

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

École Nationale Polytechnique
Département d'Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté par :

Mustafa BOUKERMOUCHE et Badreddine FENCHOUCH

En vue de l'obtention du titre de

Ingénieur d'Etat en Électrotechnique de l'ENP

**Étude et réalisation d'un onduleur solaire contrôlé
par une carte DSP**

Soutenu publiquement, le 29 juin 2022 devant le jury :

Président	Lazhari	NEZLI	Prof, ENP
Promoteur	Rabie	BELKACEMI	Dr. ENP
Co-Promoteur	Kamel	BOUGHRARA	Prof, ENP
Examineur	Abdelhafid	HELLAL	Prof, ENP

ENP 2022

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

École Nationale Polytechnique
Département d'Électrotechnique

Laboratoire de Recherche en Électrotechnique



Projet de Fin d'Etudes

Présenté par :

Mustafa BOUKERMOUCHE et Badreddine FENCHOUCH

En vue de l'obtention du titre de

Ingénieur d'Etat en Électrotechnique de l'ENP

**Étude et réalisation d'un onduleur solaire contrôlé
par une carte DSP**

Soutenu publiquement, le 29 juin 2022 devant le jury :

Président	Lazhari	NEZLI	Prof. ENP
Promoteur	Rabie	BELKACEMI	Dr. ENP
Co-Promoteur	Kamel	BOUGHRARA	Prof. ENP
Examineur	Abdelhafid	HELLAL	Prof. ENP

ENP 2022

المخلص: الهدف من هذا العمل هو بناء نموذج أولي لعاكس صغير للطاقة الشمسية أحادي الطور لتحويل التيار المباشر مباشرة من البطارية إلى تيار متناوب. في المحول الصغير المقترح استعملنا نموذجاً ذا مرحلة واحدة من التحويل الطاقوي وهو عاكس أحادي الطور يتم التحكم فيه باستخدام لوحة تحكم ومعالجة مفتوحة المصدر، تم تصميم العاكس ليكون نموذجاً تعليمياً للعمل التطبيقي في إلكترونيات الطاقة / الطاقات المتجددة / الشبكة الكهربائية. تم تطوير هذا العمل في ثلاث مراحل رئيسية: تتضمن المرحلة الأولى نمذجة المكونات المختلفة للأنظمة الكهروضوئية المتصلة بشبكة التوزيع، وتطوير تقنيات التحكم المختلفة، وتشمل المرحلة الثانية الإنجاز العملي للعاكس أحادي الطور، مع إنجاز لوحات العزل ومستشعر الجهد، وتنفيذ التحكم SPWM بواسطة لوحة التحكم LAUNCHXL-F28379D، في الخطوة الثالثة، تم اختبار النموذج المصمم، وتم الحصول على نتائج المحاكاة وعرضها بواسطة برنامج Matlab / Simulink، وأخيراً قدمنا الاختبارات التجريبية للعاكس وقمنا بمناقشة النتائج التي تم الحصول عليها.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الكهروضوئية، المموج، المحول أحادي المستوى، LAUNCHXL-F28379D، العاكس جسر H-bridge، التحكم في الجهد الموجه.

Abstract : The objective of this work is to build a prototype of a solar single-phase micro-inverter to convert direct current from a battery into alternating current. In the proposed micro-inverter, we used a single power stage structure, which is an inverter controlled with an open source DSP board. The inverter is designed to be an educational model for practical work in power electronics / renewable energies / electrical network. This work is developed in three main steps : The first stage includes the modeling of the various components of a PV system connected to the grid and the development of the various control techniques, the second step includes the practical realization of the single-phase inverter, with the card interface and voltage sensor card, and the implementation of unipolar sinusoidal PWM control by a LAUNCHXL-F28379D DSP card. In the third step, the designed model was tested numerically and experimentally, simulation results were obtained and presented by the Matlab / Simulink software, Finally we presented the experimental tests of the inverter and the discussions of the results obtained.

Keywords : photovoltaic, H-bridge inverter, PWM, VOC, LAUNCHXL-F28379D, DSP

Résumé : L'objectif de ce travail est de réaliser un prototype d'un micro-onduleur solaire monophasé pour convertir la tension continue d'une batterie en tension alternative. Dans le micro-onduleur proposé, nous avons utilisé une structure à un seul étage de puissance, qui est un onduleur commandé avec une carte DSP open source. L'onduleur est conçu pour être utilisé comme une maquette pédagogique pour faire les travaux pratique d'électronique de puissance / énergies renouvelables / réseau électrique. Ce travail est développé en trois étapes principales : La première étape comprend la modélisation des différents constituants d'un système PV raccordé au réseau et élaboration des différentes techniques de commandes. La deuxième étape concerne la réalisation pratique de l'onduleur monophasé, avec la carte d'interface et carte de capteur de tension, et l'implémentation de la commande MLI sinusoidal unipolaire par une carte DSP LAUNCHXL-F28379D. Dans la troisième étape, le modèle conçu a été testé numériquement et expérimentalement, des résultats de simulations ont été obtenus et présentés par le logiciel Matlab/Simulink. Enfin nous avons présenté les tests expérimentaux de l'onduleur et les discussions des résultats obtenus.

Mots-clés : photovoltaïque, H-bridge onduleur, MLI, LAUNCHXL-F28379D, voltage orientation control.

Remerciements

Nous remercions tout d'abord Allah qui nous a guidé sur la bonne voie et nous a aidé à surmonter les difficultés.

*Nos remerciements vont à notre promoteur monsieur **Dr. Rabie BELKACEMI** d'avoir dirigé cette thèse, pour leur patience et de l'aide précieuse.*

*Nous remercions beaucoup **Pr. L. NEZLI** pour avoir accepté de juger ce travail et nous avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.*

*Nos chaleureux remerciements vont également au **Pr. A. HELLAL** pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements les plus particuliers à notre Co-encadreur et le Chef de département **Pr. KAMEL BOUGHRARA**. Ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été pour nous une source de motivation.*

Nous remercions vivement tous les enseignants d'Electrotechnique.

Dédicace

Je dédie ce mémoire de fin d'études :

*A la prunelle de mes yeux, ma mère « **Salih** **ATOUI** », à mon très cher père « **SALAH** », sans vos sacrifices et efforts je ne serai guère là à présenter ce modeste travail.*

*A mes très chers frères : **Ala Eddine** et **Baha Eddine**.*

A mes très chères sœurs.

*Spéciale dédicace pour mon cousin : **FENCHOUCH Zakaria** docteur en automatique à ENP.*

*Spéciale dédicace pour mon cousin : **LAKEHAL Radouane** doctorant en électronique à l'université de BISKRA.*

FENCHOUCH Badreddine

Je dédie ce mémoire de fin d'études :

A mon défunt Père

A ma très chère mère

A mon frère A mes sœurs

A mes meilleurs amis

Et à tous mes camarades

Mustafa BOUKERMOUCHE

Table des matières

Liste des figures	
Liste des abréviations	
Introduction générale.....	14
Chapitre I : Etude de la chaîne Photovoltaïque connectée au réseau	16
I.1 Introduction	17
I.2 Généralités sur les systèmes photovoltaïques	17
I.2.1 Comment les cellules PV fonctionnent	17
I.3 Caractéristique de la cellule photovoltaïque	19
I.4 Classification d'un système solaire photovoltaïque	20
I.4.1 Système photovoltaïque autonome.....	20
I.4.2 Système photovoltaïque hybride	20
I.4.3 Système photovoltaïque raccordé au réseau	21
I.5 Classifications des systèmes photovoltaïques connectés au réseau	22
I.5.1 Les systèmes multi-étages	22
I.5.2 Les systèmes à deux étages.....	22
I.5.3 Les systèmes à un seul étage.....	23
I.6 Les convertisseurs électriques statiques.....	23
I.6.1 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs).....	24
I.6.2 Les convertisseurs DC/AC (Onduleurs)	25
I.7 Conclusion.....	25
Chapitre II : Les onduleurs solaires et les Stratégies de commande.....	26
II.1 Introduction.....	27
II.2 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension monophasé.....	27
II.3 Stratégie de commande d'onduleur monophasé	29

II.3.1	Commande pleine onde	29
II.3.2	Commande décalée	30
II.3.3	Commande de modulation à largeur d'impulsion (MLI)	30
II.4	Modélisation des filtres.....	33
II.5	Paramètre de performance de l'onduleur.....	34
II.5.1	Le facteur de la nième harmonique HF_n	34
II.5.2	Distorsion totale d'harmonique THD.....	35
II.6	Stratégie de commande des onduleurs connectés au réseau	35
II.6.1	Synchronisation de tension	37
II.6.2	Boucle interne de contrôle du courant.....	40
II.7	Conclusion	41
Chapitre III :	Réalisation Pratique de l'Onduleur Monophasé en Pont Complet	42
III.1	Introduction.....	43
III.2	Représentation synoptique du système	43
III.3	La carte Commande	44
III.3.1	Le Microcontrôleur μC (un ordinateur sur une seule puce).....	44
III.3.2	Le DSP (Digital Signal Processor)	44
III.3.3	LAUNCHXL-F28379D	45
III.3.4	Les outils logiciels pour DSP	48
III.4	Les blocs d'alimentation.....	49
III.4.1	Régulateur de tension 5V – 7805.....	49
III.4.2	CONVERTISSEUR DC-DC LM2596.....	50
III.5	Circuit de puissance de l'onduleur monophasé.....	50
III.5.1	Choix d'interrupteur.....	50
III.5.2	Le circuit driver des transistors de puissance	53

III.5.3 Condensateur de l'entrée C	56
III.5.4 Assemblage de la partie puissance.....	57
III.6 Le circuit d'interface.....	58
III.7 Carte capteur.....	60
III.7.1 Calculs des résistances pour le capteur de tension LV 25-P	60
III.8 Conclusion	60
Chapitre IV : Simulations et résultats expérimentaux	61
IV.1 Introduction	62
IV.2 Simulation du système étudié.....	62
IV.2.1 Simulation d'un onduleur monophasé en boucle ouverte	62
IV.2.2 Simulation d'un onduleur monophasé connecté au réseau.....	65
IV.3 Résultats pratiques	70
IV.3.1 Description du banc d'essais	70
IV.3.2 Les signaux de commande	71
IV.3.3 Sortie de l'onduleur	73
IV.4 Conclusion.....	77
Conclusion générale	80
Bibliographie	82
Annexes	85

Liste des figures

Figure I. 1 : Jonction PN sous éclairement	18
Figure I. 2 : Illustration du principe de l'effet photovoltaïque.....	19
Figure I. 3 : Les caractéristiques courant-tension et puissance-tension	19
Figure I. 4: Installation photovoltaïque autonome	20
Figure I. 5 : Installation photovoltaïque hybride.....	21
Figure I. 6 : Installation photovoltaïque reliée au réseau.....	21
Figure I. 7 : Système photovoltaïque multi-étages connecté au réseau.....	22
Figure I. 8 : Système photovoltaïque multi-étages connecté au réseau.....	23
Figure I. 9 : Système photovoltaïque à un seul étage connecté au réseau	23
Figure II. 1 : Onduleur monophasé	27
Figure II.2 : Signal de l'onduleur dans le 1er demi cycle.....	28
Figure II. 3 : Signal de l'onduleur dans le 2ème demi cycle	28
Figure II. 4 : Signal complet de l'onduleur.....	28
Figure II.5 : Signal de commande	29
Figure II. 6 : Signal de commande	30
Figure II. 7 : Signal de commande généré par la MLI	31
Figure II. 8 : Signal de commande généré par la MLI bipolaire.....	32
Figure II. 9 : Signal de commande généré par la MLI unipolaire.....	33
Figure II. 10 : Tension de sortie de l'onduleur	33
Figure II. 11 : Circuits de configuration des filtres	34
Figure II. 12 : Le schéma fonctionnel du contrôle orienté de tension.....	36
Figure II. 13 : Référentiels fixes et tournants	37

Figure III. 21: Le schéma de connexion du TLP 251 avec le DSP et le driver	59
Figure III. 22 : Capteur tension LV 25-P.....	60
Figure III. 23 : Le schéma de connexion de capteur tension	60
Figure IV. 1 : Montage onduleur monophasé avec une commande MLI unipolaire	62
Figure IV. 2 : Chronogramme de la commande MLI ($f_p=500\text{Hz}$ dans ce cas)	63
Figure IV. 3 : L'allure de tension à la sortie de l'onduleur	64
Figure IV. 4 : Spectre de la tension commande MLI unipolaire.....	64
Figure IV. 5 : Simulation de l'onduleur connecté au réseau avec la PLL.....	65
Figure IV. 6 Courbe de la composante direct V_d	65
Figure IV. 7 : Courbe de la composante quadratique V_q	66
Figure IV. 8 : Courbe d'Angle et de la fréquence de sortie de la PLL.....	66
Figure IV. 9 : Tensions de l'onduleur et du réseau	67
Figure IV. 10 : Régulation de courant d'axe directe	67
Figure IV. 11 : Régulation de courant d'axe quadrature	67
Figure IV. 12 : Régulation de courant d'axe directe	68
Figure IV. 13 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et l'injection de puissance active.....	68
Figure IV. 14 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et injection de puissance réactive.....	69
Figure IV. 15 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et injection de puissance réactive.....	69
Figure IV. 16 : Plateforme expérimentale réalisée au niveau du laboratoire.....	70
Figure IV. 17 : La forme du signal de commande qui sort du DSP.....	71
Figure IV. 18 : La forme du signal de commande qui sort des optocoupleurs	71
Figure IV. 19 : Sortie du DSP (bleu) et sortie low-side du driver IR2111(jaune)	72

Figure IV. 20 : Illustration du temps mort entre la sortie LO et HO du driver IR2111	72
Figure IV. 21 : L'allure de la tension à la sortie de l'onduleur avant le filtre.	73
Figure IV. 22 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=60\text{Hz}$	74
Figure IV. 23 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=50\text{Hz}$	74
Figure IV. 24 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=40\text{Hz}$	75
Figure IV. 25 : L'allure du courant après le filtre.	75
Figure IV. 26 : Les signaux de commande : simulation (droite), pratique (gauche)	76
Figure IV. 27 : Les tensions avant le filtre : simulation (droite), pratique (gauche).....	76
Figure IV. 28 : Les tensions après le filtre : simulation (droite), pratique (gauche).....	77

Liste des abréviations

ADC	Analogue-to-Digital Converter
GPIO	General Purpose Input/Output
T. I	Texas Instruments
CCS	Code Composer StudioCPU
CPU	Central Processing Unit
DC-AC	Continu-Alternatif
DC-DC	Continu-Continu
VOC	Voltage oriented control
DSP	Digital Signal Processor
DAC	Digital-to-Analogue Converter
GTO	Gate Turn Off
IGBT	Insulated Gate Bipolaire Transistor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MLI	Modulation De Largeur D'impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
PLL	Phase Locked Loop
THD	Taux de distorsion harmonique
PI	Proportionnel Intégral

Introduction générale

Introduction Générale

La demande d'énergie dans les secteurs résidentiel et industriel a augmenté considérablement ces dernières années. Aujourd'hui plus de 85% d'énergie utilisée dans le monde provient à partir de ressources fossiles (le pétrole, gaz et leurs dérivés) ou du nucléaire (l'uranium). L'inconvénient majeur des énergies fossiles reste leur effet néfaste sur l'environnement, en plus elles sont des énergies non renouvelables, donc ces sources ne pourront pas répondre, à elles seules, à nos besoins énergétiques sur le long terme. Pour toutes ces raisons particulières, il est nécessaire de se tourner vers une énergie propre d'une source renouvelable qui nous permet de vivre sans risques. Les énergies renouvelables provenant des phénomènes naturels, sont des énergies à ressource illimitée. Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse à l'énergie solaire photovoltaïque (PV).

L'énergie solaire *PV* est une énergie propre et renouvelable, dont la source, le soleil, est gratuite. Les cellules solaires peuvent extraire l'énergie électrique de la lumière du soleil sans mouvement de rotation, sans bruit et sans aucune pollution. L'électricité générée par les systèmes photovoltaïques peut être soit stockée (à l'aide de batteries) et/ou utilisée directement (installation autonome), ou injectée dans un grand réseau électrique, ce sont les systèmes PV connectés au réseau. Le raccordement de cette source solaire à un réseau de distribution électrique est utilisé pour réduire la consommation du réseau électrique et réinjecter l'énergie excédentaire produite par le générateur PV dans le réseau.

L'énergie électrique produite par le générateur PV est de type continue, pour cela des convertisseurs DC/AC de source de tension sont largement utilisés comme interface entre les sources d'énergie photovoltaïque et le réseau électrique. L'objectif principal de ce projet de fin d'étude est de réaliser un micro-onduleur solaire monophasé commandé par une carte DSP, et d'étudier les techniques de contrôles-commandes pour l'injection de la puissance dans le réseau.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres : Dans le premier chapitre nous avons présenté un aperçu général sur les systèmes PV, le principe de l'effet photovoltaïque, et les différentes caractéristiques. Ensuite, nous avons mis en évidence les différents étages d'adaptation et les interfaces de puissance composant les systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique (les hacheurs et les onduleur). Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation de l'onduleur de tension monophasé en pont complet, avec sa commande basée sur la modulation à largeur d'impulsion sinusoïdal unipolaire. Ensuite, nous avons présenté le contrôle du système « Onduleur + Réseau » basé sur la méthode du contrôle orienté de tension (Voltage Oriented Control), et la boucle de contrôle du courant de l'onduleur. Cette méthode est basée sur le développement mathématique des équations du système « Onduleur + Réseau »

dans le référentiel tournant « d-q » synchrone avec la tension du réseau. La structure de la PLL sera présentée afin d'assurer la synchronisation de la tension injectée dans le réseau, avec un dimensionnement du régulateur PI.

Le troisième chapitre, est consacré à l'étude et la réalisation pratique de deux parties : La première partie concerne le circuit de commande. Le circuit de commande est composé d'une carte DSP utilisée pour implémenter les lois de commande du système, et d'un circuit d'interface composé essentiellement des optocoupleurs TLP251 pour faire une isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance. La carte utilisée est une carte de développement et outil d'évaluation à base de DSP (**D**igital **S**ignal **P**rocessor) de type « LAUNCHXL-F28379D » de la famille TMS320, programmable en langage de haut niveau et plus particulièrement sous « MATLAB/SIMULINK ».

Dans le dernier chapitre, nous avons premièrement assuré le bon fonctionnement du système par des simulation sous l'environnement « MATLAB/SIMULINK », et exposé les différents résultats pour chaque boucle de régulation. Ensuite, nous avons exposé et discuté les résultats de la validation expérimentale sur l'onduleur réalisé.

Chapitre I :

Etude de la chaine Photovoltaïque connectée
au réseau

I.1 Introduction

De nos jours, une grande partie de la production mondiale d'énergie est assurée à partir des sources fossiles. Avec l'augmentation de la demande de l'énergie, la consommation de ces sources donne lieu à des effets environnementaux catastrophiques comme les émissions de gaz, donc l'exploitation des énergies renouvelables est une solution indispensable. Parmi ces énergies renouvelables, l'énergie solaire. Le processus de conversion de la lumière solaire en électricité est connu sous le nom de processus photovoltaïque. Cette conversion d'énergie s'effectue grâce à des cellules solaires à base des semi-conducteurs. Pour faire adapter la puissance générée par le processus solaire pour des charges différentes, il faut qu'on intègre des interfaces de puissance et des étages d'adaptation.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les notions de base indispensables sur les systèmes photovoltaïques. En premier lieu, nous allons décrire l'effet photovoltaïque et le mécanisme de fonctionnement de la cellule solaire. Nous présentons ensuite les caractéristiques principales d'une cellule PV. Nous allons par la suite aborder les différentes classifications des systèmes PV et les différentes architectures des systèmes PV connectés au réseau électrique. A la fin de ce chapitre, nous allons présenter les différents étages de conversion utilisés dans les systèmes PV.

I.2 Généralités sur les systèmes photovoltaïques

I.2.1 Comment les cellules PV fonctionnent

L'énergie électrique photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque grâce à un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. Ces cellules photovoltaïques sont composées d'un matériau semi-conducteur [1].

I.2.1.1 La jonction P-N

La mise en contact d'un semi-conducteur dopé « N » et un semi-conducteur dopé « P », permet d'obtenir une jonction " PN " (Figure I.1). La zone dopée « N » présente un excès d'électron, et la zone dopée « P » présente un déficit en électrons dites les trous. Lorsque les deux semi-conducteurs de type N et de type P sont assemblés, la différence de concentration entre les porteurs des régions P et N va provoquer la circulation d'un courant de diffusion. Les électrons en excès dans le matériau dopé « N » diffusent dans le matériau dopé « P » laissant derrière eux des charges positives, et il en est de même pour les trous de la région dopé « N » qui diffusent vers la région « P » laissant derrière eux des charges négatives. Il apparaît au niveau de la jonction une zone contenant des charges fixes positives et négatives. Ces charges vont créer un champ électrique qui va s'opposer à la diffusion des porteurs pour créer une

situation d'équilibre électrique, qui s'accompagne d'une différence de potentiel entre les deux zones, une jonction PN a été formée [1], [2].

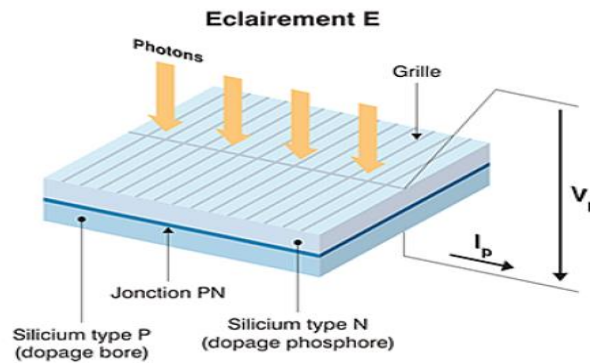


Figure I. 1 : Jonction PN sous éclairage

I.2.1.2 L'effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque se définit comme étant la base du fonctionnement de la cellule photovoltaïque. Comme nous avons indiqué dans le paragraphe précédent, la cellule photovoltaïque est formée de deux couches dont la couche supérieure notée N qui est un apport d'électrons périphériques et la couche inférieure notée P qui est un déficit d'électrons : il s'agit d'une jonction PN.

Si on expose la jonction PN à une source de lumière, l'incidence de la lumière sur la cellule permet au semi-conducteur d'absorber les photons et de transmettre leur énergie aux atomes de la jonction PN. Des charges sont générées lorsque l'énergie du photon incident est suffisante pour exciter et détacher les électrons covalents du semi-conducteur et passer à la bande conductrice, laissant derrière eux des trous dans la bande de valence. Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Ce phénomène dépend du matériau semi-conducteur et de la longueur d'onde de la lumière incidente.

À cause du champ électrique qui existe dans la jonction PN, les électrons vont avoir tendance à se déplacer vers la couche N alors que les trous se déplacent vers la couche P.

C'est ce processus qui crée dans la cellule un courant électrique continu appelé photocourant. Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court-circuit (I_{cc}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. Ce phénomène est montré dans la Figure I.2 [3], [4].

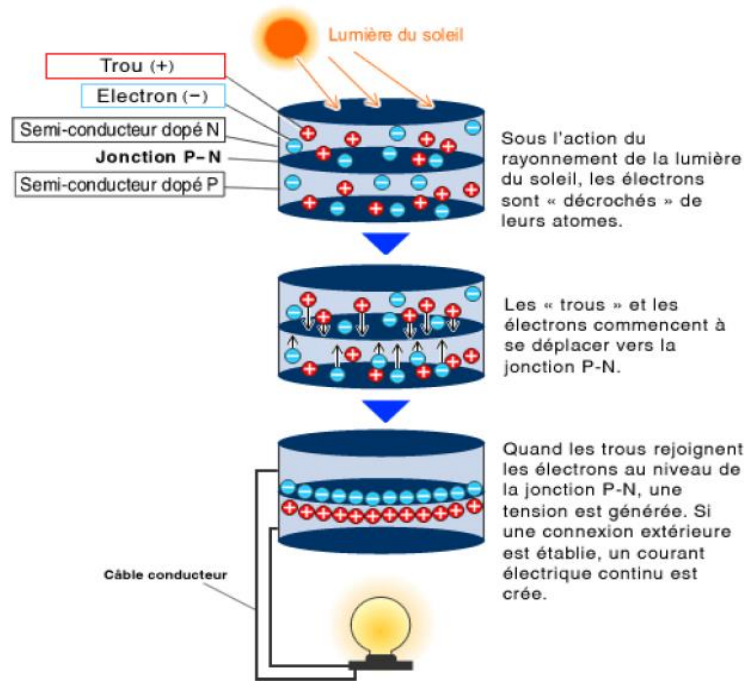


Figure I. 2 : Illustration du principe de l'effet photovoltaïque.

I.3 Caractéristique de la cellule photovoltaïque

La courbe caractéristique I_{pv} en fonction de V_{pv} montre les caractéristiques non linéaires d'une cellule solaire PV sous des conditions d'ensoleillement et de température fixes (Figure I.3) [1], [3], [5].

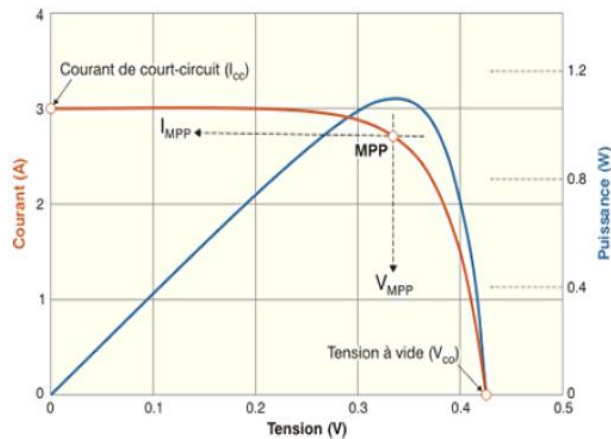


Figure I. 3 : Les caractéristiques courant-tension et puissance-tension

On peut déduire plusieurs paramètres électriques propre à la cellule PV à partir de cette caractéristique qui sont [5], [6] :

- Courant de court-circuit (I_{cc}).
- Tension en circuit ouvert (V_{co}).

