جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
UNIVERSITE SIDI MOHAMED BEN ABDALLAH DE FES
كلية العلوم ظهر المهراز فاس
FACULTE DES SCIENCES DHAR EL MEHRAZ FES



N° d'Ordre : **/2021**

Formation Doctorale : STIC

Discipline : Physique

Spécialité : Génie électrique

Laboratoire : LIMAS

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

BENNIS GHITA

Contribution, optimisation et amélioration de la qualité de la tension délivrée par le GPV dans le réseau monophasé

Soutenue le xx / xx / 2021 devant le jury composé de :

Pr. ----------	***(établissement)***	***Président***
Pr. ----------	***----------***	***Rapporteur***
Pr. ----------	***----------***	***Rapporteur***
Pr. ----------	***----------***	***Rapporteur***
Pr. ----------	***----------***	***Examinateur***
Pr. ----------	***----------***	**Examinateur**
Pr. KARIM MOHAMMED	***USMBA (FSDM)-Fès***	**Directeur de thèse**
Pr. LAGRIOUI AHMED	***UMI (ENSAM)-Meknès***	**Co-encadrent**

Année universitaire : 2021-2022

Dédicace

À mes chers parents :

TOUIMI BENJELLOUN Karima et BENNIS Fouad.

À mon fidèle époux :

IDRISSI Yassine

À mon fils :

IDRISSI Jad

À mes sœurs :

BENNIS Meryem, FELJA Meryem, LYAS Hanae

À ma famille qui m'a encouragé durant ces années de recherche.

À tous ceux qui me sont chers.

Remerciements

Les travaux de thèse ont été réalisés au laboratoire LIMAS (Laboratoire d'Ingénierie, Modélisation et Analyse des Systèmes) au sein de La Faculté des Sciences Dhar el Mahraz, Fès.

Je tiens à remercier vivement M. EL BAKKALI Chakib, directeur du laboratoire LIMAS, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser ces travaux dans les meilleures conditions.

Je tiens à remercier vivement M. BOUCHNAIF Jamal, directeur du laboratoire génie électrique & maintenance (LGEM), et M. ZIANI Mostafa chef département de m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser des expériences dans les meilleures conditions.

Je tiens à remercier vivement M. DEROUICH Aziz, directeur du laboratoire Technologies et Services Industriels (TSI), et M. EL BACHTIRI Rachid Porteur du Projet GISER de m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire et de m'avoir offert l'opportunité de réaliser des expériences dans les meilleures conditions.

Je tiens sincèrement à remercier les personnes qui ont accepté d'être membre de ce jury de thèse :

Je tiens à remercier à Mr KARIM Mohammed, qui m'encadrait durant mes années de thèse, pour sa patience, son soutien et ses encouragements pour le travail. Mr KARIM Mohammed m'a

donné de bons conseils et m'a posé de très bonnes questions qui m'ont permis mener à bien ce travail. Il a joué un rôle essentiel dans la réalisation de cette thèse.

Je tiens sincèrement à remercier Mr LAGRIOUI Ahmed pour sa gentillesse, sa disponibilité et pour s'être tant investi dans ce travail. Sans vos compétences sur la thématique et vos conseils lors de la réalisation et la rédaction de la thèse, ce travail n'aurait pas pu être ce qu'il est. J'ai pris un grand plaisir à travailler avec vous et j'espère que notre collaboration ne s'arrêtera pas là.

Je remercie M. FRI Abdelaziz et Mlle. BOUDERBALA Manale, pour leurs conseils et leurs suivie lors de la réalisation de la partie expérimentale.

J'adresse également mes remerciements à M. BOUSSOUFI Badre, pour leur gentillesse et pour avoir lu et corrigé les fautes d'orthographes dans le manuscrit de cette thèse.

Enfin, je réserve la dernière partie de ces remerciements à mes proches. Je ne pourrai jamais remercier assez ma famille et à mes amis pour leur patience et leur soutien moral tout au long de ce travail.

Résumé

Les systèmes photovoltaïques (PV) sont largement utilisés dans différents domaines. Plusieurs facteurs (le vent, la pluie, la neige, la chaleur, la foudre, ombrage, ...) impactent l'exposition extérieure des panneaux PV, ce qui entrainent à leurs dégradations au cours du temps et ainsi, la réduction de leurs rendements. Alors le diagnostic reste le meilleur des solutions qui permet de faire fonctionner les panneaux PV à leur puissance optimale, de maximiser l'efficacité de la conversion PV et de minimiser les coûts de maintenance.

Le travail de cette thèse a pour but d'améliorer les performances des contrôleurs du convertisseur DC/DC et de l'onduleur PV face aux changements climatiques, pour ce faire, nous avons tout d'abord élaboré un état de l'art sur les panneaux photovoltaïques et les commandes MPPT les plus utilisés, ensuite, nous avons effectué une étude comparative entre les algorithmes de recherche de point de puissance maximale (MPPT) suivants : l'algorithme de l'incrémentale de conductance (IncCond), perturbation and observation (P&O) et l'algorithme d'optimisation d'essaim de particules (PSO). Ces algorithmes sont testés sous diverses conditions atmosphériques telles que l'irradiation, température et l'ombrage partiel pour la commande PSO et évaluées en termes d'efficacité, de stabilité, de rapidité et de robustesse. D'après les résultats de la simulation, la PSO est meilleure par rapport à IncCond et P&O, surtout que la commande PSO améliorée fonctionne en présence de plusieurs pics (l'ombrage partiel), Les résultats de comparaison sont présentés sous Matlab-Simulink, puis, nous avons traité la problématique de l'injection de l'énergie électrique, produite par des modules photovoltaïque (PV), au réseau public de distribution monophasé (en mode interconnecté). La performance du système photovoltaïque connecté au réseau est fortement affectée par les conditions environnementales auxquelles est soumis tels que les variations atmosphériques. L'objectif principal est l'amélioration de la qualité de la tension délivrée par les panneaux PV. Nous considérons dans ce travail le phénomène des harmoniques générés par le système PV. Le taux de distorsion d'harmoniques (THD%) est utilisé comme indicateur principal de la qualité de l'onde électrique.

Finalement, Les résultats obtenus ont été validé par une co-simulation (PIL) et une étude expérimentale (HIL) en utilisant la carte DSpace 1104.

Abstract

Photovoltaic (PV) systems are widely used in different fields. Several factors (wind, rain, snow, heat, lightning, shading, ...) impact the external exposure of PV panels, which leads to their degradation over time and thus, the reduction of their returns. So diagnostics remains the best solution that allows PV panels to operate at their optimum power, maximize the efficiency of PV conversion and minimize maintenance costs.

The aim of this thesis is to improve the performance of DC / DC chopper and PV inverter controllers to deal with climate change, to do this, first of all, we developed a state of the art on the most used photovoltaic panels and MPPT controls, then, we performed a comparative study between the following maximum power point search (MPPT) algorithms: the conductance incremental algorithm (IncCond), perturbation and observation (P&O) and the particle swarm optimization (PSO) algorithm. These algorithms are tested under various atmospheric conditions such as irradiation, temperature and partial shading for the PSO control and evaluated for efficiency, stability, speed and robustness. From the simulation results, the PSO is better compared to IncCond and P&O, especially since the enhanced PSO command works in the presence of multiple peaks (partial shading), The comparison results are presented under MatlabTM-Simulink, then, we dealt with the problem of injecting electrical energy, produced by photovoltaic (PV) modules, into the single-phase public distribution network (in interconnected mode). The performance of the photovoltaic system connected to the grid is strongly affected by the environmental conditions to which it is subjected such as atmospheric variations. The main objective is to improve the quality of the voltage delivered by the PV panels. We consider in this work the phenomenon of harmonics generated by the PV system. The harmonic distortion rate (THD%) is used as the main indicator of the quality of the electric wave.

Finally, the results obtained are then validated by PIL and HIL simulation using DSpace 1104.

Table des matières

Listes des abréviations 12

0.1 Contexte général 14

0.2 Problématique 14

0.3 Objectifs de la recherche 15

0.4 Méthodologie adoptée 16

0.5 Principales contributions 16

0.6 Organisation du rapport 17

I. Les Systèmes Photovoltaïques 19

I.1. Introduction 19

I.2. Production énergie électrique 19

I.2.1. Cas mondial 19

I.2.2. Cas du Maroc 20

I.3. Les cellules photovoltaïques 22

I.3.1. Description de la cellule 22

I.3.2 Principe de fonctionnement 23

I.3.3. Caractéristique de la cellule PV 25

I.3.3.1. Paramètre d'une cellule PV 27

I.3.3.2. influences de l'éclairement 28

I.3.3.3. Influences de la température 29

I.3.3.4. Influences de l'association série des cellules PV 30

I.3.3.5. Influence de l'association parallèle des cellules PV 30

I.3.3.6. Influence de l'association mixte (Série + parallèle) des cellules PV 31

I.4. Les différentes technologies des cellules PV 31

I.4.1. Cellules cristallines 31

I.4.1.1. La cellule monocristalline 31

I.4.1.2. Les Cellules poli-cristallines 31

I.4.2. Cellule à couches minces 31

I.5 Connexion Générateur PV-Charge 32
I.5.1. Connexion directe source PV-Charge 32
I.5.2. Connexion à travers un étage d'adaptation 34
I.5.2.1. Le convertisseur continu – continu (hacheur) 35
I.6. Sécurité d'un générateur PV 37
I.7. Conclusion 38
II. Suiveur du Point Maximale de Puissance 40
II.1. Introduction 40
II.2. La méthode Perturbation & observation (P&O) 42
II.3. MPPT à base de l'incrémental de conductance (IncCond) 44
II.4. Optimisation par Essaim Particulaire 46
II.4.1. Principe général 46
II.4.2 Formalisation 48
II.4.3. L'amélioration de l'algorithme PSO 50
II.4.3.1. Confinement des particules 50
II.4.3.2. Coefficient de constriction 50
II.4.3.3. Topologie de voisinage 52
II.4.3.4. Coefficient d'inertie 52
II.4.3.5. Stratégie FIPS 53
II.4.4. Conclusion 53
II.5. MPPT à base d'optimisation de mouvement de particules améliorée pour système PV 54
II.5.1. Introduction 54
II.5.2. Boost type DC- DC Convertisseur 54
II.5.3. Application de PSO en MPPT 57
II.5.3.1. MPPT pour un seul pic 58
II.5.3.2. La commande PSO pour multi-pics 59
II.6. Conclusion 61
III. Simulation de la recherche du point de puissance maximale 62
III.1. Introduction 62
III.2 Commande MPPT à base de l'algorithme P&O 63

III.2.1. Influence de l'éclairement et la température sur l'évolution instantanée de V et P 66
III.2.1.1. Cas de la variation de la température 66
III.2.1.2. Cas de la variation de l'éclairement 67
III.3. Commande MPPT à base d'incrémental des conductances 68
III.3.1. Influence de l'éclairement et la température sur l'évolution instantanée de V et P 71
III.3.1.1. Cas de la variation de la température 71
III.3.1.2. Cas de la variation de l'éclairement 73
III.4. Commande MPPT à base de PSO 75
III.4.1. Calcul des paramètres de la commande PSO 75
III.4.1. Résultats de la simulation de la commande PSO 79
III.4.1.1. La commande PSO pour un seul pic 79
III.4.1.2. La commande PSO pour multi-pics 82
III.5. Comparaison des commandes MPPT 84
III.6. Conclusion 85
IV. Les installations PV connectées au réseau de distribution 87
IV.1. Introduction 87
IV.1.1. Les fonctions macroscopiques 87
IV.1.2. Les topologies de champs 88
IV.1.2. Les autres topologies 93
IV.2. Les convertisseurs pour le PV connecté au réseau 93
IV.2.1. Les structures isolées 94
IV.2.1.1. Les structures isolées en haute fréquence 95
IV.2.1.2. Les structures isolées en basse fréquence 96
IV.2.1.3. Bilan 97
IV.2.2. Les structures non isolées 97
IV.2.2.1. Conversion mono étage 97
IV.2.2.2. Deux étages 99
IV.2.2.3. Bilan 100
IV.2.3. Synthèse 101
IV.3. La structure proposée pour l'installation PV 102

IV.4. Conclusion 104

V. Modélisation des systèmes PVs connectés au réseau monophasé 105

V.1. Introduction 105

V.2. Convertisseurs DC/AC 108

V.2.1. Principes de la conversion DC/AC 108

V.2.2. Types d'onduleurs 108

V.2.2.1. Onduleur à onde sinusoïdale 108

V.2.2.2. Onduleur à onde carrée 108

V.2.2.3. Onduleur à onde pseudo-sinusoïdale 108

V.3. Le Filtre LCL 109

V.3.1 Modèle et fonction de transfert 110

IV.3.2 Comportement fréquentiel 112

V.4 Etude de la partie contrôle et commande 113

V.4.1 PLL 113

V.4.3. Contrôles de courant injecté au réseau 119

V.4.4. Compensateur d'harmoniques 129

V.5. Conclusion 132

VI. Simulation et Aspects expérimentaux 134

VI.1. Introduction 134

VI.2 Système photovoltaïque Proposé 135

VI.2.1 Présentation de la structure du système photovoltaïque 135

VI.3. Co-simulation 146

IV.4. Réalisation pratique de la commande onduleur 153

V.4.1. MATLAB : 154

V.4.2. Présentation de la plateforme 156

V.4.3. Résultats pratiques de l'implémentation de la commande 159

VI.5. Conclusion 161

Conclusion et Perspectives 164

1. Conclusion générale 164

2. Perspectives : 165

Bibliographie 166

ANNEXE A 175

ANNEXE B 178

ANNEXE C 183

ANNEXE D 184

ANNEXE E 187

ANNEXE F 194

Listes des abréviations

D : rapport cyclique

DC : Courant Continu

FF : facteur de forme

GPV : Générateur Photovoltaïque

G : irradiation solaire

IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers

IGBT : (Insulated Gate Bipolar Transistor)

ig : Courant alternatif de réseau

I: courant de sortie de la cellule

Iph: courant photo-généré ou photo-courant (A)

Io: courant de saturation de la diode (A)

incCond : incrémental des conductances

OEP :L'optimisation par essaim particulaire

PPM : Point de puissance maximale

P&O : perturbation et observation (Perturb & Observe)

PSO : Optimisation des essaims de particules

MPPT : Suivi de point de puissance maximale (Maximal Power Point Tracker)

P : Puissance Active

PCC : Point Commun de Couplage

PLL : Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop)

PV : Photovoltaïque

PVRR : Système PV raccordé au réseau

PWM : Modulation à Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)

Pin : puissance d’entrée du convertisseur BOOST

Po : puissance à la sortie du convertisseur BOOST

Vin : La tension délivrée par le panneau PV

Vout :la tension à la sortie du convertisseur BOOST

V: tension de sortie de la cellule

Vg : Tension alternative de réseau

Q : Puissance Réactive

THD% : Taux de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distorsion)

Ta : température ambiante

Tc: température absolue de fonctionnement de la jonction (K°)

m: facteur d’idéalité de la diode (mϵ[1,2]), la valeur typique de m est 1.3

Rs: résistance série

Rp: résistance parallèle

q: la charge électrique $1.6*10^{-19}(c)$

k: constante de Boltzmann $1.38*10^{-23} J/K$

Introduction générale

0.1 Contexte général

Il va sans dire que la consommation d'énergie à travers le monde augmente d'environ 2% par an néanmoins, on est confronté à une réduction des ressources primaires fossiles. D'où l'augmentation de la croissance économique d'un côté, et la hausse de la consommation d'électricité par habitant de l'autre côté. D'ailleurs, personne ne peut nier que les émissions de gaz à effet de serre présentent un risque majeur pour l'avenir de l'humanité. Différentes solutions technologiques dédiées à réduire ces émissions.

En vertu des congrès et des conférences internationales sur le climat (Protocole de Kyoto, COPs...), l'adaptation de quelques ressources conventionnelles sera bientôt limitée pour des raisons liées à l'environnement. Alors le recours aux énergies renouvelables à savoir l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydroélectrique et la biomasse sera un choix indispensable et optimal qui jouera un rôle de plus en plus important vis-à-vis les autres ressources. La majorité des énergies renouvelables actuelles dérivent de l'énergie solaire à savoir le rayonnement solaire, le vent, la force de l'eau ne sont que des produits directs ou indirects de l'activité solaire. En effet le soleil envoie à la terre à peu près 10000 fois plus d'énergie que la planète en consomme par an. Alors Il est indispensable d'en tirer profit. Dans ce contexte, ce travail a pour but de traiter la problématique de l'intégration de la production photovoltaïque au réseau électrique, en particulier la qualité de l'énergie électrique.

0.2 Problématique

L'injection de l'énergie électrique, au réseau public de distribution, à partir des modules PV présentent des difficultés et des défis techniques. Cela nous a emmené à définir une problématique très importante. Ci-dessous nous citons quelques défis que nous affrontons :

1. L'adaptation de la tension des PV, de forme DC, à la tension de réseau AC de même amplitude, même fréquence et de même ordre de succession des phases dans le cas d'un réseau monophasé. Cela impose le recours aux convertisseurs statiques et aux filtres entre le système PV et le réseau ;

2. Etage d’adaptation : le fonctionnement des panneaux PV à leurs points de puissance maximale (algorithme MPPT)
3. Le contrôle du système PV connecté au réseau, en tenant en considération l'état du réseau électrique, la fluctuation de l'amplitude de la tension et de la fréquence de même que la production énergétique intempestive des panneaux PV ;
4. Le respect des exigences soulignés par le gestionnaire du réseau en particulier la qualité d'onde injectée (Taux de Distorsion d'Harmoniques THD% faible).

0.3 Objectifs de la recherche

En relation avec ces aspects présentés dans la problématique, l'objectif fondamental souligné pour cette recherche réside dans la proposition des solutions innovantes afin d’améliorer et d’optimiser la qualité de la tension au moment d’injection d'une puissance photovoltaïque dans le réseau électrique tout en tenant compte de la fonction à puissance maximale et en respectant les normes conventionnelles en vigueur.

L'onduleur reste un élément indispensable qui permet aux panneaux PV d'injecter la puissance électrique au réseau. Néanmoins, il peut influencer la qualité de l'énergie. C'est pour cette raison que notre recherche s’est focalisée en principe sur les structures des onduleurs monophasés dans le dessein d’adopter une structure qui permet d’avoir les meilleurs avantages. De plus, diverses commandes d'onduleurs sont étudiées dans la littérature. Pour notre cas, nous avons opté pour la PWM pour ses avantages démontrés pour les onduleurs classiques et sa simplicité à mettre en œuvre.

Les objectifs spécifiques du sujet de recherche ont été définis comme suit :

1. La modélisation du convertisseur BOOST et de l’onduleur dédié aux systèmes PV, de même que son filtre de sortie.
2. L'extraction du maximum de puissance à partir des panneaux PV d'une manière si efficace malgré les variations rapides et éventuelles d’éclairement et des conditions de fonctionnement ;
3. La proposition d'une méthode de contrôle/commande de l'onduleur monophasé : amélioration de l’efficacité du système de contrôle DC/AC qui comprend une boucle interne de contrôle de tension de liaison DC (Vdcs) et une boucle de contrôle externe pour

la régulation des courants directs et en quadrature (Id, Iq) fournis par la PLL.

4. La synchronisation de la commande avec le réseau par la technique PLL ;
5. La validation expérimentale de notre travail.

0.4 Méthodologie adoptée

Ce travail de thèse, sera traité comme étant un projet dans lequel nous apporterons nos contributions. Il contient plusieurs étapes qui peuvent être regroupées dans trois lignes directives (figure 1) :

- Le choix de la structure du système PV : basé sur les structures hacheur modulaire parallèle raccordé au réseau.
- L'étude théorique et la formulation des propositions concernant le contrôle du système PV : il comprend la formulation des propositions de contrôle pour l'intégration d'un système PV au réseau public. Celles-ci portent sur l'emploi le plus optimal des panneaux PV (MPPT), la synchronisation avec le réseau (PLL), l'élaboration des signaux de référence pour les boucles de contrôle de la tension et du courant. Le contrôle de l'onduleur par modulation de largeur d'impulsions multi-porteuses.
- La simulation et la validation expérimentale : comporte deux étapes de validation qui conduisent à une analyse des résultats et également à l'ajustement des propositions. La validation des propositions est réalisée d'abord par une simulation dans l'environnement Matlab/Simulink, ensuite par une validation expérimentale. Dans le cas où les résultats sont satisfaisants, la proposition devient la solution retenue. L'étape expérimental est réalisée par une carte DSpace1104.

0.5 Principales contributions

Contribution N◦1 : Une optimisation et proposition de l'algorithme PSO de MPPT dans le cas des variations rapides de l'éclairement et l'ombrage partiel pour améliorer l'efficacité des panneaux.

Contribution N◦2 : la proposition d'une structure du bloc PLL à base de la transformée de Park pour la synchronisation avec le réseau, en cas de variation de la fréquence.

Contribution N◦3 : Une proposition d'une commande globale d'un onduleur monophasé dont les blocs PLL et le modulateur propositionnel PWM font parties. Deux contrôleurs PI et PR respectivement dans les repères synchrone et stationnaire sont étudiés pour avoir un effet significatif sur la qualité du courant fourni au réseau. Nous avons apporté nos améliorations au contrôleur proportionnel résonnant adaptatif PR pour compenser les harmoniques indésirables de rang 3, 5, 7 et 9.

0.6 Organisation du rapport

Ce rapport recouvre l'ensemble des travaux effectués dans le cadre de cette thèse et comprend six chapitres devancés par une introduction générale et suivis par une conclusion générale et perspectives.

Le chapitre 1 est dédié à l'état de l'art des installations PV raccordées au réseau électrique monophasé. Il débute par, une introduction générale sur le photovoltaïque. Puis, des généralités sur les cellules PV, finalement nous exposerons la problématique du transfert du maximum de puissance durant une connexion directe d'un générateur photovoltaïque à une charge.

Dans le chapitre 2 nous présenterons une chaîne de conversion photovoltaïque optimisée dans le but de tirer, à chaque instant, le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur photovoltaïque. L'approche proposée consiste à introduire un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge, par la suite, nous avons exprimé les différents algorithmes MPPT qui permettent d'obtenir le MPP. Les commandes P&O, InCond et PSO ont été choisies ; pour des raisons de simplicité et d'efficacité ; dans le dessein d'effectuer une analyse approfondie. Les tests ont prouvé les problèmes et les lacunes des algorithmes P&O et IncCond cités dans la littérature.

Finalement, des modifications des algorithmes traditionnels du PSO ont été proposées, ce qui permet à l'algorithme de tracker le MPP même dans le cas d'une irradiation variable, et d'adapter l'incrément de la tension de référence au point de fonctionnement, puisque la variation de la tension MPP n'est pas linéaire.

Le chapitre 3 : présente les résultats des simulations faites dans l'environnement Matlab/Simulink de nos différentes contributions. Les performances des algorithmes P&O et

InCond et de la PSO ont été comparées et, en se basant sur les résultats des tests d'efficacité dynamique, il a été conclu que les algorithmes PSO était plus performant que P&O et InCond.

Le chapitre 4 : nous présenterons l'état de l'art des différentes architectures PV raccordées au réseau électrique monophasé. D'après un long balayage bibliographique nous avons opté pour la structure « hacheur modulaire parallèle ».

Le chapitre 5 : nous proposerons une boucle à verrouillage de phase PLL à base de la transformation de Park à quadrature qui donne des informations erronées lorsque la fréquence de réseau subit des variations. Notre contribution a pour but de palier à ce problème.

Une nouvelle stratégie de contrôle (en mode courant) d'un système PV raccordé au réseau est proposée. Deux types de contrôleurs PI et PR respectivement dans les repères synchrone dq et stationnaire αβ sont étudiés. L'élimination des harmoniques les plus importants, grâce à la commande PWM combinée au contrôleur PR adaptatif à compensation d'harmoniques, était notre principal objectif dans l'intention d'améliorer la qualité du courant injecté au réseau.

Le chapitre 6 : Pour vérifier nos contributions, tout le système est modélisé dans l'environnement Matlab/Simulink afin de valider nos différentes contributions. Les résultats obtenus sont ensuite validés par une co-simulation (PIL) et HIL (hardware in-the-loop) en utilisant la carte DSpace 1104.

CHAPITRE I

Les Systèmes Photovoltaïques

I.1. Introduction

Depuis des siècles, l'Homme a cherché comment bénéficier de l'énergie que le soleil émis. La majorité de ses utilisations ne dépassent pas celles de la vie quotidienne telles que le séchage et le chauffage ainsi que d'autres applications autant artisanales qu'industrielles ou encore dans des phénomènes de réactions chimiques telle que la photosynthèse. Cette énergie est disponible à profusion partout dans le monde en dépit de son atténuation qui demeure importante lors de la traversée de l'atmosphère. Cette énergie est de l'ordre de 1000 W/m² dans les zones tempérées et atteint jusqu'au 1400 W/m² dans les zones où l'atmosphère est légèrement polluée en poussière ou chargée d'eau.

L'intensité du flux solaire acquis au niveau du sol est lié à :

- L'orientation.
- L'altitude.
- La période de l'année.
- La nature des couches nuageuses.

Sous ces hypothèses, ce chapitre va présenter une introduction au système photovoltaïque, dans le dessein d'expliquer en détail son principe de fonctionnement.

I.2. Production énergie électrique

I.2.1. Cas mondial

La puissance PV installée au niveau mondial devrait augmenter par le double entre 2015 et 2021 (figure 1.1). Depuis l'année 2000 Cette puissance a été multipliée par 100. La baisse rigoureuse des prix, durant ces dernières années, dû aux progrès technologiques et aux volumes de production a été le facteur capital de cette évolution. En effet elle a permis de minimiser le coût

de la production de l'électricité de source solaire d'environ 90%. Il devient inférieur même à celui produit par d'autres sources dans une trentaine de pays aujourd'hui.

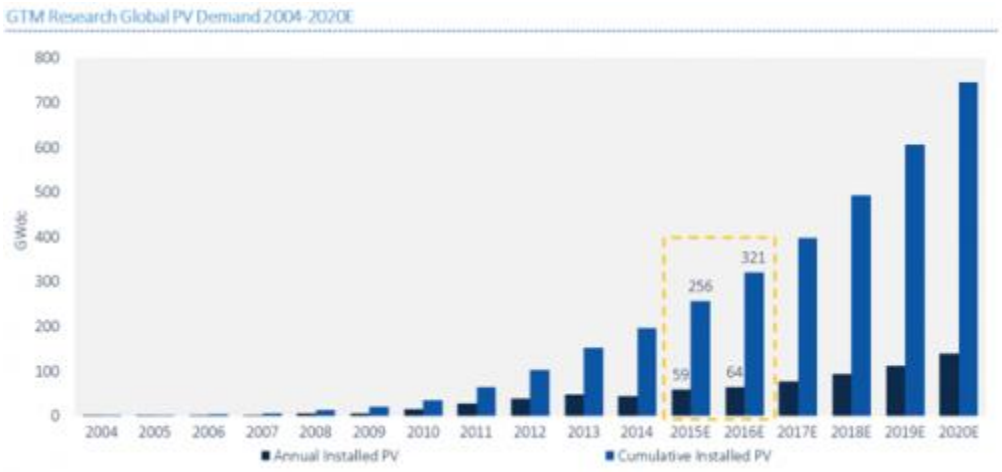


Figure 1.1: Puissance PV installée cumulée dans le monde, fin 2015 et prévisions jusqu'à 2020

La Figure 1.1 représente l'évolution de la puissance électrique installée et cumulée des installations PV dans le monde entre 2004 et 2019 y-compris les prévisions de l'année 2020. Nous constatons qu'à la fin de l'année 2009, la puissance installée approchait 7 GW, et en 2016 presque 64 GW étaient installés ce qui représente alors une multiplication par dix.

I.2.2. Cas du Maroc

Au Maroc, le long de ces cinq dernières années, la consommation d'énergie électrique a augmenté de 4Mtep (Million tonnes équivalent de pétrole) par an, en passant par 4,69 Mtep à 10 Mtep. Ce secteur repose sur l'extérieur pour plus de 97%, et sa facture éponge 25% des recettes d'exportation. Alors il est indispensable de réduire cette dépendance.

Ce besoin provient du fait que le Maroc se considère comme étant un pays en voie de développement, démuni de ressources pétrolières, doit sans doute réaliser des économies raison de minimiser ses importations énergétiques, qui hypothèquent son avancement économique.

Le Maroc est un gisement solaire important qui peut être bien utilisé pour la production PV, notamment dans les régions du sud du Maroc où le GHI (L'éclairement global horizontal) annuel atteint jusqu'à 2300kWh/m2 (figure 1.2).

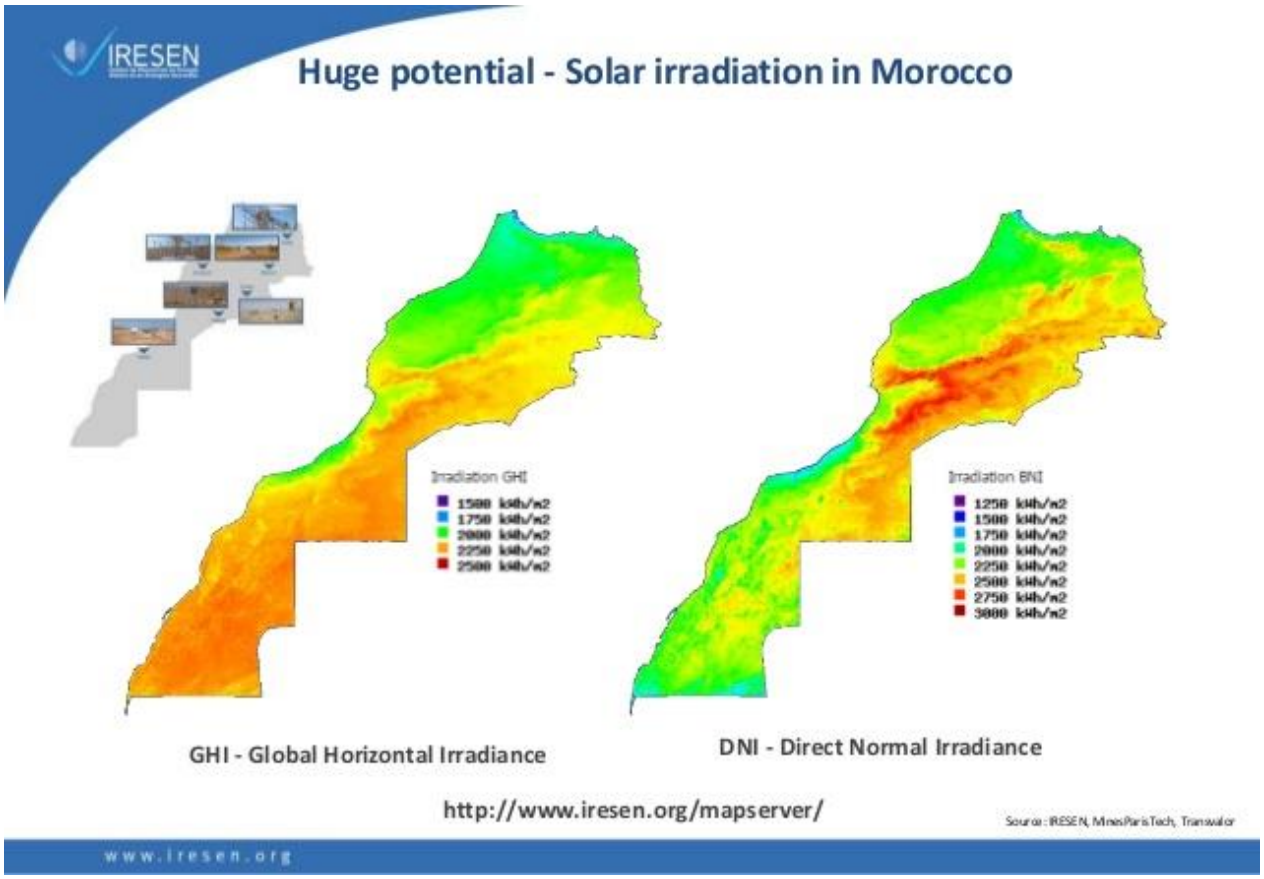


Figure 1.2 : Le GHI annuelle et l'implantation des stations (PV) au Maroc

Le Maroc s'est fixé pour objectif d'atteindre 42% de la puissance installée à base des énergies renouvelables à l'horizon 2020 (Solaire : 2000 MW, Hydraulique : 2000 MW, Eolien : 2000 MW et), dans le cadre de la stratégie nationale visant la sécurité de l'approvisionnement en énergie électrique et la promotion des énergies renouvelables, mais après le COP 22 ce pourcentage avait augmenté à 52% à l'horizon 2030. Un calcul approximatif de l'émission de CO2 par l'utilisation de 42% de la puissance installée est effectué à partir des énergies renouvelables dénie par la stratégie énergétique nationale (14% solaire, 14% hydraulique et 14% éolienne). Ceci a conduit à conclure que cette politique adoptée permettra de gagner en émission de CO2 d'environ 45 millions de Tonnes entre 2010 et 2020 [FRI 2012]. Le développement rapide de l'énergie solaire au Maroc apparait sous la forme du projet Noor de Ouarzazate, qui se considère comme étant le plus grand complexe d'énergie solaire dans le monde entier. Ce complexe repose essentiellement sur deux types de technologie CSP (Concentrated Solar Power) et PV. Les trois stations Noor I, II et III, ayant des puissances respectivement de 160, 200 et 150 MW, et Noor IV

est également une centrale PV de 80 MW, viendra compléter les trois autres. Ce qui aboutit à 580 MW au total, soit la puissance d'un réacteur nucléaire moderne. Les centrales Noor I et Noor II s'appuient sur la technologie des capteurs cylindro-paraboliques CSP, alors que Noor III sera bâtie conformément au principe de la tour solaire. Une fois achevé, ce complexe permettra de fournir de l'électricité à 1.3 Million de personnes et par conséquence échappera l'émission de 800000 tonnes de CO2 chaque année, en la comparant avec la production conventionnelle de l'électricité [Fri 2012].

I.3. Les cellules photovoltaïques

I.3.1. Description de la cellule

On peut définir une cellule comme étant l'élément de base le plus simple qui, grâce à lui, on peut atteindre la puissance désirée via un assemblage de plusieurs cellules.

Les photopiles, autrement dit cellules photovoltaïques, sont des composants optoélectroniques qui servent à transformer de manière directe la lumière solaire en électricité. Elles sont fabriquées à base des matériaux semi-conducteurs de propriétés intermédiaires entre conducteurs et isolants. Le matériau le plus utilisé dans la majorité des cas est le silicium. On peut obtenir des photopiles plus ou moins performantes selon le procédé de fabrication adopté, on distingue différentes formes qu'on peut citer l'amorphe, le polycristalline ou le monocristalline. On peut utiliser d'autres matériaux tels que l'Arséniure de gallium (AsGa), et le Tellurure de cadmium (CdTe). [Green 2006, Bernard 2004]

Le fonctionnement de la photopile est basé sur les propriétés électroniques acquises par le silicium. On appelle « Dopage » l'opération qui consiste à introduire des impuretés dans un cristal pour modifier ces propriétés, en effet, il existe deux types de dopage :

- Si l'atome d'impureté comporte plus d'électrons que le Silicium, alors le matériau contiendra un excès d'électrons libres : on dit que le dopage est de type N exp. Dopage au phosphore).
- Si l'atome d'impureté contient moins d'électrons que le Silicium, alors le matériau sera déficitaire en électrons, on dit que le dopage est de type P

Une cellule solaire est obtenue en formant une jonction de deux zones de types opposés (jonction PN). Au voisinage de cette jonction, on aperçoit un champ électrique dû au déséquilibre de

charges. Il va contribuer ainsi à drainer les électrons qui auront été détachés par l'énergie des photons incidents (grains de lumière). Pratiquement, la cellule photovoltaïque est composée de plusieurs couches minces (figure1.3) à savoir :

- Une couche dite "antireflet" sur la face avant, dans l'intention de faciliter la pénétration d'un maximum de photons via la surface, et de minimiser les pertes par réflexion.
- Une grille conductrice avant dite " collectrice des électrons " qui doit également être liée au silicium, et insensible à la corrosion.
- Une couche dopée N avec porteurs de charge libres négatifs (électrons).
- Une couche dopée P avec porteurs de charge positifs (trous).
- Une surface de contact conductrice métallique (collectrice des électrons), caractérisée par une bonne conductivité ainsi qu'un bon accrochage sur le silicium.

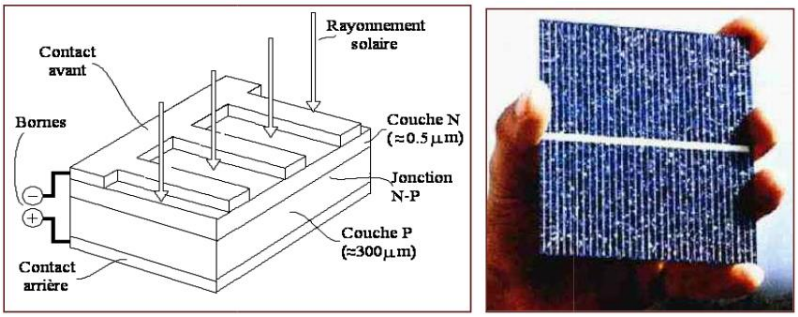


Figure 1.3: description d'une cellule PV

I.3.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement des cellules photovoltaïque repose sur un effet physique dit effet photovoltaïque, ceci est traduit par la transformation directe de la lumière en électricité (courant continu CC). Son principe réside en une collision des photons incidents (flux lumineux) avec les électrons libres et les électrons de valence en leur communiquant une énergie (h ν), si cette énergie est supérieure ou égale à l'énergie de gap de ce semi-conducteur $E_g = E_c - E_v$, l'électron passe de la bande de valence à la bande de conduction en laissant un trou derrière lui, d'où l'apparition des paires électron- trou dans différents points de la jonction Figure (1.4).

Donc toute particule minoritaire près de la jonction a une probabilité très forte pour la traverser, et la jonction s'oppose uniquement au passage des porteurs majoritaires. [Green 2006, Bernard 2004]

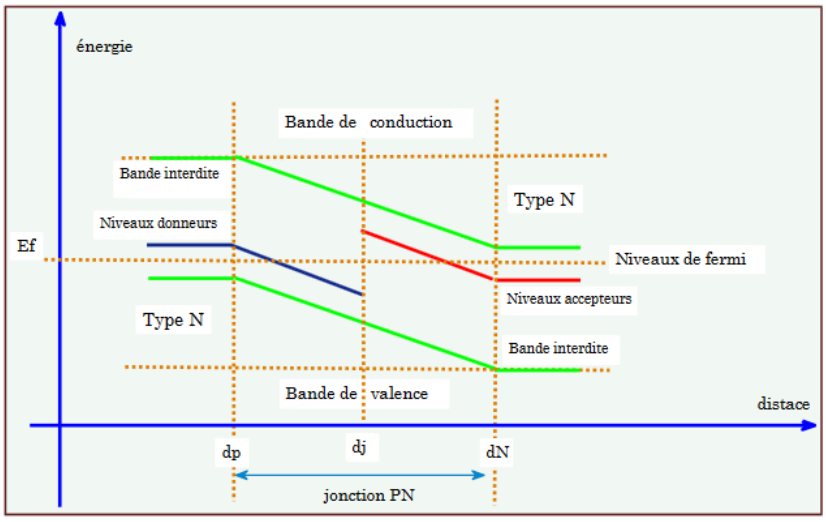


Figure 1.4: diagramme de bandes d'énergie au voisinage de la jonction

Si les photons ont une énergie très supérieure à Eg, ils passent de la bande de valence à un niveau instable de la bande de conduction. L'excès d'énergie sera transmis sous forme de phonons au réseau cristallin puis perdu en chaleur, et l'électron prendra alors un niveau stable dans la bande de conduction. Si les photons ont une énergie inférieure Eg, ils ne seront pas absorbés et leurs énergies ne contribuent pas à la conversion photovoltaïque.

La longueur d'onde correspondant au maximum de photons est de l'ordre de 650 nm- 670 nm. La formule d'énergie d'un photon est donnée par la relation :

$$E = h * c / \lambda \qquad (1.1)$$

Où

h: la constante de planck

c: la vitesse de la lumière

λ: longueur d'onde

Ainsi, plus la longueur d'onde est courte, plus l'énergie du photon est grande. Cette découverte value à Albert Einstein le prix Nobel en 1905.

I.3.3. Caractéristique de la cellule PV

Il existe plusieurs modèles électriques caractérisant le fonctionnement de la cellule photovoltaïque, et ils ont comme facteur commun la considération de la cellule PV comme générateur du courant idéal [Abeteetal 1990].

Le circuit équivaut d'une cellule photovoltaïque le plus utilisé est représenté sur la Figure (1.5).

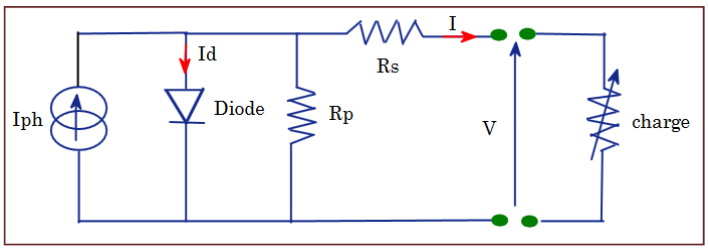


Figure 1.5: Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque [Kajihara 2005]

Comme montre la figure (1.5) une cellule photovoltaïque comporte, en réalité, une résistance série Rs et une résistance shunt Rp. Ces résistances auront une certaine influence sur la caractéristique I-V de la cellule [Katsutoshi 2002, Protin 2010, Ouariachi 2009, RYAN 2007]:

- La résistance série est la résistance interne de la cellule, elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices, et de la résistivité de ces grilles.
- La résistance shunt est dû à un courant de fuite au niveau de la jonction, et dépend de la façon avec laquelle celle-ci a été réalisée.

D'après la Figure (1.5) le modèle mathématique pour la caractéristique courant-tension est donné par :

$$I = I_{ph} - I_d - \frac{V+R_s I}{R_p} \qquad (1.2)$$

Avec

$$I_d = I_0(\exp\,[\exp\left[\frac{q}{m.k.T_c}(V + IR_s) - 1\right]) \qquad (1.3)$$

V: tension de sortie de la cellule

I: courant de sortie de la cellule

Iph: courant photo-généré ou photo-courant (A)

Io: courant de saturation de la diode (A)

Tc: température absolue de fonctionnement de la jonction (K°)

m: facteur d'idéalité de la diode (mϵ[1,2]), la valeur typique de m est 1.3

Rs: résistance série

Rp: résistance parallèle

q: la charge électrique $1.6*10^{-19}(c)$

k: constante de Boltzmann $1.38*10^{-23} J/K$

Dans la pratique l'équation (1.2) peut être simplifiée. Pour le cas d'une cellule solaire de bonne qualité, on admet que :

- La résistance Rp a une valeur assez élevée : donc le terme $(\frac{V+I.R_s}{R_p}=0)$

- L'expression $\exp[\frac{q}{m.k.T_c}(V+I.R_s)] >> 1$

Par conséquent, l'équation courant-tension de la cellule s'écrit donc :

$$I = I_{ph} - I_0(\exp[\frac{q}{m.k.T_c}(V+I.R_s)]) \quad (1.4)$$

La figure (1.6) montre la caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule PV à une température fixée Tc et à une certaine ambiante irradiation Ga. Si une résistance série variable R connectée à la terminale de la cellule, le point de fonctionnement est déterminé par l'intersection de la courbe I-V et la caractéristique I-V de la charge. La caractéristique de la charge résistive est une droite avec I/V = 1/R. Si la résistance est petite la cellule fonctionne dans la région A vers B seulement

(comme une source de courant constant) et si la résistance est considérablement grande, la cellule fonctionne dans la région C vers D de la courbe (comme une source de tension constant).

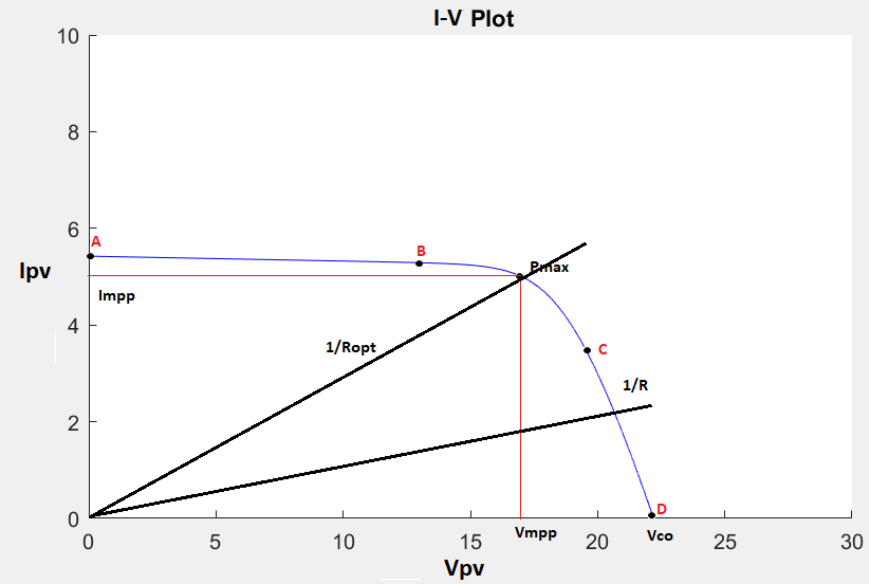


Figure 1.6 caractéristique I-V

I.3.3.1. Paramètre d'une cellule PV

Ces paramètres peuvent être déterminés à partir de la courbes I-V.

I. 3.3.1.1. Le courant de court-circuit (Icc):

C'est la plus grande valeur de courant générée par la cellule sous les conditions de court- circuit où V=0. (Pratiquement Icc=Iph) [Wiles 1998 , Wiles 1997]

I.3.3.1.2. Tension de circuit-ouvert (Vco):

C'est la tension pour laquelle le courant débité par le générateur PV est nul (la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur PV). Son expression est déduite de l'équation suivante :

$$V_{co} = (\frac{m*k*T_c}{q}) \ln(\frac{I_{ph}}{I_0}) \qquad (1.5)$$

Avec $V_{th} = (\frac{m.k.T_c}{q})$: la tension thermique.

I.3.3.1.3. La puissance maximale

C’est la puissance électrique maximale que peut fournir le module, qui est associé à une tension maximale Vm, et à une intensité maximale Im, Lorsqu’il est question de puissance maximale dans les conditions normalisées d’ensoleillement STC standard (25° et un éclairement de 1000 W/m²), on parle alors de puissance crête, mesurée en watts-crête.

I. 3.3.1.4. Facteur de Forme FF

C’est le rapport de la puissance maximale qui peut être délivré à la charge sur le produit de (Icc,Vco).

