d'avoir une régulation en boucle fermée.

La technique de conception du contrôleur backstepping est basée sur la théorie de la stabilité des systèmes dynamiques de Lyapunov. Cette conception a pour but de forcer la tension de sortie x_1 à suivre le signal de référence U_{cref} avec un THD le plus faible possible.

Nous définissons l'erreur e_3 comme suit :

$$e_3 = U_{cref} - x_1 \qquad \textbf{(III-32)}$$

L'objectif est d'obtenir l'expression de l'erreur e_3 égal à zéro.

Soit la dérivée de l'erreur e_3 :

$$\dot{e}_3 = \dot{U}_{cref} - \dot{x}_1 \quad \textbf{(III-33)}$$

$$\dot{e}_3 = \dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}x_2 + \frac{1}{C}i_0 \quad \textbf{(III-34)}$$

En choisissant la première fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_3^2 \quad \textbf{(III-35)}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_3\dot{e}_3 = e_3\left(\dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}x_2 + \frac{1}{C}i_0\right) \quad \textbf{(III-36)}$$

La deuxième erreur e_4 est définie comme suit :

$$e_4 = \alpha - x_2 \quad \textbf{(III-37)}$$

$$x_2 = \alpha - e_4 \quad \textbf{(III-38)}$$

Avec x_2 est la deuxième variable et α sa valeur désirée. La dérivée de e_4 est :

$$\dot{e}_4 = \dot{\alpha} - \dot{x}_2 = \dot{\alpha} - \frac{V_{C2}}{L_F}u_2 + \frac{1}{L}x_1 \quad \textbf{(III-39)}$$

A partir de deux équations (III-36) et (III-38), l'expression de la dérivée de V_1 devient :

$$\dot{V}_1 = e_3\left(\dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}\alpha - \frac{1}{C}e_4 + \frac{1}{C}i_0\right) \quad \textbf{(III-40)}$$

Pour obtenir $\dot{V}_1 < 0$, il faut choisir α de telle sorte que :

$$\alpha = C\left(\dot{U}_{cref} + \frac{1}{C}i_0 + k_3e_3\right) \quad \textbf{(III-41)}$$

Où $k_3 > 0$, alors :

$$\dot{V}_1 = e_3\left(\dot{U}_{cref} - \dot{U}_{cref} - \frac{1}{C}i_0 - k_3 e_3 + \frac{1}{C}e_4 + \frac{1}{C}i_0\right) \quad \textit{(III-42)}$$

$$\dot{V}_1 = e_3\left(-k_3 e_3 + \frac{1}{C}e_4\right) \quad \textit{(III-43)}$$

$$\dot{V}_1 = e_3\dot{e}_3 \quad \textit{(III-44)}$$

Par conséquent

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3 + \frac{1}{C}e_4 \quad \textit{(III-45)}$$

La deuxième fonction candidate V_2 de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_4^2 \quad \textit{(III-46)}$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_4\dot{e}_4 \quad \textit{(III-47)}$$

Sur la base des équations (III-43) et (III-47), l'expression de $\dot{V}_2$ devient

$$\dot{V}_2 = -k_3 e_3^2 + e_4\left(\frac{1}{C}e_3 + \dot{e}_4\right) \quad \textit{(III-48)}$$

En conséquence, de (III-39) et (III-48), l'expression de $\dot{V}_2$ est :

$$\dot{V}_2 = -k_3 e_3^2 + e_4\left(\frac{1}{C}e_3 + \dot{\alpha} - \frac{V_{C2}}{L_F}u_2 + \frac{1}{L_F}x_1\right) \quad \textit{(III-49)}$$

La dérivée de α de l'équation (III-41) devient :

$$\dot{\alpha} = C\left(\ddot{U}_{cref} + \frac{1}{C}\dot{i}_0 + k_3\dot{e}_3\right) \quad \textit{(III-50)}$$

Par conséquent, l'expression finale de $\dot{V}_2$ devient :

$$\dot{V}_2 = -k_3 e_3^2 + z_2\left(\frac{1}{C}e_3 + C\ddot{U}_{cref} + \dot{i}_0 + Ck_3\dot{e}_3 - \frac{V_{C2}}{L_F}u_2 + \frac{1}{L_F}x_1\right) \quad \textit{(III-51)}$$

Pour avoir $\dot{V}_2 < 0$, nous devons choisir la loi de commande u_2 pour l'onduleur telle que définie dans l'équation (III-52), où $k_4 > 0$:

$$u_2 = \frac{L_F}{V_{C2}}\left(\frac{1}{C}e_3 + C\ddot{U}_{cref} + \dddot{i}_0 + Ck_3\dot{e}_3 + \frac{1}{L_F}x_1 + k_4 e_4\right) \qquad \textit{(III-52)}$$

En appliquant cette loi de commande à l'onduleur à travers le bloc générateur PWM, et en choisissant $k_3 > 0$ et $k_4 > 0$, l'erreur e_3 tend vers zéro car la dérivée de V_1 et V_2 sont des fonctions négatives. La tension de sortie de l'onduleur converge donc vers la tension de référence.

III.5 Simulation de la commande par backstepping de l'onduleur autonome

La figure III-9 montre le schéma du circuit de l'onduleur photovoltaïque en mode autonome simulé sur la plate-forme simulink. Au début de la simulation, la résistance R_1 est la seule consommatrice de l'énergie solaire générée par le panneau PV. Après 0,65s, une autre charge résistive R_2 est ajoutée en parallèle pendant 0,1s supplémentaire. A 0,75s, R_2 est déconnectée de la charge et seule R_1 reste connectée. Les paramètres du module PV utilisé dans cette étude sont énumérés dans le tableau III-1. L'ensemble du système est testé et validé à l'aide des paramètres du système qui sont affichés dans le tableau III-2.

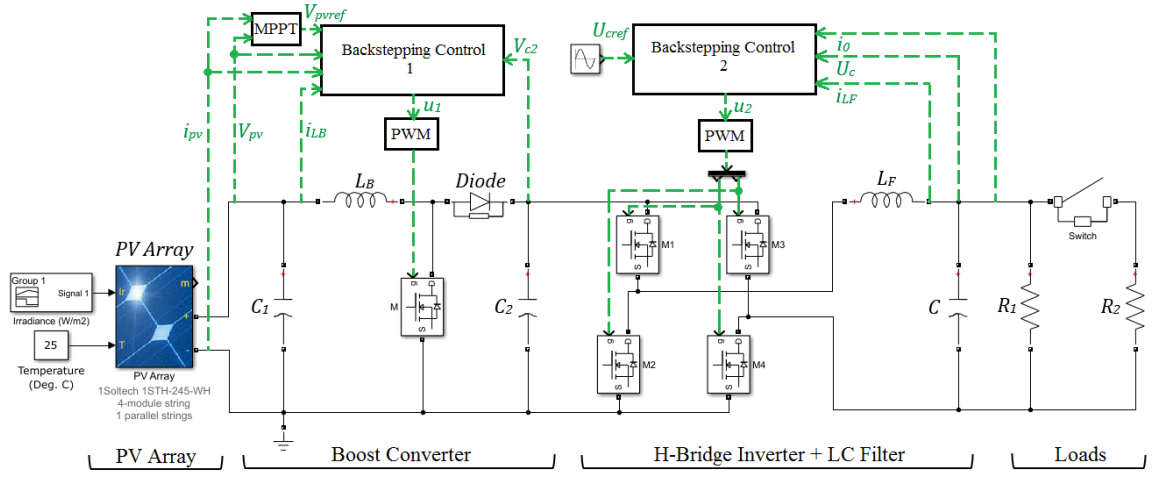


Figure III-9 : Schéma du système d'onduleur photovoltaïque proposé

Tableau III-2 : Paramètres des éléments du système

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
U_{cref} **(RMS)**	220 V	C	47e-6 F	k_1	9000
F_{PWM}	20 KHz	C_1	100e-6 F	k_2	9000
f	50 Hz	C_2	100e-6 F	k_3	20000
R_1	100 Ω	L_F	4.7e-3 H	k_4	30000
R_2	100 Ω	L_B	3e-3 H	***T.échantillonnage***	1e-6 s
Offset (MPPT)	0.0005 V	T	25 °C	***Interrupteur ON***	[0.65 – 0.75]s

La valeur initiale de l'ensoleillement solaire est réglée sur 600W/m^2, après chaque 0,2s, elle prend les valeurs suivantes : 200W/m^2, 700W/m^2, 1000W/m^2 et 900W/m^2 respectivement, afin d'avoir des valeurs instantanées d'éclairement solaire dans un temps très court pour tester la capacité du contrôleur à suivre la valeur appropriée de la puissance générée par le générateur photovoltaïque. Pendant cette simulation, la température est maintenue à 25°C.

La figure III-10 montre le profil d'ensoleillement appliqué au générateur photovoltaïque afin de simuler le système proposé dans différentes conditions et tester la réponse dynamique des deux régulateurs backstepping. L'algorithme MPPT génère avec succès la tension de référence V_{pvref} correspondante qui sera utilisée par le contrôleur backstepping.

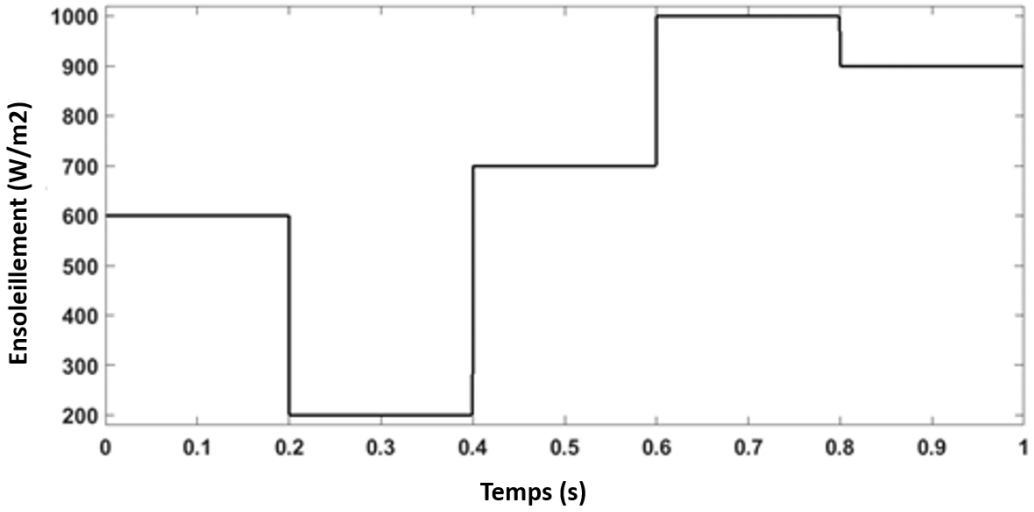


Figure III-10 : Profil d'ensoleillement

La figure III-11 montre que la tension du panneau PV V_{pv} est modifiée en raison de la variation du rayonnement solaire et qu'elle suit la tension de référence V_{pvref} avec quelques perturbations.

En effet, le bloc d'algorithme MPPT génère avec succès la tension V_{pvref} correspondante qui sera utilisée ultérieurement par le contrôleur backstepping. Au début de la simulation, la tension du générateur photovoltaïque V_{pv} démarre d'une tension de 0V et la valeur initiale du V_{pvref}, étant de 121V, est atteinte par ce générateur avec 2V d'amplitude pour les ondulations en régime transitoire de 10ms.

Jusqu'à 0,2s, les ondulations de V_{pv} sont de 0,6V à l'état stationnaire.

À 0,2s, il y a un changement de rayonnement solaire de 600 à 200W/m^2, ce qui provoque une légère diminution de la tension de référence de 121V à 118V. La valeur de la tension du réseau photovoltaïque V_{pv} suit avec succès le signal V_{pvref}.

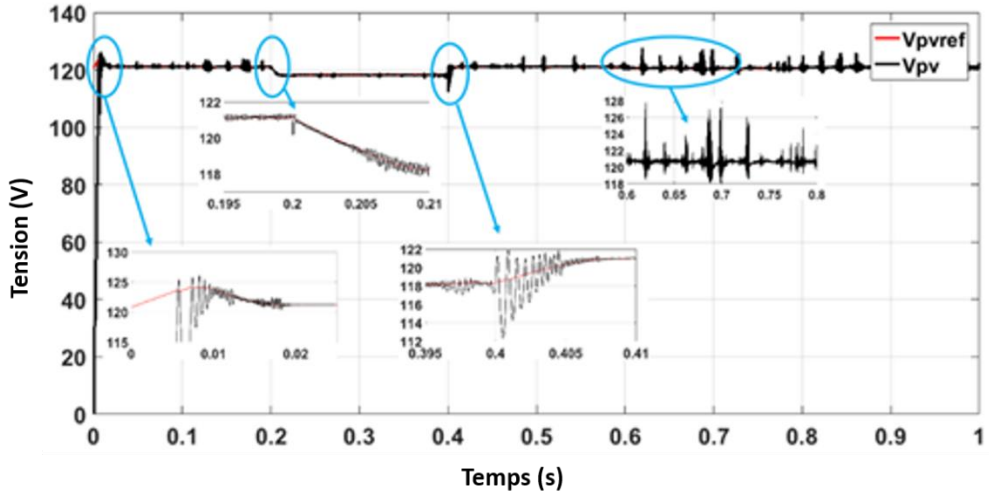


Figure III-11 : Courbe de la tension du générateur PV avec sa référence

Comme la variation de l'ensoleillement ne provoque que peu de variation de la tension PV et une forte variation du courant PV. Nous donnons sur la figure III-12 la variation temporelle du courant i_{pv} généré par les panneaux photovoltaïques qui varie avec un grand saut entre deux valeurs contrairement à la tension qui varie avec une petite différence.

Au début, la valeur actuelle i_{pv} est fixée à 5,2A et se stabilise au bout de 15ms à 4,85A en régime établi. À 0,4s, l'ensoleillement est modifié de 200 à 700W/m^2, ce qui provoque l'augmentation rapide de la valeur du courant avec quelques ondulations en régime transitoire qui ne dure que 6ms. La nouvelle valeur est de 5,68A à 700W/m^2.

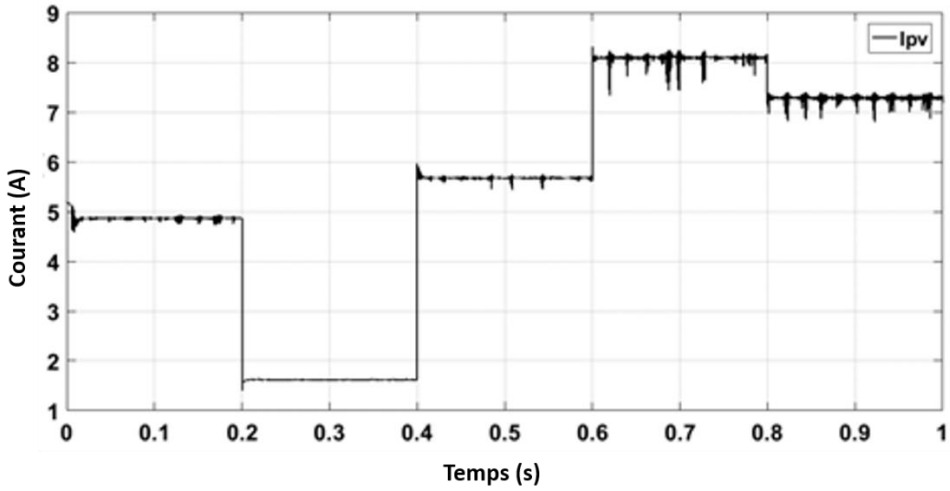


Figure III-12 : Courant du générateur PV

De même, la figure III-13 montre la puissance photovoltaïque du générateur PV pendant 1s en fonction du profil d'ensoleillement solaire choisi à la figure III-10.

Au départ, l'ensoleillement solaire est fixé à 600W/m^2, ce qui signifie que la puissance de référence générée est de 589W. Le contrôleur backstepping génère la commande convenable du convertisseur afin de produire la puissance maximale par les panneaux solaires pour chaque valeur de l'ensoleillement. La phase transitoire contient de petites ondulations de 20W et ce contrôleur peut créer une commande appropriée du convertisseur élévateur pour suivre la puissance de référence. Pour ce système, le dépassement de la phase transitoire est d'environ 40W, nous pouvons considérer que cette valeur est négligeable par rapport à la puissance totale du système, qui est de 1kW.

Au bout de 7ms après le début de la simulation, la puissance générée par les panneaux photovoltaïques est de 588W. À 0,2s, l'éclairement solaire change, il est passé à 200W/m^2 ; la puissance diminue automatiquement et elle prend la valeur 191,6W. À l'instant 0,4s, la valeur de la puissance est de 687W correspondant à 700W/m^2. La puissance augmente encore et passe à une valeur de 978,2W pour une valeur d'ensoleillement de 1000W/m^2. À l'instant 0,8s, l'éclairement solaire passe de 1000 à 900W/m^2, ce qui entraîne une diminution de la puissance.

La figure III-14 montre un zoom de P_{pv} compris entre 0,8 et 0,80006s. Le temps de réponse est d'environ 1ms qui est le temps pour atteindre la valeur exacte de la puissance.

La figure III-15 indique que la puissance maximale obtenue est de 881,2W, ceci pour un ensoleillement de 900W/m^2.

Les figure III-14 et III-15 révèlent que l'efficacité du système MPPT est de 99,93% et que le contrôleur suit parfaitement le MPP ce qui confirme la grande robustesse et la haute performance de la commande de backstepping pour générer la puissance maximale à la charge.

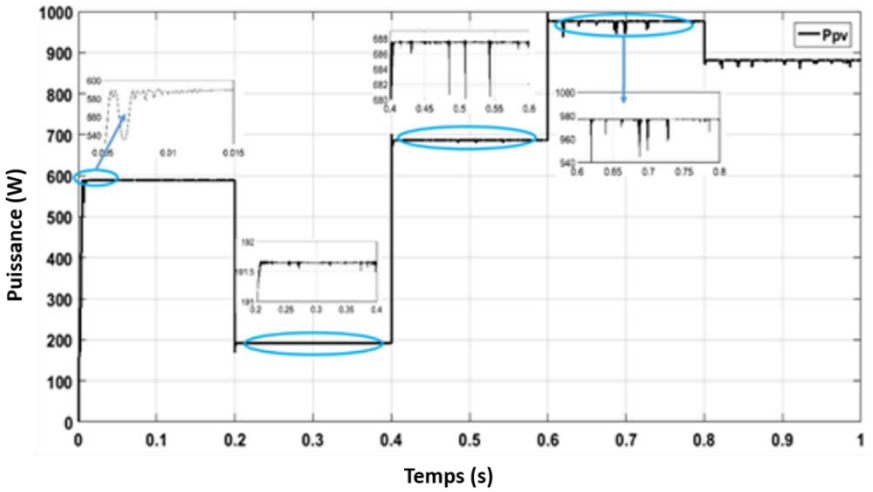


Figure III-13 : Puissance du générateur PV

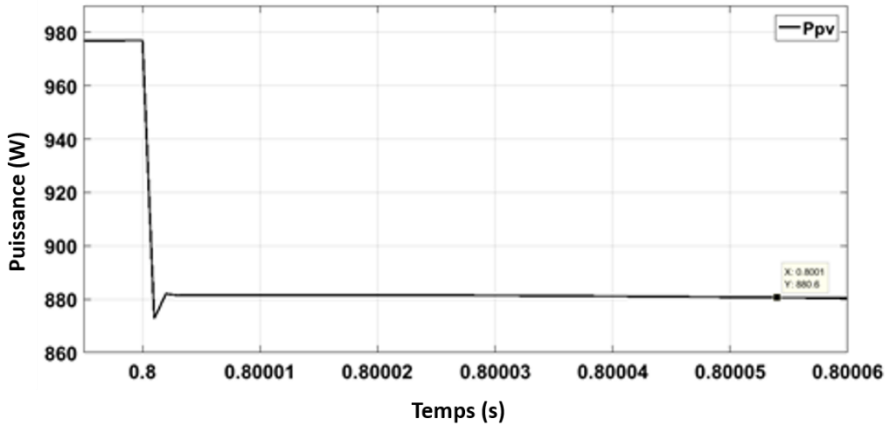


Figure III-14 : Zoom de la puissance à 0,8s

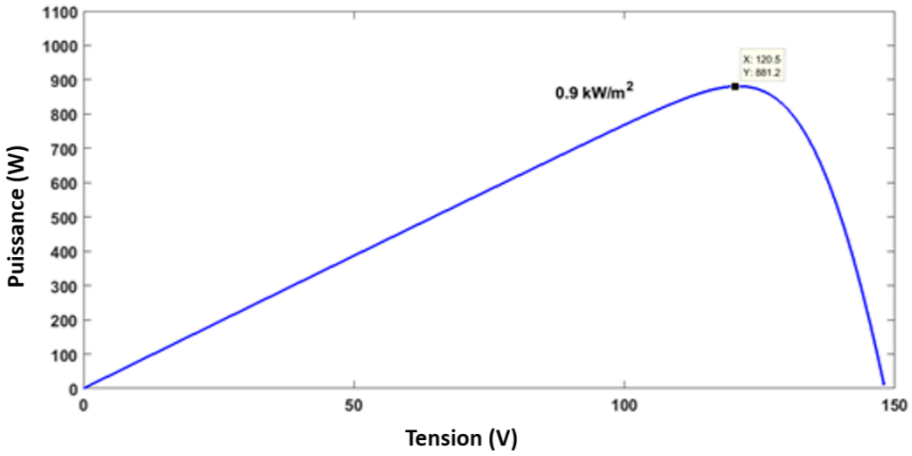


Figure III-15 : Caractéristique du générateur PV à 900W/m^2

La figure III-16 montre les performances de la commande backstepping proposée pour la régulation de la tension de sortie de l'onduleur. Cette figure représente deux signaux qui sont la tension de sortie de l'onduleur aux bornes de charge U_c et le signal sinusoïdal de référence U_{cref}. Au départ, la valeur d'ensoleillement est fixée à 600W/m^2 et la tension de sortie du convertisseur élévateur augmentait jusqu'à devenir supérieure à 311V, qui est la valeur nominale d'entrée de l'onduleur.

La figure III-17 présente un zoom de la tension de sortie de l'onduleur entre 0 et 0,1s pour montrer que l'onduleur suit la tension de référence au bout de 40ms à l'aide d'une commande robuste backstepping.

Pour notre onduleur, comme indiqué dans la figure III-17, le temps de réponse pour obtenir une bonne forme de la tension de sortie est de 30ms et la puissance générée par les panneaux photovoltaïques est de 589W. En outre, dans cet intervalle de temps, la valeur de la tension de sortie de l'onduleur est inférieure à 230V.

Une chute de tension de sortie U_c apparait jusqu'à l'instant 40ms. Ceci est dû à la présence d'une tension insuffisante à l'entrée de l'onduleur et non pas à la commande backstepping. Après 40ms, la tension d'entrée de l'onduleur devient supérieure à 311V et dans ce cas la tension de sortie de l'onduleur U_c commence à suivre la tension de référence U_{cref}.

A l'instant 0,2s, le rayonnement solaire prend la valeur 200W/m^2, ce qui signifie que moins de puissance est générée par le panneau PV. Par conséquent, le convertisseur élévateur n'a pas été en mesure de fournir une tension appropriée à l'entrée de l'onduleur et la tension est inférieure à 311V. Pour cette raison, une chute de tension est apparue à la sortie de l'onduleur comme la montre la figure III-16 entre 0,2 et 0,4s. Après 0,4s, le rayonnement solaire augmente et automatiquement la puissance générée par le panneau PV augmente. Il n'y a donc pas de problème de chute de tension malgré l'ajout d'une deuxième charge résistive.

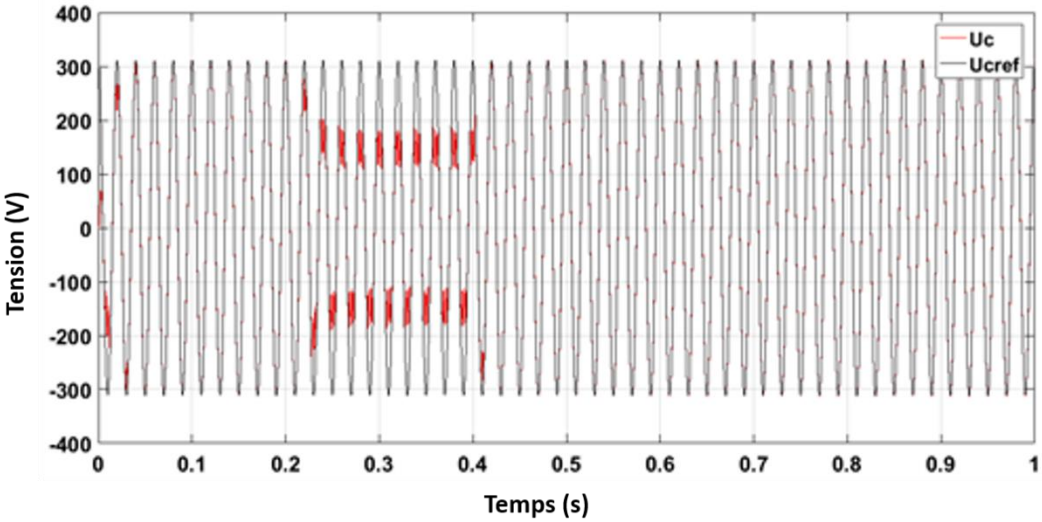


Figure III-16 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage et sa référence

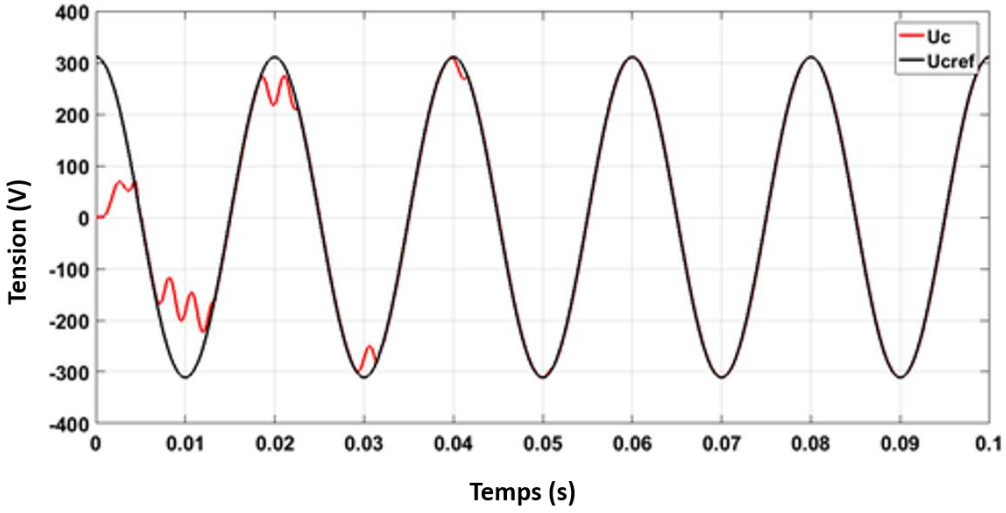


Figure III-17 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage et sa référence (Zoom)

La figure III-18 représente la courbe du courant i_0 consommé par les charges alternatives. Cette figure montre la forme purement sinusoïdale de l'onde du courant.