- Point à puissance maximale (MPP)

I.4 Classification d'un système solaire photovoltaïque

Selon la configuration du système, comme par exemple dans un système qui alimente une maison, ce système devra fonctionner jour et nuit, il peut également devoir alimenter à la fois des charges en courant alternatif et en courant continu. Selon la configuration du système, on peut distinguer trois principaux types de systèmes PV [7] :

I.4.1 Système photovoltaïque autonome

Dans ce type (Figure I.4), le système PV fournit de l'électricité pour des régions non reliées au réseau de distribution, mais elles doivent assurer la couverture de la demande de la charge en tout temps. Ils servent habituellement à alimenter les régions éloignées et les stations industrielles ainsi qu'à des applications comme la surveillance à distance et le pompage de l'eau. Un tel système exigera des batteries d'accumulateurs pour stocker l'énergie.

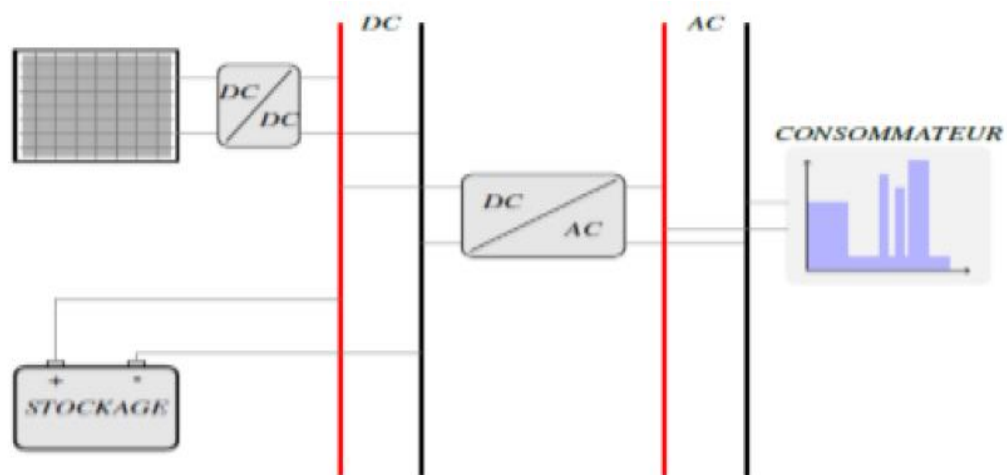


Figure I. 4: Installation photovoltaïque autonome

Par rapport au coût d'une extension de réseau centrale, cette industrie offre des résolutions économiques très importantes par leur conversion directe d'énergie solaire gratuite et inépuisable en électricité.

I.4.2 Système photovoltaïque hybride

Le système hybride est une combinaison d'un générateur photovoltaïque et d'un moyen complémentaire de production d'électricité tel qu'un générateur diesel ou deux à la fois, à gaz ou éolien (Figure I.5), qui sont également indépendants des réseaux de distribution d'électricité.

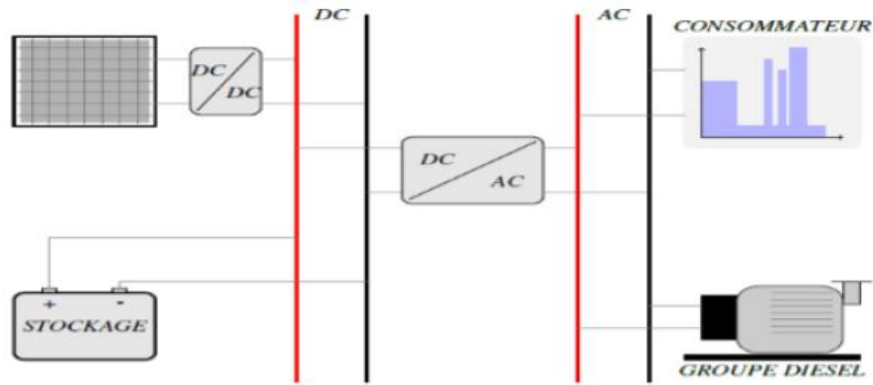


Figure I. 5 : Installation photovoltaïque hybride

Ces systèmes peuvent posséder des batteries qui peuvent aussi être rechargées par l'autre source en cas de décharge. Afin d'optimiser ces opérations, les systèmes hybrides nécessitent généralement des commandes plus sophistiquées que les systèmes PV autonomes. Par exemple, dans le cas des systèmes PV/diesel, le moteur diesel doit être démarré lorsque la batterie atteint un niveau de décharge donné et arrêté à nouveau lorsque la batterie atteint un état de charge adéquat. Si les batteries sont maintenues à un état de charge trop élevé par le générateur diesel, l'énergie qui pourrait être produite par le générateur PV est gaspillée. A l'inverse, si les batteries sont insuffisamment chargées, alors leur durée de vie sera réduite.

I.4.3 Système photovoltaïque raccordé au réseau

Dans ce système, l'ensemble de l'installation est connecté au réseau de distribution électrique par un étage d'adaptation « onduleur » et n'ont pas besoin de stockage sur batterie (Figure I.6). La tâche de l'onduleur est de transformer le courant continu sortant des panneaux en courant alternatif pour pouvoir l'injecter au réseau électrique. Si la consommation locale est supérieure à la production de l'installation PV, le manque d'énergie est fourni par le réseau. Dans le cas contraire, l'énergie est fournie au réseau public et sert à alimenter les consommateurs.

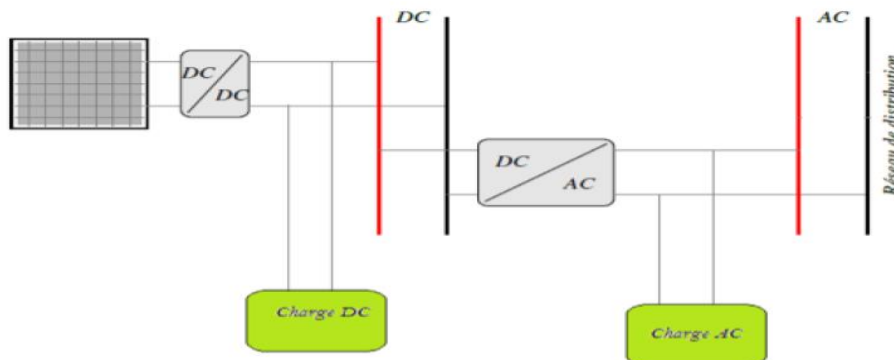


Figure I. 6 : Installation photovoltaïque reliée au réseau

I.5 Classifications des systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Diverses topologies ont été proposées pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau de distribution. Selon le nombre des étages de conversion utilisés, les topologies peuvent être classées comme [8], [9] :

- Les systèmes multi-étages
- Les systèmes à deux étages
- Les systèmes à un seul étage

I.5.1 Les systèmes multi-étages

Les systèmes à plusieurs étages utilisent plus de deux étages pour transformer la puissance générée par le générateur PV sous la forme exigée par le consommateur ou bien par les systèmes de distribution électrique. La figure (I.7) illustre un exemple d'un système multi-étage (trois étages), ce système comporte deux parties : une partie DC/DC, et l'autre DC/AC. La partie DC/DC comporte deux étages de conversion : un étage d'adaptation avec une commande MPPT, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance, quelque soient les conditions météorologiques (température et irradiation), et l'autre étage pour l'amplification de la basse tension sortant du premier étage à un niveau de tension désiré. La partie DC/AC destinée à convertir la tension continue sortant du bus continu en tension alternative, avec une commande de synchronisation et un filtrage pour réduire le taux d'harmonique, nous obtenons alors en sortie de ce dispositif une tension utilisable pouvant être injectée dans le réseau [8], [9].

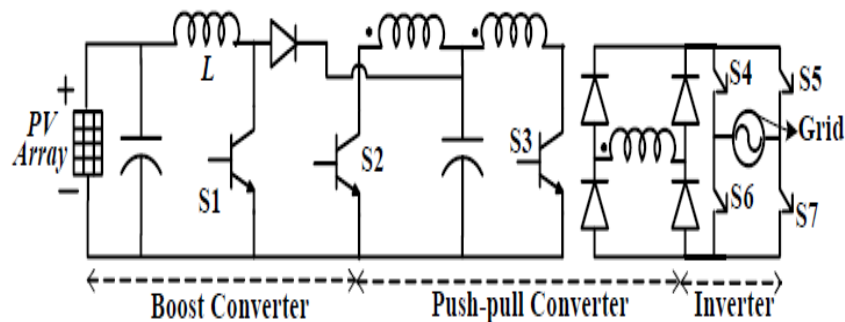


Figure I. 7 : Système photovoltaïque multi-étages connecté au réseau

I.5.2 Les systèmes à deux étages

Les systèmes à deux étages (Figure I.8) sont les topologies les plus utilisés dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Le premier étage : un étage de conversion DC/DC destiné à faire fonctionner le générateur PV à son point de puissance maximal avec une commande MPPT, et augmenter la tension du système PV à un niveau de tension désirée. Le

deuxième étage : un étage de conversion DC/AC destiné à convertir la sortie du premier étage à la forme alternative désirée pour être injectée dans le réseau.

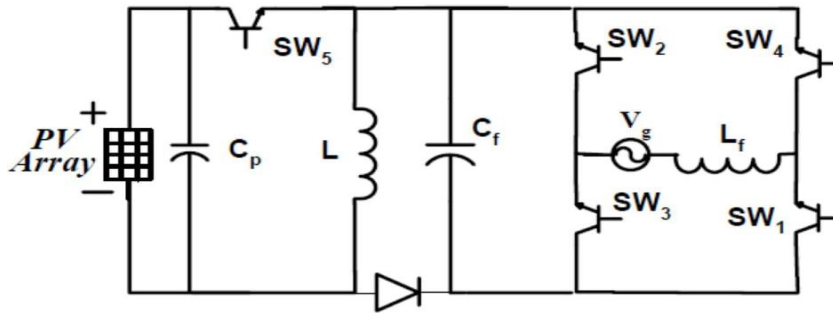


Figure I. 8 : Système photovoltaïque multi-étages connecté au réseau

I.5.3 Les systèmes à un seul étage

Dans cette topologie (Figure I.9), un seul étage de conversion DC/AC est utilisé pour relier le bus continu avec le réseau de distribution. Cet étage assure le fonctionnement du générateur PV à son point de puissance maximum MPPT, ainsi que la conversion continu-alternative de la tension de sortie du générateur PV pour faire la connexion au réseau, avec une commande de synchronisation. C'est la configuration typique d'un onduleur centralisé.

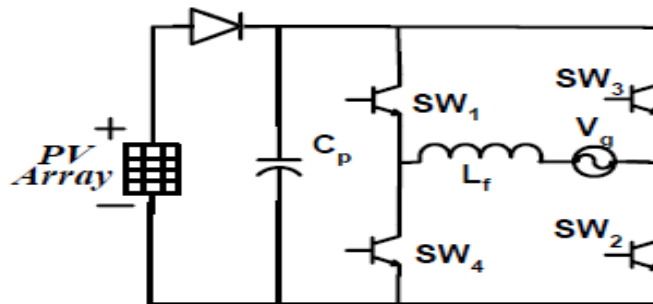


Figure I. 9 : Système photovoltaïque à un seul étage connecté au réseau

I.6 Les convertisseurs électriques statiques

Le convertisseur statique est un montage utilisant des composants semi-conducteurs, via une commande convenable de ces derniers, qui serve à adapter et convertir la puissance continue produite par le *GPV* à des récepteurs fonctionnant en une tension continue différente ou en puissance alternative adaptée à celle du réseau [4], [10].

Les convertisseurs de source de tension monophasés (Voltage Source Converters) sont largement utilisés comme des interfaces entre les sources d'énergie renouvelables et le réseau électrique [11].

La tension fournie par les panneaux photovoltaïques est une tension de type continu, et pour l'adapter à nos besoins, il y a deux sortes de convertisseur (les hacheurs DC-DC, les onduleurs DC-AC).

I.6.1 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs)

Les convertisseurs DC/DC ou bien les hacheurs sont des convertisseurs directs du type continu-continu. Leur utilisation permet de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu, ils permettent de faire varier la valeur moyenne de la tension continue à leur sortie (élever ou abaisser) et réguler la tension [5].

Dans les systèmes PV connectés au réseau, cet étage de conversion est destiné à faire fonctionner le générateur PV à son point de puissance maximal avec une commande MPPT, ainsi qu'il permet d'augmenter ou diminuer la valeur moyenne de la tension en augmentant ou en diminuant le rapport cyclique d'un ou plusieurs interrupteurs actifs. Cette puissance est délivrée au bus continu, qui est l'entrée du second étage, c'est-à-dire l'onduleur.

Dans ce cadre, on distingue deux catégories des convertisseurs DC/DC :

- Les convertisseurs DC/DC isolés de la source par des transformateurs haute fréquence, où l'entrée et la sortie sont électriquement isolés. Il existe plusieurs topologies, les plus connues dans la majorité des applications sont : le Fly back, le demi pont et le pont complet.
- Les convertisseurs DC/DC non-isolés. Ces topologies sont encore classées en trois catégories :
 - Les hacheurs de type Boost (élevateurs).
 - Les hacheurs de type Buck (abaisseurs).
 - Les hacheur dévolteur- survolteur (Buck-Boost) qui peuvent fonctionner en Buck ou en Boost en fonction du rapport cyclique α .

Le convertisseur « Boost » présente une diode en série avec le générateur PV qui peut jouer le rôle d'une diode de protection (diode anti retour). Le convertisseur « Boost » est généralement employé pour obtenir une tension plus élevée de sortie ce qui permet de se dispenser d'un transformateur à la sortie de l'onduleur et de faire des économies par rapport aux autres topologies [12].

I.6.2 Les convertisseurs DC/AC (Onduleurs)

Un onduleur est un étage de conversion statique d'électronique de puissance destiné à convertir le courant continu généré par le générateur PV en courant alternatif. Il utilise des interrupteurs électroniques qui peuvent commuter de très grandes valeurs de courant et tension à des fréquences de découpage de plusieurs dizaines de kHz comme les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) qui sont capables de conduire le courant dans les deux sens.

Ce jeu de commutation des interrupteurs réalisé par des commandes MLI (modulation de largeur d'impulsion) permet d'obtenir un signal alternatif à la fréquence du réseau avec une commande de synchronisation afin d'injecter la puissance PV disponible au réseau [4], [9].

La tension du bus continu doit être supérieure à l'amplitude de la tension du réseau. Dans les systèmes d'un seul étage de conversion, un transformateur est nécessaire pour booster la tension injectée au niveau du réseau [13], [14].

Selon le type d'application, les onduleurs peuvent fournir une tension ou courant alternatives de fréquence ou d'amplitude variables comme ils peuvent fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence ou d'amplitude fixes [10].

Nous distinguons deux types d'onduleur : onduleur de tension et onduleur de courant, ceci dépend de la source d'entrée si c'est une source de tension ou de courant. Le domaine d'application des onduleurs de tension peut être caractérisé par la variation de la fréquence, on se limite dans notre étude à des onduleurs de tension dans le domaine des fréquences fixes.

Il existe principalement deux types d'onduleurs de tension connectés au réseau selon le niveau de puissance à injecter : l'onduleur monophasé et l'onduleur triphasé [10].

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions de bases des structures et des jonctions PN formant les cellules photovoltaïques, et le principe de conversion photovoltaïque à base de ses cellules PV en expliquant brièvement le phénomène et les caractéristiques électriques d'une cellule PV. Nous avons abordé par la suite les différentes topologies des systèmes photovoltaïques connectés au réseau selon le nombre des étages d'adaptations utilisés. Ensuite, nous avons présenté les convertisseurs d'électronique de puissance utilisés dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique tel que les convertisseurs DC/DC (hacheurs) et les convertisseurs DC/AC (onduleurs). Finalement, Nous avons présenté les différentes classifications des systèmes PV.

Le chapitre suivant aborde l'étude d'étage d'adaptation et l'interface de puissance entre le bus continu et le bus alternatif qui est l'onduleur, avec leurs différentes techniques de contrôles-commandes.

Chapitre II :

Les onduleurs solaires et les Stratégies de
commande

II.1 Introduction

Comme expliqué dans le premier chapitre, les GPV produisent une puissance de sortie continue, et dans le cas de besoin du courant alternatif pour une charge alternative ou bien le raccordement du système photovoltaïque au réseau électrique, un étage d'adaptation doit être ajouté afin d'assurer la conversion continu/alternatif par des dispositifs d'électronique de puissance.

Dans ce chapitre notre étude consiste à la modélisation et la commande d'un système Photovoltaïque d'un seul étage d'adaptation connecté au réseau dans le but d'injecter réellement et efficacement la puissance dans le réseau électrique. La première partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude du mode de fonctionnement de l'interface de puissance entre le bus DC et le bus AC. Le convertisseur monophasé DC/AC (onduleur monophasé en pont complet) sera présenté avec ses différentes méthodes de contrôle (contrôle avec un rapport cyclique fixe et variable), avec la modélisation des filtres.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons présenter la stratégie de contrôle-commande du système PV connecté au réseau avec la méthode de synchronisation par la PLL.

Le type de convertisseur DC/AC utilisé dans notre système est un onduleur de tension monophasé. Nous l'avons choisi car il est mieux adapté à la puissance de notre système PV, et pour sa simplicité et son faible coût.

II.2 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension monophasé

L'onduleur en pont complet représenté dans la Figure II.1 comporte quatre interrupteurs de puissance réversible en courant désignés par Q1, Q2, Q3 et Q4 (quatre diodes montées en antiparallèle sur quatre interrupteurs électroniques unidirectionnels) et une source continue de tension E.

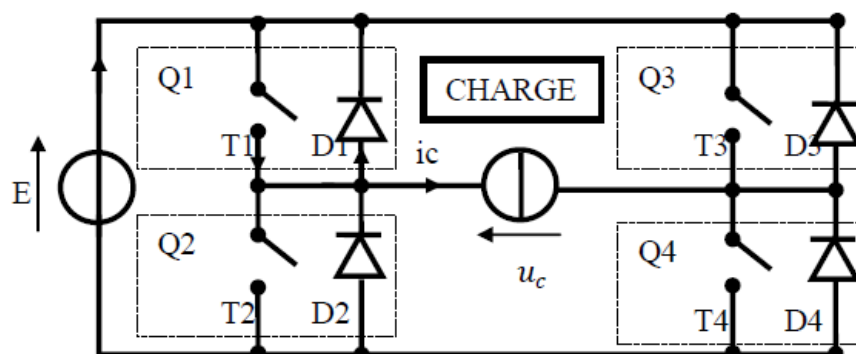


Figure II. 1 : Onduleur monophasé

Quand T1 et T4 sont fermés (passants), T2 et T3 sont Ouverts (bloqués) pour $t_1 < t < t_2$ on obtient une alternance positive $U(t) = V_{DC}$ comme montré dans la figure II.2 ci-dessous :

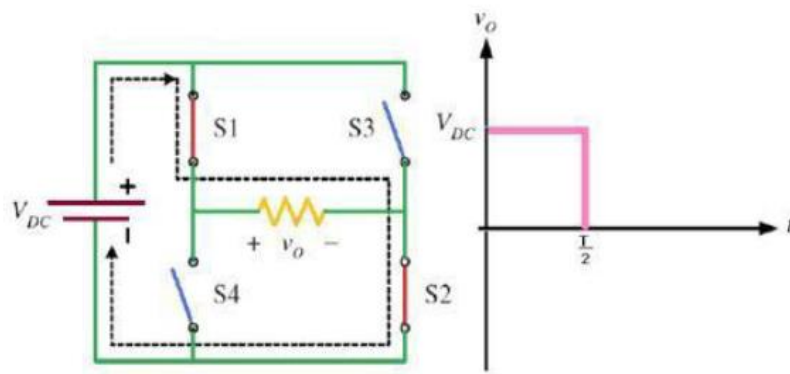


Figure II.2 : Signal de l'onduleur dans le 1er demi cycle

Quand T2 et T3 sont fermés (passants), T1 et T4 sont Ouverts (bloqués) pour $t_2 < t < t_3$ on obtient une alternance positive $U(t) = -V_{DC}$ comme montré dans la figure II.3 ci-dessous :

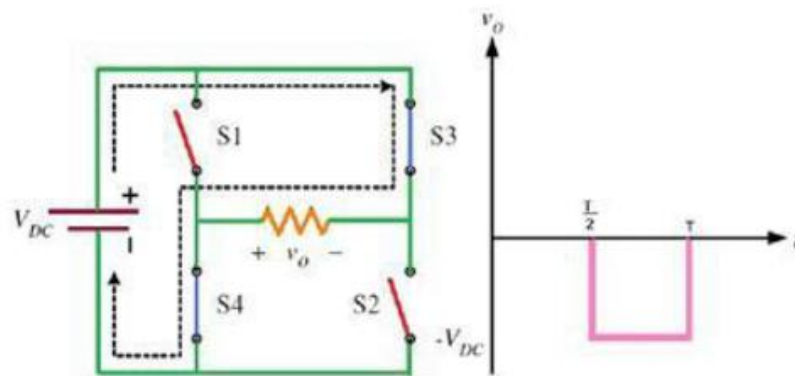


Figure II. 3 : Signal de l'onduleur dans le 2ème demi cycle

Le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure II.4 :

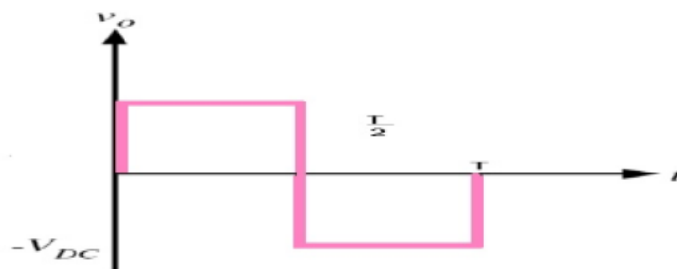


Figure II. 4 : Signal complet de l'onduleur

On doit noter qu'une telle structure permet d'imposer en fait trois niveaux de tension, à savoir $u_c = E$, $u_c = -E$ ainsi que $u_c = 0$. Ce dernier niveau de tension correspond à une phase de roue libre, sans échange d'énergie entre les deux sources.

II.3 Stratégie de commande d'onduleur monophasé

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence.

Le principe de la commande est de comparer un signal de modulation à un signal de type « triangle » ou « dent de scie » notée S_p appelée la porteuse. Le résultat de cette comparaison crée un signal de commande pour les gâchettes des interrupteurs (MOSFET) d'une façon complémentaire.

Pour un onduleur de tension monophasé, on distingue principalement deux types de modulation :

- Les modulations à un rapport cyclique fixe (plaine onde, décalée), ou le rapport cyclique de chacune des cellules de commutation est maintenu constant.
- Les modulations de largeur d'impulsion (MLI), ou le rapport cyclique est variable sinusoidalement, pour un grand nombre d'applications.

II.3.1 Commande pleine onde

C'est une commande à un rapport cyclique fixe. Le signal de commande est le résultat de la comparaison entre le signal constant S_{cst} et de porteuse S_p . La tension de sortie est une onde d'un seul créneau par alternance.

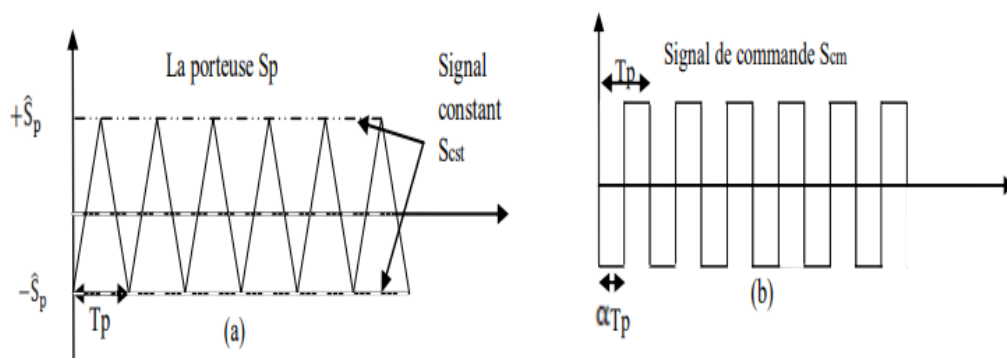


Figure II.5 : Signal de commande

$S_{cst} \geq S_p$ L'interrupteur Q1 amorcé, Q2 bloqué. $S_{cst} \leq S_p$ L'interrupteur Q2 amorcé, Q1 bloqué.

La valeur moyenne de la tension de la charge U_{cmoy} est donné par :

$$U_{cmoy} = T[E\alpha T - E(1 - \alpha)T] = (2\alpha - 1)E \quad (II.1)$$

Avec : α est le rapport cyclique

II.3.2 Commande décalée

C'est une commande à un rapport cyclique fixe. Elle permet de faire varier la valeur efficace de la tension de sortie et obtenir une tension variable. Cette stratégie de commande consiste à obtenir aux bornes de la charge des paliers à tension nulle.

La valeur efficace de la tension est donnée par :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{2}{T_p} \int_{\alpha}^{\frac{T_p}{2}} E^2 dt} = E \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{T_p}} \quad (\text{II.2})$$

Nous pouvons faire varier V_{eff} par la variation de α .