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{cc} * V_{co}} = \frac{I_{mpp}.V_{mpp}}{I_{cc}.V_{co}} \tag{1.6}$$

Pour les cellules ayant un rendement moyen, le FF varie de 0.7 à 0.85. Le facteur de forme FF diminue si la température augmente.

I.3.3.1.5. L’efficacité (rendement) de la conversion

C’est le rapport de la puissance électrique maximale pouvant être extraite à la puissance de rayonnement incident sur la surface X de la cellule.

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_{inc}} = \frac{I_{mpp}.V_{mpp}}{S.G_a} = \frac{V_{co}.I_{cc}.FF}{P_{inc}} \tag{1.7}$$

Avec Pinc est égale au produit de l’éclairement et de la surface totale des photopiles. Ce paramètre reflète la qualité de conversion de l’énergie solaire en énergie électrique.

I.3.3.2. influences de l’éclairement

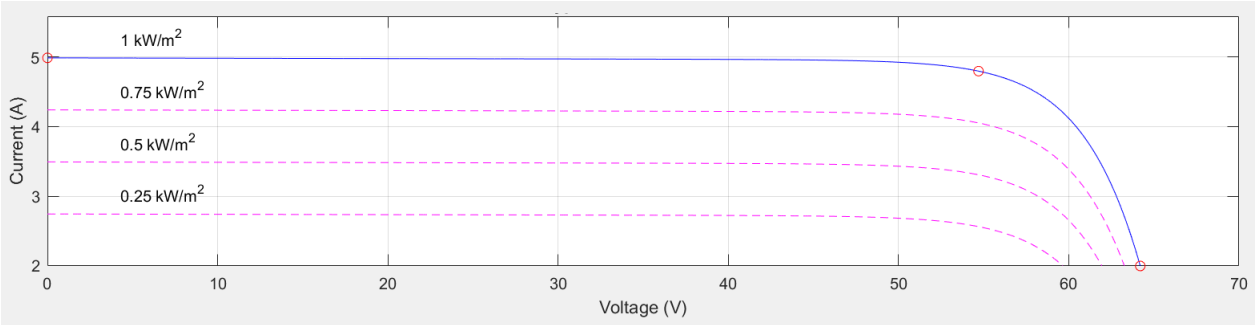


Figure 1.7: L’influence de l’éclairement sur la caractéristique I=f(V)

L'énergie électrique produite par une cellule dépend de l'éclairement qu'elle reçoit sur sa surface. La figure (1.7) représente la caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction de l'éclairement, à une température ambiante, et une vitesse de circulation de l'air constante. Le courant est directement proportionnel au rayonnement, contrairement à la tension qui varie légèrement en fonction de l'éclairement [Protin2010].

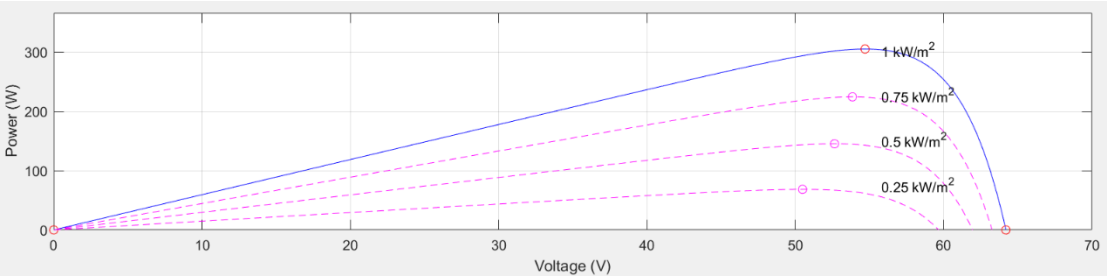


Figure 1.8 : L'influence de l'éclairement sur la caractéristique P=f(V)

La figure (1.8) illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui nous a permis de déduire l'influence de l'éclairement sur la caractéristique P(V).

I.3.3.3. Influences de la température

L'influence de la température est importante, alors elle doit être prise en considération pour la conception des panneaux et des systèmes photovoltaïques, en effet, La température est un paramètre essentiel puisque les cellules sont exposées aux rayonnements solaires, susceptibles de les échauffer. De plus, une partie du rayonnement absorbé n'est pas convertie en énergie électrique, elle se dissipe sous forme de chaleur ; c'est pourquoi la température de la cellule (Tc) est toujours plus élevée que la température ambiante (Ta).

$$T_C = T_a + \frac{E_m}{800}(TUC - 20) \qquad (1.8)$$

Em: Eclairement moyenne (W/m²)

T_{UC}: Température d'utilisation de la cellule (c)

I.3.3.4. Influences de l'association série des cellules PV

La cellule individuelle, unité de base d'un système photovoltaïque, ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 0.5 W avec une tension de moins d'un volt. Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées pour former un module (ou panneau) [PRO].

Pour avoir plus de tension, il faut assembler Ns modules en série.

L'association en série des cellules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule [Protin2010].

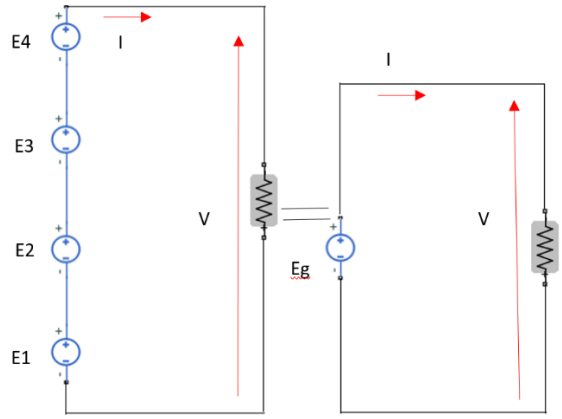


Figure 1.9: Association de N modules solaire en série

I.3.3.5. Influence de l'association parallèle des cellules PV

L'association en parallèle des photopiles délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'une seule cellule [Protin2010].

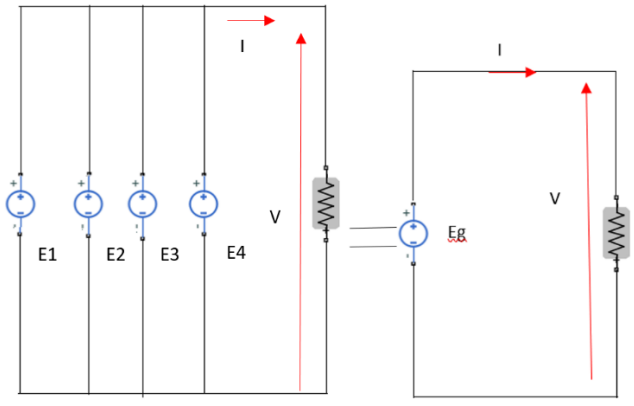


Figure 1.10: Association de Np modules en parallèle

I.3.3.6. Influence de l'association mixte (Série + parallèle) des cellules PV

Pour avoir une satisfaction en courant et en tension, on est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est à dire série-parallèle [Protin 2010].

I.4. Les différentes technologies des cellules PV

Le rendement des cellules PV dépend principalement des matériaux constituants, la plupart des recherches se dirigent dans ce domaine, car c'est l'élément qui freine jusqu'à maintenant la production photovoltaïque et sa répartition à grande échelle.

Les technologies des cellules solaires se sont développées de manière très diverse. On distingue en général les cellules cristallines et les cellules à couches minces.

I.4.1. Cellules cristallines

Les cellules cristallines sont deux types :

I.4.1.1. La cellule monocristalline

Qui s'approche le plus du modèle théorique : cette cellule est essentiellement composée d'un seul cristal divisé en deux couches (figure 1.11 (a)). Les cellules monocristallines permettent d'obtenir de haut rendement, de l'ordre de 15 à b22% [Iqbal 1983].

I.4.1.2. Les Cellules poli-cristallines

Sont composées d'un agglomérat de cristaux (figure1.11 (b)) elles proviennent du sciage de blocs de cristaux, pourtant ces blocs restent coulés et sont dès lors hétérogènes [Iqbal 1983].

I.4.2. Cellule à couches minces

La technologie des couches minces a l'avantage de produire les cellules par un procédé de revêtement à grande surface peu onéreux. Elles sont plus minces et peuvent même être déposées sur des supports flexibles (figure 1.11 (c)) [Iqbal 1983].

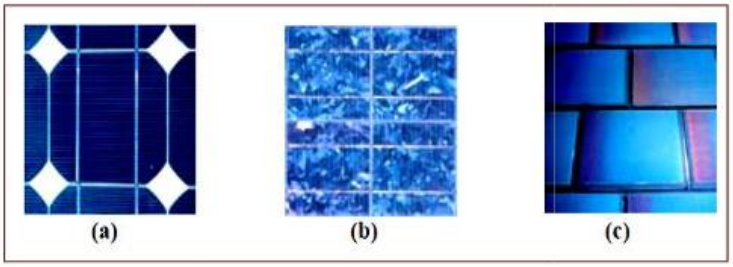


Figure 1.11: Différents technologie des cellules PV

I.5 Connexion Générateur PV-Charge

Le système photovoltaïque peut fonctionner selon deux principaux modes de fonctionnement :

Connexion directe source PV-charge

Connexion à travers un étage d'adaptation

I.5.1. Connexion directe source PV-Charge

Il s'agit de la connexion la plus simple à concevoir, elle se compose d'un générateur PV connecté directement à la charge DC. Ce choix est lié à la simplicité de l'opération, et le très haut degré de fiabilité. Ceci est dû principalement à l'absence d'électronique, sans oublier le faible coût de la solution.

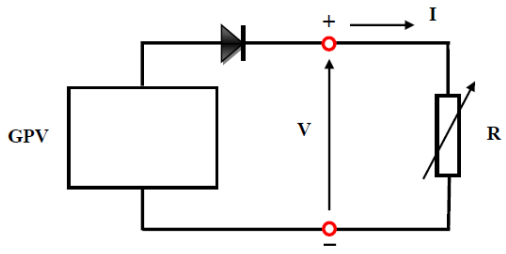


Figure 1.12: Connexion directe un GPV-Charge

L'inconvénient majeur de cette configuration est qu'elle n'offre aucun type de limitation et/ou réglage de la tension aux bornes de la charge. Le transfert de la puissance maximale disponible aux bornes du GPV vers la charge n'est pas non plus garanti. En effet, une charge de type alternative n'est pas du tout compatible avec la connexion directe, car le GPV produit une tension continue.

Trois types de charges DC typiques existent : une charge purement résistive, une charge de type source de tension et une charge de type source de courant. Sur la figure 1.13, nous allons représenter les caractéristiques I(V) et P(V) d'un générateur PV ainsi que la caractéristique I(V) des trois types de charges.

De la figure 1.13, nous pouvons identifier le point de fonctionnement où la puissance fournie par le générateur est maximale pour un courant et tension optimaux. Ce point est dit PPM.

Nous remarquerons le point d'intersection entre les caractéristiques I(V) du générateur et celles des trois types de charges [Pastor 2001] :

1) Charge de type source de tension (R1>Ropt), point-B

2) Charge de type résistive (R=Ropt), point –A source de courant

3) Charge de type source de courant (R2<Ropt), point -C

Pour ces trois points, la puissance fournie par le générateur est respectivement P1, PPM et P2, comme l'illustre la Figure 1.13, les deux points (B et C) correspondent à des valeurs de puissance inférieures à la puissance maximale disponible. Donc il en résulte une perte importante d'une partie de la puissance produite aux bornes du générateur PV.

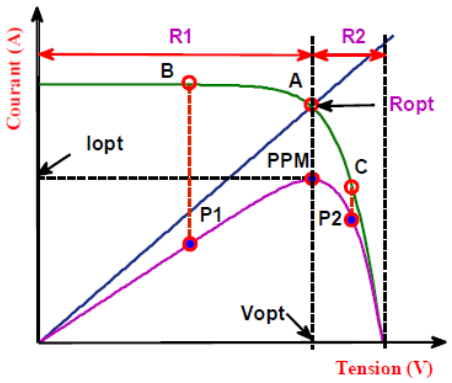
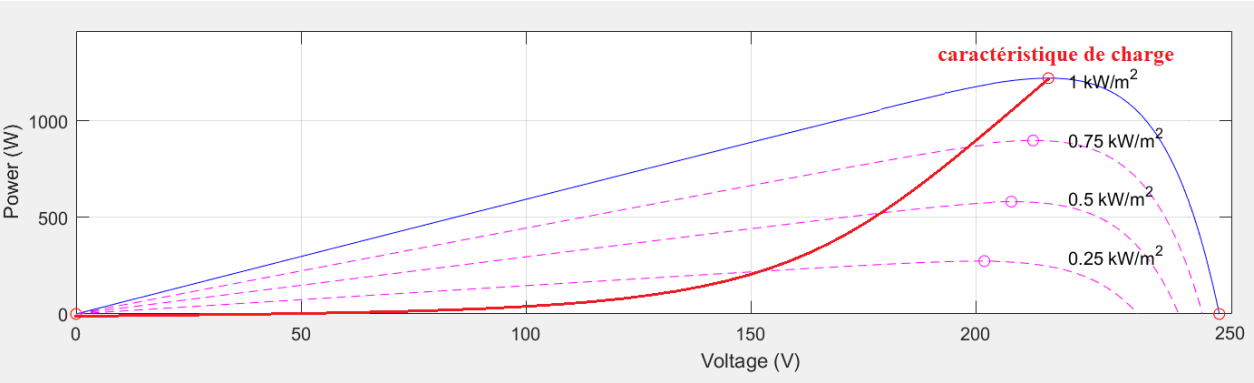
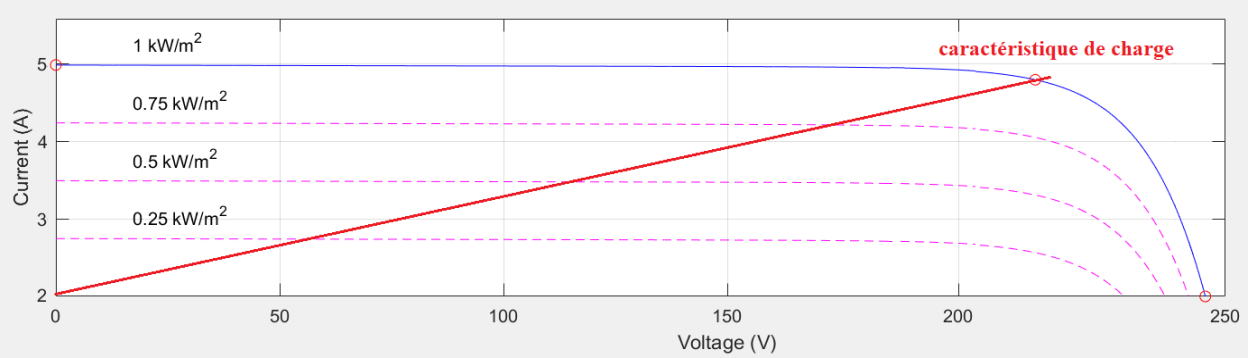


Figure 1.13: point de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge

Nous prenons à titre d'exemple une charge résistive connecté directement au générateur Photovoltaïque.



(a)



(b)

Figure 1.14: (a,b) caractéristique (PV- IV) d'un couplage directe d'un GPV-Charge

Sur la figure 1.14, nous avons tracé les caractéristiques puissance-tension P-V du GPV pour différents niveaux d'éclairement à température constante T = 25 °C, sur la même figure, la caractéristique de la charge est également représentée.

Pour les conditions standards de mesures, par exemple le point d'intersection du GPV avec la courbe de charge est le point PPM, Ce point n'est pas fixe, il varie selon les conditions climatiques. Lorsque la puissance fournie à la charge est optimale, alors L'adaptation est dite optimale.

I.5.2. Connexion à travers un étage d'adaptation

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe I.4, un générateur PV présente des caractéristiques I(V) non linaires avec des PPM. La production de puissance varie fortement en fonction de l'éclairement, de la température, mais aussi du vieillissement global du système. De

plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le générateur PV débite, nous pouvons trouver un très fort écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe.

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du générateur PV, et de la transférer à la charge, la technique adoptée consiste à utiliser un étage d'adaptation entre le générateur PV et la charge comme décrit dans la figure 1.15 ci-dessous. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant, à travers une action de contrôle, le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit le plus proche possible de la puissance maximale disponible.

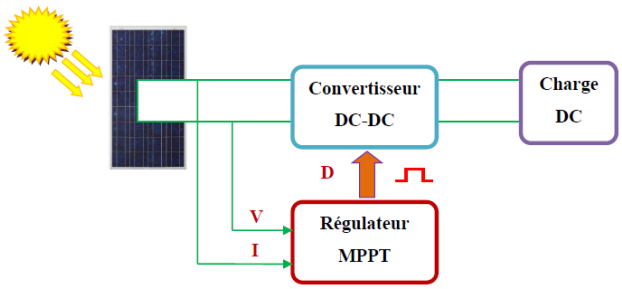


Figure 1.15: Générateur PV contrôlé par une commande MPPT avec une charge DC

I.5.2.1. Le convertisseur continu – continu (hacheur)

L'hacheur est un dispositif permettant d'obtenir une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue constante (batterie d'accumulateurs ou bien pont redresseur - alimenté par le réseau de distribution). Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée à l'entré, le hacheur est dit dévolteur. Dans le cas contraire, il est dit survolteur.

- **Hacheur série (buck) figure 1.16:** est un abaisseur de tension continue.

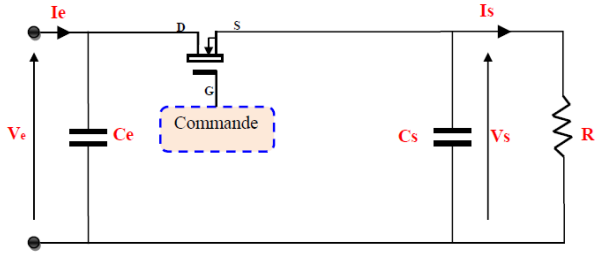


Figure 1.16: Le circuit équivaut d'un hacheur série

La valeur moyenne de la tension $\overline{V_s}$ peut être ajustée en jouant sur la valeur du rapport cyclique D. Quand on fait varier α de 0 à1, $\overline{V_s}$ varie linéairement de 0 à Ve.

$$\overline{V_s} = D.V_e \tag{1.9}$$

$$I_s = \frac{Ie}{D} \tag{1.10}$$

V_e : La tension d'entrée

V_s : La tension de sortie

$\overline{V_s}$: La valeur moyenne de la tension de sortie

D : Le rapport cyclique du convertisseur

A partir des équations (1.9) et (1.10), nous pouvons déduire la résistance à la sortie du panneau PV (R_{PV}) en fonction de α et R_{ch} .

$$R_{PV} = \frac{1}{D^2} R_{ch} \tag{1.11}$$

Dans les conditions optimales et pour une charge R_{ch} donné, la résistance optimale du générateur PV ($R_{PV} = R_{opt}$) est calculé par l'équation suivante :

$$R_{opt} = \frac{1}{D_{opt^2}} . R_{ch} \tag{1.12}$$

- **Hacheur parallele (boost) figure 1.17** 'survolteur' : est un convertisseur statique qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

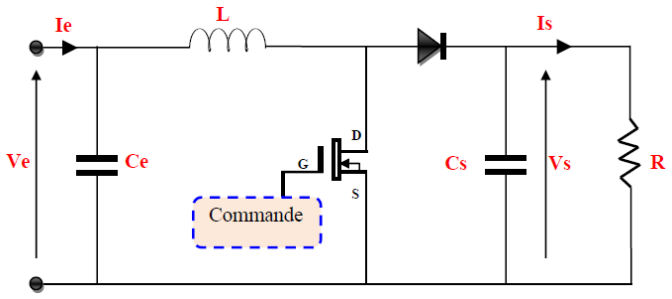


Figure 1.17: Le circuit équivaut d'un hacheur parallèle

La valeur moyenne de la tension $\overline{V_s}$ est calculée par :

$$\overline{V_s} = \frac{V_e}{1-D} \tag{1.13}$$

$$I_s = (1 - D).I_e \tag{1.14}$$

A partir des équations (1.13) et (1.14), nous pouvons déduire la résistance à la sortie du panneau PV (Rpv) en fonction de D et Rch :

$$R_{PV} = R_{ch}(1 - D)^2 \tag{1.15}$$

Dans les conditions optimales et pour une charge R_{ch} donnée, la résistance optimale du générateur PV est calculé par l'équation suivante :

$$R_{PV} = R_{opt} \tag{1.16}$$

$$R_{opt} = R_{ch}(1 - D_{opt})^2 \tag{1.17}$$

- **Le convertisseur continu–alternatif (onduleur)**

La fonction principale de l'onduleur est de transformer le courant continu, produit par le générateur solaire, en courant alternatif monophasé ou triphasé. Une deuxième fonction de l'onduleur est d'adapter le point de fonctionnement (courant-tension) au générateur, en effet, il réalise un transfert optimal de puissance entre le générateur PV et la charge, sous les conditions climatiques variables. Ce transfert est contribué par un circuit de génération des signaux PWM qui commande la variation de la fréquence d'alimentation.

I.6. Sécurité d'un générateur PV

Lors de la conception d'une installation photovoltaïque, on doit assurer la protection électrique de cette installation dans l'intention d'augmenter sa durée de vie tout en évitant toutes pannes destructrices qui peut être survenue suite à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. Pour ce faire, deux types de protections classiques sont adoptés dans les installations actuelles (figure 1.18) :

- La diode anti-retour qui a pour rôle d'empêcher le courant négatif dans les GPV. Ce phénomène peut avoir lieu quand plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou

encore lorsqu'une charge en connexion directe peut switcher du mode récepteur au mode générateur, à savoir une batterie durant toute la nuit.

- Les diodes by-pass sont utilisés pour isoler un sous-réseau de cellules en cas d'éclairement hétérogène ce qui permet d'éviter l'apparition de points chauds et les défaillances des cellules qui sont mal éclairées. La mise en conduction de ces diodes influe sur la caractéristique de sortie du générateur, comme l'illustre la figure 1.18 : la perte d'une partie de la production d'énergie et la présence de deux maximums de puissance.

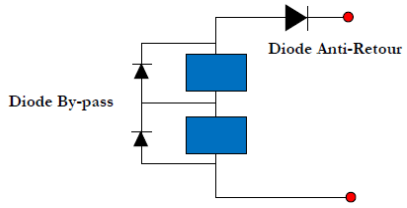


Figure 1.18: Protection d'un GPV avec diode by-pass et diode anti-retour

I.7. Conclusion

Nous avons entamer ce chapitre par une introduction aux systèmes photovoltaïques, son fonctionnement à l'échelle internationale et particulièrement à l'échelle national, nous avons fait une description détaillée de la cellule photovoltaïque l'élément de base du système PV, les différents facteurs qui impacte son fonctionnement, et son rendement, nous avons également décrit et exposé les modes de fonctionnement du système PV, et comment assurer la protection de l'installation face à toute panne destructive du système.

D'après études faite, il apparait que le mode de connexion directe n'offre aucune limitation de réglage de tension à la charge, d'où il sera indispensable d'introduire un étage d'adaptation entre la source et la charge, afin d'extraire le maximum de puissance à chaque instant.

Dans le chapitre suivant nous présenterons les différentes techniques et méthodes utilisées pour la commande MPPT ainsi que nos contributions apportées à ce domaine d'étude.

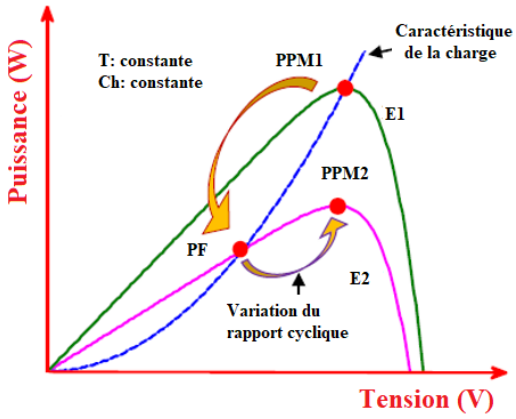
CHAPITRE II

Suiveur du Point Maximale de Puissance

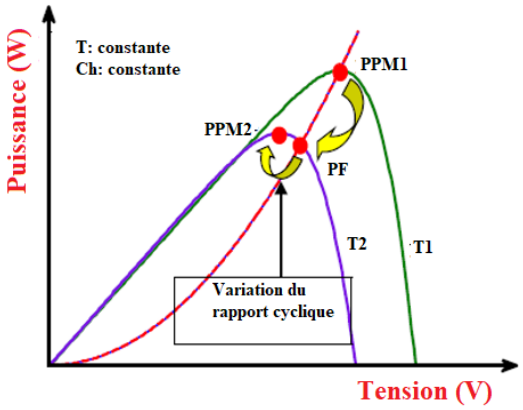
II.1. Introduction

Un MPPT, en anglais (Maximum Power Point Tracker), est une commande qui s'associe à un étage d'adaptation (convertisseur continu-continu) et qui permet au générateur photovoltaïque de maintenir la production, en permanence, du maximum de sa puissance [Hocein2011, Bhatnagar 2013]. La technique de contrôle a pour rôle de piloter le convertisseur statique lié à la charge, elle permet d'agir sur le rapport cyclique de façon automatique afin d'amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement malgré les instabilités météorologiques et les variations brutales des charges survenant de temps à autre.

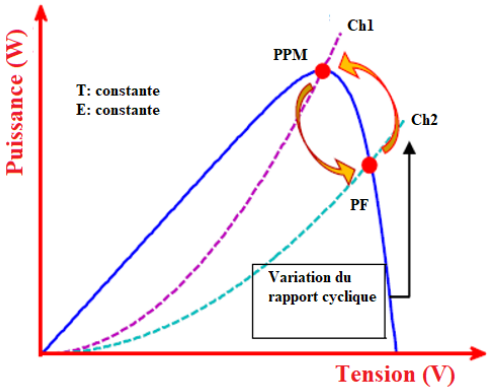
La figure 2.1 illustre trois types de perturbations. Le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal vers un nouveau point de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum, comme l'indique la figure 2.1-A, pour une puissance incidente E1, la puissance optimale qui est transférée à la charge est le point PPM1. En cas de changement de la puissance incidente (E2), le point de puissance maximale sera le point PPM2 et le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque sera le point Pf (Fig. 2.1 -A). Il suffit de régler la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Dans une moindre mesure, une variation de point de fonctionnement peut avoir lieu, il est dû aux variations de température de fonctionnement du GPV (cas B). Il faut agir au niveau de la commande pour maintenir le maximum de puissance. Il en sera de même que lorsque change (cas C), on peut aussi remarquer une modification au niveau du point de fonctionnement qui retrouve une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande. En général, le suivi du PPM est effectué à travers une commande spécifique appelée MPPT qui agit principalement sur le rapport cyclique du convertisseur statique afin de rechercher et aboutir le PPM du GPV [Hocein 2011].



A- Variation de l'éclairement



B- Variation de la température



C- Variation de la charge

Figure 2.1: Variation du Point de Puissance Maximal avec l'éclairement, la température et la charge.

Le contrôle MPPT influe sur le rapport cyclique du convertisseur statique, qui agit sur le sens de la variation de tension de telle manière que la puissance produite par le générateur photovoltaïque soit la puissance maximale disponible au niveau de ses bornes.

Pour maintenir le fonctionnement d'un GPV à son point de puissance maximale PPM, on utilise souvent des contrôleurs MPPT qui sont destinés à minimiser l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence qui varie en fonction des conditions climatiques.

II.2. La méthode Perturbation & observation (P&O)

C'est la méthode qui vient directement à l'esprit pour rechercher le point maximal de puissance. Le principe de P & O consiste à introduire une petite perturbation de tension en modifiant la valeur du rapport cyclique du convertisseur statique, puis en suivant le sens de variation de puissance de sortie PV, si à tout instant j la sortie PV (P(j) et tension V(j)) est supérieure à la précédente puissance P (j-1) et V (j-1), la direction de la perturbation est maintenue, sinon il est inversé. L'organigramme de l'algorithme possède quatre cas comme le montre la figure 2.3 et il est détaillé comme suit :

- Pour une tension V(k) prédéfinie, on va mesurer la puissance correspondante P(k) fournie par le générateur.
- Après une certaine durée, l'algorithme impose une tension $V(k+1) = V(k) + \Delta V$ et mesure la puissance correspondante P (k+1),
- Si P (k+1) est supérieure à P(k) : l'algorithme se dirige vers imposer une tension plus grande $V(k+2) = V(k+1) + \Delta V$. Sinon l'algorithme va essayer au contraire de minimiser la tension $V(k+2) = V(k+1) - \Delta V$.

La figure 2.2 présente la variation de la puissance en fonction de la tension d'un panneau photovoltaïque. On constate que, si une perturbation de tension se manifeste, la puissance photovoltaïque augmente, et la direction de perturbation reste maintenue. Sinon, elle est inversée afin de reprendre la convergence vers un nouveau PPM. La trajectoire de la variation de ces points est représentée sur la figure 2.2.

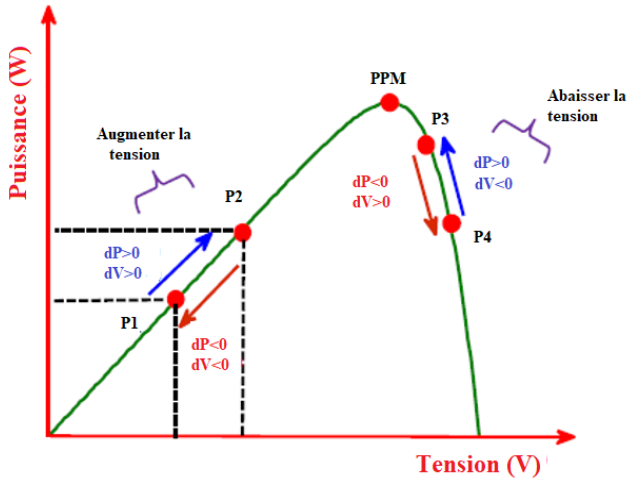


Figure 2.2: Puissance disponible en fonction de la tension aux bornes du générateur PV

De cette façon, le système agit en permanence sur la tension aux bornes du GPV pour se rapprocher du PPM, mais il est presque impossible de l'atteindre précisément. Il existe également d'autres algorithmes ainsi que plusieurs solutions entièrement analogiques parfois assez simples à mettre en œuvre [Bennis 2015, Bennis 2018].

Les étapes de la recherche (du point optimal) sont illustrées dans le diagramme de la figure 2.3.

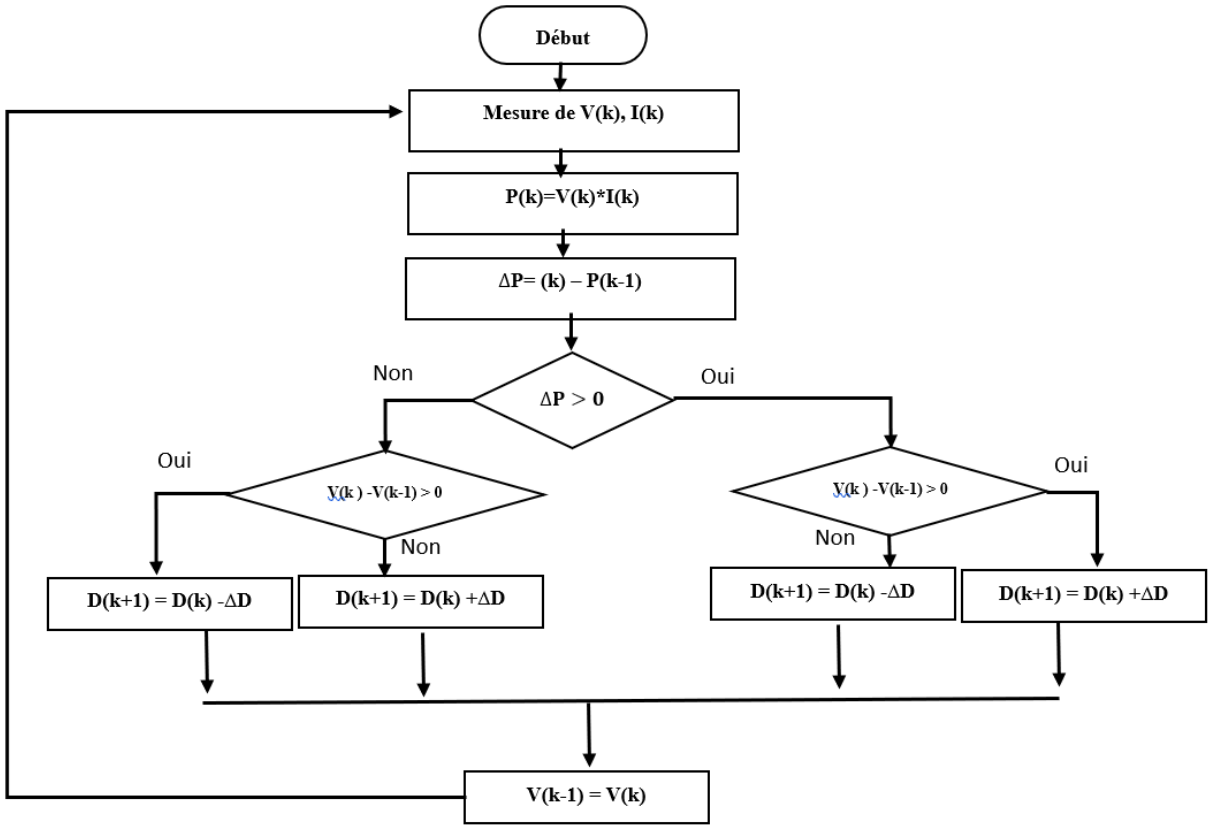


Figure 2.3: Diagramme fonctionnel "perturbation et observation ».

Légende :

V(k) : Tension en sortie du panneau à l'itération k

I (k) : Intensité en sortie du panneau à l'itération k

P(k) : Puissance en sortie du panneau à l'itération k

D(k): Le rapport cyclique à l'itération k

II.3. MPPT à base de l'incrémental de conductance (IncCond)

Cette technique repose sur la variation de la conductance du générateur photovoltaïque et son impact sur la position du point de fonctionnement. La conductance et la variation élémentaire de la conductance (incrément) du module photovoltaïque sont définies respectivement par :

$$G = \frac{Ipv}{Vpv} \qquad (2.1)$$

$$dG = \frac{dIpv}{dVpv} \tag{2.2}$$

La caractéristique puissance-tension du générateur photovoltaïque, permet d'écrire les conditions suivantes :

- Si $\frac{dIpv}{dVpv} > 0$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM
- Si $\frac{dIpv}{dVpv} = 0$, le point de fonctionnement est sur le PPM,
- Si $\frac{dIpv}{dVpv} < 0$, le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

En utilisant la relation (2.2), la dérivée de la puissance peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{dIpv}{dVpv} = \frac{d(Vpv.Ipv)}{dVpv} = Ipv.\frac{dVpv}{dVpv} + Vpv + \frac{dIpv}{dIpv} = Ipv + Vpv.\frac{dIpv}{dVpv} \tag{2.3}$$

On peut donc avoir d'autres conditions sur la variation de la conductance :

- Si $Ipv + Vpv.\frac{dIpv}{dVpv} = 0 \Longrightarrow \frac{dIpv}{dVpv} = -\frac{Ipv}{Vpv}$, le point de fonctionnement est sur le PPM.
- Si $Ipv + Vpv.\frac{dIpv}{dVpv} > 0 \Longrightarrow \frac{dIpv}{dVpv} > -\frac{Ipv}{Vpv}$,le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
- Si $Ipv + Vpv.\frac{dIpv}{dVpv} < 0 \Longrightarrow \frac{dIpv}{dVpv} < -\frac{Ipv}{Vpv}$, le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

Le PPM peut être atteint en comparant à chaque instant la valeur de la conductance (Ipv/Vpv) avec celle de l'incrément de conductance (dIpv/dVpv). La figure 2.4 illustre l'algorithme de cette méthode, où Vr représente la tension de référence.

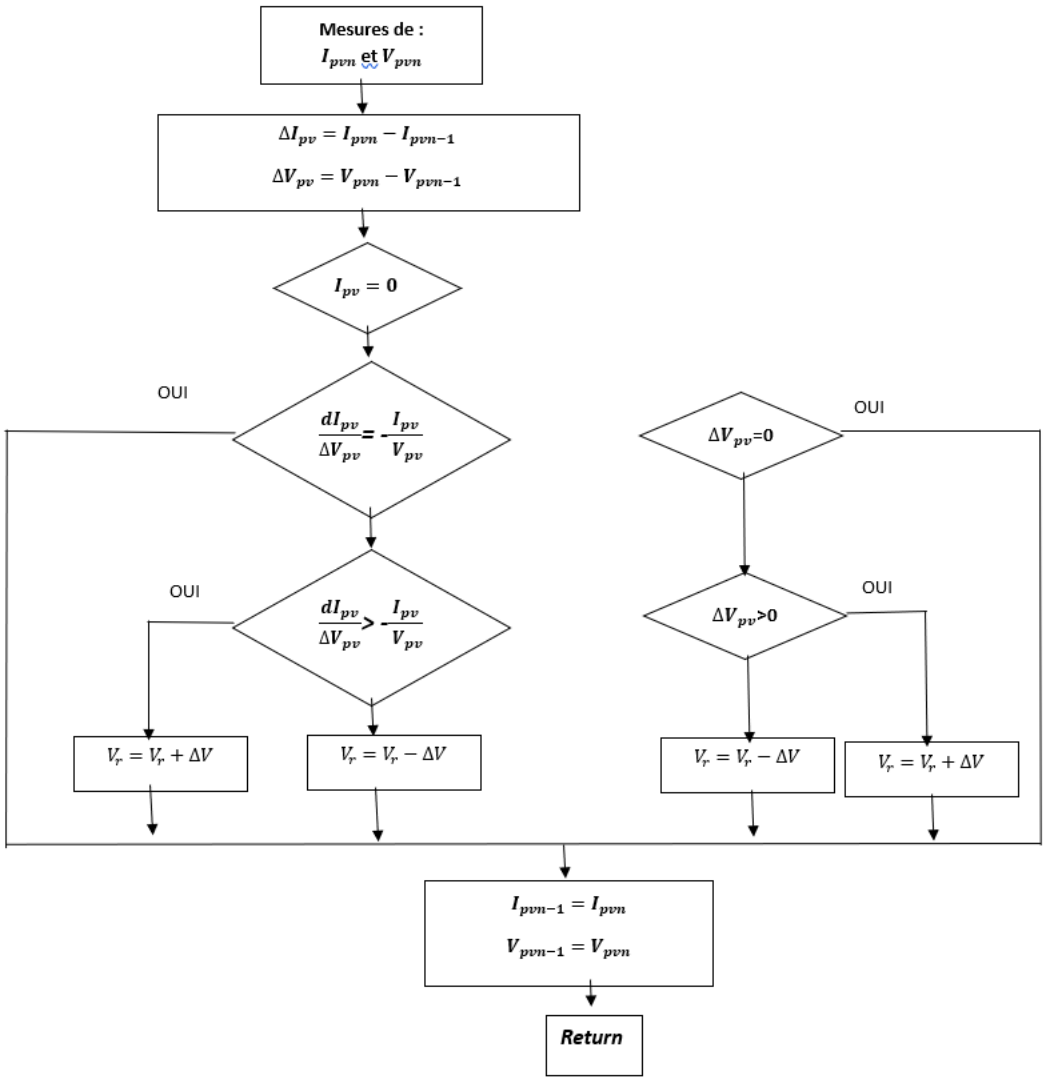


Figure 2.4: Algorithme de la méthode Incrémental de conductance.

II.4. Optimisation par Essaim Particulaire

II.4.1. Principe général

L'optimisation par essaim particulaire (OEP), ou encore en anglais Particle Swarm Optimization (PSO) en est un algorithme heuristique qui consiste à utiliser une population de solutions candidate pour développer une solution adéquate et optimale à un problème. C'est un algorithme proposé par les deux chercheurs Russel Eberhart et James Kenned en 1995 [Kennedy 1995]. Il s'inspire du comportement social des animaux qui évolue en essaim, à savoir les vols groupés d'oiseaux et les bancs de poissons. Certes, nous pouvons distinguer chez ces animaux

des déplacements particuliers et assez complexes, ce qui ne peut pas sérialiser de façon individuelle pour chaque individu qui possède en fait une « intelligence » limitée, et n'a qu'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim.

En général, la mémoire et l'information locale de chaque individu sont employées en vue de déterminer son déplacement. En outre, afin de maintenir la cohésion des particules de l'essaim et mettre en œuvre de comportements collectifs et adaptatifs, des règles simples sont appliquer, à savoir « rester dans l'essaim proche des autres individus », « se déplacer dans une direction identique à celle des autres » ou encore « se déplacer à la même vitesse ».

L'essaim de particules réfère à un ensemble d'individus simples, nommées particules.

Chaque particule peut être considérée comme étant une solution du problème, compte tenu qu'elle dispose d'une position (le vecteur solution) ainsi qu'une vitesse. De même, chaque particule a une mémoire qui lui permet de se remembrer de sa meilleure performance (on parle de sa position et sa valeur) ainsi que la meilleure performance aboutie par les particules proches d'elle « voisines » (informatrices) : toute particule de l'essaim possède un ensemble d'informatrices, appelé son voisinage.

Le déplacement d'une particule est impacté par les composantes citées ci-dessous :

1. Une composante d'inertie : la particule tend à maintenir la même direction au cours de son déplacement ;
2. Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le site le plus adéquat par lequel elle a déjà traversée ;
3. Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de autres particules de l'essaim et, par conséquence, aller vers le meilleur site déjà abouti par ses congénères.
4. La méthode de déplacement d'une particule est éclaircie dans la figure 2.5.

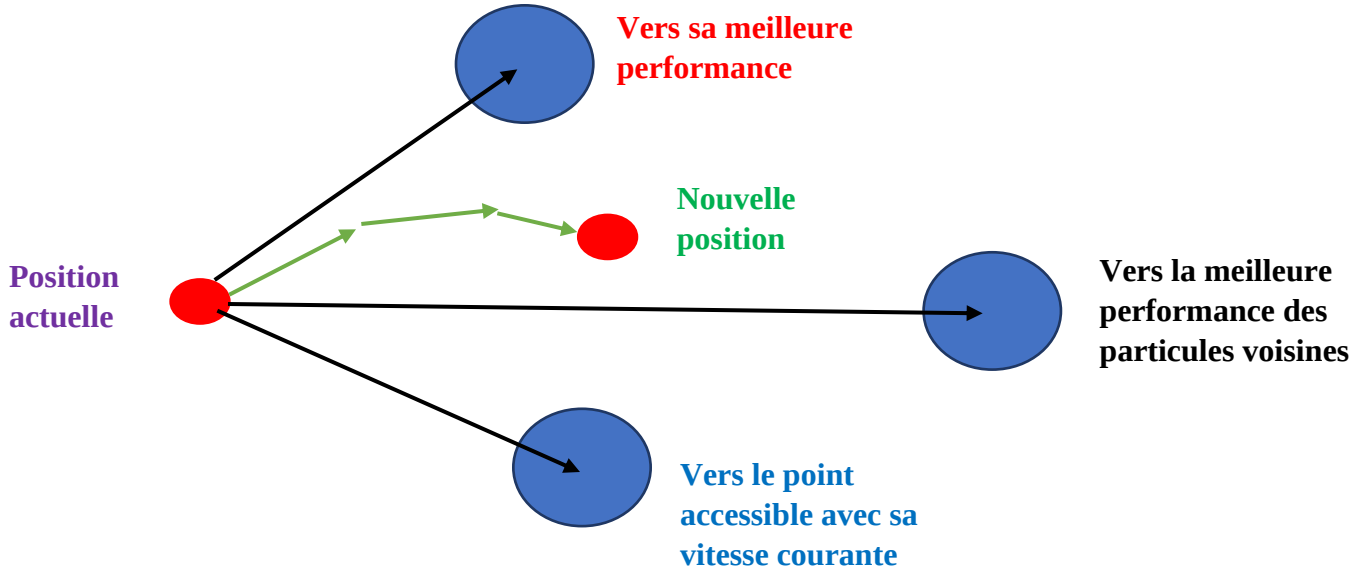


Figure 2.5: Déplacement d'une particule.

II.4.2 Formalisation

Dans un espace de recherche de dimension D, toute particule i de l'essaim est défini par son vecteur position $\vec{x}_i = (\vec{x}_{i1}, \vec{x}_{i2}, \dots, \vec{x}_{iD})$et par son vecteur vitesse $\vec{v}_i = (\vec{v}_{i1}, \vec{v}_{i2}, \dots, \vec{v}_{iD})$. La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. Toute particule se souvient de la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, notée $\vec{P}best_i = (Pbest_{i1}, Pbest_{i2}, \dots, Pbest_{iD})$,alors que la meilleure position ,atteinte par les particules de l'essaim est notée $\vec{G}best_i = (Gbest_{i1}, Gbest_{i2}, \dots, Gbest_{iD})$. Tenant compte que dans la version globale de PSO, toutes les particules de l'essaim sont considérées comme étant voisines de la particule i, d'où provient la notation $\vec{G}best$ (global best).

Remarque : le terme de « vitesse » dans ce cas, est assez abusif, parce que les vecteurs $\vec{v}_i$ ne sont pas homogènes à une vitesse bien définie, donc il vaut mieux et plus approprié de parler de « direction de déplacement ». Pourtant, pour garder l'analogie avec le monde animal, les auteurs ont préféré utiliser le terme de « vitesse ».

Au départ de l'algorithme, les particules de l'essaim sont initialisées de manière aléatoire/régulière dans l'espace de recherche du problème. Ensuite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes citées ci-dessus.

En effet, à l'itération k+1, le vecteur vitesse et le vecteur position sont calculés à partir de l'équation (2.4) et de l'équation (2.5), respectivement.

$$v_{id}^{k+1} = \omega v_{id}^{k} + c_1 r_1^{k} (P_{best_d}^{k} - x_{id}^{k}) + c_2 r_2^{k} (G_{best_d}^{k} - x_{id}^{k}) \qquad (2.4)$$

$$x_{id}^{k} = x_{id}^{k} + v_{id}^{k+1} \tag{2.5}$$

Où

ω est une constante, appelée coefficient d'inertie ;

c1 et c2 sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération ;

r1 et r2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans [0, 1], à chaque itération t et pour chaque dimension d.

Les trois composantes mentionnées ci-dessus sont représentées dans l'équation (2.4) par les termes suivants :

1. ωv_{id}^{k} est la composante d'inertie du déplacement avec ω un paramétre controlant l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur ,
2. $c_1 r_l^k (P_{best_d}^k - x_{id}^k)$ correspond à la composante cognitive du déplacement avec c_1 un paramétre controlant le comportement cognitive de la particule .
3. $c_2 r_2^k (G_{best_d}^k - x_{id}^k)$ correspond à la composante sociale du dépalcement , avec c_2 un paramétre controlant l'aptitude sociale de la particule .