Entre les instants 0,2 et 0,4s, il y a une chute de courant due au courant insuffisant produit par le panneau PV. A l'instant 0,65s une deuxième charge est ajoutée, donc il y a deux charges en parallèle. Le courant a augmenté jusqu'à une valeur maximale de 6,2A et après l'instant 0,75s, il a diminué à 3,1A.

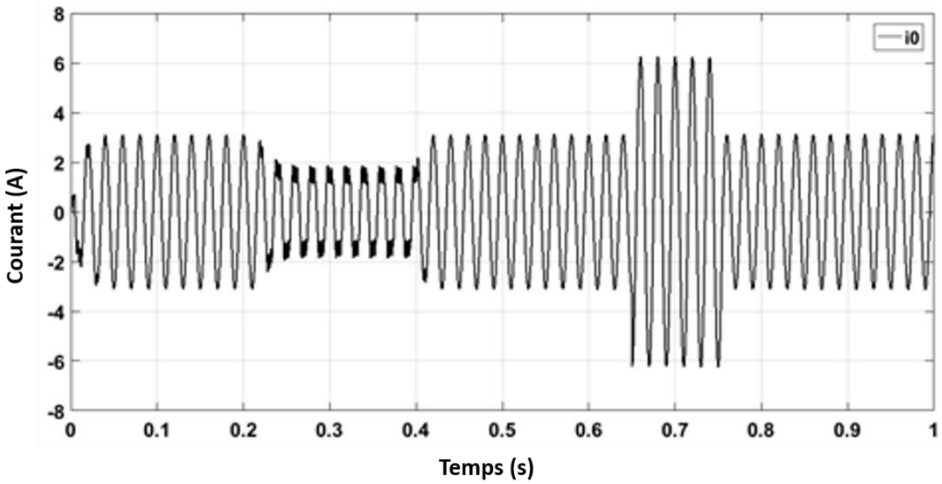


Figure III-18 : Courant consommé par les charges

Sur la figure III-19 nous donnons l'analyse fréquentielle de la tension de sortie de l'onduleur. La fondamentale est d'environ 310,7V à une fréquence de 50Hz et le THD est de l'ordre de 0,78%.

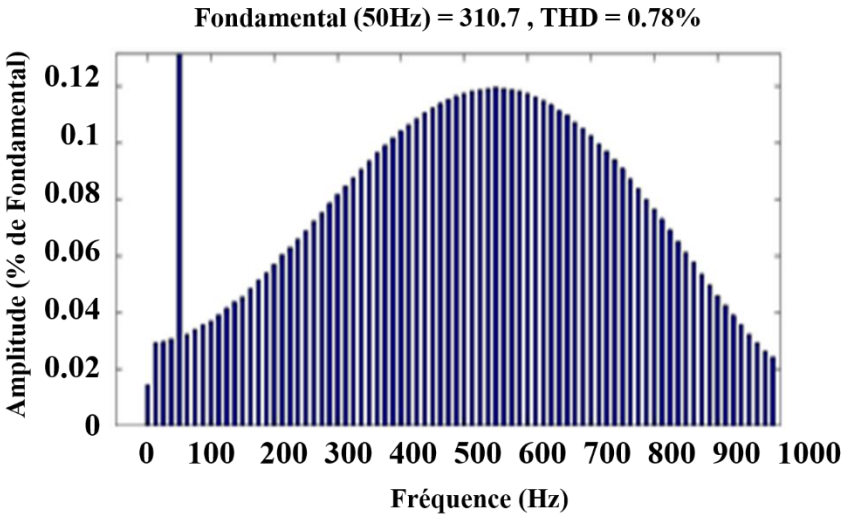


Figure III-19 : Analyse fréquentielle de la tension d'onduleur de tension de sortie

D'après les figures de III-16 à III-19, nous pouvons conclure que l'onduleur étudié avec la commande backstepping proposée en mode autonome présente une très faible distorsion harmonique, une meilleure efficacité en termes de conversion, des performances de contrôle élevées et une forme d'onde sinusoïdale de haute qualité.

L'efficacité du système MPPT et l'efficacité de l'onduleur sont évoquées dans le tableau III-3 pour les différentes valeurs de rayonnement solaire. Notre premier contrôleur du système MPPT présente un pourcentage d'efficacité élevé et un bon suivi de la puissance maximale par

rapport aux autres travaux mentionnés dans les travaux de [34] à [35]. Pour le deuxième étage qui est l'onduleur, il présente également un bon rendement, mais il y a une limite de rayonnement solaire pour que l'onduleur puisse générer une bonne qualité de tension. Comme indiqué précédemment, le rendement en 200W/m^2 est médiocre car la puissance d'entrée de l'onduleur est inférieure à la puissance seuil qui doit être générée par les panneaux photovoltaïques.

Tableau III-3 : Rendement de deux étages du système pour différentes valeurs de rayonnement

Irradiation solaire (W/m^2)	**Rendement du convertisseur DC-DC (%)**	**Rendement du convertisseur DC-AC (%)**
200	99.68	71.00
600	99.83	95.40
700	99.92	95.82
900	99.93	96.80
1000	99.96	96.88

Tableau III-4 : Comparaison des performances des contrôleurs de MPPT

Ref	**type d'algorithme**	**Temps de réponse**	**Rendement**
[34]	P&O algorithm	-	96 %
	PI	-	96.5 %
	Neuro-Fuzzy	-	98.2 %
	Backstepping	-	99.1 %
[35]	Conductance incrémental proposée	7 ms	97,53 %
[36]	Integral backstepping	2.17 ms	-
Notre travail	P&O avec Back-stepping	1 ms	99.93 %

Dans le tableau III-4 nous comparons les performances des algorithmes MPPT de notre système avec d'autres résultats tirés de la littérature. Il est très clair que le temps de réponse que nous avons obtenu est optimal, il est de 1ms. Aussi l'efficacité de notre système est supérieure à celles de la littérature, en effet dans notre cas nous atteignons une efficacité de 99,93%. Tous

ces résultats viennent confirmer les performances élevées et la robustesse de la combinaison de l'algorithme P&O et le contrôleur backstepping de notre système MPPT.

Tableau III-5 : Comparaison des performances des onduleurs PV

Ref	**Fonction**	**Mode autonome / Raccordé au réseau**	**MPPT**	**Transformateur**	**Source d'énergie**	**THD**	**Type de contrôle**	**Robustesse du système**
[37]	DC/AC	Autonome	Non	Oui	Batterie	Tension 2 %	PWM Multiniveaux	Passable
[38]	MPPT + DC/AC	Autonome	Oui	Oui	PV	-	MPPT proposé	Passable
[39]	MPPT + DC/AC	Autonome	Oui	Non	PV	Tension 2.7 %	SPWM	Passable
[40]	DC/AC	Autonome + Raccordé au réseau	Non	Non	Batterie	Tension 1.29 %	Backs-stepping	Favorable
[41]	DC/AC	Autonome	Non	Non	Batterie	-	Quadrature Direct et droop Lyapunov	Passable
[42]	DC/AC	Raccordé au réseau	Non	Non	Energie renouvelable	Courant 4.5 %	Quadrature Direct	Passable
Notre travail	MPPT + DC/AC	Autonome	Oui	Non	PV	Tension 0.78 %	Back-stepping	Favorable

Par ailleurs, dans le tableau III-5, les performances de l'onduleur PV proposé en mode autonome sont comparées avec les autres travaux.

Notre système est performant pour suivre la puissance maximale générée par les panneaux PV et pour réguler la tension de sortie de l'onduleur avec une forme d'onde sinusoïdale et un faible THD. Ce système permet de convertir l'énergie PV continue à une énergie consommable par des charges alternatives.

III.6 Conclusion

Un schéma de commande robuste combiné à un système d'onduleur PV de haute performance a été présenté dans ce chapitre. Les résultats de simulation montrent que les deux étages du convertisseur répondent parfaitement aux objectifs principaux qui sont, d'une part, l'extraction de la puissance maximale du générateur PV sans utiliser un transformateur pour une meilleure efficacité. Et d'autre part, avoir une forme d'onde sinusoïdale stable de la tension de sortie d'onduleur avec un minimum de THD et une fréquence fixe.

Ces performances sont obtenues grâce à une commande non-linéaire robuste basée sur la technique backstepping qui permet de suivre rapidement la référence en faisant converger l'erreur vers zéro. Ce système d'onduleur PV fournit la puissance alternative de haute qualité à la charge AC tant que le rayonnement solaire est supérieur à $300W/m^2$.

Chapitre IV : Commande par réseau de neurones artificiels d'un onduleur PV raccordé au réseau électrique

IV.1 Introduction

L'onduleur PV connecté au réseau joue un rôle important en tant qu'interface entre les sources d'énergie renouvelables et le réseau électrique public, en particulier dans les applications photovoltaïques à petite échelle.

L'objectif principal de la commande de l'onduleur consiste à réinjecter le courant dans le réseau électrique en phase avec la tension du réseau. Cette opération se fait à travers des ordres de commande appliqués aux divers interrupteurs.

Dans ce chapitre, nous proposons d'utiliser les réseaux de neurones artificiels (RNA) pour contrôler l'onduleur PV afin d'améliorer ses performances. En effet, Un contrôleur de réseau neuronal est connu par sa stabilité, robustesse et efficacité.

Nous développons une technique du réseau de neurones basé sur le contrôle vectoriel optimal d'un onduleur PV monophasé avec un filtre LCL. Le mécanisme pour entrainer le contrôleur du réseau neuronal sera basé sur l'algorithme de Levenberg-Marquardt (LM) et l'algorithme d'accumulation dans le temps. Ces techniques permettent d'injecter l'énergie photovoltaïque au réseau électrique avec une meilleure synchronisation entre ce dernier et le système PV proposé. Dans le but de valider la robustesse et l'efficacité de ces stratégies neuronales des simulations seront effectuées avec l'outil Simulink.

IV.2 Système PV raccordé au réseau électrique

Un système photovoltaïque monophasé raccordé au réseau comporte généralement quatre parties (figure IV-1) : un réseau de panneaux PV, un convertisseur DC-DC pour l'extraction d'énergie maximale des panneaux PV, un onduleur monophasé pour l'intégration au réseau et une unité de commande intégrée.

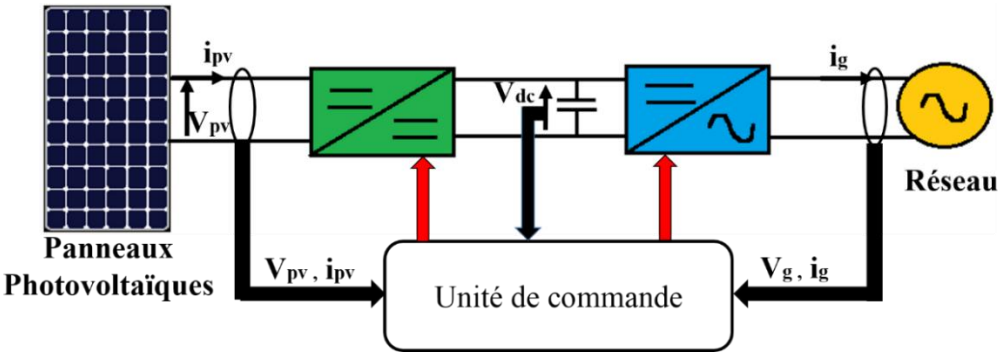


Figure IV-1 : Système photovoltaïque raccordé au réseau

IV.2.1 Onduleur photovoltaïque

L'onduleur PV convertit la tension continue du convertisseur DC-DC en tension alternative afin que la production PV soit intégré dans le réseau, [43]. Il s'agit généralement d'un onduleur monophasé pour les applications résidentielles. L'onduleur est généralement contrôlé pour accomplir les tâches suivantes :

- Stabiliser la tension d'entrée de l'onduleur ;
- Synchroniser le courant injecté avec le réseau ;
- Réguler le facteur de puissance pour avoir une puissance réactive nulle ;
- Injecter la totalité de la puissance générée par les panneaux PV au réseau électrique.

IV.2.2 Unité de commande

L'unité de commande comprend normalement deux sous-unités. Une unité qui gère le fonctionnement MPPT de l'installation photovoltaïque en contrôlant le convertisseur DC-DC. L'autre unité est responsable de maintenir la stabilité de la tension de liaison DC, de la synchronisation du courant injecté et de l'intégration de maximum de l'énergie solaire dans le réseau.

IV.3 Méthodes conventionnelles de commande d'onduleur PV monophasé raccordé au réseau

Pour une meilleure qualité d'énergie, un onduleur photovoltaïque monophasé basé sur un filtre LCL est considéré dans ce travail. Son schéma électrique est donné sur la figure IV-2, dans laquelle V_s, V_g, V_c et V_{inv} représentent respectivement la tension de la source AC, la tension au point de raccordement au réseau, la tension aux bornes du condensateur C et la tension de sortie de l'onduleur. i_g et i_{inv} représentent les courants traversant les deux inductances du filtre L_g et L_{inv}, R_{line} et L_{line}, représentent la résistance équivalente et l'induction de la ligne de transmission.

Parmi les méthodes de commandes conventionnelles d'un onduleur monophasé LCL raccordé au réseau électrique, nous trouvons le régulateur Proportionnel Intégrateur (PI), le contrôleur Proportionnel Résonant (PR) et le contrôle vectoriel.

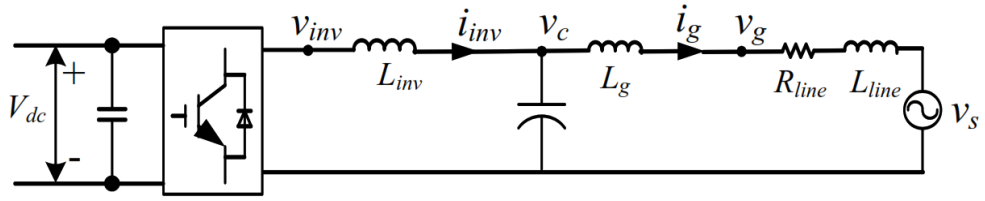


Figure IV-2 : Schéma de l'onduleur avec le filtre LCL

IV.3.1 Contrôleur Proportionnel Intégrateur PI

La figure IV-3 ci-dessous montre la stratégie de contrôle du courant par le régulateur PI. Le courant i_g est un courant de sortie de l'onduleur utilisé comme rétroaction, i_g^* et V_g^* sont respectivement le courant et la tension de référence de l'onduleur.

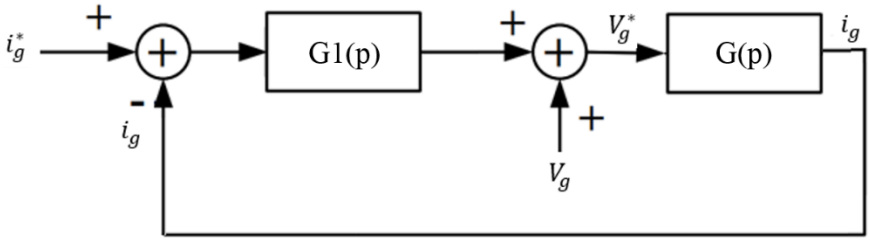


Figure IV-3 : Régulateur PI pour un onduleur LCL monophasé

La fonction de transfert G(p) et G1(p) représentent respectivement le filtre LCL et la fonction du régulateur PI de courant, [44].

$$G(p) = \frac{i_{inv}}{V_{inv}} = \frac{1}{pL_{inv}} \times \frac{p^2 + \frac{1}{L_g C}}{p^2 + \frac{L_{inv} + L_g}{L_{inv} L_g C}} \qquad \textit{(IV-1)}$$

$$G1(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \qquad \textit{(IV-2)}$$

D'où K_p et K_i sont les gains proportionnel et intégral respectivement.

IV.3.2 Contrôleur Proportionnel Résonnant

Le contrôleur PR a le même principe que le contrôleur PI avec une partie intégrale plus développée. En effet, elle est remplacée par la fonction :

$$\frac{2\omega_c p}{p^2 + 2\omega_c p + \omega_0^2} \qquad \textit{(IV-3)}$$

Où ω_c est la bande passante autour de la fréquence du système ω_0. Nous pouvons, en plus, ajouter une compensation harmonique pour chaque fréquence harmonique en associant en parallèle des compensateurs de forme, [45] :

$$G_{Harmonique} = \sum_{h=3,5,7\ldots} K_{PR_H} \frac{p}{p^2 + (h\omega_0)^2} \qquad \textbf{(IV-4)}$$

La structure d'un contrôle PR commun englobe un régulateur de boucle externe et un régulateur de boucle interne de courant (figure IV-4), [46]. La boucle externe utilise les régulateurs PI pour contrôler la tension continue à l'entrée de l'onduleur et réguler le facteur de puissance afin d'avoir une puissance réactive nulle. Fondamentalement, le contrôleur de la tension continue à l'entrée de l'onduleur génère la composante réelle du courant de référence, tandis que le contrôleur de la puissance réactive génère la composante imaginaire du courant de référence. Les composantes réelles et imaginaires sont ensuite multipliées par cos(ωt) et sin(ωt), leur somme est prise comme courant de référence pour le régulateur de boucle interne de courant. La structure de commande globale PR est illustrée dans la figure IV-4, elle comprend également un compensateur d'harmoniques destiné à atténuer les harmoniques d'ordre élevé. Le contrôle de i_g doit être réalisé indirectement via le contrôle de i_{inv} [46].

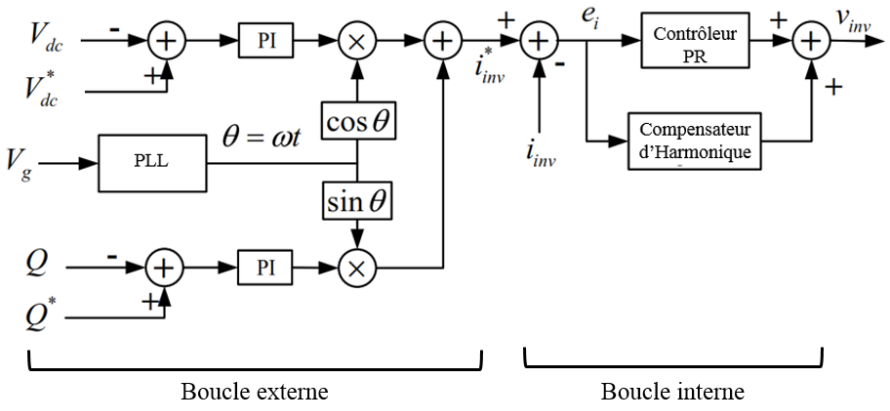


Figure IV-4 : Configuration standard de contrôle PR pour un onduleur LCL monophasé

La synchronisation en phase du courant injecté avec le réseau est une phase importante de régulation de l'onduleur PV. En effet, dans le cas d'une production d'énergie connectée au réseau, la détection de la phase de la tension du réseau V_g est nécessaire pour pouvoir y injecter la puissance active produite. Pour cela l'utilisation d'une boucle de verrouillage de phase PLL est nécessaire.

Le principe de la boucle de verrouillage de phase (PLL) est généralement basé sur une estimation rapide et précise de l'angle de phase de la tension V_g. Nous pouvons observer la

structure générale sur la figure IV-5. Le verrouillage s'effectue sur la fréquence fondamentale de V_g, même en cas de perturbation de celle-ci. Ainsi, pour obtenir l'angle de phase, un calcul des composantes *d-q* (directe et quadrature) de la tension V_g est requis. Une fois l'angle obtenu, la boucle de verrouillage ajuste la phase à l'aide d'un régulateur PI, pour que la composante *q* du signal de référence soit nulle, [47].

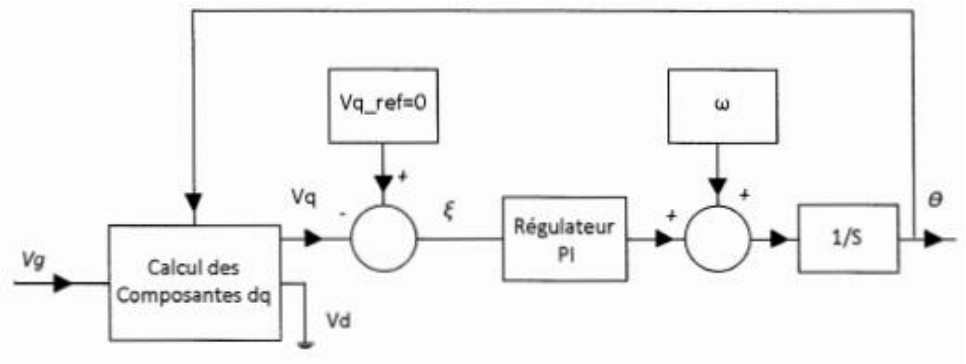


Figure IV-5 : Schéma de principe de la boucle de verrouillage de phase PLL

IV.3.3 Contrôle vectoriel conventionnel

L'objectif principal de l'onduleur PV raccordé au réseau est de contrôler la puissance injectée. Pour cela, il faut contrôler le courant monophasé alternatif. En effet, pour le traitement des signaux alternatifs, il faut considérer les deux étapes suivantes :

- Traitement utilisant des repères fixes (Transformée de Clarke).
- Traitement utilisant des repères tournants (Transformée de Park).

Ces deux transformées sont des outils mathématiques utilisés principalement pour la commande vectorielle afin de modéliser un système triphasé grâce à un système diphasé (figure IV-6).

La transformée de Clarke est le passage du repère fixe d'axes '*a-b-c*' à un autre repère fixe d'axes '*α-β*', elle a comme avantage de n'utiliser que deux contrôleurs au lieu de trois pour le repère '*a-b-c'*. Après la transformée de Clarke, nous pouvons utiliser la transformée de Park qui est tout simplement le passage d'un repère fixe d'axes '*α-β*' à un repère tournant d'axes '*d-q*' et dans ce cas le contrôle est simplifié.

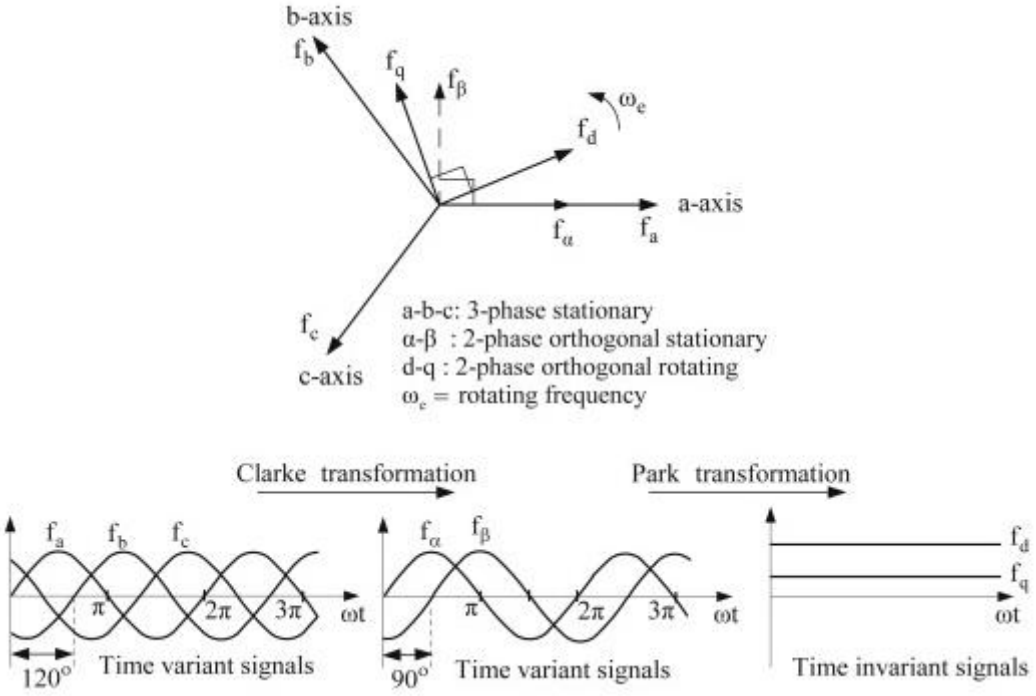


Figure IV-6 : Repère de αβ et dq

Pour implémenter le contrôle vectoriel *d-q* pour un onduleur monophasé, un circuit orthogonal imaginaire du circuit réel est nécessaire. Le circuit imaginaire a les mêmes composants que ceux du circuit réel (figure IV-7). Les équations de deux circuits sont les suivantes :

$$\begin{cases} v_g = R_g i_g + L_g \dfrac{di_g}{dt} + v_c \\ v_c = R_{inv} i_{inv} + L_{inv} \dfrac{di_{inv}}{dt} + v_{inv} \\ i_g = i_{inv} + C \dfrac{dv_c}{dt} \end{cases} \qquad \textit{(IV-5)}$$

$$\begin{cases} v_g^* = R_g i_g^* + L_g \dfrac{di_g^*}{dt} + v_c^* \\ v_c^* = R_{inv} i_{inv}^* + L_{inv} \dfrac{di_g^*}{dt} + v_{inv}^* \\ i_g^* = i_{inv}^* + C \dfrac{dv_c^*}{dt} \end{cases} \qquad \textit{(IV-6)}$$

Où v_g^*, v_c^*, v_{inv}^*, i_g^* et i_{inv}^* sont respectivement la tension au point de raccordement, la tension du condensateur, la tension de l'onduleur avant le filtre, le courant injecté et le courant de l'onduleur dans le circuit imaginaire.

La tension et le courant AC, dans le circuit imaginaire, ont les mêmes amplitudes que celles du circuit réel mais avec un déphasage de -90 degré, [48].