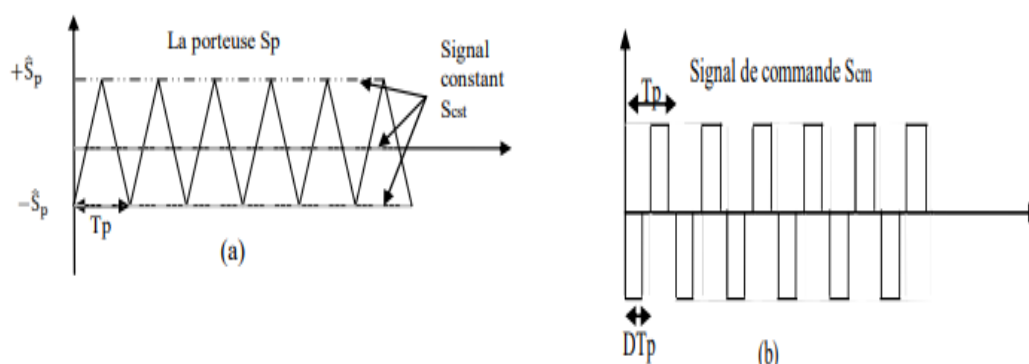


Figure II. 6 : Signal de commande

II.3.3 Commande de modulation à largeur d'impulsion (MLI)

Cette technique est une commande à un rapport cyclique variable. Le signal de commande est le résultat d'une comparaison entre le signal sinusoïdal V_{sine} d'amplitude variable et de fréquence f_m fixe (qui est la fréquence du signal à générer) dite la modulante, et un signal triangulaire d'amplitude fixe est fréquence très élevée variable dite la porteuse (Figure II.7). La modulation de largeur d'impulsion produit un train d'impulsions périodique rectangulaire aux points d'intersection entre le signal de modulation et la porteuse pour commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs d'électronique de puissance [15].

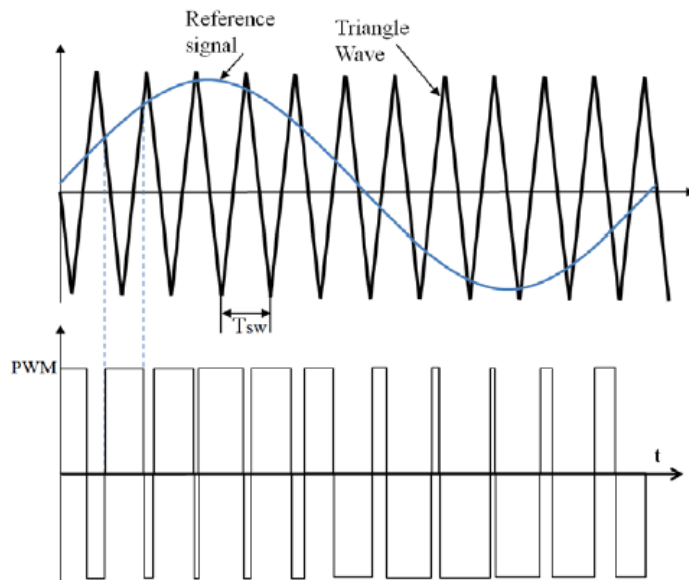


Figure II. 7 : Signal de commande généré par la MLI

Le réglage en amplitude et en fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est défini par deux paramètres :

L'indice de modulation : C'est le rapport entre les fréquences de la porteuse sur celle de la modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.3})$$

Le taux de la modulation : C'est le rapport entre les amplitudes des tensions du signal de référence (modulante) V_m sur celle de la porteuse V_p .

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II.4})$$

Par augmentation de la fréquence de la porteuse, la modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de réduire le taux de distorsion harmonique totale du courant de la charge. Pour éliminer les harmoniques de rang pair et les harmoniques de rang 3, l'indice de modulation m doit être impair et multiple de 3. L'amplitude des harmoniques supérieures est indépendante de la fréquence de la porteuse. À des fréquences de porteuses plus élevées, les harmoniques de sortie de l'onduleur seront considérablement atténués par le filtre de sortie, et les formes d'onde de tension et de courant de sortie se rapprocheront d'une sinusoïde [15].

Deux techniques MLI sinus-triangulaire seront présentées ci-dessous :

1) MLI sinus-triangulaire bipolaire

La tension de sortie de l'onduleur est donnée par les conditions suivantes :

Si $V_{sine} > V_{tri}$ alors $V_0 = +V_{DC}$ Q1 et Q4 sont fermés

Si $V_{sine} < V_{tri}$ alors $V_0 = -V_{DC}$ Q2 et Q3 sont fermés

Le principe de la MLI de cette technique est illustré par la figure ci-contre :

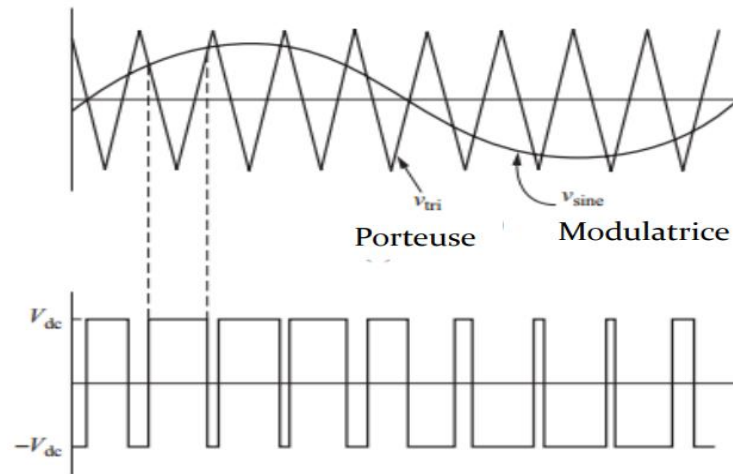


Figure II. 8 : Signal de commande généré par la MLI bipolaire

2) MLI sinus-triangular unipolaire

La tension de sortie dans ce cas prend les valeurs zéro et $+V_{DC}$ pendant l'alternance positive, zéro et $-V_{DC}$ pendant l'alternance négative. Les états des interrupteurs sont donnés comme suit [16] :

Si $V_{sine} > V_{tri}$ alors T1 est fermé, T2 est ouvert

Si $-V_{sine} < V_{tri}$ alors T4 est fermé, T3 est ouvert

Si $-V_{sine} > V_{tri}$ alors T3 est fermé, T4 est ouvert

Si $V_{sine} < V_{tri}$ alors T2 est fermé, T1 est ouvert

Le principe de la MLI de cette technique est illustré par la figure ci-contre :

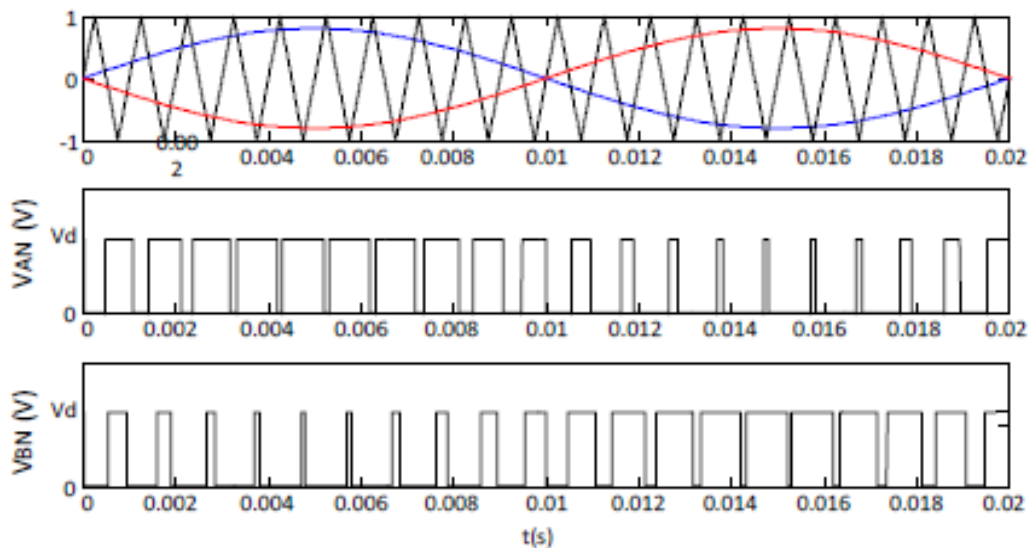


Figure II. 9 : Signal de commande généré par la MLI unipolaire

Le signal de tension de sortie est : $v_o(t) = v_{AN}(t) - v_{BN}(t)$ (Figure II.9).

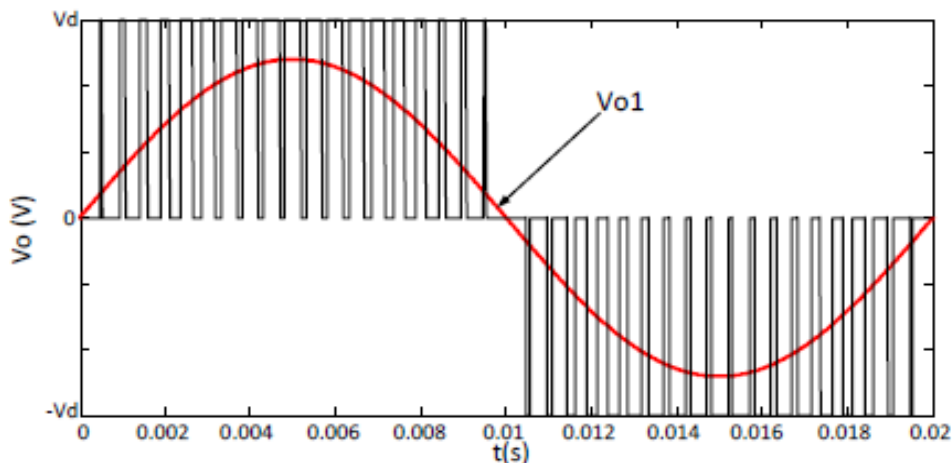


Figure II. 10 : Tension de sortie de l'onduleur

II.4 Modélisation des filtres

Le bruit de commutation et les harmoniques haute fréquence sont généralement atténués par des inductances et des condensateurs, qui peuvent être combinés de différentes manières pour construire des filtres passifs, tels que : filtre L, filtre LC, filtre LCL et filtre pi (Figure II.11). Un filtre surdimensionné peut ajouter inutilement des coûts, du volume, du poids et une perte de puissance au système [15].

Le rôle des filtres est de filtrer les harmoniques, et pour faire fonctionner l'onduleur comme une source de courant pour pouvoir injecter le courant dans le réseau électrique.

Généralement, les filtres passifs passe-bas doivent être conçus pour permettre à la composante fondamentale de la forme d'onde d'être transmise à la sortie tout en réduisant le

passage des composantes harmoniques. Si l'onduleur est conçu pour fournir de l'énergie à une fréquence fixe, un filtre résonant peut être utilisé [15].

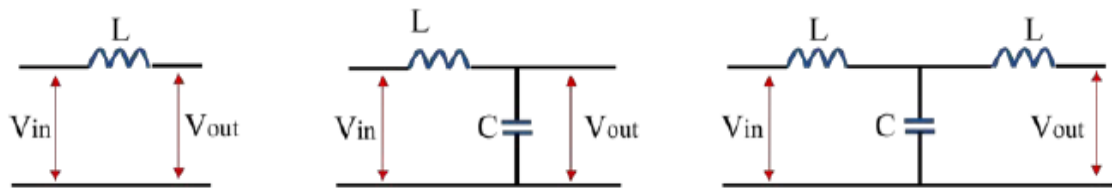


Figure II. 11 : Circuits de configuration des filtres

Filtre L : Un filtre du premier ordre avec une atténuation de -20dB/décade sur toute la gamme de fréquence. Ce type de filtre n'obtient qu'un faible niveau d'atténuation des composantes de fréquence de découpage de l'onduleur [15], [16].

Filtre LC : un filtre de second ordre donnant une atténuation de -40 dB/décade . Ce filtre n'est pas utilisé parce que sa fréquence de résonance devient sensible aux variations d'impédance du réseau. Un condensateur shunt est présent pour atténuer les composantes de fréquence de commutation [15], [16].

Filtre LCL : filtre du troisième ordre avec atténuation -60dB/décade . Ce filtre permet un meilleur découplage entre le filtre et l'impédance du réseau, et il peut réduire les niveaux de distorsion harmonique à des fréquences de commutation inférieures [15], [16].

Un onduleur contrôlé par SPWM unipolaire produit des courants et des tensions avec des harmoniques à double fréquence par rapport à la fréquence de commutation des dispositifs de puissance, et offre une ondulation du courant de sortie plus faible. Par contre, un onduleur contrôlé par SPWM bipolaire injectera un contenu harmonique à la fréquence de commutation, avec une légère répartition autour de cette fréquence [17].

Par conséquent, si une fréquence de commutation élevée est choisie, les harmoniques d'ordre supérieur auront une fréquence beaucoup plus élevée par rapport à la fréquence fondamentale de la tension alimentée par l'onduleur.

II.5 Paramètre de performance de l'onduleur

Les sorties d'un onduleur (courant, tension) sont sous forme de créneau, ces signaux contiennent certaines harmoniques. Pour connecter au réseau il est nécessaire que l'énergie fournie par l'onduleur satisfait les exigences du réseau. La qualité de l'énergie fournie par l'onduleur est évaluée par les paramètres suivants :

II.5.1 Le facteur de la n ème harmonique HF_n

C'est la mesure de la contribution individuelle des harmoniques définie par :

$$HF_n = \frac{V_{effn}}{V_{eff1}} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

V_{effn} : Valeur efficace de la nième harmonique.

V_{eff1} : Valeur efficace de la fondamentale.

II.5.2 Distorsion totale d'harmonique THD

C'est le taux de distorsion, définit comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques sur la valeur efficace de la composante fondamentale, et on note :

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \quad (\text{II.7})$$

Le THD de la tension ne doivent pas dépasser 5 %, comme l'exige la norme IEEE 519-1992 [12].

Une valeur de THD supérieure à 8% révèle une pollution harmonique importante [18].

II.6 Stratégie de commande des onduleurs connectés au réseau

Pour les systèmes PV connectés au réseau, de nombreux points sont nécessaires pour contrôler l'onduleur en pont H :

- Synchronisation de la tension de l'onduleur avec celle du réseau et contrôle du courant.
- Génération des signaux MLI.

L'onduleur est commandé pour assurer principalement le Contrôle de la puissance active injectée au réseau, ainsi que le contrôle de la puissance réactive.

Pour cela, plusieurs Stratégies de commandes ont été proposées dans la littérature. Dans ce travail, la commande proposée est le contrôle orienté de tension (Voltage Oriented Control). Cette technique de commande permet de contrôler l'écoulement de puissance active et réactive séparément.

Le schéma fonctionnel du contrôle orienté de tension est présenté sur la figure (II.12) ci-contre :

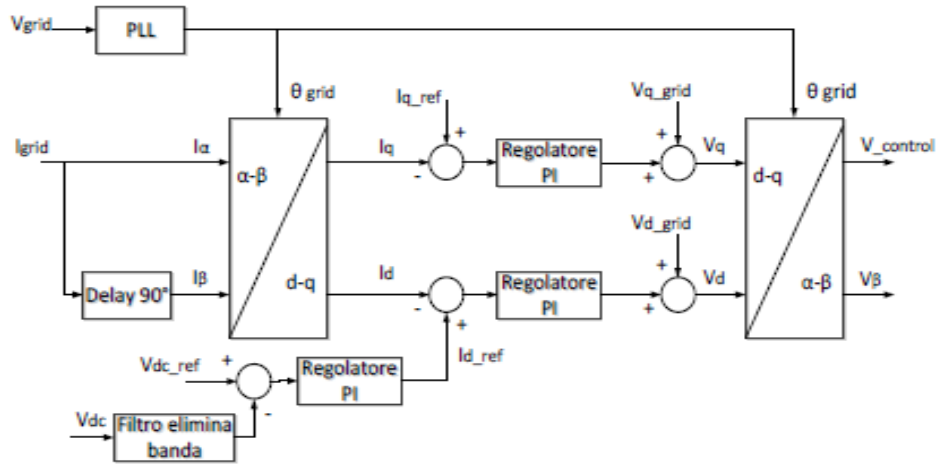


Figure II. 12 : Le schéma fonctionnel du contrôle orienté de tension

Pour contrôler l'écoulement de puissance active et réactive entre le système PV et le réseau séparément, il est nécessaire de faire une transformation d'un référentiel fixe « $\alpha\beta$ » en un référentiel tournant « dq » synchrone avec la tension du réseau. Et comme notre système est monophasé (une seule phase variable), et la transformation « dq » a besoin d'au moins deux variables orthogonales, donc la deuxième composante orthogonale doit être trouvée artificiellement. Pour cela on prend la phase originale de notre système comme la composante « α », et la composante orthogonale « β » est calculée par l'introduction d'un déphasage de 90° à la composante « α » [11], [16], [19].

Soit V_α la tension du réseau tel que :

$$V_{\alpha g} = V_M \cos(\omega t + \phi) \quad (\text{II.8})$$

Alors la composante orthogonale est V_β tel que :

$$V_{\beta g} = V_M \sin(\omega t + \phi) \quad (\text{II.9})$$

En appliquant la transformation de Park, nous obtenons les variables V_d et V_q dans un référentiel synchrone avec la tension du réseau.

$$\begin{pmatrix} V_{dg} \\ V_{qg} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{\alpha g} \\ V_{\beta g} \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$V_{dg} = V_M \cos(\phi) \quad (\text{II.11})$$

$$V_{qg} = V_M \sin(\phi) \quad (\text{II.12})$$

La tension de l'onduleur peut être écrite dans le repère $\alpha\beta$ comme [20] :

$$\begin{pmatrix} V_{i\alpha} \\ V_{i\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{g\alpha} \\ V_{g\beta} \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{g\alpha} \\ i_{g\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Le modèle d-q de l'onduleur connecté au réseau est :

$$\begin{pmatrix} V_{id} \\ V_{iq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{gd} \\ V_{gq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Nous remarquons bien que les variables dans le repère tournant deviennent des constantes.

Les équations de la puissance active et réactive sont données par :

$$P = \frac{1}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.15})$$

$$Q = \frac{1}{2}(V_q I_d - V_d I_q) \quad (\text{II.16})$$

La composante en quadrature de la tension sera nulle ($V_q = 0$) lorsque le référentiel tournant est synchronisé avec la tension du réseau (la PLL), le système devient alors :

$$P = \frac{1}{2}(V_d I_d) \quad (\text{II.17})$$

$$Q = -\frac{1}{2}(V_d I_q) \quad (\text{II.18})$$

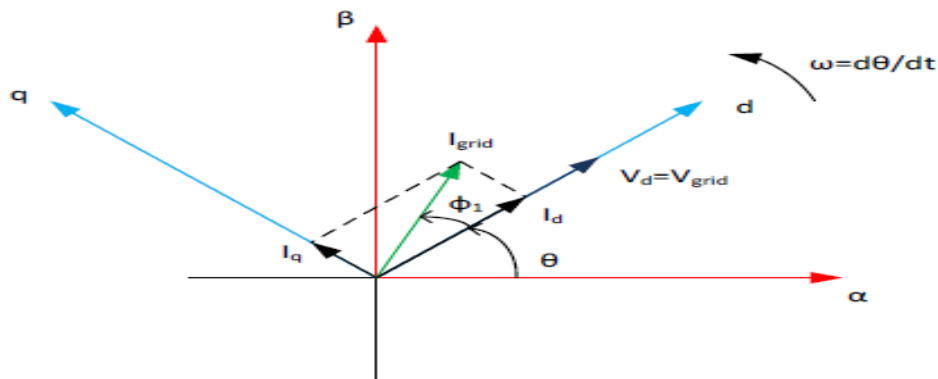


Figure II. 13 : Référentiels fixes et tournants

Il faut bien noter qu'on peut contrôler la puissance active à travers la composante « d » du courant du réseau, et la puissance réactive peut être contrôlée par la composante « q » du courant du réseau.

II.6.1 Synchronisation de tension

Pour appliquer le contrôle découplé de puissance active et réactive, il est nécessaire d'estimer la phase de tension du réseau. Le courant de sortie de l'onduleur injecté dans le réseau doit être synchronisé avec la tension du réseau, donc l'objectif de l'algorithme de synchronisation est d'extraire l'angle de phase du réseau, pour être utilisé dans les boucles de contrôle du courant et de la tension de sortie de l'onduleur. Les algorithmes de synchronisation doivent réagir rapidement aux modifications du réseau électrique [21].

De nombreux algorithmes de synchronisation ont été proposés pour extraire l'angle de phase de la tension du réseau, parmi ces algorithmes y'en a deux qui sont fréquemment utilisés :

- Boucle de verrouillage de phase (PLL : Phase Locked Loop).
- La détection de passage par zéro.

La structure générale de la PLL est décrite dans la Figure II.14 :

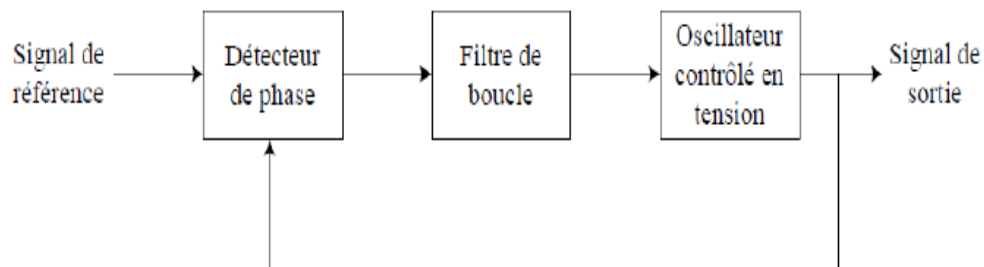


Figure II. 14 : Topologie générale d'une PLL

La PLL produit un signal de sortie qui est synchronisé en phase et en fréquence avec le signal d'entrée à l'aide d'une boucle de retour, et minimise l'erreur en phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Un circuit PLL de base se compose souvent de trois composants : un détecteur de phase, un filtre de boucle et un oscillateur commandé en tension [16], [22].

Le détecteur de phase est alimenté en transformant les tensions dans le système « dq », il génère un signal contenant l'information sur la différence de phase entre le signal d'entrée et le signal de sortie. La différence de phase entre le signal de référence et le signal de sortie peut être extraite en appliquant une fonction arc-tangente. On peut également trouver la différence de phase indirectement lorsque V_q est nulle alors la différence de phase est nulle. Le filtre de boucle peut être un régulateur, qui ramène l'erreur de phase entre la phase du réseau et celle estimée par le PLL à zéro, et il s'agit généralement d'un régulateur PI. Après le filtre de boucle on trouve l'oscillateur contrôlé en tension, il s'agit généralement d'un simple intégrateur, qui calcule la pulsation et l'angle estimés du signal d'entrée à partir d'une pulsation ω_{nom} du réseau [17], [22].

Le modèle de PLL est montré sur la figure (II.15) ci-dessous :

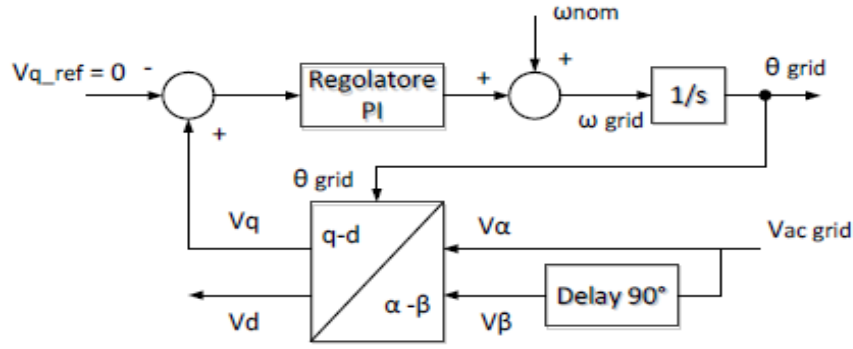


Figure II. 15 : Modèle de la PLL

II.6.1.1 Dimensionnement du régulateur PI

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$P(S) = K_p \frac{T_i S + 1}{T_i S} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

K_p : Le gain de l'action proportionnelle.

T_i : La constante de temps de l'action intégrale.

La fonction de transfert en boucle ouverte $H_o(S)$ du PLL est donnée comme suit :

$$H_o(S) = K_p \frac{T_i S + 1}{T_i S^2} \quad (\text{II.20})$$

La fonction de transfert en boucle fermée $H_F(S)$ du PLL est donnée comme suit :

$$H_F(S) = \frac{K_p S + \frac{K_p}{T_i}}{S^2 + K_p S + \frac{K_p}{T_i}} = \frac{2\xi_n \omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi_n \omega_n S + \omega_n^2} \quad (\text{II.21})$$

Et par identification :

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_p}{T_i}} \\ \xi_n = \frac{K_p}{2\omega_n} = \frac{\sqrt{K_p T_i}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Pour avoir un dépassement limité à 5%, nous prenons le coefficient d'amortissement ξ égal à 0.7. Le temps d'établissement du régime statique dans un mode de 1% erreur statique est choisie comme période de 50HZ ou bien $t_s = 20\text{ms}$ la pulsation non amortie ω_n est donnée par :

$$\omega_n = \frac{4}{\xi t_s} \quad (\text{II.23})$$

II.6.2 Boucle interne de contrôle du courant

La boucle de contrôle du courant interne est utilisée pour contrôler le courant du réseau et la qualité de l'énergie (facteur de puissance et coefficient de distorsion harmonique totale (THD)) [16].