Une fois les particules effectuent un déplacement, les nouvelles positions sont alors evaluées et les vecteur $\vec{P}best_i$et $\vec{G}best_i$ sont mis à jour, à l'iteration k+1, suivant les deux équations (2.6) (dans le cas d'une minimisation) et (2.7) (dans une version globale de PSO), respectivement. Cette procédure est présentée dans l'Algorithme 1.6, où N est le nombre de particules de l'essaim.

$$\vec{P}best_i(k+1) = \begin{cases} \vec{P}best_i(k), \ si \ \int(\vec{x}_i(k+1)) \geq \vec{P}best_i(k) \\ \vec{x}_i(k+1), \quad sinon \end{cases} \tag{2.6}$$

$$\vec{G}best_i(k+1) = \arg min_{\vec{P}best_i} \int(\vec{P}best_i(k+1)), 1 \leq i \leq N \tag{2.7}$$

---

1 **Initialiser** aléatoirement N particules : position et vitesse.
2 **Evaluer** les positions des particules
3 **Pour** chaque particule i, $\vec{P}best_i = \vec{x}_i$
4 **Calculer** $\vec{G}best_i$selon (2.6)
5 **tant que** le critère d'arrêt n'est pas satisfait **faire**
6 **Déplacer** les particules selon (2.4) et (2.5)
7 **Evaluer** les positions des particules

```
8            Mettre à jour P⃗best_i et G⃗best_i selon (2.6) et (2.7)
9          Fintanque
10   FinPOUR
11 fin
```

ALGORITHME 2.1: Algorithme d'optimisation par essaim particulaire.

II.4.3. L'amélioration de l'algorithme PSO

II.4.3.1. Confinement des particules

Pour éviter que le système n'« explose » en cas d'amplification trop grande d'oscillations (il est possible que le déplacement d'une particule soit trop rapide et la conduise à sortir de l'espace de recherche), nous pouvons introduire un nouveau paramètre V_{max}, qui permet de limiter la vitesse sur chaque dimension et ainsi de contrôler l'explosion du système [Eberhart 1995 , Shi 1998, Kennedy 1999]. Notons que cela ne restreint pas les valeurs de xi à l'intervalle [V_{imin},V_{imax}], mais limite seulement la distance maximale qu'une particule va parcourir au cours d'une itération. Cette méthode permet de contrôler la divergence de l'algorithme et de réaliser ainsi un compromis efficace entre intensification et diversification.

De plus, une stratégie de confinement des particules peut être introduite. Une telle stratégie permet de ramener une particule sortie de l'espace de recherche à l'intérieur de celui-ci. Dans ce cadre, plusieurs méthodes peuvent être employées :

- La particule est laissée à l'extérieur de l'espace de recherche, mais on n'évalue pas sa fonction objective. Ainsi, elle ne pourra pas attirer les autres particules en dehors de l'espace de recherche ;
- La particule est arrêtée à la frontière et les composantes associées à sa vitesse sont annulées ;

La particule rebondit sur la frontière. La particule est stoppée sur la frontière, mais les composantes correspondantes de la vitesse sont multipliées par un coefficient tiré aléatoirement dans l'intervalle [-1,0].

II.4.3.2. Coefficient de constriction

Des améliorations ont été apportées à l'algorithme de base, notamment du point de vue du contrôle de la divergence : en particulier, l'introduction du paramètre V_{max} que nous avons vu

dans le paragraphe précédent, et qui permet de limiter la divergence des particules. En outre, beaucoup d'autres études ont été menées sur la dynamique des particules et qui s'attachent à analyser sous quelles conditions une convergence de l'essaim est assurée [Kennedy 1998].

La combinaison des paramètres ω, c_1 et c_2 permet de régler l'équilibre entre les phases de diversification et d'intensification du processus de recherche [Kennedy 1999]. Dans [Clerc 2002], Clerc et Kennedy ont démontré qu'une bonne convergence peut être obtenue en rendant dépendants ces paramètres. L'utilisation d'un coefficient de constriction χ (ou facteur de constriction) permet de mieux contrôler la divergence de l'essaim et de s'affranchir de la définition de V_{max} [Clerc 2002]. Cette variante de PSO, qui a été largement utilisée dans la littérature, est connue sous le nom de canonical PSO. En utilisant le coefficient de constriction, l'équation (2.4) devient :

$$v_{id} = \chi(v_{id} + c_1 r_1(P_{id} - x_{id}) + c_2 r_2(P_{gd} - x_{id}) \quad 2.8$$

$$\chi = \frac{2}{\left|2 - \phi - \sqrt{\phi^2 - 4\phi}\right|} \quad 2.9$$

Ou : $\phi = \phi_1 + \phi_2 > 4$

Les valeurs optimales de $\phi_1 \; et \; \phi_2$ ont été detérminées en faisant plusieurs tests [Cler02].

Généralement on choisit $\phi = 4.1 \; et \; \phi_1 = \phi_2$, sous ces conditions le coefficient χ vaut 0.7298844.

Dans [Eberhart 2000], les auteurs ont indiqué que l'utilisation d'un coefficient de constriction donne généralement un meilleur taux de convergence, sans avoir à fixer de vitesse maximale V_{max} Cependant, dans certains cas, le coefficient de constriction seul ne permet pas la convergence vers la solution optimale pour un nombre d'itérations donné.

Pour remédier à ce problème, il pourrait être intéressant de fixer $V_{max} = (x_{max} - x_{min})/2$ en plus du coefficient de constriction, ce qui, selon les études de Shi et Eberhart, permet d'améliorer les performances globales de l'algorithme. Ainsi, il est à noter que PSO, utilisant un coefficient de constriction, n'est pas la seule version de PSO qui garantisse la convergence vers un état d'équilibre.

II.4.3.3. Topologie de voisinage

Comme nous l'avons vu dans les deux sous-sections II.4.1 et II.4.2, PSO est une méthode d'optimisation stochastique inspirée d'un comportement social. Ce comportement a été modélisé par les deux équations (2.4) et (2.5) pour guider les particules durant le processus de déplacement. Le choix d'une topologie (le réseau de communication entre les particules) a donc une influence importante sur les performances de PSO.

A l'origine, dans la version de PSO résumée dans l'Algorithme 2.1, les auteurs ont défini une topologie entièrement connectée.

Cette version de PSO est appelée version globale (Gbest), car la particule est informée par la totalité des autres, et l'information effectivement utilisée est incarnée par le terme $\vec{G}$best de la troisième composante de l'équation (2.4). Cette version a l'inconvénient majeur de ne pas donner lieu à une exploration suffisante, ce qui peut conduire à une stagnation dans un optimum local et donc à une convergence prématurée. De nombreuses variantes de la version originale, dites versions locales (Lbest), ont été proposées dans la littérature de PSO, afin d'améliorer sa convergence. Parmi ces variantes, nous pouvons citer celle proposée dans [Eberhart et al., 1995] et qui utilise un graphe d'information statique sous forme d'anneau (cette version est connue comme étant la version locale classique). Dans les versions locales, le terme $\vec{G}$best est remplacé par les termes $\vec{L}best_i$, où, pour chaque particule i, on définit un ensemble de voisinage (i.e. l'information qui doit être partagée est la meilleure solution trouvée dans le voisinage de chaque particule ($\vec{L}best_i$)).

II.4.3.4. Coefficient d'inertie

Le coefficient d'inertie w, introduit par Shi et Eberhart [Shi 1998], contrôle l'influence de la direction de la particule sur le déplacement futur. Le but de l'introduction de ce paramètre est de réaliser un équilibre entre la recherche locale (exploitation) et la recherche globale (exploration). L'intensité de l'exploration de l'espace de recherche dépend de la valeur du poids d'inertie, une grande valeur de ω facilitant une exploration globale, alors qu'une petite valeur facilite l'exploration locale. Du fait de son influence sur les performances de l'algorithme PSO, le poids d'inertie a suscité un grand intérêt de la part de la communauté des chercheurs. Dans [Shi 1998], les auteurs ont proposé un coefficient d'inertie dynamique qui varie au cours du temps. Il commence par une valeur proche de 0,9 et descend linéairement pour arriver à 0,4. Cette stratégie

a beaucoup amélioré les performances de PSO pour plusieurs problèmes d'optimisation. Le coefficient d'inertie ω varie linéairement avec le temps selon la formule suivante :

$$\omega = \omega_{min} + (\omega_{max} - \omega_{min}).(\frac{iter}{max_{iter}}) \quad (2.10)$$

Où ter est l'itération courante et max_{iter} est le nombre maximal d'itérations. ω_{max} et ω_{min} désignent respectivement les valeurs maximum et minimum du coefficient w (généralement, ω_{max} , $\omega_{min} \in [0, 1]$).

II.4.3.5. Stratégie FIPS

Kennedy et Mendes [Mendes 2003], [Mendes 2004], [Kennedy 2002] ont proposé une nouvelle manière d'utiliser la topologie Gbest, appelée FIPS (Fully Informed Particle Swarm). FIPS utilise une partie des informations de chaque voisine, au lieu de se baser seulement sur les informations de la meilleure voisine et la meilleure expérience propre à la particule. Par conséquent, l'utilisation d'une topologie entièrement connectée ne signifie pas que l'information utilisée soit seulement la meilleure solution trouvée par l'essaim. En effet, dans FIPS, elle est toujours utilisée, mais elle n'est pas la seule. Pour les algorithmes basés sur le principe de la topologie FIPS, l'information utilisée pour déplacer les particules est issue de toutes les autres particules.

Ainsi, toutes les voisines contribuent à l'ajustement de la vitesse d'une particule :

$$v_{id}^{k+1} = \chi\left\{v_{id}^{k} + \frac{1}{k_i}\sum_{i=1}^{k_i} U(0.\Phi)(P_{nbrn} - x_{id}^{k})\right\} \quad (2.11)$$

Où Ni est le nombre de voisins de la particule i, nbr(n) est la nième particule voisine de la particule i et φ est la constante d'accélération, qui permet de contrôler la convergence des particules. Cette dernière est fixée à 4,1, suite à l'analyse de Clerc.

II.4.4. Conclusion

L'optimisation des particules est une nouvelle méthode d'optimisation heuristique basée sur l'intelligence de l'essaim. Par rapport aux autres algorithmes, la méthode est très simple, facile à compléter et nécessite moins de paramètres. Cependant, la recherche du le PSO est toujours au début, beaucoup de problèmes doivent être résolus. Dans la partie suivante, nous présenterons l'une des applications de l'algorithme PSO qui est une méthode de suivi de point de puissance

maximale (MPPT) améliorée pour le système PV utilisant un algorithme d'optimisation d'essaim de particules modifié (PSO).

II.5. MPPT à base d'optimisation de mouvement de particules améliorée pour système PV

II.5.1. Introduction

Nous avons présenté précédemment les différentes méthodes pour tracker le MPP au cas où un point de puissance maximum se présente. Dans cette partie, nous allons proposer une méthode MPPT améliorée et optimisée pour le système photovoltaïque en employant un algorithme PSO modifié. Le principal avantage de la méthode proposée est la minimisation des oscillations en régime permanent (pratiquement à zéro) dès que le MPP sera localisé. En outre, cette méthode est capable de suivre le MPP pour la condition environnementale extrême qui conduit à la présence de points de multi-puissance maximum, à savoir de grandes fluctuations de l'isolation ainsi que la condition d'ombrage partiel.

II.5.2. Boost type DC- DC Convertisseur

L'intérêt du convertisseur DC-DC consiste à fournir une tension de sortie DC réglée à une résistance de charge. Les convertisseurs DC-DC sont couramment utilisés dans des applications qui nécessite un certain temps de fermeture de l'interrupteur (ton), de la largeur d'impulsion, et de la fréquence de fonctionnement (figure 2.7).

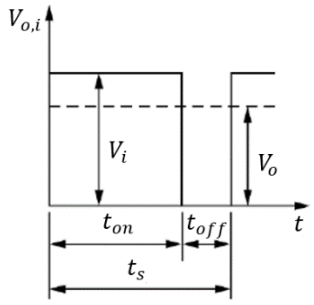


Figure 2.7 : La tension de sortie Vo et la tension d'entrée Vi d'un convertisseur DC-DC

La modulation de largeur d'impulsion (PWM) est largement utilisée pour contrôler la tension de sortie du convertisseur DC-DC. Le principe de PWM est expliqué dans la figure 2.8. La tension de sortie de l'hacheur est liée au rapport cyclique choisi. Le rapport cyclique est donné par l'équation suivante :

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{controlled}}{V_{repetitive}} \qquad 2.12$$

t_{on} Représente l'heure de fermeture de l'interrupteur alors que Ts est la période de fonctionnement.

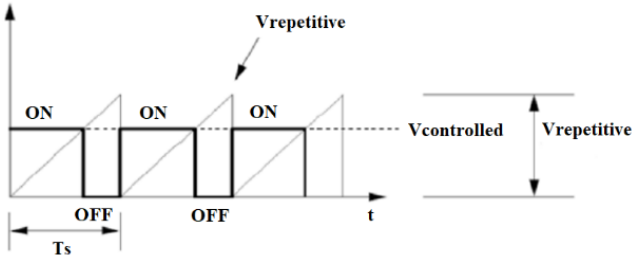


Figure 2.8 : Principe de la modulation PWM

Durant la modulation PWM, nous faisons une comparaison d'une tension triangulaire Vrepetitive avec une tension de référence Vcontrolled (figure 2.8). Quand la référence est plus grande que la tension triangulaire, l'interrupteur se ferme, et lorsqu'il devient plus petit, l'interrupteur s'ouvre. Nous utiliserons dans notre projet un convertisseur DC-DC de type Boost.

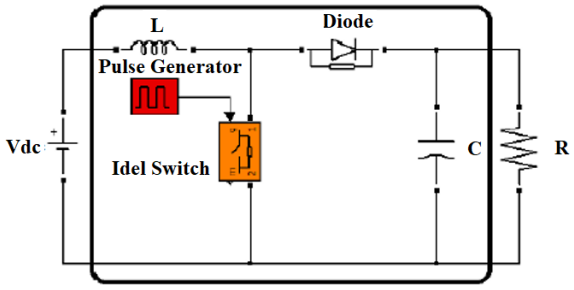


Figure 2.9: Convertisseur DC-DC

La figure 2.9 présente le circuit électrique du type DC-DC Boost implémenté avec Simulink. Dans ce convertisseur, la valeur de la tension de sortie est toujours supérieure à l'entrée. Quand l'interrupteur est mis sur ON, la diode est inversement polarisée, puis elle isole le condensateur et la charge. L'inductance en ce moment stocke de l'énergie, et lorsque l'interrupteur est mis sur OFF, la charge reçoit cette énergie en plus de l'énergie du générateur photovoltaïque. Dans ce

type de convertisseur, si nous considérons que V_{PVG} est la tension GPV, V_{out} est la tension de charge et d est le rapport cyclique, la relation entre ces tensions et la charge s'écrit comme suit ;

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} V_{in} \qquad 2.13$$

Le changement de tension GPV sera présenté par la variation du rapport cyclique. Dans cette partie, nous expliquerons comment créer la relation entre le cycle de service et la tension envisagée. Dans un premier temps ; une variation du rapport cyclique du convertisseur va changer son point de fonctionnement de telle manière que la tension d'entrée du GPV change (figure 2.10).

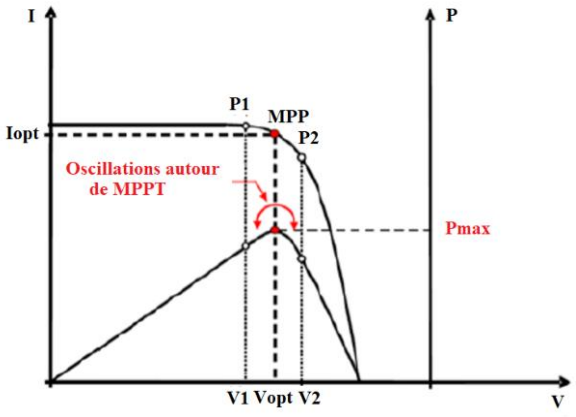


Figure 2.10: Opération autour du MPP

Sur la figure 2.10, les points de fonctionnement P1 et P2 correspondent respectivement aux tensions V1 et V2 qui représentent le rapport cyclique D1 et D2. Pour un convertisseur de type boost, la relation entre Vin et Vout est de la forme :

$$V_{in} = V_{out}(1 - D) \qquad 2.14$$

Nous supposons que le passage d'un point de fonctionnement P1 à un point de fonctionnement P2 en faisant une incrémentation du cycle de service D et en employant l'équation suivante :

$$D(t) = D1 + dD \qquad 2.15$$

Ou dD est une constante positive, alors :

$$V_{in}(t) = V_{out}(t)(1 - D1 - dD) \qquad 2.16$$

$$V1 = V_{out}(1 - D1) \tag{2.17}$$

À partir des relations ci-dessus, nous pouvons constater que :

$$V_{in}(t) = V1 - V_{out} * dD \tag{2.18}$$

Par conséquence, nous apercevons que le cycle de service incrémentiel conduit à une minimisation de la tension du GPV. Et inversement une réduction des résultats cycliques résulte une élévation de la tension du GPV.

II.5.3. Application de PSO en MPPT

Pour illustrer l'application de l'algorithme PSO dans le suivi du MPP en employant la technique optimisée, nous utilisons l'équation (2.4).

$$v_{id}^{k+1} = \omega v_{id}^{k} + c_1 r_1^{k}(P_{best_d}^{k} - x_{id}^{k}) + c_2 r_2^{k}(G_{best_d}^{k} - x_{id}^{k})$$

$$x_{id}^{k} = x_{id}^{k} + v_{id}^{k+1}$$

Comme indiqué dans la section II.4, la position de la particule χ_i est ajustée où la composante de vitesse v_i représente la taille du pas,ω réfère au poids d'inertie, alors que c1etc2 sont les coefficients d'accélération, $r_1, r_2 \in (0.1), P_{best_i}$ est la meilleure position personnelle des particules i, et G_{best_i} est la meilleure position des particules dans la population entière. Si la position est définie comme un cycle de service réel alors que la vitesse montre la perturbation dans le cycle de service actuel, alors (2.4) (et (2.5) peut être réécrit comme suit :

$$\phi_{id}^{k+1} = \omega \phi_{id}^{k} + c_1 r_1^{k}(P_{best_d}^{k} - d_{id}^{k}) + c_2 r_2^{k}(G_{best_d}^{k} - d_{id}^{k}) \tag{2.19}$$

$$d_{id}^{k} = d_{id}^{k} + \phi_{id}^{k+1} \tag{2.20}$$

Dans le cas du PSO, la perturbation résultante dans le cycle de service en cours repose sur les valeurs de Pbest et Gbest. Si le cycle de service actuel est loin de ces deux cycles de service, le changement du cycle de service qui en résulte sera également important, et vice versa. Dans ce dernier cas, la perturbation du cycle de service demeure constante par contre dans le PSO elle

varie en fonction de la position des particules. Avec un bon choix de paramètres de contrôle, un contrôleur MPPT approprié utilisant PSO peut être facilement conçu.

II.5.3.1. MPPT pour un seul pic

II.5.3.1.1. Algorithme

Tout d'abord, un vecteur de solution de cycles de service avec des particules de Np est déterminé, à savoir :

dg=[d1,d2,d3,...,di]

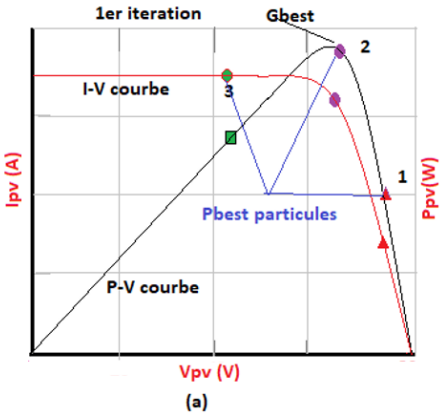
i=1,2,3,...,Np

Où dg est le cycle de service du convertisseur continu-continu.

La fonction objective est définie comme :

$$P(d_i^k) = P(d_i^{k+1}) \qquad 2.21$$

$P(d_i^k)$ est la puissance pour la particule i à l'itération k, ayant un cycle de service d_i^k.



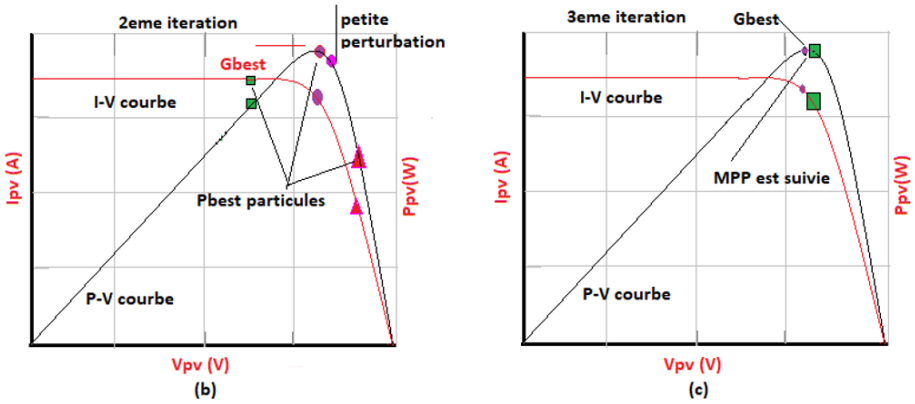


Figure 2.11: Mouvements de particules PSO dans la recherche de la MPP

Pour entamer le processus d'optimisation, l'algorithme peut transmettre jusqu'à trois cycles de fonctionnement di (i =1,2,3) au convertisseur de puissance. Dans la figure 2.11, les cycles de travail d1, d2 et d3 sont mentionnés par des points triangulaires, circulaires et carrés, respectivement. Ces cycles de service jouent le rôle de Pbesti au niveau de la première itération. Parmi ceux-ci, d2 est le Gbest qui fournit la meilleure valeur, comme indiqué dans la figure 2.11 (a).au niveau de la deuxième itération, la vitesse résultante n'est due qu'au terme Gbest. Le facteur (Pbesti-d (i)) vaut zéro. En outre, la vitesse de la particule de Gbest (d2) vaut zéro également vu que (Gbest-d (2)) est nul. Ceci entraîne une vitesse nulle et, par conséquence, le cycle de service reste invariable. D'où, cette particule ne va pas contribuer au processus d'exploration. Afin d'éviter un tel problème, une petite perturbation du cycle de service est introduite puisqu'elle est bien autorisée, comme l'indique la figure 2.11 (b), pour assurer la modification de la valeur de la condition physique. La Fig. 2.11 (c) mentionne le mouvement des particules au niveau de la troisième itération. Comme tous les cycles de travail dans l'itération précédente aboutissent à une meilleure valeur d'aptitude, la direction de la vitesse de ces particules demeure inchangée et par la suite ils se déplacent vers Gbest dans la même direction. Dans la troisième itération, tous les cycles de fonctionnement (di, i = 1, 2, 3) atteignent à MPP avec une faible valeur de vélocité. Dans l'itération qui suit, raison de la très faible vitesse, la valeur du rapport cyclique s'approche d'une constante. D'où, le point de fonctionnement sera maintenu et l'oscillation autour du MPP se minimisera [Bennis 2018, Lagrioui 2018].

II.5.3.2. La commande PSO pour multi-pics

Lorsque la matrice PV fonctionne sous une insolation solaire uniforme, la courbe caractéristique P-V résultante du réseau présente une seule MPP. Cependant, sous un ombrage partiel, les

courbes P-V sont caractérisées par des pics multiples, c'est-à-dire avec plusieurs pics locaux et un pic global comme représenté sur la fig. 2.12. Dans cet exemple, la courbe I-V est caractérisée par trois pics, tandis que la courbe P-V est caractérisée par trois pics. Ces derniers sont étiquetés comme P1, P2, P3. On peut observer que la dérivée temporelle de la puissance dP / dV est nulle pour le global ainsi que pour tous les pics locaux. De plus, la pente à ses côtés droit et gauche aux mêmes signes. Puisque toutes les méthodes MPPT conventionnelles sont basées sur la pente et la valeur de signe de dP / dV, l'algorithme n'a pas pu distinguer correctement les pics locaux (P1, P2 et P 3) et le pic global (P2). Il est très probable que le MPPT soit forcé de piéger dans le pic local, ce qui entraîne une réduction de la puissance de sortie et détériore ainsi considérablement l'efficacité du système PV [Bennis 2018, Lagrioui 2018].

- Algorithme

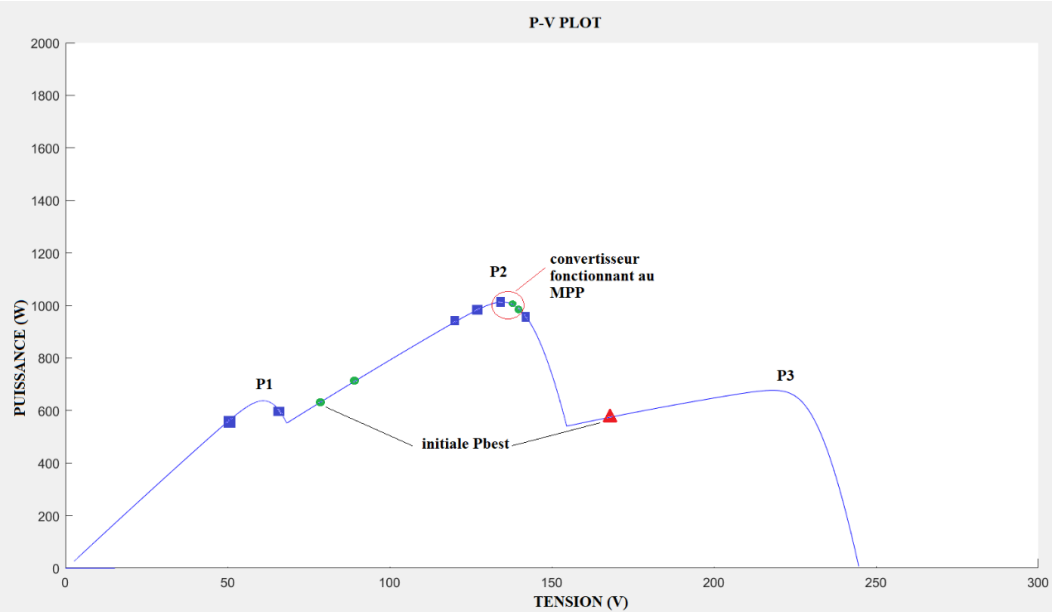


Figure 2.12. Suivi MPPT par PSO pendant l'ombrage partiel

D'autre part, comme la méthode PSO fonctionne sur la base de la technique de recherche, le pic global peut être suivi sans difficulté. La figure 2.12 illustre la capacité de suivi de PSO lors de l'ombrage partiel. Semblable à la courbe P-V précédente, la méthode proposée transmet trois rapports cycliques, qui servent de particules de Pbest. On peut voir que la tension et le courant contribuant à ces cycles de service initiaux (Pbesti) sont éloignés du pic global (P2). Mais dans les phases ultérieures des itérations, il trouve avec succès le sommet global P2.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes méthodes ,existant dans la littérature , pour suivre le MPP dans le cas où un point de maximum de puissance se présente, à savoir La méthode Perturbation & observation (P&O), la MPPT à base de l'incrément des conductances (IncCond),La méthode d'optimisation des essaims de particules (PSO), nous avons également présenté et détaillé une nouvelle méthode optimisé et amélioré à base de l'algorithme PSO modifié :MPPT à base d'optimisation de mouvement de particules améliorée pour système PV.

Dans le chapitre qui suit, nous présenterons en détaille les résultats de chaque commande dans l'environnement MATLAB/Simulink, suivie d'une comparaison entre les commandes vues dans chapitre II, dans le cas d'un pics uni et multiple (ombrage partielle).

CHAPITRE III

Simulation de la recherche du point de puissance maximale

III.1. Introduction

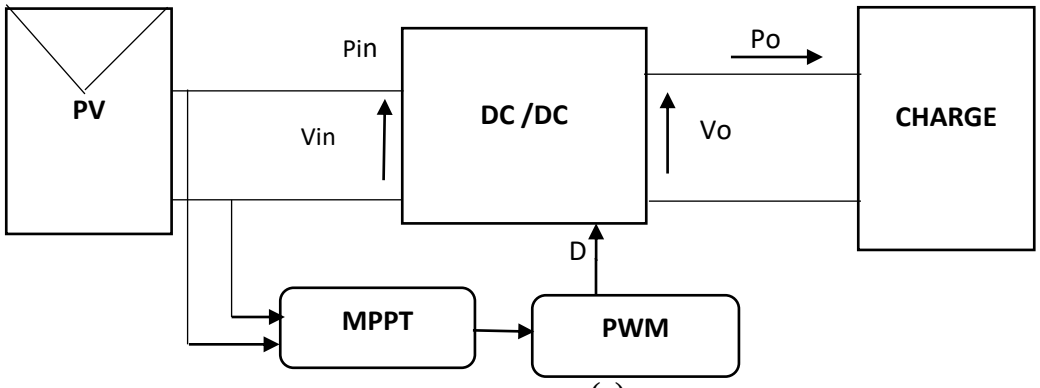
Dans les systèmes photovoltaïques, la puissance maximale produite par le GPV repose sur trois facteurs : la température des cellules, l'impédance de la charge et l'ensoleillement. Le rendement des cellules est supposé constant. La conception de ces systèmes doit assurer un fonctionnement à maximum de puissance pour n'importe quelle valeur de température ainsi que l'ensoleillement. L'impédance de la charge, qui est parfois variable, est considérée aussi comme étant un facteur significatif. Certes, au cas où le GPV est lié directement à la charge, le processus fonctionne à l'intersection entre la caractéristique I-V et la courbe de la charge qui peut être loin du PPM. Une modification de la charge est donc indispensable pour répondre à ce besoin. Pour pallier à ce problème du fonctionnement, un convertisseur DC-DC associé à un système de commande MPPT est introduit entre le GPV et la charge. En effet, le panneau photovoltaïque délivrera une tension et un courant dépendant de la charge pour une température et un ensoleillement donné. La commande MPPT cherchera alors les valeurs de tension et de courant qui correspondent à la valeur de la puissance maximale. Celle-ci fournit la valeur du rapport cyclique convenable et approprié qu'il faut appliquer au convertisseur de puissance dans le dessein de gérer et contrôler l'étage d'adaptation raison d'avoir un fonctionnement au maximum de puissance.

Différents algorithmes de suivi ont été prouvés et employés avec plusieurs types de convertisseurs DC-DC. Parmi ces algorithmes, nous avons étudiés ici les méthodes « Perturb and observ » » et « incrément de conductance » et « PSO ». Le choix du convertisseur est une étape préliminaire pour avoir une commande MPPT plus efficace. Le convertisseur DC-DC de type élévateur (boost) permet au système photovoltaïque de suivre le PPM à chaque instant, de façon indépendante de la température, l'ensoleillement et la charge.

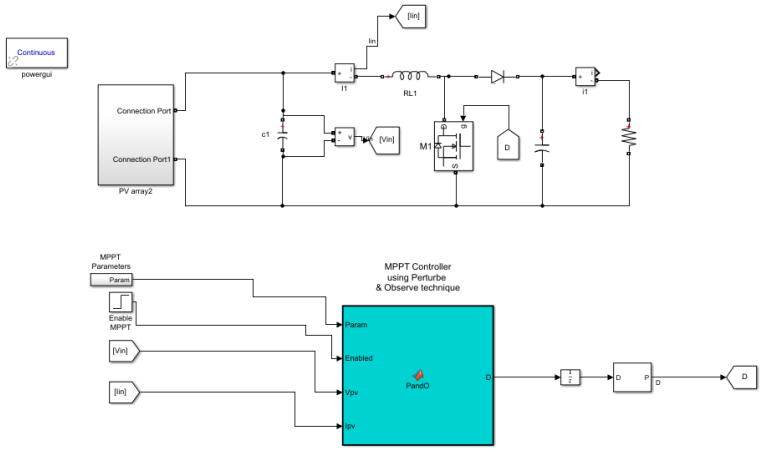
Afin de tester l'efficacité de notre méthode (PSO), les simulations MATLAB sont effectuées dans des conditions extrêmement difficiles, à savoir les changements d'échelon dans les irradiations, les changements d'échelon dans la charge et l'ombrage partiel du champ photovoltaïque. Enfin, toutes ses performances sont comparées aux résultats de "P&O" et d'incrément de conductance pour le pic unique.

III.2 Commande MPPT à base de l'algorithme P&O

Le système photovoltaïque est constitué d'un panneau photovoltaïque, d'un convertisseur DC-DC de type Boost muni de sa commande MPPT qui est basée sur l'algorithme P&O, et d'un générateur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) afin de contrôler le rapport cyclique du convertisseur pour une charge résistive. Le schéma synoptique est mentionné dans la figure 3.1.



(a)



(b)

Figure 3.1: (a) Schéma synoptique du système étudié. (b) Schéma de la simulation de la commande MPPT (P&O)

Nous avons fait la simulation avec Matlab-Simulink des courbes de tensions d'entrée et de sortie ainsi que celles de courants d'entrée et de sortie du convertisseur pour un ensoleillement constant de 1000W/m2 et température constante de 25°C, et une charge résistive. La figure 2.32 illustrent les résultats de simulation des valeurs d'entrée et de sortie, et La figure 2.33 illustrent bien la puissance D'entrée (Pin) et de sortie (Po),

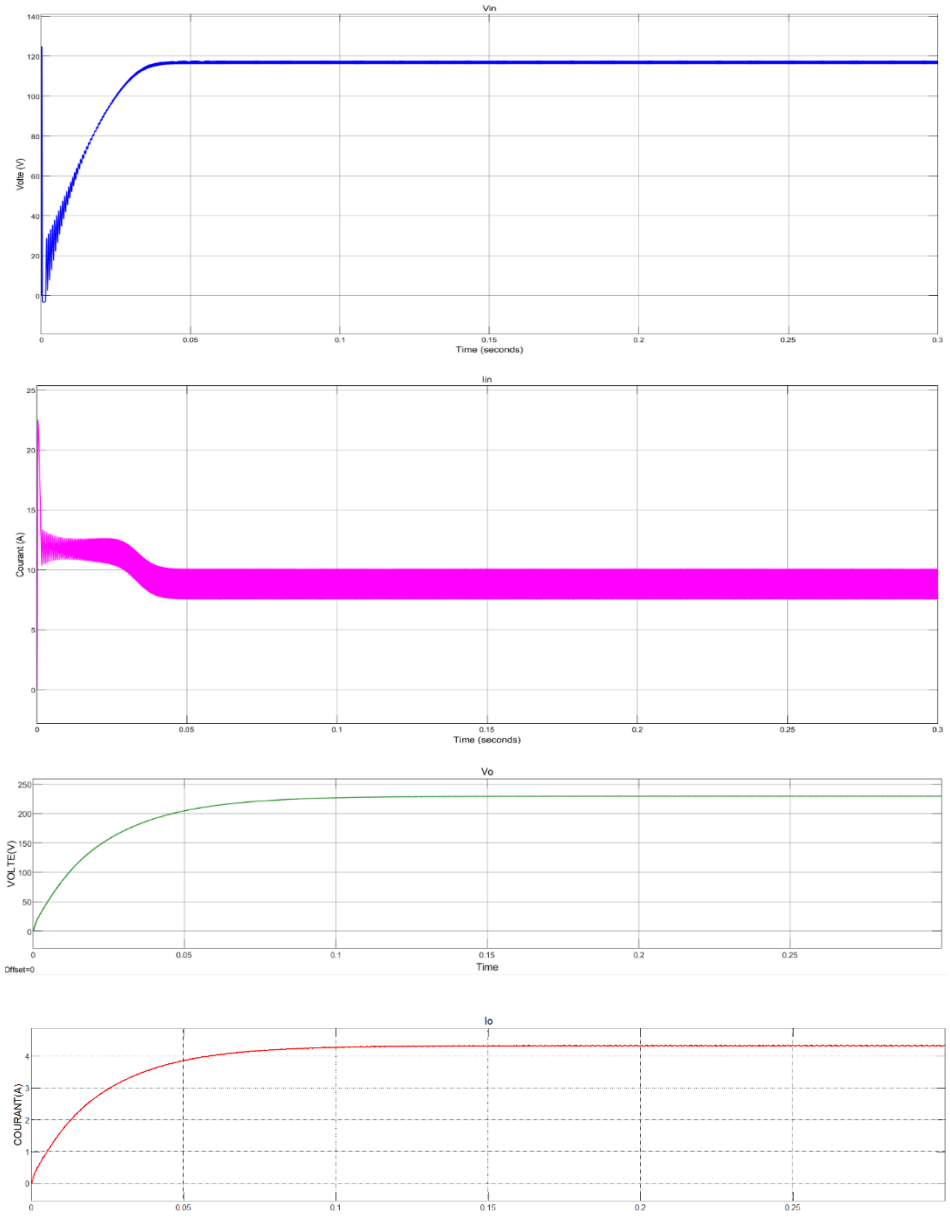


Figure 3.2 : Tension d'entrée Vin, courant d'entrée Iin, courant de sortie Io, tension de sortie Vo

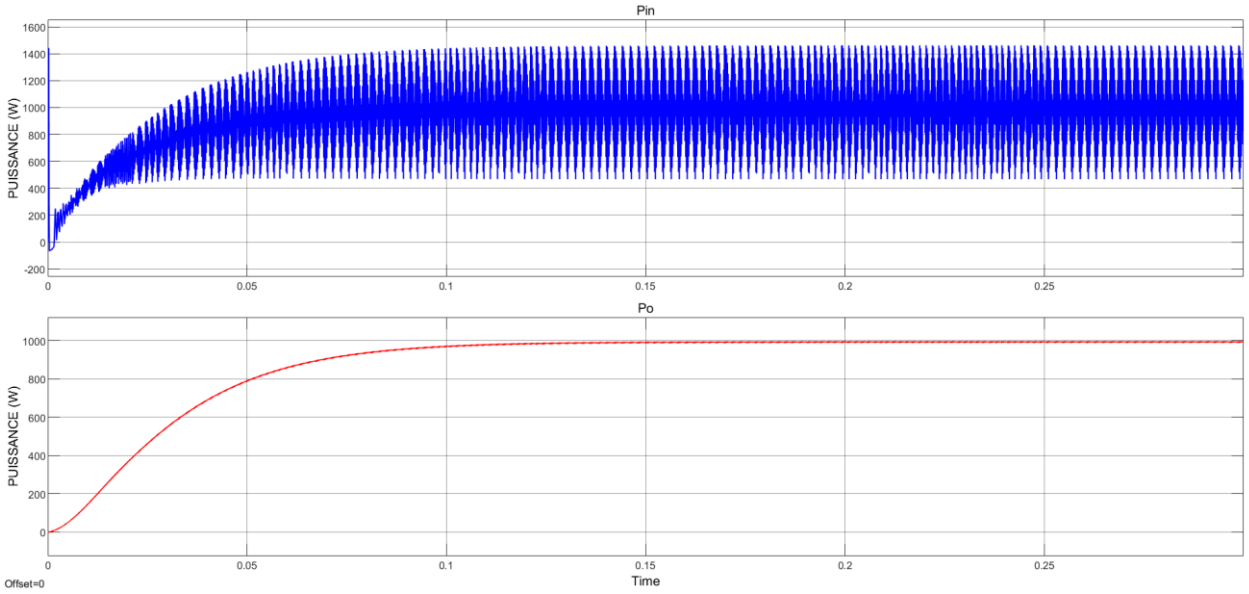


Figure 3.3 : la puissance d'entrée Pin, puissance de sortie Po

Dans les figures (3.2 et 3.3), et pour un éclairement constant de 1000 W/m2 et une Température de 25°C, les résultats typiques de simulation des caractéristiques électriques à la sortie du panneau et à la sortie d'hacheur de type élévateur contrôlé par la commande MPPT. Il apparaît nettement que : Les différentes grandeurs électriques (puissances, tensions et courants) sont stables et invariables. Après un régime transitoire de durée 0 ,05s, la commande MPPT fait osciller le point de fonctionnement autour du point du PPM.

La puissance donnée par le générateur PV atteint une valeur stable autour de 1062 W et celle fournie à la charge autour de 1000 W, à la sortie du panneau, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 118 V et 9 A.

Au niveau de la charge, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 230 V et 4.34 A.

Notons que la différence entre la puissance à la sortie du panneau et celle fournie à la charge ne dépasse pas les 62 Watts. Ces pertes sont attribuées aux différentes pertes par commutation et par conduction dans le transistor Mosfet, la diode, ainsi que les différents composants de la commande MPPT.

III.2.1. Influence de l'éclairement et la température sur l'évolution instantanée de V et P

Les résultats de la simulation qui ont subi des variations de l'éclairement et la température sont mentionnées par les figures (3.4) à (3.7), nous avons présenté la puissance et tension d'entrée du convertisseur ainsi que la puissance et la tension de sortie du convertisseur (aux bornes de la charge).

III.2.1.1. Cas de la variation de la température

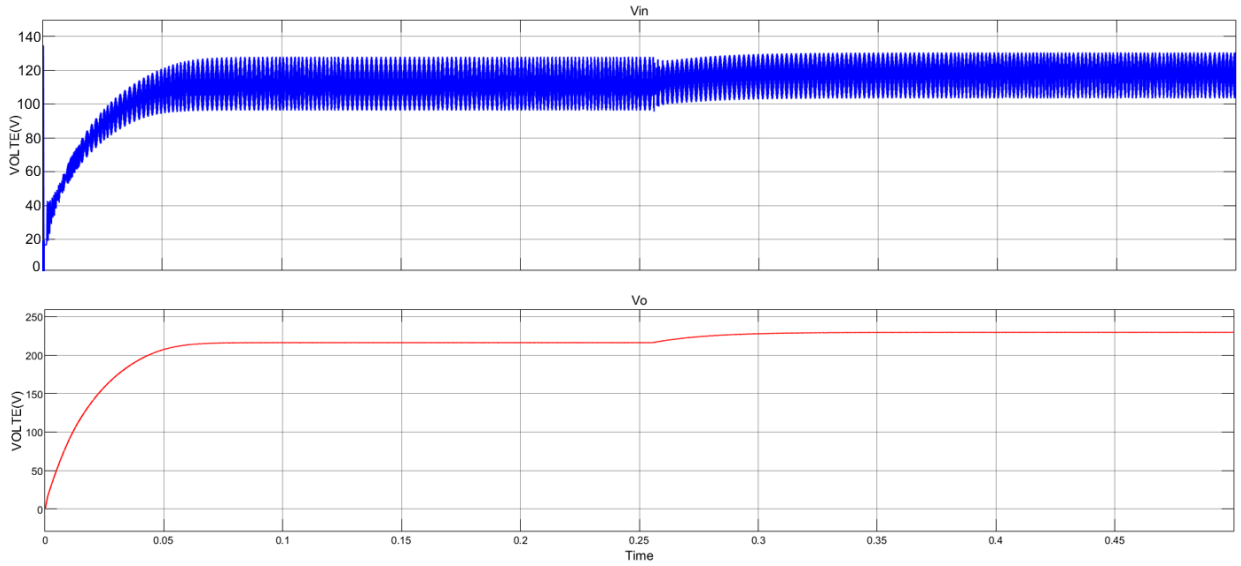


Figure 3.4 : Tension générée par le panneau PV (Vin) , tension aux borne de la charge(Vo) pour 1000W/m² et température variable de 50°C à 25 °C.

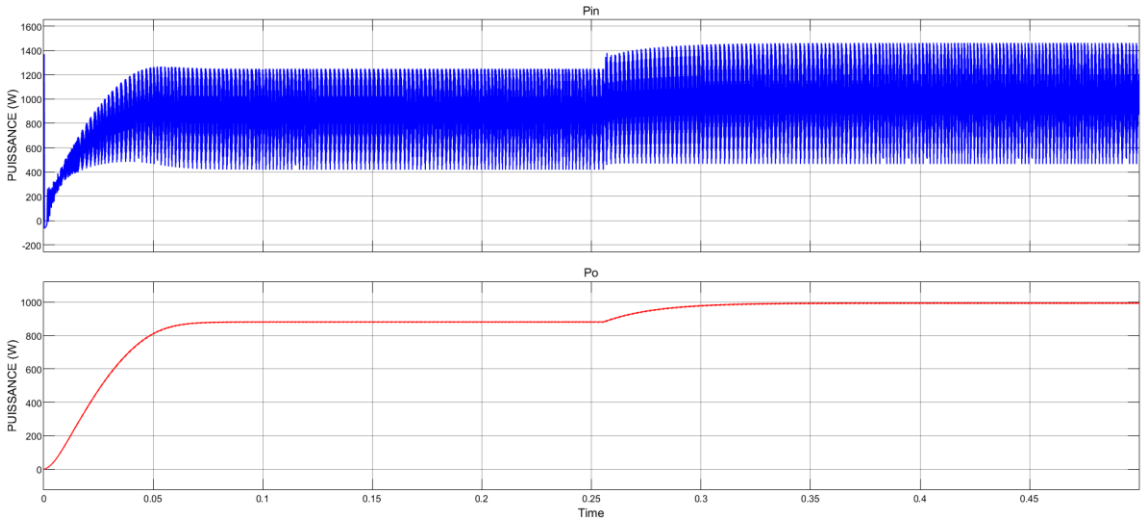


Figure 3.5 : La puissance générée par le panneau PV (Pin) et la Puissance de sortie consommée par la charge (Po) pour G=1000W/m² et température variable de 50°C à 25°C

La figure (3.4) présente l'évolution de la tension produite par le panneau PV ainsi que celle aux bornes de la charge. On note que la tension augmente avec diminution de la température (50°C jusqu'à 25°C) La figure (3.5) présente l'évolution de la puissance générée par le panneau PV et celle consommée par la charge.