Sachant que $v_g^* = v_g e^{\frac{-\pi}{2}}$, $i_g^* = i_g e^{\frac{-\pi}{2}}$, etc. Les deux circuits constituent le domaine *α-β* du système monophasé, qui est ensuite transféré dans le domaine *d-q* en utilisant la matrice *T* de l'équation (IV-7).

$$T_{\alpha\beta_dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad \textit{(IV-7)}$$

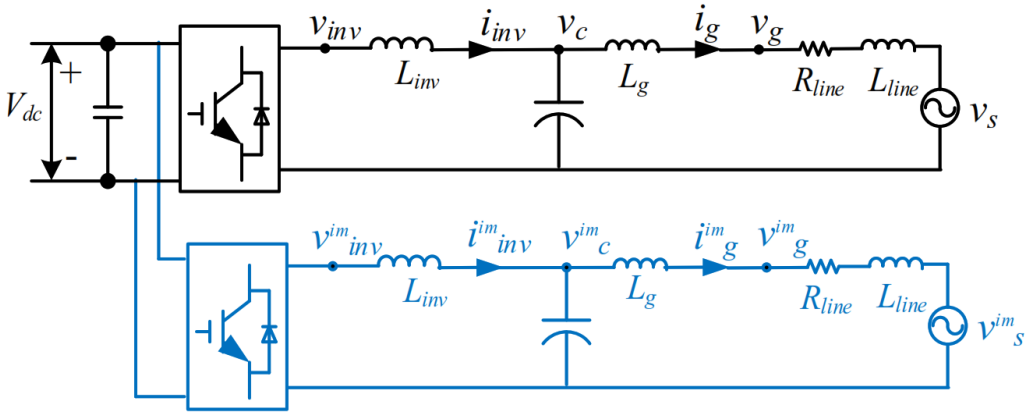


Figure IV-7 : Schéma de l'onduleur avec filtre LCL : circuits réels et imaginaires

En négligeant l'impact de la capacité, la commande vectorielle de l'onduleur avec le filtre LCL utilise exactement la même politique que celle de l'onduleur avec le filtre L, [49].

Ainsi, dans le repère *α-β*, les équations de l'onduleur monophasé (IV-5) et (IV-6) sont simplifiées en (IV-8).

$$\begin{cases} v_g = (R_{inv} + R_g) i_g + (L_{inv} + L_g) \dfrac{di_g}{dt} + v_{inv} \\ v_g^* = (R_{inv} + R_g) i_g^* + (L_{inv} + L_g) \dfrac{di_g^*}{dt} + v_{inv}^* \end{cases} \quad \textit{(IV-8)}$$

Par la suite, la matrice de transformation *T* est appliquée à (IV-8). Le système (IV-9) présente les équations obtenues dans le repère *d-q* qui sont utilisées pour concevoir la boucle de commande de courant de l'onduleur monophasé.

$$\begin{cases} v_{inv_d} = -\left[(R_{inv} + R_g) i_{g_d} + (L_{inv} + L_g) \dfrac{di_{g_d}}{dt}\right] + \omega (L_{inv} + L_g) i_{g_q} + v_{g_d} \\ v_{inv_q} = -\left[(R_{inv} + R_g) i_{g_q} + (L_{inv} + L_g) \dfrac{di_{g_q}}{dt}\right] - \omega (L_{inv} + L_g) i_{g_d} \end{cases} \quad \textit{(IV-9)}$$

Posons les deux éléments suivants v'_d et v'_q :

$$v'_d = \left(R_{inv} + R_g\right) i_{g_d} + \left(L_{inv} + L_g\right) \frac{di_{g_d}}{dt} \quad \textbf{(IV-10)}$$

$$v'_q = \left(R_{inv} + R_g\right) i_{g_q} + \left(L_{inv} + L_g\right) \frac{di_{g_q}}{dt} \quad \textbf{(IV-11)}$$

Les éléments v'_d et v'_q sont utilisés pour concevoir des contrôleurs PI pour les boucles d'axes *d-q* et les autres termes sont traités comme des éléments de compensation.

Comme le contrôleur PR, le contrôleur vectoriel se compose généralement d'un contrôleur de boucle externe et d'un contrôleur de boucle interne de courant, comme illustré dans la figure IV-8. Cette structure provoquerait une imprécision et une instabilité du contrôleur, [50] [51].

Dans la figure IV-8, L_{eq} est égale la somme de L_{inv} et L_g, pour $i^*_{g_d}$ et $i^*_{g_q}$, ils représentent les courants de référence d'axes *d-q*, et ω est supposée être donnée par la technique de boucle à verrouillage de phase (PLL).

En forçant la tension d'axe *q* de v_g à zéro et en alignant la tension d'axe *d* sur la tension du réseau qui peut être mise en œuvre par une action PLL, [52] [53], les puissances active *p(t)* et réactive instantanées *q(t)* sont transférées de l'onduleur au réseau, elles sont proportionnels aux courants des axes *d* et *q* du réseau, comme indiqué par les équations suivantes :

$$p(t) = \frac{\left(v_{g_d}.i_{g_d} + v_{g_q}.i_{g_q}\right)}{2} = \frac{v_{g_d}.i_{g_d}}{2} \quad \textbf{(IV-12)}$$

$$q(t) = \frac{\left(v_{g_q}.i_{g_d} - v_{g_d}.i_{g_q}\right)}{2} = \frac{-v_{g_d}.i_{g_q}}{2} \quad \textbf{(IV-13)}$$

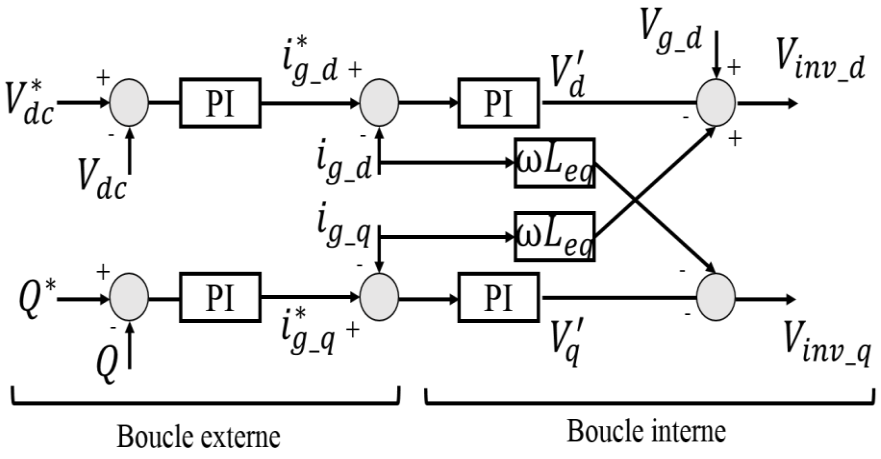


Figure IV-8 : Contrôle vectoriel conventionnel

IV.4 Commande d'un onduleur PV monophasé par réseau de neurones artificiel

IV.4.1 Contrôle par le réseau de neurones

Pour résoudre le problème d'imprécision de découplage associé à la commande vectorielle classique, nous avons combiné la commande vectorielle avec le réseau de neurone artificiel (RNA). Ce contrôleur RNA va remplacer la boucle interne de courant de la figure IV-8. En revanche, la boucle externe est la même que celle utilisée dans les systèmes classiques représentés par les figure IV-4 et IV-8.

Pour la conception d'un contrôleur RNA nous avons besoin d'un modèle dynamique du système qui est représenté par les équations (IV-5) et (IV-6). En ce qui concerne la structure du réseau, le RNA comprend quatre couches : une couche d'entrée, deux couches cachées et une couche de sortie (figure IV-9). La couche d'entrée contient quatre entrées, deux de ces entrées constituent le vecteur $\overrightarrow{e_{dq}}(k)$ (le terme d'erreur), les deux autres contiennent $\overrightarrow{s_{dq}}(k)$ (le terme intégral d'erreur). Les deux termes sont définis par les équations :

$$\overrightarrow{e_{dq}}(k) = \overrightarrow{i_{g_dq}}(k) - \overrightarrow{i^*_{g_dq}}(k) \qquad \textit{(IV-14)}$$

$$\overrightarrow{s_{dq}}(k) = \int_0^k \overrightarrow{e_{dq}}(k)dt \qquad \textit{(IV-15)}$$

Le terme intégral fournirait la somme de toutes les erreurs passées.

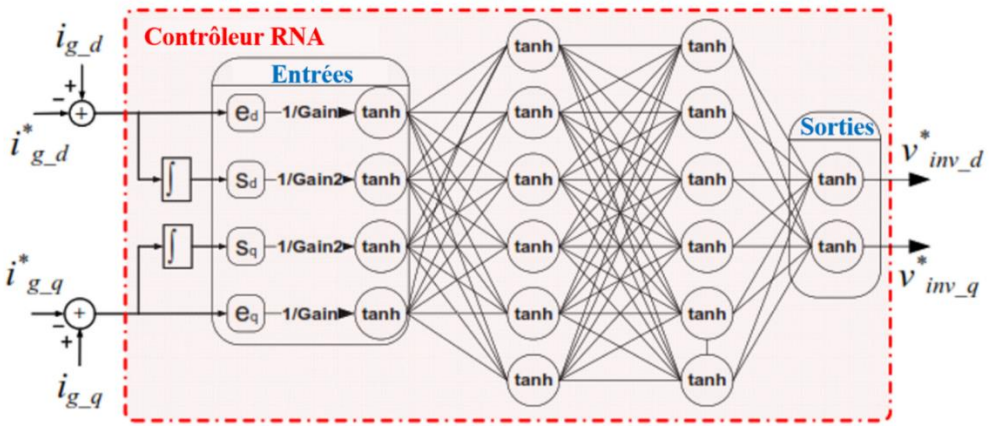


Figure IV-9 : Contrôle de la boucle de courant par réseau de neurones

Ensuite, ces entrées sont divisées par leurs gains appropriés et des tangentes hyperboliques. Les sorties de la couche d'entrée sont transmises aux deux couches cachées de

six nœuds, chaque nœud ayant une fonction d'activation (tangente hyperbolique). Le nombre de couches cachées et le nombre de nœuds dans chaque couche sont déterminés via des tests et des entrainements. C'est-à-dire qu'il suffit d'ajouter des couches jusqu'à ce que le test d'erreur ne s'améliore plus. La couche de sortie traduit la sortie du réseau de neurones en $\overrightarrow{v^*_{inv_dq}}(k)$. Le rapport entre la tension de sortie de l'onduleur $\overrightarrow{v_{inv_dq}}(k)$ et la sortie du réseau$\overrightarrow{v^*_{inv_dq}}(k)$ est le gain k_{PWM}, [54] :

$$\overrightarrow{v_{inv_{dq}}}(k) = k_{pwm}.A\left(\overrightarrow{e_{dq}}(k), \overrightarrow{s_{dq}}(k), \vec{w}\right) \qquad \textbf{(IV-16)}$$

Où $\vec{w}$ est le vecteur de poids du réseau et $A\left(\overrightarrow{e_{dq}}(k), \overrightarrow{s_{dq}}(k), \vec{w}\right)$ représente le réseau de neurones.

IV.4.2 Apprentissage du contrôleur RNA

La principale force des réseaux de neurones réside dans leur capacité d'apprentissage. Cet apprentissage permet de modéliser des caractéristiques linéaires, non linéaires ou discontinues, en utilisant des méthodes d'optimisation non linéaires.

Pour entrainer le contrôleur RNA, nous devons régler les pondérations du réseau jusqu'à ce que le système RNA apprenne à contrôler correctement l'onduleur photovoltaïque pour une meilleure intégration au réseau. L'objectif de l'apprentissage est de minimiser une fonction coût définie comme suit, [55].

$$C\left(\overrightarrow{i_{g_dq}}\right) = \sum_{k=1}^{N} \left(\left[i_{g_d}(k) - i^*_{g_d}(k) \right]^2 + \left[i_{g_q}(k) - i^*_{g_q}(k) \right]^2 \right) \qquad \textbf{(IV-17)}$$

Par conséquent, l'objectif est que le courant réel *d-q* suit le plus fidèlement possible le courant de référence *d-q*. Les pondérations du réseau sont ajustées pour minimiser la fonction coût (IV-17) en utilisant la méthode d'optimisation de Levenberg-Marquardt (LM) [56]. Le but ultime du processus d'apprentissage est d'optimiser l'équation (IV-17) en ajustant de manière répétée les poids du réseau jusqu'à obtenir un point minimal de la fonction coût.

L'algorithme LM est une variante de la descente de gradient qui s'est avéré être l'un des algorithmes d'apprentissage les plus puissants pour les réseaux de neurones [56]. Pour entrainer le réseau, le gradient est calculé d'abord par rapport au vecteur de pondération $\frac{\partial C}{\partial \vec{w}}$.

$$\frac{\partial C}{\partial \vec{w}} = \frac{\partial \sum_{k=1}^{N} (V(k))^2}{\partial \vec{w}} = \sum_{k=1}^{N} 2V(k) \frac{\partial V(k)}{\partial \vec{w}} = 2J_P(\vec{w})^T V \qquad \textit{(IV-18)}$$

Où $V(k) = \left[i_{g_d}(k) - i^*_{g_d}\right]^2 + \left[i_{g_q}(k) - i^*_{g_q}\right]^2$ et V est un vecteur contenant $V(1)$ à $V(N)$ et J est une matrice jacobéenne définie pour un réseau neural par :

$$J_P(\vec{w}) = \begin{pmatrix} \frac{\partial V(1)}{\partial w_1} & \cdots & \frac{\partial V(1)}{\partial w_M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial V(N)}{\partial w_1} & \cdots & \frac{\partial V(N)}{\partial w_M} \end{pmatrix}, V = \begin{pmatrix} V(1) \\ \vdots \\ V(N) \end{pmatrix} \qquad \textit{(IV-19)}$$

À l'aide de ces définitions, la mise à jour du poids LM est appliquée comme suit :

$$\Delta \vec{w} = -[J_P(\vec{w})^T J_P(\vec{w}) + \mu I]^{-1} J_P(\vec{w})^T V \qquad \textit{(IV-20)}$$

$$\overrightarrow{w_{MAJ}} = \vec{w} + \Delta \vec{w} \qquad \textit{(IV-21)}$$

Où μ est un paramètre de régulation scalaire qui est ajusté dynamiquement au cours de la phase d'apprentissage.

IV.5 Algorithmes MPPT et le contrôleur RNA

Pour combiner les algorithmes MPPT avec la commande RNA nous avons considéré un système PV destiné à une application résidentielle dont les paramètres sont présentés dans les tableau IV-1 et IV-2.

Tableau IV-1 : Paramètres du module PV

Paramètre	***Valeur***
Maximum de puissance	249 W
Tension du circuit ouvert	37.6 V
Courant de court-circuit	8.55 A
Tension de MPP	31 V
Courant de MPP	8.06 A

Tableau IV-2 : Paramètres du système PV raccordé au réseau

Paramètre	***Valeur***
Tension continue V_{dc}	*430 V*
Condensateur DC	3000 µF
Inductance coté onduleur	8.23 mΩ
	2.183 mH
Condensateur du filtre	0.35 Ω
	10 µF
Inductance coté réseau	8.23 mΩ
	2.183 mH
Tension du réseau	230 V
Fréquence du réseau	50 Hz

Les principaux éléments à prendre en compte pour l'intégration des commandes MPPT et RNA sont les suivants :

- Comment injecter l'énergie solaire dans le réseau et garder une meilleure performance du système.
- Comment maintenir la stabilité de la tension continue à l'entrée de l'onduleur sous une puissance variable du générateur photovoltaïque.
- Comment assurer la fiabilité de la régulation de la puissance réactive en ajustant le facteur de puissance.

La figure IV-10 montre la structure globale du système photovoltaïque.

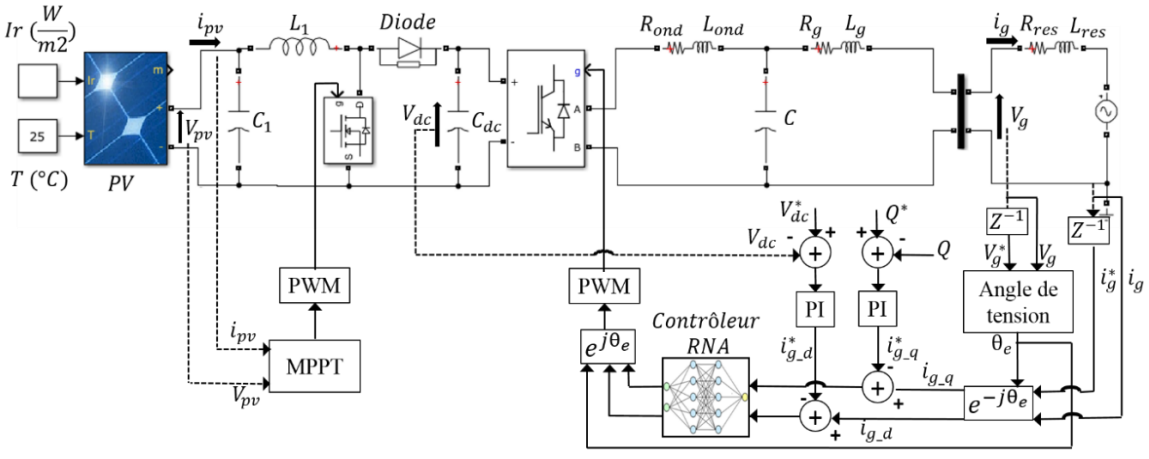


Figure IV-10 : Application du RNA dans une installation résidentielle PV.

IV.5.1 Contrôle de la puissance maximale MPPT

L'entrée du convertisseur élévateur est connectée au panneau PV afin d'atteindre le MPP dans différentes conditions atmosphériques. Sa sortie est connectée à un onduleur en pont en H afin d'obtenir une tension plus élevée qui peut être fournie à la charge AC sans utiliser de transformateur. Il est composé d'un contrôleur backstepping pour un meilleur suivi de la tension de référence PV générée par le bloc MPPT tel qu'il est défini dans le chapitre précédent. Ce contrôleur peut générer un rapport cyclique approprié pour la commande du convertisseur élévateur à l'aide d'un générateur PWM.

IV.5.2 Contrôleur Réseau Neuronal Artificiel

Le contrôleur RNA a été entrainé sur la base des paramètres indiqués dans le tableau IV-2. L'apprentissage était basé sur la structure de l'onduleur illustrée dans la figure IV-7, dans laquelle la tension continue de l'entrée de l'onduleur et la tension du réseau sont considérées comme constantes. Le RNA a été entrainé plusieurs fois pour suivre les diverses trajectoires actuelles de *d-q* jusqu'à obtenir une excellente performance de suivi. Chaque test d'apprentissage commence par des pondérations du réseau générées aléatoirement.

Le RNA est entrainé hors ligne et aucun apprentissage n'a lieu pendant la phase de contrôle en temps réel.

La stabilité de la tension continue à l'entrée de l'onduleur est maintenue via le contrôleur RNA en plaçant en amont un régulateur PI. Comme le montre la figure IV-10, le contrôleur de tension continue génère le courant de référence d'axe *d* au contrôleur RNA sur la base du signal d'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence.

Pour le contrôle de la puissance réactive, un contrôleur PI est ajouté avant le contrôleur RNA. Ce contrôleur génère un courant de référence d'axe *q* au contrôleur RNA basé sur le signal d'erreur entre la puissance réactive mesurée et sa référence.

Dans l'algorithme de RNA, la tension V_g est utilisée pour déterminer sa position angulaire, elle est nécessaire à la transformation du courant sinusoïdal en sa représentation *d-q* et à la transformation inverse de la tension de commande *d-q* en sa représentation sinusoïdale. A partir de la tension continue DC et de la puissance réactive, le contrôleur génère le courant de référence *d-q*. La différence entre les courants *d-q* mesurés et leurs références est utilisée pour produire l'erreur et l'intégrale des termes d'erreur pour le contrôleur RNA. La tension de

commande *d-q* générée par le RNA est convertie en tension sinusoïdale pour la commande de l'onduleur.

IV.6 Simulation de la commande d'un onduleur PV raccordé au réseau

Pour valider les performances de l'algorithme MPPT, de la régulation de la tension continue DC à l'entrée de l'onduleur et de la synchronisation du courant avec le réseau, nous avons développé un système photovoltaïque résidentiel à l'aide de SimPower System (figure IV-10), dont lequel les conditions d'ensoleillement permanent et variable sont prises en considération. Le générateur photovoltaïque a une connexion série constituée d'une chaîne comportant 12 panneaux en série. La fréquence de commutation est de 4kHz pour le convertisseur DC-AC.

IV.6.1 Extraction de la puissance maximale

La figure IV-11 présente le profil du rayonnement solaire choisi afin d'évaluer le système photovoltaïque raccordé au réseau électrique. Comme illustré dans cette figure, nous avons décomposé ce profil en trois zones principales.

La première zone de 0s jusqu'à l'instant 0,4s avec un éclairement solaire égal à 400W/m^2. L'objectif est d'observer la réponse de notre système photovoltaïque à une valeur faible et stable de rayonnement solaire.

La deuxième zone est entre 0,4 et 0.8s, dans laquelle le rayonnement solaire varie d'une manière linéaire en fonction du temps et prend des valeurs croissantes entre 400 et 1000W/m^2. Cette zone permet d'évaluer notre système en utilisant des conditions complexes afin de tester l'algorithme du réseau de neurones artificiel appliqué à un onduleur photovoltaïque connecté au réseau électrique.

La troisième zone présente un ensoleillement fixe sur une valeur de 1000W/m^2 pendant une durée de 0,4s (entre 0,8 et 1,2s).

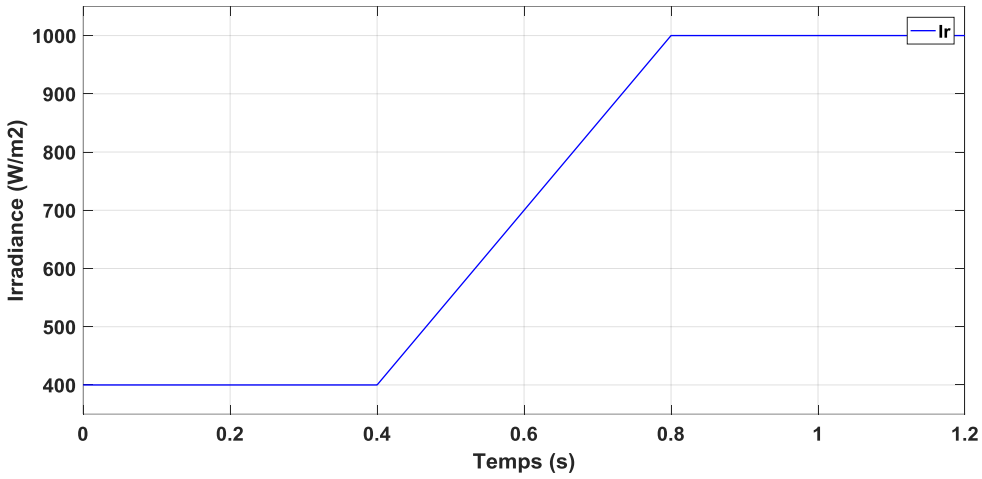


Figure IV-11 : Profil de l'éclairement solaire choisi pour le système raccordé au réseau.

La variation du courant généré par les panneaux photovoltaïques est en fonction du rayonnement solaire et elle est présentée sur la figure IV-12. Au début de la simulation, le courant généré est faible et stable de l'ordre de 3,2A pour un éclairement de 400W/m^2. Avec la variation du rayonnement solaire le courant croit linéairement jusqu'à l'instant 0.8s, ensuite le courant se stabilise à une valeur maximale de 8,1A.

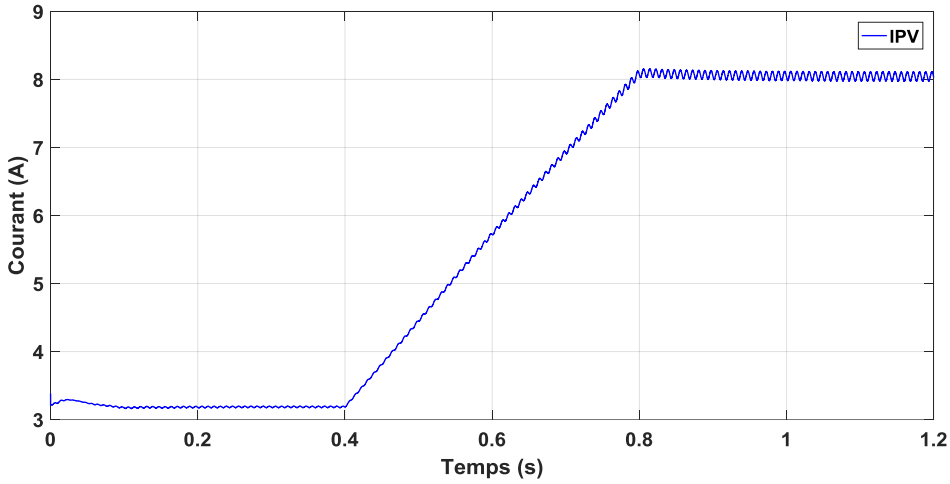


Figure IV-12 : Courant du générateur PV raccordé au réseau

Notre objectif principal dans la partie DC est l'extraction de la puissance maximale générée par les panneaux photovoltaïques. Pour vérifier cet objectif, la figure IV-13 illustre la variation de la puissance moyenne du générateur photovoltaïque. La puissance est fixée à une valeur initiale de 2500W. Après les premières 10ms de simulation, nous remarquons que le contrôleur backstepping suit parfaitement la puissance maximale, à 400W/m^2, et elle atteint une valeur de 880W. Par la suite, il y a une variation croissante de la puissance (entre 0,4 et 0,8s)

jusqu'à une valeur maximale de 3000W. Cette variation est due à l'éclairement solaire comme il est déjà indiqué dans la figure IV-11. A partir de l'instant 0.8s, cette valeur reste constante et maximale pour un rayonnement solaire de 1000W/m^2.

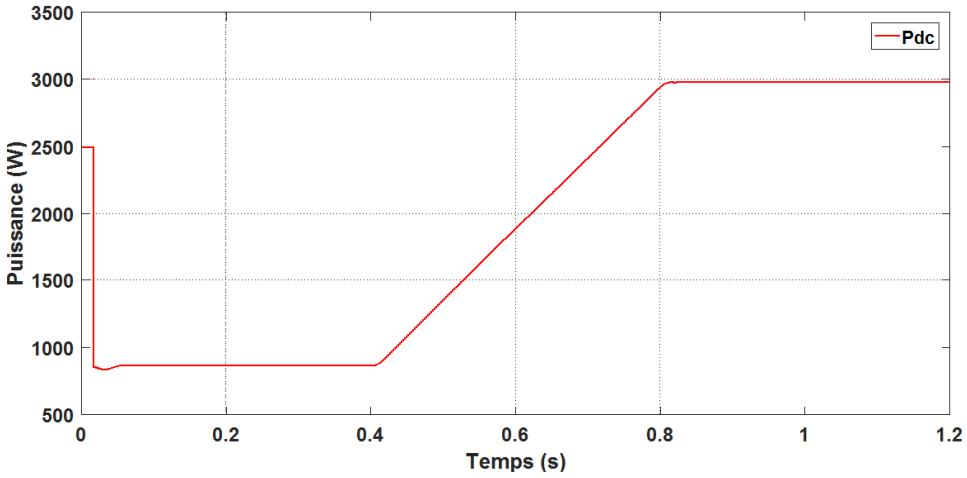


Figure IV-13 : Puissance moyenne du générateur photovoltaïque.