Les composantes I_d et I_q du courant du réseau sont comparées aux composantes de référence respectives I_{dref} et I_{qref} . Ces dernières sont générées à travers la boucle de contrôle de tension externe, et généralement la composante de référence q est égale à zéro afin de maintenir un facteur de puissance unitaire. L'erreur de cette comparaison est ajustée par un contrôleur PI afin de générer les signaux de commande (V_{inv_d}) et (V_{inv_q}) après ils sont retransférés vers le repère « α - β » pour obtenir les signaux de commande alternatifs. La composante V_{inv_d} du signal de commande est utilisée pour générer les signaux de commande de la MLI sinusoïdale [11].

A partir des équations (II.17) et (II.18) nous remarquons qu'il est possible de contrôler le flux de puissance active du système à partir de la composante « d » du courant, et le flux de puissance réactive du système à partir de la composante « q ».

L'expression de la tension de l'onduleur est [20] :

$$V_{id} = V_{gd} + V_{cd} - i_{gd}\omega L \quad (\text{II.24})$$

$$V_{iq} = V_{gq} + V_{cq} + i_{gq}\omega L \quad (\text{II.25})$$

La figure (II.16) décrit la boucle de contrôle du courant [11] :

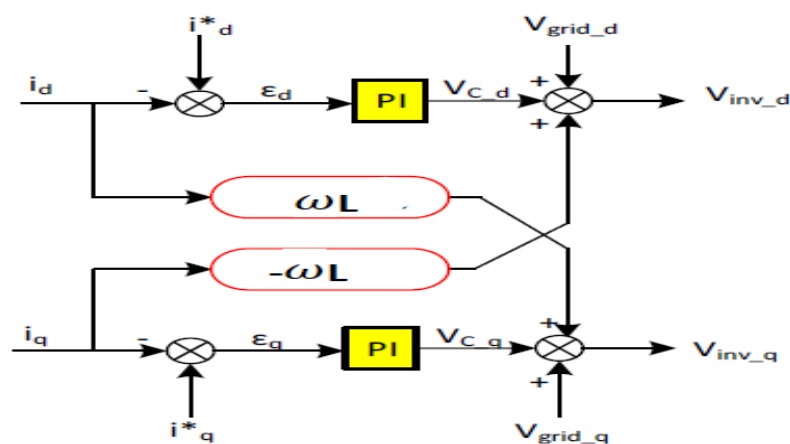


Figure II. 16 : Boucle interne de contrôle du courant

Le schéma global de la commande orientée de la tension est présenté ci-contre [20] :

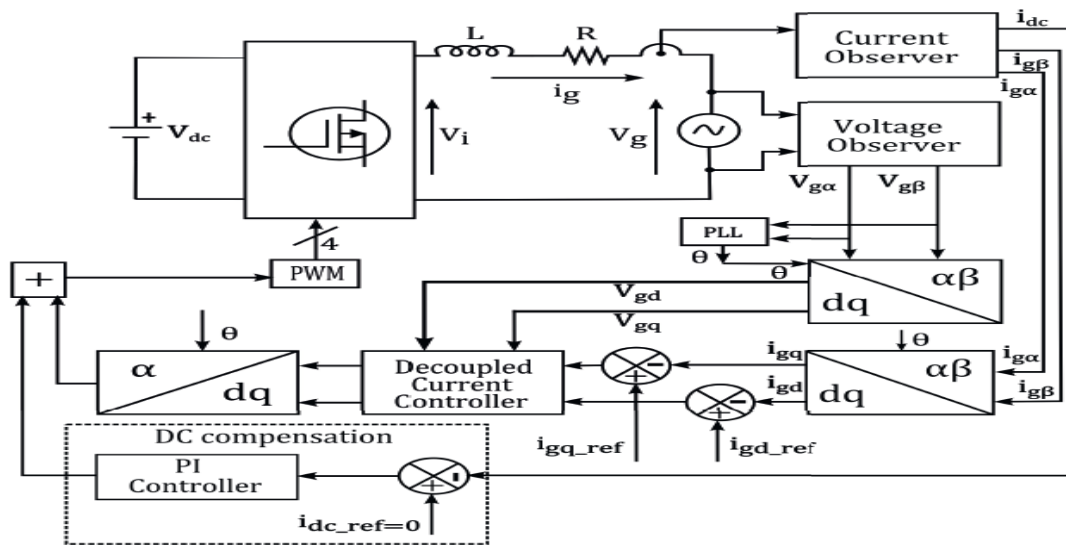


Figure II. 17 : Contrôle orienté de la tension

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux onduleurs classiques monophasés connectés au réseau et leurs algorithmes de contrôle-commande. Nous avons présenté les techniques de contrôle à un rapport cyclique fixe et variable pour le convertisseur DC/AC. La modulation sinusoïdale (SPWM) unipolaire est choisie pour le contrôle de jeu de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Un algorithme de contrôle est proposé basé sur le développement du modèle mathématique du système dans un référentiel tournant synchrone pour l'ajustement séparé de la puissance active et réactive injectés au réseau, c'est le contrôle orienté de la tension. Le contrôle de la puissance active et réactive est basé sur le contrôle des courants dans le système de référence rotatif « d-q », où nous avons créé artificiellement une composante pour que nous pouvons représenter notre système monophasé dans un référentiel rotatif « d-q ». Les erreurs entre les composants actifs et réactifs du courant de l'onduleur et les valeurs de référence, sont éliminées par des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI) dans la référence synchrone, qui génèrent la tension de référence pour le convertisseur. La tension de sortie de l'onduleur est synchronisée avec celle du réseau par une boucle à verrouillage de phase (PLL).

Le chapitre suivant aborde l'étude et la réalisation pratique de l'onduleur solaire monophasé, en présentant les méthodes standards de la réalisation des circuits des convertisseurs de l'électronique de puissance et le matériel utilisé pour la réalisation et pour le contrôle.

Chapitre III :

Réalisation Pratique de l'Onduleur
Monophasé en Pont Complet

III.1 Introduction

Ce chapitre concerne la conception et la réalisation d'un onduleur monophasé. Après la description détaillée de l'algorithme de fonctionnement du système à réaliser, nous allons implémenter cet algorithme sur une carte DSP de la famille C2000 en utilisant la carte de développement TMS 320F28379D.

Pour la réalisation de notre onduleur, nous allons prendre en compte sa topologie et son fonctionnement, ainsi que les méthodes standards de la réalisation des circuits des convertisseurs de l'électronique de puissance, tel que l'isolation par la réalisation d'un circuit d'interface qui fonctionne à base des drivers IR2111 et des optocoupleurs TLP251, ainsi que la bonne disposition des composants pour assurer un bon fonctionnement.

III.2 Représentation synoptique du système

Le système global à réaliser est constitué d'une partie de commande (DSP) et de la partie puissance (onduleur monophasé + charge ou réseau), qui sont isolés électriquement par l'interface optoélectronique. La Figure III.1 illustre le schéma synoptique de la réalisation :

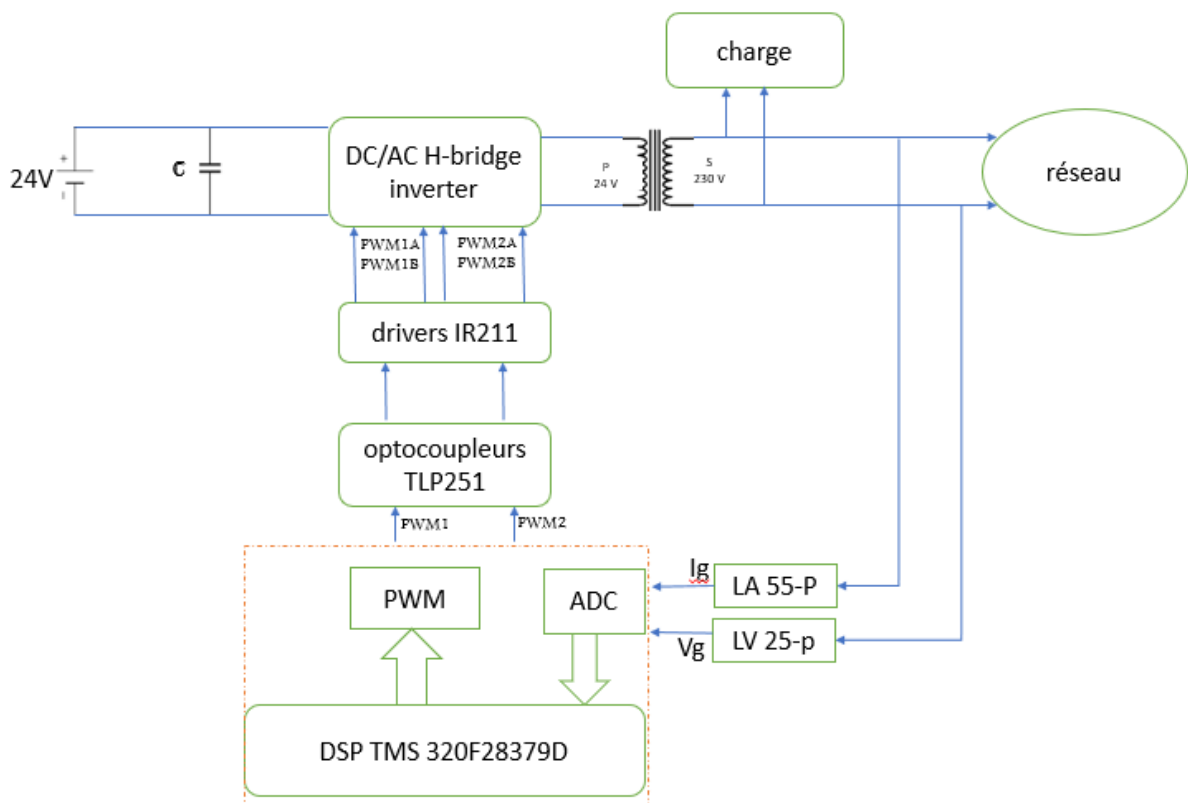


Figure III.1 : Schéma synoptique du système

Le système complet comporte les blocs suivants :

- La carte DSP TMS 320F28379D avec son alimentation 5V DC.
- L'interface d'isolation galvanique pour protéger la carte DSP des courants de retour et les surtensions, avec son alimentation de 12V.

- Le driver IR2111 qui permet de commander un demi-pont avec un temps mort entre la sortie HO et la sortie LO.
- Le convertisseur de puissance représenté par l'onduleur de tension.

La carte DSP représente le noyau de notre système, puisqu'elle est la partie fonctionnelle intelligente qui s'occupe l'analyse et le traitement des données reçues de l'environnement extérieur (fréquence et la tension de référence), et puis générer les signaux PWMs convenables pour commander une charge ou pour l'injection au réseau.

III.3 La carte Commande

Pour commander et contrôler l'onduleur connecté au réseau, l'utilisation des processeurs DSP (Digital Signal Processing) présente l'excellent choix, puisque les DSPs offrent la combinaison d'une CPU très puissante en calculs mathématiques avec des modules et périphériques variés (PWM ADC, SPI...) pour la réalisation des tâches de contrôle et de communication.

L'utilisation des DSPs C2000 de Texas Instruments tel que le TMS 320F28379D utilisé dans notre travail, qui traite l'information en temps réel, permet de concevoir différentes applications en un seul appareil DSP, et d'implanter des boucles de contrôle de plusieurs grandeurs physiques avec des fréquences de traitement très élevées. Il permet de réaliser des stratégies de contrôle complexes et flexibles qui peuvent être gérées avec une grande efficacité. De plus, la carte DSP a la capacité d'effectuer des diagnostics et détecter des anomalies et problèmes de fonctionnement [23].

III.3.1 Le Microcontrôleur μC (un ordinateur sur une seule puce)

Au fur et à mesure des avancées technologiques, l'industrie de silicium cherche à construire tout ce qui est nécessaire pour un microordinateur sur une seule puce de silicium, ce qui conduit à la structure d'un microcontrôleur (μC). Aujourd'hui, des microcontrôleurs sont utilisés dans presque chaque produit industriel disponible sur le marché. Les Microcontrôleurs sont disponibles sur 4, 8, 16, 32 ou même 64-bit, sachant que ces nombres indiquent les quantités des bits d'un opérande qui sont traités en parallèle. Le μC présente une solution puissante pour des applications de systèmes de contrôle embarqués, et est le pilier presque de tous les produits modernes, et il y a plus de 200 familles indépendantes de μC sur le marché [24].

III.3.2 Le DSP (Digital Signal Processor)

Un DSP est un appareil spécifique qui est conçu autour d'un noyau qui réalise des opérations mathématiques typiques pour traiter les données numériques mesurées par des capteurs de signaux. L'objectif du DSP est de traiter les données, le plus rapidement possible, pour générer la sortie de la nouvelle donnée en temps réel. Le DSP est similaire au μP , et il est caractérisé par [24] :

- Unité(s) matérielle(s) supplémentaire (s) de multiplication (Multiplieur).
- Des systèmes de bus supplémentaires pour des accès parallèles.
- Matériel supplémentaire tel que le registre à décalage (Shifter).

III.3.3 LAUNCHXL-F28379D

LAUNCHXL-F28379D est un kit de développement et outil d'évaluation disponible à faible coût pour les F2837xD dans l'écosystème TI MCU LaunchPad. Il s'agit d'une version étendue du LaunchPad qui prend en charge la connexion de deux BoosterPacks. Cela fournit une plate-forme standardisée et facile à utiliser lors du développement des différentes applications. Il offre un outil de débogage JTAG intégré permettant une interface directe avec le PC pour une programmation facile [24].

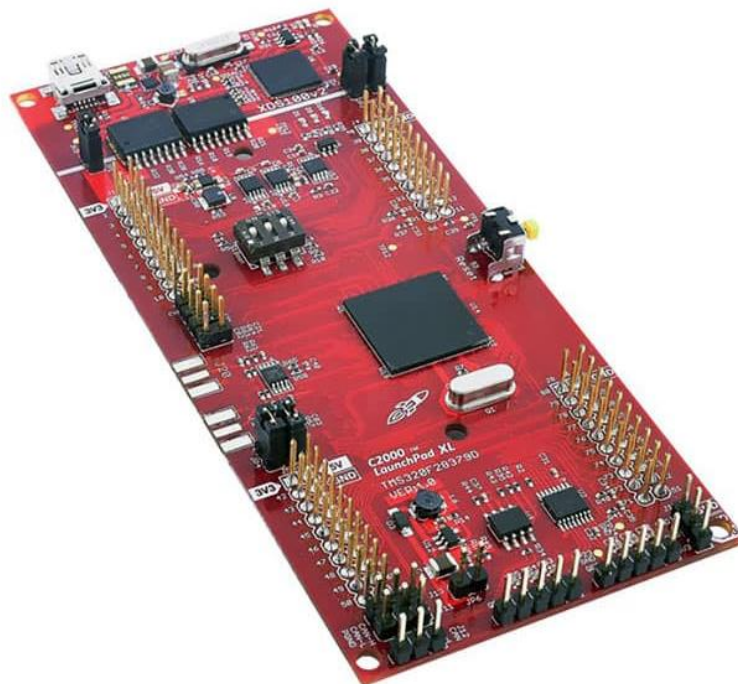


Figure III. 2 : LAUNCHXL-F28379D

III.3.3.1 Description des différents blocs de la carte

A. Les Périphériques

La carte LAUNCHXL-F28379D comporte plusieurs périphériques intégrés, qui peuvent servir dans des applications de contrôle et de communication [23] :

- Doubles C28xCPU 32 bits.
- Deux coprocesseurs de contrôle en temps réel (CLA).
- Vitesse d'exécution : 200 MHz.
- 1 Mo de mémoire Flash
- Résolution ADC : 16bits/ 12bits (Analog-to-Digital Converter)
- Résolution DAC : 12 bits (Digital-to- Analog Converter)

- Comparateurs
- Filtre delta-sigma sinc.
- PWM : 24 canaux.
- HRPWM (High-Resolution Pulse Width Modulator)
- Deux LED programmables.
- Bouton-poussoir de réinitialisation de l'appareil.
- Deux interfaces de codeur en quadrature 5 V.
- Interface CAN avec émetteur-récepteur intégré.
- Des Entrée/Sortie numérique (GPIO).
- Et bien plus encore sonde de débogage JTAG isolée XDS100v2 connectée par USB pour le débogage en temps réel Et la programmation flash.

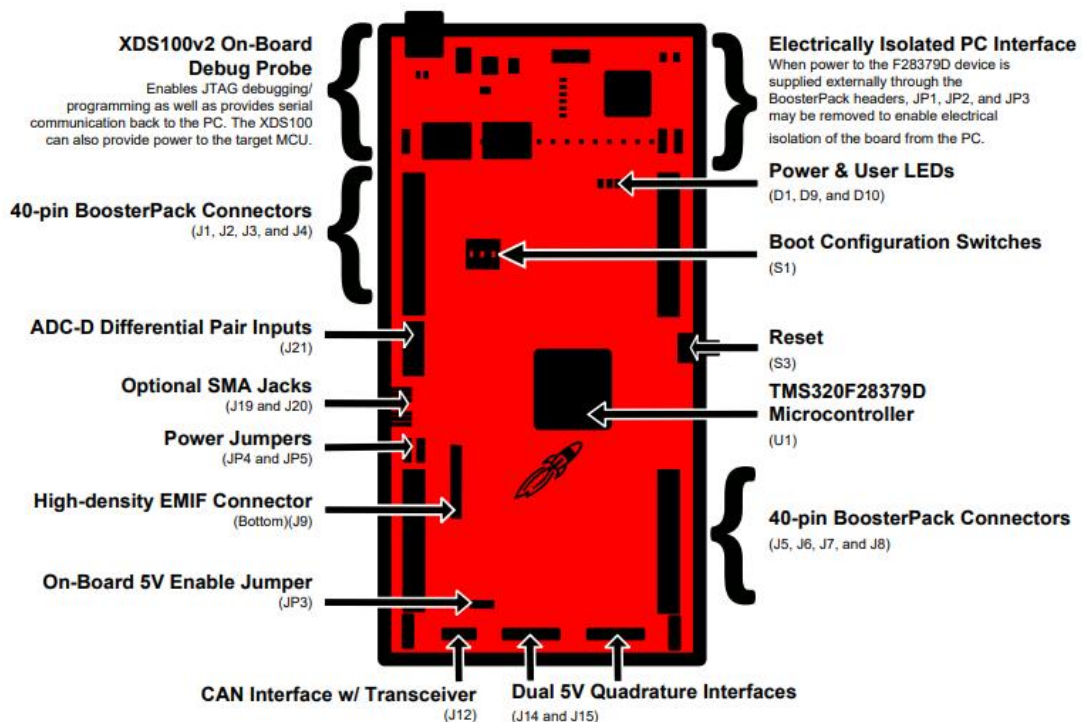


Figure III. 3 : Présentation de la carte LAUNCHXL-F28379D

B. Le générateur deadband (zone morte)

Le générateur « deadband » peut être validé ou non individuellement pour chaque sortie de l'unité compare. Le générateur « deadband » produit deux sorties (avec ou sans temps mort) pour chaque signal de sortie de l'unité compare. Les états de sortie du générateur « deadband » sont configurables et modifiables selon le besoin [24].

C. Génération de l'onde PWM

Chaque Event-Manager peut générer jusqu'à seize (16) ondes PWM simultanément, avec des temps morts programmables et deux PWMs indépendantes par chaque GP-timer1/2 compare.

Les ondes PWM élaborées par le DSP sont caractérisées par les points suivants [24] :

- Gamme large de temps-mort programmable pour les sorties PWMs.
- Modification de la fréquence de la porteuse de la PWM selon le besoin.
- Possibilité de générer des ondes PWM asymétriques ou symétriques.

D. Le module ADC

Le module ADC du TMS 320F28379D est constitué d'un noyau ADC 12-bits ou 16-bits avec un circuit échantillonneur-bloqueur intégré. Ce module possède seize (16) canaux, configurable comme deux modules huit (8) canaux indépendants ou cascades pour former un seul module seize (16) canaux. Sur chaque canal, une fois la conversion est complétée, la valeur numérique du signal présent sur le canal sélectionné est sauvegardée dans son registre RESULT (Résultat) approprié. Le module ADC du DSP TMS 320F28379D est caractérisé par [24] :

- Un noyau ADC 12-bit ou 16-bits avec deux échantillonneurs-bloqueurs intégrés.
- Une tension sur les entrées analogiques allant de 0.0 V à 3.0 V.
- Vitesse de conversion élevée : 80 ns pour une horloge ADC de 25 MHz.
- Seize (16) canaux multiplexés avec des pins GPIO.
- Seize (16) registres résultats, pour sauver les valeurs retournées par la conversion.
- La valeur numérique de la tension analogique est tirée par :

{	Valeur numérique = 0	Si l'entrée < 0.0V
	Valeur numérique = $4095 * \frac{\text{tension analogique} - \text{ADCL0}}{3}$	Si $0 < \text{l'entrée} < 3V$
	Valeur numérique = 4095	Si l'entrée $\geq 3V$

E. Les signaux GPIO multiplexés

La plupart des signaux des périphériques sont multiplexés avec des signaux GPIO (Entrée/Sortie à usage général). Ce multiplexage permet d'utiliser un pin comme pin GPIO si la fonction périphérique n'est pas utilisée. Les pins partagés sur le DSP peuvent être individuellement configurées via les registres GPxMUX pour fonctionner comme des Entrées/Sorties numériques ou utilisées par les divers périphériques EV, ADC, etc.

Si les registres sont sélectionnés pour fonctionner en mode « Entrée/Sortie numérique », des registres GPxDIR sont utilisés pour définir la direction (Entrée ou Sortie) des pins [24].

La carte comporte plusieurs pins qui servent comme entrées/sorties, convertisseurs, ou bien pour la communication, les fonctionnalités de ces derniers est détaillé dans la Figure (III.4) suivante [23] :

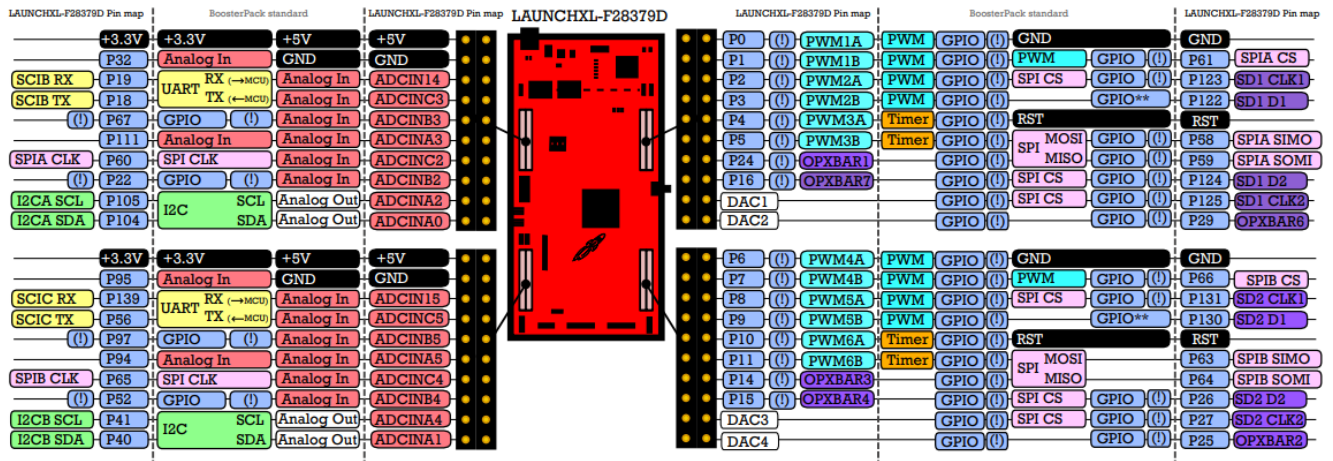


Figure III. 4 : Schéma entrée/sortie LAUNCHXL-F28379D

III.3.4 Les outils logiciels pour DSP

A. Code Composer Studio CCS

La programmation du DSP TMS 320F28379D peut se faire à l'aide du logiciel Code Composer Studio (CCS) en langage assembleur et/ou en langage C/C++. Code Composer Studio (CCS) est un environnement de développement intégré (IDE) souple et facile à utiliser, qui incorpore une variété d'outils logiciels pour la génération du code exécutable, comme le compilateur-C, l'assembleur, et le linker. Il offre une facilité dans l'organisation du projet et une émulation et débogage du programme en temps réel, visualisation des contenus des registres CPU et périphériques, tracer et visualiser des graphes en temps réel [24].

B. MATLAB/ Simulink

La collaboration des deux logiciels MATLAB/Simulink de MathWorks et Code Composer Studio IDE de Texas Instruments, nous permet d'effectuer la génération automatique du code programme, faire des prototypes et développer des systèmes embarqués. Avec ce procédé, on peut développer et valider des designs de contrôle et des algorithmes DSP. Les caractéristiques de cette méthode sont [24] :

- Générer le code C en format de projet dans Code Composer Studio.
- Automatiser le test et l'exécution des modèles Simulink.
- Permet d'évaluer en temps réel des designs du système sur la carte DSP.
- Permet d'accéder aux périphériques internes du DSP.

C. LabVIEW et Visual Basic

Pour la programmation des applications DSP et la génération du code exécutable, il est aussi possible d'utiliser les deux produits, soit LabVIEW de National Instruments ou Visual Basic de Microsoft.

III.4 Les blocs d'alimentation

Le circuit d'alimentation nécessaire pour le fonctionnement des circuits et des composants électroniques (Optocoupleurs et drivers) est dérivé directement de la tension du bus continu V_{DC} qui alimente l'onduleur.