III.2.1.2. Cas de la variation de l'éclairement

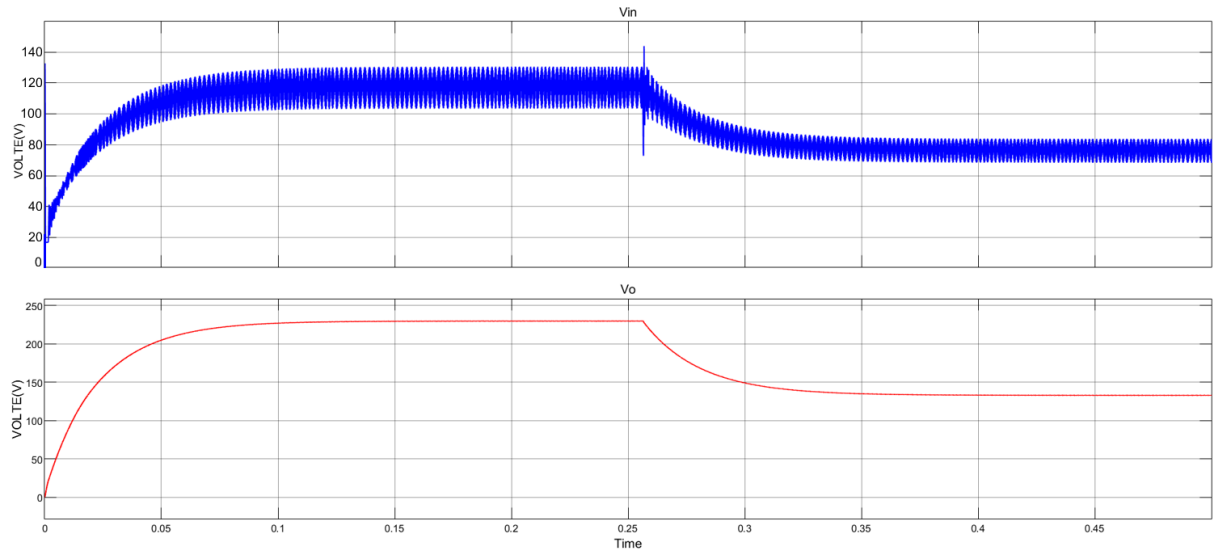


Figure 3.6 : Tension générée par le panneau PV (Vin) , tension aux borne de la charge(Vo) pour T=25° et éclairement variable de G=1000W/m² C à 350 W/m²

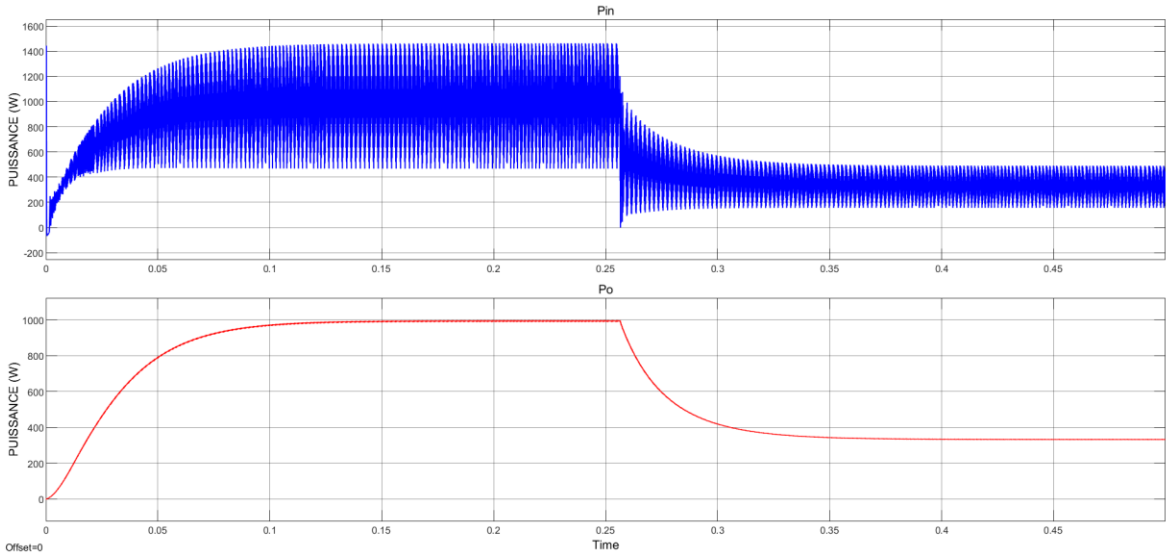
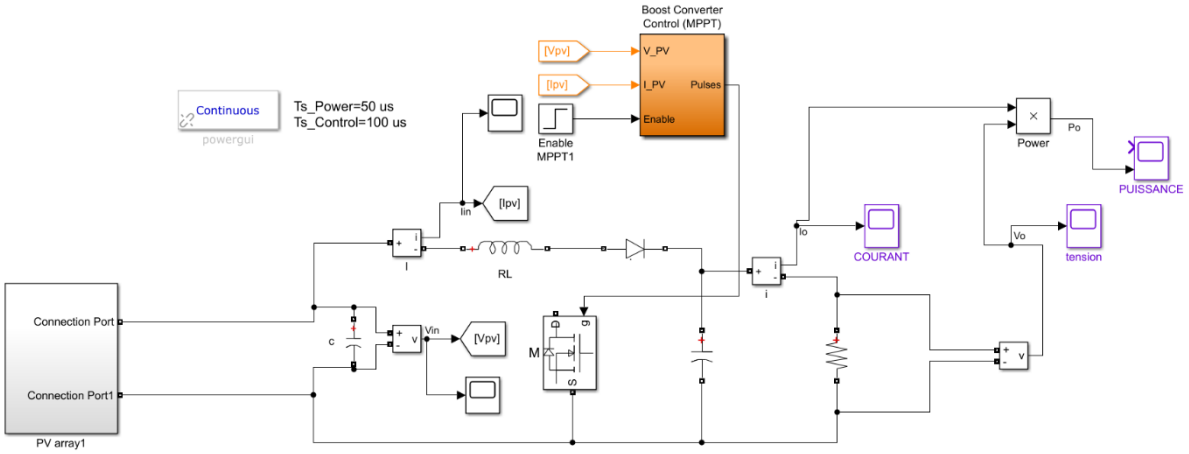


Figure 3.7 : La puissance générée par le panneau PV (Pin) et la Puissance de sortie consommée par la charge (Po) pour T=25° et éclairement variable de G=1000W/m² C à 350 W/m²

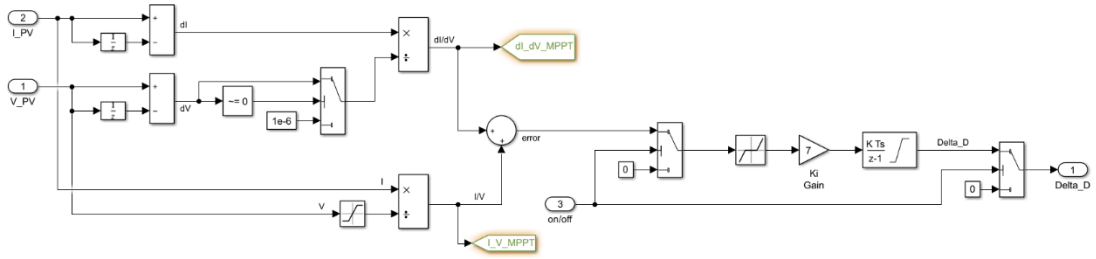
La figure (3.7) présente l'évolution de la puissance générée par le panneau PV et celle consommée par la charge. On note que la puissance augmente avec l'augmentation de l'éclairement de 350W/m² à 1000W/m². La figure (3.6) présente l'évolution de la tension générée par le panneau PV et celle aux bornes de la charge. On note que la tension augmente avec l'augmentation de l'éclairement de 350W/m² à 1000W/m².

III.3. Commande MPPT à base d'incrémental des conductances

La figure 3.8 présente le schéma Matlab/Simulink de la commande MPPT du type INC appliquée au système PV.



(a)



(b)

Figure 3.8 : (a) Schéma global de la simulation, (b) la commande MPPT (INC)

Les figures (3.9) à (3.10) présentent l'évolution de la tension générée par le panneau PV et celle aux bornes de la charge pour un éclairement G=1000W/m² et une température T=25°C.

Les figures (3.11) à (3.12) présentent l'évolution du courant générée par le panneau PV et celle aux bornes de la charge pour un éclairement G=1000W/m² et une température T=25°C.

Les figures (3.13) à (3.14) présentent l'évolution de la puissance générée par le panneau PV et celle consommée par la charge pour un éclairement G=1000W/m² et une température T=25°C.

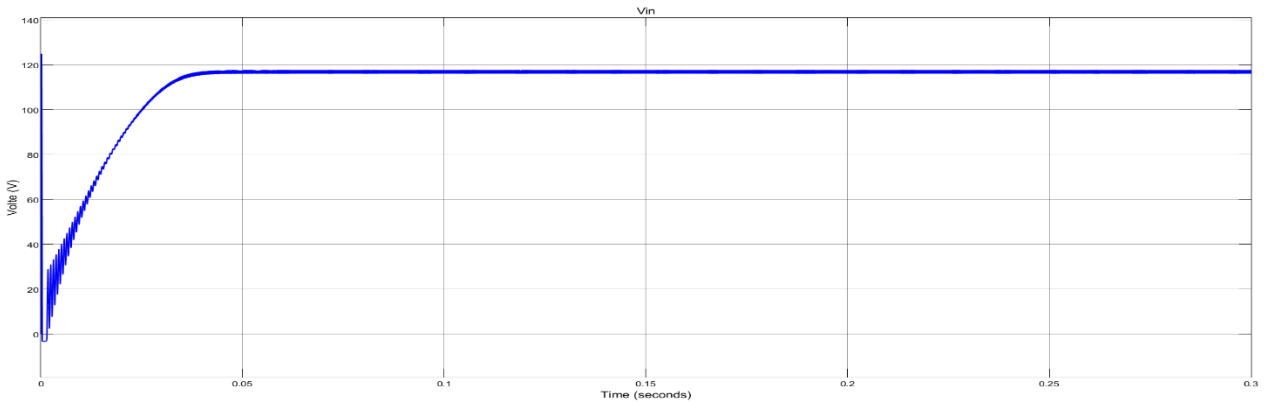


Figure 3.9 : la tension générée par le panneau PV pour G=1000W/m² et T= 25°C

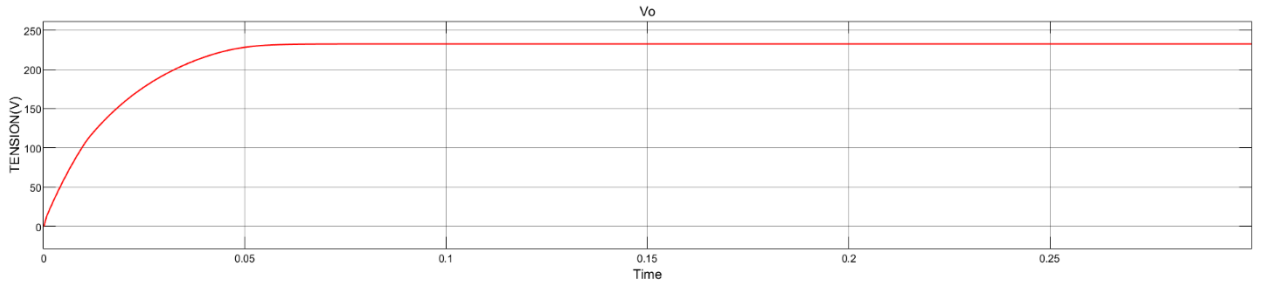


Figure 3.10 : La tension consommée par la charge G=1000W/m² et T=25°C

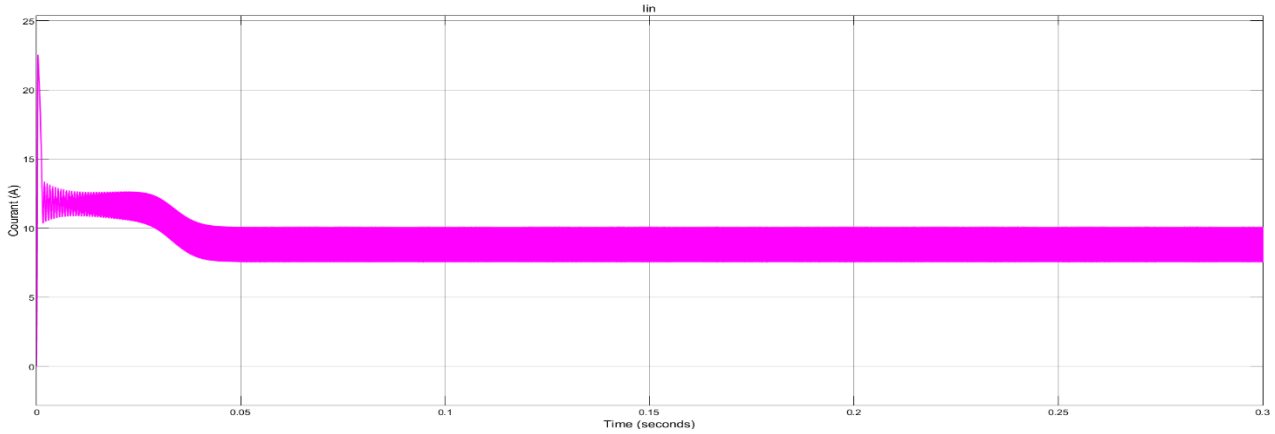


Figure 3.11: Le courant généré par le panneau PV pour G=1000W/m² et T= 25°C

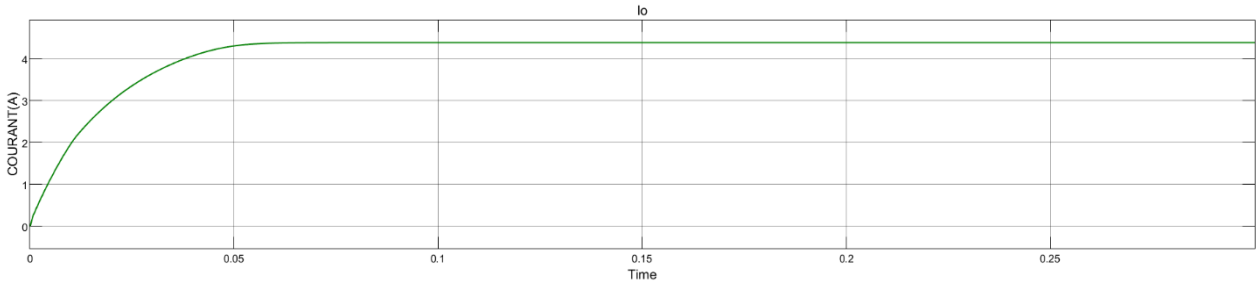


Figure 3.12: Le courant consommé par la charge G=1000W/m² et T=25°C

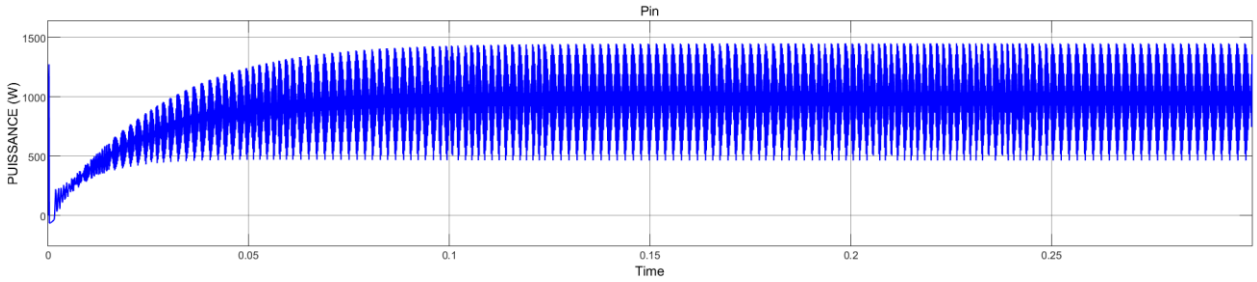


Figure 3.13 : la puissance générée par le panneau PV pour G=1000W/m² et T= 25°C

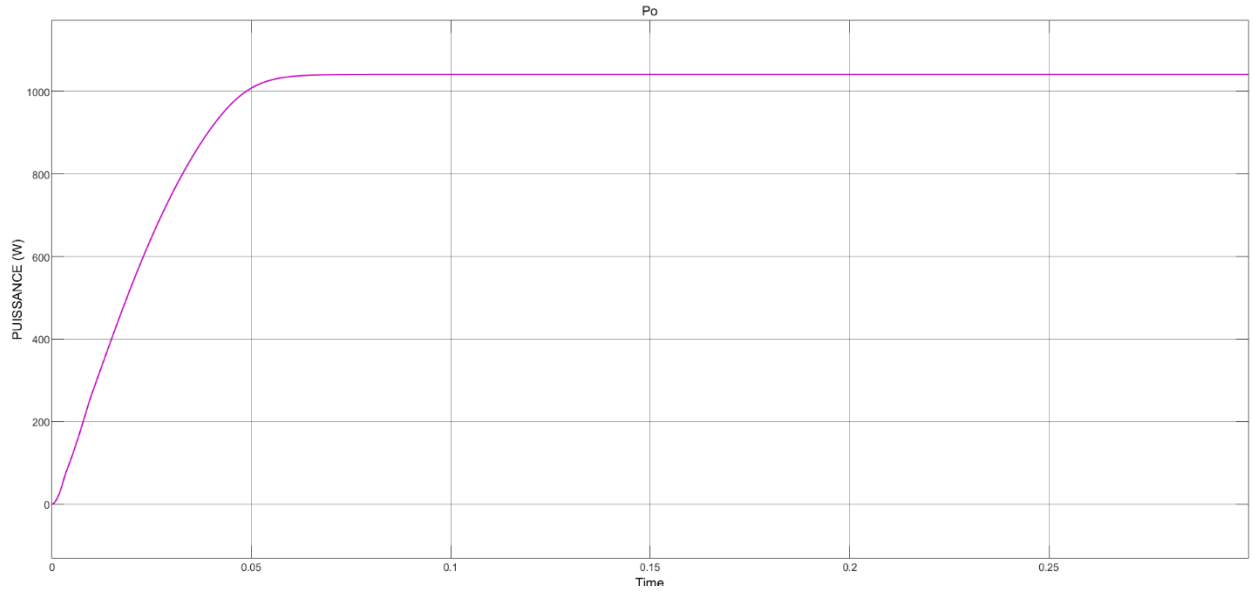


Figure 3.14: Puissance consommée par la charge pour G=1000W/m² et T=25°C

Comme remarque générale concernant l'évolution de la tension et la puissance, nous avons démarré la simulation avec des conditions initiales nulles, la commande MPPT incrémental de conductance nous a permis d'obtenir le point de fonctionnement nominal de notre charge pour un éclairement et une température standard.

Les différentes grandeurs électriques : puissances, tensions et courants sont stables. Après un régime transitoire de 0 ,05s, la commande MPPT fait osciller le point de fonctionnement autour du point du PPM.

La puissance établie par le générateur PV atteint une valeur stable autour de 1062 W et celle fournie à la charge autour de 1020 W. à la sortie du panneau, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 118 V et 9A.

Au niveau de la charge, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 230 V et 4.43 A.

Il faut noter que la différence entre la puissance à la sortie du panneau et celle fournie à la charge ne dépasse pas les 42 Watts. Ces pertes sont attribuées aux pertes par commutation et par conduction dans le transistor Mosfet, la diode, ainsi que les différents composants de la commande MPPT.

III.3.1. Influence de l'éclairement et la température sur l'évolution instantanée de V et P

Les résultats de la simulation avec des variations de l'éclairement et de la température sont décrits par les figures (3.15) à (3.22), nous avons mentionné la puissance et la tension à l'entrée du convertisseur ainsi que la puissance et la tension de sa sortie. (Aux bornes de la charge).

III.3.1.1. Cas de la variation de la température

Les figures (3.15) et (3.16) présentent l'évolution de la tension produite par le panneau PV et celle aux bornes de la charge. On note que la tension augmente avec la diminution de la température (50°C jusqu'à 25°C). Les figures (3.17) et (3.18) présentent l'évolution de la puissance générée par le panneau PV et celle consommée par la charge. On remarque que la puissance augmente avec la diminution de température (50°C jusqu'à 25°C).

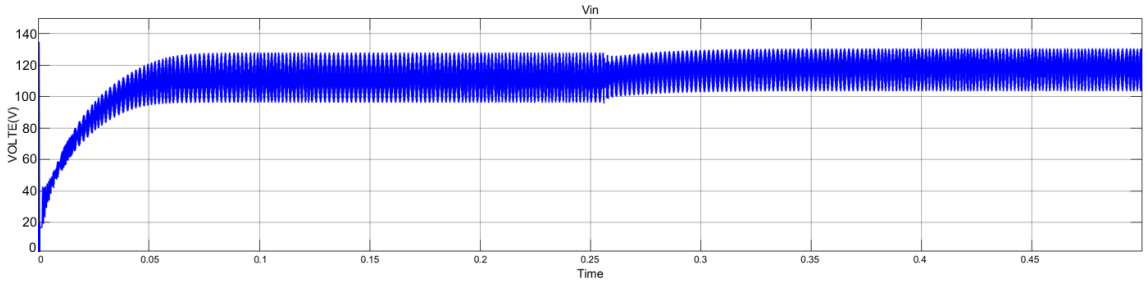


Figure 3.15 : Tension générée par le panneau PV avec une variation de température 50°C à 25°C

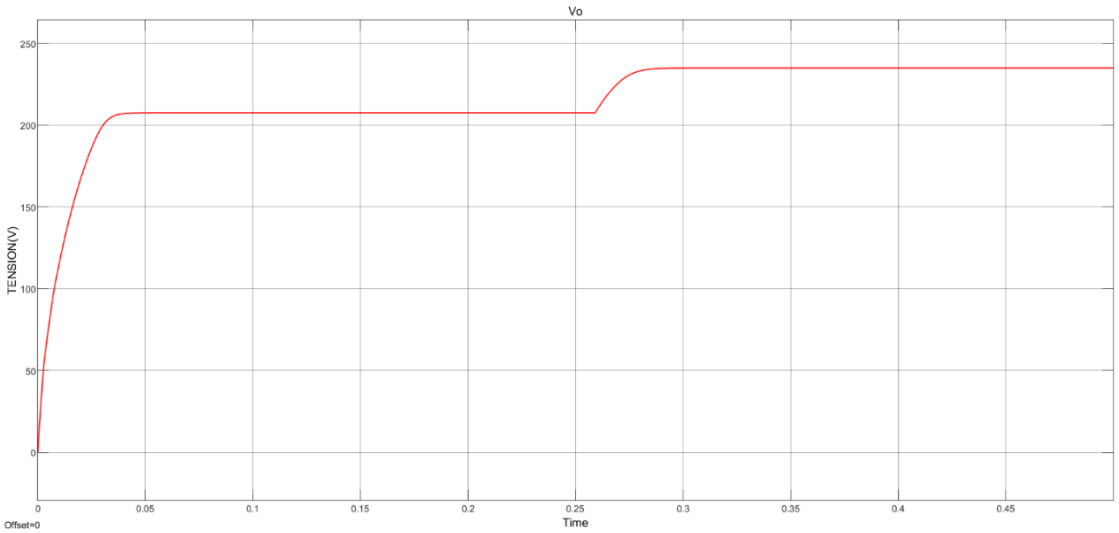


Figure 3.16 : Tension aux bornes de la charge avec une variation de température 50°C à 25°C

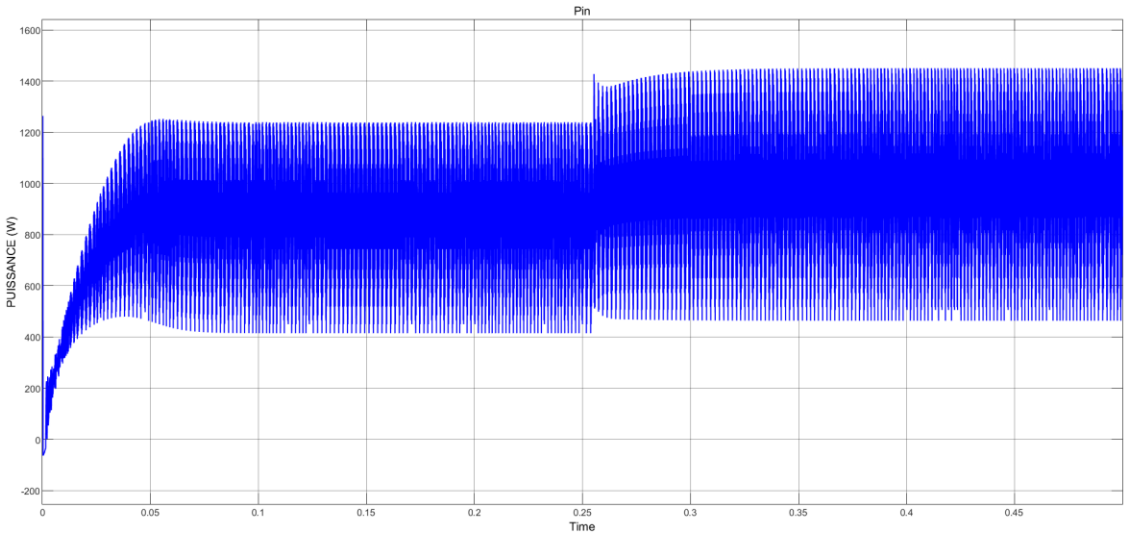


Figure 3.17 : Puissance générée par le panneau PV avec une variation de température 50°C à 25°C

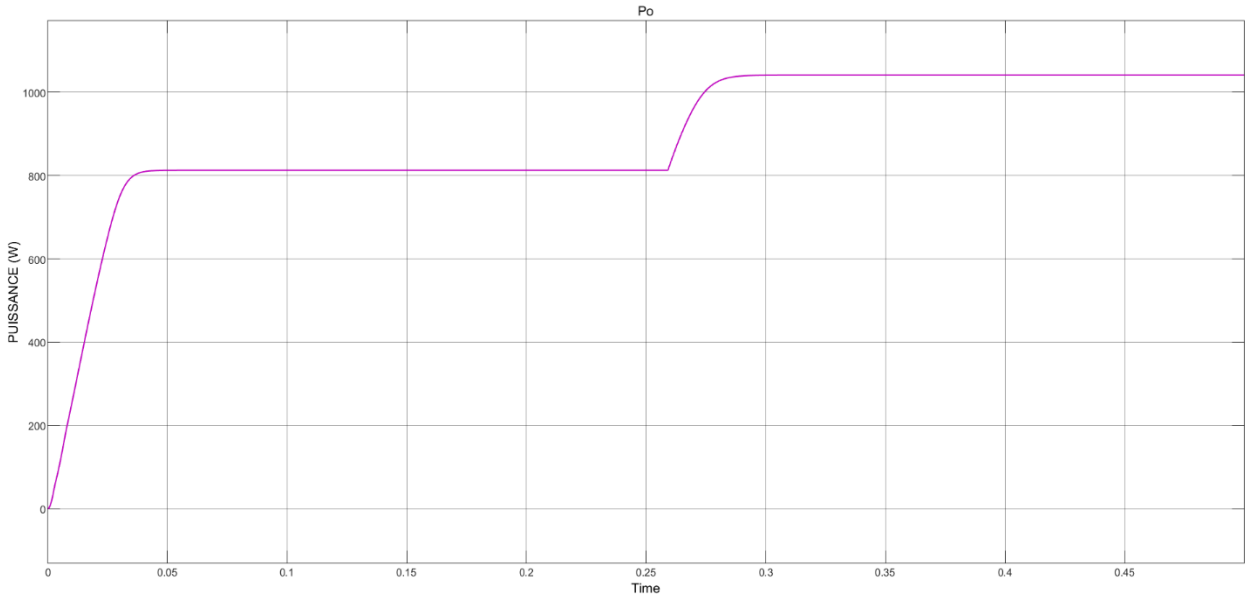


Figure 3.18: Puissance aux bornes de la charge avec une variation de température 50°C à 25°C

III.3.1.2. Cas de la variation de l'éclairement

Les figures (3.19) et (3.20) présentent l'évolution de la puissance générée par le panneau PV et celle consommée par la charge. On note que la puissance augmente avec l'augmentation de l'éclairement de 600W/m² à 1000W/m². Les figures (3.21) et (3.22) présentent l'évolution de la tension générée par le panneau PV et celle aux bornes de la charge. On note que la tension augmente avec l'augmentation de l'éclairement de 600W/m² à 1000W/m².

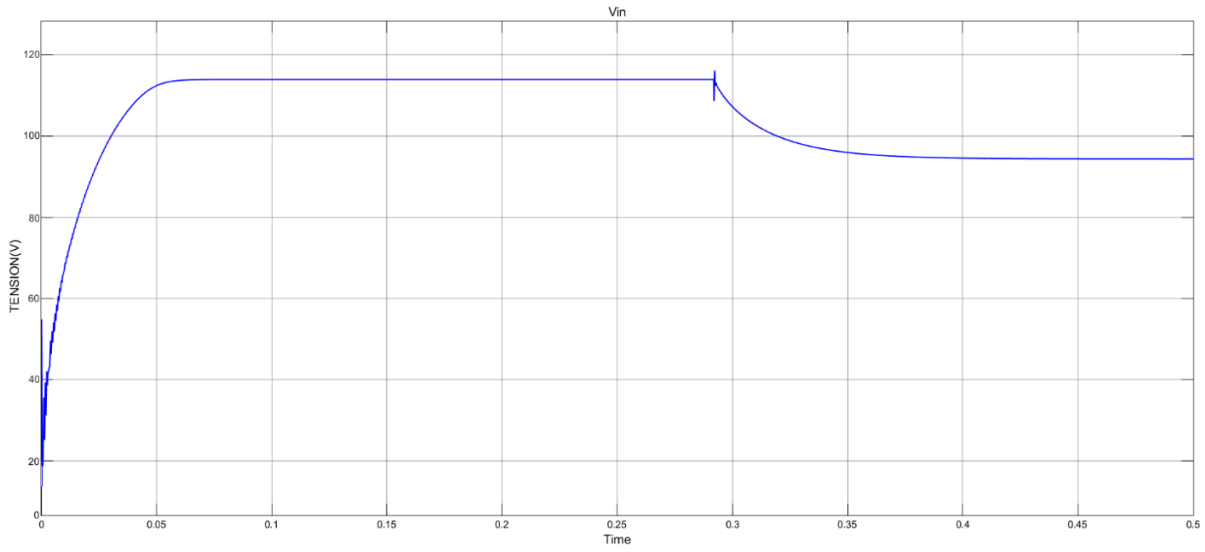


Figure 3.19: Tension générée par le panneau PV pour un éclairement variable 1000 W/m² à 600 W/m²

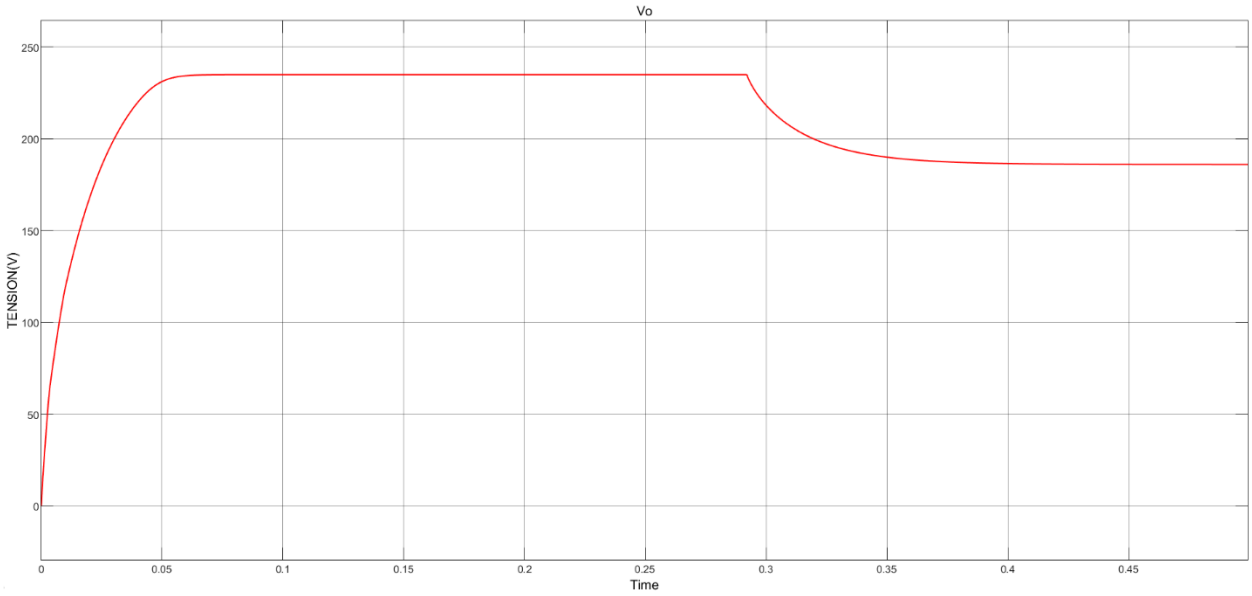


Figure 3.20: Tension aux bornes de la charge un éclairement variable 1000 W/m² à 600 W/m²

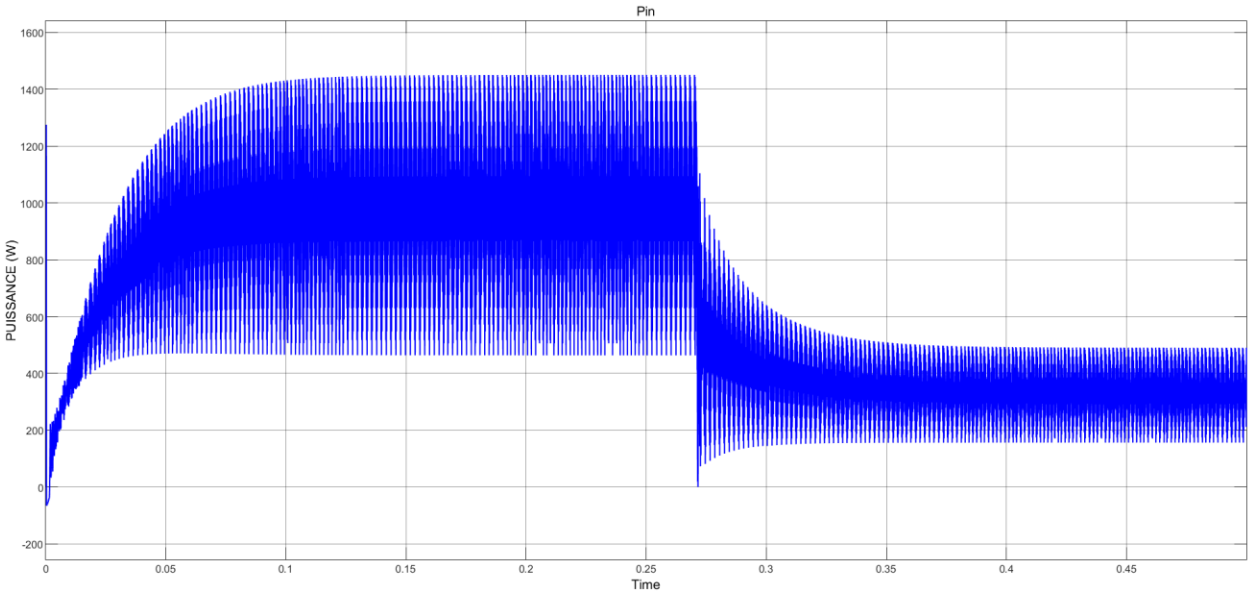


Figure 3.21: Puissance générée par le panneau PV pour un éclairement variable 1000W/m² à 600W/m²

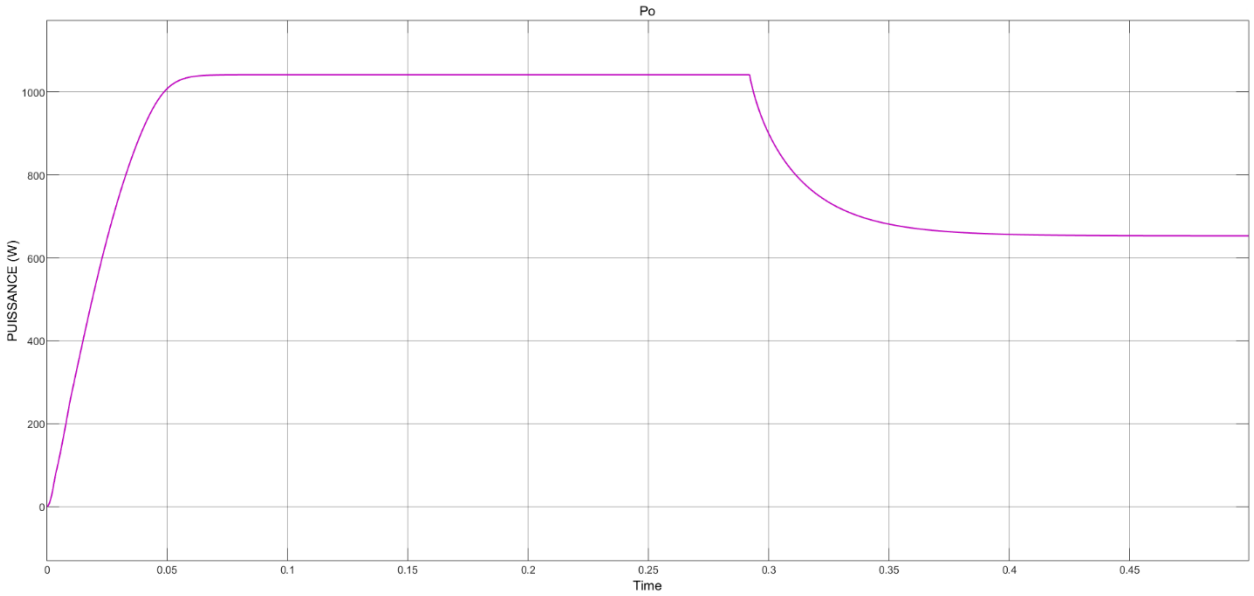


Figure 3.22 : Puissance aux bornes de la charge un éclairement variable 1000 W/m² à 600w/m²

III.4. Commande MPPT à base de PSO

Dans cette section, nous présenterons les techniques de calculs des paramètres de la commande PSO, ainsi que les résultats de la simulation MATLAB / Simulink du système PV employé avec la commande de type PSO pour un seul pic et multi-pics.

III.4.1. Calcul des paramètres de la commande PSO

- ❖ Saturation et résolution

Tenant compte de ces limitations, le pseudo-code suivant a été ajouté à la commande PSO au moment du calcul des prochaines positions des particules :

```
Calculer la vitesse de la particule j avec l'équation:
v(i) = [ω * v(i + 1)] + [c1 + r1(i) * (Pbest(i) − d(i))] + [c2 + r2(i) * (Gbest(i) − d(i))]
Calculer la prochaine position de la particule j avec l'équation:
 d(i + 1) = d(i) + v(i)
    Si dj(i + 1) < dmax alors
            dj(i + 1) = dmax
            vj(i) = dj(i + 1) − dj(i)
        Si dj(i + 1) < dmin alors
                dj(i + 1) = dmin
                vj(i) = dj(i + 1) − dj(i)
        finSi
    finSi
fin
```

ALGORITHME 3.1: Algorithme pour calculer les prochaines positions des particules.

Avec dj la position de la particule, i l'itération courante, dmax la position maximale d'une particule, et dmin la position minimale d'une particule. Le pseudocode ci-dessous a aussi été ajouté pour tenir compte de la résolution de la variable de contrôle :

```
Calculer la prochaine position de la particule j
Reste= modulo (dj(i + 1) − dmin,résolution)
dj(i + 1) = dj(i + 1) − reste
    Si reste > (résolution /2) alors
        dj(i + 1) = dj(i + 1) + résolution
    FinSi
fin
```

ALGORITHME 3.2: pseudocode de calcul de la prochaine position de la particule avec résolution

Avec, modulo (x,y) l'opération modulo de x par rapport à y , et résolution la résolution de la variable de commande.

❖ Pbest

Dans les problèmes de maximisation, la variable Pbest d'une particule j se calcule généralement de la façon suivante :

```
1  Si  F_j(i) > F_Pbestj  alors
2        F_j(i) = F_Pbestj
3        Pbestj =  d_j(i)
4  FinSi
```

ALGORITHME 3.3: calcule Pbest d'une particule j

Avec $F_j(i)$la valeur de fitness courante de la particule j à l'itération, et F_{Pbestj}la valeur de fitness associée à la position $Pbestj = d_j(i)$

Ainsi, Pbest réfère à la position optimale d'une particule depuis le début de l'optimisation. Des simulations ont prouvé que la commande PSO donnait des résultats performants lorsque Pbest était comparé uniquement à la position précédente. Cette remarque est avantageuse lorsqu'on veut optimiser un système dynamique, étant donné que dans le cas où une perturbation surviendrait, Pbest n'est plus valide parce que la valeur de fitness à la position Pbest a probablement changé. Donc, dans notre étude, la variable Pbest d'une particule j est déterminée de la façon suivante :

```
1  Si  F_j(i) > F_Pbestj  alors
2        F_j(i) = F_Pbestj
3        Pbestj =  d_j(i)
4  SINON
5        F_j(i − 1) = F_Pbestj  alors
6        Pbestj =  d_j(i − 1)
```

ALGORITHME 3.4: Calcule Pbest d'une particule j de notre étude

Avec F_{Pbestj}la valeur de fitness associée au $Pbestj$ de la particule.

❖ Détection de perturbations et réaction à celles-ci

La méthode de réaction aux perturbations repose sur l'introduction de la diversité lorsqu'un changement est détecté. Pour ce faire, la mémoire de l'algorithme est réinitialisée (Pbest, Gbest,

vitesses des particules, etc.) et les particules ont pris de nouvelles positions de façon aléatoire dans l'espace de recherche. Le pseudocode ci-dessous démontre la logique de la méthode de détection et de réaction aux perturbations adoptée pour cette étude :

```
1 POUR i = 1 : nParticles Alors
2      p = swarm.particles(i)
3         SI   p.curPos == p.prevPos  Alors
4             SI abs(p.curFit – p.prevFit)/p.prevFit > p.margin Alors
5                                     swarm.Reset( )
6             FinSi
7          FinSi
8 FINPOUR
```

ALGORITHME 3.5: la logique de la méthode de détection et de réaction aux perturbations

Avec nParticles le nombre de particules dans l'essaim, swarm.particles(i) et p la particule i de l'essaim, p.curPos et p.prevPos les positions courante et précédente de la particule p dans l'hyperespace, respectivement, p.curFit et p.prevFit les valeurs courante et précédente de fitness de la particule p, respectivement, p.margin la tolérance aux perturbations de la particule, et swarm.Reset( ) une fonction qui réinitialise l'essaim, c'est-à-dire Gbest, tous les Pbest, ainsi que les positions et les vitesses des particules.

❖ Positions initiales des particules

Lorsque l'hyperespace est subdivisé, il y a peu de risque que les particules soient toutes initialisées à des positions si proches les unes des autres, par conséquence, le risque de converger à une position non optimale est réduit. Ainsi, le pseudocode suivant est inséré dans le calcul des positions initiales des particules :

```
1  range = posMax – posMin
2  sectionLength = range / nParticles
3  sections = [ ]
4  sections(1) = posMin
5  sections(nParticles + 1) = posMax
6     POUR i = 2 : nParticles faire
7          sections(i) = sectionLength * i
8              POUR i = 1 : nParticles  faire
```

```
9                    p = swarm.particles(i)
10                   p.curPos = rand(sections(i), sections(i+1))
11               FINPOUR
12           FINPOUR
13   fin
```

ALGORITHME 3.6: calcul des positions initiales des particules lorsque l'hyperespace est subdivisé

Avec posMin et posMax les limites inférieure et supérieure de la variable de commande, respectivement, sections un vecteur initialement vide d'une longueur de (nParticles + 1), et rand (arg1, arg2) une fonction qui retourne un nombre aléatoire compris entre arg1 et arg2.