IV.6.2 Injection dans le réseau électrique

Après l'extraction de la puissance maximale fournie par les panneaux photovoltaïques, il est nécessaire d'injecter cette énergie produite dans le réseau.

La figure IV-14 présente la tension continue V_{dc} à l'entrée de l'onduleur. La valeur moyenne de cette tension ne présente que de faibles variations aux alentours de 430V DC et pendant toute la période de simulation même s'il y a une variation du rayonnement solaire.

La tension V_{dc} est régulée en ajustant l'amplitude de courant du réseau i_g. Il existe une relation directe entre l'amplitude du courant de référence injecté au réseau et la tension continue à l'entrée de l'onduleur. Cette relation est la suivante, [47] :

$$\frac{v_{dc}(p)}{I_g(p)} = -\frac{V_g}{2pCv_{dc}} \qquad \textit{(IV-22)}$$

Avec V_g et I_g sont, respectivement, l'amplitude de la tension et du courant du réseau, C est la capacité du condensateur à l'entrée de l'onduleur et p l'argument de Laplace.

Le suivi de la tension de référence V_{dc}^* est plus rapide tout en maintenant la stabilité du système à l'aide du contrôle RNA. En cas d'augmentation ou de diminution du rayonnement solaire entraînant l'augmentation ou la diminution de la tension continue DC V_{dc}, le contrôle par RNA présente un dépassement faible de la tension continue DC V_{dc} mesurable (V_{dc} mes).

La tension continue moyenne (V_{dc} moy) a bien suivi la tension de référence, ce qui montre une bonne robustesse de notre algorithme RNA.

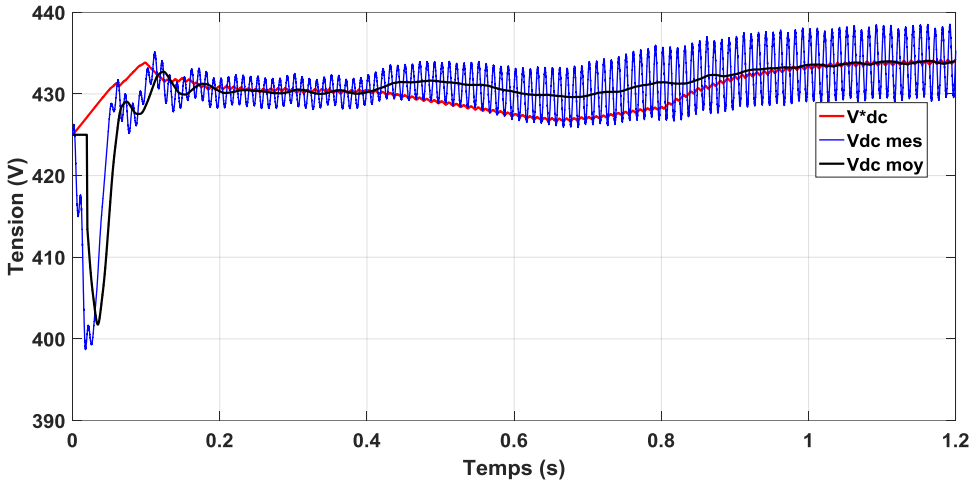


Figure IV-14 : Tension Continue DC à l'entrée de l'onduleur.

Comme le montre la figure IV-15, le courant de référence $i^*_{g_d}$ généré par la boucle de courant à base du régulateur PI est bien suivi par le courant i_{g_d}. Au début, le courant est fixé à une valeur, après 10ms, notre système à base du RNA commence à réagir pendant l'état transitoire du système et il essaie de trouver la valeur stable du courant. A partir de l'instant 0,4s le courant injecté augmente, jusqu'à une valeur maximale de 1 à l'instant 0,8s.

Comme le montre la figure IV-16, le courant i_{g_q} qui présente la partie imaginaire du courant i_g tend vers la valeur zéro. Ce courant reste nul malgré la variation rapide du rayonnement solaire, ce qui confirme l'efficacité de contrôleur RNA.

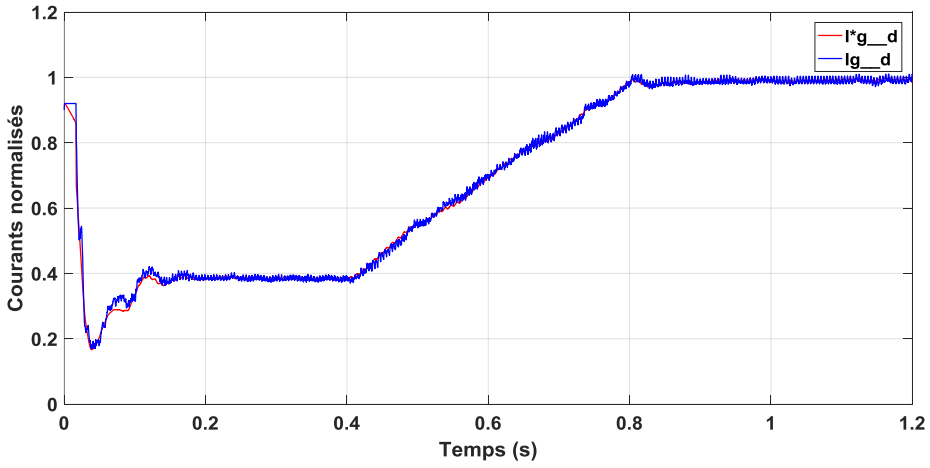


Figure IV-15 : Courant d'axe d normalisé injecté au réseau

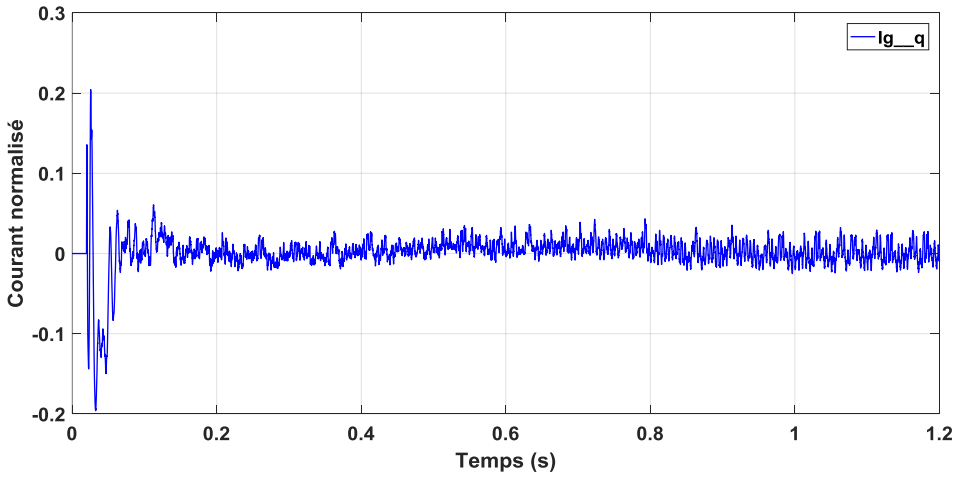


Figure IV-16 : Courant d'axe q normalisé injecté au réseau

La figure IV-17 représente le résultat de simulation (entre 0,2 et 0,3s) de la synchronisation entre la tension disponible au réseau V_g et le courant injecté i_g provenant des panneaux photovoltaïques pour un éclairement solaire de 400W/m^2. Nous remarquons que le courant et la tension sont en phase, ce qui permet de dire que le facteur de puissance tend vers la valeur 1, ceci implique que la puissance réactive injectée au réseau électrique tend vers une valeur nulle. L'amplitude du courant est multipliée par 10 pour obtenir une meilleure visibilité de la forme du signal et aussi pour voir clairement le passage de la tension et du courant par zéro.

En comparant les trois figures suivantes : figure IV-17, IV-18 et IV-19, nous constatons qu'il y a une différence juste au niveau de l'amplitude, cette différence est à cause de la variation du rayonnement solaire. Pour la 1^{ére} et la 3^{éme} zone, l'amplitude maximale réelle du courant est de l'ordre de 5A et 17,4A respectivement. Mais pour la 2^{éme} zone où il y a une variation du rayonnement solaire, nous remarquons que l'amplitude varie aussi d'une manière croissante, ce qui signifie une augmentation de l'énergie solaire injectée dans le réseau électrique.

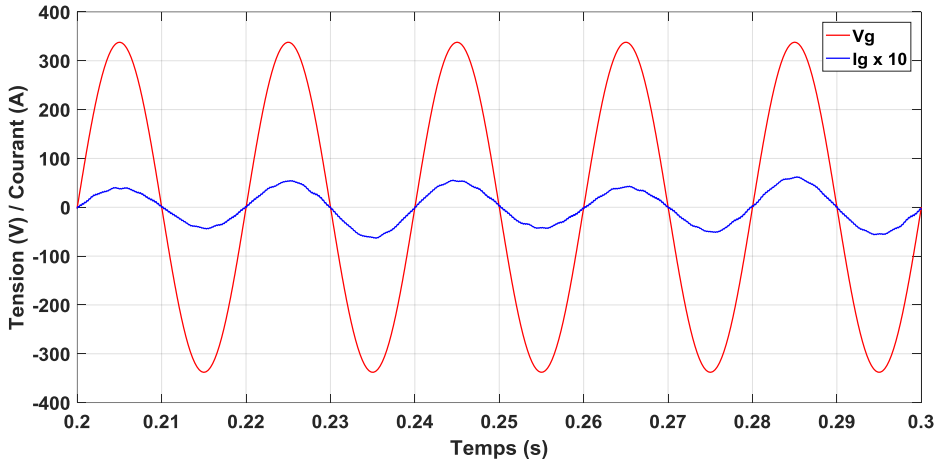


Figure IV-17 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (1^{ére} zone)

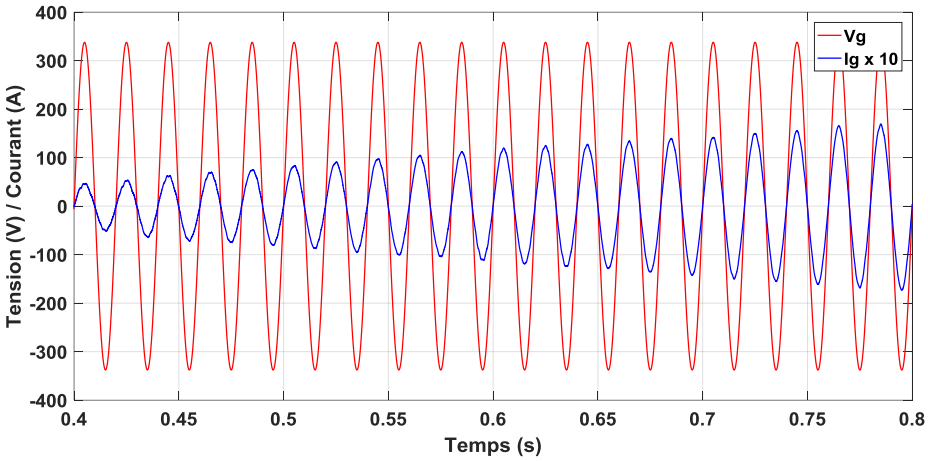


Figure IV-18 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (2^{éme} zone)

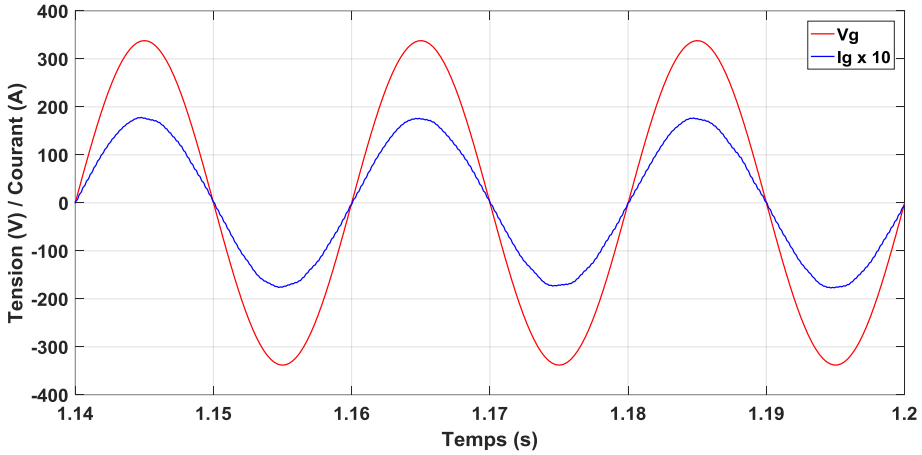


Figure IV-19 : Synchronisation du courant injecté avec la tension du réseau (3^{éme} zone)

Pour tester les performances de notre système, il est nécessaire d'examiner le taux de distorsion harmonique THD du courant injecté dans le réseau du fait que c'est un bon indicateur

de la qualité d'injection. La figure IV-20 illustre le spectre fréquentiel du courant injecté à la fondamentale 50Hz. Le THD est égale à 1,53%.

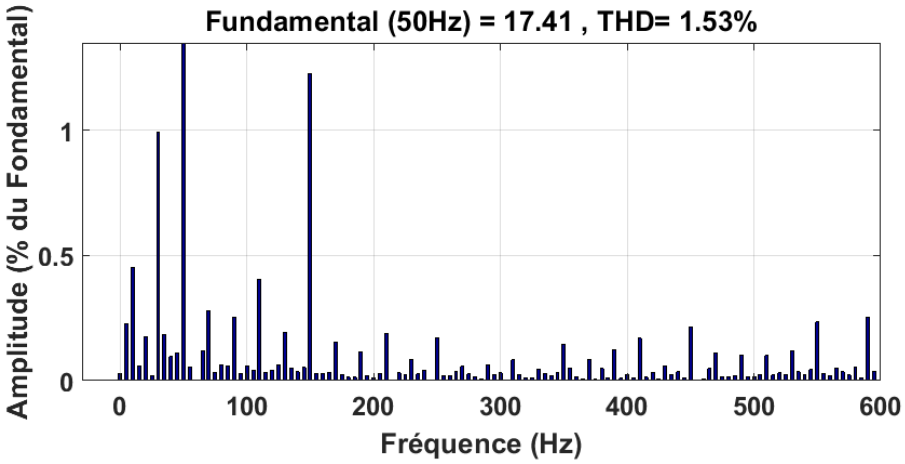


Figure IV-20 : Spectre de fréquences pour le courant injecté

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à la commande d'un onduleur PV résidentiel monophasé raccordé au réseau.

L'extraction de la puissance maximale fournie par les panneaux PV est assurée par le contrôleur backstepping alors que l'intégration au réseau de cette énergie solaire est à travers un onduleur à filtre LCL contrôlé par une commande vectorielle combinée avec les réseaux de neurones artificiels.

Les résultats de simulation montrent que le système photovoltaïque développé offre de bonnes performances. En effet, la technique backstepping permet une extraction efficace de l'énergie solaire et le contrôleur RNA permet de réguler la tension DC à l'entrée de l'onduleur et d'obtenir un courant purement sinusoïdal avec un minimum d'harmoniques ainsi qu'un facteur de puissance qui est égale à 1 pour annuler la puissance réactive injectée au réseau.

Le système montre une capacité d'adaptation très importante. La régulation par un contrôleur neuronal est très robuste et ajuste la stabilité du système ceci est dû à la capacité des règles d'apprentissage de régulateur par RNA.

Chapitre V : Conception et réalisation d'un onduleur autonome

V.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception et la réalisation d'un onduleur qui permet de convertir l'énergie continue en une énergie alternative en respectant les normes internationales. Il s'agit d'une carte embarquée qui intègre un ensemble de composants électroniques qui permet la conversion de l'énergie et l'acquisition des données à travers un protocole de communication industriel efficace.

En premier temps, nous allons spécifier les différents composants électroniques nécessaires pour la conception des quatre parties de notre carte, à savoir : partie puissance, partie commande, partie compteur et partie affichage. Ensuite, nous allons décrire les phases de la réalisation allant du schéma électronique sur le logiciel jusqu'au produit final. Les tests et les résultats de validation de cette carte électronique embarquée de l'onduleur seront dévoilés dans la dernière partie de ce chapitre.

V.2 Conception de la carte électronique de l'onduleur

V.2.1 Cahier des charges

Le but de cette réalisation est d'alimenter des charges alternatives, en tension sinusoïdale de 230V avec une fréquence de 50Hz, à partir d'une source de tension continue qui peut être une batterie de 12V ou bien une source photovoltaïque. Pour ce faire, nous allons concevoir un onduleur monophasé en pont en H (quatre transistors de puissance) avec un transformateur et une puissance de 1kW.

Le choix d'un onduleur pont en H est compatible avec le processeur qui sera utilisé dans la partie commande, ce dernier va générer jusqu'à quatre signaux PWM dédiés pour ce type d'application. L'utilisation d'un transformateur permet d'élever la tension à la sortie de l'onduleur et d'assurer l'isolation galvanique. Pour la supervision de la consommation énergétique de la charge, nous allons utiliser un écran qui permet d'afficher les informations provenant du compteur d'énergie.

V.2.2 Architecture de la carte

L'architecture globale de l'onduleur proposé est illustrée dans la figure V-1. Elle est subdivisée en quatre parties essentielles : la partie puissance (en rouge), la partie commande (en vert), la partie compteur et communication (en jaune) et finalement la partie affichage (en bleu). Chaque partie de la carte sera détaillée dans les sections suivantes.

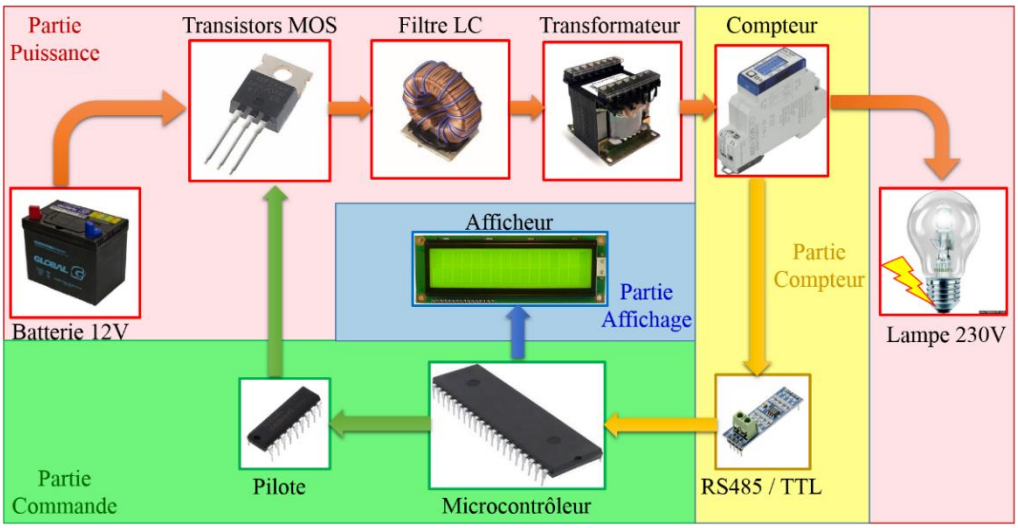


Figure V-1 : Architecture globale de l'onduleur

V.2.3 Partie puissance

La partie puissance est une partie de fort courant. Nous allons étudier, dans cette partie, tous les composants de puissance qui seront utilisés dans la carte de l'onduleur, en commençant par les transistors, la diode Schottky, le filtre LC et en terminant par le transformateur.

V.2.3.1 Transistor de puissance

Les transistors de puissance MOSFET (figure V-2) sont les meilleurs commutateurs électroniques en termes de rapidité de commutation. Parmi les avantages des transistors MOSFET de puissance, c'est qu'ils sont commandés en tension et qu'ils ne nécessitent pas beaucoup de puissance pour leur commande. Les grands problèmes des transistors MOSFET sont de deux catégories :

- Résistance interne à l'état passant.
- Temps de commutation (passage de l'état bloqué à l'état passant ou l'inverse) et pertes lors de ces commutations.

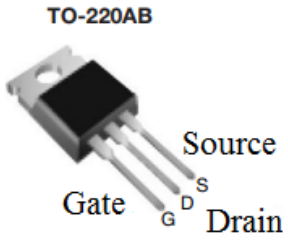


Figure V-2 : Transistor MOSFET de puissance

Il est très important de dimensionner correctement le transistor MOSFET de puissance pour minimiser les pertes. Les transistors MOSFET de canal N (NMOS) sont les plus utilisés dans les applications d'électrotechnique comme les alimentations symétriques à découpage et les onduleurs de pont en H.

En appliquant une tension positive à sa grille, le transistor MOSFET de puissance devient passant et il permet le passage du courant entre drain et source. Dans ce cas le transistor se comporte comme un conducteur (un fil). Lorsque la tension appliquée à sa grille est nulle, le transistor se comporte comme un circuit ouvert (interrupteur ouvert).

Dans la plupart des transistors MOSFET, si la tension appliquée à la grille dépasse 10V, le transistor devient passant mais pas vraiment un fil conducteur entre drain et source car il existe une petite résistance interne. Cette résistance est appelée R_{dson} (Résistance entre drain et source à l'état passant on).

Cette résistance R_{dson} varie d'un transistor à l'autre et pour calculer la puissance dissipée du transistor MOSFET de puissance à l'état passant, il suffit d'appliquer l'équation suivante :

$$P = R_{dson}.I_d \qquad \textbf{(V-1)}$$

I_d étant le courant de drain.

Le transistor choisi pour notre application est le transistor MOSFET IRFB4620 de type NMOS, car les caractéristiques de ce transistor sont convenables avec notre cahier de charge puisque la tension de saturation V_{GS} est de 10V, la résistance R_{dson} est égale à 60 mΩ avec un courant drain max I_d égal à 18A dans le cas où la température est de 100°C (voir annexe). Donc la puissance dissipée à un courant de 1A (cas d'une charge qui consomme 1A) est égale à 0,06W.

Aussi, en parallèle avec transistor MOSFET, il y a une diode zener située entre drain et source comme le montre la figure V-3.

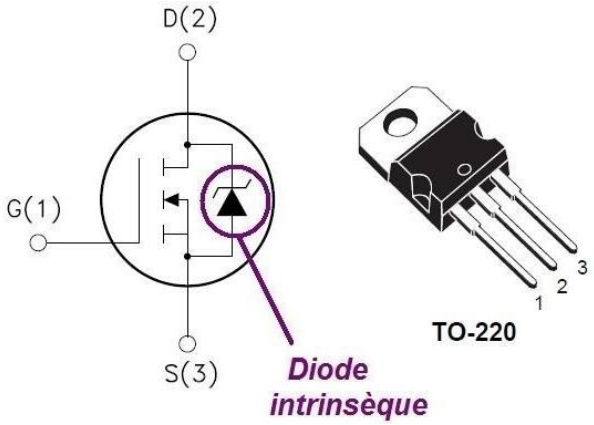


Figure V-3 : diode intrinsèque du transistor de puissance

S'il y a un courant qui circule de la source vers le drain, il n'est pas possible de le bloquer, ceci est dû à l'existence de cette diode dans chaque transistor MOSFET de puissance.

La diode intrinsèque est utile dans les montages comme le pont en H ou demi-pont. Elle joue le rôle d'une diode de roue libre à l'autre transistor MOSFET de puissance du demi-pont. L'inconvénient de cette diode intrinsèque est qu'elle présente des problèmes en haute fréquence lors des commutations. Pour résoudre ces problèmes, nous pouvons ajouter, en parallèle au transistor MOSFET, une diode rapide comme la diode Schottky, [57].

V.2.3.2 Diode schottky

La diode Schottky a une tension de seuil très basse et un temps de commutation très rapide par rapport à la diode classique. Le symbole de la diode Schottky est celui illustré dans la figure V-4. Elle est plus utilisée dans les domaines de hautes fréquences et hyperfréquences. Aussi, elle a une meilleure capacité à laisser transiter les fortes intensités dans le cas de redressement puisqu'elle a une faible chute de tension et des faibles pertes par effet joule.



Figure V-4 : Symbole de la diode schottky

La différence entre une diode Schottky et une diode classique est que cette dernière utilise une jonction PN, par contre la diode Schottky utilise une jonction métal-semi-conducteur. Une autre différence au niveau de la tension de seuil, la diode en silicium devient passante à partir d'une tension de 0,6V tandis que la diode Schottky a une tension de seuil égale à 0,3V comme

le montre la figure V-5, ce qui la rend utile pour prévenir la saturation des transistors de puissance et aussi la limitation de la tension. Elle est très utilisée comme diode de commutation puisqu'elle n'y a pas le phénomène de recouvrement inverse de charge, [58].

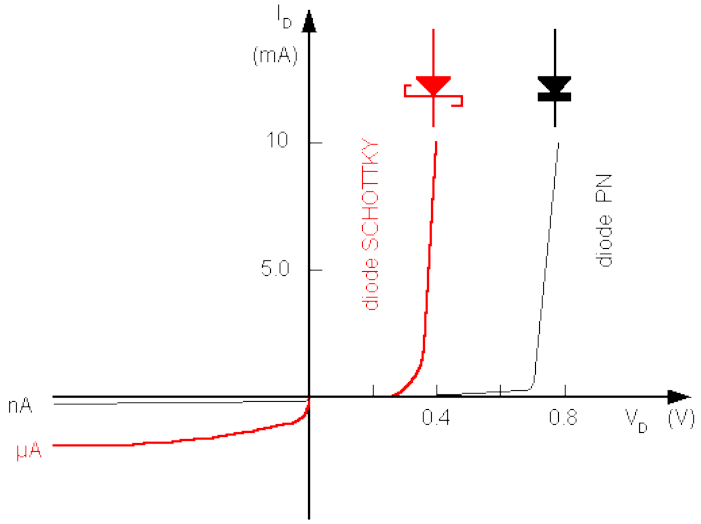


Figure V-5 : Caractéristiques des deux diodes Schottky et PN

V.2.3.3 Filtre passif 2ème ordre de type LC

Le filtre passe-bas de second ordre comprend deux composants. Avec ce filtre une bobine est connectée en série avec un condensateur. La tension de sortie V_{out} est prise aux bornes du condensateur comme le montre la figure V-6.