III.4.1 Régulateur de tension 5V – 7805

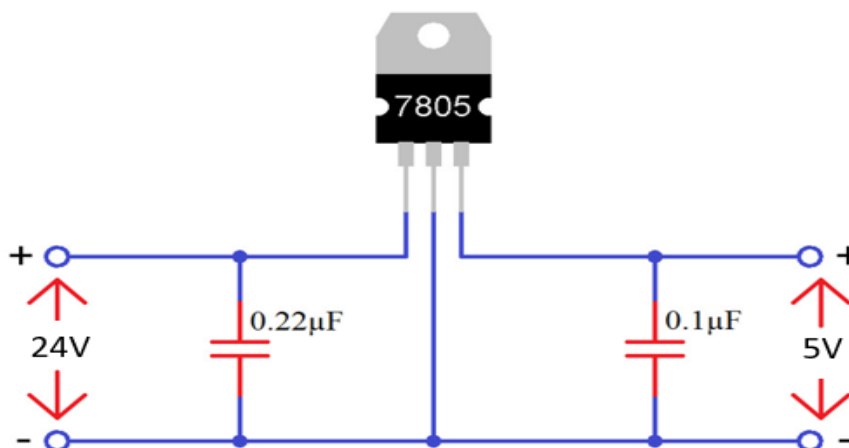


Figure III. 5 : Le circuit d'alimentation pour 5V

Le circuit ci-dessus montre tous les composants nécessaires pour le bon fonctionnement d'un CI 7805. Le condensateur de 0,22 μF près à l'entrée n'est requis que si la distance entre le régulateur IC et le filtre d'alimentation est élevée.

Quelques notes très importantes à connaître :

- La première est que la tension d'entrée doit toujours être supérieure à la tension de sortie (au moins de 2,5 V), et dans notre cas ça ne pose aucun problème car la tension d'alimentation est 24V.
- Le courant d'entrée et le courant de sortie sont presque identiques. Cela signifie que lorsqu'une alimentation de 24 V / 1 A est fournie à l'entrée, la sortie sera de 5V avec 1 A de courant.
- La puissance est dissipée sous forme de chaleur, donc il faut utiliser un dissipateur thermique.

III.4.2 CONVERTISSEUR DC-DC LM2596

La tension d'alimentation des optocoupleurs V_{CC1} est de (12V) et celle des drivers, et elle est produite à l'aide d'un circuit intégré LM2596 qui converti le 24V au 12V.

Le convertisseur LM2596 peut supporter 3A mais pour une utilisation à longue durée, un ampérage de 2-2.5A est recommandé, pour une tension entrante allant de 3.2V à 40V et une tension sortante de 1.25V à 35V (réglable).



Figure III. 6 : CONVERTISSEUR DC-DC LM2596

III.5 Circuit de puissance de l'onduleur monophasé

III.5.1 Choix d'interrupteur

Le convertisseur DC/AC est réversible en courant, et l'interrupteur électronique doit assurer la circulation d'un courant aussi bien négatif que positif. Ainsi, comme le courant « I » change de sens après commutation, les interrupteurs K1 et K2 doivent être unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (réversibles en courant). Donc K1 et K2 sont commandés à l'amorçage avec un blocage spontané (interrupteurs à trois segments) [25].

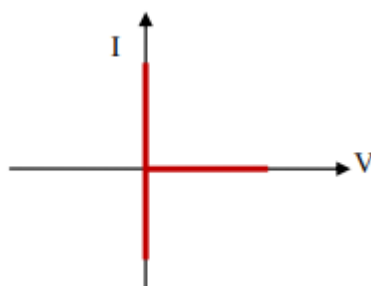


Figure III.7 : Caractéristique statique de l'interrupteur

La solution technologique qui permet d'obtenir directement ce type de caractéristiques statique représentée sur la Figure (III.8) :

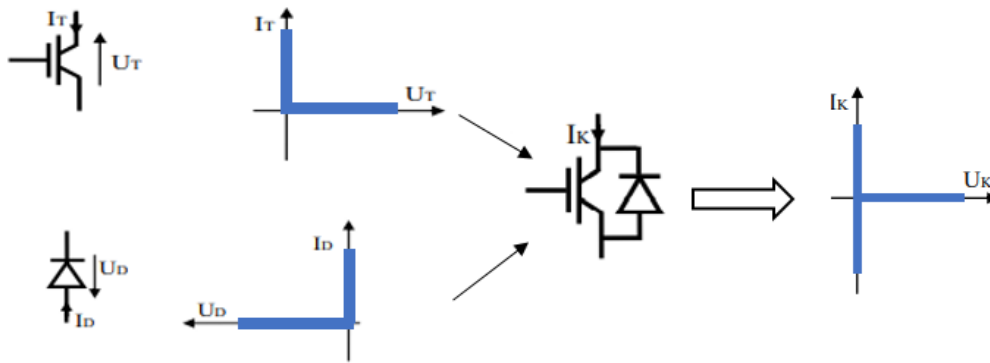


Figure III. 8 : L'interrupteur bidirectionnel en courant

Le transistor MOSFET (Metal-Oxyde Semi-conducteur Field Affect Transistor) est un élément trans-conducteur, c'est à dire un composant actif destiné à fournir une variation de courant circulant entre deux bornes Source (S) et Drain (D), à partir d'une faible variation de tension appliquée sur un électrode de commande Grille (G).

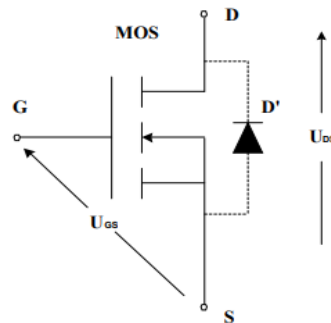


Figure III. 9 : Schéma électrique du MOSFET

Ce transistor à effet de champ possède par construction une diode « D' » en parallèle inverse pour assurer la circulation du courant dans le sens contraire.

La Figure (III.10) illustre la gamme des semi-conducteurs en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation, elle nous aide, selon la puissance et la fréquence de notre convertisseur et d'autres paramètres, à choisir le transistor MOSFET de puissance adéquat pour notre onduleur.

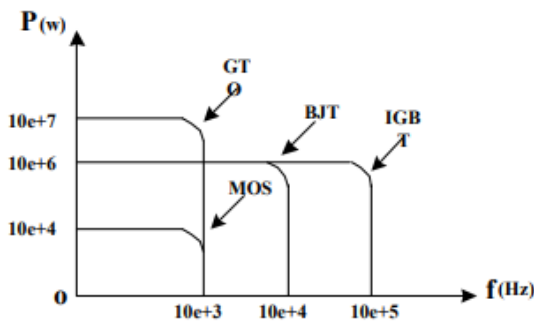


Figure III. 10 : L'échelle des semi-conducteurs (interrupteurs)

composant	MOSFET	IGBT
caractéristiques		
Symbole		
Commutation	la vitesse de fermeture et d'ouverture très rapide	la vitesse de fermeture et d'ouverture rapide
Les pertes de commutation	faibles	moyennes
Conductivité courant	faible	Elevée
Les pertes de conduction	élevée	faible
Puissance consommée	faible	faible
Commande	Tension	Tension
Coût	moins cher	Cher

Figure III. 11 : Comparaison entre MOSFET et L'IGBT

Grâce à ce résumé d'étude, l'IGBT est le meilleur choix, mais nous avons choisi d'utiliser dans ce travail les MOSFET parce que le prix d'une IGBT à peu près égale au prix de quatre MOSFET presque, et aussi la similitude entre eux [25].

Le semiconducteur utilisé

Dans ce travail nous allons utiliser le module de MOSFET IRF3205 (Figure III.12). Conçu pour les applications de commutation à courant élevé, en plus la $R_{D-S(ON)}$ est très faible qui est appropriée avec la PWM. Il présente des avantages comme : trou de support central d'isolement, la commutation rapide, facilité de la mise en parallèle, conditions simples d'entraînement.

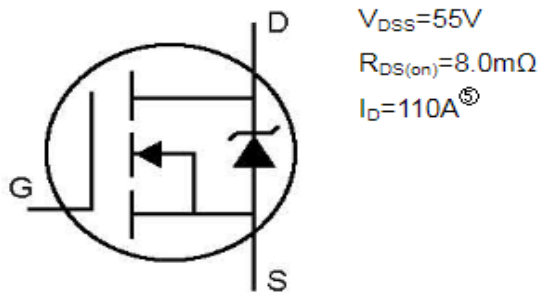


Figure III. 12 : Le semi-conducteur IRF3205

III.5.2 Le circuit driver des transistors de puissance

Dans la conception de notre réalisation, le circuit de puissance comporte 12 MOSFET à commander, six dans chaque bras, trois parallèles en haut, trois parallèles en bas. Ces interrupteurs sont divisés en deux groupes fonctionnant tout le temps en complémentaire. Alors on a utilisé un seul signal de commande qui attaque ce driver IR2111, le driver fait le jeu de commutation entre les interrupteurs de « high output » et « low output » d'un seul bras avec un temps mort.

La technique de boot-strap est utilisée pour commander les transistors high-side, pour cela nous avons utilisé la solution intégrée de International Rectifier.

Le composant choisit (driver IR2111), permet de commander un demi-pont avec un temps mort intégré de 700 ns entre la sortie HO et la sortie LO, le schéma de connexion est donné par la figure (III.13) suivante :

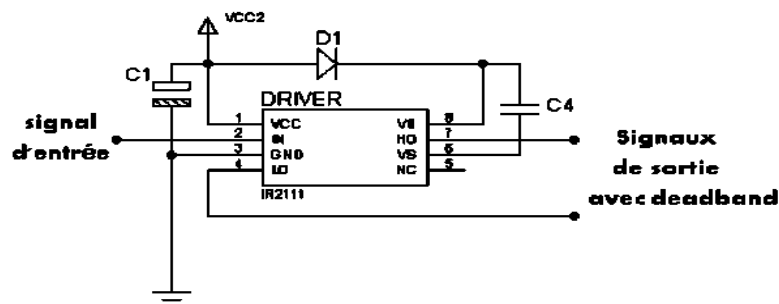


Figure III. 13 : Le montage typique du driver

Dans le montage de la Figure (III.13), le rôle du condensateur C1 est d'assurer le filtrage de l'alimentation V_{CC} . La tension V_B est obtenue à partir de la tension V_{CC} , par la charge du condensateur Boot-strap C4 à travers la diode D1, quand le transistor low-side conduit.

III.5.2.1 Fonctionnement du driver

Le driver est un circuit intégré qui permet de piloter, en haute fréquence, deux transistors (MOSFET ou IGBT), sous des tensions pouvant atteindre à des centaines de volts, en

garantissant l'isolation électrique de chaque étage du driver. La Figure (III.14) suivante montre le diagramme fonctionnel du driver [24].

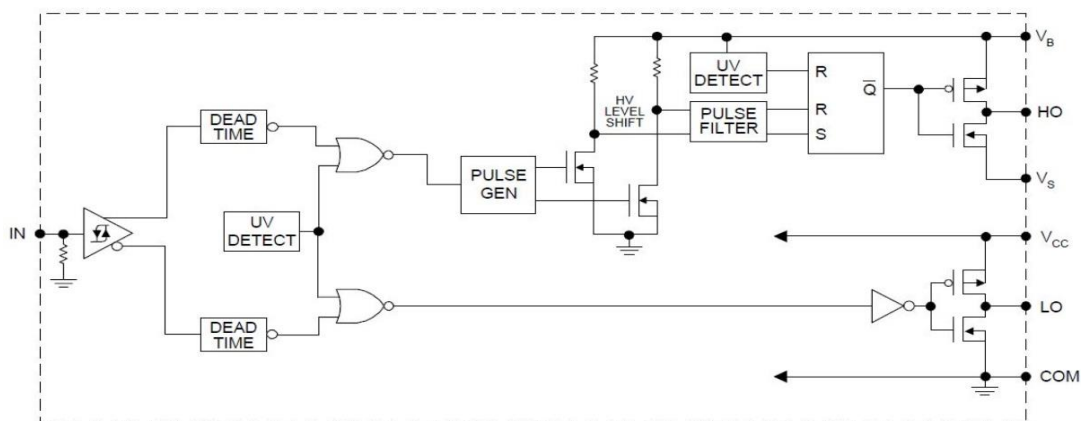


Figure III. 14 : Le diagramme fonctionnel du driver IR2111

L'étage bas du driver dispose d'une sortie LO capable de délivrer un courant de 200 mA par l'intermédiaire d'un montage push-pull formé par deux transistors complémentaires. Ainsi que pour l'étage haut, qui dispose d'une sortie HO qui délivre un courant de 420 mA.

Pour l'étage de sortie bas, lorsque la tension V_{CC} est insuffisante, le transistor High-side devient bloqué et l'autre est saturé. Donc la sortie sera mise à la masse COM et ne dépend pas de l'état de l'entrée. Dans le cas contraire (tension V_{CC} suffisante) l'état de la sortie LO sera fixé par l'état logique du signal présent sur l'inverseur. La Figure (III.15) suivante montre les deux étages du driver [26].

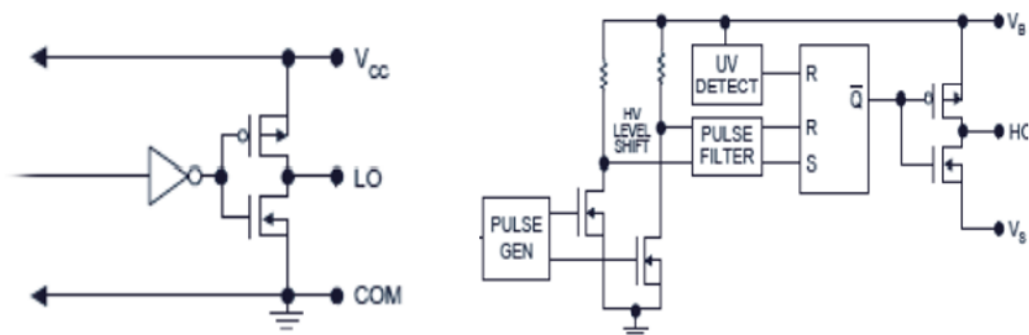


Figure III. 15 : (a) : L'étage de sortie bas

(b) : L'étage de sortie haut

III.5.2.2 Technique de Boot-strap

La technique de Boot-strap permet de réaliser une alimentation flottante pour le circuit de commande du transistor high-side, à partir de l'alimentation V_{CC} du circuit de commande du transistor Low-side.

Le principe de la technique Boot-Strap illustrée par le montage sur la figure (III.16) consiste à charger la capacité Boot-strap C_B sous la tension V_{CC} à travers la diode D_B au moment de conduction (fermeture) du transistor Low-side.

Lorsque le transistor High-side passe de l'état bloqué (ouvert) à l'état saturé (fermé), le point milieu du bras de l'onduleur passe de 0 à U_{DC} , l'armature positive de la capacité C_B se trouve alors portée au potentiel $(U_{DC}+V_{CC})$. Ainsi, on aura le blocage de la diode D_B puisqu'elle est polarisée en inverse dans ce cas. Cette diode (D_B), doit être donc capable de supporter la haute tension U_{DC} du bus continu.

La charge portée par C_B sert à alimenter le circuit de commande du transistor High-side, pendant la durée de conduction de ce dernier [24].

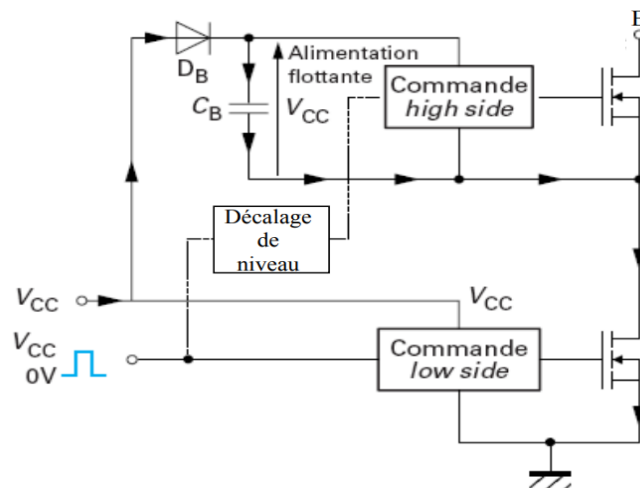


Figure III. 16 : Principe de la technique de Boot-strap

III.5.2.2.a La diode de boot-strap D_B

La tension inverse aux bornes de la diode D_B au moment du blocage est égale à la tension U_{DC} du bus continu qui alimente l'onduleur, donc lors du dimensionnement, nous devons tenir compte de cette contrainte (la tension inverse maximale supportée par la diode), de plus la diode D_B doit être rapide (de type Schottky) [26].

III.5.2.2.b Choix du condensateur de boot-strap C_B

La durée de conduction du transistor Low-side doit être assez suffisante pour que le condensateur Boot-strap C_B puisse se charger totalement à la tension d'alimentation V_{CC} .

A l'inverse, la durée de conduction du transistor High-side ne doit pas être très longue pour éviter la décharge complète du condensateur Boot-strap C_B , en tenant compte de la consommation du circuit de commande, donc la fréquence de découpage ne doit pas être trop basse.

La tension aux bornes du condensateur de Boot-strap est celle de l'alimentation des drivers, sa valeur est définie en prenant en considération les contraintes suivantes [26] :

- La tension nécessaire à la grille pour mettre en conduction le transistor high-side.
- Le courant IQBS, qui est le courant de repos de la partie supérieure du driver IR2111.
- Le courant interne du translateur de niveau dans le circuit intégré.
- Courant de fuite Grille –Source.
- Courant de fuite dans le condensateur.

III.5.3 Condensateur de l'entrée C

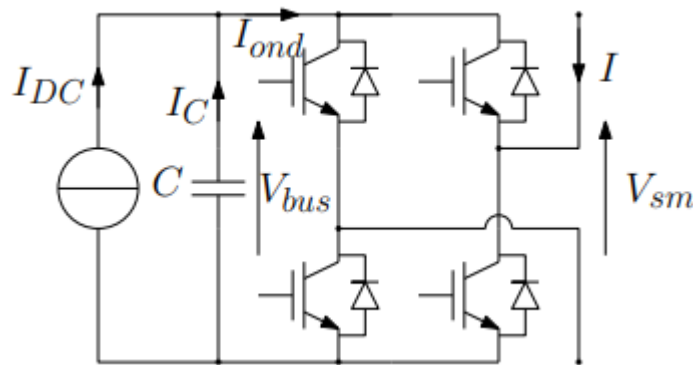


Figure III. 17 : Modèle considéré pour dimensionner la capacité

Tous les onduleurs ont un condensateur C dans l'entrée de forte capacité, qui joue un rôle très important pour les onduleurs photovoltaïques dans le maintien d'un point de fonctionnement stable.

En plus il présente une fonction d'accumulateur d'énergie, et une fonction de filtrage des fluctuations de tension continue d'entrée dues aux commutations.

Il assure ainsi un écoulement homogène du courant du générateur PV vers le réseau en maintenant la tension constante.

Les condensateurs électrolytiques (électrochimiques) aluminium, sont utilisés dans des applications en courant continu ou à très basses fréquences, et sont généralement rencontrés dans les systèmes PV. Ils présentent des valeurs de capacités importantes et une faible résistance série [27].

Le condensateur du bus DC doit assurer une tension constante à $\pm 5\%$ au minimum de la valeur nominale de la tension, pour assurer la commandabilité et la qualité de l'onde. Dans cette gamme de puissance, grâce au travail en moyenne tension, le courant efficace du bus continu est suffisamment faible pour qu'il ne soit pas une contrainte thermique de dimensionnement des condensateurs [25].

On considère un modèle électrique simplifié (Figure III.17). En négligeant l'influence de la fréquence de commutation (hypothèse vérifiée par simulation) et les pertes, on peut évaluer

la variation crête à crête de la tension de bus DC de manière analytique, selon l'équation suivant [28] :

$$I_c = I_{ond} - I_{DC} = I * \sqrt{2} * r * \sin^2(2.\pi.f_{grid}.t) - \frac{I.2\pi.r}{2} \quad (III.1)$$

$$\Delta V = \frac{1}{C_{bus}} \int_0^{T/8} I_c(t) dt = \frac{I.2\pi.r}{8.\pi.f_{grid}C_{bus}} \quad (III.2)$$

Avec :

ΔV : L'ondulation crête à crête en Volts.

C_{bus} : La valeur en farads du bus DC.

I : La valeur efficace du courant de ligne en Ampères.

r : La profondeur de modulation, généralement $r < 0.9$.

Donc :

$$C_{bus} = \frac{I.\sqrt{2}.r}{8.\pi.f_{grid}.\Delta V} = 1266.07e^{-6}F \quad (III.3)$$

III.5.4 Assemblage de la partie puissance.

L'assemblage des différents blocs fonctionnels discutés dans les sections précédentes est illustré dans la Figure (III.18) ci-contre :

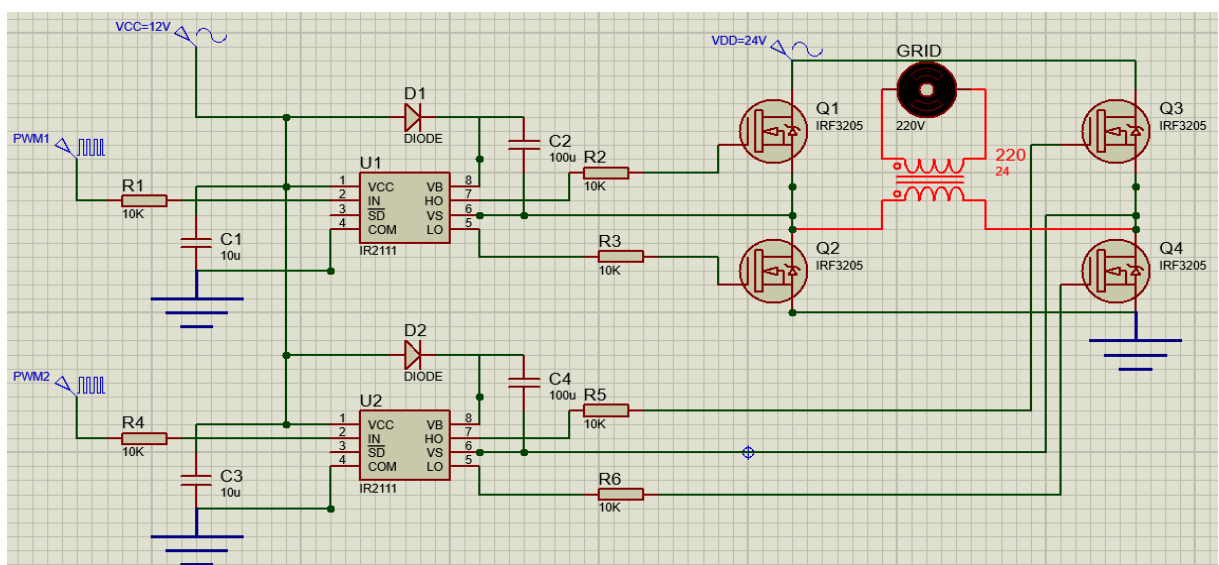


Figure III. 18 : Le circuit complet de la carte électronique réalisée

III.6 Le circuit d'interface

L'isolation galvanique des signaux de commande peut être réalisée par trois technologies distinctes : optocoupleur, transformateur d'impulsions ou fibre optique. Les principaux critères du choix sont : la capacité de tenir la tension statique d'isolement, la robustesse aux $\frac{dv}{dt}$ et le coût.

Dans la suite de ce travail, seule la solution à base des optocoupleurs est développée. Avec cette technologie, la transmission des ordres d'amorçage et de blocage s'effectue classiquement par des impulsions positives sortant de notre DSP, et bien sur elle est commandée par le PC.

L'optocoupleur assure cette isolation entre la partie puissance et la partie commande, en cas de défaillance au niveau du circuit puissance (court-circuit, surtension...), le circuit de commande ne risque pas d'être endommagé [29].

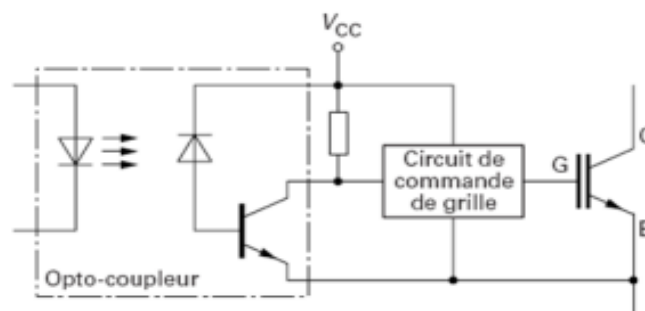


Figure III. 19 : Utilisation d'un optocoupleur pour la commande d'un transistor IGBT

Pour amorcer des MOSFET commandés en tension, il faut appliquer une tension entre leurs grilles et leurs sources (au moins 10v en pratique). Ces MOSFET sont pilotés par des drivers, qui permettent d'adapter les signaux de commande fournis par la carte de commande (DSP), et comme les signaux de sortie de notre DSP et d'ordre 3.3V au maximum, donc il faut avoir un amplificateur de tension pour amorcer les MOSFET. Nous pouvons réaliser ceci en utilisant directement l'alimentation de l'optocoupleur TLP251, à condition de séparer les masses d'entrée et de sortie de l'optocoupleur [29].

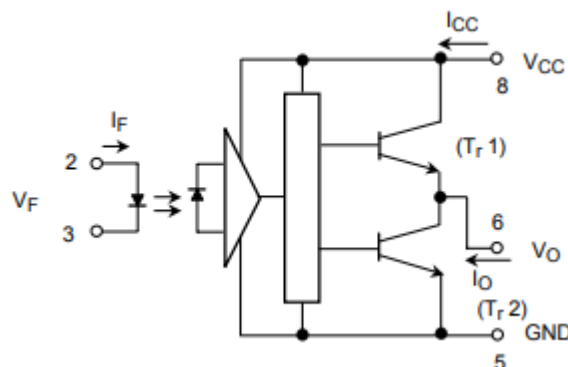


Figure III. 20 : Schéma fonctionnel de l'optocoupleur TLP251

D'après le constructeur, un condensateur de 0.1uF doit être placé aux bornes de l'alimentation de ce dernier (entre les pins 5 et 8) pour stabiliser le fonctionnement de l'amplificateur linéaire à haut fréquence.