III.4.1. Résultats de la simulation de la commande PSO

III.4.1.1. La commande PSO pour un seul pic

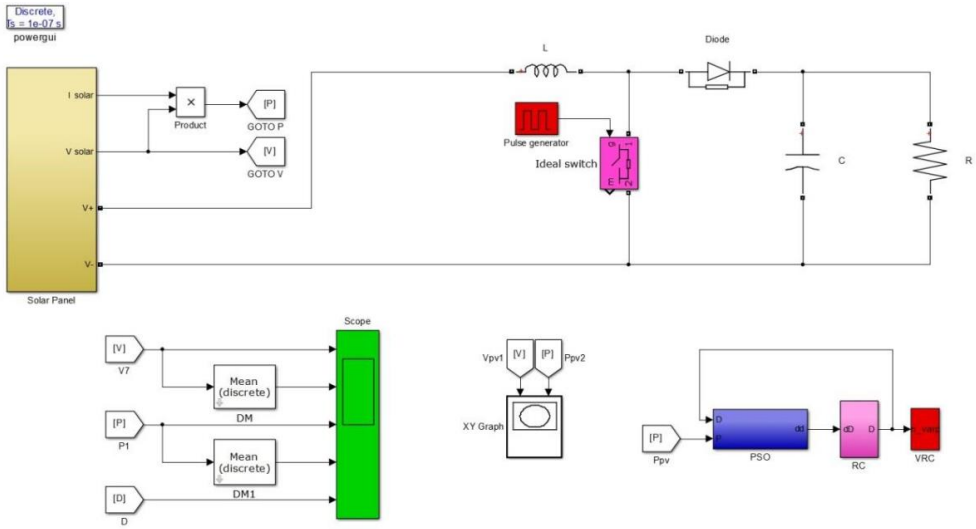


Figure 3.23: Diagramme du système complet de PSO en un seul pic

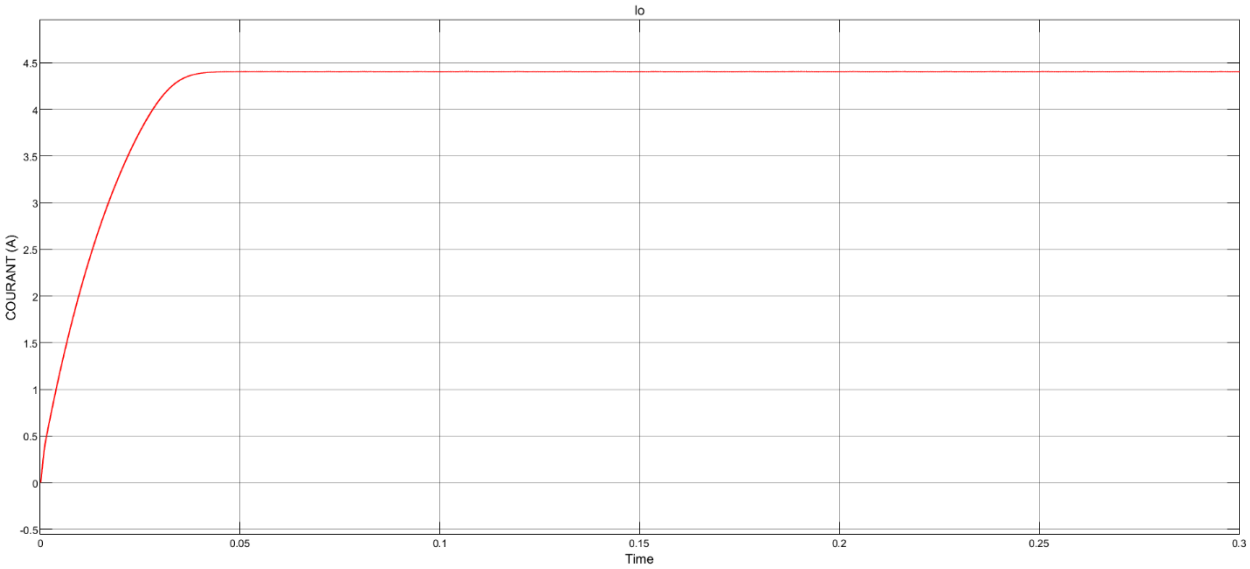


Figure 3.24 : le courant consommée par la charge pour G=1000W/m² et T=25°C

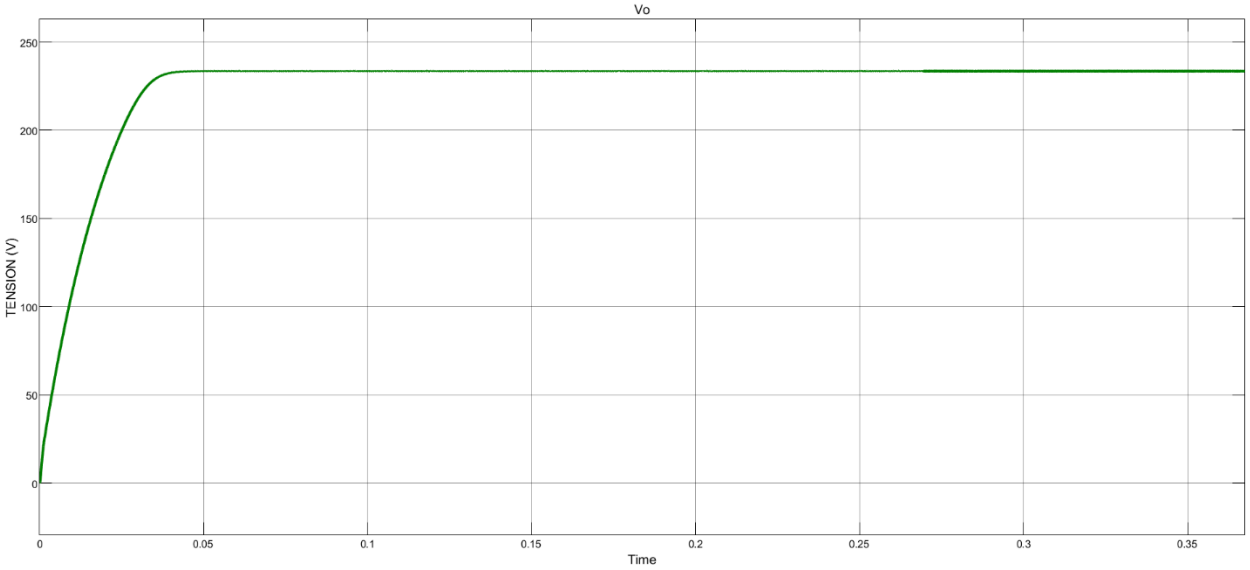


Figure 3.25 : la tension consommée par la charge pour G=1000W/m² et T=25°C

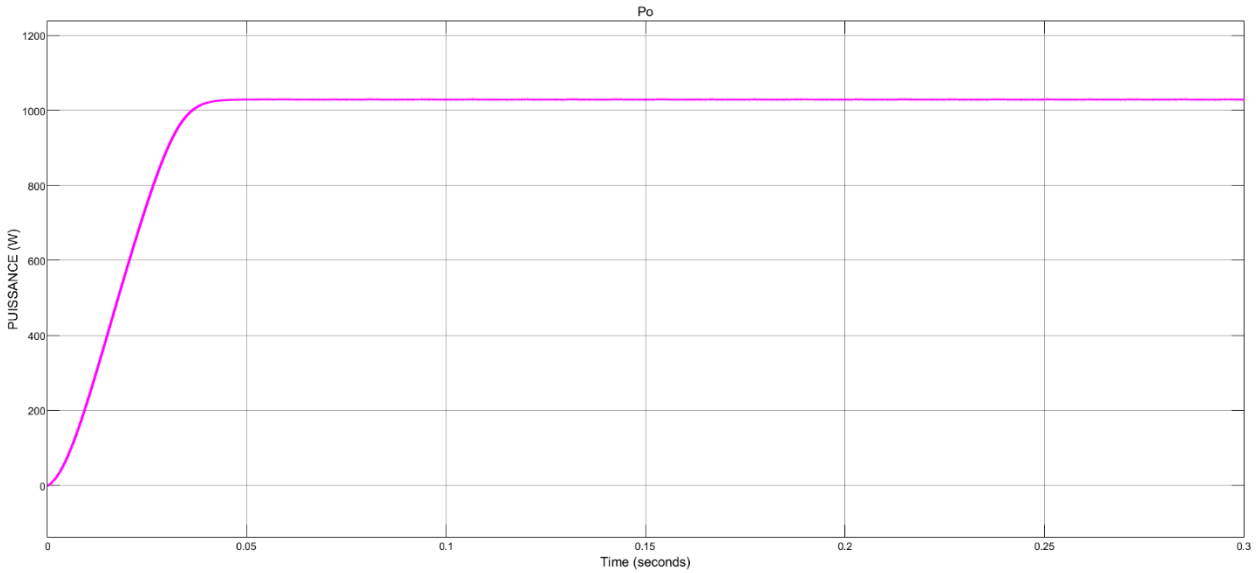


Figure 3.26: la puissance consommée par la charge pour G=1000W/m² et T=25°C

Pour un éclairement constant de 1000 W/m2 et une température de 25°C, les résultats typiques de la simulation des caractéristiques électriques à la sortie du panneau, et à la sortie d'hacheur de type élévateur contrôlé par la commande MPPT, sont représentés dans les figures (3.24 à 3.26), il apparaît nettement que : Les différentes grandeurs électriques (puissances, tensions et courants) sont stables. Après un régime transitoire de 0 ,03s, la commande MPPT fait osciller le point de fonctionnement autour du point du PPM.

La puissance fournie par le générateur PV atteint une valeur stable autour des 1062 W, et celle fournie à la charge autour de 1030 W. à la sortie du panneau, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 118 V et 9 A.

Au niveau de la charge, la tension et le courant se stabilisent respectivement autour de 234 V et 4.4 A.

Notons que la différence entre la puissance à la sortie du panneau et celle fournie à la charge ne dépasse pas les 32 Watts. Ces pertes sont attribuées aux pertes par commutation et par conduction dans le transistor Mosfet, la diode, et les différents composants de la commande MPPT.

III.4.1.2. La commande PSO pour multi-pics

Lorsque la matrice PV fonctionne sous une insolation solaire uniforme, la courbe caractéristique P-V qui en résulte du réseau présente une seule MPP. Pourtant, lorsqu'un ombrage partiel est survenu, les courbes P-V sont caractérisées par des pics multiples, c'est-à-dire avec plusieurs pics locaux et un pic global comme mentionné dans la fig. 2.12. Dans cet exemple, la courbe I-V est caractérisée par trois marches, alors que la courbe P-V est caractérisée par trois pics. Ces derniers sont étiquetés comme P1, P2 et P3. Nous pouvons remarquer que la dérivée temporelle de la puissance dP / dV vaut zéro pour le global, également pour tous les pics locaux. En outre, la pente à ses côtés droit et gauche ont mêmes signes. Comme toutes les méthodes MPPT conventionnelles reposent sur la pente et la valeur de signe de dP / dV, l'algorithme était incapable de distinguer correctement les pics locaux (P1 et P3) et les pics globaux (P2). Donc probablement le MPPT est forcé de piéger dans le pic local, ce qui conduit à une minimisation de la puissance de sortie et détériore considérablement l'efficacité et le rendement du système PV.

- Simulation

Le rôle du bloc PSO est de diriger le système vers le MPPG (puissance maximale globale) avec une légère erreur, puis de stabiliser le système au maximum. La figure 3.28 montre le schéma du système complet.

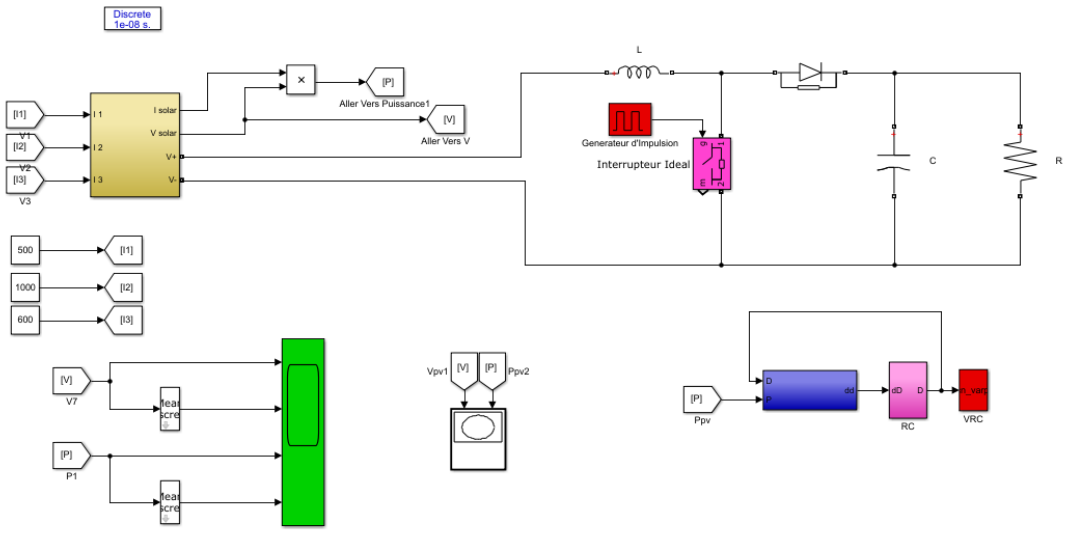
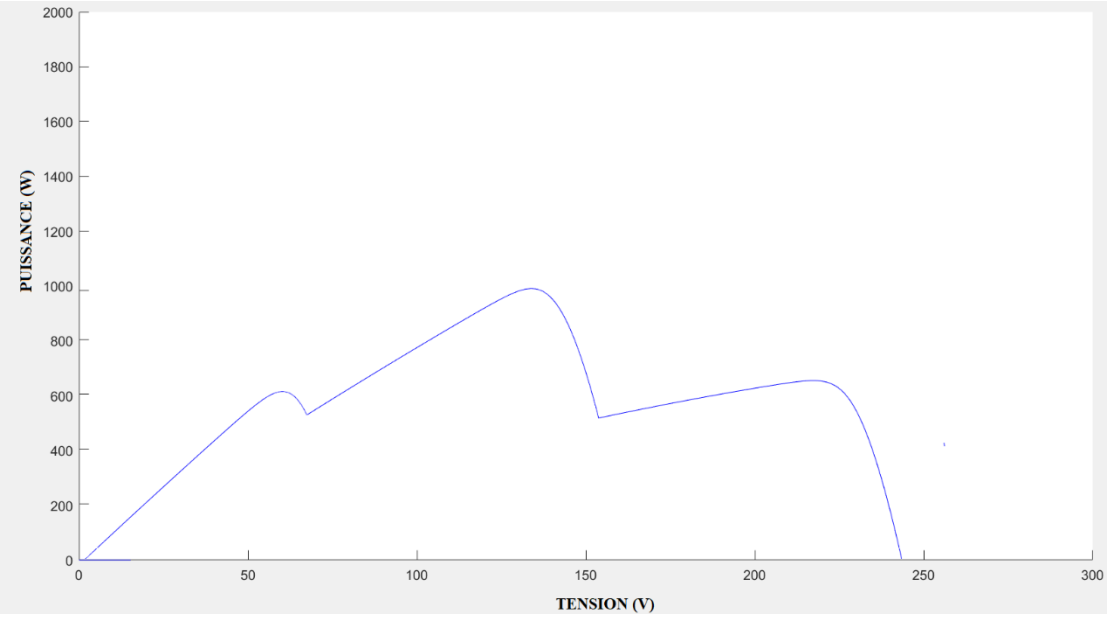


Figure 3.28 : Schéma du système complet de PSO en multi-pics



La figure 3.29 montre la courbe caractéristique du système PV sous l'insolation suivante : E1 = 500, E2 et E3 = 1000 = 600 W / m2.

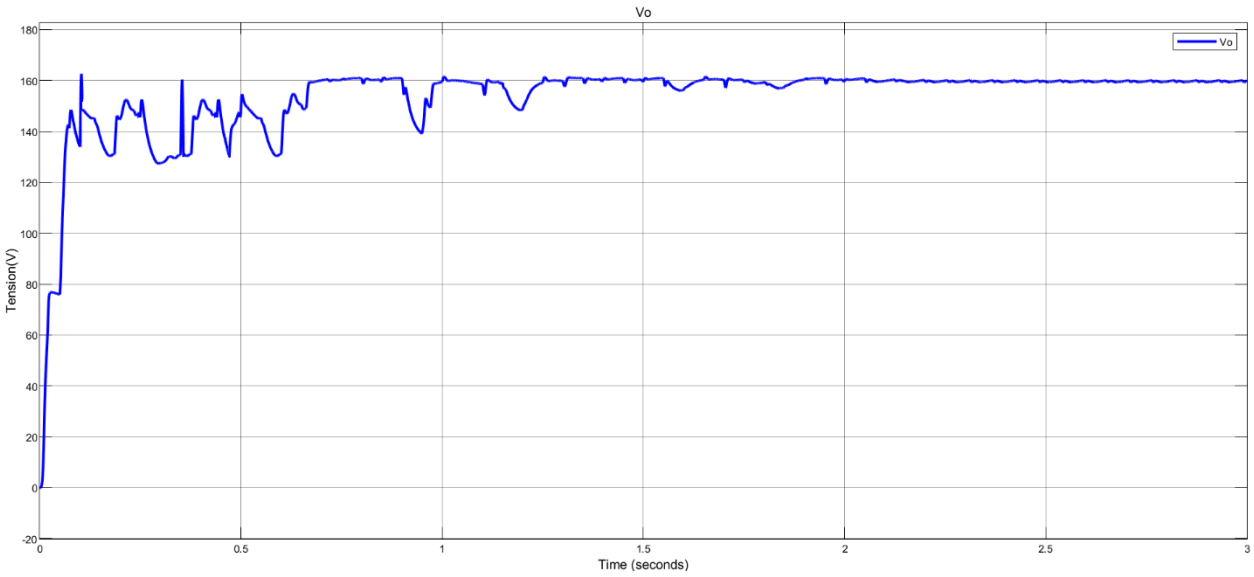


Figure 3.30 : la tension de sortie

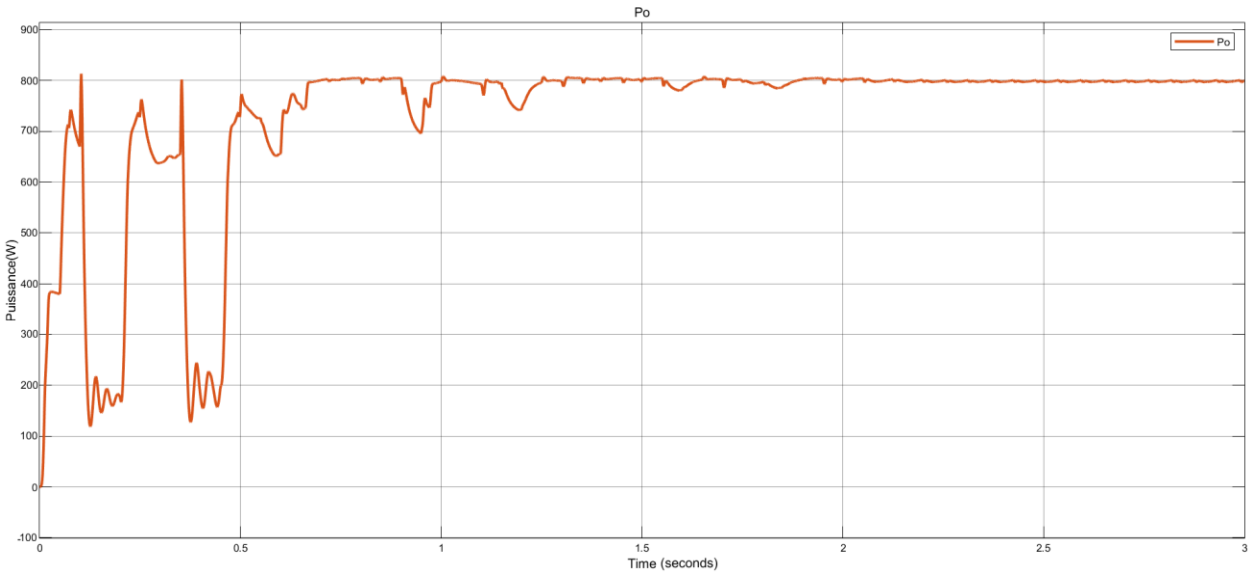


Figure 3.31: la puissance de sortie

En raison de l'insolation solaire non uniforme, la courbe caractéristique P-V résultante du SP présente des pics multiples, comme illustré à la figures 3.29.

Les figures 3.30, 3.31 montrent respectivement la tension et la puissance du panneau photovoltaïque obtenu à l'aide de l'algorithme PSO.

III.5. Comparaison des commandes MPPT

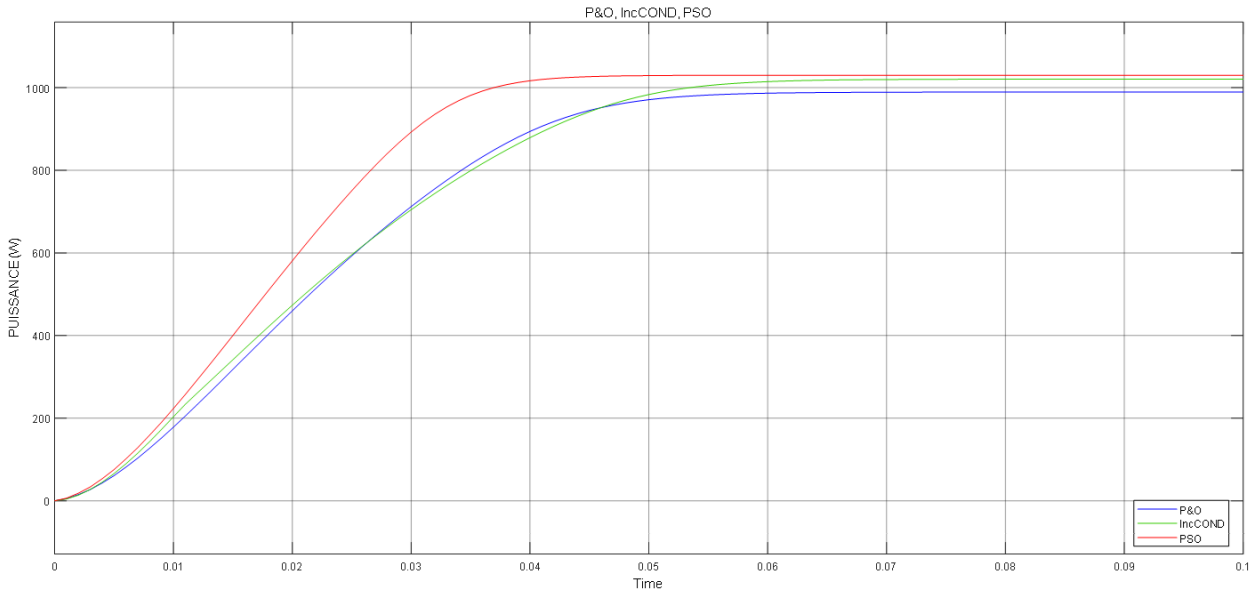


Figure 3.32: PSO, P&O et IncCond entraînent le suivi du MPP

La figure 3.32 indique une comparaison entre la puissance extraite du panneau solaire de PSO, P&O et incrémentale des conductances. En se basant sur les résultats de cette figure, nous pouvons conclure que le MPP de PSO donne une grande précision en le comparant à celle de P&O et IncCond, avec un rendement de 98% pour la PSO, 96% pour IncCond, et 94% pour P&O.

III.6. Conclusion

En vue d'avoir un meilleur transfert de puissance entre le générateur photovoltaïque GPV et la charge, nous avons effectué une modélisation de l'ensemble de la chaine de conversion sous Matlab. Nous avons conçu et simulé également l'algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT). En effet le MPPT force GPV à fonctionner à son point de puissance maximal (MPP), induisant ainsi une amélioration totale du rendement du système de conversion électrique.

Nous avons effectué une application des trois commandes MPPT choisis sur le système PV en associant le panneau PV – hacheur – charge. Nous avons ensuite présenté les résultats des simulations pour une variation de la température et de l'éclairement. Ces résultats montrent un fonctionnement très satisfaisant sur la tension et sur la puissance produite ainsi qu'au niveau de la charge.

Nous avons proposé également une méthode d'optimisation d'un système photovoltaïque basée sur la commande PSO, Les résultats des simulations effectuées prouvent l'efficacité de notre approche dans l'extraction de maximum de puissance des systèmes PV par rapport aux autres commandes.

CHAPITRE IV

Les installations PV connectées au réseau de distribution

IV.1. Introduction

L'énergie PV peut être utilisée dans deux domaines d'applications différents : le PV en site isolé et le PV connecté au réseau. Ces applications ont des fonctions et permettent de mettre en œuvre des chaînes de conversion distinctes. Dans ce qui suit, nous présenterons, en détail, les différentes fonctions et topologies de champs PV connectés au réseau. Nous désignons « champ PV » un ensemble de modules.

IV.1.1. Les fonctions macroscopiques

Dans le dessein de produire l'énergie, une installation photovoltaïque exige l'établissement d'une chaîne de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique appuyée sur l'effet photovoltaïque. Cette chaîne de conversion peut être constituée de plusieurs sous-systèmes délimités suivant leurs fonctionnalités. La figure 4.1 donne un aperçu d'un schéma conceptuel des systèmes PV connectés au réseau, mettant en évidence tous les sous-systèmes fonctionnels primordiaux et leurs fonctions générales.

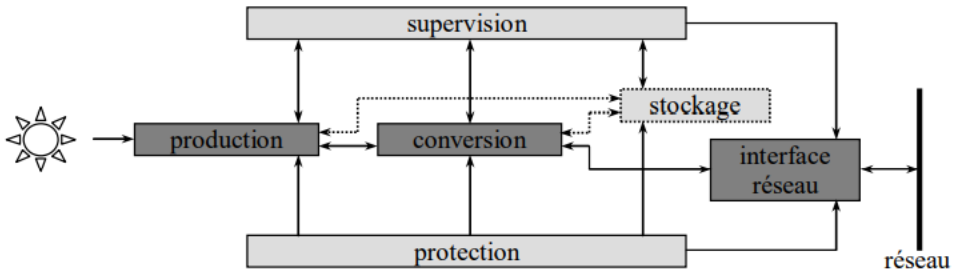


Figure 4.1. Les fonctionnalités globales des systèmes PV connectés au réseau

Nous pouvons identifier des fonctions de bases telles que la production, la conversion, l'interface réseau, représentées par des cases en gris foncé, ainsi que des fonctions auxiliaires à savoir la protection, la supervision et le stockage, représentées par des cases en gris clair. En

général, les fonctions de base sont associées au système de production d'énergie (elles se manifestent dans toutes les configurations possibles du systèmes PV), alors que les fonctions auxiliaires participent au bon fonctionnement du système de base et sont décrites en détail en [Picault 2010]. A titre d'exemple l'anti-îlotage empêche la centrale PV de fonctionner quand le réseau n'est plus présent et permet d'éviter la création d'un réseau local.

IV.1.2. Les topologies de champs

Nous allons présenter dans la suite les architectures de champs PV permettant la connexion au réseau de distribution, en s'intéressant principalement à la fonction de base « conversion ». Nous garderons évidemment à l'esprit qu'une installation PV devra également intégrer les autres fonctions présentées ci-dessus.

Aujourd'hui, il existe essentiellement cinq associations de module PV et onduleur comme mentionné dans la Figure 4.1 :

- **L'onduleur central :** L'architecture la plus classique et la plus ancienne est composée principalement d'un seul onduleur utilisé comme interface entre le réseau électrique et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules appelés « string » sont connectées en parallèle (Figure 4.2.a). Ce montage est largement utilisé dans des installations de grandes puissances (20-400 kW) dans lesquelles des protections anti-retours de courant sont implantées par rangée.

  L'avantage de l'architecture « onduleur central » réside dans sa simplicité de mise en œuvre : un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est suffisant. En plus, l'onduleur central ne demande qu'un faible coût d'investissement tout en assurant une maintenance très simple. La simplicité de ce type de montage permet également d'obtenir un rendement très important de la conversion de la tension. Effectivement, la mise en série de plusieurs modules permet d'avoir un rapport de transformation si faible, par conséquence, le rendement du convertisseur reste toujours en hausse. En revanche, ce montage possède plusieurs inconvénients [Pazos 2009] :

  - Pertes de conversion solaire : un seul MPPT pour un ensemble de modules.
  - Pertes et risques électriques au niveau du câblage DC
  - Aucune évolutivité.
  - Aucune continuité d'activité en cas de panne de l'onduleur.

En dépit de ces nombreux défauts de cette configuration, cette solution reste très employée dans les centrales PV au sol de forte puissance.

- **L'onduleur « rangée » :** est considéré comme l'une des topologies qui est largement utilisées actuellement (Figure 4.2.b), elle consiste principalement à implanter un onduleur au bout de chaque chaîne. Par la suite ces onduleurs sont connectés en parallèle au réseau électrique, ce qui demande une coordination entre les onduleurs (de type maître - esclaves) dans le but de proscrire le fonctionnement en îlotage et ainsi éviter toutes échanges de puissance entre les onduleurs.

  L'architecture « onduleur rangée » permet une amélioration du contrôle de puissance disponible par string grâce au MPPT de chaque onduleur. En outre, la continuité de service est assurée étant donné que la panne d'un convertisseur ne provoque pas l'arrêt total de l'installation. Et comme chaque string constitue un sous ensemble indépendant, cette topologie reste évolutive. Dans le cas d'une augmentation de puissance de l'installation est souhaitée, seul la connexion AC est à remplacer. Une comparaison au niveau de structure d'onduleur "rangée" et d'onduleur "central", est menée par des chercheurs italiens [Demo 1999], a permis de conclure que ces deux architectures sont semblables, concernant les pertes dans l'électronique de puissance et aussi dans les câbles. D'après l'étude établie dans les deux assemblages, l'énergie perdue compte pour environ 10% de l'énergie totale produite, la structure centralisée est légèrement moins dissipative. Par contre, dans le cas d'ombrage du système PV, la structure centralisée produit 12% de moins d'énergie que l'architecture rangée. En conclusion, l'étude montre que l'onduleur rangée a un rendement global plus performant de 1,5%. (Il prend en compte les pertes ainsi que le nombre de jours ensoleillés et ombragés). Ces résultats sont à pondérer vu la grande difficulté à caractériser un ombrage. Ce gain dépend largement de l'ombrage considéré. Néanmoins, il persiste d'autres pertes celles dues au couplage série des modules au sein d'un même string. Le rendement des onduleurs dépend essentiellement de la puissance fournie par la chaîne photovoltaïque (mauvais rendement de l'onduleur à faible puissance des modules).

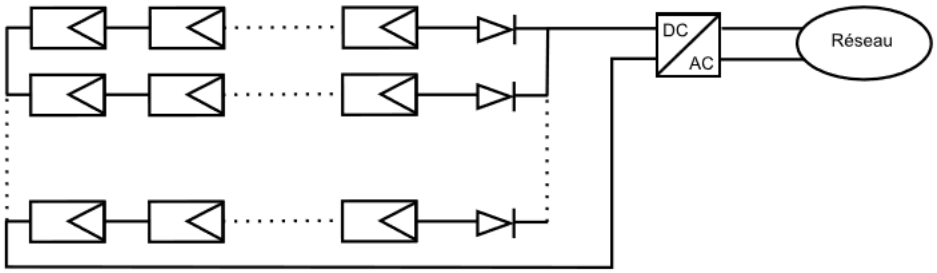
  Une évolution désignée « Team concept » de l'onduleur rangée est proposée dans [Halcrow 1999]. L'idée consiste à introduire des sectionneurs en aval des onduleurs. Pour les onduleurs ayant de faibles rendements à faible puissance d'entrée, cette étude propose

de faire varier le nombre d'onduleurs employés pour établir la conversion en fonction de la puissance donnée par le champ PV. Par conséquence, les onduleurs peuvent fonctionner dans un intervalle proche de leur puissance nominale et ainsi proche de la zone de rendement optimale. Cette évolution permet de gagner au moins 4% d'énergie par an par rapport à la structure classique selon [Halcrow 1999].

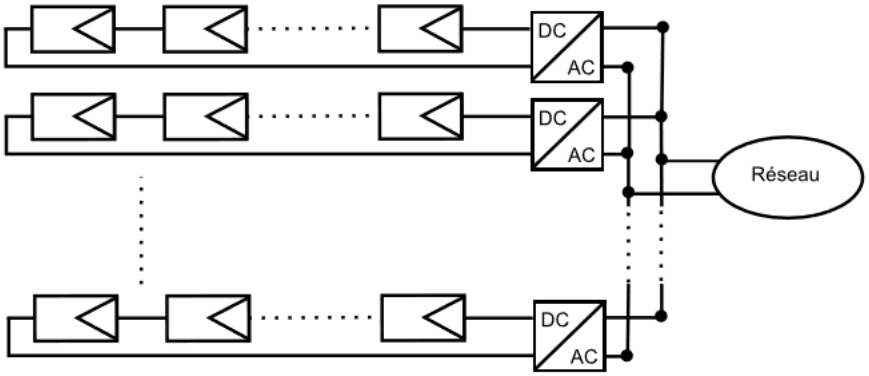
- **Le hacheur « rangée » :** L'emploie de plusieurs étages de conversion peut contribuer à l'amélioration du rendement de conversion et de la fiabilité du système, selon [Sola 2006], en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur. L'hacheur "rangée", appelé aussi convertisseur multi-string est souvent considéré comme une solution intermédiaire entre l'onduleur "central" et l'onduleur "rangée", utilise un hacheur en bout de chaque string du système PV (Figure 4.2.c). Le bus continu a pour but d'intégrer facilement un élément de stockage. En outre, l'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau peut contribuer à la réduction du nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. Ainsi La participation de l'installation aux services systèmes est donc facilitée. Le MPPT s'effectue pour chaque string, ce qui permet de limiter l'influence des modules entre eux [Dcin 2005]. Le montage reste évolutif, pourtant la continuité de service n'est pas garantie en cas de panne de l'onduleur. Par rapport à l'onduleur "rangée", les coûts seront relativement réduits puisque chaque hacheur n'a pas besoin d'intégrer les fonctionnalités de mesure et de surveillance de la tension et du courant réseau. [Salas 2006, Iden 2005, Quoc 2010],
- **Le hacheur modulaire parallèle :** Une évolution de la structure hacheur « rangée » est la structure hacheur modulaire parallèle présentée sur la Figure 4.2.d. L'hacheur est directement connecté à la sortie du module PV et n'est plus connecté à une chaîne de modules PV. Cette topologie assure tous les avantages du hacheur « rangée », de plus le niveau de discrétisation du MPPT est augmenté. Le principal point fort de cette topologie réside dans le grand rapport d'élévation entre la tension de sortie du module PV et la tension nécessaire à l'injection sur le réseau de distribution. Certes, pour un hacheur non isolé, plus le rapport d'élévation est élevé plus les pertes sont importantes. Quand ce rapport est trop important (>8 en général), il est indispensable de recourir à des structures isolées ou encore à des cascades de convertisseurs. Dans le cas présent, le rapport

d'élévation souhaité est proche de 10, ce qui mène à une limitation du rendement du hacheur et une pénalisation de cette structure. Dans ce chapitre c'est la topologie utilisée.

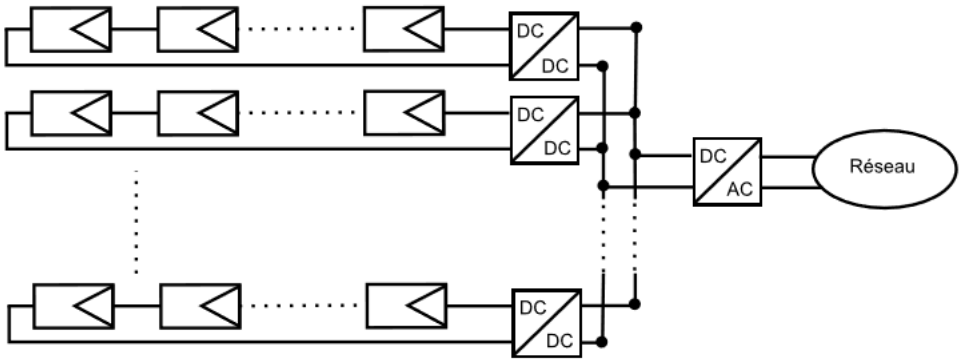
- **Le hacheur modulaire série :** Une des solutions utilisées pour diminuer le rapport d'élévation des hacheurs nécessaires à la topologie hacheur modulaire parallèle est de mettre la sortie des hacheurs en série. Par conséquence le rapport d'élévation est d'autant diminué que le nombre de hacheurs en série est augmenté. Cette structure nommée hacheur modulaire Série est mentionnée sur la Figure 4.2.e. Cette architecture permet de garder tous les avantages de la structure précédente avec une diminution du rapport d'élévation des hacheurs et entraine ainsi à une augmentation du rendement. En contrepartie, la mise en série des hacheurs implique une dépendance des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres ce qui mène à une complication au niveau des lois de commandes et dans le dimensionnement de la structure.



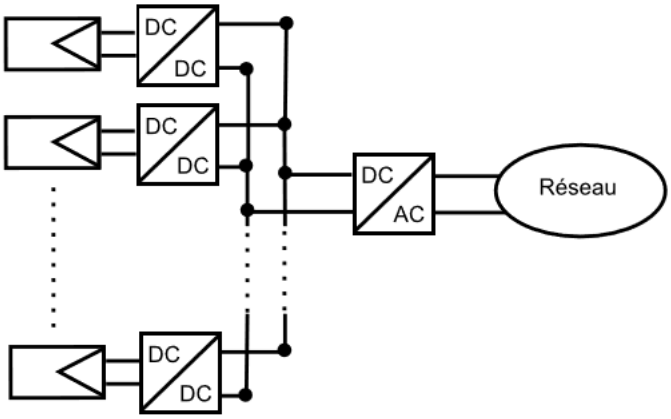
(a) La topologie « Onduleur Central »[Abella 2004]



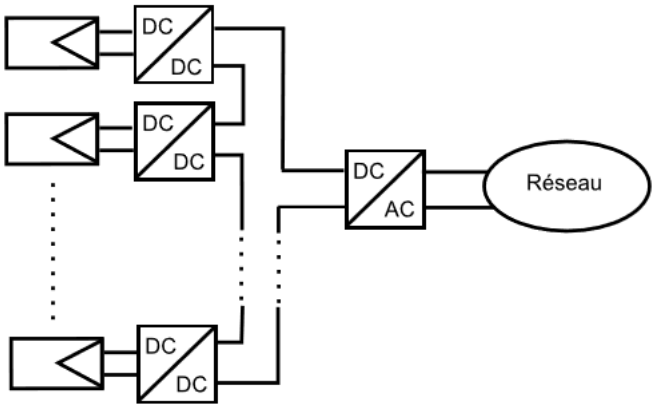
(b) La topologie « Onduleur rangée » [Bacha 2006]



(c) La topologie « Hacheur rangée » [Massi 2007]



(d) La topologie « hacheur modulaire parallèle »[Soeren 2005]



(e) La topologie « hacheur modulaire série » [Eduardo 2006]

Figure 4.2. Topologies des systèmes photovoltaïques connectés à un réseau électrique

IV.1.2. Les autres topologies

Actuellement, il existe beaucoup de concepts plus ou moins viables qui sont développés dans la bibliographie à savoir : l'onduleur cellulaire, le hacheur cellulaire, la matrice de connexions … Les convertisseurs cellulaires [Markus 1994] qui permettent d'effectuer un control de chaque cellule photovoltaïque. Par conséquent, la production, l'efficacité et le monitoring du champ PV sont optimisés. Néanmoins, ces topologies connaissent beaucoup de désavantages, à titre d'exemple : la complexité si importante de l'installation, un rapport d'élévation de tension entre la sortie de la cellule (environ 0,6V) et le réseau de distribution (environ 300V) très grande qui condamne carrément ces solutions. La matrice de connexion permet la reconfiguration du champ photovoltaïque en vue de coupler les modules PV ayant les mêmes caractéristiques [Velsaco 2005] et [EHW 2010]. Ainsi, la production photovoltaïque est élevée, et chaque module peut fonctionner au plus près de son point de puissance maximale. Les inconvénients de cette topologie sont cités comme suit : la connectique en courant continu ainsi qu'un algorithme de mise en place si complexe. Les problématiques d'ombrages sont devenus de plus en plus fréquentes avec l'apparition du PV intégré au bâti, La tendance actuelle s'oriente vers les installations branchées au réseau de puissance inférieure à 10 kWc et à une discrétisation importante de l'électronique de puissance sur le champ PV. L'onduleur central était largement utilisé dans les années 90, et dans les années 2000, l'onduleur rangée et le hacheur rangée ont vu le jour. Dans les années qui suivent, les topologies hacheur « série » et hacheur « rangée » ont été bien optimisées et améliorées, et d'autres topologies de plus en plus discrétisées pourraient prendre le relais par la suite.

IV.2. Les convertisseurs pour le PV connecté au réseau

Il va sans dire que l'électronique de puissance est au cœur de tout système PV et peut influencer le productible, la sécurité ainsi que la qualité de l'énergie produite. En effet, c'est l'électronique de puissance qui contribue à réaliser une interface entre les différents éléments du système. Comme déjà signalé dans les paragraphes précédents, de nombreux concepts d'architecture de champs coexistent suivant la puissance et en fonction des technologies disponibles et sont rappelées Figure 4.3. Ces architectures de champs ont un grand impact sur la conception de l'électronique de puissance.

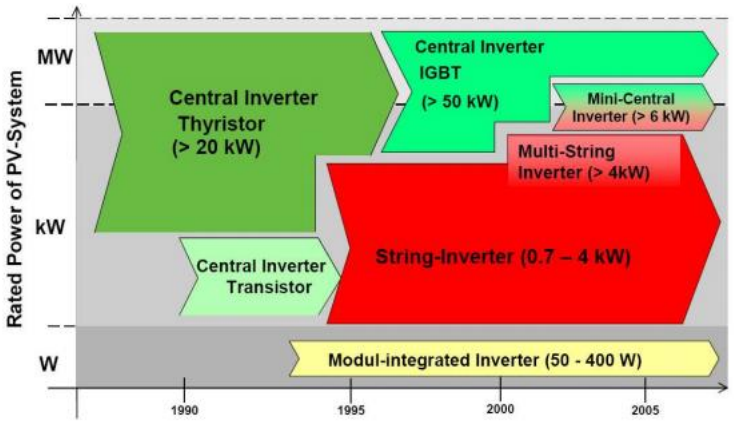


Figure 4.3. Les différentes architectures de champ en fonction de la puissance et leur évolution au cours du temps [Engel 2006]

Les structures d'électronique de puissance destinées au photovoltaïque sont abondantes et diversifiées, alors, il existe plusieurs critères qui permettent de les classer et les organiser en différents groupes [Engel 2006], [Abella 2004], [Myrrzik 2003] et [soeren 2005]. L'une des premières caractéristiques d'une chaîne de convertisseurs est l'existence ou non d'une isolation galvanique entre les modules et le réseau. Cette isolation peut se faire soit à haute fréquence ou bien à la fréquence du réseau. La seconde caractéristique particularisant les chaînes de conversion est le nombre d'étages. On distingue deux types de conversion possibles : la conversion du courant continu en courant alternatif qui se fait en une seule étape, l'ajout d'un étage de conversion DC/DC qui est indispensable pour amplifier la tension avant sa transformation en tension alternative. Et la dernière caractéristique d'une chaîne de conversion réside dans son nombre de phases : mono ou triphasé. L'électronique de puissance doit palier à certains problèmes à titre d'exemple : la puissance fluctuante côté continu (pour le cas des installation monophasées), l'amplification du productible en cas d'ombrage, la fiabilité (l'emploie des condensateurs électrolytiques qui ont de piètres performances au vieillissement quand 'il sont contraints thermiquement) et le rendement.

IV.2.1. Les structures isolées

Les structures isolées sont constituées de deux groupes, on peut distinguer : l'isolation galvanique qui se situe au niveau de l'étage de conversion DC/DC sous forme d'un transformateur haute fréquence (> 1 kHz) et celle qui se met sur la sortie alternative sous forme d'un transformateur basse fréquence (fréquence du réseau : 50-60 Hz).

IV.2.1.1. Les structures isolées en haute fréquence

L'un des avantages de l'isolation en haute fréquence est qu'elle permet de minimiser la taille et le poids du transformateur ainsi que les éléments de filtrage, en revanche, elle exige une bonne maîtrise des pertes du convertisseur. Deux types de structures sont mentionnés ici.

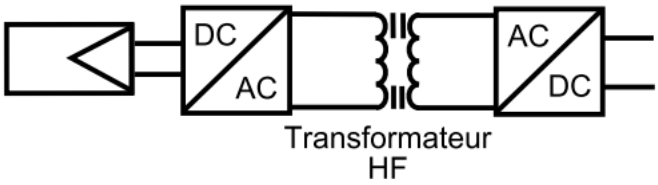


Figure 4.4. Schéma bloc d'une chaîne de conversion avec un transformateur haute fréquence [soeren 2005]

- **Alimentation à decoupage à commutation dure**

L'emploie du transformateur haute fréquence a pour rôle de maximiser le rapport d'élévation du convertisseur DC/DC. De ce fait ces structures sont très importantes dans les topologies de champ photovoltaïques possédant un nombre limité de module photovoltaïques en série à l'entrée de chaque convertisseur DC/DC (champs hacheur modulaire parallèle ou onduleur modulaire). Notons que la puissance des convertisseurs au niveau de ces topologies vaut quelques centaines de Watts. Les alimentations à découpage isolées implémentées dans ces systèmes photovoltaïques sont particulièrement des structures de type flyback. On peut nettement le percevoir dans plusieurs articles généralistes énonçant les différentes possibilités d'architectures et de topologies (cf. par exemple [ABE90]). Le flyback contribue à l'obtention des rendements intéressants avec une structure si robuste et éprouvée. On peut trouver également des études dont la structure de base est un flyback sur laquelle des évolutions sont apportées afin d'améliorer un point sensible et problématique des systèmes PV. Par exemple, on retrouve dans chaque installation en entrée des étages DC/DC une ou plusieurs capacités de fortes valeurs, ce qui nécessite l'utilisation de la technologie électrolytique. Malgré ces fortes valeurs de capacités, ce type de technologie présente une faible durée de vie. L'article [Shimizu 2006] montre notamment une solution permettant de s'affranchir d'une technologie électrolytique pour la capacité du bus continu en entrée du convertisseur DC/DC (application 100W monophasé). Pour des convertisseurs de plus grande puissance (quelques kWatt) un très grand nombre de structures sont

étudiées et utilisées. Nous ne nous intéressons pas dans cette étude à ces convertisseurs qui sont utilisés dans des topologies de type onduleur central ou onduleur rangée qui ne font pas partie de notre étude.

- **Les structures résonantes**

Lors des fonctionnements à haute fréquence des convertisseurs, les pertes par commutations deviennent importantes et il est donc intéressant de les diminuer en ayant recours à la résonance. Ceci est particulièrement intéressant dans le cas des convertisseurs isolés car la présence de l'inductance de fuite du transformateur peut alors être utilisée pour réaliser l'inductance du circuit résonant. L'avantage principal d'un tel convertisseur est le mécanisme de commutation de chacun de ses interrupteurs qui est parfaitement défini. Ainsi, chaque élément actif possède une commutation commandée et une commutation spontanée. Dans ces conditions, les pertes par commutation sont extrêmement réduites et les convertisseurs à résonance sont aptes à fonctionner à des fréquences très élevées, et ce sans trop affecter le rendement, tout en procurant une réduction du poids et du volume des éléments réactifs (inductances, transformateur, condensateurs). De même, les formes de courant sont quasi-sinusoïdales, ce qui engendre de faibles perturbations électromagnétiques et diminue les contraintes sur le transformateur [Chaffai 1993] [Itoher96].

IV.2.1.2. Les structures isolées en basse fréquence

Il existe une autre possibilité qui consiste à placer le transformateur en aval du convertisseur DC/AC. Ce qui permet alors au convertisseur de fonctionner à la fréquence du réseau. Notons que cette solution même si elle est très simple, elle n'est pas moins pénalisante. En effet, le prix, le volume et la taille sont supérieurs à un transformateur à haute fréquence. Retenons que peu de recherches sont menés sur le transformateur de ligne particulièrement pour les applications photovoltaïques vue sa similitude avec les autres applications classiques.

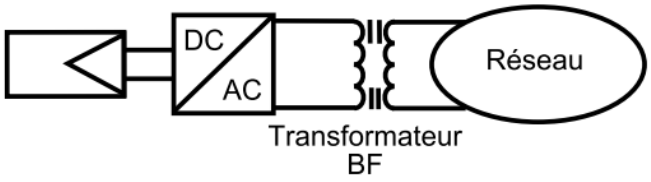


Figure 4.5. Schéma bloc d'une chaîne de conversion avec un transformateur de ligne [Soeren 2005]

IV.2.1.3. Bilan

Les structures isolées permettent d'avoir des rapports d'élévation plus grands que celles non isolées. Généralement on peut les retrouver dans les chaînes de conversion qui nécessite une forte élévation de tension. En outre, l'isolation galvanique permet de palier à plusieurs problèmes de sécurité (capacité parasite terre/module).

IV.2.2. Les structures non isolées

Dans la littérature, plusieurs études ont été consacrés aux structures non isolées. Les structures qu'on rencontre ne sort pas du cadre classique, on trouve surtout des hacheurs parallèles (Boost), des hacheurs séries (buck), des hacheurs à stockage inductif (buck-boost) et également des hacheurs à stockage capacitif (Cuk). On peut distinguer deux types d'architectures : les applications mono étage où la conversion est directement DC/AC et des applications à deux étages une première conversion en DC/DC et une seconde en DC/AC.

IV.2.2.1. Conversion mono étage

La conversion s'effectue en une seule étape, dans ce cas, l'étage d'amplification de la tension n'existe pas. De ce fait, la tension du champ PV doit être suffisante afin que l'onduleur puisse restituer la tension du réseau. Dans ce type de configuration, le convertisseur doit assurer toutes les fonctions sollicitées par une application photovoltaïques connectées au réseau (MPPT, anti-îlotage…).