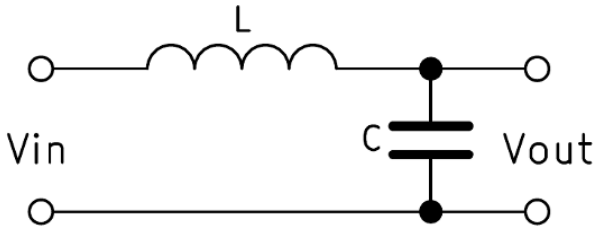


Figure V-6 : Filtre passe bas de type LC

Un filtre passe-bas du 2ème ordre remplit fondamentalement la même fonction que son homologue du 1er ordre, mais il a une pente deux fois plus importante. Ainsi, les basses fréquences peuvent passer alors que les hautes fréquences sont filtrées deux fois plus efficacement. L'élément qui fait la différence entre les deux filtres est la bobine. En tant que charge inductive, elle réagit beaucoup plus rapidement aux variations de tension qu'une résistance ohmique.

La bobine est plus sensible à l'augmentation de fréquence qu'une résistance ohmique. Tant que la fréquence augmente, la réactance inductive de la bobine X_L augmente, tandis que la

réactance capacitive X_C du condensateur diminue. Ainsi, les variations de la fréquence à l'entrée se reflètent encore plus clairement au niveau de la tension de sortie.

La relation qui relie la tension d'entrée avec la sortie est :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \qquad \textit{(V-2)}$$

La réactance inductive X_L augmente avec la fréquence, tandis que la réactance capacitive X_C diminue. La fréquence de coupure est la fréquence à laquelle $X_C = X_L$. Ainsi, à une fréquence supérieure à la fréquence de coupure, X_C est inférieur à X_L et à une fréquence inférieure, X_C est supérieur à X_L.

La fréquence de coupure est donnée par la formule suivante :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad \textit{(V-3)}$$

V.2.3.4 Transformateur

Le transformateur est un élément essentiel pour modifier les valeurs de tension et de courant délivrées par une source d'énergie alternative. Le transformateur est constitué de deux bobines, un bobinage primaire et un bobinage secondaire ainsi qu'un circuit magnétique.

Dans notre cas, nous avons utilisé le transformateur à la sortie de l'onduleur afin d'avoir une amplitude de tension aux bornes de la charge égale à 230V AC. Puisque nous n'avons pas utilisé un convertisseur élévateur à l'entrée de l'onduleur, le transformateur est nécessaire pour transformer l'amplitude maximale de 12V AC (9V comme valeur efficace) vers une amplitude efficace de 230V AC et aussi pour faire l'isolation entre la partie très basse tension et basse tension.

V.2.4 Partie commande

La partie commande est une partie de faible courant qui sert à contrôler les éléments de puissances pour répondre au cahier des charges. Dans cette partie, nous allons étudier le noyau de cette carte électronique qui est le microcontrôleur qui permet de générer les signaux PWM pour commander les transistors de puissance via leurs pilotes.

V.2.4.1 Microcontrôleur PIC18F4550

Le PIC est un microcontrôleur de la société Microchip. Le microcontrôleur PIC est un circuit électronique programmable dédié aux applications qui nécessite une taille réduite avec

un prix bas. C'est une unité de traitement qui permet d'exécuter des instructions d'un algorithme, il dispose des périphériques internes qui permettent la réalisation des montages sans l'ajout de composants à l'extérieure.

La référence PIC18F4550 offre les avantages de tous les microcontrôleurs PIC18, à savoir une performance de calcul élevée, avec l'ajout de la mémoire programme flash améliorée. Outre ces fonctionnalités, la famille PIC18F4550 introduit des améliorations de conception qui font de ce microcontrôleur un choix logique pour de nombreuses applications hautes performances et sensibilité à la consommation.

Ce microcontrôleur propose une multitude de périphériques intégrant l'USB, Ethernet, CAN et un module amélioré de signaux PWM pour le contrôle des systèmes pont en H.

Donc il est idéal pour les applications à faible consommation (nanoWatt) et pour une connectivité qui exploitent trois ports série : FS-USB (12 Mbit/s), I²C ™ et SPI ™ (jusqu'à 10 Mbit/s) et un port série asynchrone (compatible LIN). Une grande capacité de mémoire RAM pour la mise en mémoire tampon et une mémoire de programme flash améliorée, le rendent idéal pour les applications de contrôle et de surveillance nécessitant une connexion périodique avec un ordinateur personnel.

Pour la conception de notre onduleur, nous avons utilisé le microcontrôleur PIC18F4550 de 40 pins comme illustré dans la figure V-7. Ce circuit permet de contrôler le système complet en se basant sur les trois points essentiels suivants :

- Génération de quatre signaux PWM pour la commande de la grille des quatre transistors.
- Réception des informations provenant du compteur d'énergie via l'interface RS485. Ces données sont : la tension, le courant, la puissance instantanée et totale, la puissance réactive, le facteur de puissance et la fréquence.
- Affichage de ces données sur un afficheur pour avoir une vision globale sur toute information reliant la consommation de la charge électrique.

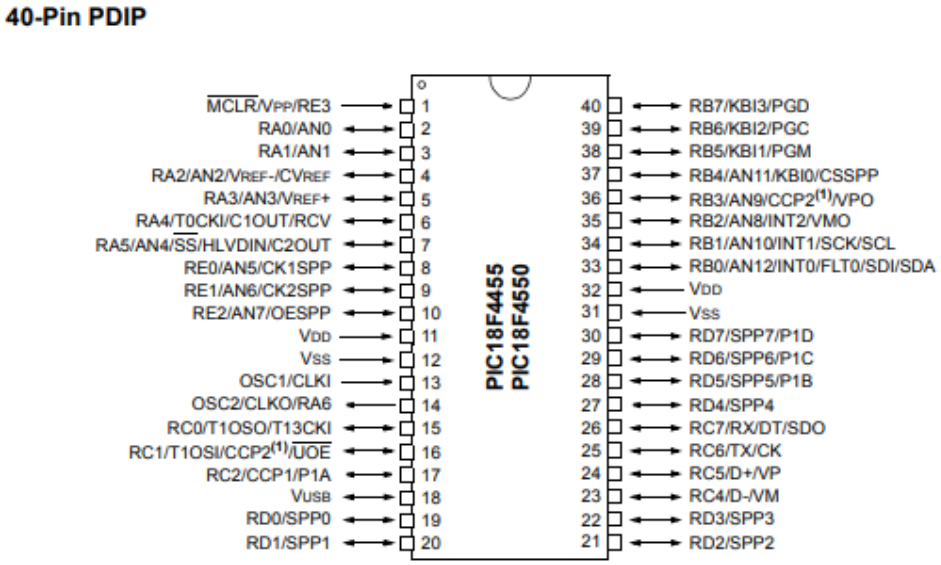


Figure V-7 : Microcontrôleur PIC18F4550

V.2.4.2 Génération du signal SPWM

Le terme SPWM signifie « modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale » est une technique de modulation de largeur d'impulsion utilisée dans les convertisseurs d'énergie. Un onduleur génère une sortie de tension alternative à partir d'une entrée de tension continue à l'aide de circuits de commutation. Il reproduit une onde sinusoïdale en générant une ou plusieurs impulsions carrées de tension par demi-cycle.

Si le rapport cyclique des impulsions est ajusté, la sortie est dite modulée en largeur d'impulsion. Avec cette modulation, certaines impulsions sont produites par demi-cycle. Les impulsions proches des extrémités du demi-cycle sont constamment plus étroites que les impulsions proches du centre du demi-cycle, de sorte que la durée des impulsions est comparable à l'amplitude équivalente d'une onde sinusoïdale à cette partie du cycle comme le montre la figure V-8. Pour modifier la tension efficace de sortie, les largeurs de toutes les impulsions sont amplifiées ou réduites tout en maintenant la proportionnalité sinusoïdale.

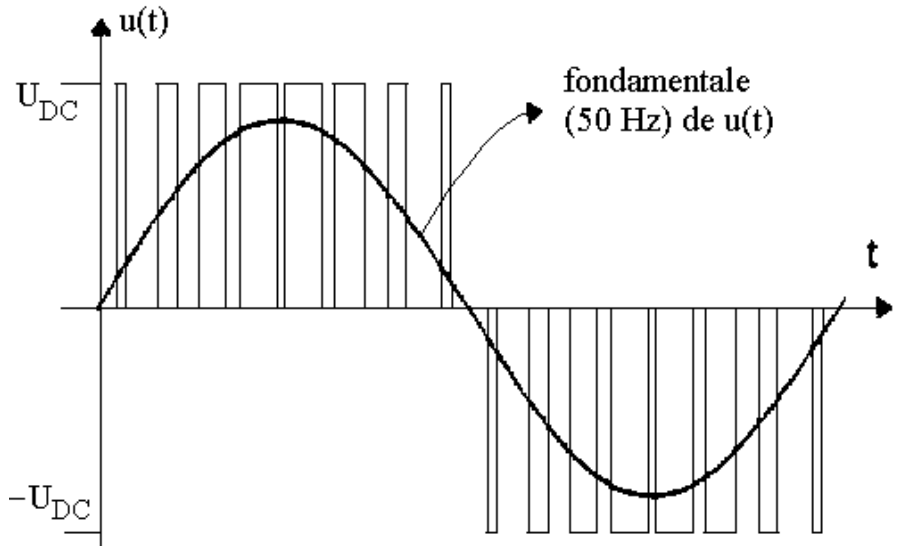


Figure V-8 : MLI demi-onde

L'objectif est de générer quatre signaux PWM afin de commander les quatre transistors MOSFET de puissance de l'onduleur pont en H. Les caractéristiques de ces quatre signaux PWM sont les suivantes :

- La fréquence de commutation des transistors est de 20kHz, c'est tout simplement la fréquence du signal PWM généré à partir du microcontrôleur PIC18F4550.
- La génération du signal PWM doit respecter la fréquence du signal sinusoïdal qui est égale à 50Hz. En effet, la durée de demi-onde doit être égale à 10ms.
- Le microcontrôleur doit gérer l'affichage, la réception des données du compteur d'énergie et aussi la génération du signal PWM. Pour avoir une génération en permanence du signal PWM sans aucune influence sur le temps alloué à chaque période, il est nécessaire d'utiliser les interruptions pour que cette génération du signal PWM se fasse d'une manière indépendante.

Le microcontrôleur utilisé dans cette réalisation est constitué d'un module amélioré spécifique pour PWM. Ce module amélioré fournit des options de sortie PWM supplémentaires pour un plus grand nombre d'applications de contrôle. Le module est une version rétro-compatible du module CCP (Capture/Compare/PWM) standard et offre jusqu'à quatre sorties, désignées de P1A à P1D. Les utilisateurs peuvent également sélectionner la polarité du signal (actif-haut ou actif-bas). Le mode de sortie et la polarité du module sont configurés en définissant les bits P1M1 : P1M0 et CCP1M3 : CCP1M0 du registre CCP1CON.

La période PWM est spécifiée en écrivant dans le registre PR2. La période PWM peut être calculée à l'aide de l'équation suivante, [59] :

$$T_{PWM} = [(PR2) + 1].4.T_{OSC}.(Prédiviseur\ du\ TMR2) \qquad \textbf{(V-4)}$$

Le pré-diviseur du registre TMR2 est une valeur prédéfinit par le constructeur du microcontrôleur. En fait, il y a plusieurs valeurs de ce pré-diviseur allant de 2^0=1 jusqu'à 2^8=256 et l'utilisateur a le choix de choisir la valeur convenable.

TMR2 est un registre de 8 bits qui s'incrémente chaque $4T_{OSC}$. Lorsque la valeur du TMR2 est égale à la valeur de PR2, le TMR2 est réinitialisé à zéro pour le début d'une autre nouvelle période. PR2 est aussi un registre de 8 bits, son rôle c'est de stocker une valeur afin de la comparer avec TMR2.

Sachant que la fréquence du signal PWM est 20kHz et la fréquence de l'oscillateur quartz utilisé est 20MHz, nous pouvons trouver la valeur de PR2 très facilement. Le tableau V-1 représente les valeurs de chaque paramètre de l'équation (V-4) qu'il faut placer dans les registres du microcontrôleur PIC18F4550.

Tableau V-1 : Paramètres pour calculer la valeur du registre PR2

Paramètre	**Valeur**
T_{PWM}	50 us
T_{OSC}	50 ns
PR2	249
Pré-diviseur de TMR2	1

Le rapport cyclique PWM est spécifié en écrivant dans le registre CCPR1L (8 bits) et dans les 2 bits CCP1CON <5:4>. Une résolution allant jusqu'à 10 bits est disponible. Le CCPR1L contient les huit MSB et le CCP1CON <5:4> contient les deux LSB. Cette valeur de 10 bits est représentée par CCPR1L:CCP1CON <5:4>. Le rapport cyclique de PWM est calculé à l'aide de l'équation suivante :

$$D_{PWM} = \frac{(CCPR1L{:}CCP1CON < 5{:}4 >)}{[(PR2) + 1].4} \qquad \textbf{(V-5)}$$

Le tableau V-2 représente un exemple de calcul du rapport cyclique du signal PWM et les paramètres de différents registres.

Tableau V-2 : Paramètres pour calculer la valeur du registre CCPR1L

Paramètre	Valeur
PR2	249
CCPR1L:CCP1CON<5:4>	$(300)_{10} = (0100101100)_2$
D_{PWM}	0,3 → 30%

Donc pour varier le rapport cyclique du signal PWM généré, il suffit seulement de changer la valeur du registre CCPR1L:CCP1CON<5:4>. Pour faciliter la tâche de programmation, nous avons fixé les deux bits CCP1CON<5:4> sur la valeur '00' et il suffit de varier la valeur des 8 bits du registre CCPR1L.

Pour avoir un rapport cyclique variable du signal PWM en fonction d'un signal sinusoïdal, nous avons stocké, dans la mémoire du microcontrôleur, un tableau qui renferme des valeurs d'une demi-période positive du signal sinusoïdal. Ce tableau est composé de 100 valeurs avec une amplitude maximale de 255 pour une seule demi-période positive du signal sinusoïdal comme le montre la figure V-9.

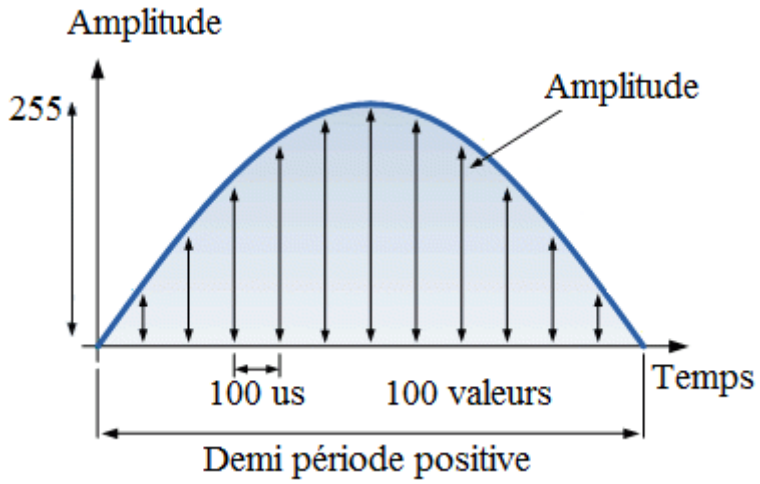


Figure V-9 : Echantillonnage de la demi-période positive de la sinusoïde

La valeur 255 est la valeur maximale que peut supporter le registre CCPR1L, c'est aussi la valeur maximale de l'amplitude du signal sinusoïdal comme illustré dans la figure V-9. Donc la valeur maximale du rapport cyclique correspond à la valeur maximale de la sinusoïde et la valeur zéro du rapport cyclique correspond au passage du signal sinusoïdal par l'axe des abscisses c.-à-d. la valeur zéro.

Pour une durée de 10ms (ce qui correspond à la demi-période du signal sinusoïdal de 50Hz) nous avons pris 100 échantillons, la période entre deux échantillons successifs est donc de 100µs. Pour ce faire, nous avons choisi un tableau de 100 valeurs (amplitude des échantillons) pour varier le rapport cyclique sachant que le microcontrôleur va générer chaque 100µs une valeur du rapport cyclique qui correspond à une valeur dans le tableau.

La particularité de ce microcontrôleur est qu'il offre la possibilité de configurer le module PWM en trois modes :

- Mode de sortie PWM unique (une seule sortie PWM est active).
- Mode demi-pont en H (deux sorties PWM sont actives).
- Mode pont en H (quatre sorties PWM sont actives).

Dans ce travail, nous avons utilisé le 3eme mode (quatre sorties PWM sont actives). En mode de sortie pont en H, quatre broches sont utilisées comme sorties. Cependant, seules deux sorties sont actives à la fois. En mode direct, la broche P1A est active en permanence et la broche P1D est modulée. En mode inverse, la broche P1C est active en permanence et la broche P1B est modulée. Celles-ci sont illustrées dans la figure V-10.

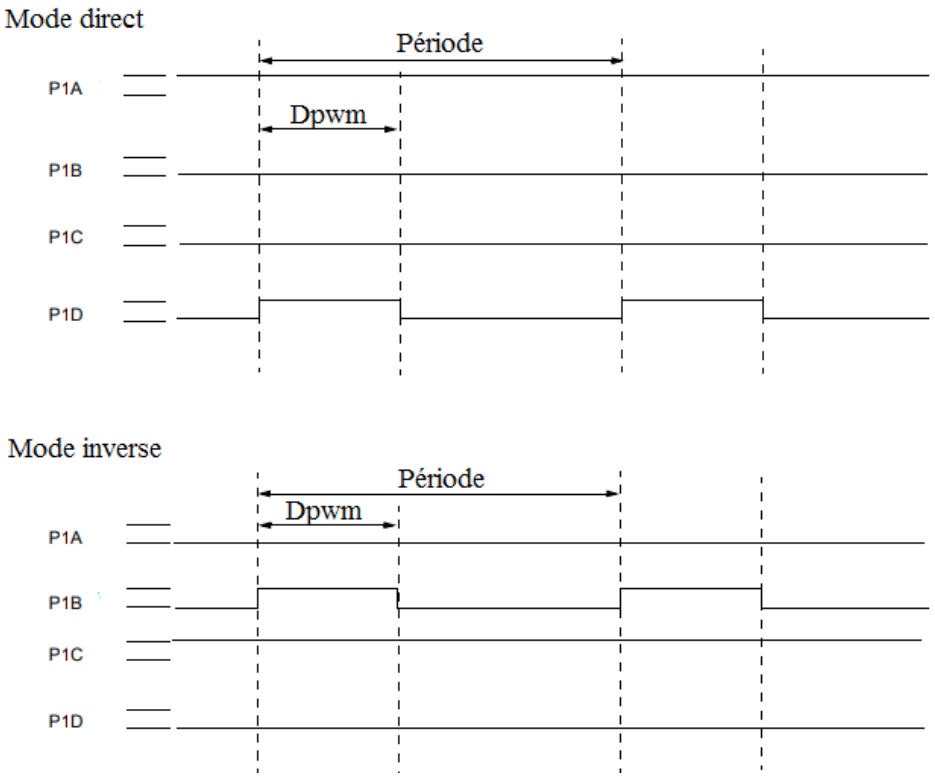


Figure V-10 : Les sorties PWM pour le mode pont en H

V.2.4.3 Pilote des transistors de puissance

Les circuits pilotes pour les transistors MOSFET sont utilisés pour commander les MOSFET d'un bras dans un montage pont en H. Les transistors MOSFETS étant des dispositifs contrôlables par une tension de fonctionnement généralement comprise entre 9 et 10V. Nous ne pouvons pas contrôler directement le transistor de puissance par le microcontrôleur puisque ce dernier ne délivre qu'une tension maximale de 5V.

Le montage pont en H est constitué de quatre transistors MOSFET (2 transistors pour chaque bras), nous avons utilisé le circuit IR2110 comme pilote des transistors MOSFET pour chaque bras. Dans ce cas un circuit flottant est nécessaire pour piloter le MOSFET côté haut. L'IR2210 peut supporter une tension jusqu'à 500V (tension décalée). Ses broches de sortie peuvent fournir un courant de pointe jusqu'à 2 ampères. Il peut également être utilisé comme pilote pour les transistors IGBT. Les entrées logiques sont compatibles avec les sorties standard CMOS ou TTL. La figure V-11 représente le diagramme fonctionnel de ce circuit.

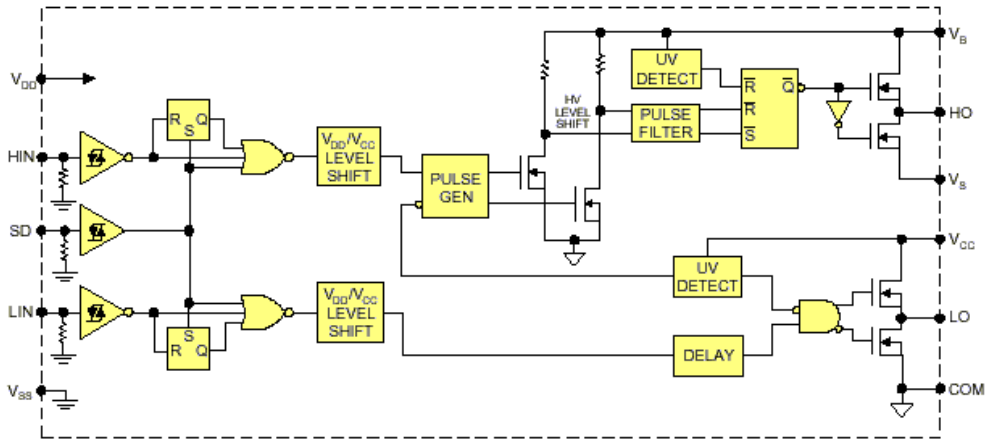


Figure V-11 : Diagramme fonctionnel du circuit IR2110

Le montage électronique de la partie commande composée, du noyau de notre système, le microcontrôleur PIC18F4550 et le circuit pilote des transistors MOSFET le IR2110 est présenté dans la figure V-12.

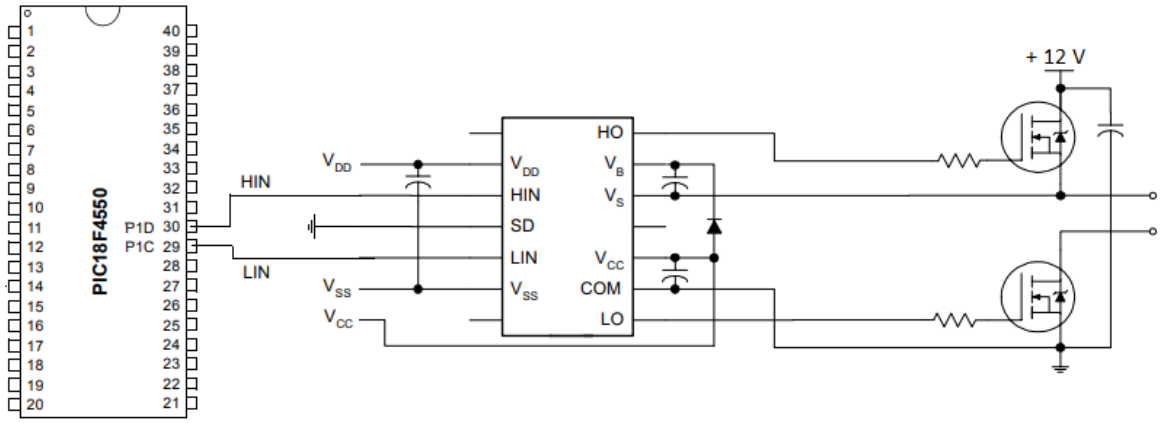


Figure V-12 : Schéma électronique du microcontrôleur et le pilote des MOSFET

V.2.5 Partie compteur d'énergie et communication

V.2.5.1 Compteur d'énergie

Un compteur d'énergie est un appareil qui mesure la quantité d'énergie électrique consommée par une charge électrique. La nouvelle génération des compteurs offre une flexibilité et une visibilité claire sur les données de consommation. Ce compteur d'énergie numérique permet de mesurer plusieurs grandeurs pour que nous puissions faire une bonne gestion de l'énergie. Au contraire des compteurs mécaniques classiques, les compteurs d'énergie numériques offrent la possibilité de transmettre les données de consommation d'électricité via des protocoles de communications comme le RS232 ou RS485 ; ce qui permet facilement de lire ces données et ainsi optimiser la consommation d'énergie.

Le compteur d'énergie utilisé dans ce projet est un compteur puissant et efficace en termes de précision et de quantité d'informations délivrée par ce compteur. ALD1D5F de la société SAIA (figure V-13) est un compteur d'énergie monophasé avec une interface RS485 Modbus pour la communication série avec une unité de traitement.



Figure V-13 : Compteur d'énergie ALD1D5F

Les caractéristiques de ce compteur sont les suivants :

- Compteur d'énergie monophasé, 230VAC 50Hz.
- Mesure directe jusqu'à 32A.
- Affichage de différentes grandeurs de consommation : Tension, courant, puissance.
- Interface série Modbus RTU pour l'acquisition des données.
- La possibilité de connecté jusqu'à 274 compteurs d'énergies dans le même bus.

V.2.5.2 Communication RS485 Modbus

Le Modbus est un protocole qui répond aux architectures Maître/Esclave. Il permet d'interconnecter les automates programmables industrielles. Ce protocole a rencontré beaucoup de succès du fait de sa fiabilité et de sa simplicité.

Le principe général de ce protocole est que ce bus est composé d'une station 'maître' et de stations 'esclaves' (communication bus). Le maître est la seule station qui peut initier une communication et cependant la communication entre esclaves n'est pas réalisable. Le maître peut s'adresser d'une manière individuelle aux esclaves. Les esclaves renvoient une réponse aux requêtes.

RS485 est une liaison série asynchrone différentielle, elle représente la couche physique de cette communication, qui offre la possibilité d'utiliser un débit élevé (jusqu'à 10Mb/s) sur une distance importante de câble (jusqu'à 1200 mètres).

Elle dispose de deux bornes d'émission polarisées notées Tx(+), Tx(-) et de deux bornes de réception polarisées notées Rx(+), Rx(-) comme le montre la figure V-14. Mais juste deux

fils qui sont connectés à l'esclave pour une transmission half-duplex, c'est-à-dire la communication entre le maitre et l'esclave se fait dans les deux sens mais pas simultanément.