Notre circuit TLP251 est caractérisé par :

- Courant d'entrée : $I_F=10\text{mA}$ (max)
- Courant d'alimentation $I_{CC}= 11\text{mA}$ (max)
- Tension d'alimentation $V_{CC}= 10\text{V} : 35\text{V}$
- Courant de sortie $I_o=\pm 0.4\text{A}$ (max)
- Temps de montée (L→H) $t_{pLH}=1 \mu\text{s}$ (max)
- Temps de décroissance (H→L) $t_{pHL}=1 \mu\text{s}$ (max)

Le dimensionnement des résistances à l'entrée et à la sortie de TLP 251 se fait de la manière suivante :

La carte DSP fournit à la sortie un signal d'amplitude de 3.3 Volts, le courant maximal à l'entrée de TLP 251 est de 5 mA, la résistance R1 se calcule comme suit :

$$R_1 = \frac{3.3}{0.01} = 330 \Omega \quad (\text{III.3})$$

A la sortie de TLP 251 la tension max est de 15 Volts et le courant maximal supporté est de 15mA, la résistance R2 est calculé comme suit :

$$R_2 = \frac{15}{15 \cdot 10^{-3}} = 1\text{k}\Omega \quad (\text{III.4})$$

Après le dimensionnement des différents composants du circuit de commande, nous avons procédé à l'élaboration du circuit suivant (Figure III.21) :

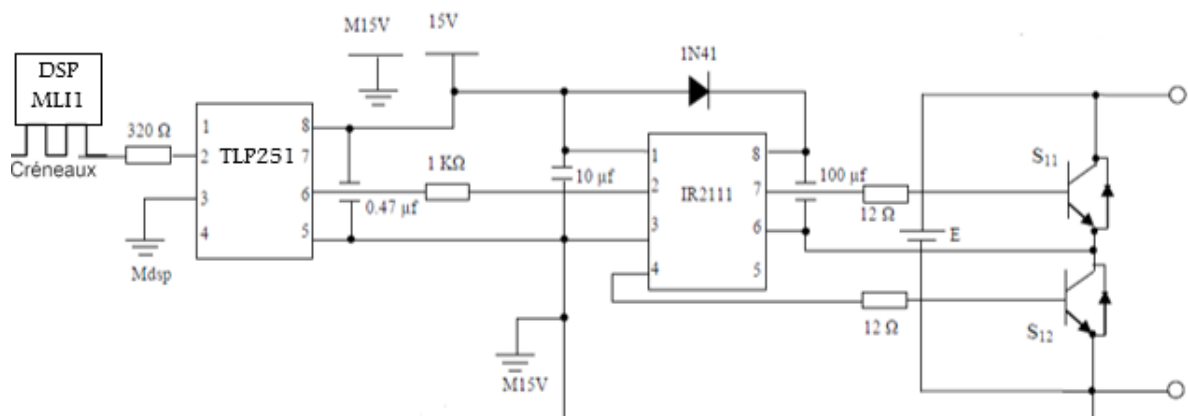


Figure III. 21: Le schéma de connexion du TLP 251 avec le DSP et le driver

III.7 Carte capteur

La dernière partie du chapitre concerne la réalisation d'un prototype de capteur relié avec le DSP pour la PLL (synchronisation avec le réseau) et pour la visualisation en temps réel de tension par l'utilisation de logicielle CCS (code composer studio).

III.7.1 Calculs des résistances pour le capteur de tension LV 25-P

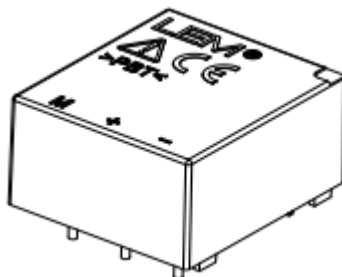


Figure III. 22 : Capteur tension LV 25-P

$$I_{PN} = 10mA \quad U_{PN} = 10V : 500V \quad I_{SN} = 25mA$$

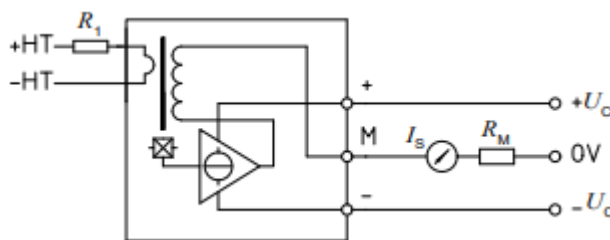


Figure III. 23 : Le schéma de connexion de capteur tension

$$R_1 = \frac{500}{10mA} = 50k\Omega \quad R_2 = \frac{3V}{25mA} = 120 \Omega \quad (III.5)$$

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les aspects matériel et logiciel du système adopté comme solution pour commander notre onduleur en boucle ouverte et/ou pour synchroniser avec le réseau. Nous avons commencé premièrement, par la présentation de la carte commande et de l'implémentation des commandes sur le DSP TMS 320F28379D en utilisant l'environnement Matlab/Simulink, puis nous avons passé à la description de chaque bloc fonctionnel constituant la carte électronique réalisée qui est composée de l'onduleur et de l'interface d'isolation galvanique et de la carte capteur.

Chapitre IV :

Simulations et résultats expérimentaux

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la validation par des tests de simulation et expérimental du système photovoltaïque étudié précédemment. Nous allons présenter les simulations des différentes parties constituant les systèmes étudiés et les stratégies de contrôle associées.

La deuxième partie est consacrée à la validation expérimentale des études présentées au cours des chapitres précédents et confirmation des résultats obtenus par la simulation, il s'agit de la validation d'onduleur réalisé avec différents types de référence, fréquence et tension. De plus, nous avons fait une simulation d'un onduleur connecté au réseau avec les techniques de contrôle développées dans le chapitre 2.

IV.2 Simulation du système étudié

Dans cette partie, nous allons utiliser le logiciel MATLAB/SIMULINK pour faire la simulation du montage onduleur monophasé autonome, et puis la simulation de l'onduleur connecté au réseau et le block de synchronisation PLL.

IV.2.1 Simulation d'un onduleur monophasé en boucle ouverte

a. Montage

Nous allons simuler le montage d'un onduleur monophasé sur le logiciel Simulink afin de vérifier la robustesse de montage et la stratégie de commande choisie qui est la commande MLI unipolaire.

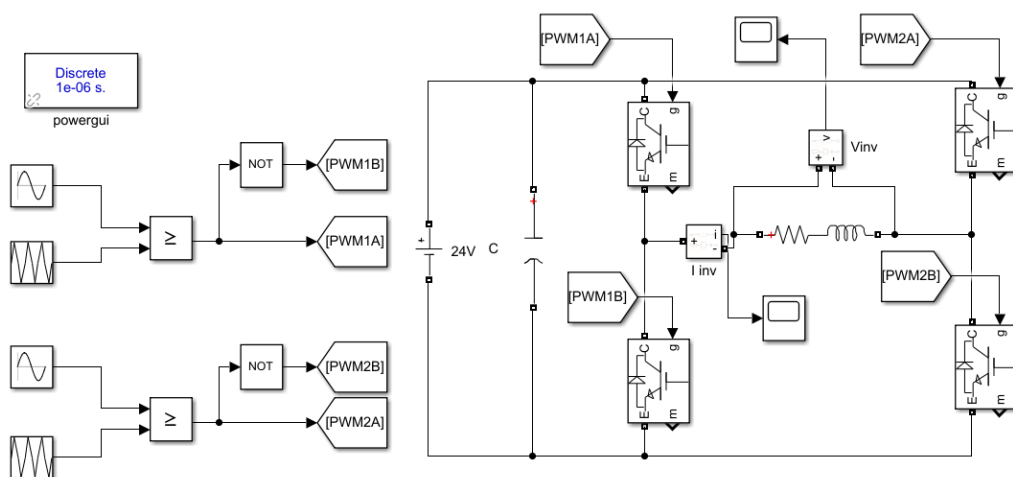


Figure IV. 1 : Montage onduleur monophasé avec une commande MLI unipolaire

b. résultats

MLI unipolaire

Pour cela, on utilise la modulation dite sinusoïdale-triangulaire qui consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence avec une onde triangulaire de modulation dite porteuse.

On va comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée $f_p=5\text{KHz}$ avec un signal sinusoïdal d'amplitude variable et de fréquence fixe qui détermine la fréquence de la tension de sortie ($f=50\text{Hz}$), pour obtenir un chronogramme des impulsions de commande (Figure IV.2).

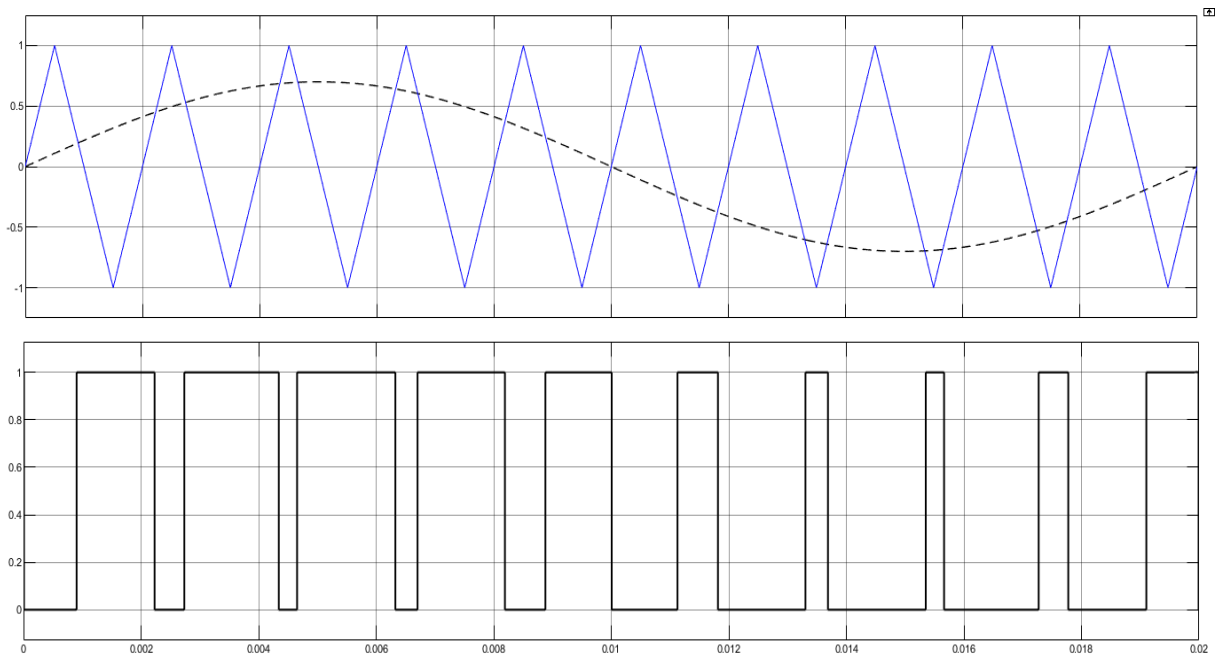


Figure IV. 2 : Chronogramme de la commande MLI ($f_p=500\text{Hz}$ dans ce cas)

La tension à la sortie de l'onduleur

Après la simulation du montage précédent on obtient le résultat suivant :

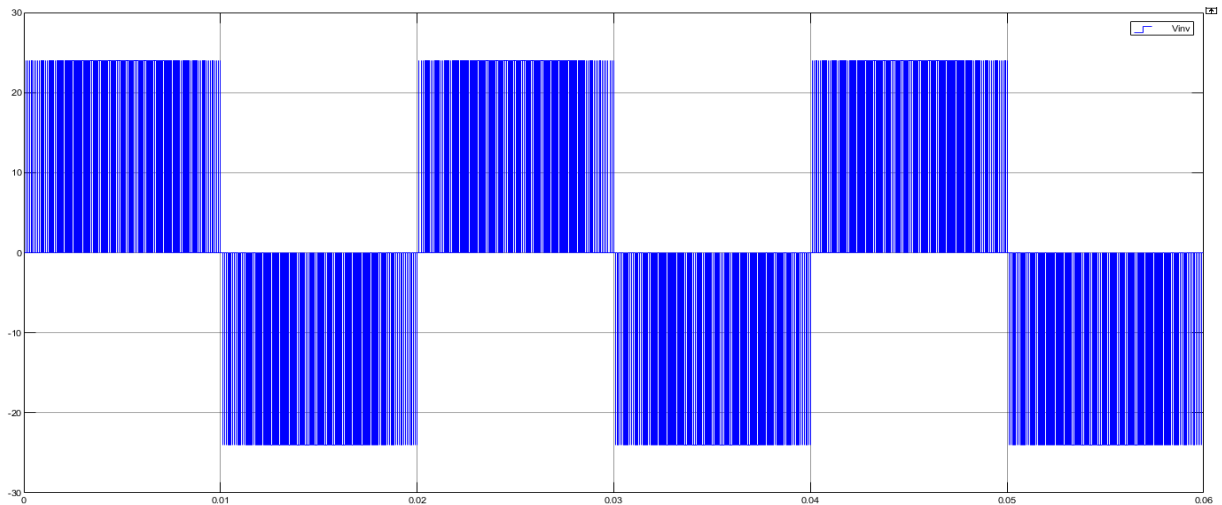


Figure IV. 3 : L'allure de tension à la sortie de l'onduleur

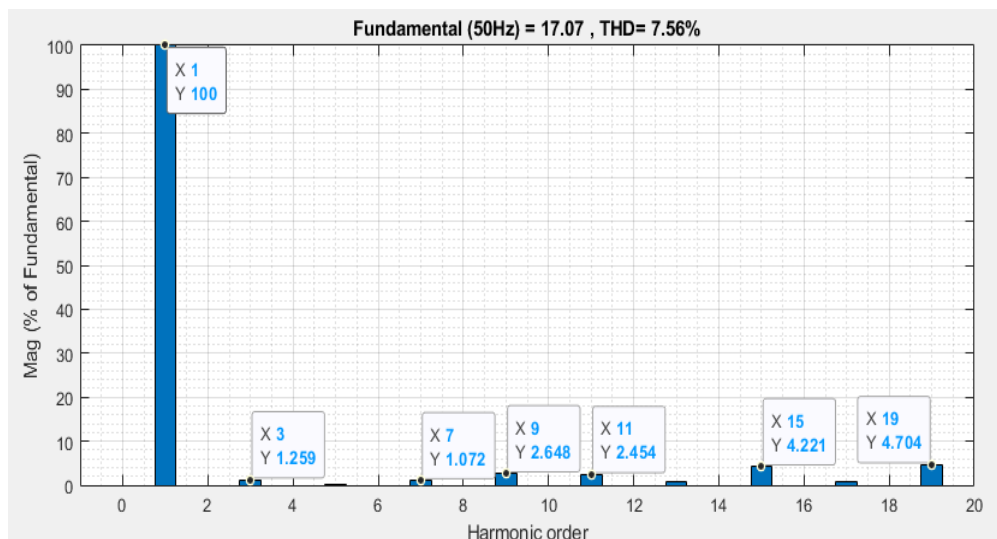


Figure IV. 4 : Spectre de la tension commande MLI unipolaire

La Figure (VI.3) représente la tension entre les deux points milieu de l'onduleur. Nous remarquons bien que la fréquence est de 50Hz, et le changement de tension est de +24V à -24V avec la troisième valeur intermédiaire est de 0V (de forme rectangulaire). Avec un taux de modulation $r = 0.7$ et $f_p = 5KHz$.

La Figure (VI.4) montre un taux de distorsion harmonique très faible pour la tension. En comparant avec les onduleurs classiques, ce taux de distorsion harmonique est l'un des avantages majeurs de cet commande. Un onduleur avec un taux de distorsion harmonique en tension moins de 8% est un convertisseur de très haute qualité par rapport aux onduleurs qui existent.

IV.2.2 Simulation d'un onduleur monophasé connecté au réseau

IV.2.2.1 schéma bloc

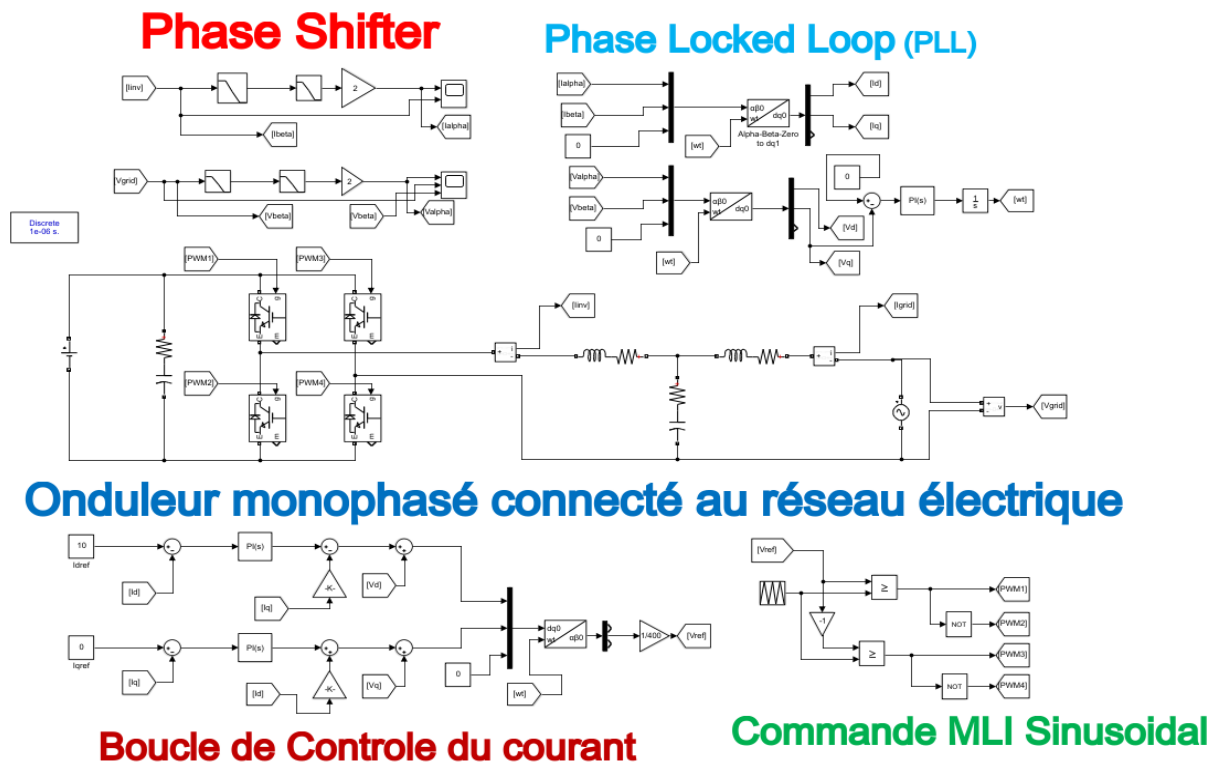


Figure IV. 5 : Simulation de l'onduleur connecté au réseau avec la PLL

IV.2.2.2 La PLL

Nous représentons dans la Figure (IV.6) et la Figure (IV.7) la tension à la sortie de l'onduleur dans le repère « d-q » au régime permanent. La composante V_q est quasi-nul en régime permanent, elle converge vers le 0 après un régime transitoire rapide. Tandis que la composante directe V_d représente une image de l'amplitude de la tension mesurée, et elle est constante dans le régime permanent.

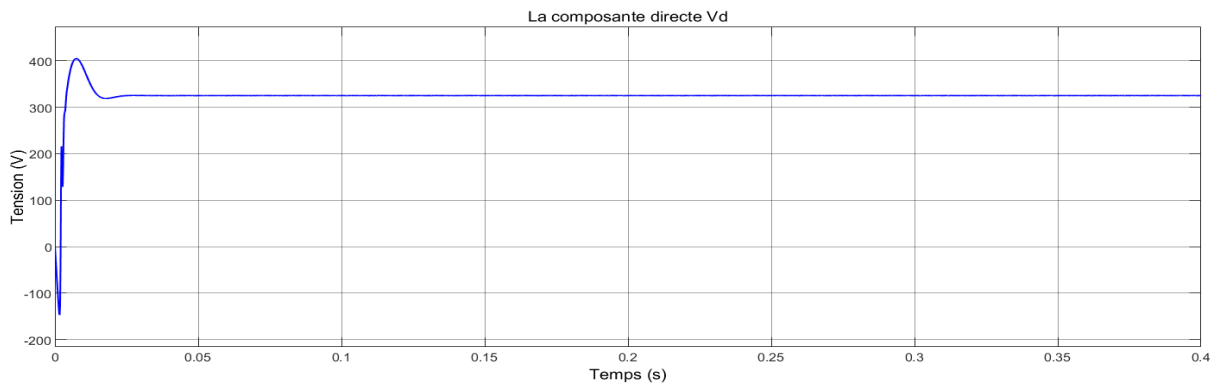


Figure IV. 6 Courbe de la composante direct Vd

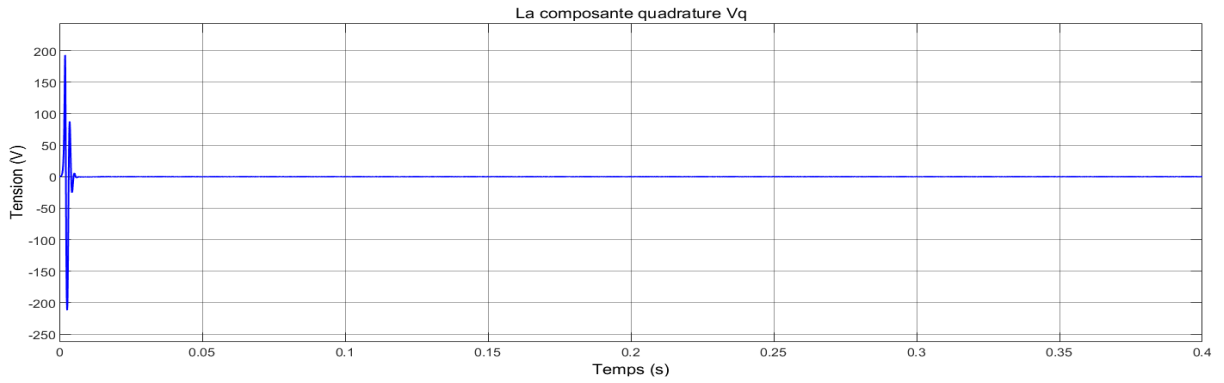


Figure IV. 7 : Courbe de la composante quadratique Vq

D’après la Figure (VI.8), nous remarquons bien que la fréquence du système s’approche de celle du réseau, après une légère oscillation autour du 50 HZ. Ceci est conforme à l’objectif recherché qui est d’accrocher la fréquence de notre système à celle du réseau. Le temps nécessaire à la synchronisation du signal dépend de sa phase initiale. Cette figure montre aussi la courbe d’angle estimée par la PLL que nous avons conçue. Cet angle est celui utilisé pour la transformation de Park pour la commande séparée des puissances active et réactive injectées dans le réseau.

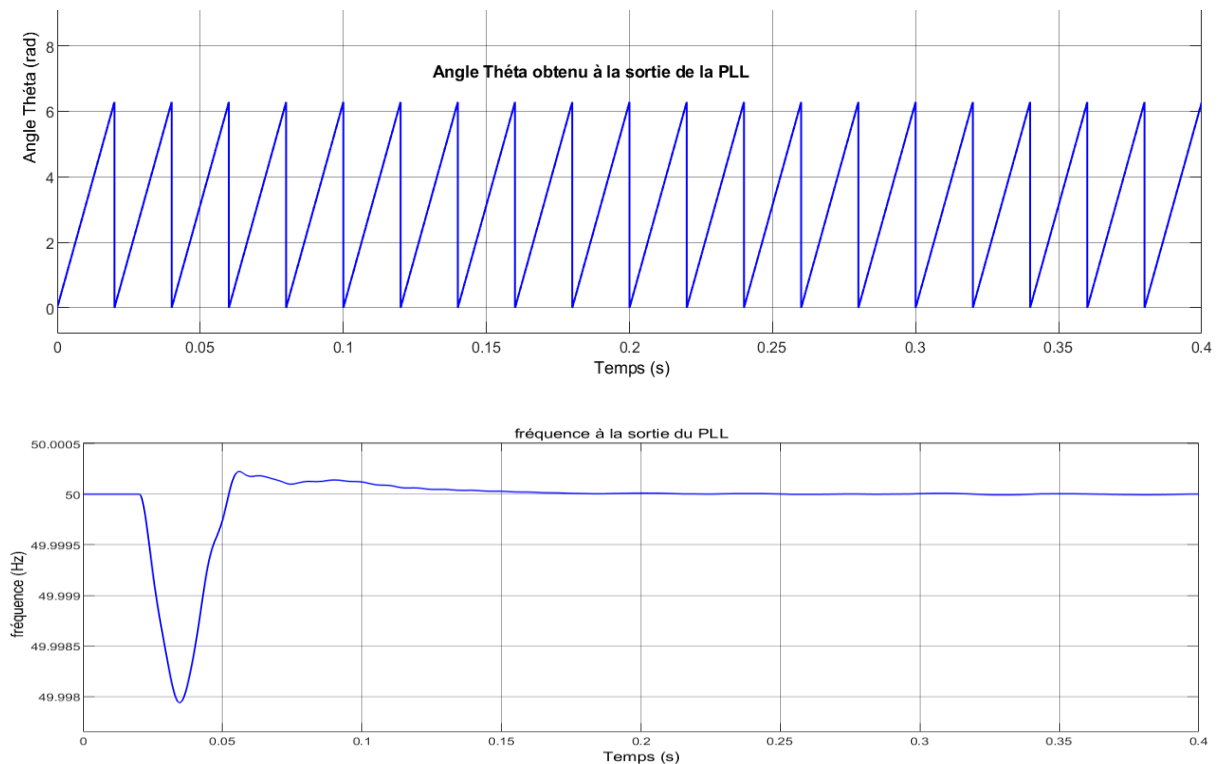


Figure IV. 8 : Courbe d’Angle et de la fréquence de sortie de la PLL.