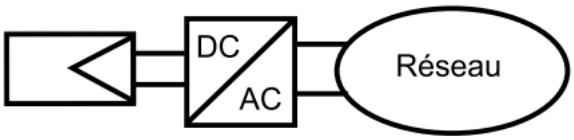


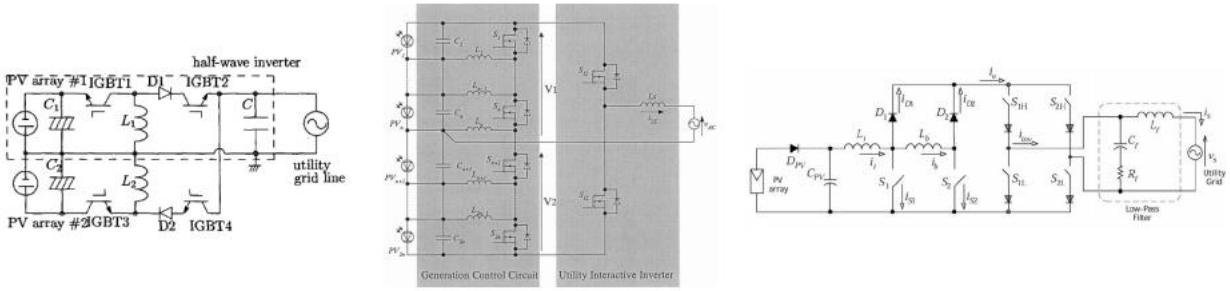
Figure 4.6. Schéma bloc d'une chaîne de conversion mono étage non isolée [BAE05]

On trouve un nombre très important de topologies de chaînes de conversion mono étage non isolées. Ces topologies peuvent être classifiées en quatre catégories présentées ci-dessous :

- **Les « hacheurs intégrés »**

Un grand nombre important d'articles traite les convertisseurs qui appartiennent à la catégorie des « hacheurs intégrés ». Dans ce cadre plusieurs recherches récents se restreignent. A titre

d'exemple, l'article [Nobuyuki 1999] présente un buck-boost chopper circuit (cf. Figure 4.7). Cette topologie entraine une difficulté au niveau du taux d'utilisation de l'énergie solaire. Assurément, chaque champ photovoltaïque ne « fonctionne » que durant la moitié d'une période de la puissance AC. L'insertion des capacités C1 et C2 contribue à éviter son impact sur le rendement. Pour le cas du prototype cité, une capacité de 500µF, augmentera le taux d'utilisation de l'énergie photovoltaïque à 96%.



buck-boost chopper circuit [Nobuyuki 1999] GCC [Shimizu 2003] Boost Current multilevel Inverter [Gomes 2006]

Figure 4.7. Trois exemples de structures utilisant des « hacheurs intégrés »

L'article [Shimizu 2003] présente un circuit appelé « Génération Control Circuit » (GCC). Cette théorie expose la robustesse de l'installation en cas d'ombrage partiel. Certes, le convertisseur peut faire fonctionner l'ensemble des générateurs PV à leur MPP. Le GCC convertisseur ne transfère que les différences de puissance entre les générateurs PV, ainsi, le rendement ne sera trop dégradé. Il s'avère donc que cette solution est très séduisante, néanmoins, cette étude manque beaucoup de résultats pratiques pour la valider. Dans l'article [Gomes 2006] un double Boost Current multilevel Inverter est mis en œuvre, cette solution permet d'obtenir plusieurs niveaux de courant en sortie : I, I/2, 0, -I/2 et -I. par conséquent, les besoins de filtrage sont réduits via une qualité du courant sinusoïdal optimisée (en limitant les harmoniques). Ces topologies ont un potentiel très intéressant cependant plusieurs problèmes technologiques restent à résoudre.

- **L'onduleur trois niveaux**

L'emploi d'un onduleur trois niveaux sans transformateur s'avère une solution logique pour la connexion au réseau d'une installation ayant une faible puissance, ici 2,5kW [Hinz 1998]. La

majorité des onduleurs photovoltaïques commerciaux dispose d'un seul transformateur et d'un grand nombre d'étages de conversion. Afin de diminuer le degré de complexité, cette structure néglige le transformateur et utilise un seul étage de conversion. Le prix, la taille et les pertes sont ainsi réduits. Le champ solaire est divisé en deux parties. Le point milieu du champ est branché à la terre, de ce fait, la capacité parasite entre les modules et la terre est omise. Le courant de fuite étant extrêmement réduit, on peut rejeter l'isolation galvanique. En outre, l'onduleur à trois niveaux permet de diminuer le contenu harmonique en le comparant à une structure classique, ainsi le filtre de sortie devient plus petit.

- **L'onduleur HERIC [Myrzik 2003] [Xiaoming 2006]**

Vue la répartition de l'énergie solaire à l'échelle mondiale, Les convertisseurs employés dans les applications photovoltaïques sont conduits à fonctionner la majeure partie du temps avec des conditions bien précises. Une topologie originale d'onduleur nommée « Highly Efficient and Reliable Inverter Concept » (HERIC) a permis de maximiser le rendement aux points non nominaux. Il est largement utilisé dans les champs de type onduleur string et sa puissance atteint environ 3kW, à savoir pour une utilisation à 20% de la puissance nominale, le gain de rendement varie entre 3 et 4% en le comparant à un onduleur classique. Le rendement maximal de ce convertisseur vaut 98%.

- **L'onduleur triphasé**

Puisque le système photovoltaïque monophasé a une puissance fluctuante en sortie tandis que l'entrée présente une source continue constante, il s'avère nécessaire d'ajouter un élément de stockage de puissance afin de faire le tampon entre l'entrée et la sortie, ce qui entraine une réduction de la durée de vie de l'ensemble du système ainsi que sa fiabilité. Pour remédier à ce problème, il est indispensable de connecter le système photovoltaïque en triphasé. Etant donné que tout système photovoltaïque triphasé exige une puissance instantanée en entrée constante, alors il n'est plus nécessaire d'ajouter d'autres éléments de stockage ce qui contribue à la diminution du coût, l'augmentation de la fiabilité ainsi que la durée de vie du système.

IV.2.2.2. Deux étages

La conversion peut également être effectuée en deux étapes : La première étape consiste à une conversion DC/DC alors que la deuxième est une conversion DC/AC [Xiaoming 2006]. Dans

cette topologie, le convertisseur DC/DC contribue à une augmentation de la tension qui sera nécessaire à l'onduleur pour produire un courant sinusoïdal à la tension du réseau. Les convertisseurs sont assemblés par un bus DC. De ce fait, les fonctions exigées par les applications PV peuvent être réparties à ce niveau entre les deux convertisseurs.

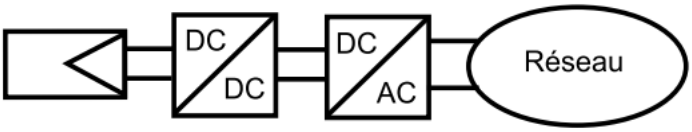


Figure 4.7. Schéma bloc d'une chaîne de conversion à deux étages [Soeren 2005]

- **Le hacheur parallèle (type Boost)**

Bien entendu, le convertisseur Boost reste l'objet de nombreuses réflexions et recherches et ressort le plus souvent dans la littérature pour une conversion DC/DC. En effet en prenant en compte les caractéristiques des différents convertisseurs DC/DC, le Boost, de part sa simplicité, son faible coût et son rendement élevé, il reste le plus convenable pour réaliser la plupart des conversion DC/DC photovoltaïques [Bellini 2007] [Benavides 2007].

- **L'association de convertisseurs**

L'association des convertisseurs constitue l'objet de nombreuses recherches. Ceci est traduit par le grand nombre d'articles qui traitent ce sujet. L'objectif principal de ces associations consiste à limiter les pertes de rendement lors des phénomènes d'ombrage, ceci peut s'effectuer en rendant les modules plus indépendants les uns des autres [Roman 2006], [Walker 2004], [Walker 2007] et [Utsumi 2007].

IV.2.2.3. Bilan

La suppression de l'isolation galvanique permet d'assurer une bonne efficacité, un poids, un volume et un prix peu couteux pour l'ensemble. Ces configurations sans transformateur offrent tous les avantages cités ci-dessus néanmoins, certains problèmes de sécurité peuvent avoir lieu à cause des capacités parasites entre les panneaux PV et la terre particulièrement. L'isolation galvanique est utile seulement dans le cas d'une installation en couche mince.

IV.2.3. Synthèse

Après une étude bibliographique approfondi, nous avons conclu que les systèmes PV faisaient l'objet de plusieurs recherches. À savoir : les études menés à propos des convertisseurs sont très variées. Mais l'objectif principal de tous les publications rencontrées résident dans l'optimisation du fonctionnement des convertisseurs pour les systèmes PV. Les recherches s'attachent alors pour trouver un meilleur compromis pour faire fonctionner ce type d'installations et remédier aux différents problèmes rencontrés, en faisant recours à l'électronique de puissance. Les applications monophasées peuvent être sujettes à davantage de problèmes qu'une installation triphasée en ce qui concerne la puissance fluctuante qui devra être gérée côté continu de façon à ne pas dégrader les modules photovoltaïques. Les contraintes principales de chacune des recherches sont évidemment le rendement, la fiabilité et la robustesse du systèmes. En prenant en considération la présence de certaines capacités parasites entre les modules et la terre (dans le cas d'un système monophasé non isolé) la puissance fluctuante créée des courants de fuites qui sont très dangereux pour l'utilisateur ainsi que pour les modules. Notons également un autre problème qui est extrêmement contraignant, on parle de la durée de vie du système qui exige l'utilisation des capacités ayant de fortes valeurs dans l'intention d'assurer le bus continu. L'utilisation des capacités électrolytiques au niveau du bus continu est indispensable. Et comme ces capacités sont très sensibles à la température, cette technologie présente une faible durée de vie, qui est davantage réduite dans les systèmes PV.

L'environnement de ces systèmes photovoltaïques est relativement contraignant, étant donné que tout ceux-ci sont situés à l'extérieur, exposés à toutes contraintes météorologiques, les solutions envisagées doivent nécessairement être robustes mécaniquement et doivent également permettre d'optimiser le productible. Certes, la puissance produite dépend de l'ensoleillement ainsi que son homogénéité, nous devons alors palier à tout problème qui peut perturber l'installation. Le point primordial qui ressort de notre étude bibliographique est l'ombrage, à savoir les nuages ou bien un élément propre au site de l'installation (câble, salissure, immeuble, arbre, …). Selon la topologie et l'électronique de puissance mises en œuvre, les pertes de puissance peuvent être très importantes et peuvent également influencer le rendement. Pour remédier à ce problème, une technique qui repose sur le principe d'association des convertisseurs au sein du champ PV est capable de rendre indépendant des groupes de modules entre eux. Cette

solution permet de réduire les incidents sur la production qui peuvent survenir à cause d'un ombrage partiel de l'installation. Ce volet constitue une piste prédominante dernièrement. Certaines discussions traitent les convertisseur DC/DC à utiliser. Dans les versions non isolées, beaucoup de choix sont possibles cependant le Boost reste la référence étant donné qu'il est élévateur, ce qui est très important pour toute utilisation connectée au réseau, et présente également de bonnes performances en termes de rendement. Cette technique est également applicable par module via l'utilisation de plusieurs convertisseurs pour rendre les points de fonctionnement des modules indépendants les uns des autres. Le même principe est appliqué avec un convertisseur isolé quand le cahier des charges exige une isolation galvanique du système (Silicium amorphe).

IV.3. La structure proposée pour l'installation PV

Après un large balayage bibliographique sur les installations photovoltaïques et sur leurs problèmes de fonctionnement.

Plusieurs critères de notations ont été définis (cf. Annexe F). D'après cette comparaison, la structure ayant le potentiel convenable pour s'affranchir aux problèmes levés par le retour d'expérience est la topologie « hacheur modulaire parallèle ». Cette topologie est détaillée dans la Figure 4.8.

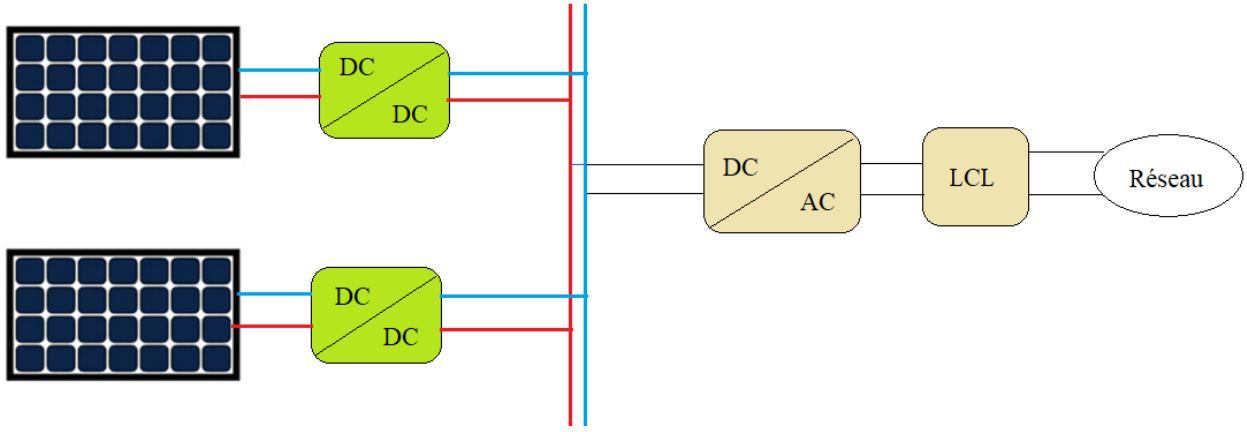


Figure 4.8. Schéma de la structure proposée

Cette architecture permet de réaliser un MPPT sur chaque module photovoltaïque grâce au hacheur. De ce fait, les influences des différents ombrages, du mismatch et d'une orientation différente sont annulés. Cette topologie contribue également à faciliter le monitoring,

l’évolutivité du champ photovoltaïque ainsi que le remplacement des modules. Cette topologie est plus fiable qu’une topologie classique étant donné qu’une coupure très basse de tension est souvent possible à la sortie du module, par conséquent, le risque d’incendie est fortement réduit.

Cette architecture permet également de séparer les fonctionnalités entre le convertisseur DC/DC et le convertisseur DC/AC et chaque convertisseur gagne alors en termes de simplicité.

Cette topologie impacte également le système en diminuant les pertes par ombrage, L’adaptation du rapport cyclique de chaque Boost permettra alors d’équilibrer les courants de sortie des convertisseurs et de minimiser les pertes par ombrage.

La mise en cascade de Boosts peut contribuer à une élévation très importante de la tension à proximité du panneau. Par conséquent, cette élévation de la tension en amont réduit les courants à transmettre et donc la section des câbles à utiliser.

Cette topologie facilite fortement les détections de pannes ou de problèmes. Donc la maintenance d’un tel champ PV sera facile par rapport à une solution classique.

- **Les convertisseurs DC/DC:**

Les convertisseurs DC/DC étudiés dans ce travail sont des Boosts, certes, ils ont plusieurs avantages décisifs dédiés à cette application [Ferrieux 2006] :

- Le Boost est un élévateur de tension, ce qui constitue un critère indispensable pour notre application

- Il possède une entrée inductive capable de diminuer le filtrage capacitif en sortie des cellules

- Il a un bon rendement

- Il est de structure simple et moins coûteuse

- Il est fiable

- Il peut réaliser la fonction de MPPT

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé les différentes architectures de champs photovoltaïque étudiées ou utilisées pour la connexion d'une centrale photovoltaïque sur le réseau de distribution. Ces comparaisons prouvent que maintenant qu'il y'a une la tendance forte à de discrétiser de plus en plus l'électronique de puissance afin d'assurer le fonctionnement du plus grand nombre possible de cellules PV à leur point de puissance maximale.

Pour clôturer, d'après l'étude bibliographique des convertisseurs dédié au photovoltaïque. Nous avons pu classer les convertisseurs en deux grandes familles : les convertisseurs isolés et les convertisseurs non isolés. Les recherches actuelles se focalisent sur l'abandon de l'isolation galvanique coûteuse en poids, en rendement et également en prix qui n'est pas une obligation sur les installations photovoltaïques (excepté des installations à base de silicium amorphe). Nous avons fait ressortir les problématiques directrices de ces convertisseurs ainsi que toutes les contraintes liées au photovoltaïque, Nous pouvons constater alors que la problématique principale du photovoltaïque est de faire fonctionner le plus grand nombre de cellules PV à leur point de puissance maximale. Ainsi, dans les chapitres suivants, nous allons se focaliser sur la structure qui parait avoir le plus de potentiel : le « hacheur modulaire parallèle ».

CHAPITRE V

Modélisation des systèmes PVs connectés au réseau monophasé

V.1. Introduction

La topologie générale d'un système PV est présentée dans la Figure 5.1

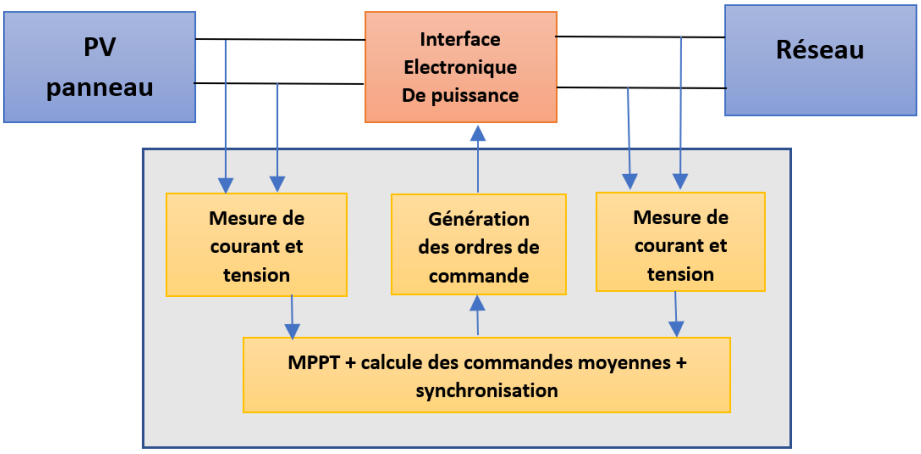


Figure 5.1. Topologie d'un système photovoltaïque connecté au réseau électrique

L'isolement galvanique de l'onduleur connecté au réseau repose sur des normes en vigueur dans chaque pays. Par exemple au MAROC, l'isolement galvanique est toujours demandé. Pour l'isolement galvanique, on utilise un transformateur de type BF ou de type HF. Cette solution est plus compacte, pourtant il faut tenir en compte la conception des transformateurs dans le but de réduire les pertes (les pertes du système dépendront aussi du transformateur). C'est pour cette raison que l'onduleur sans transformateur a toujours le rendement le plus élevé. Dans la Figure 5.2 Différents types d'onduleur PV sont présentés.

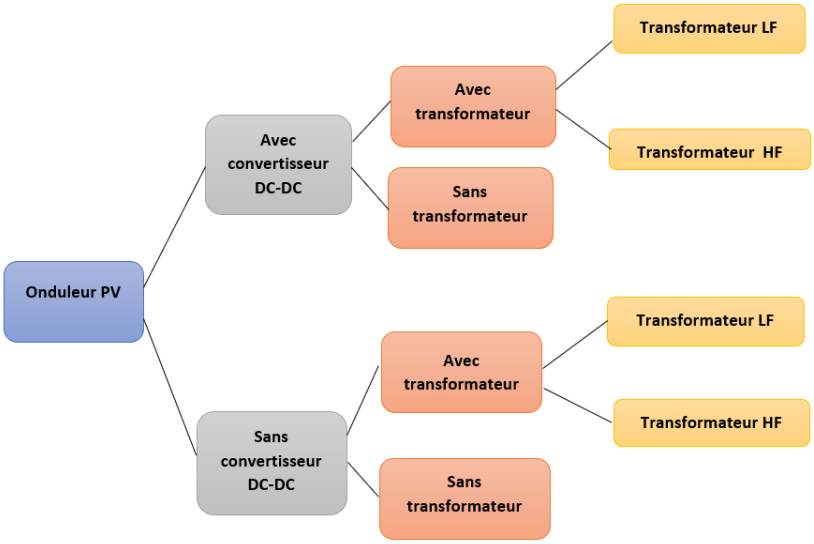


Figure 5.2. Classement des onduleurs photovoltaïques

Vu que les systèmes PV produisent un courant continu, la connexion au réseau électrique rend nécessaire un étage DC/AC. Parfois un seul convertisseur garantie les deux réglages usuels : l'extraction du maximum de puissance et l'injection au réseau de courants sinusoïdaux. Néanmoins on reste priver d'un degré de la liberté puisqu'il n'y a qu'un seul étage de conversion. Pour cette raison la majorité de structures industrialisées sont composées de deux étages de conversion consécutives : un DC/DC et un DC/AC.

Dans la littérature, il existe plusieurs types d'étage d'adaptation, dans [Tran 2010]] une liste de schémas correspondants aux applications PV est citée. Le type du hacheur parallèle (Boost) est souvent choisi pour deux raison ; d'une part [Pastor2006] pour sa simplicité et d'autre part lorsque un rapport d'élévation est inférieur à environ 3, il permet d'obtenir un rendement correct (le quotient de la tension sortie et la tension entrée du hacheur).

Dans ce chapitre, on se limitera à la description de l'onduleur avec convertisseur DC-DC pour chaque PV. L'Architecture du système présentée dans la Figure 5.3 comprend :

- Les modules PV connectées à l'entrée de l'onduleur à travers un filtre permettant l'élimination des interférences électromagnétiques (filtre EMI - non représenté sur le schéma)
- Deux hacheur survolteur (convertisseur Boost) amplifiant la tension d'entrée pour chaque PV

- Des blocs suiveurs de MPPTi ;
- Un bloc de synchronisation avec le réseau et de calcul des grandeurs dq (observateur de réseau);
- Une boucle de régulation des tensions DCi ;
- Une boucle de contrôle du courant ig ;
- Un modulateur PWM;

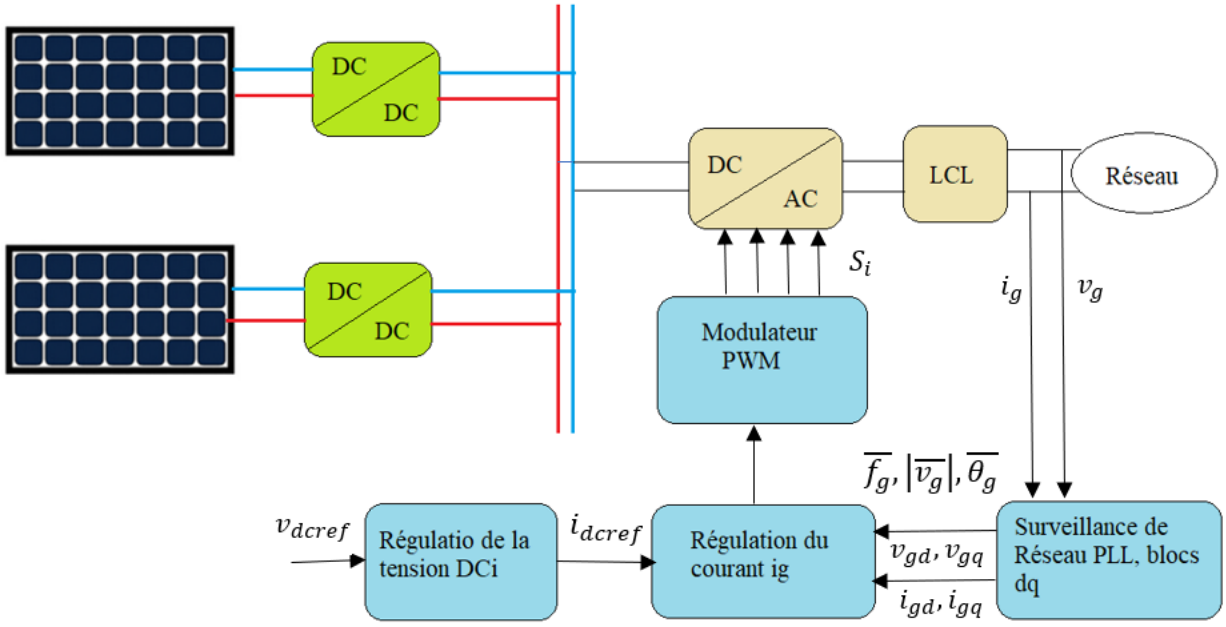


Figure 5.3. Circuit de puissance et de commande d'un système photovoltaïque monophasé

La puissance délivrée par chaque PV est calculée à partir des mesures prélevées aux bornes des PVi (VPVi, IPVi).

La commande du hacheur Boost permet de régler le courant du bus continu, la référence de ce courant est fournie par un algorithme MPPTi.

Les blocs des algorithmes MPPTi génèrent la tensions V_{dcrefi} qui correspondent au point MPPi pour participer à l'établissement du courant I_{dcrefi} .

Le bloc de régulation du courant permet de générer la loi de commande du courant injecté au réseau.

V.2. Convertisseurs DC/AC

V.2.1. Principes de la conversion DC/AC

Un onduleur photovoltaïque permet de convertir le courant continu des panneaux photovoltaïques en courant alternatif (réseau triphasé, 220V et 50Hz). C'est un appareil électronique de haute technologie dédié à répondre à toutes les besoins et les exigences du réseau, comme la qualité, la sécurité et la fiabilité, et il permet également un contrôle parfait du fonctionnement. Pour limiter les pertes, il doit être placé auprès des panneaux photovoltaïques [Santos 2008].

V.2.2. Types d'onduleurs

Les onduleurs employés dans les installations solaires autonomes sont caractérisés par leur technologie et par la forme d'onde qu'ils génèrent [Kaura 1997] :

V.2.2.1. Onduleur à onde sinusoïdale

Les onduleurs actuels sinusoïdaux pour les installations indépendantes utilisent les mêmes techniques que celles développées pour la liaison au réseau. Les circuits sont plus simples et plus faciles à mettre en œuvre, les protections et synchronisation au réseau ne sont pas présentées. On trouve ainsi sur le marché de petits onduleurs (100 à 500 W) utilisant la technique HF intermédiaire sans filtre de sortie ; le signal haute fréquence est toujours présent ce qui peut entrainer une perturbation éventuelle de la charge. En général les appareils les plus puissants qui utilisent cette technique ont un filtre qui élimine les harmoniques HF.

V.2.2.2. Onduleur à onde carrée

C'est la technique la plus simple pour générer une onde alternative. S'il est un signal parfaitement carré, alors le signal généré produira une somme d'harmoniques impaires qui ne pourront souvent pas alimenter sans problèmes des charges inductives. Les appareils ayant cette technique n'ont pas de réglage de tension de sortie. Celle-ci variera donc avec la charge et la tension d'entrée.

V.2.2.3. Onduleur à onde pseudo-sinusoïdale

En général, Ce sont les appareils les plus performants en termes de rendement. La technique utilise un oscillateur à modulation de largeur d'impulsion à 50 Hz commandant deux transistors dans le primaire d'un transformateur. Le signal généré est un double carré (positif et négatif) avec

passages par zéro : le passage par zéro à chaque commutation minimise les harmoniques par rapport au signal carré. Le carré de largeur variable en fonction de la tension d'entrée et de la charge permet un réglage précis de la tension de sortie.

V.3. Le Filtre LCL

Pour tous les onduleurs, un filtre de sortie passe-bas s'avère nécessaire pour avoir la sortie de fréquence fondamentale. Généralement, il existe quatre types différents de filtres utilisés pour les onduleurs : les filtres L, LC, LCL et LLCL. Le filtre LCL (Figure 4.5) est beaucoup utilisé dernièrement avec les onduleurs accordés au réseau pour son atténuation élevée au-delà de la fréquence de résonance.

En dépit de la grande quantité de recherches décrivant les filtres LCL, la méthodologie de conception reste différente suivant les études. En outre, la modélisation mathématique en modèle d'état varie d'une recherche à l'autre. A titre d'exemple, l'utilisation d'une résistance en série aux deux inductances et au condensateur afin de rendre la modélisation plus réaliste est largement discutée par les spécialistes. Le dimensionnement diffère également d'une littérature à une autre. Pourtant, leur performance semble être très importante. Le filtre LCL offre une capacité intéressante de découplage entre le filtre et l'impédance du réseau. L'idée maitresse est que le processus de conception du filtre LCL ne doit pas négliger la résonance du filtre et de l'ondulation de courant qui circule dans les inductances. Le dimensionnement demeure alors très important. Dans ce travail, nous utilisons une taille du filtre LCL (Annexe B).

Le filtre de sortie est passif, il est utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Il est dimensionné pour satisfaire deux critères :

- Assurer la dynamique en courant, définie par :

$$\frac{\partial i_g}{\partial t} = \frac{\partial i_{ref}(t)}{\partial t} \tag{5.1}$$

- Empêcher la propagation des harmoniques produites par les commutations.

<u>Au niveau du réseau électrique :</u>

- Le filtre LCL peut facilement minimiser les harmoniques de commutation dues à l'utilisation de la commande (PWM). Néanmoins, la réponse en fréquence du filtre présente un pic de résonance figure 5.6. La conception de ce filtre passif est dédiée à l'atténuation de composante en haute fréquence du courant de ligne ig(t). Pour évaluer

cette atténuation des normes, telles que la norme internationale CEI-1000-3-4 sur les émissions des harmoniques du courant dans le réseau électrique, doivent être utilisés. Cette norme (CEI-1000-3-4) stipule que les harmoniques de courant au-delà du 33e doivent être inférieur à 0,6% du courant nominal.

V.3.1 Modèle et fonction de transfert

Lors de la conception du filtre LCL, certaines contraintes importantes doivent être prises en compte, par exemple : la taille du filtre, l'ondulation de courant, l'atténuation de l'ondulation dû à la commutation, et la variation de puissance réactive vu par le réseau. Raison de la présence du condensateur C_f, un pic de 9.29dB à la fréquence de résonance pourrait conduire à un fonctionnement instable du système (figure 5.6). D'où, l'amortissement passif s'avère nécessaire par l'ajout d'une résistance en série avec le condensateur. Les figures 5.4 et 5.5 montrent respectivement le circuit électrique et le schéma bloc d'un filtre LCL.

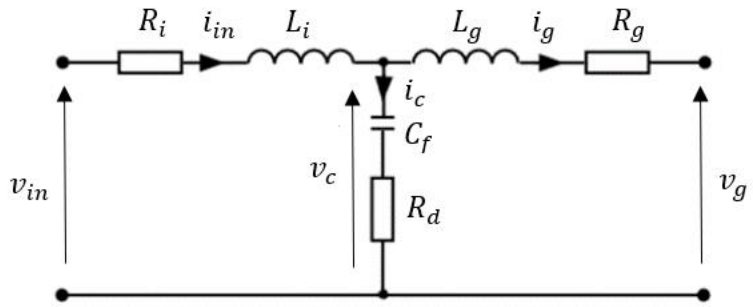


Figure 5.3 : Circuit électrique d'un filtre LCL

Nous utilisons les lois de Kirchoff, le modèle du filtre dans le plan-s peut s'écrire :

$$i_{in} - i_c - i_g = 0 \tag{5.2}$$

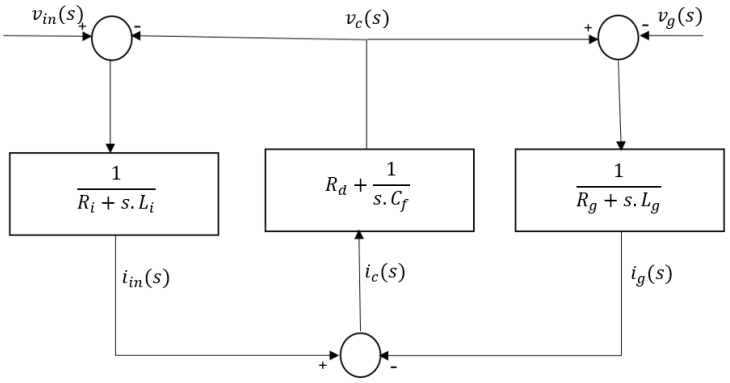


Figure 5.5 : Bloc diagramme d'un filtre LCL

$$v_{in} - v_c = i_{in}(s.L_i + R_i) \tag{5.3}$$

$$v_c - v_g = i_g(s.L_g + R_g) \tag{5.4}$$

$$v_c = i_c(\frac{1}{s.C_f} + R_d) \tag{5.5}$$

La fonction de transfert du filtre HLCL(s) est :

$$H_{LCL}(s) = \frac{i_g(s)}{v_{in}(s)} \tag{5.6}$$

Pour le calcul de HLCL(s), certains calculs mathématiques sont utilisés. La tension du réseau est supposée idéale et qu'elle peut être court-circuitée pour les fréquences harmoniques. Alors pour l'analyse du filtre, elle est mise à zéro : vg = 0. À partir des équations (5.4) et (5.5), on peut écrire :

$$i_g\big(sL_g + R_g\big) = i_c\left(\frac{1}{sC_f} + R_d\right) \Rightarrow\ i_c = i_g\frac{sC_fR_g + s^2C_fL_g}{1 + sC_fR_d} \tag{5.7}$$

En introduisant les équations 4.4, 4.5 et 4.7 dans 4.3, la tension de sortie de l'onduleur peut s'écrire :

$$v_{in} = i_g\big(sL_g + R_g\big) + \big(i_g + i_c\big)(sL_i + R_i) = i_g\big(sL_g + R_g\big) + (i_g + i_g\frac{sC_fR_g + s^2C_fL_g}{1 + sC_fR_d})(sL_i + R_i) \tag{5.8}$$

$$\Rightarrow \quad v_{in} = i_g(R_i + R_g + s\big(L_i + L_g\big) + \frac{(sL_i + R_i)\big(sC_fR_g + s^2C_fL_g\big)}{1 + sC_fR_d}) \tag{5.9}$$

Considérons l'équation (4.7), la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$H_{LCL}(s) = \frac{sR_dC_f+1}{s^3L_iL_gC_f+s^2C_f(L_g(R_d+R_i)+L_i(R_d+R_g)+s\left(L_i+L_g+C_f\left(R_dR_i+R_dR_g+R_iR_g\right)\right)+R_i+R_g} \quad (5.10)$$

Si nous négligeons les résistances des bobines alors HLCL(s) devient :

$$H'_{LCL}(s) = \frac{sR_dC_f+1}{s^3L_iL_gC_f+s^2C_fR_d(L_i+L_g)+s(L_i+L_g)} \quad (5.11)$$

Si nous négligeons les résistances des bobines et la résistance d'amortissement Rd alors HLCL(s) devient :

$$H''_{LCL}(s) = \frac{\frac{1}{L_gC_f}}{sL_i(s^2+\frac{L_i+L_g}{L_iL_gC_f})} = \frac{\frac{1}{L_gC_f}}{sL_i(s^2+\omega_{res}^2)} \quad (5.12)$$

Avec : ω_{res}la pulsation de résonance.

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_i+L_g}{L_iL_gC_f} \implies f_{res} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_i+L_g}{L_iL_gC_f}} \quad (5.13)$$

IV.3.2 Comportement fréquentiel

La fonction de transfert fréquentielle du filtre (équation 5.14), est obtenue en remplaçant s par jnω, dans l'équation$H''_{LCL}(s)$, avec n le rang d'harmonique. Cette fonction permet d'étudier le comportement du filtre par rapport aux harmoniques. Le module de la fonction de transfert d'admittance du filtre s'écrit :

$$|H''_{LCL}(jn\omega)| = \left|\frac{i_g(jn\omega)}{v_{in}(jn\omega)}\right| = \frac{\frac{1}{L_iL_gC_f}}{\left|n\omega(-(n\omega)^2+\frac{L_i+L_g}{L_iL_gC_f}\right|} \quad (5.14)$$

C'est un filtre bien amorti, il permet d'atténuer d'une manière très efficace les harmoniques de rang élevé en les évitant d'entrer dans le réseau. Le courant de sortie du filtre est utilisé comme étant une variable de rétroaction, au niveau de la boucle de contrôle, mais à condition que le filtre LCL soit correctement amorti, et pour se faire ; il faut choisir une résistance d'amortissement petite afin d'avoir une amplitude de l'admittance grande (figure 5.6).

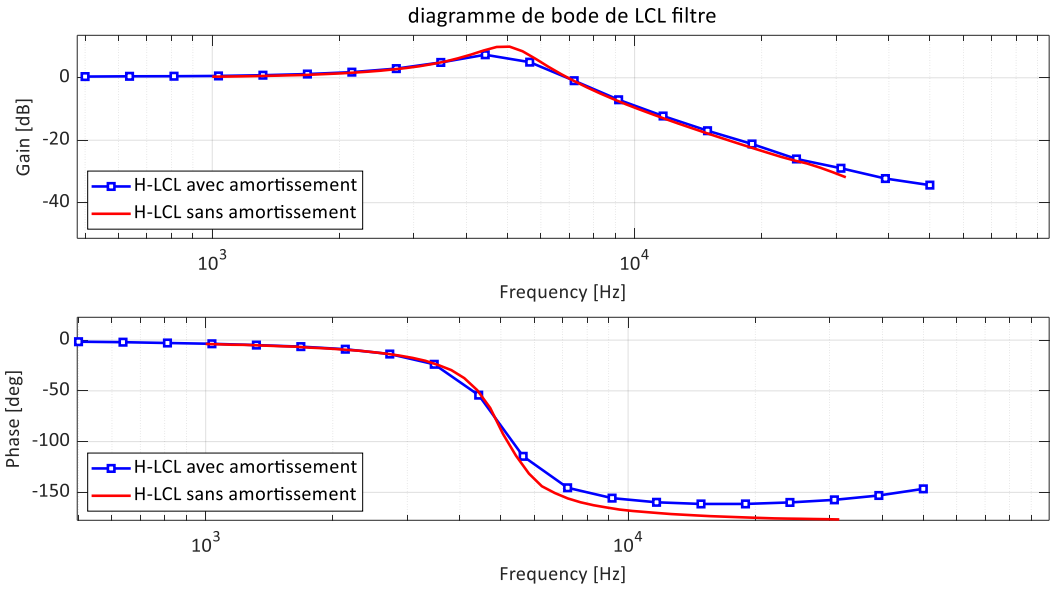


Figure 5.6 : Diagramme de Bode de filtre LCL

V.4 Etude de la partie contrôle et commande

La partie DC/AC de l'onduleur a pour rôle de régler la tension du bus continu Vdc à travers le courant injecté au réseau, il permet également d'assurer une poursuite sinusoïdale de ce courant.

La Figure 4.14 représente de manière très classique Le schéma de commande sous forme de deux parties différentes : une boucle interne pour la commande du courant de sortie et une boucle externe pour la commande de la tension du bus continu.

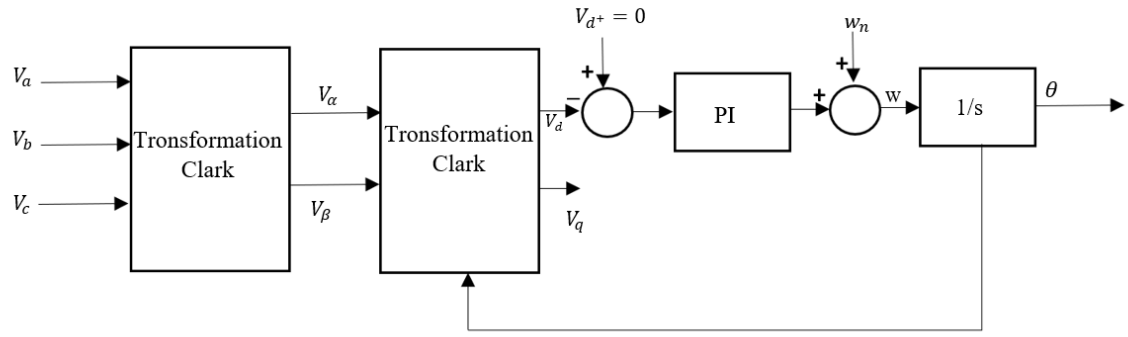
V.4.1 PLL

Dans le dessein de connecter des sources PV au réseau électrique, il faut effectuer une synchronisation entre la tension alternative du générateur PV (les courants injectés) et celle du réseau, c'est pour cette raison que l'information de phase et de fréquence de la tension du réseau est indispensable.

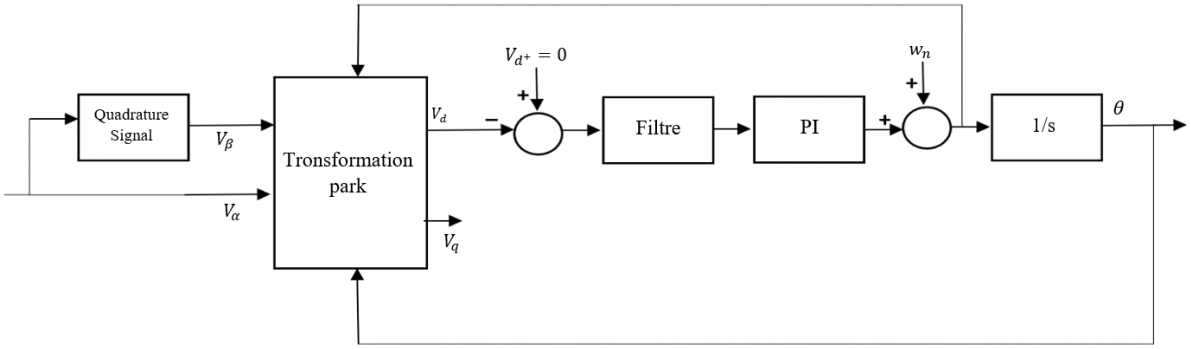
Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes classiques telles que [Timbus 2005] :

- « Zero Crossing » [Arruda 2001] qui utilise une logique de OU Exclusif ;
- Méthode de filtrage de la tension comme αβ filtre [Svensson 2001] – [Lee 2004] ou dq filtre [Timbus 2005].
- Méthode PLL (Phase Locked Loop)

La méthode PLL reste la plus efficace, étant donné sa structure est très diversifiée, mais elle comprend toujours 3 blocs : un détecteur de phase, un correcteur, et un oscillateur commandé en tension. Pour un système triphasé, le principe de la PLL est présenté dans [Kaura 1997] – [Hassan 2010]., on recherche toujours une poursuite robuste de phase du réseau, Avec les techniques avancées de PLL, et ceci, face aux perturbations éventuelles : saut de phase, creux et bosses de tension, harmoniques, saut de fréquence.



(a)



(b)

Figure 5.7. Structure de principe d'une PLL triphasée (a) et monophasée (b)

Les PLL monophasés sont exposés aux mêmes problèmes que le triphasé avec une difficulté supplémentaire qui dérive d'un champ d'information plus réduit (une seule phase).

Afin de créer deux signaux orthogonaux, pour la PLL triphasé, la transformation de Park est suffisante, par contre pour la PLL monophasée, il faut rajouter un autre bloc « Quadrature » de démodulation, voir Figure 5.7(a). Dans la littérature plusieurs solutions sont décrites en introduisant des retards, et diverses transformations : Hilbert, projection sur un repère orthogonal, intégrateurs généralisés… [Silva 2004] – [Ciobotaru 2006]]. Un filtre est souvent ajouté dans la boucle pour minimiser les distorsions du signal de la tension mesurée : simple passe bas, résonant, moyenné glissant [Shi 2008] – [Robles 2008].

Dans ce qui suit, une PLL dont la structure présentée dans la Figure 5.8 ci-dessous est utilisé :

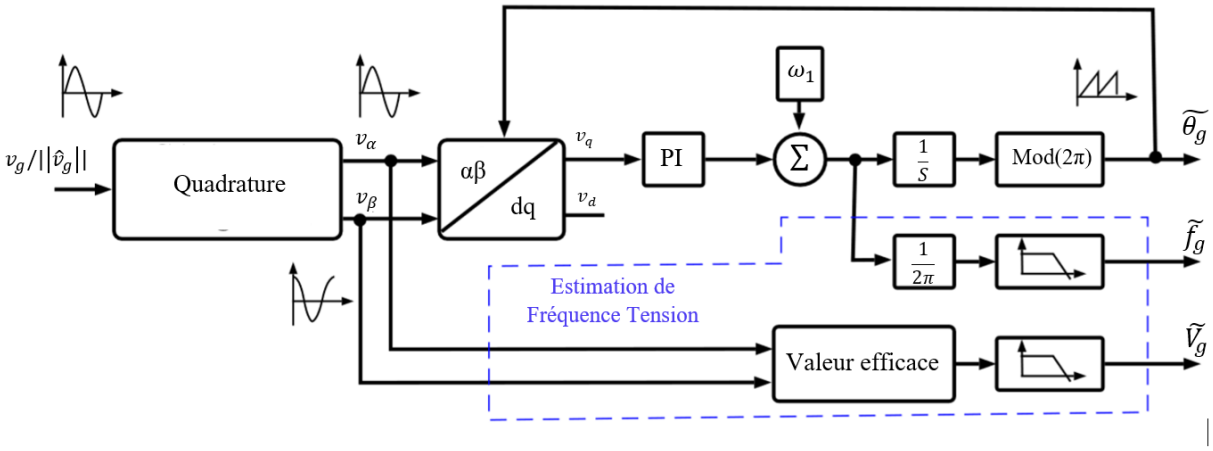


Figure 5.8. Structure du PLL monophasé

Pour mieux comprendre le fonctionnement du comparateur de phase. Ce dernier est obtenu par l'utilisation de la technique suivante. L'entrée du régulateur PI, (εθ), est définie par l'équation 5.15.

$$\varepsilon_\theta = v_q = \sin(\theta_g)\cos(\widetilde{\theta_g}) - \cos(\theta_g)\sin(\widetilde{\theta_g}) = \sin(\theta_g - \widetilde{\theta_g}) \qquad 5.15$$

La fonction sinus étant non linéaire, pour des petites valeurs de $\sin(\theta_g - \widetilde{\theta_g})$ (quand θg et $\widetilde{\theta_g}$sont à peu près égaux), l'équation 5.15 est exprimée par 5.16. Par conséquent, le comparateur de phase est obtenu en utilisant la transformation de Park

$$\varepsilon_{\theta_g} = v_q = \sin(\theta_g - \widetilde{\theta_g}) \approx \theta_g - \widetilde{\theta_g} \qquad (5.16)$$

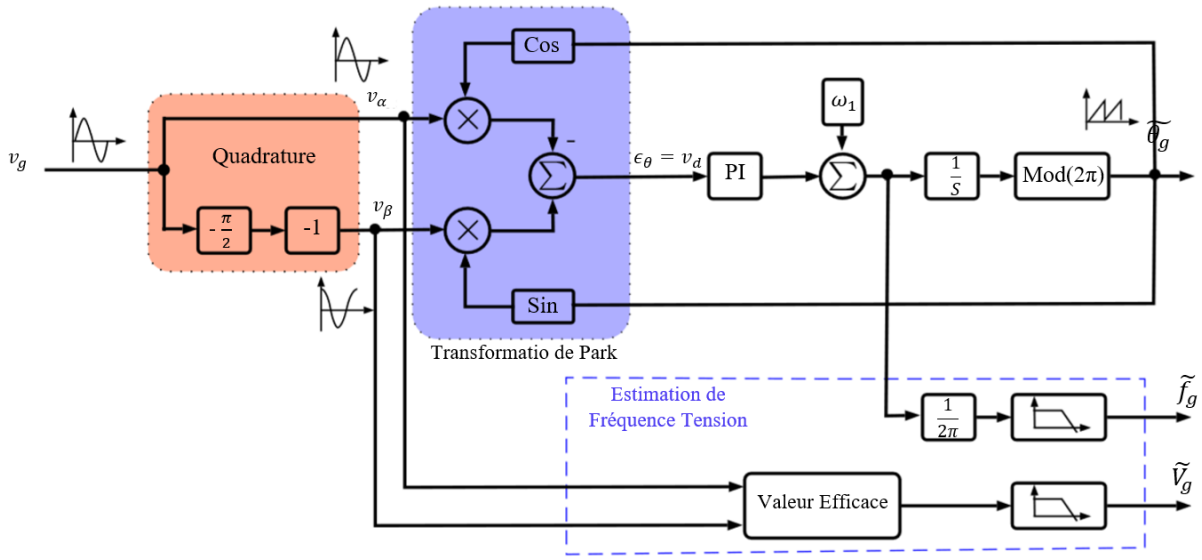


Figure 5.9 : Structure détaillée de PLL à base de la transformation de Park

Le système de tensions délivrés par le bloc de Park se présente comme suit :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\widetilde{\theta_g}) & \cos(\widetilde{\theta_g}) \\ -\cos(\widetilde{\theta_g}) & \sin(\widetilde{\theta_g}) \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \tag{5.17}$$

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \sin(\widetilde{\theta_g}) + v_\beta \cos(\widetilde{\theta_g}) \\ v_q = -v_\alpha \cos(\widetilde{\theta_g}) + v_\beta \sin(\widetilde{\theta_g}) \end{cases} \tag{5.18}$$

V.4.1.1. Générateurs des signaux orthogonaux : quadrature

Pour le système triphasé, la génération des tensions orthogonales est obtenue via la transformation de Clark. Bien entendu que, pour le monophasé, le système des tensions orthogonales doit être généré de manière artificielle. Le générateur des signaux produit une tension quadrature (qvg) d'un signal d'entrée (vg), comme mentionné dans la figure 5.9.