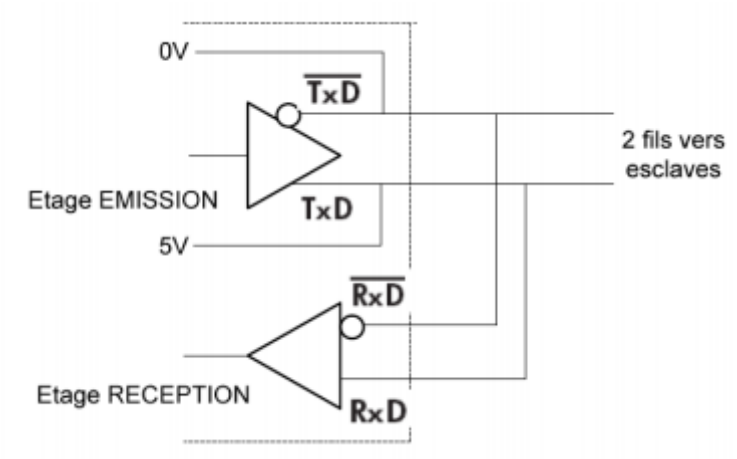


Figure V-14 : Communication RS485

La trame du protocole Modbus RTU (Remote Terminal Unit ⇔ Unité Terminale Distante) ne comporte ni l'octet d'en-tête de message ni celui de fin de message. Elle est définie comme illustré dans la figure V-15 :

START	Adresse	Fonction	Données	CRC	END
Silence	1 octet	1 octet	n octets	2 octets	Silence

N° esclave	Code fonction	1er paramètre		Autres paramètres	CRC16	
1 octet	1 octet	PF : 1 octet	Pf : 1 octet	N octets	PF : 1 octet	Pf : 1 octet

Figure V-15 : Trame Modbus.

- N° d'esclave : de 1 jusqu'à 247.
- N° de fonction : il y a plusieurs fonctions allant jusqu'à 19 sur Modbus.
- 1er paramètre : Adresse du bit ou du mot adressé.
- 2ème paramètre : La valeur du bit ou du mot écrit selon la fonction utilisée.
- Autres paramètres : Des données écrites dans plusieurs mots successifs.
- CRC16 : Détection des erreurs de transmission.
- La fin de la trame est réalisée par un arrêt supérieur ou égal à 3 caractères.

Notre microcontrôleur ne possède pas du bloc hardware spécifique au protocole Modbus, nous avons donc utilisé un module externe qui définit la couche physique du bus RS485. Ce module permet la conversion et l'adaptation des niveaux électriques entre le bus RS485 et le microcontrôleur PIC18F4550 ; ce module RS485/TTL est à base du circuit MAX485 (figure V-16).

Notre but est de lire les données ou bien les informations du compteur d'énergie, ces informations sont stockées dans des registres mémoires du compteur d'énergie. Pour les récupérer, nous avons adressé ce compteur à travers le module RS485 et nous avons lu le contenu du registre qui renferme l'information souhaitable. Chaque donnée est alors stockée dans un registre du compteur (annexe B).

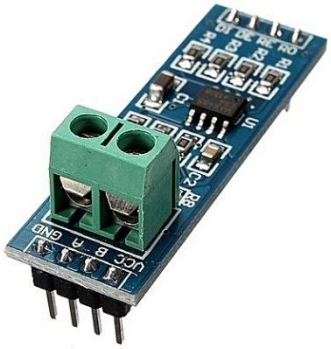


Figure V-16 : Module RS485/TTL MAX485

Le montage électronique du circuit composé de compteur d'énergie, module RS485 et le microcontrôleur PIC18F4550 est illustré dans la figure V-17.

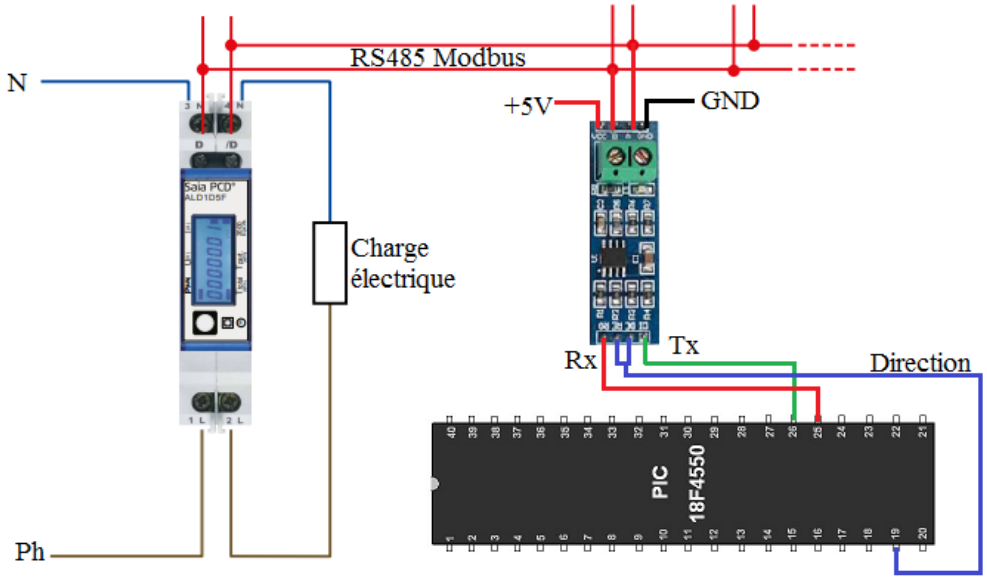


Figure V-17 : Schéma du montage entre le compteur d'énergie et le microcontrôleur

V.2.6 Affichage sur écran LCD

L'affichage permet la supervision de notre système qui consiste à visualiser les informations sur la consommation d'énergie par la charge électrique. Ces données sont

prélevées à partir du compteur d'énergie. Les informations qui seront affichées par l'afficheur LCD sont :

- La valeur de la tension efficace, en Volt, aux bornes de la charge,
- La valeur efficace du courant, en Ampère, consommé par cette charge,
- La puissance active instantanée en Watt,
- La puissance réactive instantanée en Volt-Ampère,
- La fréquence de la tension de sortie,
- Le facteur de puissance.

Dans cette réalisation nous avons utilisé le LCD alphanumérique 16x2 comme afficheur, cet afficheur contient 2 lignes et chaque ligne est composée de 16 caractères come illustré dans la figure V-18.

Le microcontrôleur lit les données du compteur d'énergie via le protocole Modbus. Après la réception des informations concernant les données de consommation d'énergie par la charge électrique, le microcontrôleur les affiche sur l'écran du LCD. Cet afficheur ne dispose pas assez de caractères et pour afficher toutes ces informations, nous avons alterné l'affichage afin qu'elles soient lisibles.

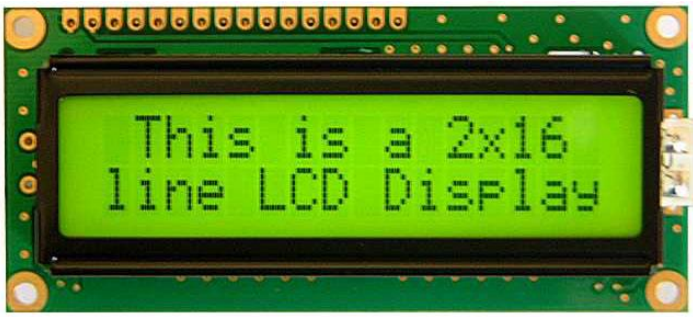


Figure V-18 : Afficheur LCD 16x2

Le schéma électronique du montage entre le microcontrôleur PIC18F4550 et le LCD 16x2 est présenté par la figure V-19.

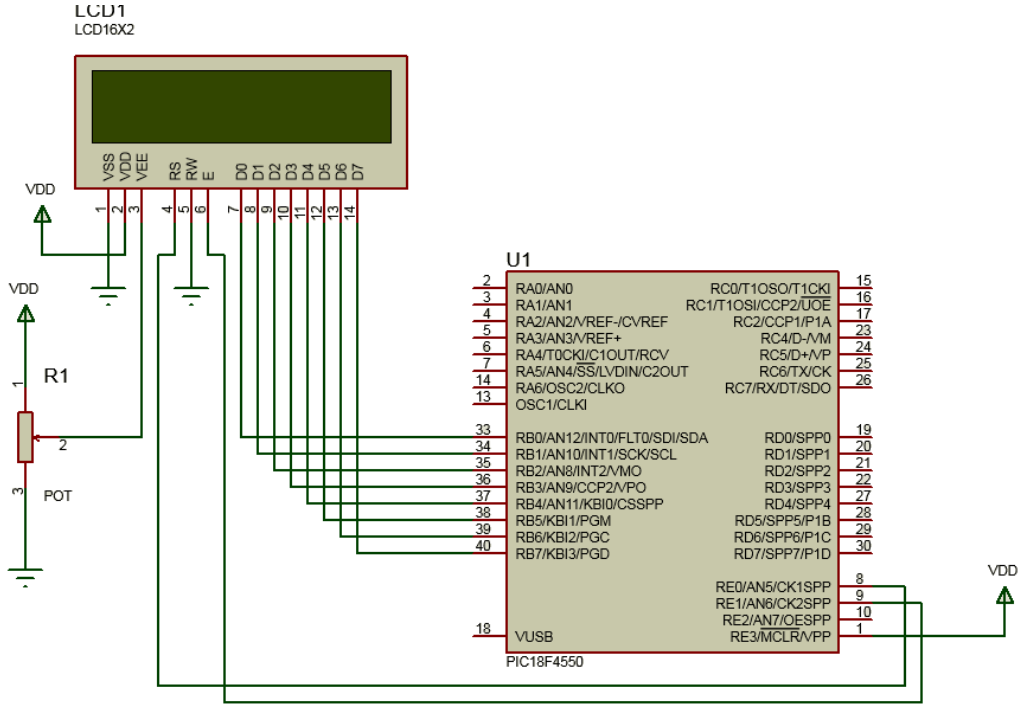


Figure V-19 : Schéma électronique du montage entre PIC18F et le LCD 16x2

V.3 Réalisation de la carte embarquée de l'onduleur

La réalisation de la carte embarquée de l'onduleur requière trois phases principales qui sont les suivantes :

- Conception du schéma électronique de la carte.
- Conception du circuit imprimé de la carte.
- Assemblage de différents composants sur la carte.

V.3.1 Schéma électronique de la carte d'onduleur

Les figure V-20 et V-21 représentent le schéma électrique développé sous le logiciel Proteus ISIS et le circuit pilote des transistors MOSFET respectivement. Puisque nous avons un onduleur pont en H et chaque bras est composé de deux transistors, donc un pilote pour chaque bras.

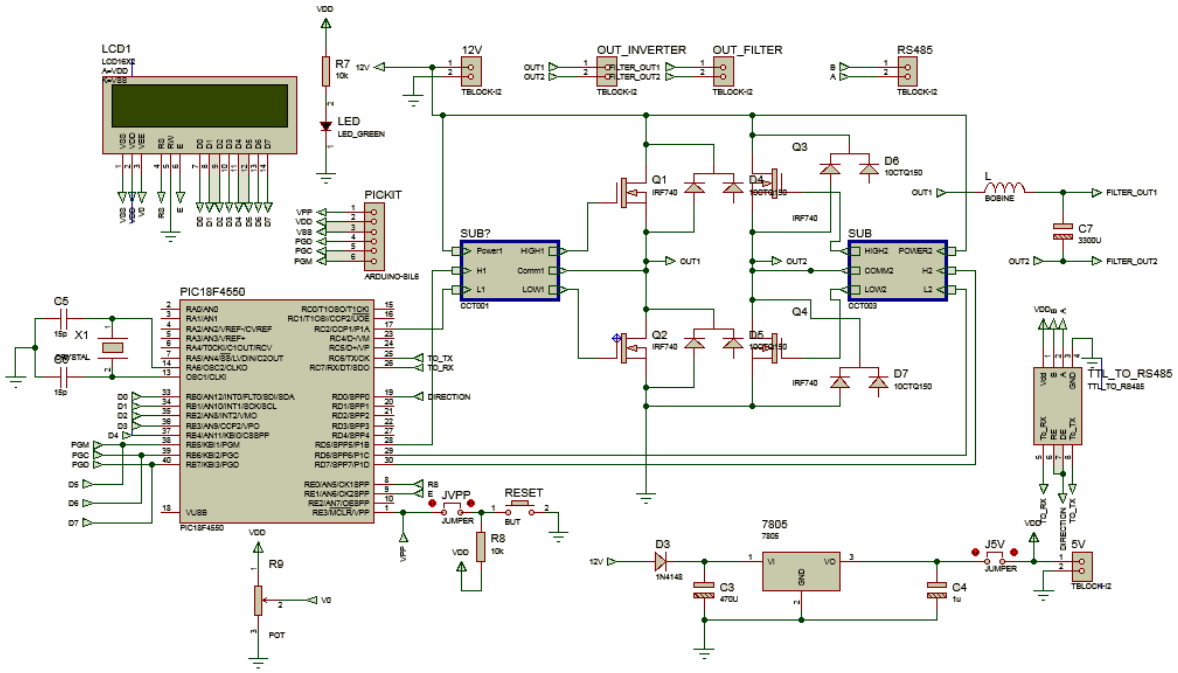


Figure V-20 :Schéma électronique de la carte d'onduleur

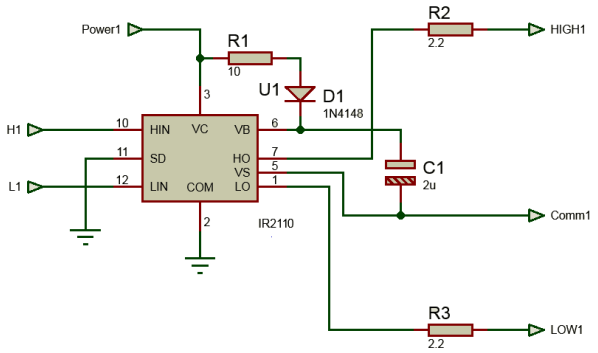


Figure V-21 : Circuit pilote des transistors de puissance

V.3.2 Conception du circuit imprimé de la carte

La carte électronique développé est composée, (figure V-22) :

- D'un microcontrôleur PIC18F4550 qui gère tous les flux de données,
- Deux circuits pilotes IR2110 pour le contrôle des transistors de puissance,
- Quatre transistors IRFB4620 de type MOSFET qui constituent l'onduleur en pont en H,
- D'un filtre LC pour avoir une tension de sortie purement sinusoïdale et éliminer les harmoniques,
- D'un module TTL/RS485 qui joue le rôle d'une interface entre le compteur d'énergie et le microcontrôleur,

- D'un afficheur LCD 16x2 pour l'affichage des informations concernant la consommation d'énergie,
- De deux entrées de tension continue externe pour 12V et 5V,
- D'un régulateur de tension de 5V,
- D'une LED pour indiquer que la carte est bien alimentée en tension,
- D'une entrée Modbus qui permet la liaison entre la carte et le compteur d'énergie,
- D'un bouton Reset pour la réinitialisation du programme,
- D'une entrée ICSP pour programmer le microcontrôleur,
- De deux sorties de l'onduleur, un bornier pour visualiser la tension avant filtrage et un autre bornier pour visualiser la tension après filtrage comme le montre la figure V-22.

Après avoir conçu et testé le fonctionnement normal des différents composants sur une maquette d'essai, la réalisation du circuit imprimé est indispensable pour minimiser les erreurs de câblage et d'encombrement d'un côté, et d'un autre côté pour réaliser la carte avec une taille réduite et pour donner une meilleure esthétique comme il est présenté sur la figure V-23.

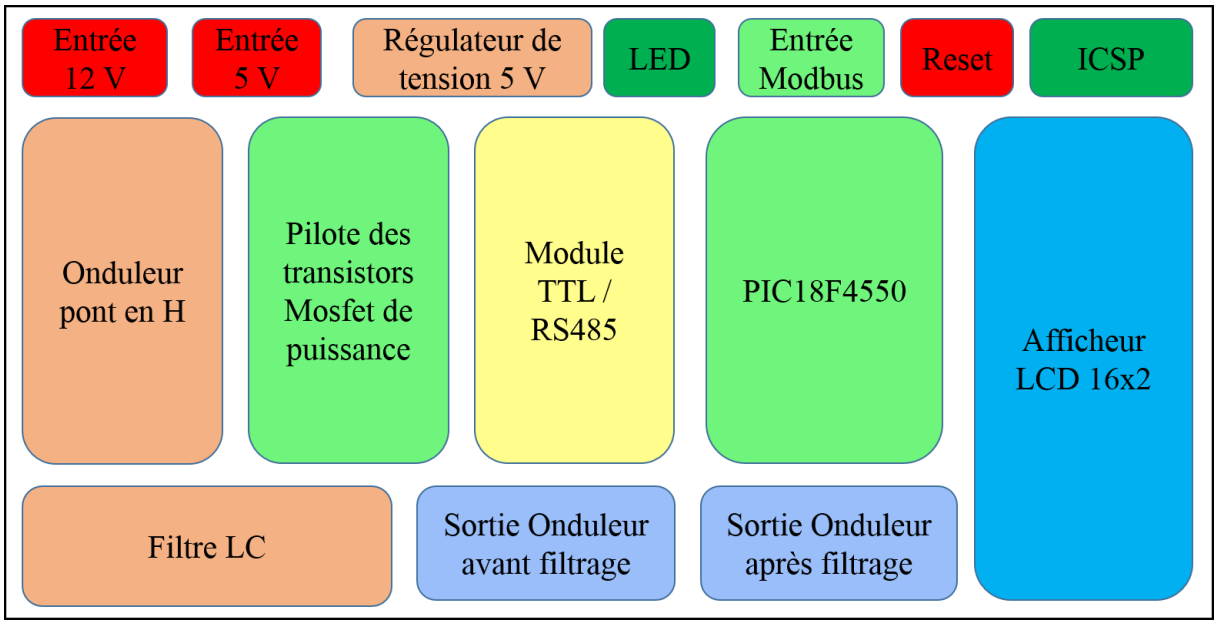


Figure V-22 : Schéma bloc de la carte embarquée de l'onduleur

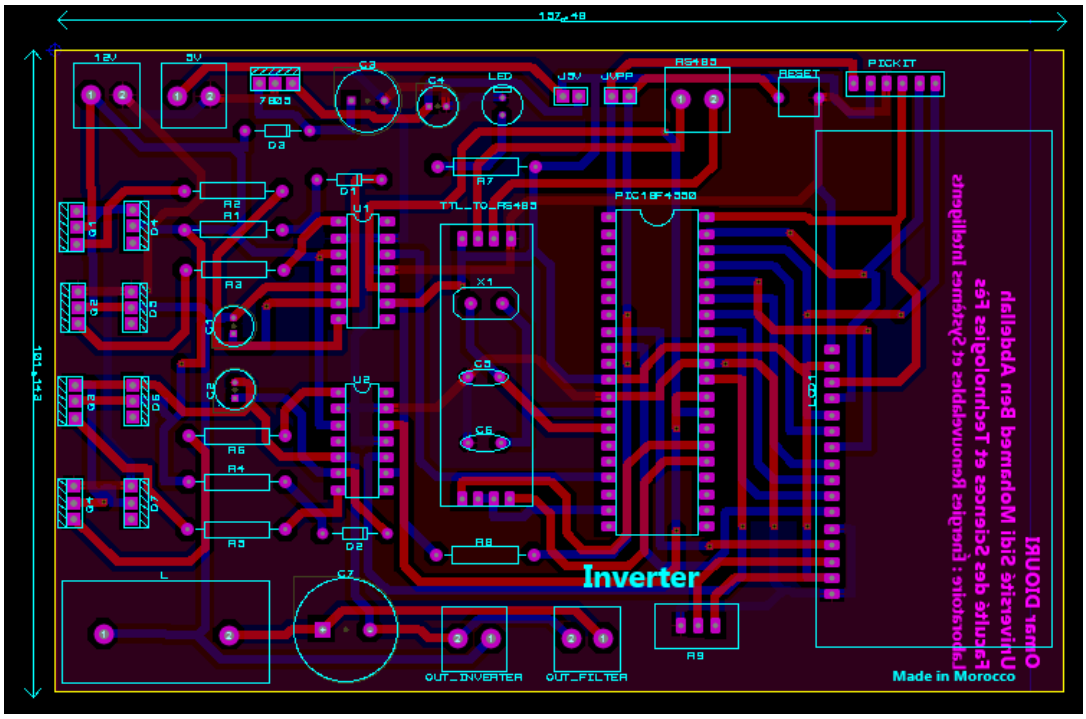


Figure V-23 : Circuit imprimé de l'onduleur

Nous pouvons faire une visualisation de la carte électronique en utilisant l'option visualisation 3D du logiciel, cet outil permet d'offrir un service de prévision de la carte en 3D avant de la fabriquer pour vérifier s'il y a des erreurs au niveau de dimension de la carte et des composants. La figure V-24 présente une visualisation 3D de la carte avant sa réalisation.

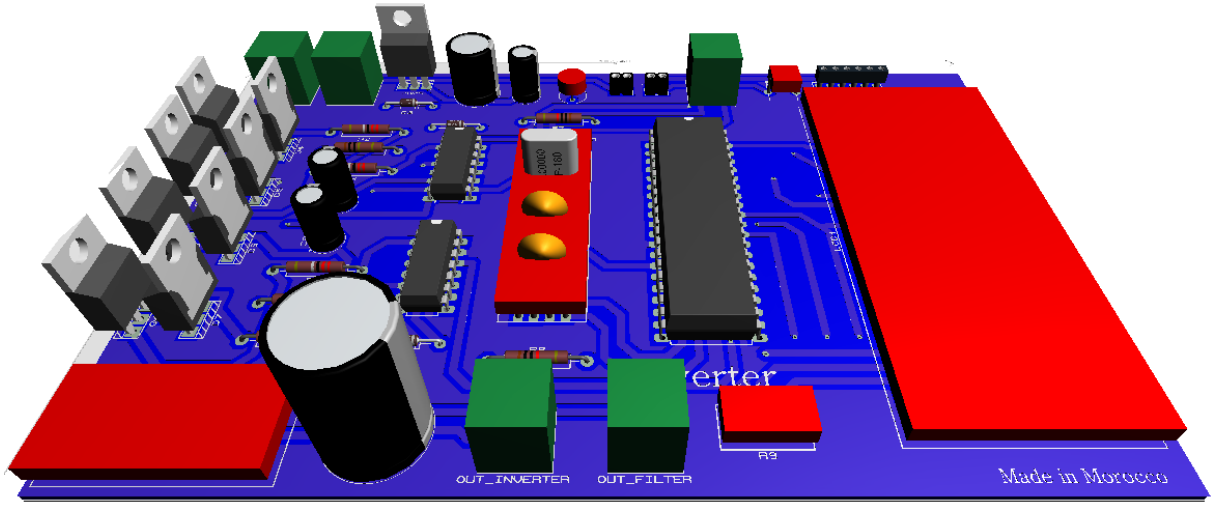


Figure V-24 : Visualisation 3D de la carte avant la réalisation

V.3.3 Assemblage des composants sur la carte

Après la réalisation du PCB (Printed Circuit Board), nous avons placé et soudé les composants sur la plaque. La face avant (face composant) et la face arrière (face soudure) de notre carte sont présentées sur les figure V-25 et V-26 respectivement.

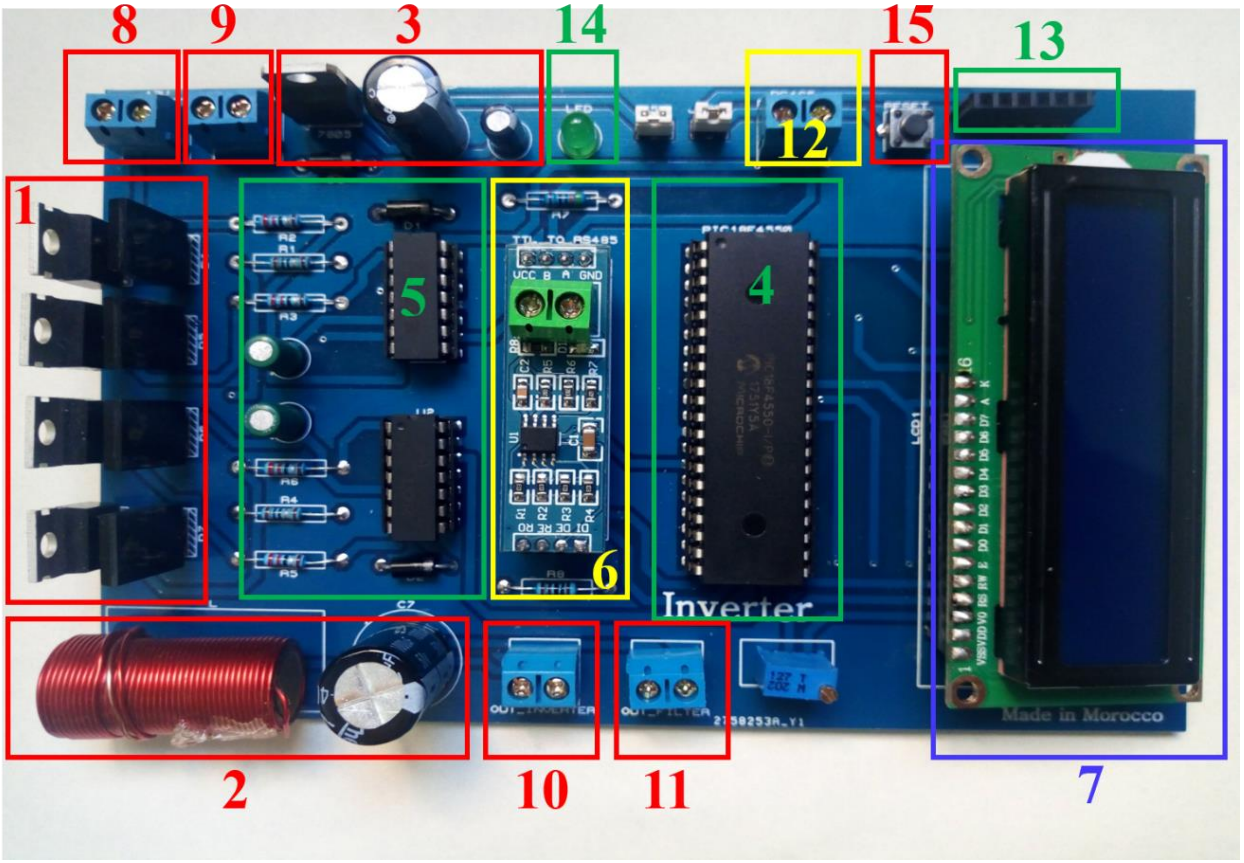


Figure V-25 : Face avant de la carte d'onduleur

Sur la figure V-25, la partie puissance est entourée par la couleur rouge dont la fonction de chaque bloc est donnée par le tableau V-3.

Tableau V-3 : Circuits de puissance de la carte embarquée

Référence	Fonction
1	Transistors MOSFET de puissance avec les diodes Schottky
2	Filtrage de la tension de sortie de l'onduleur
3	Régulateur de tension de 12V à 5V continue

La partie commande ou la partie faible courant est entourée par la couleur verte alors que la partie communication et protocole est encadrée par la couleur jaune. La fonction de chaque bloc est présentée dans le tableau V-4.