La figure (IV.9) montre la superposition des courbes de tension de notre système et celle du réseau. Les deux courbes sont en phases et ont la même fréquence (50 Hz), donc il est évident que la *PLL* a réussi à synchroniser notre système. La tension de sortie d’onduleur est d’amplitude supérieure ou égale à celle de la tension du réseau. C’est une condition nécessaire pour pouvoir injecter et contrôler la puissance écoulee entre l’onduleur et le réseau électrique.

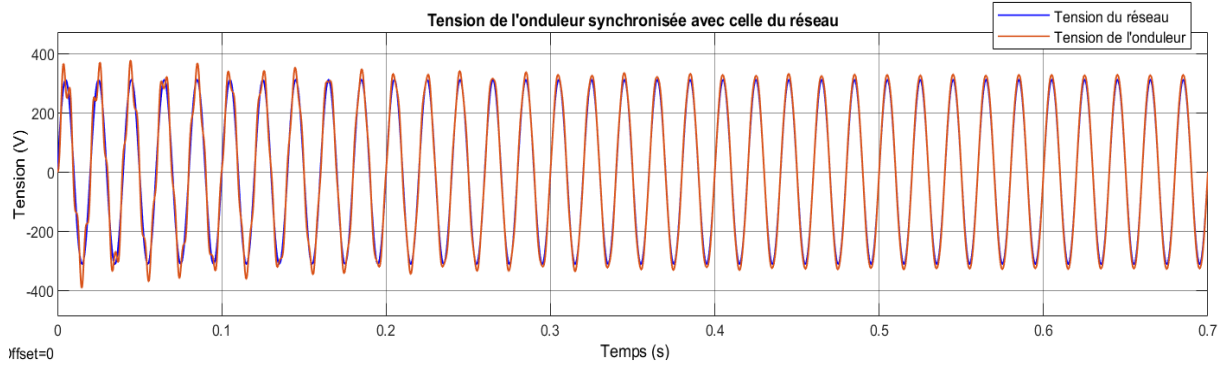


Figure IV. 9 : Tensions de l'onduleur et du réseau

Régulation de courant

Pour simuler le fonctionnement du régulateur PI du courant, initialement l'onduleur injecte un courant actif nul en imposant I_{dref} nul, et au temps $t=0.2s$ nous lui appliquons une amplitude de 3 (A). Puis, à $t = 0,5 s$, nous appliquons une composante de référence du courant réactif I_{qref} avec la même amplitude ($I_{qref} = 3 (A)$). Les résultats sont représentés sur les Figures (IV.10), (IV.11) et (IV.12).

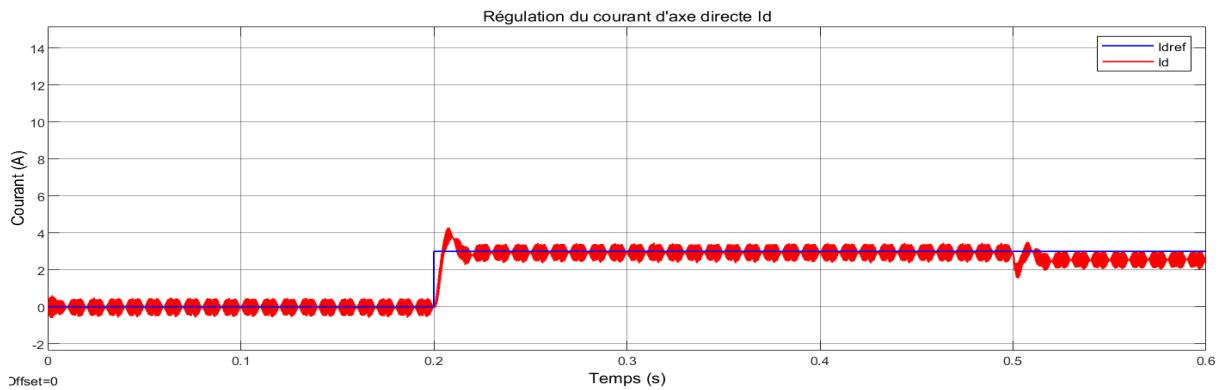


Figure IV. 10 : Régulation de courant d'axe directe

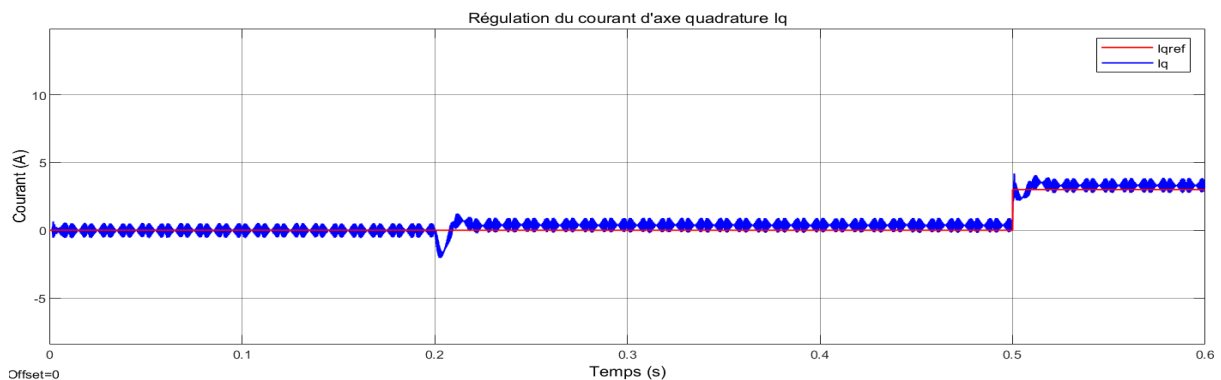


Figure IV. 11 : Régulation de courant d'axe quadrature

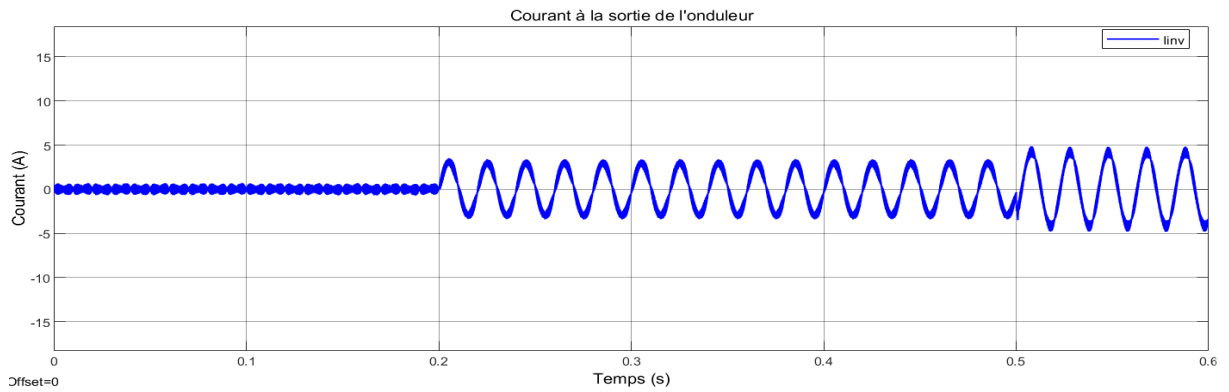


Figure IV. 12 : Régulation de courant d'axe directe

Les figures (IV.10) et (IV.11) montrent les composantes directe I_d et en quadrature I_q du courant dans le repère de Park. Il faut environ 20 (ms) pour que la composante « d » du courant suive la valeur de référence avec une erreur nulle en régime permanent. À la suite de chaque changement de pas dans l'axe « d », l'axe « q » subit également un transitoire non négligeable, ce qui montre que la stratégie de contrôle de courant classique souffre d'axes couplés.

Injection de la puissance active

La Figure (IV.13) montre bien que le courant injecté dans le réseau est clairement en phase avec la tension du réseau, il suffit d'imposer une consigne nulle à la puissance réactive injectée ($I_{qref}=0$).

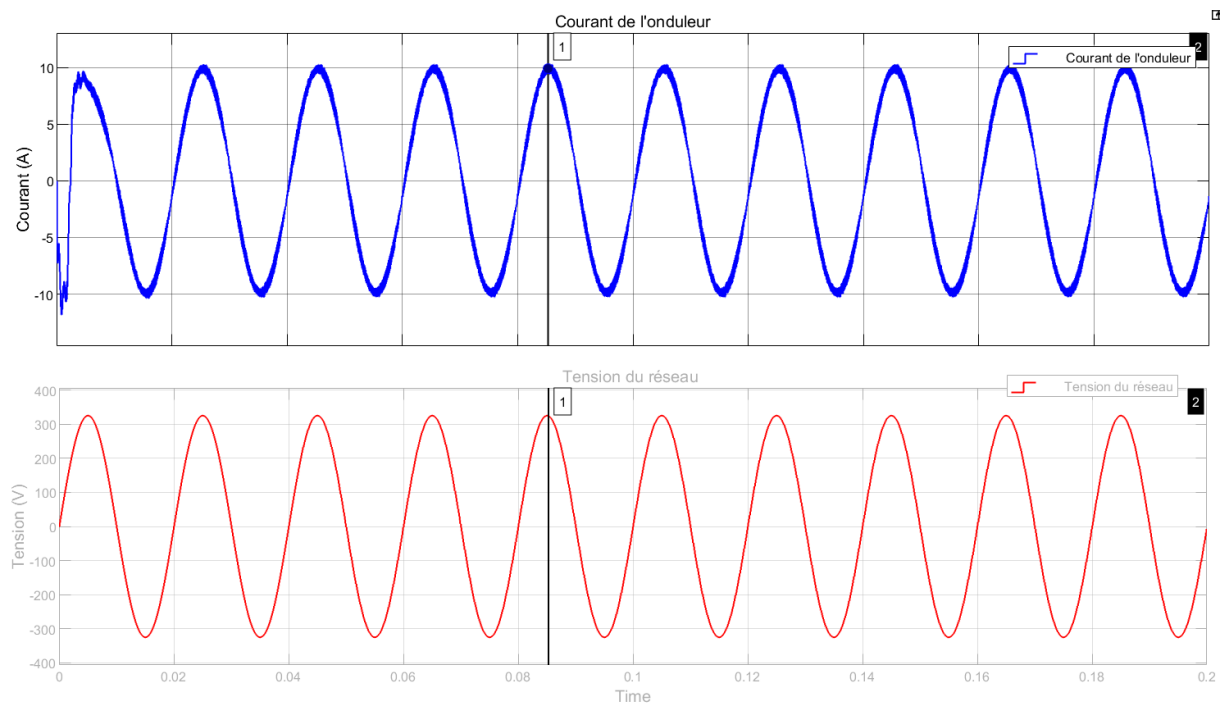


Figure IV. 13 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et l'injection de puissance active

Injection de la puissance réactive

Pour injecter la puissance réactive au réseau, il suffit d'imposer une consigne nulle à la puissance active injectée ($I_{dref}=0$), et contrôler le courant quadrature I_q , car il est l'image directe de la puissance réactive. La Figure (IV.14) montre bien que le courant inductif injecté dans le réseau est clairement déphasé de $\frac{\pi}{2}$ en retard par rapport à la tension du réseau. La Figure (IV.15) montre bien que le courant capacitif injecté dans le réseau est clairement déphasé de $\frac{\pi}{2}$ d'avance par rapport à la tension de réseau.

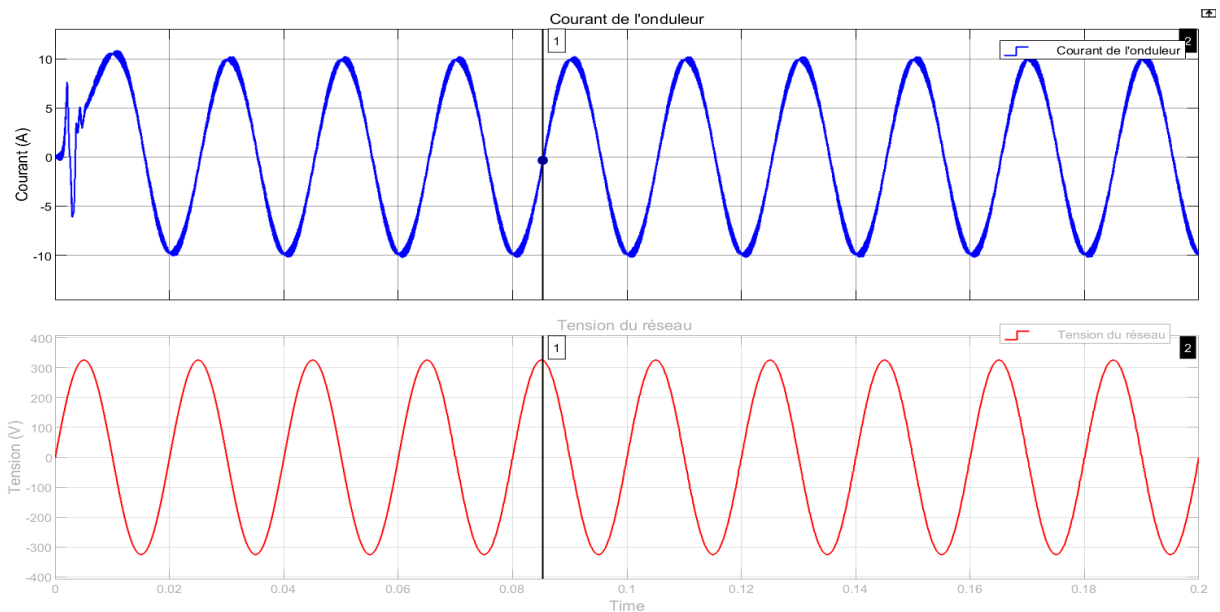


Figure IV. 14 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et injection de puissance réactive

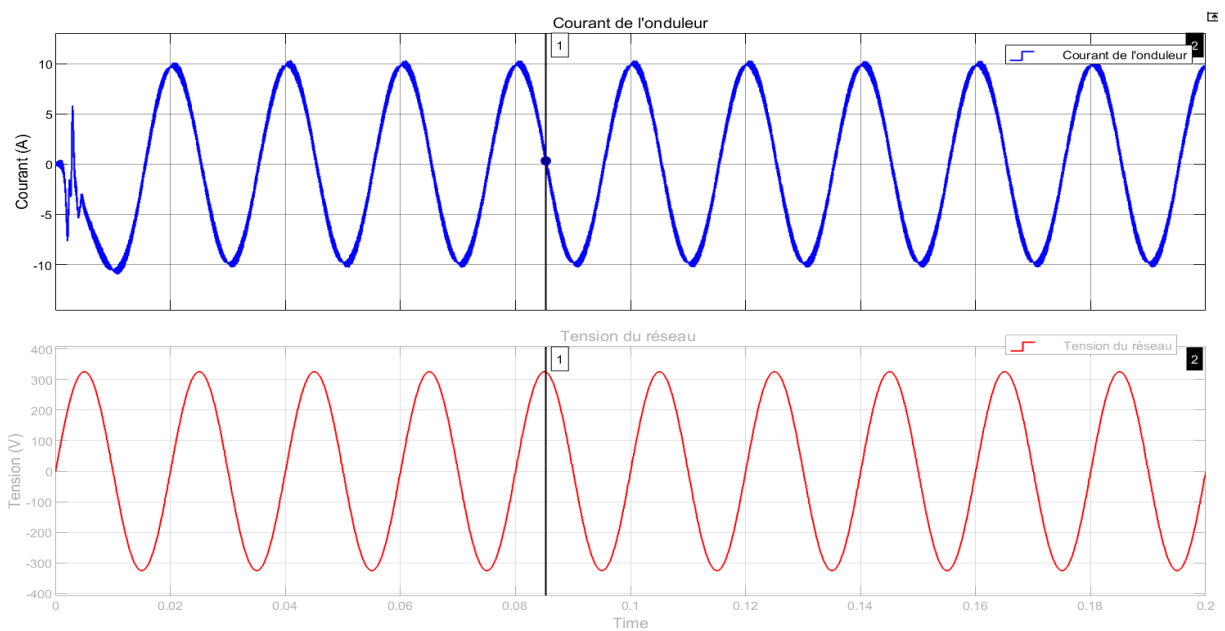


Figure IV. 15 : Courbes de courant de l'onduleur et la tension du réseau et injection de puissance réactive

Dans la partie suivante, nous allons procéder à une validation expérimentale de toutes les simulations présentées dans ce chapitre.

IV.3 Résultats pratiques

Afin de mettre en évidence le bon fonctionnement du système réalisé, on a effectué des essais expérimentaux sur une charge purement résistive avec différentes références de fréquence.

IV.3.1 Description du banc d'essais

Ce banc d'essais permet d'implémenter les lois de commande grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur le package Matlab/Simulink, muni d'une carte DSP TMS320F28379D.

La tension continue à l'entrée de l'onduleur $V_{DC} = 24V$.

La photo du banc d'essais expérimental est présenté sur la Figure (IV.16) ci-contre :

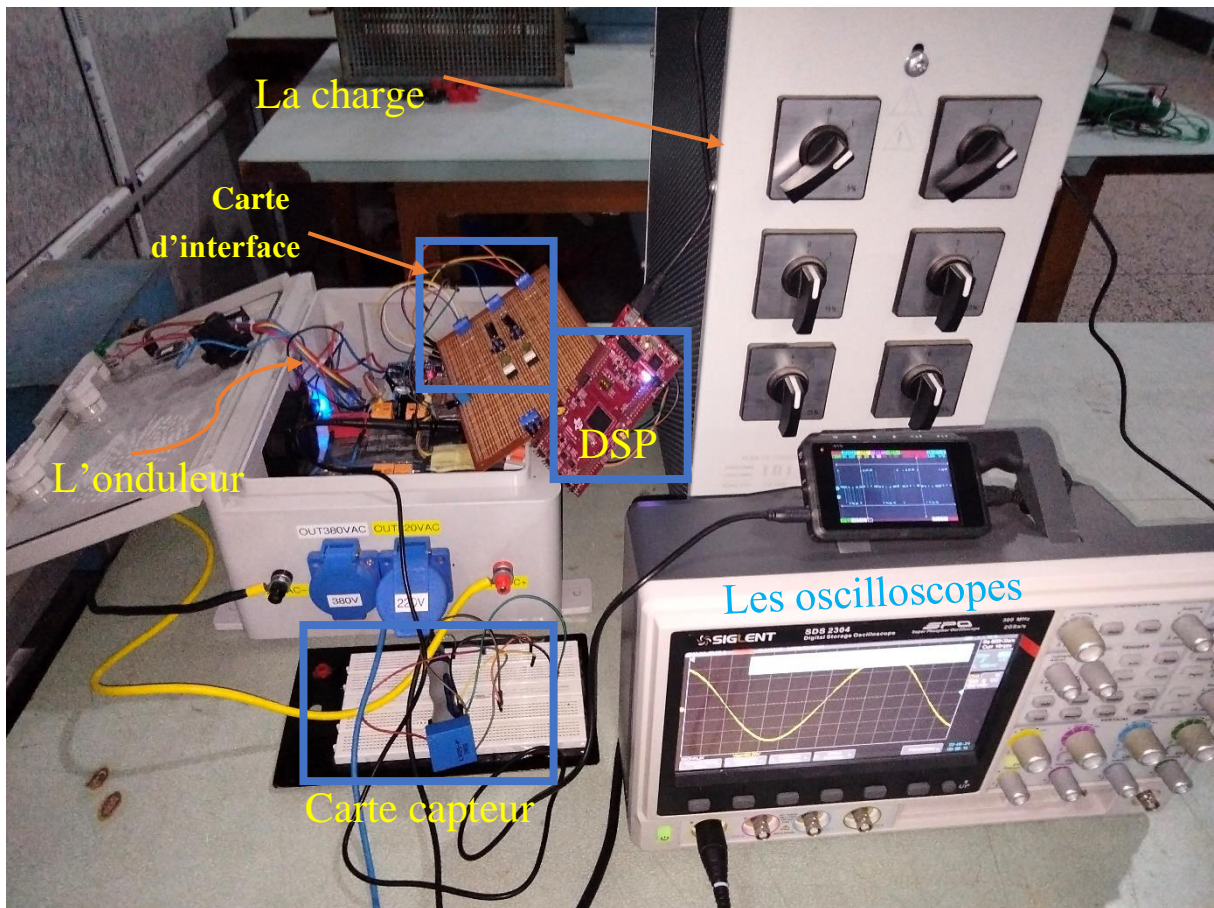


Figure IV. 16 : Plateforme expérimentale réalisée au niveau du laboratoire

IV.3.2 Les signaux de commande

IV.3.2.1 Sortie de la carte DSP

La figure suivante montre la forme du signal de commande issu du pin PWM1 et PWM2 du DSP.



Figure IV. 17 : La forme du signal de commande qui sort du DSP

Le signal prend l'allure d'une séquence d'impulsions d'amplitude de 3.3V et dont les largeurs prennent des valeurs distinctes sur chaque période de 0.2 ms (5kHz).

Afin de pouvoir utiliser ces signaux, qui sont de faible amplitude, et de protéger la carte, on est obligé de concevoir un étage d'isolation entre cette partie et l'étage de puissance comme on a détaillé dans le chapitre précédent en utilisant des optocoupleurs TLP251.

IV.3.2.2 Sortie de l'optocoupleur

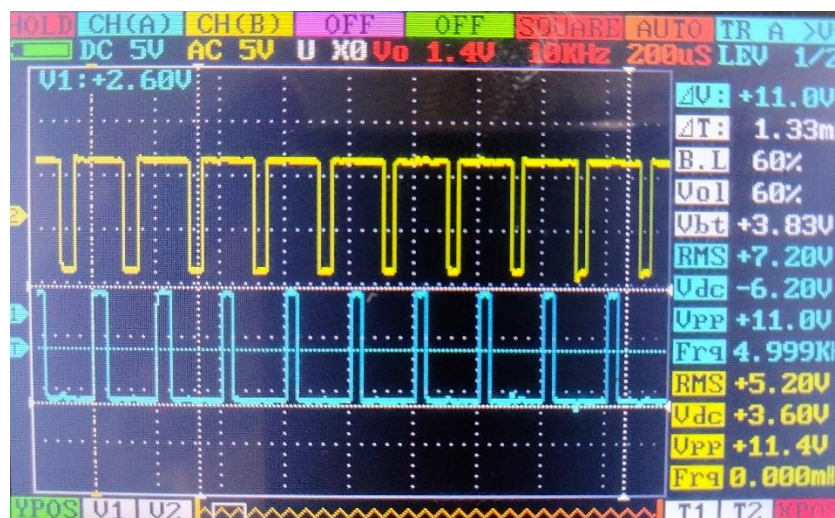


Figure IV. 18 : La forme du signal de commande qui sort des optocoupleurs

IV.3.3 Sortie de l'onduleur

Dans cette partie des essais pratiques, on a visualisé l'allure de la tension avant et après le filtre, en changeant à référence de fréquence pour visualiser que l'onduleur suive bien la consigne imposée.

Nous avons mis un transformateur à la sortie de l'onduleur pour filtrer les harmoniques de courant et de tension (Considéré comme un filtre RL).

Pour la visualisation et le prélèvement des allures de courant, on a choisi une charge purement résistive, ensuite on a prélevé la forme de la tension entre les bornes de la charge qui traduit exactement l'image de l'allure du courant dans le circuit.

IV.3.3.1 La tension avant le filtre

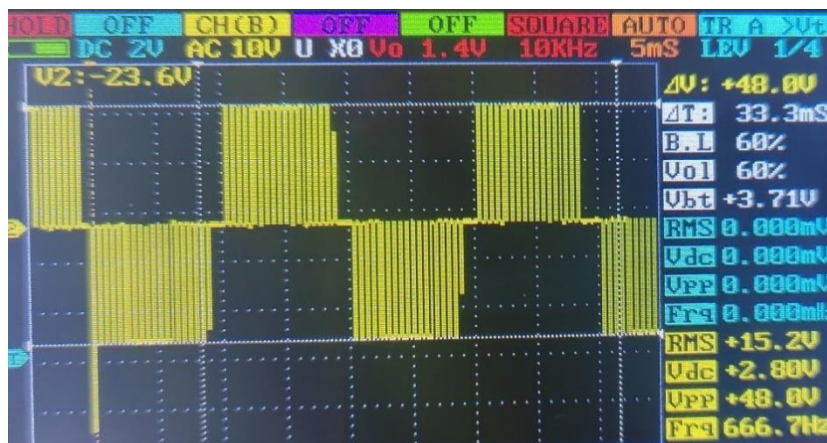


Figure IV. 21 : L'allure de la tension à la sortie de l'onduleur avant le filtre.

On remarque bien sur la Figure (IV.21) que l'allures de tension prend la forme d'un signal périodique dont les amplitudes basculent entre + 24 V, 0 V et -24 V (trois niveaux), et leur fréquence est fondamentalement établie et fixée par la fréquence de référence imposée (50HZ).