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{v_g}{\widehat{v_g}} = \sin(\omega_g t) \\ v_\beta = q\frac{v_g}{\widehat{v_g}} = \cos(\omega_g t) \end{cases} \tag{5.19}$$

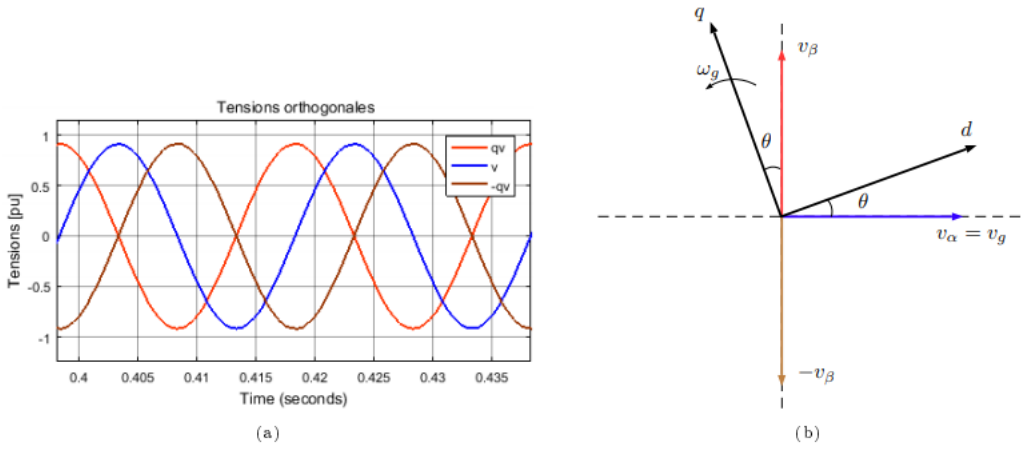
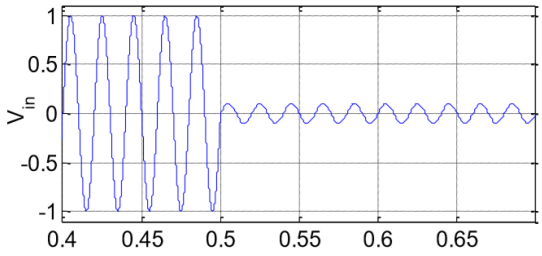
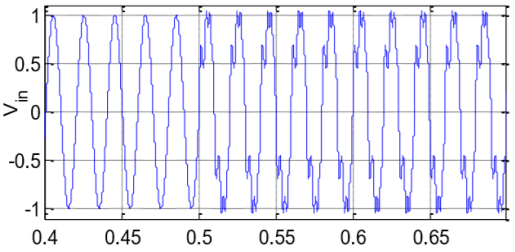


Figure 5.10 : (a) présentation des tensions orthogonales ; (b) positionnement des tensions dans le référentiel stationnaire

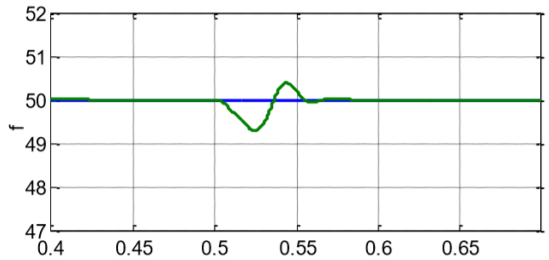
La réponse considérée de la PLL dépend de plusieurs perturbations à savoir : saut de fréquence, chute de tension, distorsion harmonique, saut de phase. Dans la Figure 5.11 (a), pour éviter une chute de tension de 90%, la PLL détecte la fréquence et la phase en moins de 0,1s. La Figure 5.11(b) montre la réponse de la PLL lorsque le signal de tension subit une distorsion de 30% avec des harmoniques 3, 5, 7 et 9. Les Figure 5.11 (c) et 5.11 (d) indiquent le comportement de la PLL face aux sauts respectivement de fréquence 50 à 51 Hz et de phase de 30° [G .Bennis 2018].

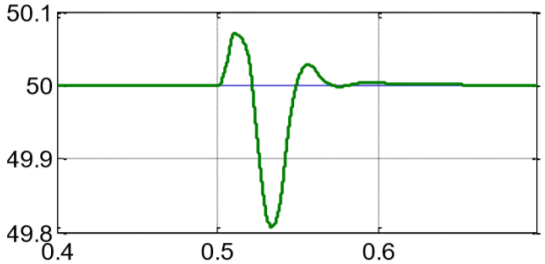


Chute de tension 90% à 0,5s



Distorsion harmonique 30% à 0,5s





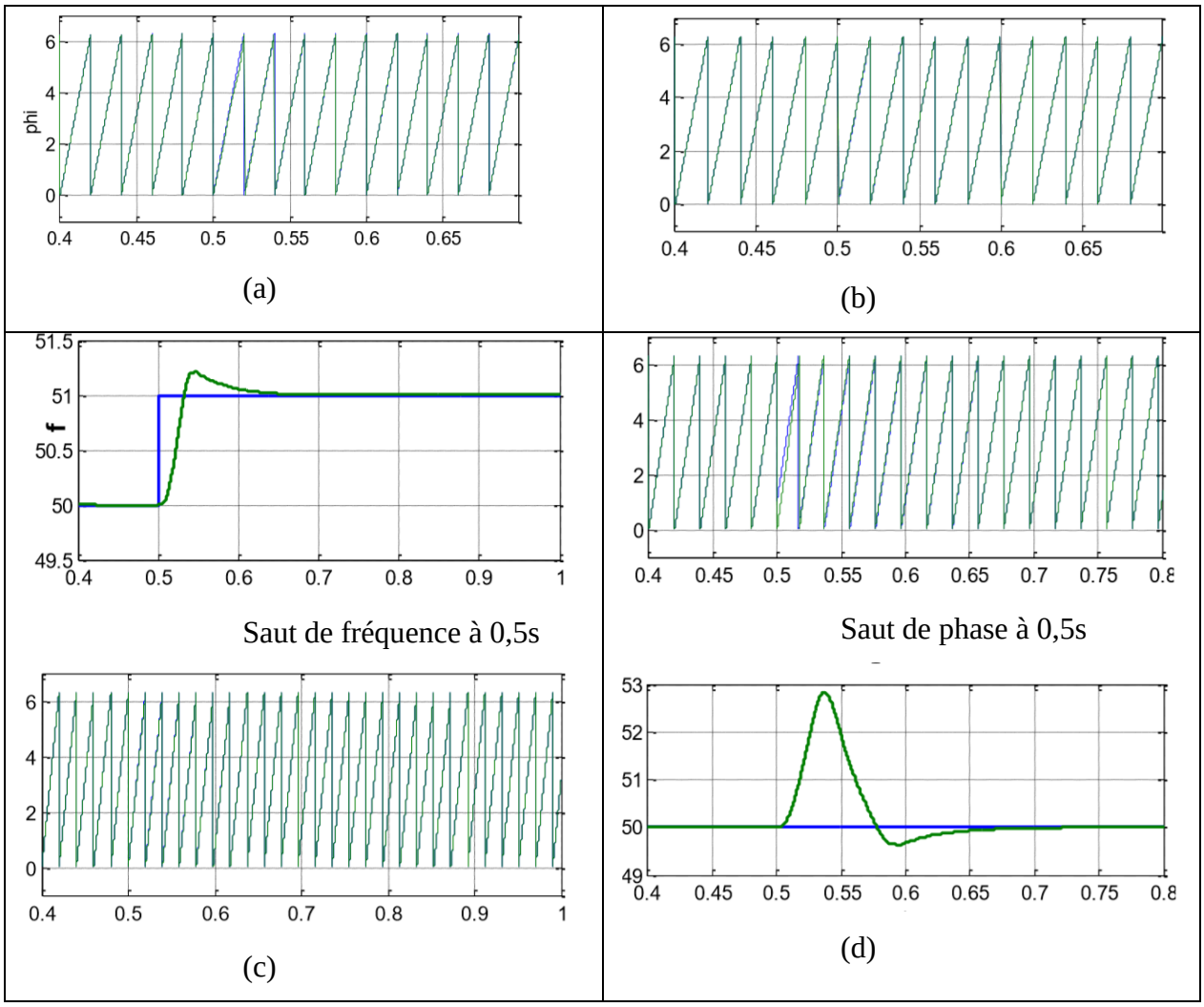


Figure 5.11: Réponses de la PLL en cas : chute de tension 90% (a), 30% distorsion harmonique (b), saut de fréquence de 1 Hz (c) et saut de phase 30° (d)

En conclusion, on peut constater que la PLL choisie est performante et robuste par rapport aux perturbations du réseau.

V.4.2. Régulation de la tension du bus continu

La tension moyenne Vdc aux bornes du condensateur doit être entretenue à une valeur fixe, pourtant en cas des pertes dans les interrupteurs et les filtres de sortie ou bien à cause des fluctuations de la tension du réseau, il est susceptible de modifier sa valeur. La sortie du régulateur Pref génère un courant fondamental actif qui permet de corriger la tension Vdc. La puissance Pref est la puissance active essentielle pour maintenir la tension Vdc égale à la valeur de la tension de référence désirée (Vdcref).

En négligeant les pertes de commutation de l'onduleur de même que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur devient :

$$P_{ref} = C_{DC}.V_{dcref}.\frac{d(V_{DC})}{dt} \quad (5.20)$$

A partir de la formule ci-dessus, et tenant compte du régulateur PI, la boucle de régulation de la tension continue peut-être schématisée comme indiqué dans la Figure 5.12 :

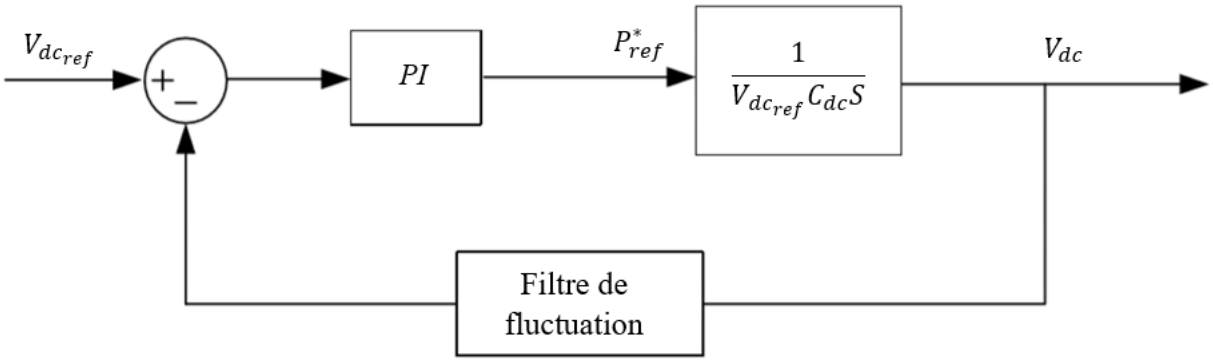


Figure 5.12 : Boucle de régulation de la tension continue

V.4.3. Contrôles de courant injecté au réseau

Dans cette partie deux types de contrôleurs du courant seront expliqués. Un contrôleur PI dans le repère synchrone dq tournant à la vitesse ωg et ayant un angle de rotation θg = ωg.t, et un contrôleur proportionnel résonnant dans le repère stationnaire αβ. Notre contribution porte sur ce dernier en éliminant les harmoniques d'ordre 3,5 et 7 du courant injecté au réseau.

- **<u>Modèle dynamique de contrôle du courant</u>**

Dans le but de réaliser le contrôleur du courant, on doit effectuer quelques simplifications et modifications.

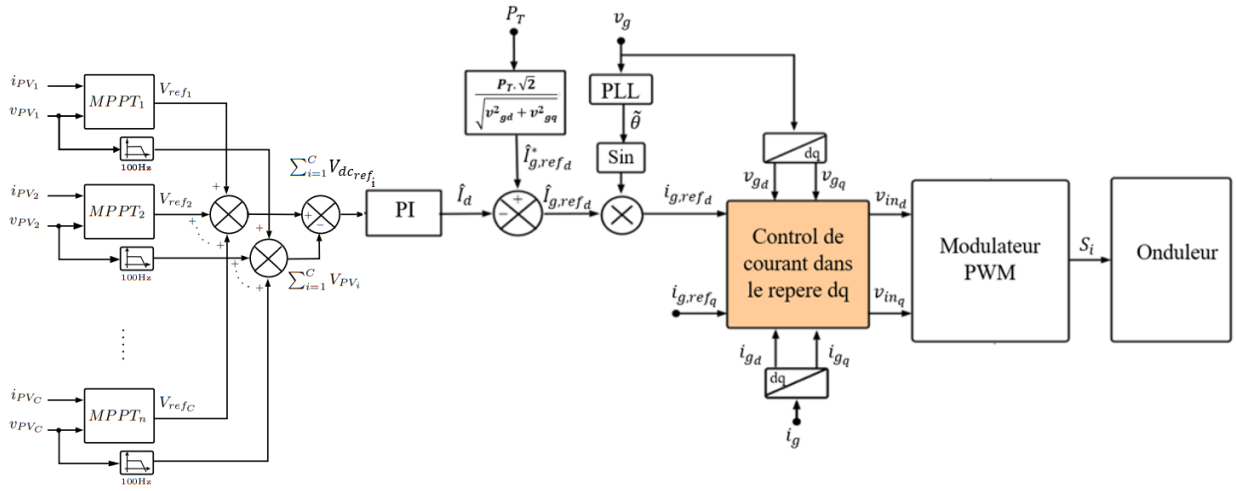


Figure 5.13 : Boucles de commande de l'étage DC/AC

A titre d'exemple, le comportement du filtre LCL peut être réduit à celui d'une bobine ayant $L = L_i + L_g$ et $R = R_i + R_g$. En négligeant la résistance et le condensateur d'amortissement, la tension à la sortie de l'onduleur devient :

$$v_{in} = L\frac{\partial i_g}{\partial t} + Ri_g + v_g \tag{5.21}$$

$$\Longrightarrow \frac{\partial i_g}{\partial t} = \frac{1}{L}v_{in} - \frac{R}{L}i_g - \frac{1}{L}v_g \tag{5.22}$$

Une technique souvent utilisée afin d'analyser les systèmes électriques repose sur l'introduction d'un repère tournant synchrone dq ou encore un repère stationnaire αβ, où les vecteurs spatiaux exprimant les grandeurs électriques sont projetés sur l'axe d et l'axe q ou sur l'axe α et l'axe β.

Il est à noter que la caractéristique particulière du repère dq et les vecteurs spatiaux ont des grandeurs à amplitudes constantes tournant à la même vitesse du repère. Ainsi les termes $\omega_g i_{g_d}$ et $\omega_g i_{g_q}$doivent nécessairement être ajoutés aux dynamiques des courants i_{g_d} et i_{g_q}. Le modèle mathématique dans le repère dq pour la pulsation ω_g est décrit par la relation suivante :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{g_d}}{\partial t} = \frac{1}{L}\left[v_{in_d} - v_{g_d} - Ri_{g_d}\right] + \omega_g i_{g_q} \\ \frac{\partial i_{g_q}}{\partial t} = \frac{1}{L}\left[v_{in_q} - v_{g_q} - Ri_{g_q}\right] - \omega_g i_{g_d} \end{cases} \tag{5.23}$$

La forme matricielle de la tension à la sortie de l'onduleur est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{in_d} \\ v_{in_q} \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_{g_d} \\ i_{g_q} \end{bmatrix} + L\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix} i_{g_d} \\ i_{g_q} \end{bmatrix} + L\omega_g\begin{bmatrix} -i_{g_q} \\ i_{g_d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \tag{5.24}$$

Le schéma bloc du contrôleur PI d'un onduleur accordé au réseau dans le repère dq est mentionné dans la figure 5.7 Le modèle mathématique dans le repère αβ est :

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{g\alpha}}{\partial t} = \frac{1}{L}\left[v_{in_\alpha} - v_{g_\alpha} - Ri_{g_\alpha}\right] \\ \frac{\partial i_{g\beta}}{\partial t} = \frac{1}{L}\left[v_{in_\beta} - v_{g_\beta} - Ri_{g_\beta}\right] \end{cases} \tag{5.25}$$

Le schéma bloc du contrôleur PR + HC d'un onduleur accordé au réseau dans le repère αβ est expliqué dans la figure 5.15 La matrice de passage de repère qd au repère αβ est :

$$\begin{pmatrix} v_{g_\alpha} \\ v_{g_\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) \\ \sin(\theta_g) & \cos(\theta_g) \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{pmatrix} \tag{5.26}$$

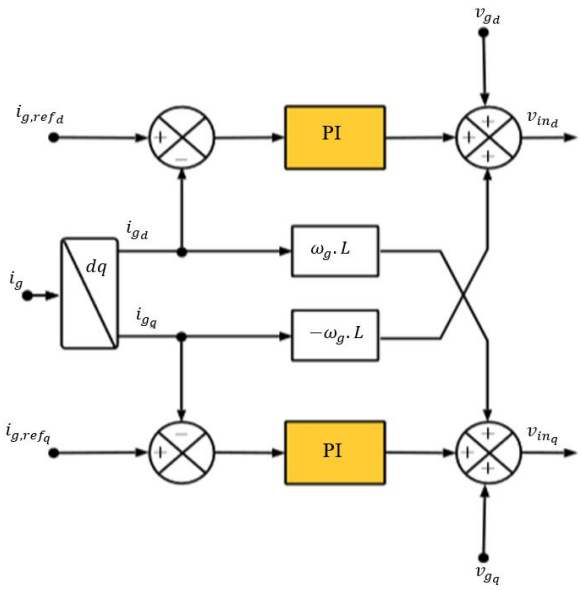


Figure 5.14 : Contrôle du courant dans le repère dq

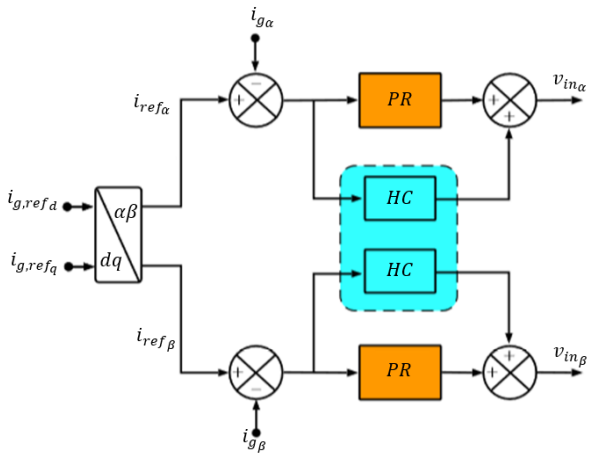


Figure 5.15 : Contrôle du courant dans le repère αβ

- **Elaboration du courant de référence**

Le contrôle de la puissance d'entrée permet d'obtenir le courant direct maximal de référence $\hat{I}_{g,ref_d}$. En négligeant tous les pertes internes de l'onduleur de même que l'énergie stockée au niveau des inductances du filtre LCL, la puissance instantanée totale donnée par les convertisseurs DC-DC est la somme des puissances instantanées accumulées dans les condensateurs et celle dirigées au réseau équation 5.27.

$$P_T = \sum_{i=0}^{C} V_{dc} * I_{dc} = \sum_{i=0}^{C} pc_i + P_g \quad (5.27)$$

$$P_g = P_T - \sum_{i=0}^{C} pc_i = \sqrt{2} * V_g * \hat{I}_{g,ref_d} \quad (5.28)$$

Nous supposons un facteur de puissance unitaire (cos(ϕ) = 1) le courant de référence est exprimé par la relation suivante :

$$\Longrightarrow \quad \hat{I}_{g,ref_d} = \frac{P_T}{\sqrt{2} * V_g} - \hat{I}_d \quad (5.29)$$

Le deuxième terme de l'équation 4.29 réfère aux variations de la puissance emmagasinée dans les condensateurs Ci. Ces variations sont causées par les blocs MPPTi manifestées par un courant direct $\hat{I}_d$. Ainsi l'équation 5.29 devient :

$$\hat{I}_{g,ref_d} = \hat{I}^*_{g,ref_d} - \hat{I}_d \quad (5.30)$$

Nous obtenons le courant de référence i_{g,ref_d}de l'onduleur (5.31) en utilisant l'angle de synchronisation $\tilde{\theta}$ émis par le bloc PLL,

$$i_{g,ref_d} = \hat{I}_{g,ref_d} \times \sin(\tilde{\theta}) \quad (5.31)$$

- **Contrôle direct du courant injecté au réseau**

Pour contrôler le courant, figure 5.16, il s'avère nécessaire de contrôler à la fois l'amplitude et la phase du courant injecté. Comme le courant de référence $i_{g,ref}$ est utilisé comme une entité indécomposable ; ce type de contrôle ne permet pas de commander la puissance réactive injectée.

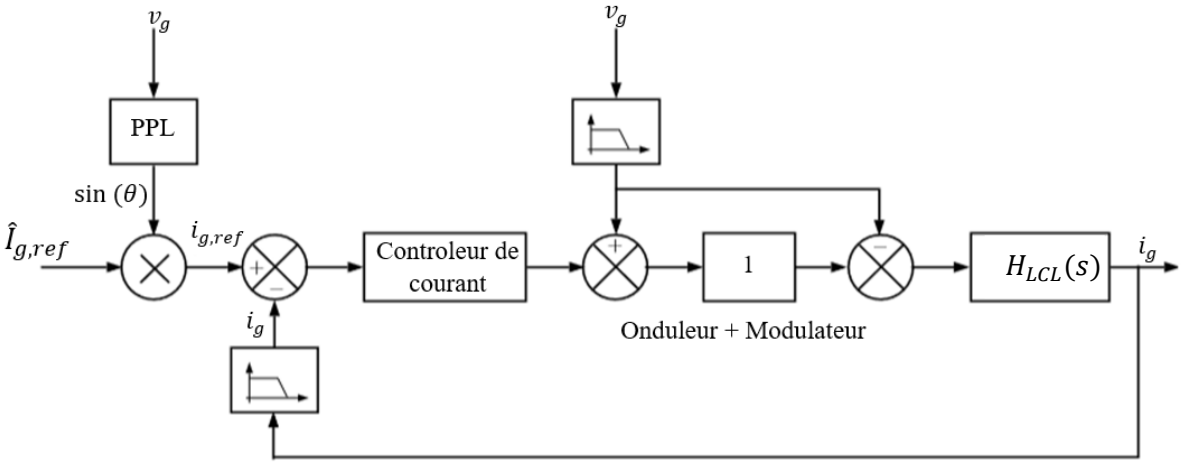


Figure 5.16: Boucle de contrôle du courant

- **Contrôle de courant dans le repère synchrone dq**

Considérant la technique de commande donnée par la figure 5.14 où les courants de références i_{g,ref_d} et i_{g,ref_q}sont obtenus par la boucle de contrôle externe. Le courant i_{g,ref_q}est choisi égal à zéro pour éliminer la puissance réactive injectée au réseau. Dans le cas parfait où les générateurs PVi ne produit que la puissance active, les boucles de contrôle d et q ont la même dynamique. Le réglage des coefficients Ki et Kp du correcteur de courant ne s'effectue que pour l'axe d si on suppose que ceux de l'axe q sont les mêmes. Par conséquent, la boucle de contrôle du courant dans le repère synchrone dq est donnée par la figure 5.17 :

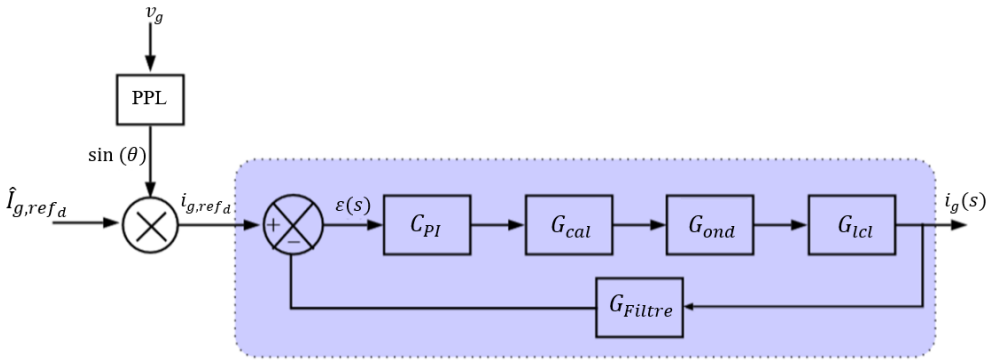


Figure 4.18 : Boucle de contrôle du courant direct par le correcteur PI

Dans le diagramme ci-dessus les fonctions de transfert sont les suivantes :

Fonction de transfert du correcteur PI :

$$C_{PI}(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \tag{5.32}$$

Fonction de transfert représentant le temps de calcul :

$$G_{cal}(s) = \frac{1}{1+sT_s} \tag{5.33}$$

Avec $T_s = \frac{1}{f_s}$ et $f_s = 2.5\ Hz$ est la fréquence de découpage

Fonction de transfert d'onduleur :

$$G_{ond}(s) = \frac{1}{1+0.5sT_{dec}} \tag{5.34}$$

Avec $T_{dec} = \frac{1}{f_{dec}}$ et $f_s = 2.5\ KHz$ est la fréquence de découpage

Le bloc de filtrage est schématisé par une fonction de transfert qui ne tient compte que des inductances et des résistances parasites :

$$G_{lcl}(s) = \frac{1}{R+sL} \tag{5.35}$$

Avec $G_{lcl}(s) \approx H_{LCL}(s)$, $L = L_i + L_g$ et $R = R_i + R_g$

Le filtre passe bas a pour fonction de transfert :

$$G_{filtre}(s) = \frac{1}{1+0.5sT_{dec}} \tag{5.36}$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO_c} = C_{PI}.G_{cal}.G_{ond}.G_{lcl}.G_{filtre} \tag{5.37}$$

❖ **Calcul des coefficients du correcteur PI**

Pour régler les coefficients du contrôleur PI, en utilisant les fonctions de transferts (5.32), (5.33), (5.34), (5.35) et (5.36) la fonction de transfert globale simplifiée de la boucle du courant GBOC est exprimée par :

$$G_{BO_c} = \frac{Ki+sK_p}{s}\frac{1}{1+sT_\Sigma}\frac{K_e}{1+T_e} \tag{5.38}$$

Si nous posons le coefficient $K_i = \frac{K_p}{T_e}$, la fonction de transfert en BO du courant devient alors :

$$G_{BO_c} = \frac{K_p}{sT_e}\frac{K_e}{1+T_\Sigma} \tag{5.39}$$

Et la fonction de transfert en BF du courant est :

$$G_{BF}(s) = \frac{K_p K_e}{K_p K_e + sT_e + s^2 T_e T_\Sigma} \tag{5.40}$$

En employant la méthode d'optimisation de module « Modulus optimum criteria », décrite dans [Bajr2008], Alors GBF(s) = 1 résultat de |GBF(jω)| = 1

Calculons :

$$|G_{BF}(j\omega)|^2 = \frac{(K_p K_e)^2}{(K_p K_e - \omega^2 T_e T_\Sigma)^2 + (\omega T_e)^2}$$

$$= \frac{(K_p K_e)^2}{(K_p K_e)^2 + \omega^2 (T_e^2 - 2K_p K_e T_e T_\Sigma) - \omega^4 (T_e T_\Sigma)^2}$$

Pour ω faible, le terme$\omega^4 (T_e T_\Sigma)^2 \approx 0$

$\Longrightarrow |G_{BF}(j\omega)|^2 = 1$ Pour$T_e^2 - 2K_p K_e T_e T_\Sigma = 0$

Les coefficients du correcteur PI sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_e}{2K_e T_\Sigma} = \frac{L}{2T_\Sigma} \\ K_i = \frac{K_p}{T_e} = 125 \end{cases} \tag{5.41}$$

Ces valeurs sont utilisées pour débuter l'analyse en s'appuyant sur les outils de Matlab / Simulink PID Tuner.

Les exigences que nous avons souligné pour la conception du contrôleur sont :

• Une boucle de courant stable, avec une marge de gain supérieur à 6dB et une marge de phase supérieur à 45◦.

• Une bande passante minimum de 500rad/s.

Les figures 5.18 et 5.19 donnent respectivement la réponse à un échelon et le diagramme de Bode de la fonction GBF(jω).

Le réglage des coefficients du correcteur PI (Kp = 4.158 et Ki = 39.681) sont choisis pour : un coefficient d'amortissement ξ = 0.7; une bande passante de 545.3rad/s; une marge de phase de 67.1° et une marge de gain de 15.3db (Figure 5.18)

- **Contrôle de courant dans le repère stationnaire αβ**

Le régulateur résonnant proportionnel (PR) a été proposé dans le dessein de contrôler le courant dans le repère stationnaire αβ. La figure 5.20 donne le schéma bloc de la boucle de régulation du courant à base d'un correcteur PR avec compensation d'harmoniques.

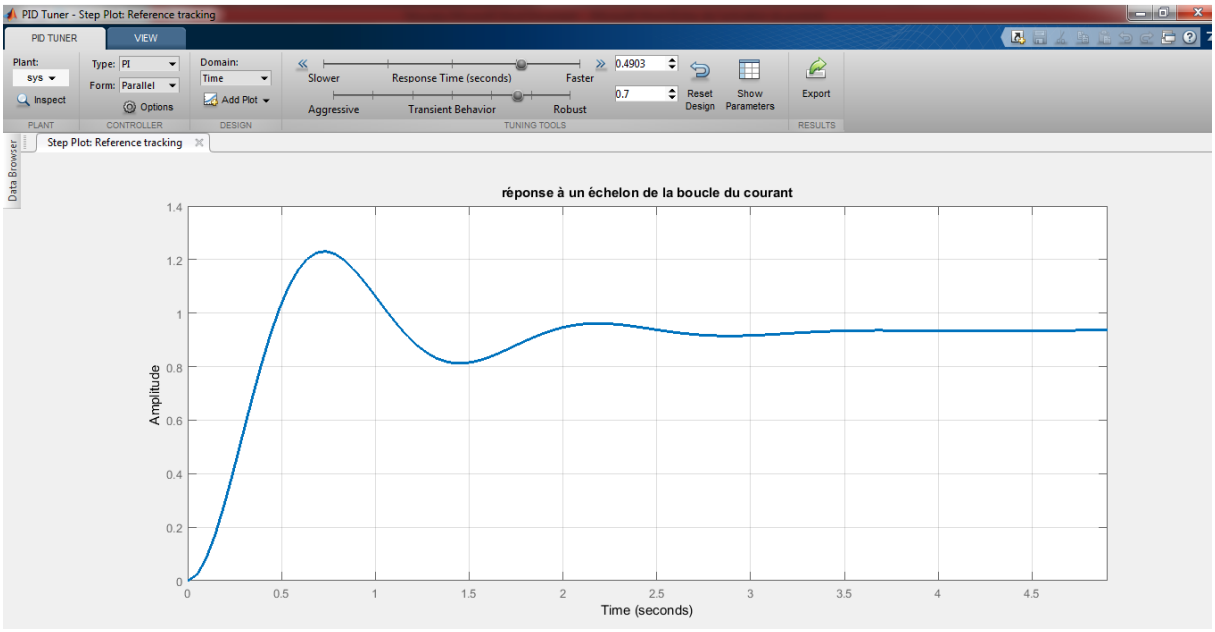


Figure 5.18 : Réponse à un échelon de la boucle du courant

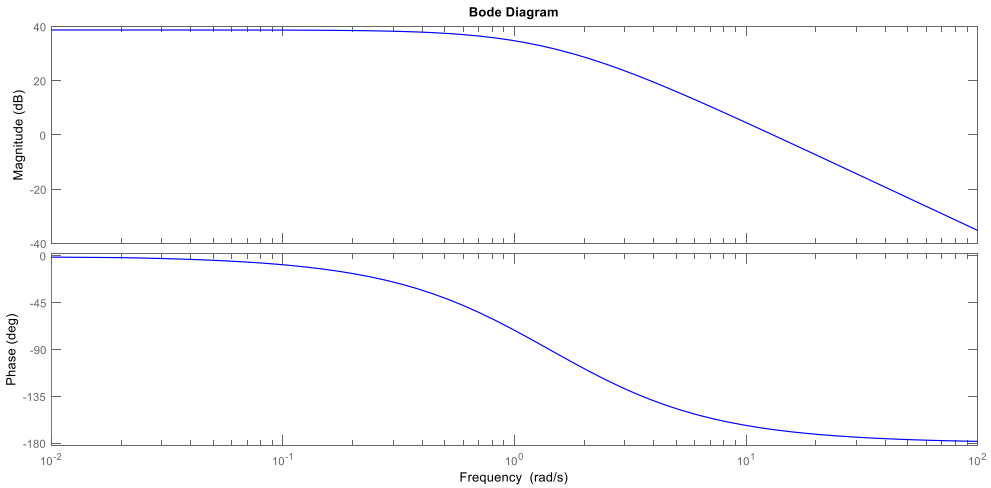


Figure 5.19 : Diagramme de Bode de la boucle du courant

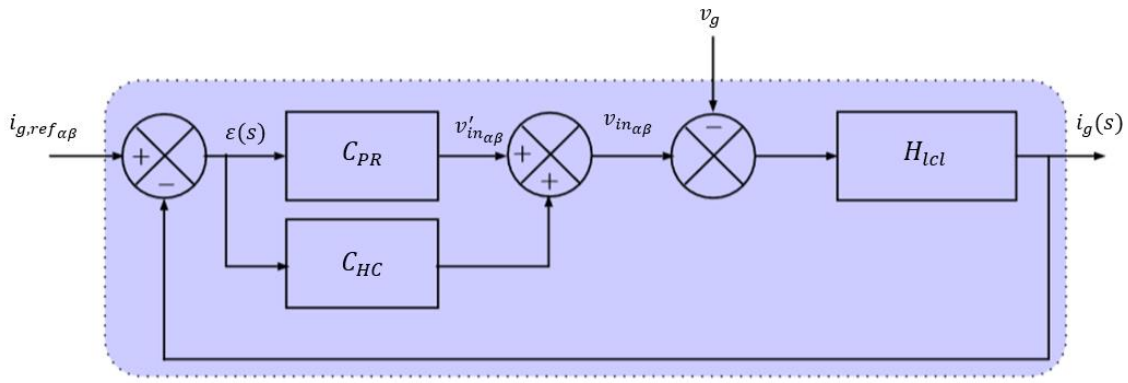


Figure 5.20 : Boucle de courant à base d'un correcteur PR avec compensateur d'harmoniques

En raison de sa partie intégrante ; Les régulateurs PI classiques n'engendre aucune erreur en régime permanent pour le cas des signaux en courant continu.

Le but principal de l'utilisation des contrôleurs PR réside dans leur gain infini à la fréquence du réseau ; en d'autres termes un gain unitaire en boucle fermée ; Un gain unitaire en boucle fermée assure une poursuite précise de trajectoire d'une référence sinusoïdale. La fonction de transfert du correcteur PR est décrit par :

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2+{\omega_0}^2} \tag{5.42}$$

Où

Kp est le gain proportionnel,

Kr est le gain intégral

ω est la fréquence angulaire de résonance du contrôleur.

Le PR idéal possède un gain infini dans une largeur de bande étroite autour de la fréquence de résonance ω, ce qui peut provoquer des problèmes au niveau de la stabilité et de l'implémentation numérique. Le fait d'ajouter la fréquence de coupure ωc, comme étant un nouveau terme à Eq. 5.42 entraine à un PR non idéal ayant un gain fini et une réponse transitoire améliorée [Lyon 1937, Ackermann 1937, Cenelec 1999, Rpu 2000, Teodorescu 2006], résolvant ainsi le problème de la stabilité, et facilitant la mise en œuvre numérique. La fonction de transfert du contrôleur PR non idéal est donnée par Eq. 5.43.

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2K_i\omega_c s}{s^2+2\omega_c s+{\omega_0}^2} \quad (5.43)$$

En termes de largeur de bande, de phase et de marge de gain, la dynamique du système est liée au gain proportionnel Kp, qui est adapté de la même façon que celle accordée à un contrôleur PI ; l'erreur de stade dépend du gain intégral Ki, sa valeur doit être relativement élevée, mais à condition de maintenir les limites de stabilité. Le deuxième terme de l'équation 5.42 est considéré comme étant un intégrateur généralisé (GI) [Zmood 2003].

Un complot de bon augure de l'équation. 4.42 est indiqué dans la figure 5.21 pour Kp = 0,019, ω_0= 314.16rad/s et Ki = 10.

Nous constatons que le gain est très élevé autour de ω_0. Pour garantir une bonne réponse transitoire avec une erreur minimale en régime permanent, il faut nécessairement choisir une fréquence de coupure adéquate ω_c pour le contrôleur PR non idéal. Pour ce faire, certaines parcelles de Bode de l'équation 5.43 sont mentionnées dans la figure 5.22 pour Kp = 0,019, ω_0 = 314,16rad/s, Ki = 10 et ω_c = 1rad/s, 10rad/s et 20rad/s. La zone supérieure de La figure 5.22 démontre que le gain fini est obtenu pour tous ωc, tandis que, l'incrément de ω_c augmente la largeur de bande, ce qui permet d'une part d'avoir une certaine tolérance pour supporter une petite variation de la fréquence nominale et en évitant, d'autre part, l'influence négative des harmoniques d'ordre inférieur qui sont non impliqués dans le comportement du contrôleur PR au cas ou une valeur élevée de ω_c est utilisée. Nous choisissons alors ωc = 1rad/s puisque le filtre résonant sera plus sélectif en fréquence avec une réjection harmonique très élevée.

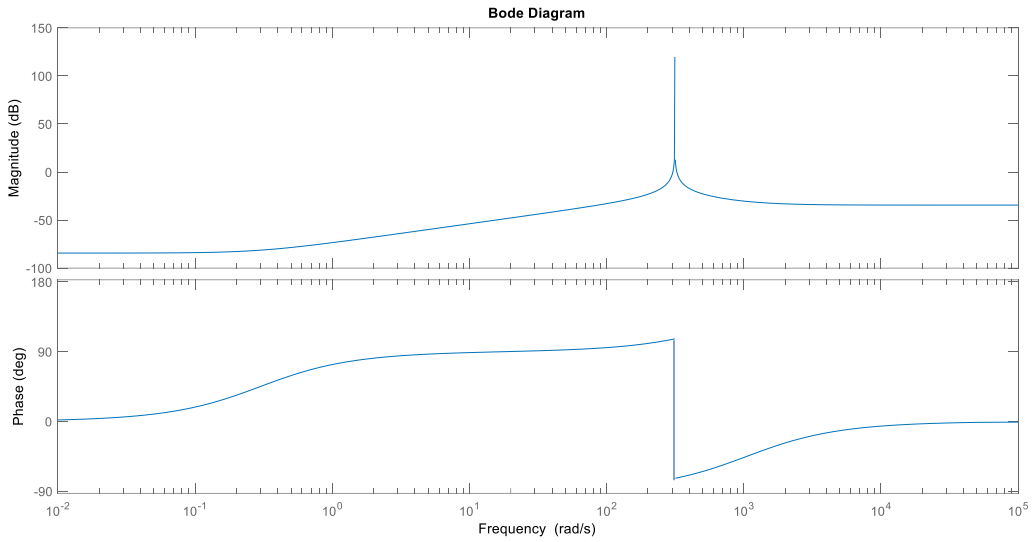


Figure 5.21 : Diagramme de Bode d'un contrôleur PR idéal.

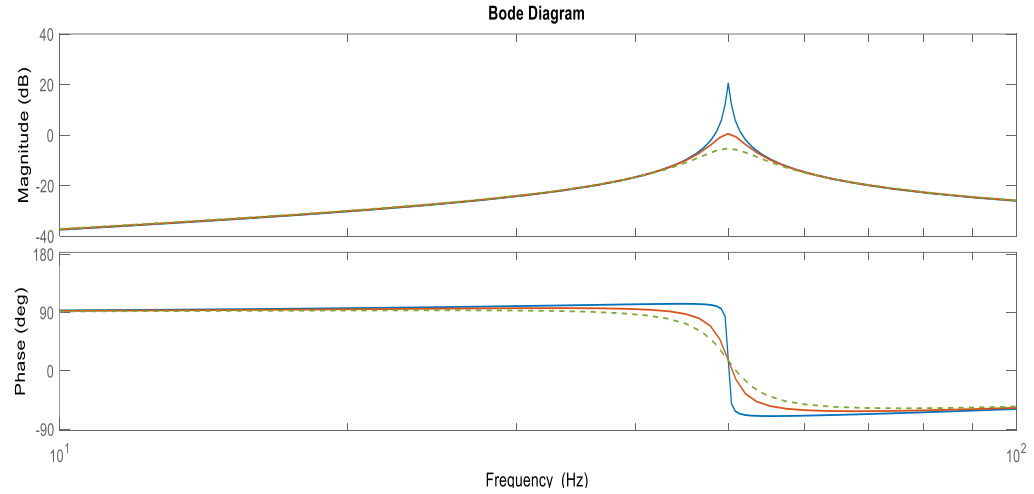


Figure 5.22 : Diagramme de Bode du contrôleur PR non idéal utilisant plusieurs valeurs pour ωc

Bleu: ωc= 20 rad/s

Rouge: ωc=10 rad/s

Vert : ωc=1 rad/s

V.4.4. Compensateur d'harmoniques

Quand les harmoniques de fréquence de poids faible (5ème, 7ème, 11ème, 13ème, 17ème, 19ème, etc.) = 6n ± 1, n = 1, 3…entrainent une perturbation de la tension du réseau, les courants de ligne de l'onduleur seront également atteints, ce qui diminuera la qualité de l'alimentation de la

connexion réseau-onduleur, excepté du cas d'adoption des stratégies de compensation des harmoniques.

Dans [Ohnishi2000] [Ohnishi2002], un inverseur de source de tension agissant comme étant un filtre actif shunt, est utilisé comme schéma de compensation d'harmoniques au point de couplage commun (PCC) de la tension de ligne de distribution, et des charges non linéaires : le courants de ligne de l'onduleur est surveillé dans le cadre de référence synchrone (transformation abc-> dq nécessaire) de façon à alimenter des courants sinusoïdaux «purs» dans le réseau de distribution; pourtant, ce genre de compensateur d'harmoniques joue le rôle d'une commande en boucle ouverte directe qui est affectée principalement par le retard de contrôle des courants de ligne, et la suppression des harmoniques ne peut pas être exécuté radicalement. Si un filtre passe-bas ; ayant une fréquence de coupure engendrant une phase initiale égale au retard des courants ; est employé pour la détection des courants, alors, l'effet de retard peut être minimisé [Mattavelli 2001]. Le même concept est présenté dans [Newman 2002], où une technique par référentiel stationnaire est mise en œuvre.

L'adoption du contrôleur proportionnel-résonant (PR) dans la boucle de courant interne offre la possibilité de mise en œuvre d'une procédure de compensation d'harmoniques, avec une charge de calcul minimale, pour procurer une bonne qualité d'alimentation au réseau de distribution, vu l'absence de termes de couplage croisé. Au niveau de la boucle intérieure, Cette approche est réussie par la mise en cascade de certains intégrateurs généralisés (GI) accordés pour résonner à basse fréquence spécifique [Teodorescu 2006]. Dans ce travail, comme exemple à cette explication, les harmoniques de tension 5 et 7 seront introduits dans les tensions du réseau de distribution, alors qu'une structure compensatrice d'harmoniques pour les harmoniques 5 et 7 (illustrée à la figure 5.23) sera ajoutée à la structure. La fonction de transfert d'un compensateur d'harmoniques [Teodorescu 2006] est donnée par l'équation 5.44.

$$G_h(s) = \sum_{h=5,7} \frac{2K_{ih}\omega_{ch}s}{s^2+2\omega_{ch}s+(h\omega_0)^2} \tag{5.44}$$

Où

h est l'harmonique à compenser, ω_0 est la fréquence angulaire fondamentale et Kihest le gain intégral de l'harmonique h.