Tableau V-4 : Blocs de la partie commande

Référence	Fonction
4	Le noyau de cette carte, le microcontrôleur PIC18F4550
5	Le pilote des transistors de puissance
6	Module de conversion TTL / RS485

La partie affichage joue aussi un rôle très important pour connaître toutes les informations sur la consommation de l'énergie, cette partie est entourée par la couleur bleu, c'est le bloc numéro 7 qui présente l'afficheur LCD.

Pour interfacer la carte avec le milieu extérieur, nous avons utilisé des connecteurs. La fonction de chaque connecteur est présentée dans le tableau V-5.

Tableau V-5 : Connectivités de la carte électronique

Référence	Fonction
8	Entrée principale pour la tension de 12V
9	Entrée optionnelle pour une tension de 5V
10	Tension de sortie de l'onduleur avant filtrage
11	Tension de sortie de l'onduleur après filtrage
12	Connecteur RS485 avec le compteur d'énergie
13	Connecteur pour charger le programme dans le microcontrôleur

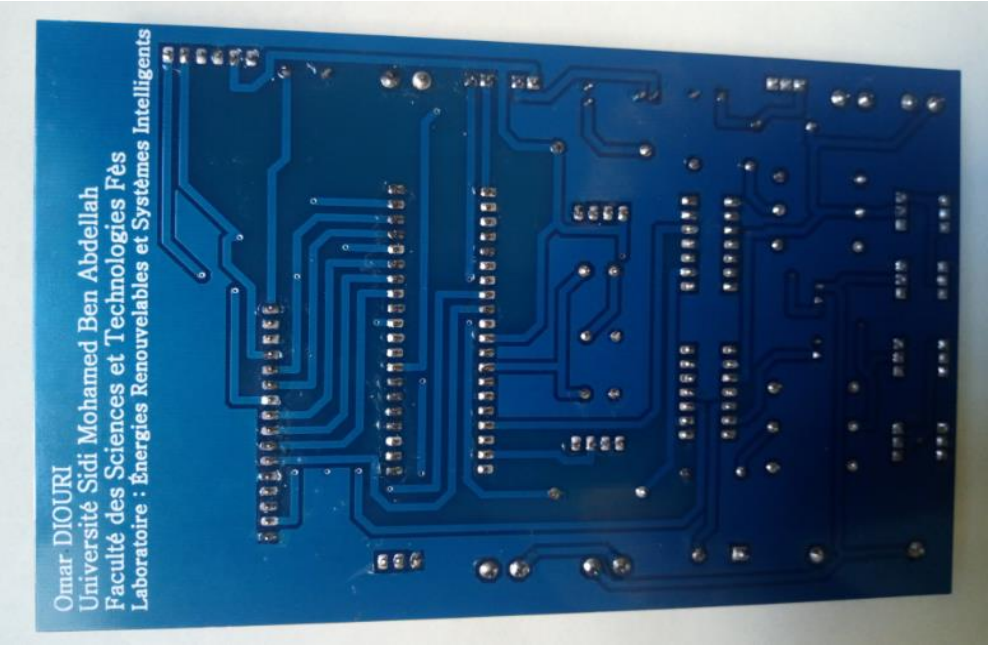


Figure V-26 : Face arrière de la carte de l'onduleur

V.4 Test et validation de la carte d'onduleur

Après avoir détaillé la phase de conception et de réalisation de la carte embarquée, nous allons effectuer des tests de continuité et de mesure en temps réel entre la carte développée et les différents composants à l'extérieur de cette carte comme la batterie, le compteur d'énergie, le transformateur et la charge. Ce test est effectué pour valider le bon fonctionnement de notre système embarqué.

Après la réalisation du système complet de la figure V-1, en connectant la borne de 12V de la carte développée de l'onduleur avec l'alimentation 12V continue. Nous relions le primaire du transformateur avec la borne de tension de sortie de l'onduleur après filtrage (cette borne délivre une tension sinusoïdale d'une valeur maximale de 12V). Après la connexion du primaire du transformateur, il reste à connecter le secondaire du transformateur avec l'entrée du compteur d'énergie pour qu'il puisse calculer la consommation d'énergie de la lampe qui est reliée aussi au compteur d'énergie mais sur la sortie de ce dernier.

Le système global de l'onduleur, comprenant la carte embarquée et les différents composants externes, est représenté par la figure V-27.

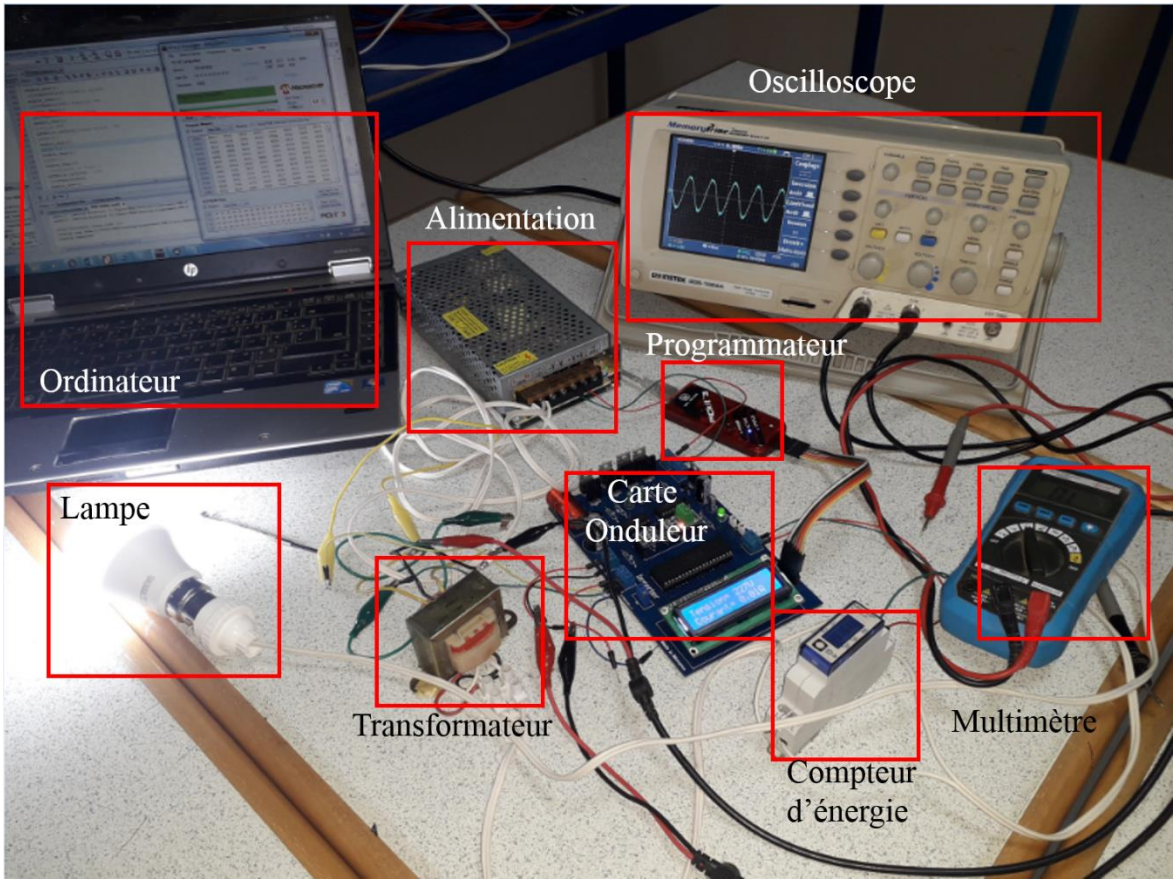


Figure V-27 : Système global de l'onduleur

Pour valider la bonne génération des signaux PWM par le microcontrôleur, nous allons visualiser ces signaux afin de confirmer le bon fonctionnement du PIC18F4450.

La figure V-28 présente deux signaux, le premier est un signal PWM modulé avec une fréquence de 20kHz (sortie P1B du module PWM du microcontrôleur qui va contrôler le transistor bas d'un bras de l'onduleur) et le deuxième est un signal carré de fréquence 50Hz (sortie P1A du module PWM du microcontrôleur qui va contrôler le transistor haut du même bras). Les deux signaux sont des signaux d'attaque des deux transistors MOSFET de même bras.

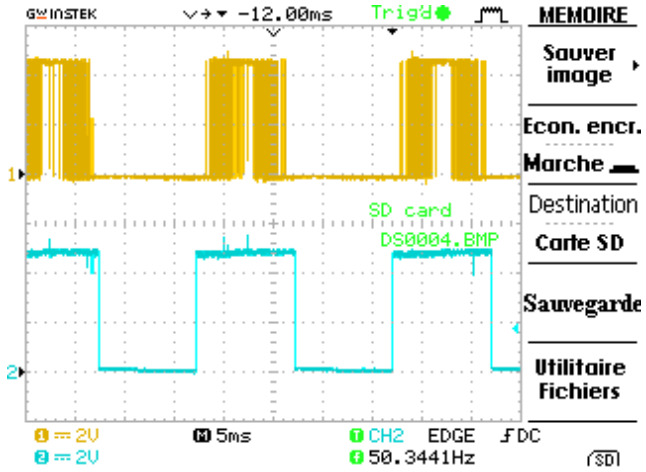


Figure V-28 : Deux signaux PWM de contrôle des transistors de même bras

Alors que sur la figure V-29, le premier signal est le même signal modulé P1B que nous avons visualisé précédemment et le deuxième est un signal aussi modulé (P1D du module PWM) mais de l'autre deuxième bras. Les deux signaux sont des signaux d'attaque des deux transistors MOSFET bas de deux bras différents du pont en H.

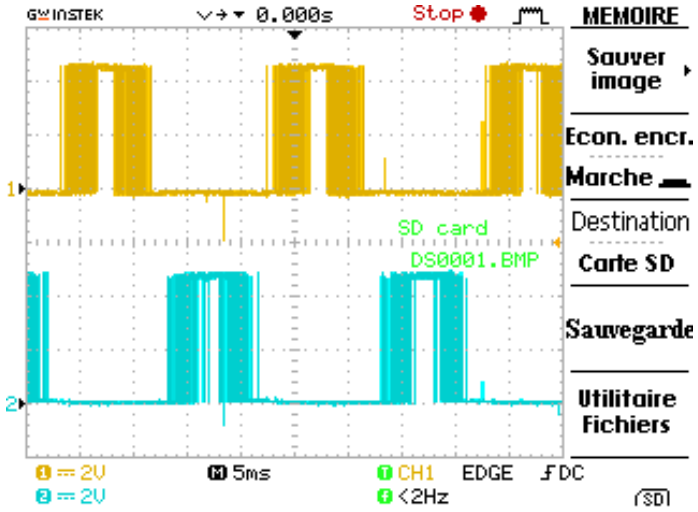


Figure V-29 : Deux signaux PWM de contrôle des transistors bas de deux bras

La tension de sortie de l'onduleur après filtrage est illustrée dans la figure V-30. Cette tension est purement sinusoïdale et elle a une valeur maximale de 12V. La partie puissance et la partie commande sont donc bien validées. La fonction principale de l'onduleur qui consiste en la conversion d'énergie du continu vers l'alternative a bien été assurée.

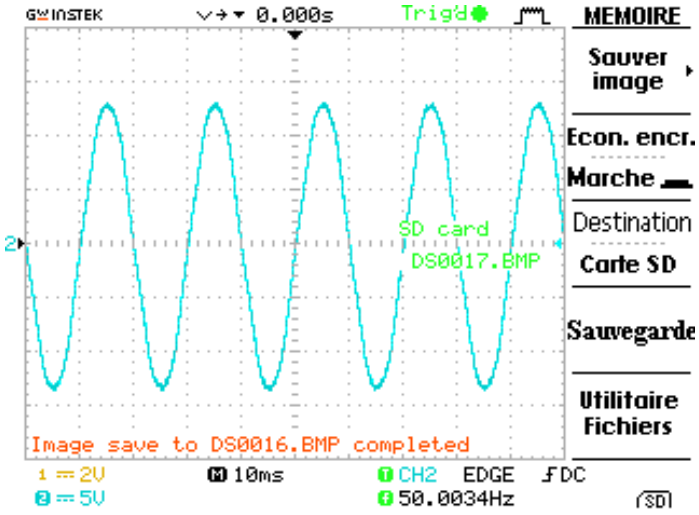


Figure V-30 : Tension de sortie de l'onduleur après filtrage

Pour valider la dernière partie de communication du microcontrôleur avec le compteur d'énergie et aussi la partie affichage, nous avons prélevé les informations stockées dans les registres du compteur d'énergie et nous les avons affichées en temps réel sur l'écran LCD de notre carte embarquée. Ces informations sont spécifiques à la consommation de la lampe comme la valeur de la tension efficace aux bornes de cette charge, le courant électrique consommé, la puissance active et réactive.

Les figure V-31 et V-32 affichent les informations de la consommation d'énergie par la lampe.

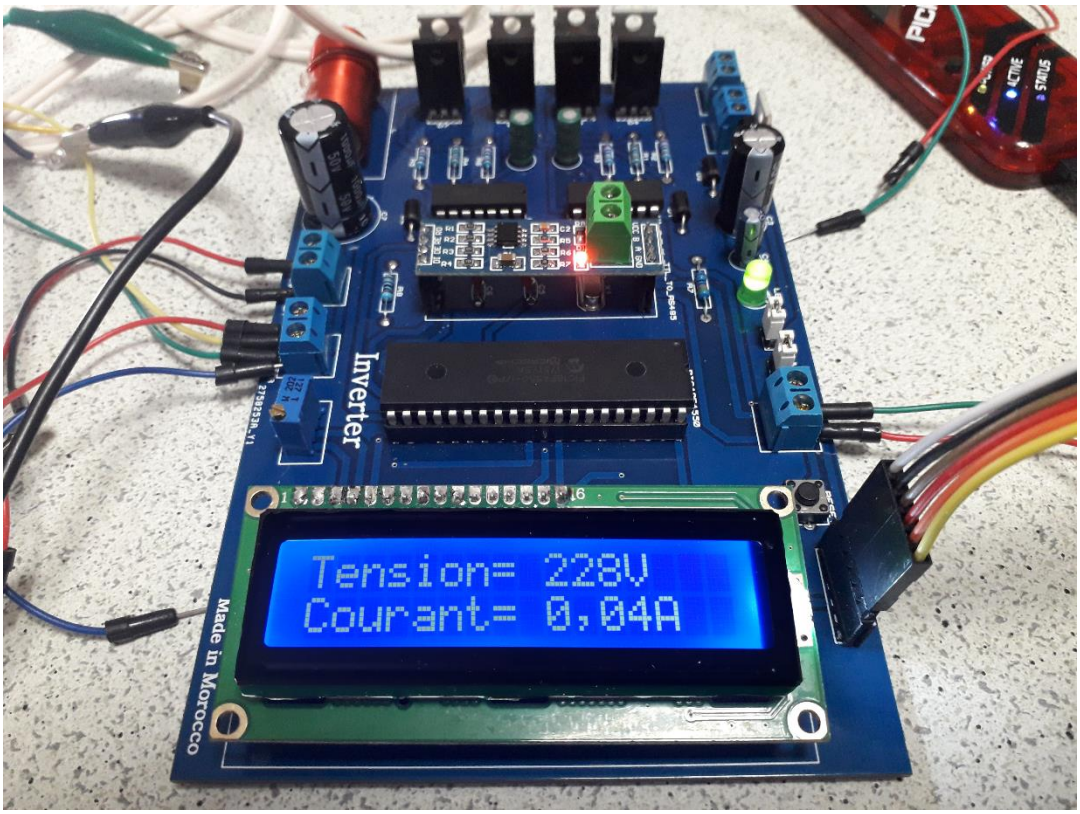


Figure V-31 : Affichage de la tension et du courant de la charge électrique

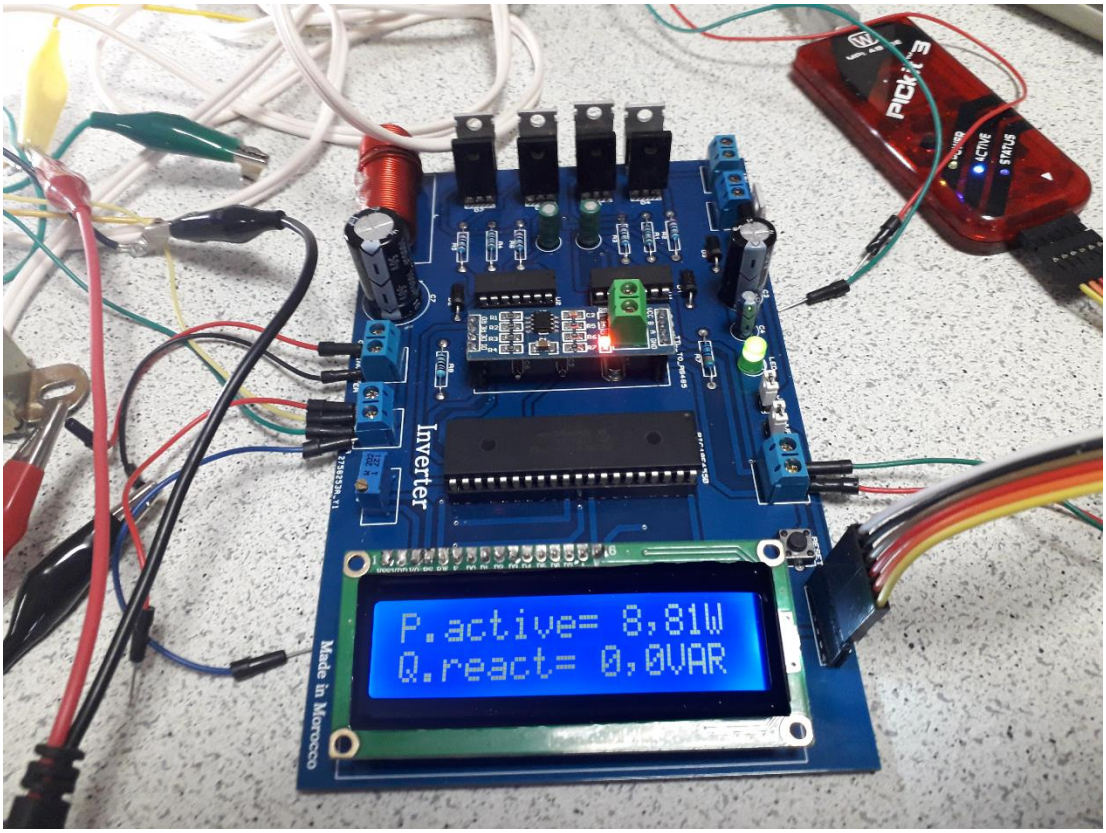


Figure V-32 : Affichage de la puissance active et réactive de la charge électrique

V.5 Caractéristiques de la carte de l'onduleur

La carte électronique réalisée de l'onduleur monophasé autonome permet d'alimenter des charges alternatives à partir d'une source continue.

Les caractéristiques techniques de cette carte sont :

- Conversion de l'énergie continue en énergie alternative à travers un onduleur pont en H.
- Tension maximale d'entrée est de 14V DC.
- Tension maximale de sortie est de 14V AC.
- Tension efficace est de 9 ± 0,9V AC.
- Fréquence stable de 50 ± 0,2Hz.
- Implémentation du contrôle SPWM sans régulation.
- Utilisation d'un contrôle avancé de la technique PWM avec une fréquence de commutation 20kHz.
- Acquisition des données de la consommation d'énergie par le protocole Modbus.
- Affichage en temps réel de ces informations de consommation.
- Accessibilité aux paramètres de la consommation : tension efficace, courant efficace, puissance active, puissance réactive, puissance apparente et facteur de puissance.

Cette carte de l'onduleur réalisée permet d'implémenter des algorithmes de commande comme : PID, backstepping, mode glissant, réseaux de nouerons artificiels, etc… afin de réguler la valeur efficace de la tension et du courant de la charge, le courant injecté au réseau, la fréquence et la forme de la tension. Pour ce faire, il suffit de modéliser l'onduleur et le filtre pour concevoir une loi de commande convenable au cahier de charges définit par l'utilisateur de cette carte. Par la suite, une implémentation de cette loi au microcontrôleur sera nécessaire sous forme d'un code en langage C.

Pour avoir un onduleur PV connecté aux panneaux photovoltaïques, nous avons besoin de brancher un convertisseur DC-DC abaisseur entre ces panneaux et la carte d'onduleur réalisé. Ce convertisseur a deux rôles très importants, le premier est d'extraire la puissance maximale en utilisant des algorithmes MPPT et le deuxième est d'abaisser la tension au niveau de l'entrée de l'onduleur pour avoir une tension de 12V.

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé, conçu et réalisé un système électrique de conversion d'énergie, c'est un onduleur monophasé autonome avec un transformateur.

Ce système est basé sur le microcontrôleur PIC18F4550 pour le contrôle, l'acquisition et l'affichage des différentes données de consommation d'énergie par les charges électriques. Le contrôleur embarqué proposé met en œuvre le contrôle des transistors basé sur le SPWM et aussi le contrôle des trames via le protocole Modbus.

Les résultats de test et validation prouvent que cet onduleur autonome, répond parfaitement aux normes internationales en termes de la forme sinusoïdale de la tension de sortie de l'onduleur, de la valeur efficace de 230V de la tension aux bornes de la charge, et aussi, en termes de la stabilité de la fréquence en 50Hz.

Conclusion générale et perspectives

Les onduleurs photovoltaïques sont incontournables pour un système photovoltaïque. Ils permettent d'adapter le courant continu sortant du générateur photovoltaïque en un courant alternatif injectable dans le réseau public. Ils jouent aussi un rôle dans le rendement du système photovoltaïque. L'optimisation de la production d'une installation passe par un choix adapté du type d'onduleurs et par une commande efficace de celui-ci.

Les travaux réalisés dans cette thèse consistent à développer des solutions permettant d'améliorer les performances des onduleurs PV dans leurs deux modes de fonctionnement : autonome et un autre raccordé au réseau électrique.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons présenté :

- Les systèmes PV en général et les onduleurs PV en particulier avec leurs architectures et leurs modes d'utilisation.
- La technique MPPT qui caractérise un onduleur PV par rapport à un onduleur classique.
- Les différentes techniques de commande d'un onduleur PV. Les contrôleurs robustes en boucle fermée sont plus efficaces et ils présentent une meilleure performance du système par rapport aux contrôleurs en boucle ouverte.
- Les onduleurs multiniveaux et leur dimensionnement avec les différents types de filtrage.

Nous avons proposé :

- Une nouvelle topologie de l'onduleur multiniveaux à transformateur en cascade. Cette topologie permet d'avoir un nombre réduit de composants par rapport aux autres topologies existantes. Pour valider les performances de la structure proposée, des résultats de simulation utilisant un prototype d'un onduleur multi-niveaux de neuf niveaux ont été présentés.
- Un contrôleur performant et robuste basé sur l'approche de backstepping pour commander un onduleur PV monophasé en mode autonome. Nous avons combiné cette stratégie de commande à l'algorithme MPPT pour une extraction efficace de la puissance maximale des panneaux PV. Nous l'avons appliqué aussi à l'onduleur pont en H afin de réguler la tension de sortie et de stabiliser sa fréquence. Les résultats de la simulation montrent que notre contrôleur permet l'extraction de la puissance maximale du générateur photovoltaïque avec une efficacité de 99,93% et un temps de réponse de 1ms. Aussi, nous avons obtenu une forme d'onde sinusoïdale et stable de la tension de sortie de l'onduleur, qui est de 220V avec un THD de 0,78% et une fréquence de 50 Hz fixe. La commande par backstepping non linéaire

permet de suivre rapidement la référence en faisant converger l'erreur vers zéro. Ce système d'onduleur photovoltaïque fournit, à la charge AC, une tension sinusoïdale de haute qualité lorsque que le rayonnement solaire est supérieur à 300W/m^2.

- Un contrôleur intelligent basé sur les réseaux de neurones artificiels combiné avec un algorithme de suivi de la puissance maximale pour contrôler l'onduleur PV connecté au réseau. Dans le but de valider la robustesse et l'efficacité de ces stratégies neuronales, des simulations ont été effectuées sur Simulink. Les résultats montrent de bonnes performances. Les harmoniques du courant sont plus faibles et le système présente une bonne capacité d'adaptation pour les différentes conditions climatiques.
- Une carte embarquée d'un onduleur autonome à base d'un microcontrôleur PIC18F4550. Cette solution permet d'alimenter des charges alternatives de 230V avec une fréquence de 50Hz. Cette carte électronique est composée de quatre parties essentielles : la partie puissance, commande, compteur et affichage. Cette solution technologique permet de contrôler l'onduleur en se basant sur la génération des signaux SPWM pour avoir une forme de tension purement sinusoïdale et permettre aussi l'acquisition des informations de consommation à partir d'un compteur d'énergie via le protocole de communication RS485 Modbus. Les résultats de test et de validation prouvent que cet onduleur autonome, répond parfaitement aux normes internationales en termes de la forme sinusoïdale de la tension de sortie de l'onduleur, de la valeur efficace de 230V de la tension aux bornes de la charge, et aussi, en termes de la stabilité de la fréquence en 50Hz.

Les résultats de cette thèse peuvent être améliorés en envisageant les perspectives suivantes :

- Implémenter les stratégies de commande développées dans ce rapport dans la carte électronique pour un meilleur contrôle de l'onduleur PV.
- Améliorer la solution électronique développée en intégrant une interface de communication intelligente pour simplifier le paramétrage, la configuration et l'accès aux données.
- Utilise des techniques plus évoluées pour la commande telle que les algorithmes génétiques et les RNA.
- Développer et ajouter des techniques de filtrage actives pour les onduleurs PV.
- Amélioration des techniques de refroidissement des blocs de puissance et l'optimisation de la géométrie de distribution des composants sur le PCB.

Références

[1] Ahmed GAGA, «Gestion et Optimisation des Flux Energétiques dans un Micro Réseau DC Isolé,» toubkal, Fès, 2017.

[2] R. Venkataramanan, c. Sabanovi et S. Cuk, «Sliding mode control of DC-to-DC converters,» *Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics,Control and Instrumentations,* p. 251–258, 1985.

[3] MENADI Abdelkrim, «Commande Par Les Techniques Intelligentes D'un Système Photovoltaïque Connecté Au Réseau,» Biskra, 2016.

[4] Sefa I, Altin N, «Grid interactive photovoltaic inverters—a review,» *J Fac Eng Archit Gazi Univ,* vol. 24, n° %13, p. 409, 2009.