IV.3.3.2 La tension après le filtre

Dans cette étape des tests expérimentaux, on a visualisé sur l'oscilloscope la tension à la sortie de l'onduleur après le transformateur pour trois références de fréquence 60, 50 et 40 Hz.

IV.3.3.2.1 Fréquence de référence 60 Hz

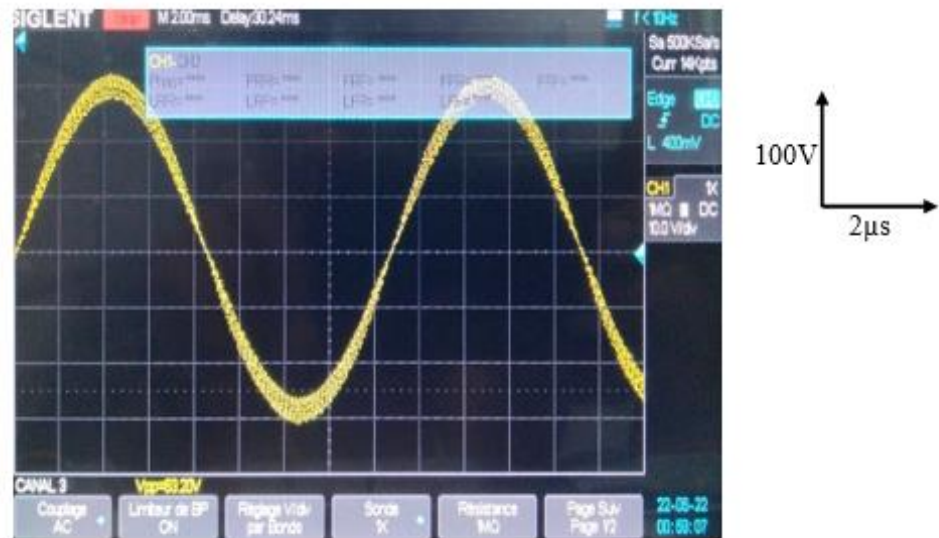


Figure IV. 22 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=60\text{Hz}$.

IV.3.3.2.2 Fréquence de référence 50 Hz

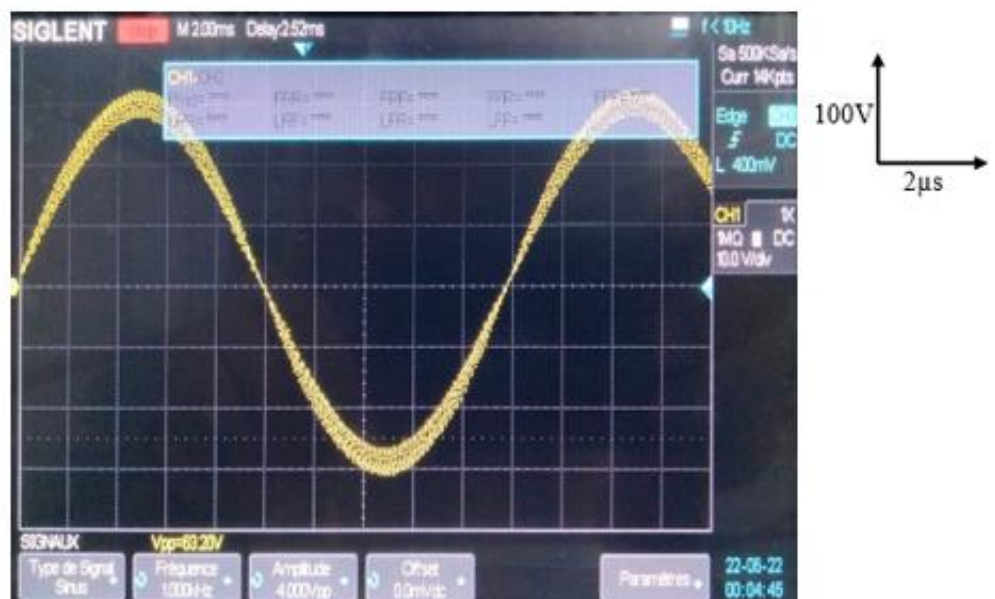


Figure IV. 23 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=50\text{Hz}$.

IV.3.3.2.3 Fréquence de référence 40 Hz

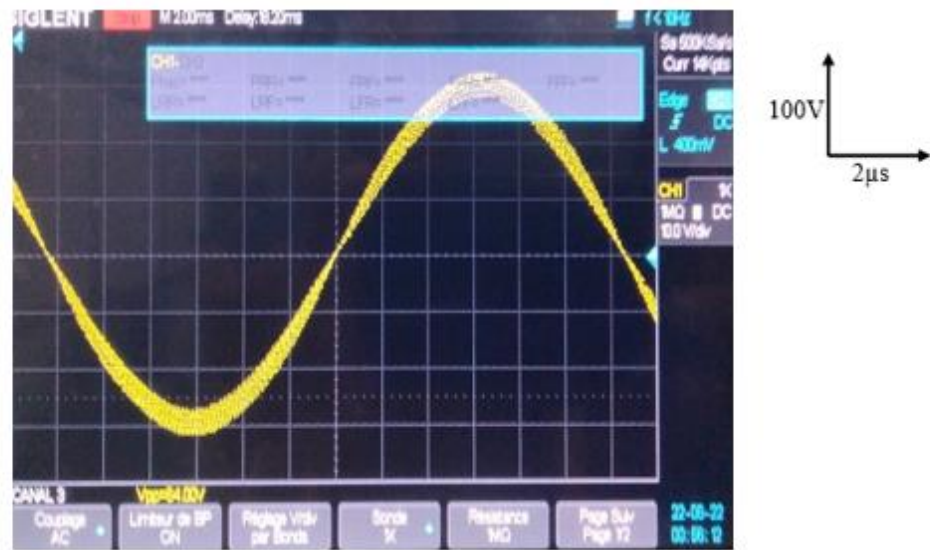


Figure IV. 24 : L'allure de la tension après le filtre pour $f=40\text{Hz}$.

Sur les trois figures précédentes, on constate que les allures des tensions prennent la forme de signaux périodiques alternatifs dont les amplitudes basculent entre + 320 V et -320 V (crête à crête), et leurs fréquences sont fondamentalement établies et suivent bien la fréquence de référence imposée.

IV.3.3.3 Le courant de sortie

Sur la figure suivante, nous avons présentée l'allure du courant dans la charge pour la fréquence de référence 50 Hz.

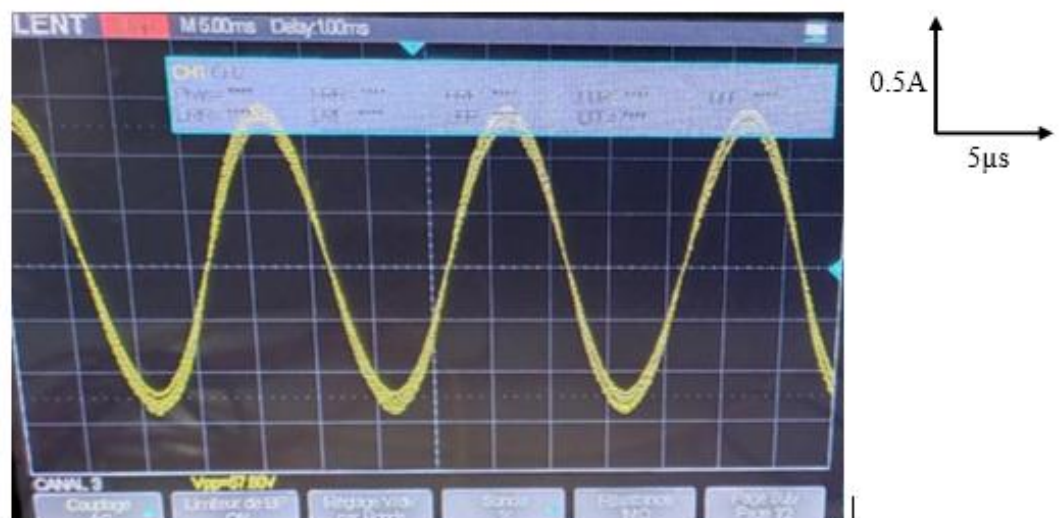


Figure IV. 25 : L'allure du courant après le filtre.

IV.3.3.4 Discussions des résultats

D'après les figures précédentes, illustrant les allures des tensions et de courant dans la sortie de l'onduleur, on constate que les formes de ces derniers rapprochent fortement de la forme sinusoïdale (l'effet des harmoniques sont très faible), et que la fréquence des tensions et des courants est absolument la même que la fréquence de référence imposée.

Ainsi on déduit l'intérêt et l'efficacité de l'algorithme de commande utilisé, qui est basé sur la technique MLI unipolaire.

Ainsi l'intérêt du transformateur qui joue un rôle très important dans le filtrage des harmoniques.

IV.3.3.5 Comparaisons entre les résultats théoriques et expérimentaux

Les résultats obtenus par simulation sont résumés et comparés aux résultats expérimentaux pour montrer la similarité entre les deux résultats comme illustrés sur les Figures suivantes :

Les signaux de commande

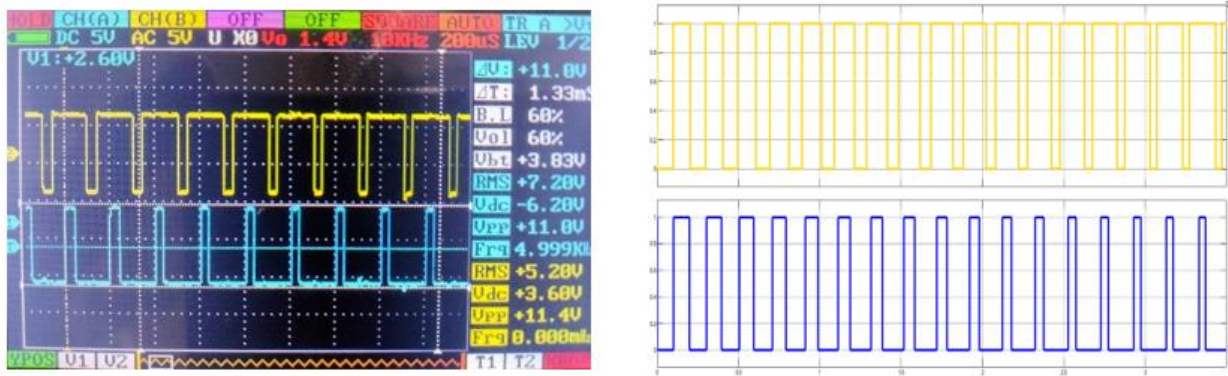


Figure IV. 26 : Les signaux de commande : simulation (droite), pratique (gauche)

La tension avant le filtre

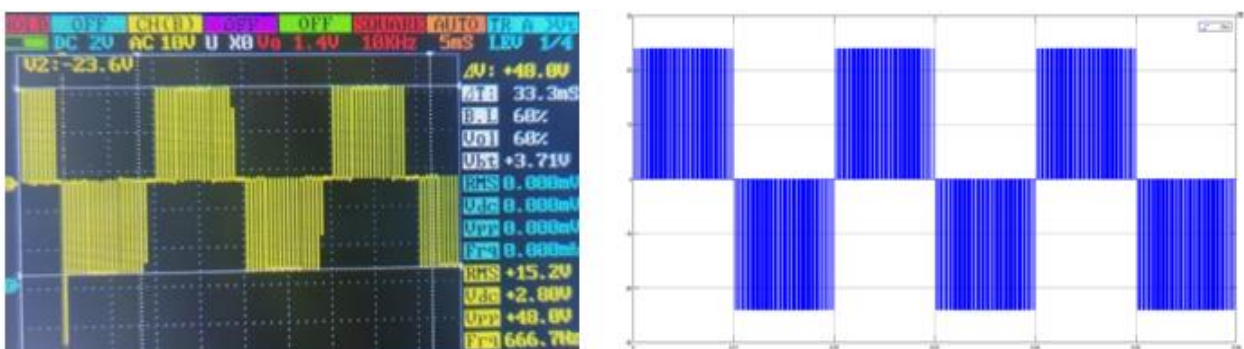


Figure IV. 27 : Les tensions avant le filtre : simulation (droite), pratique (gauche)

La tension après le filtre

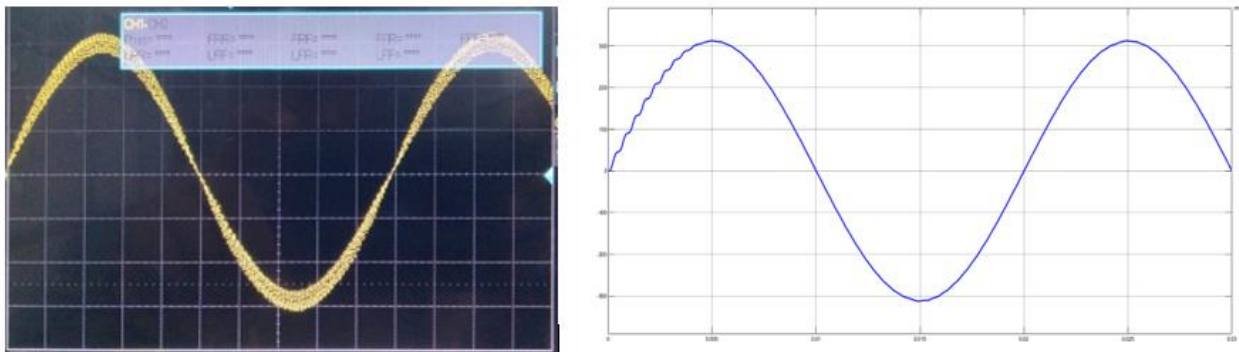


Figure IV. 28 : Les tensions après le filtre : simulation (droite), pratique (gauche)

Discutions :

Les formes d'ondes obtenues par simulation et les essais expérimentaux sont présentés sur la Figure (IV.26), Figure (IV.27) et Figure (IV.28), à droite les résultats de simulation et à gauche les résultats pratiques.

Cependant, la Figure (IV.27) montre la tension simple à la sortie de l'onduleur V_s . On peut observer que la forme de ce signal est similaire à celle obtenue par la simulation sauf quelque perturbation à cause de l'oscilloscope. Pour la Figure (IV.28) on remarque bien que le signal de simulation est sinusoïdale pure, par contre le signal réel a des perturbations à cause des éléments du filtre qui ne sont pas bien choisis, mais en général les deux signaux sont identiques.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu obtenir des bons résultats soit dans le coté de la simulation ou de la réalisation. Les résultats de la simulation montrent une perfection avec les calculs représentés dans le deuxième chapitre, ainsi une qualité du signal de sortie parfaite, ces résultats qui nous ont servis pour confirmer l'importance et le potentiel de ce convertisseur. En fait, le banc d'essai que nous avons réalisé au laboratoire, nous a permis de valider expérimentalement les résultats de la simulation.

La simulation en boucle ouverte était nécessaire pour valider le modèle de la MLI unipolaire qui a été utilisé par la suite dans la commande de l'onduleur.

Les résultats obtenus en pratique sont acceptables en comparaison avec ceux obtenus en simulation. Les harmoniques ne sont pas éliminés totalement mais ils sont moins de 10%.

Les résultats de simulation de l'onduleur connecté au réseau présentés, permettent de conclure que, pour le contrôle des puissances injectées au réseau il faut synchroniser la fréquence du courant avec la fréquence du réseau, et si on veut injecter seulement la puissance active il faut avoir un déphasage nul entre le courant et la tension du réseau (puissance réactive nulle).

Pratiquement, on a essayé de contrôler la puissance injectée au réseau mais malheureusement on n'arrive pas à faire cette étape. A cause de beaucoup de facteurs, l'un des facteurs c'est le temps limité qui ne permet pas de faire beaucoup de chose à la fois : le dimensionnement, la commande, la simulation et la réalisation.

Conclusion générale

Dans le cadre de la préparation du diplôme de l'ingénieur en Electrotechnique, ce travail vise à présenter une étude théorique, simulation et réalisation pratique d'un micro-onduleur solaire monophasé pour l'injection de l'énergie au réseau. L'onduleur est conçu pour être une maquette pédagogique pour faire les travaux pratique d'électronique de puissance / énergies renouvelables / réseau électrique. Pour cela nous avons commencé par introduire des notions de base nécessaires à toute recherche sur les systèmes photovoltaïques.

L'élaboration de ce travail, nous a permis d'améliorer nos acquis dans le domaine d'électronique de puissance, et de conception de commandes numériques à base de microcontrôleurs, et de s'introduire dans le monde des processeurs DSP et de s'initier à leur programmation. Ce travail nous a permis d'apercevoir le principe et les notions de base sur la technique de modulation de largeur d'impulsion unipolaire et de voir son utilité et efficacité dans la commande des systèmes monophasés. Le long de ce projet, on a eu l'occasion de travailler avec pas mal d'outils logiciels, l'environnement (CCS IDE) dans la programmation des DSP, l'outil MATLAB/Simulink dans la simulation des systèmes de contrôle et de puissance, le logiciel Proteus (ISIS/ARES) utilisé pour la simulation de circuits électroniques numériques et analogiques et pour la conception de circuits imprimés.

Nous avons fait et présenté une simulation sur le logiciel MATLAB de la commande en boucle ouverte et connecté au réseau. Puis nous avons présenté les résultats pratiques obtenus qui sont commentés et interprétés. Finalement, nous avons fait une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux. La comparaison était au niveau d'un onduleur en boucle ouverte et les résultats étaient assez bons à cause du bon choix de la technique et des composants et surtout le filtre.

Il est de haute nécessité pour nous de noter que ce convertisseur est un sujet très long suite à la nouveauté de son concept. Notre projet, peut être développé et suivi d'extensions et d'améliorations par la réalisation d'un système PV complet connecté au réseau, par la réalisation du convertisseur DC/DC avec une commande MPPT pour extraire le maximum de puissance généré par le GPV, ou bien d'essayer de contrôler la puissance injectée au réseau.

Ce travail a mis en évidence l'importance de la réalisation pratique, il est vrai que les systèmes de simulation nous aident, mais ils ne remplacent jamais l'expérience.

Bibliographie

- [1] A. TOUALBIA « Commande MPPT avancée d'un système de conversion d'énergie solaire : photovoltaïque et thermoélectrique » Thèse de doctorat : Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2018.
- [2] RAIS Younes « Modélisation du rendement du convertisseur DC/AC dans un système photovoltaïque » Mémoire de Magister En Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, 2012.
- [3] OUARI Mondher et ZINE Yakoub « Étude des commandes MPPT d'un système Photovoltaïque » Mémoire de Projet de fin d'études : Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2020.
- [4] B. Bennai, H. Benameur « Commande d'un onduleur multi niveaux pour l'injection de puissance photovoltaïque au réseau électrique » Mémoire de Master : Electromécanique, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2018.
- [5] S. NOUALI « Dimensionnement d'un système hybride photovoltaïque/éolien avec stockage d'énergie pour diverses applications » PFE : Electronique, ENP, 2012.
- [6] G. N. Tiwari and Swapnil Dubey « Fundamentals of Photovoltaic Modules and Their Applications » Julian Hunt FRS, University College London, London, UK.
- [7] LOUKRIZ Abdelhamid « Implementation of photovoltaic inverter controller on DSP » Thèse de doctorat : Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, 2016
- [8] Sachin Jain « Single Stage Grid Connected Photovoltaic Systems with Maximum Power Point Tracking » Phd Degree : Department of Electrical Engineering, Inida Institute of Technology, BOMBAY, 2007.
- [9] L. ABBASSEN « Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque » Mémoire de Master : Electrotechnique, Université de TIZI-OUZOU.
- [10] Chabakata Mahamat « Analyse et commandes des convertisseurs multi-niveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique » Thèse de doctoraten Génie électrique, Université Paris-Saclay, 2018.
- [11] Abdalbaset M. Mnider, David J. Atkinson, Mohamed Dahidah, Matthew Armstrong « A simplified DQ Controller for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters » IEEE, School of Electrical and Electronic Engineering, Newcastle University, Newcastle Upon Tyne, UK, 2016.
- [12] CHI-THANG PHAN-TAN « Desin and implementation of a micro-inverter for photovoltaic applications » Master of Engineering by Research in Electrical Engineering, Cork Institute of Technology, 2017.
- [13] Swarna Soni, Lumesh Kumar Sahu « Design, Simulation an Performance analysis of grid connected hybrid inverter with decoupled current control » May 2018.
- [14] Yongheng Yang, Katherine A. Kim, Frede Blaabjerg, Ariya Sangwongwanich « Advances in Grid-Connected Photovoltaic Power Conversion Systems ».
- [15] Jasmin Farhood SULTANI « Modelling, Design And Implimentation Of D-Q Control In Single-Phase Grid-Connected Inverters For Photovoltaic Systems Used In Domestec Dwellings » Thèse de doctorat : Université de MONTFORT, UK, 2013.

- [16] Giuseppe Marco Tina, Giovanni Celsa « A Matlab/Simulink Model of a Grid Connected Single-Phase Inverter » IEEE, Department of Electrical, Electronics and Computer Engineering University of Catania, 2015.
- [17] Colin BRUYANT-ROZOY « Conception de la commande et analyse de stabilité d'un onduleur photovoltaïque connecté au réseau de distribution » École de technologie supérieure université du Québec 2019.
- [18] Hamaizia Noura « Commande optimale d'un onduleur monophasé sous l'environnement Matlab/Simulink » Mémoire de fin d'études : Electrotechnique, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, 2017.
- [19] Richard Zhang, Mark Cardinal, Paul Szczesny and Mark Dame « A Grid Simulator with Control of Single-phase Power Converters in D-Q Rotating Frame » IEEE, GE Global Research Center, 2002.
- [20] K.Aruna, K.Selvajyothib « Observer Based Current Controlled Single Phase Grid Connected Inverter » International Conference On design and manufacturing IConDM 2013.
- [21] L. Abbassen, N. Benamrouche, M. Ounnadi, R. Saraoui « Modélisation et Commande d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau Electrique » ICRE'2012 – 15/16 avril 2012 - Université A. Mira – Bejaia.z.
- [22] Svein Erik Evju « Fundamentals of Grid Connected Photo-Voltaic Power Electronic Converter Design » Mémoire de Master : Sciences de l'énergie et de l'environnement, Université norvégienne des sciences et technologies, 2007.
- [23] Texas Instruments « Meet the TMS320F28379D Launch Pad Development Kit », 2017.
- [24] S. MANSOUR, Commande par DSP TMS 320F2812 d'un onduleur MLI destiné à la traction des véhicules électriques, Magister : Electronique, Ecole Nationale Polytechnique 2012.
- [25] S. MECHERI « réalisation d'un onduleur de tension monophasée contrôlé par une carte arduino » Mémoire de Master : Electrotechnique, Université Constantine 1, 2014.
- [26] GHORZI Zoulikha, MIMOUNI Amina « Etude et réalisation d'un onduleur monophasé dédié aux systèmes photovoltaïques » PFE : Electrotechnique, ESSA Tlemcen, 2019.
- [27] HESPUL, Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances, Août 2007.
- [28] Alexis Mahe, Jean-Christophe Olivier, Azeddine Houari, Mohamed Machmoum, Jérôme Deniaud, Dimensionnement des éléments passifs d'un convertisseur cascadié en vue de l'intégration d'organes de stockage au réseau, 2016
- [29] D. BENDIB « Etude et réalisation d'une commande MLI on-line sur circuit FPGA » Mémoire de Magister en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.

Annexes

Annexe A

Les valeurs des paramètres de simulation sont données dans le tableau suivant :

Bus DC	V_{DC}	400 V
Fréquence de coupure	f_p	5 kHz
Régulateur de Courant	K_i	6.7
	K_p	40
Filtre	L_{f1}	4.06 mH
	C	6.01 μ F
	L_{f2}	4.35 mH
PLL	K_i	50000
	K_p	10

Figure 1 : Les valeurs des paramètres de simulation

Annexe B

Le programme implémenté dans la carte électronique LAUNCHXL-F28379D.

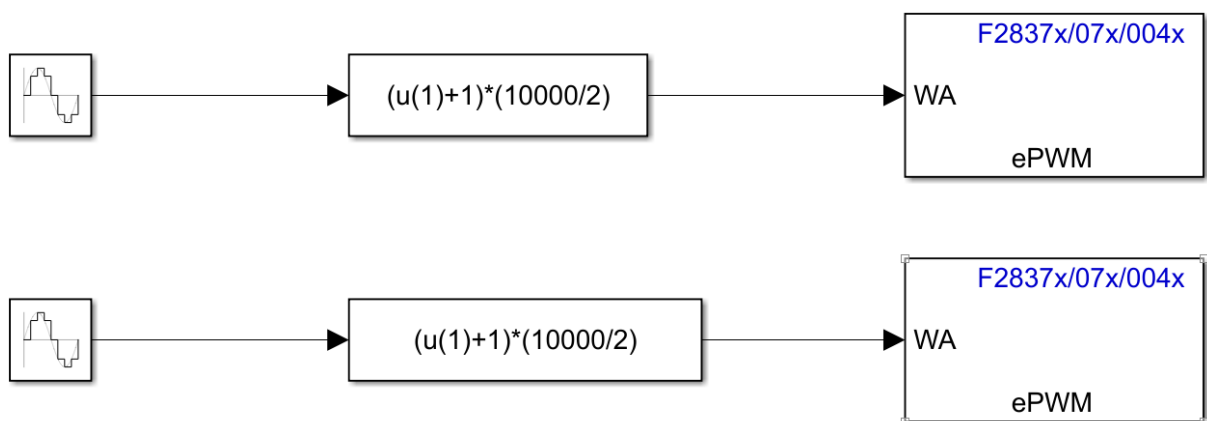


Figure 2 : Le programme implémenté dans La carte DSP