[5] Tsang KM, Chan WL., «Three-level grid-connected photovoltaic inverter with maximum power point tracking,» *Energy Convers Manage,* p. 221, 2013.

[6] Gerard GUIHENEUF , Comprendre et dimensionner les installations domestiques à énergies renouvelables, Elektor Publitronic , 2009.

[7] Trishan Esram, and Patrick L. Chapman, «Comparison of Photovoltaic Array Maximum PowerPoint Tracking Techniques,» *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 2, n° %122, pp. 439-449, 2007.

[8] Gruning H. Zuckerberger, A,, «Hard Driven of High power GTO, Better Switching Capacity Obtained Through Improved Gate Units,» *IEEE,* n° %19, 1996.

[9] E.M.Berkouk, «Contribution à la Conduite des Machines Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects, Applications aux Gradateurs et Onduleurs Multi-niveaux,» Thèse de Doctorat, 1995.

[10] Surin Khomfoi, Leon M. Tolbert, «Multilevel Power Converters,» *the University of Tennessee USA, Department of Electrical and Computer Engineering,* 2007.

[11] to Rajas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki, «An Improved Voltage Vector Control Method for Neutral Clamped Inverters,» *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 10, n° %16, pp. 666-672, 1995.

[12] Kambiz ARAB TEHRANI, Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux, Lorraine, 2010.

[13] Nikola Celanovic, «Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converter,» Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.

[14] BOUAKAZ OUAHID, «Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux Fonctionnement Symétrique et asymétrique,» Mémoire d'ingénieur d'état, Département d'électrotechnique, Batna, 2005.

[15] S Laurentiu CAPITANEANU, «Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux,» DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE, TOULOUSE.

[16] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, and A. Nabe, «A Novel Control Scheme of a Parallel Current-Controlled PWM Inverter,» *IEEE Transactions on Industry Applications,* vol. 28, n° %15, pp. 1023-1030, 1992.

[17] G Guy, C Guy, «Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande,» Edition Eyrolles, 2000.

[18] D.Lalili, N.Lourci, E. M. Berkouk, F. Boudjema, «Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux,» chez *SETIT 2005*, TUNISIA, 2005.

[19] Seo, J. H, C. H. Choi, and D. S. Hyun, «A new Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters,» *IEEE Trans, Power Electronics,* vol. 16, pp. 527-534, 2001.

[20] M. Yaichi, «Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs multiniveaux,» Thèse de Magister, Djillali-Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2006.

[21] Merzougui Benyamina, Hamian fadila, «Contrôle latérale d'un véhicule Avec la technique hybride mode Glissant/backstepping,» Mémoire de Fin d'étude, Université Dr tahar Moulay de Saida, Faculté de technologie, 2016.

[22] Majdoul, R., Abdelmounim, E., Aboulfatah, M., & Abouloifa, A, «The Performance comparative of Backstepping, Sliding Mode and PID controllers designed for a single-phase inverter UPS,» chez *International Conference on Multimedia Computing and Systems*, Marrakech, Morocco, 2014.

[23] S. C. Tan, Y.M. Lai and C. K. Tse, «Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation,» Taylor and Francis, London, U.K, 2012.

[24] Kumar, N., Saha, T. K., & Dey, J, «Sliding-Mode Control of PWM Dual Inverter-Based Grid-Connected PV System: Modeling and Performance Analysis,» *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, n° %14, p. 435–444, 2016.

[25] Kumar T. Senthil, B. Mathivanan, Computation and Communication Technologies, 2016.

[26] Merzougui Benyamina, Hamian fadila, «Contrôle latérale d'un véhicule Avec la technique hybride mode Glissant/backstepping,» Mémoire de Fin d'étude, Faculté de technologie, Université Dr tahar Moulay de Saida, 2016.

[27] Nicolas Durand, «Algorithmes Génétiques et autres méthodes d'optimisation appliqués à la gestion de trafic aérien,» HAL, TOULOUSE, 2004.

[28] R.M. Golden, «Neural networks: a comprehensive foundation,» vol. 3, n° %141, pp. 287-292, 1997.

[29] Huang, C., Bensoussan, A., Edesess, M., & Tsui, K. L, «Improvement in artificial neural network-based estimation of grid connected photovoltaic power output,» *Renewable Energy*, n° %197, p. 838–848, 2016.

[30] BOUZELMADEN Salim, GHEDAMSI Kaci, «Etude et Réalisation d'un onduleur,» Université Abderrahmane MIRA de Bejaïa, Bejaïa, 2012.

[31] Siriroj Sirisukprasert, «Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter,» Virginia, 1999.

[32] Khounjahan, H., Banaei, M. R., & Farakhor, A, «A new low cost cascaded transformer multilevel inverter topology using minimum number of components with modified selective harmonic elimination modulation. , 6(1),,» *Ain Shams Engineering Journal*, vol. 1, n° %16, p. 67–73, 2015.

[33] Gerardo, V.-G., Raymundo, M.-R. P., & Miguel, S.-Z. J., «High Efficiency Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications,» *Ingeniería, Investigación y Tecnología*, vol. 2, n° %116, p. 173–184, 2015.

[34] Martin, A. D., & Vazquez, J. R, «MPPT algorithms comparison in PV systems: P&O, PI, neuro-fuzzy and backstepping controls,» chez *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT).*, 2015.

[35] M. Arsalan, R. Iftikhar, I. Ahmad, A. Hasan, K. Sabahat and A. Javeria, «MPPT for photovoltaic system using nonlinear backstepping controller with integral action,» *Solar Energy*, vol. 170, p. 192–200, 2018.

[36] Motahhir, S., El Hammoumi, A., & El Ghzizal, A, «Photovoltaic system with quantitative comparative between an improved MPPT and existing INC and P&O methods under fast varying of solar irradiation,» *Energy Reports*, vol. 4, p. 341–350, 2018.

[37] Kang, F.-S., Park, S.-J., Cho, S. E., Kim, C.-U., & Ise, T, «Multilevel PWM Inverters Suitable for the Use of Stand-Alone Photovoltaic Power Systems. , 20(4),,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 4, n° %120, p. 906–915, 2005.

[38] Sher, H. A., Rizvi, A. A., Addoweesh, K. E., & Al-Haddad, K, «A Single-Stage Stand-Alone Photovoltaic Energy System With High Tracking Efficiency,» *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, n° %18, p. 755–762, 2017.

[39] Peter, P. K., & Agarwal, V, «Photovoltaic Module-Integrated Stand-alone Single-Stage Switched Capacitor Inverter with Maximum Power Point Tracking,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, n° %132, p. 3571–3584, 2017.

[40] R. Wai, C. Lin, W. Wu, H. Huang, «Design of backstepping control for high-performance inverter with stand-alone and grid-connected power-supply modes,» *IET Power Electron*, vol. 6, n° %14, p. 752–762, 2013.

[41] Hosseini, S. K., Mehrasa, M., Taheri, S., Rezanejad, M., Pouresmaeil, E., & Catalao, J. P. S, «A control technique for operation of single-phase converters in stand-alone operating mode,» chez *IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2016).

[42] Mehrasa, M., Rezanejhad, M., Pouresmaeil, E., Catalao, J. P. S., & Zabihi, S, «Analysis and control of single-phase converters for integration of small-scaled renewable energy sources into the power grid,» chez *7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, 2016.

[43] Stéphane VIGHETTI, «Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau :,» Grenoble, 2010.

[44] C. Spiteri Staines, M. A., D. Zammit., «Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters,» *World Academy of Science, Engineering and Technology. International Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2, n° %18, 2014.

[45] D. Zammit, C. S. S., M. Apap, J. Licari, «Design of PR current control with selective harmonie compensators using Matlab.,» *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, n° %14, pp. 347-358, 2017.

[46] H.Cha, T. K. V., J. E. Kim, «Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.

[47] EL AJJOURI T ARIK, «MÉTHODE AVANCÉE DE CONTRÔLE COMMANDE D'UN ONDULEUR MONOPHASÉ POUR UNE RÉDUCTION DE LA BANQUE DE CONDENSATEURS, EN VUE D'ACCROÎTRE LA DURÉE DE VIE DU CONVERTISSEUR,» MONTRÉAL, 2018.

[48] R. Zhang, M. Cardinal, P. Szczesny, and M. Dame, «A grid simulator with control of single-phase power converters in d-q rotating frame,» chez *IEEE 33rd Annu. Power Electron. Spec. Conf*, Queensland, Australia, 2002.

[49] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, «Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier,» *IEEE Trans. Ind*, vol. 41, n° %15, p. 1281–1291, 2005.

[50] V. Blasko and V. Kaura, «A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter,» *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 33, n° %12, p. 542–550, 1997.

[51] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs, «Limitations of voltage oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters,» *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 56, n° %12, p. 380–388, 2009.

[52] S. Li, T.A. Haskew, Y. Hong, and L. Xu, «Direct-Current Vector Control of Three-Phase Grid-Connected Rectifier-Inverter,» *Electric Power Syst. Research,* vol. 81, n° %12, pp. 357-366, 2011.

[53] S. H. Hwang, L. Liu, H. Li and J. M. Kim, «DC Offset ErCompensation for Synchronous Reference Frame PLL in Single-Phase Grid-Connected Converters,» *IEEE Trans. Power Electron,* vol. 27, n° %18, pp. 3467-3471, 2012.

[54] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, United Kingdom: 3rd ed. Chichester, 2002.

[55] F. Wang, H. Zhang, and D. Liu, «Adaptive dynamic programming: An introduction,» *IEEE Comput. Intell. Mag,* vol. 4, n° %12, pp. 39-47, 2009.

[56] M. T. Hagan and M. B. Menhaj, «Training feedforward networks with the marquardt algorithm,» *IEEE Trans. Neural Netw,* vol. 5, n° %16, p. 989–993, 1994.

[57] «astuces-pratiques,» [En ligne]. Available: https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/les-transistors-mosfet-de-puissance.

[58] «wikipedia,» [En ligne]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/Diode_Schottky.

[59] Data Sheet, «PIC18F2455/2550/4455/4550,» Microchip Technology Inc, 2006.

[60] «First Solar Sarnia PV Power Plant,» Ontario, Canada, [En ligne]. Available: http://www.firstsolar.com/en/Projects/Sarnia-Solar-Project. [Accès le 19 December 2013].

[61] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, «Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,» *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 19, n° %15, p. 1184–1194, 2004.

[62] C.Rodriguez, G.A.J.Amaratunga, «Long-lifetime power inverter for photovoltaic ac modules,» *IEEE Trans. Ind. Electron,* vol. 55, n° %17, p. 2593–2601, 2008.

[63] E.Koutroulis, K.Kalaitzakis, N.C.Voulgaris, «Development of a microcontroller based photovoltaic maximum power point tracking system,» *IEEE Trans. on Power Electron,* vol. 16, n° %11, pp. 46-54, 2001.

[64] F.Blaabjerg, F.Iov, T.Kerekes, R.Teodorescu, «Trends in power electronics and control of renewable energy systems,» *14th Int. Power Electron. & Motion Control Conf,* 2010.

[65] Kouro, S., Leon, J. I., Vinnikov, D., & Franquelo, L. G, «Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology,» *IEEE Industrial Electronics Magazine,* vol. 9(1), p. 47–61, 2015.

[66] Soeren B.Kjaer, John K.Pedersen, Frede Blaabjerg, «A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules,» *IEEE Trans. on Ind. Appl,* vol. 41, n° %15, 2005.

[67] Sanjeevikumar, P., Grandi, G., Wheeler, P. W., Blaabjerg, F., & Loncarski, J, «A simple MPPT algorithm for novel PV power generation system by high output voltage DC-DC boost converter,» *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronic,* 2015.

[68] Soeren B.Kjaer, John K.Pedersen, Frede Blaabjerg, «A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules,» *IEEE Trans. on Ind. Appl,* vol. 41, n° %15, 2005.

[69] T.Shimizu, K.Wada, N.Nakamura, «Fly back-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the dc input for an ac photovoltaic module system,» *IEEE Trans. Power Electron,* vol. 21, n° %15, p. 1264–1272, 2006.

[70] L.S.Yang, T.J.Liang, J.F.Chen, «Transformer less dc-dc converters with high step-up voltage gain,» *IEEE Trans. Ind. Electron,* vol. 56, n° %18, p. 3144–3153, 2009.

[71] Suroso, Noguchi T, «A new three-level current-source PWM inverter and its application for grid connected power conditioner,» *Energy Convers Manage,* vol. 51, n° %19, p. 1491, 2010.

[72] «wikipedia,» [En ligne]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/Maximum_power_point_tracker.

[73] I.William Christopher and Dr.R.Ramesh, «Comparative Study of P&O and InC MPPT Algorithms,» *AJER,* vol. 02, n° %112, pp. 402-408.

[74] J. M. Carrasco, J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, M. ´ A. M. Prats, J. I. Le ´ on, and N. Moreno- ´ Alfonso, «Power-Electronics system for the grid integration of renewable energy source: A survey,» *IEEE Trans. Ind. Electron,* vol. 53, n° %14, p. 1002–1016, 2006.

[75] «PV Power Plants 2011 Industry Guide, Renewables Insight,» 2011. [En ligne]. Available: http://www.pv-power-plants.com/fileadmin/user_ upload/pdf/PVPP12_low.pdf.

[76] J. C. Boemer, K. Burges, P. Zolotarev, J. Lehner, P. Wajant, M. Furst, ¨ R. Brohm, and T. Kumm, «Overview of German grid issues and retrofit of photovoltaic power plants in Germany for the prevention of frequency stability problems in abnormal system conditions of the ENTSO-E region continental Europe,» *in Proc. Solar Integration Workshop, Aarhus, Denmark,* 2011.

[77] Muljadi, E., Singh, M., Bravo, R., & Gevorgian, «Dynamic Model Validation of PV Inverters under Short-Circuit Conditions,» *IEEE Green Technologies Conference (GreenTech),* 2013.

[78] Muljadi, E., Singh, M., Bravo, R., & Gevorgian, «Dynamic Model Validation of PV Inverters under Short-Circuit Conditions,» *IEEE Green Technologies Conference (GreenTech),* 2013.

[79] Motahhir, S., El Hammoumi, A., & El Ghzizal, A, «Photovoltaic system with quantitative comparative between an improved MPPT and existing INC and P&O methods under fast varying of solar irradiation,» *Energy Reports,* vol. 4, p. 341–350, 2018.

[80] M. Arsalan, R. Iftikhar, I. Ahmad, A. Hasan, K. Sabahat and A. Javeria , «MPPT for photovoltaic system using nonlinear backstepping controller with integral action,» *Solar Energy* , n° %1170, p. 192–200, 2018.

[81] Martin, A. D., & Vazquez, J. R, «MPPT algorithms comparison in PV systems: P&O, PI, neuro-fuzzy and backstepping controls,» *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT),* 2015.

[82] «wikipedia,» [En ligne]. Available: https://fr.wikipedia.org/wiki/Pont_en_H.

[83] «wikipedia,» [En ligne]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Backstepping.

[84] M. Benghanem, A. Mellit, S.N. Alamri, «ANN-based modelling and estimation of daily global solar radiation data: a case study,» *Energy Convers,* vol. 7, n° %150, pp. 1644-1655, 2009.

[85] X. Dou, «The research on grid-connected inverters and its control strategy,» Tianjin University, 2007.

[86] M. Chu, Q. Jia, H. Sun, «Backstepping control for flexible joint with friction using wavelet neural networks and L2-gain approach,» *Asian J Control,* vol. 20, n° %14, p. 1–11, 2018.

[87] S. N. Balakrishnan and V. Biega, «Adaptive-critic-based neural networks for aircraft optimal control,» *J. of Guidance, Control, and Dynam,* vol. 19, n° %14, p. 893–898 , 1996.

[88] M. A. Hannan, Z. A. Ghani, A. Mohamed, and M. N. Uddin, «Real-Time Testing of a Fuzzy-Logic-ControllerBased Grid-Connected Photovoltaic Inverter System,» *IEEE Trans. Ind.,* vol. 51, n° %16, p. 4775–4784, 2015.

[89] Nabgha, A. S. M., & Ouassaid, M, «Fuzzy Logic and Sliding Mode Control for a Grid-Connected Current Source Inverter Photovoltaic System,» chez *6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC).*, 2018.

[90] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, «Power capability investigation based on electrothermal models of press-pack IGBT three-level NPC and ANPC VSCs for multimegawatt wind turbines,» *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 27, n° %17, p. 3195–3206, 2012.

[91] W. Wu, Y. Sun, Z. Lin, T. Tang, F. Blaabjerg, and H. S. Chung, «A new LCL-filter with in-series parallel resonant circuit for single-phase grid tied inverter,» *IEEE Trans. Ind. Electron,* vol. 61, n° %19, p. 4640–4644, 2014.

[92] Diouri, O., Errahimi, F., & Es-Sbai, N, «Regulation of the Output Voltage of an Inverter in Case of Load Variation,» *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering,* 2018.

[93] Wai, R.-J., Lin, C.-Y., Huang, H.-N., & Wu, W.-C, «Wai, R.-J., Lin, C.-Y., Huang, H.-N., & Wu, W.-C. (2013). Design of backstepping control for high-performance inverter with stand-alone and grid-connected power-supply modes ,» *IET Power Electronics,* vol. 6, n° %14, p. 752–762, 2013.

[94] Espinoza, J. R, Inverters, Power Electronics Handbook.

[95] Daher, S, «Analysis, design and implementation of a high efficiency multilevel converter for renewable energy systems,» PhD Dissertation, Kassel, Germany, 2006.

[96] Parker, M.A.; Li Ran; Finney, S.J, «Distributed Control of a FaultTolerant Modular Multilevel Inverter for Direct-Drive Wind Turbine Grid Interfacing,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, n° %12, pp. 509-522, 2013.

[97] Franquelo, L.G.; Rodriguez, J.; Leon, J.I.; Kouro, S.; Portillo, R,; Prats, M.A.M, «The age of multilevel converters arrives,» *Industrial Electronics Magazine, IEEE,* vol. 2, n° %12, pp. 28-39, 2008.

[98] Gupta, K. K., Ranjan, A., Bhatnagar, P., Sahu, L. K., & Jain, S, «Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review,» *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 31, n° %11, p. 135–151, 2016.

[99] AYE MYAT THU, KYAW SOE LWIN, «Design and Implementation of Solar inverter for Pure Sine Wave Inverter,» *IJSETR,* vol. 3, n° %18, pp. 1293-1297, 2014.

[100] D. Zammit, C. S. S., M. Apap, J. Licari, «Design of PR current control with selective harmonie compensators using Matlab,» *Journal of Electrical Systems and Information Technology,* vol. 4, pp. 347-358, 2017.

[101] H.Cha, T. K. V., J. E. Kim, «Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics.,* 2009.

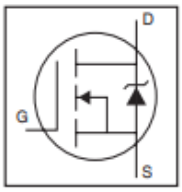
Annexe A

IOR Rectifier

IRFB4620PbF

HEXFET® Power MOSFET

Applications
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits



V_{DSS}		200V
$R_{DS(on)}$	typ.	60mΩ
	max.	72.5mΩ
I_D		25A

Benefits
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead-Free



TO-220AB
IRFB4620PbF

G	D	S
Gate	Drain	Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	25	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	18	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	100	
P_D @T_C = 25°C	Maximum Power Dissipation	144	W
	Linear Derating Factor	0.96	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ③	54	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 175	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300	

Annexe B

Registers

For double registers (4 – 5, 16 – 17, 28 – 29, 30 – 31) the high register is sent first (big-Endian).
Partial counter (30 – 31) can be reset by writing 0 in both registers in the same message.

R	Read	Write	Description	Unit
1	X		Firmware-Version	Ex: 11 = FW 1.1
2	X		Number of supported registers	Will give 40
3	X		Number of supported flags	Will give 0
4–5	X		Baudrate	Ex: Baudrate High = 1 Baudrate Low = 49'664 1 × 65'536 + 49'664 = 115'200 bps
6			Not Used	Will give 0
7	X		Type / ASN function	Will give «AL»
8	X		Type / ASN function	Will give «D1»
9	X		Type / ASN function	Will give «D5»
10	X		Type / ASN function	Will give «FD»
11	X		Type / ASN function	Will give «00»
12	X		Type / ASN function	Will give «Ax» x : 2 = Non MID x : 3 = MID
13	X		Type / ASN function	Will give «A0»
14	X		Type / ASN function	Will give «0»
15	X		HW vers. Modif.	Ex: 11 = HW 1.1
16–17	X		Serial number	Unique 32 bit serial number Low
18	X		Serial number	Unique 32 bit serial number High
19			Not Used	Will give 0
20			Not Used	Will give 0
21			Not Used	Will give 0
22	X		Status	0 = no Problem 1 = problem with last communication request
23	X		Response timeout	ms
24	X	X[1]	Modbus Address	Range 1–247
25	X		Error register	0 : No error; 1 : Error
26			Not Used	Will give 0
27			Not Used	Will give 0
28–29	X		WT1 total Counter Energy Total Tariff 1	10^{-2} kWh (multiplier 0,01) Ex: WT1 total High = 13 WT1 total Low = 60'383

R	Read	Write	Description	Unit
30–31	X	X	WT1 partial Counter Energy Partial Tariff 1	10^{-2} kWh (multiplier 0,01) Ex: WT1 partial High = 13 WT1 partial Low = 60'383 13 × 65'536 + 60'383 = 912'351 = 9123.51 kWh
32			Not Used	Will give 0
33			Not Used	Will give 0
34			Not Used	Will give 0
35			Not Used	Will give 0
36	X		URMS phase 1 Effective Voltage of Phase 1	V Ex: 230 = 230 V
37	X		IRMS phase 1 Effective Current of Phase 1	10^{-1} A (multiplier 0,1) Ex: 314 = 31.4 A
38	X		PRMS phase 1 Effective active Power of Phase 1	10^{-2} kW (multiplier 0,01) Ex: 1545 = 15,45 kW
39	X		QRMS phase 1 Effective reactive Power of Phase 1	10^{-2} kvar (multiplier 0,01) Ex: 1545 = 15,45 kvar
40	X		cos phi phase 1	10^{-2} (multiplier 0,01) Ex: 67 = 0,67

[1] The Modbus Address register is not writable with a broadcast message.

Liste des travaux

Publications :

- **Diouri Omar**, GAGA Ahmed, Es-sbai Najia and Errahimi Fatima, "Design and realization of PV inverter based on microcontroller", Soumis pour publication.
- El Mehdi El Khattabi, **Omar Diouri**, Mohamed Mharzi and Mohammed Ouazzani Jamil, "*Enhancing the Energy Performance of Passive Building Through the Internet of Things*", Springer Nature Switzerland AG 2021, T. Masrour et al. (Eds.): A2IA 2020, LNNS 144, pp. 1–8, 2021. https://doi.org/10.1007/978-3-030-53970-2_26
- **O. DIOURI**, N.ES-SBAI, F. ERRAHIMI, A. GAGA, C. ALAOUI, « *Modeling and design of single phase PV inverter with MPPT algorithm applied to the boost converter using back-stepping control in standalone mode*», Journal of Photoenergy, Volume 2019, Article ID 7021578, 16 pages.
- **Diouri, O.**, Es-Sbai, N., Errahimi, F., Gaga, A., & Alaoui, *C. (2019). Control of single phase inverter using back-stepping in stand-alone mode. 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS). doi:10.1109/wits.2019.8723761*
- **O. Diouri**, F. ERRAHIMI, N. ES-SBAI, "*Regulation of the output voltage of an inverter in case of load variation*", et al 2018 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 353 012021
- Youssef Cheddadi, **Omar Diouri**, Ahmed Gaga, Fatima Errahimi, Najia Es-Sbai. *"Design and Simulation of an Accurate Neural Network State-of-Charge Estimator for Lithium Ion Battery Pack"*, International Review of Automatic Control (IREACO), 2017
- A. GAGA, **O. DIOURI**, Y. CHEDDADI, N. ES-SBAI, F. ERRAHIMI, *"Design and PIL simulation of an AEKF for real time battery SOC estimation using arm based core"*, 32nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 2016, Germany, Munich
- Gaga, A. **Diouri, O**. Es-Sbai, N., Errahimi, F. « *Design and realization of an autonomous solar system*" IOP Conference Series: Materials Science and Engineering DOI: 10.1088/1757-899X/186/1/012031, Volume 186, Issue 1, 13 March 2017, Article number 012031
- Allabouche, K.; **Diouri, O**.; Gaga, A.; El Amrani El Idrissi, N. 2015. *"Mobile phones' social impacts on sustainable human development: case studies, Morocco and Italy"* Entrepreneurship and Sustainability Issues 4(1): 64-73. DOI: 10.9770/jesi.2016.4.1 (6)
- **Omar DIOURI**, Ahmed GAGA, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI "*Design and simulation of a novel cascaded transformer multilevel inverter topology for photovoltaic system"*, DOI : 10.1109/IRSEC.2015.7454957 IRSEC15 December 2015, Marrakech
- Ahmed GAGA, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI and **Omar DIOURI** "*Design and Implementation of Wireless Zigbee Sensor Based On Embedded 32-Bits FPGA Processor*", Mediterranean Telecommunication Journal, vol. 5, no. 2, 2015, pp. 178-183.

Communications :

- **Diouri, O.**, Es-Sbai, N., Errahimi, F., Gaga, A., & Alaoui, *C. (2019). Control of single phase inverter using back-stepping in stand-alone mode. 2019 International Conference on Wireless Technologies Embedded and Intelligent Systems (WITS). doi:10.1109/wits.2019.8723761*
- **Omar DIOURI**, Fatima ERRAHIMI, Najia ES-SBAI « *Regulation of the output voltage of inverter in case of load variation*», BVD-2017, December 6-7, 2017, UPF Fez, Morocco.

- **Omar DIOURI**, Ahmed GAGA, Fatima ERRAHIMI, Najia ES-SBAI « *Synchronization control of grid connected photovoltaic system using PLL* », WITS-2017, April 19-20, 2017, Fez, Morocco
- **Omar DIOURI**, Fatima ERRAHIMI, Najia ES-SBAI "*Control and analysis of multilevel inverter for photovoltaic system connected to the grid*", COFMER'02, Fès, 11-13 Avril 2017
- **Omar DIOURI**, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI, "*Design, simulation and realization of a smart PV inverter for smart grid application*", International Conference on Information Technology for organizations Development IT4OD-2016, Fez Morocco.
- Ahmed GAGA, **Omar DIOURI**, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI "*Conception et réalisation d'un système solaire autonome*", JMSM, Fès 19-21 novembre 2015.
- **Omar DIOURI**, Najia ES-SBAI, Fatima ERRAHIMI "*Design and simulation of 5 levels H-Bridge for photovoltaic applications using PSIM*", SAGEER 2015 Oujda 21, 22 et 23 Mars 2015.