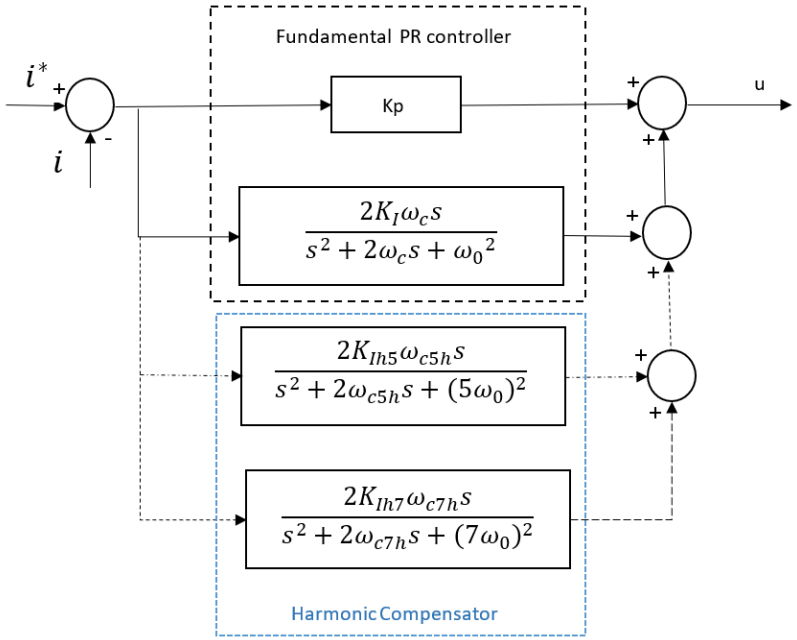


Figure 5.23 : Structure du contrôleur PR + Compensateur d'harmoniques.

Il est à noter que le compensateur d'harmoniques (HC) mentionné dans la figure 5.23 n'a pas d'impact sur la dynamique du contrôleur PR, puisque chaque bloc de filtrage peut fonctionner indépendamment à sa propre fréquence de résonance.

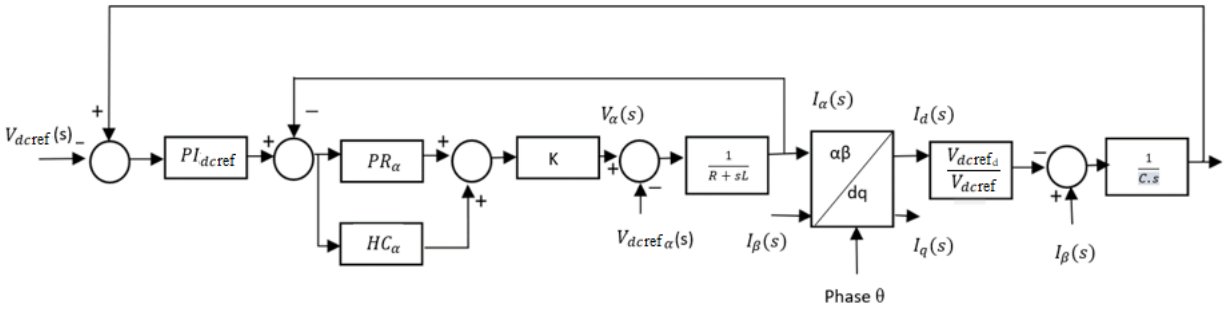


Figure 5.24 : Schéma fonctionnel du modèle à petit signal du contrôle en cascade utilisé pour le contrôle PR + HC.

L'ajout de l'effet du compensateur d'harmoniques (tracé en rouge) donné par l'Eq. 5.44, au contrôleur PR (tracé en bleu) est décrit dans Eq. 5.43, En outre, la dynamique de la boucle de courant interne peut être étudiée en considérant le comportement de son diagramme de Bode mentionné dans la Figure 5.25, dans lesquelles la PM = 63,5° et la fréquence de recouvrement fc

= 1220,8Hz est bien définie. La compensation harmonique est exécutée par l'effet des filtres résonants à 5f0= 250 Hz, 7f0= 350Hz

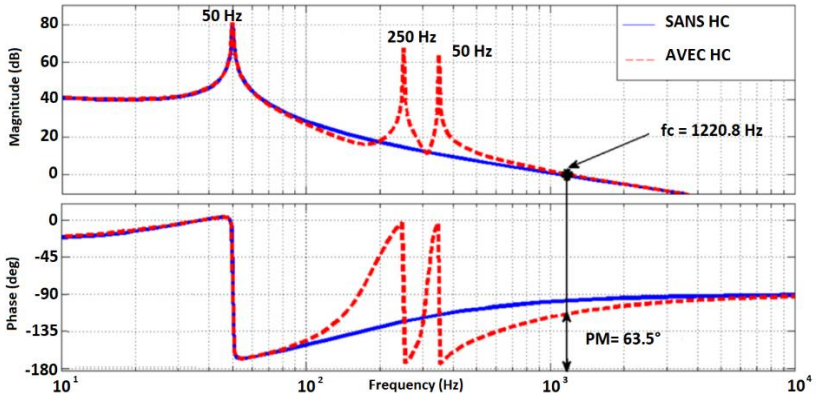


Figure 5.25 diagramme de Bode du contrôleur PR + Compensateur d'harmonique

V.5. Conclusion

Ce chapitre traite la problématique de l'injection de l'énergie électrique, produite par des modules photovoltaïque (PV), au réseau public de distribution monophasé. L'objectif principal consiste à améliorer la qualité de la tension délivrée par les panneaux PV. En effet, un filtre LCL à double fonction est utilisé pour l'interconnexion du système PV au réseau : l'atténuation des harmoniques engendrés par les interrupteurs de puissance d'une part et la conversion de la tension délivrée par l'onduleur en courant injecté au réseau d'autre part.

Au niveau du réseau, la génération des signaux de références pour les boucles de contrôle nécessite la surveillance des paramètres suivants : l'amplitude, la fréquence et la phase de la tension du réseau par le biais d'une boucle à verrouillage de phase (PLL). En de cas de variation de fréquence, un générateur des signaux orthogonaux par la transformation de Park est utilisé.

Nous avons également présenté le schéma global de contrôle du système, traitant en particulier une boucle externe de régulation de la tension continue du bus DC selon la variation d'une tension de référence générée par le bloc MPPT et une boucle, interne rapide, de contrôle du courant injecté par le correcteur proportionnel resonnant PR dans le repère stationnaire αβ associé à une compensation d'harmoniques indésirables de rang 3, 5, 7 et 9.

CHAPITRE V

Simulation et Aspects expérimentaux

VI.1. Introduction

Jusque-là, nous avons saisi comment contrôler le convertisseur boost et les deux boucles de régulation d'un onduleur monophasé raccordé au réseau à travers un filtre LCL.

Maintenant, nous devons faire une simulation du système en entier, afin de valider notre proposition.

La simulation est considérée comme une étape très importante de la conception. D'ailleurs c'est la preuve du bon fonctionnement de la solution proposée avant d'investir dans une réalisation en laboratoire qui est onéreuse. La simulation doit être donc la plus précise et la plus réaliste possible afin d'éviter toutes surprises en phase expérimentale.

À présent, nous possédons un système complet le plus réaliste possible, contenant une régulation du courant ig et une tension Vdc d'un onduleur monophasé raccordé au réseau par un filtre LCL. Nous voulons tester les performances de la commande. Pour ce faire, nous regroupons, dans le Tableau 6-1, les paramètres d'initialisation de la simulation. Nous employons également tous les gains K (gains régulateur résonnant, gains commande state feedback, gains $PI_{V_{DC}}$) que nous avons obtenues via les différentes méthodes décrites dans cette recherche.

VI.2 Système photovoltaïque Proposé

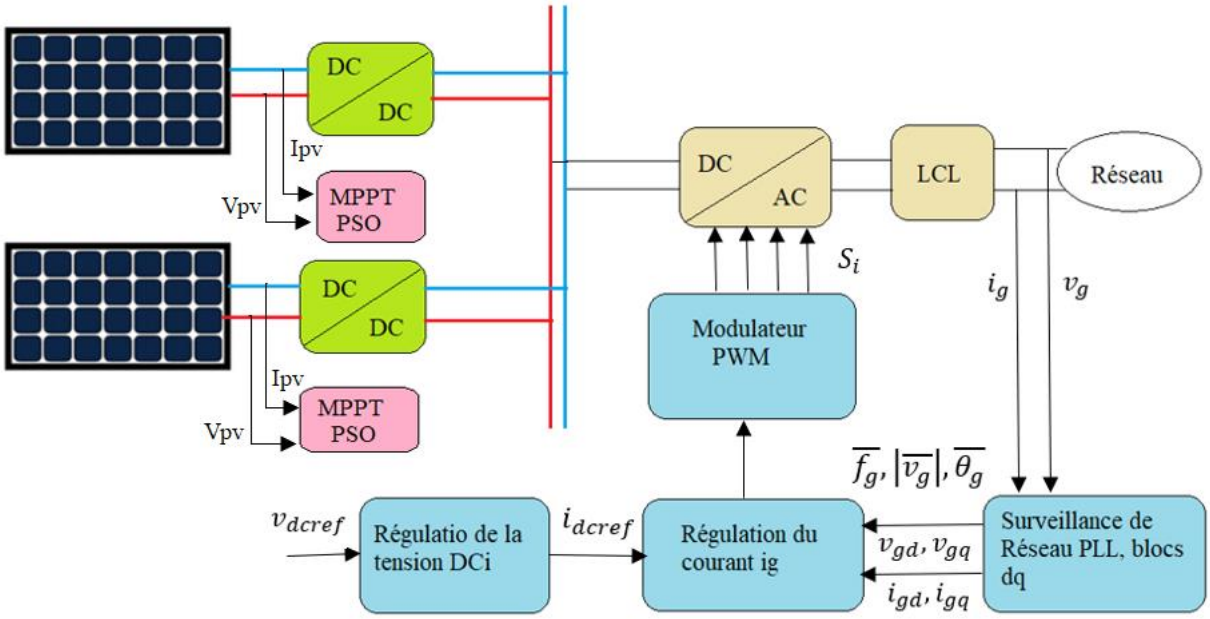


Figure 6.1 : Schéma synoptique de notre système photovoltaïque relié au réseau électrique monophasé

VI.2.1 Présentation de la structure du système photovoltaïque

Le modèle global de la centrale photovoltaïque représenté par la Figure 6.1 comprend :

- **Deux générateur (PV)**

1er et 2-ème générateur : Constitué de 96 modules avec un nombre Ns=4 de cellules en série et Np=1 branches en parallèle (Annexe D).

- **Convertisseur Boost (Continu- Continu)**

Ce convertisseur est habituellement connu par le nom d'élévateur de tension, qui présente l'étage d'adaptation (DC-DC) entre le (GPV) et la charge de sortie.

Cet étage d'adaptation est formé d'une commande (MPPT) (Maximum Power Point Tracking) à base de l'algorithme PSO qui lui permet de rechercher le (PPM).

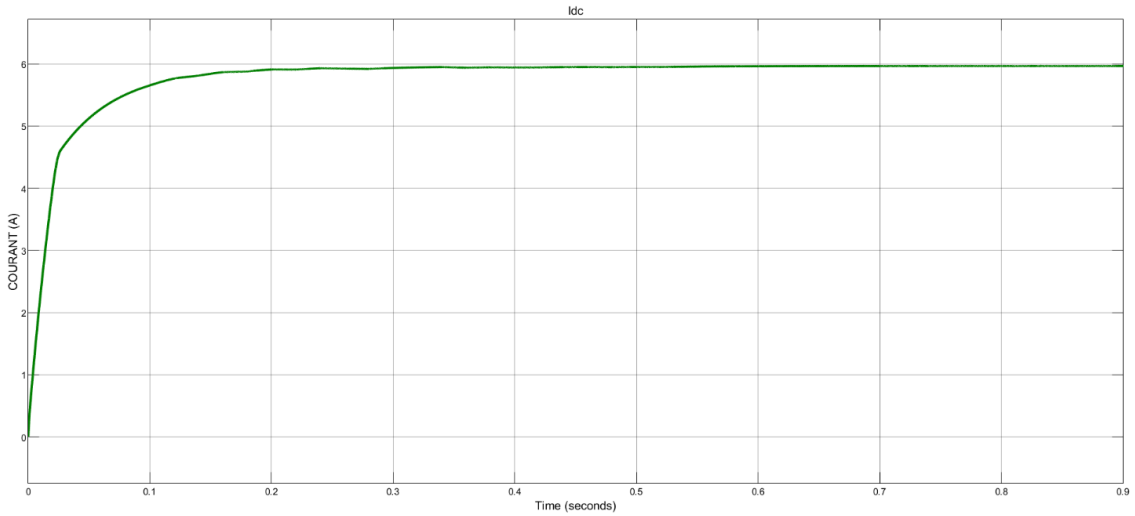
- **Convertisseurs Continu-Alternatif**
- **Filtre LCL**

- **Charge** (nous avons choisi une charge équilibrée RL)

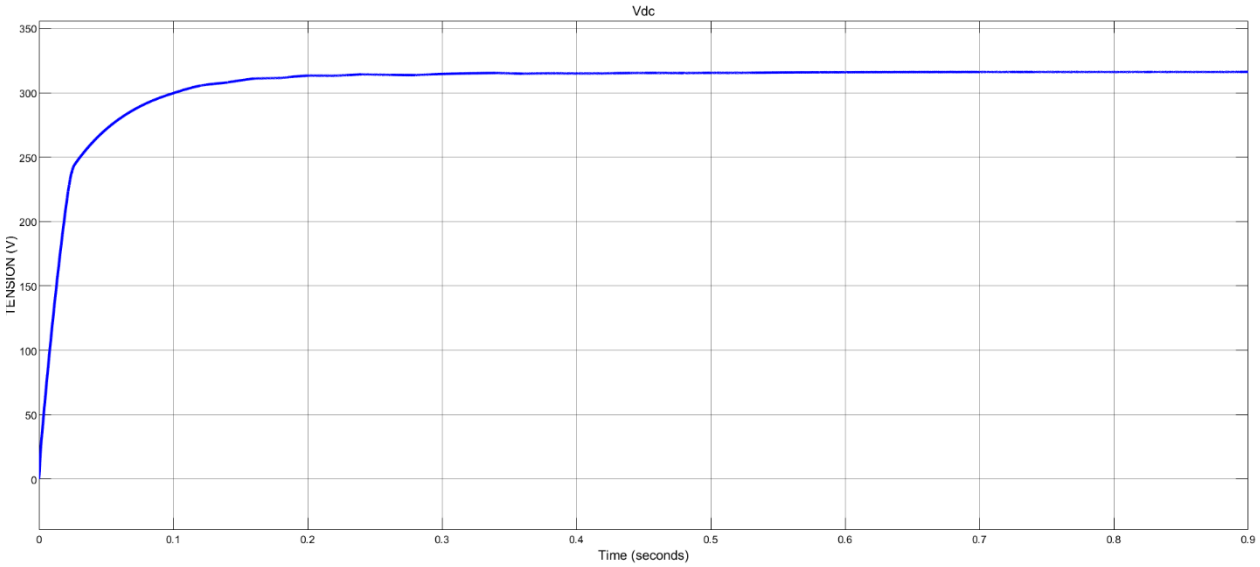
Tableau 6-1 : Paramètres d'initialisation du système (annexe B)

Vdc	316V
Rd	2. 44 Ω
Li	11mH
Lg	10.6mH
Cb	391 µF
Fdec	2.5kHz
Fn	50 Hz

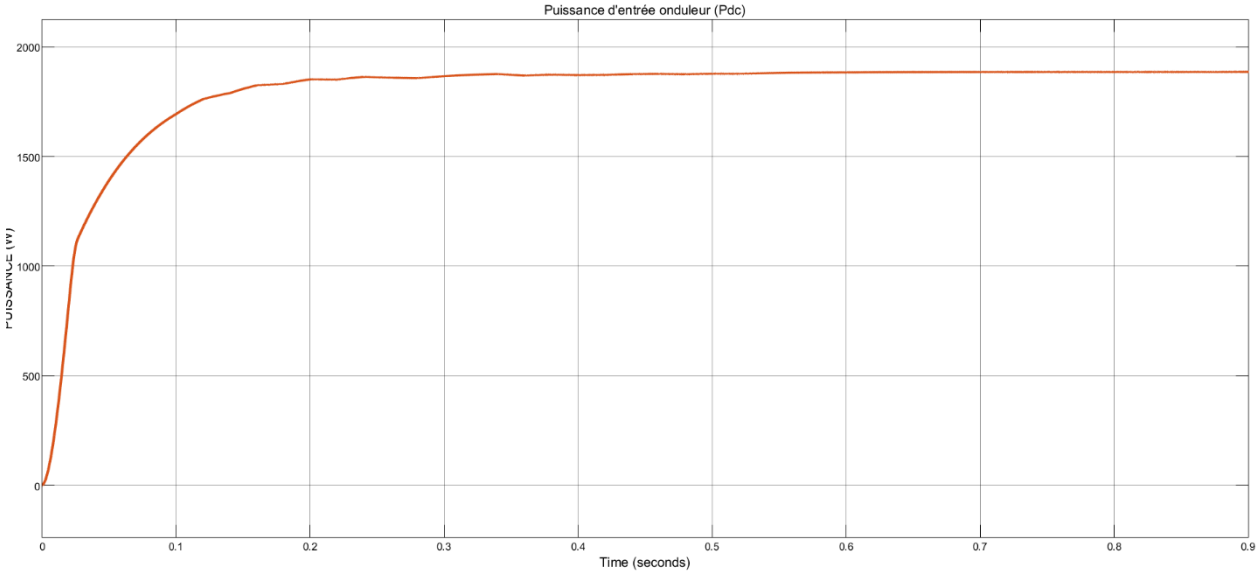
En effectuant la connexion de l'ensemble, générateur PV et les hacheur survolteur, les résultats de la simulation de la caractéristique de la tension, courant et de puissance en sortie des hacheurs sont illustrés dans les Figures 4.28.



(a)



(b)



(c)

Figure 6.2. (a) courant Idc, (b) tension Vdc, (c) puissance Pdc à l'entrée de l'onduleur

- Contrôleur PI

L'analyse spectrale du courant ig contrôlé par le correcteur PI est illustrée par les figures 4.29 et 4.30. Ce genre de contrôleur produit : un courant de Ig=19 A, une composante continu de 0.2

A, un THD % de 7.46% , et les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 sont respectivement de 7.93%, 6.16%, 3.83% et 8.73% par rapport au fondamental de courant.

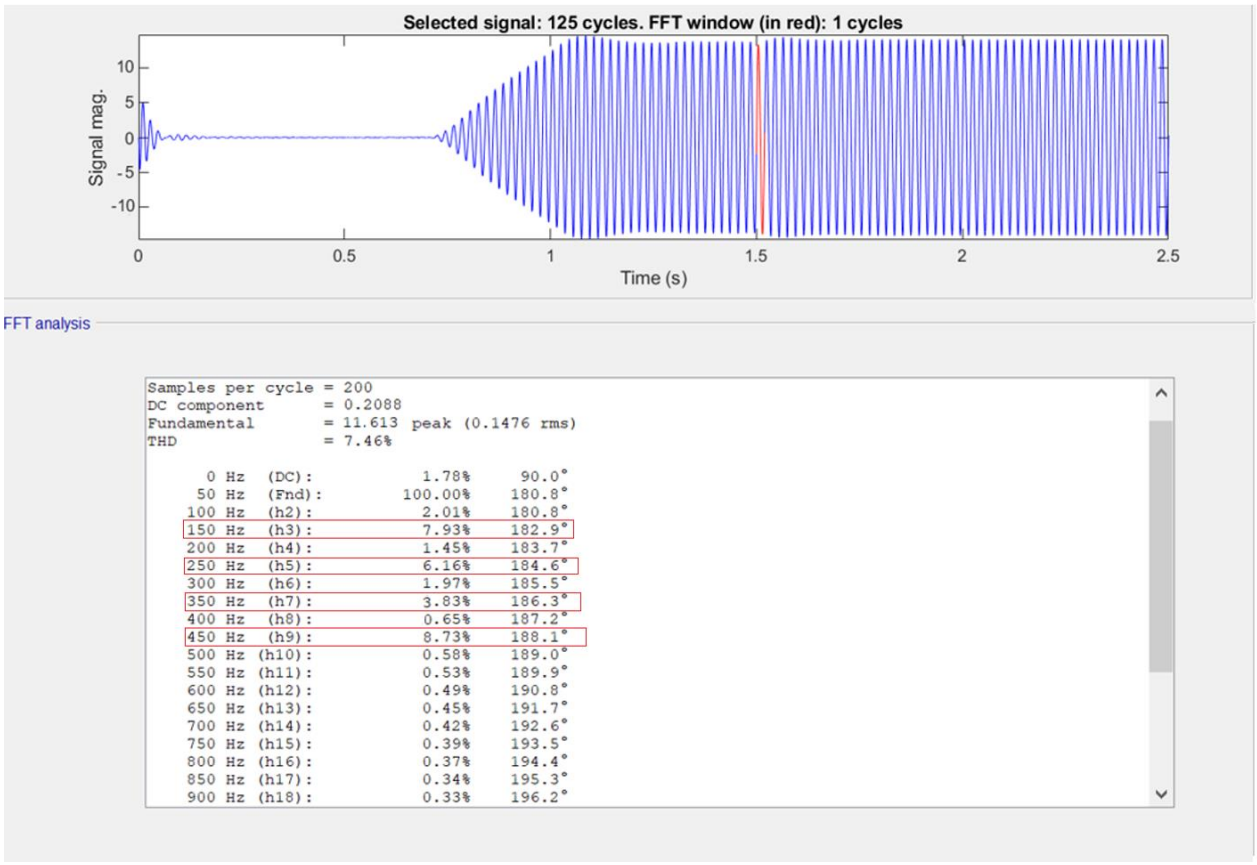
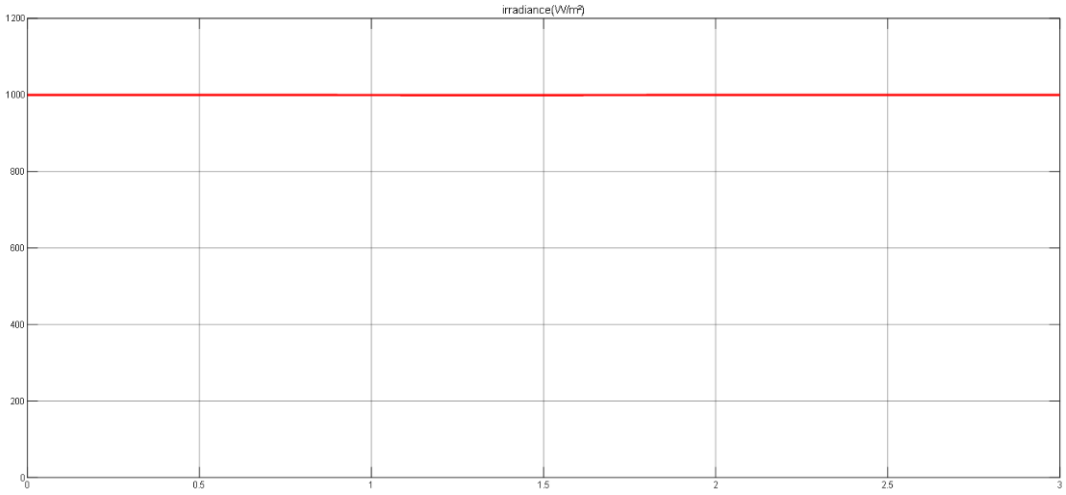
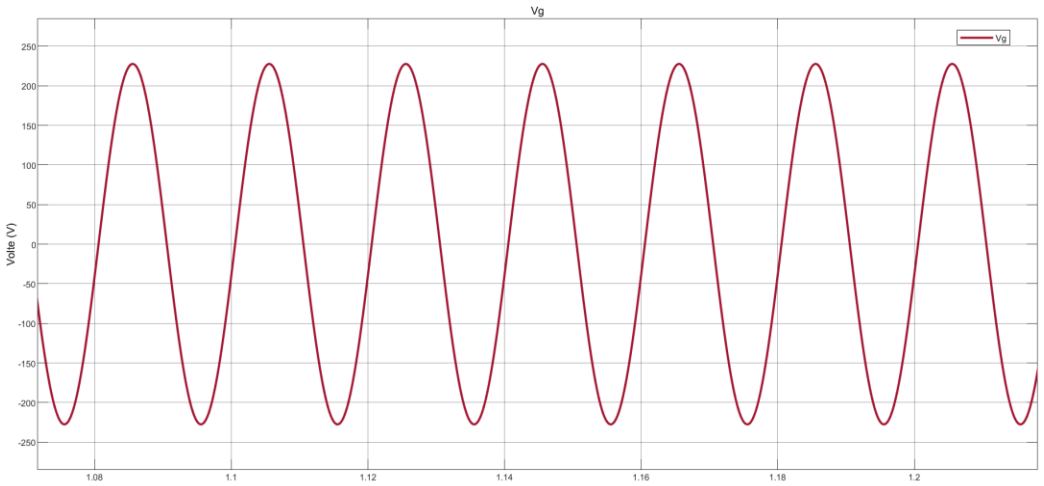
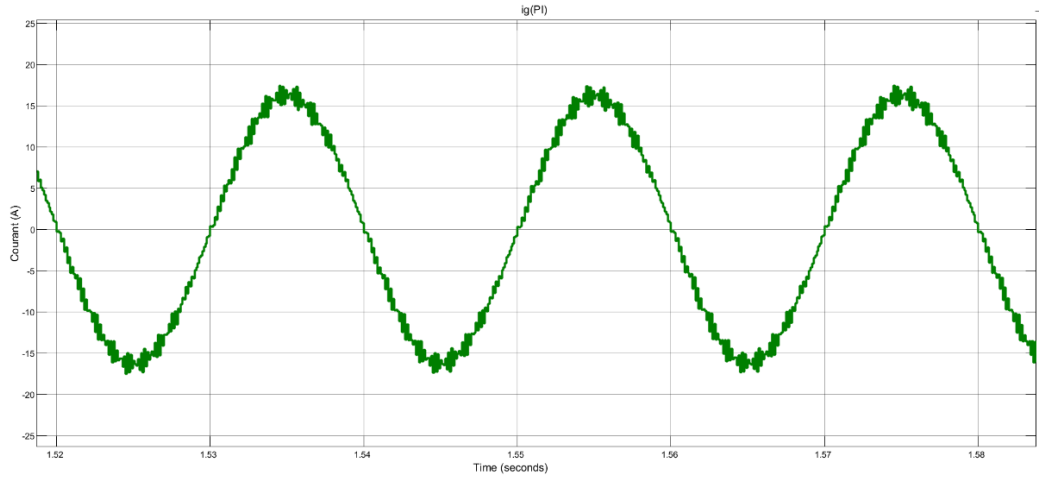


Figure 6.3: FFT du courant ig commandé par le contrôleur PI

Pour le cas des conditions standards de test, les puissances active et réactive y compris le courant injectés au réseau sont illustrés dans la figure 6.4. La puissance active moyenne livrée au réseau est de l'ordre de $< Pg > \approx 1750W$, la puissance réactive est presque proche de zéro et le courant injectée vaut de $Ig \approx 19$ A.


irradiance(W/m²)
1200
1000
800
600
400
200
0
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3


Vg
Vg
Volte (V)
250
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
-250
1.08
1.1
1.12
1.14
1.16
1.18
1.2


ig(PI)
Courant (A)
25
20
15
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
1.52
1.53
1.54
1.55
1.56
1.57
1.58
Time (seconds)

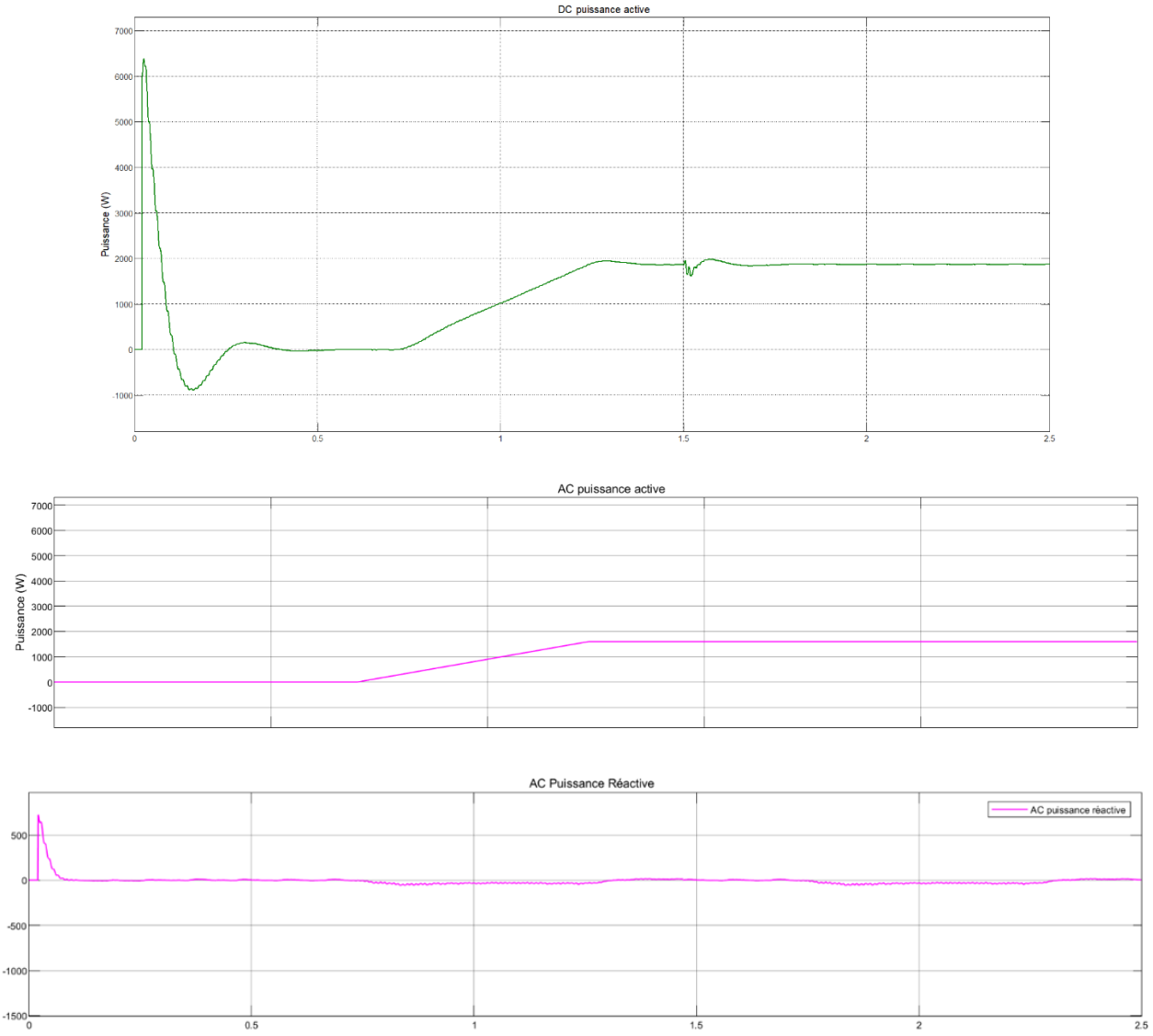


Figure 6.4 : Ir, Vg, Ig, Puissance active et réactive, injectés au réseau dans le cas Correcteur PI

- Contrôleur PR+HC

La figure 6.5 présente la FFT du courant ig commandé par le correcteur PR adaptatif. Ce genre de correcteur produit : un courant de Ig=19.2 A, une composante continu de 0.211A, un THD % de 5.23%, et les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 sont respectivement de 2.67%, 3.81%, 4.58% et 3.45% par rapport au fondamental de courant.

Analyse d'harmoniques du courant injecté

Les figures 6.6 et 6.7 présentent respectivement l'analyse du spectre du courant injecté au réseau avant et après avoir compensé les harmoniques les plus importants. L'approche de compensation de ig permet de réduire le taux THD de 5.23%, de même que les harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9 qui sont respectivement amortis de 4.67%, 4.81%, 4.58%, et 7.45%.

Puissances active et réactive injectées

Dans le cas des conditions standard de test, la puissance active moyenne injectée au réseau est d'environ 1780W, et la puissance réactive vaut zéro figure 6.8.

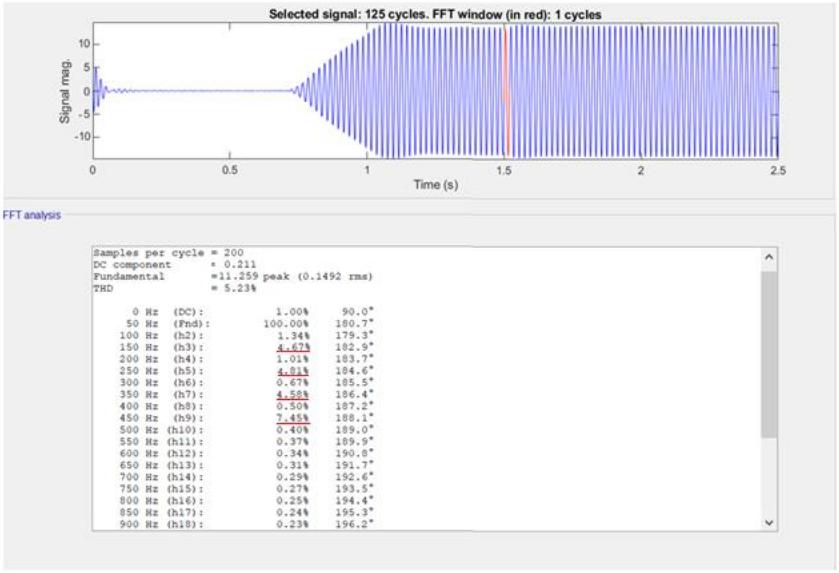


Figure 6.5: FFT du courant ig commandé par le contrôleur PR adaptatif

Le correcteur PR adaptatif avec compensation des harmoniques nous a donné la possibilité d'améliorer la qualité du courant ig par rapport au correcteur PI classique (figure 6.3). Bien que ces avantages, les deux correcteurs PI et PR injectent un courant de THD dépassant les limites exigées par la norme CEI-61727 (5% pour le THD), et les harmoniques d'ordres 3, 5 et 7 ne respectent pas la limite fixée à 4% du fondamental du courant.

L'approche de compensation d'harmoniques contribue à l'amélioration de la qualité du courant ig de 94% par rapport à un correcteur PR seul, et permet aussi d'amortir fortement les harmoniques d'ordre 3, 5, 7 et 9

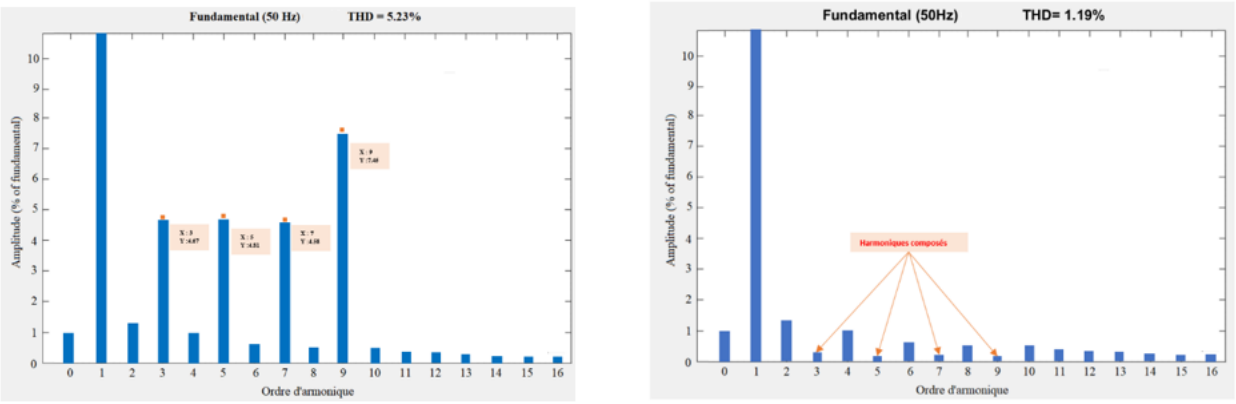


Figure 6.6 : Analyse spectrale du courant ig sans compensation des harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9.

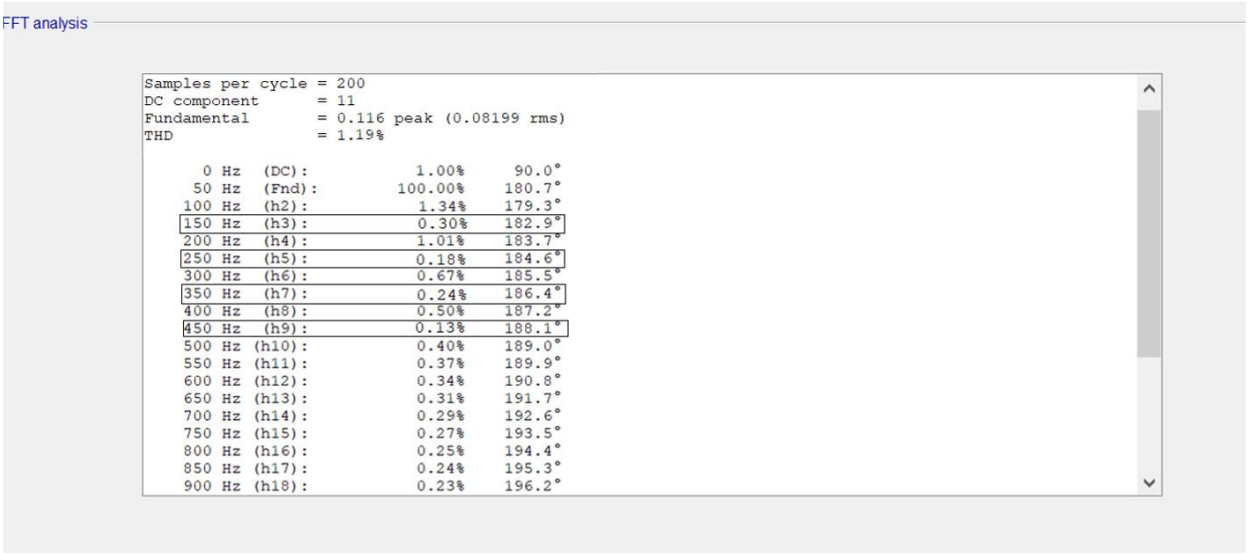
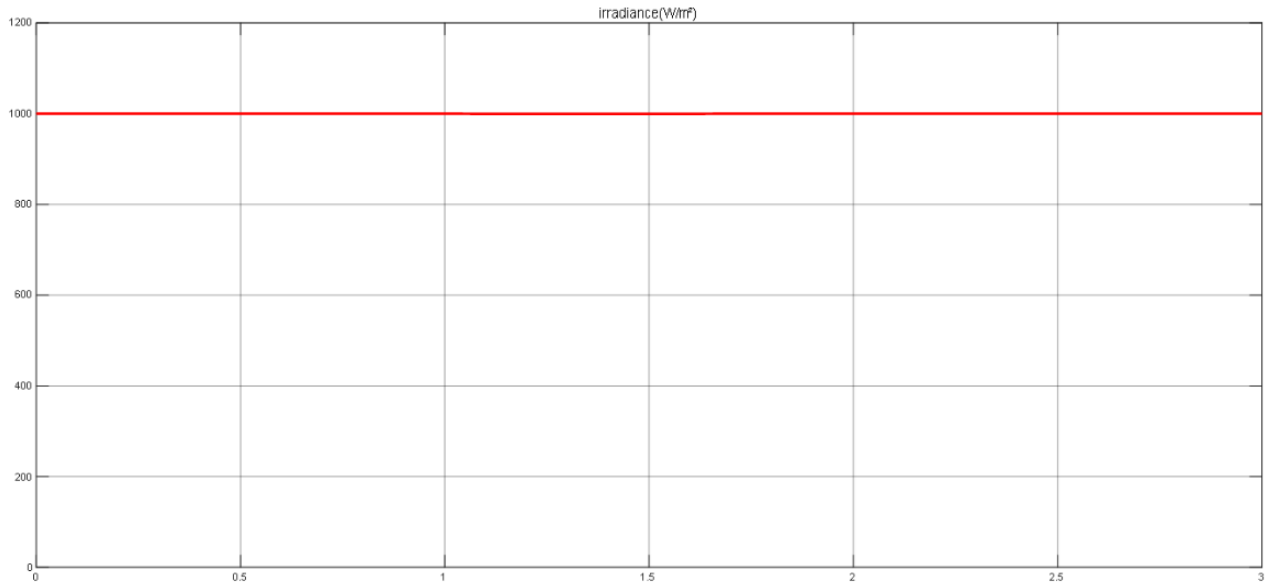
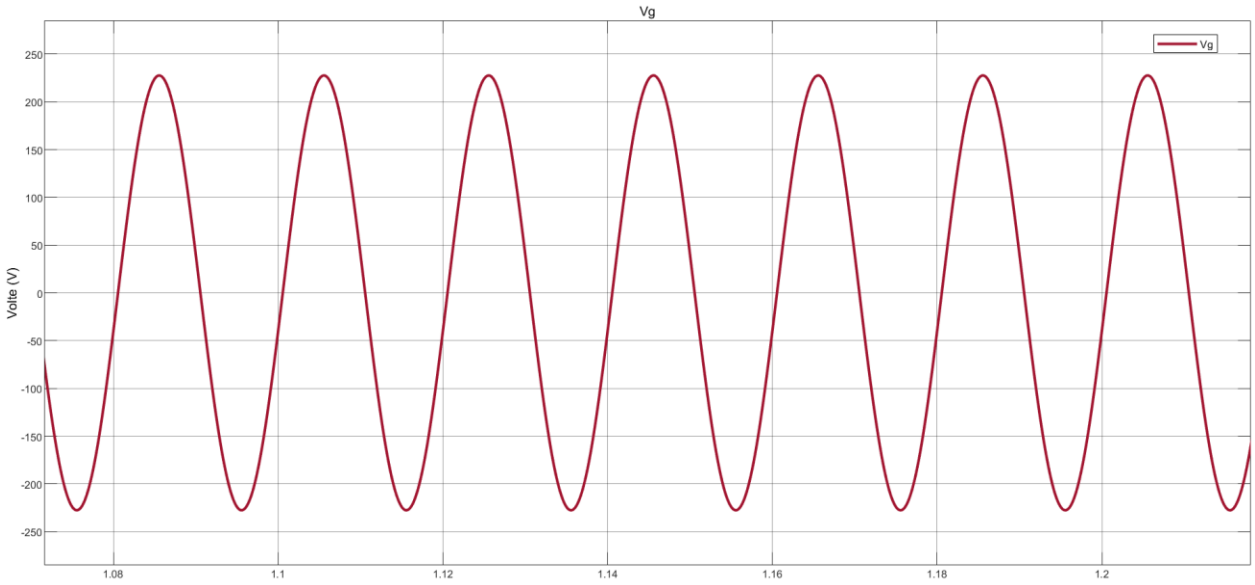


Figure 6.7 : Analyse spectrale du courant ig avec compensation des harmoniques d'ordres 3, 5, 7 et 9.


irradiance(W/m²)
1200
1000
800
600
400
200
0
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3


Vg
Vg
Volte (V)
250
200
150
100
50
0
-50
-100
-150
-200
-250
1.08
1.1
1.12
1.14
1.16
1.18
1.2

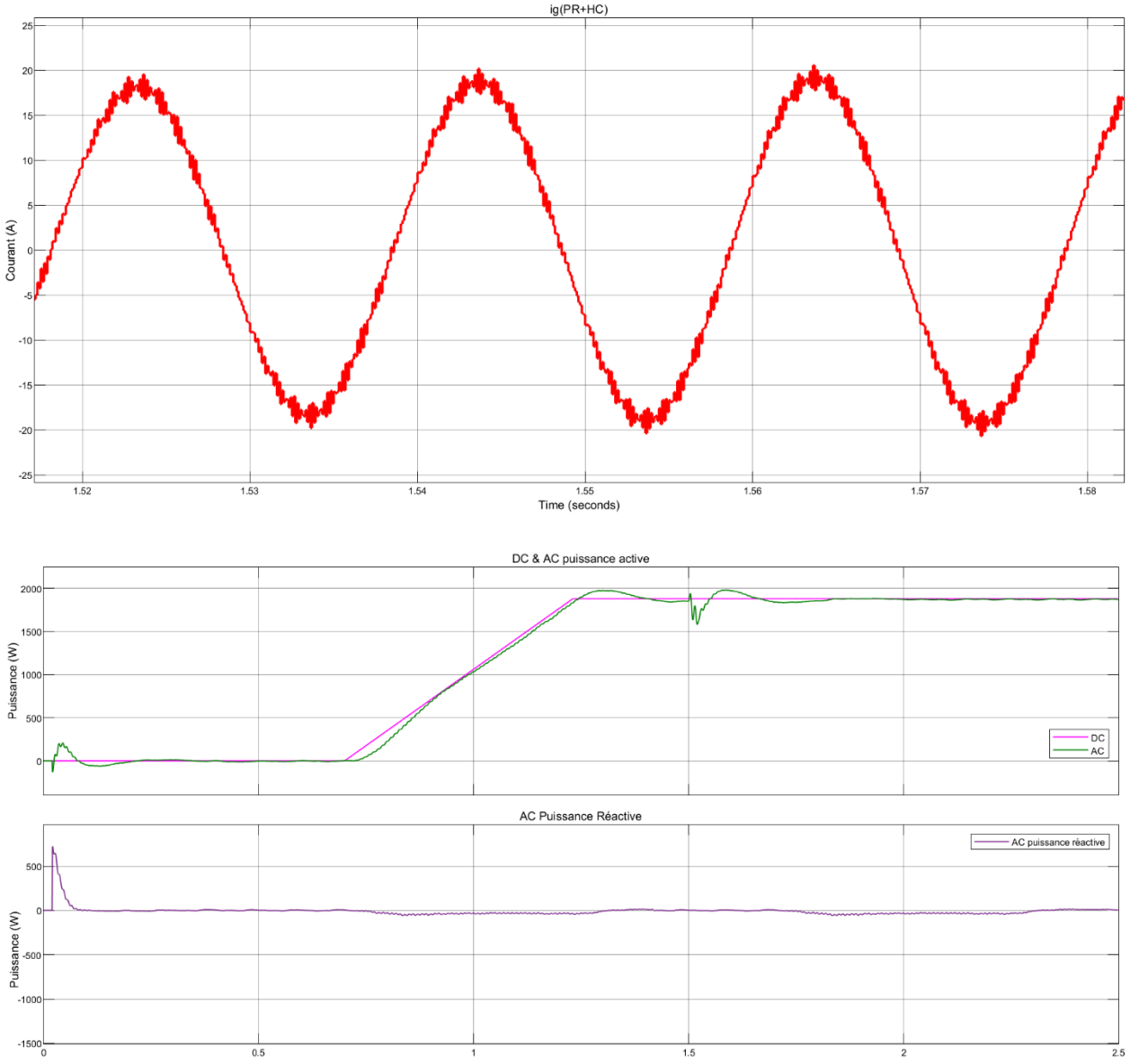
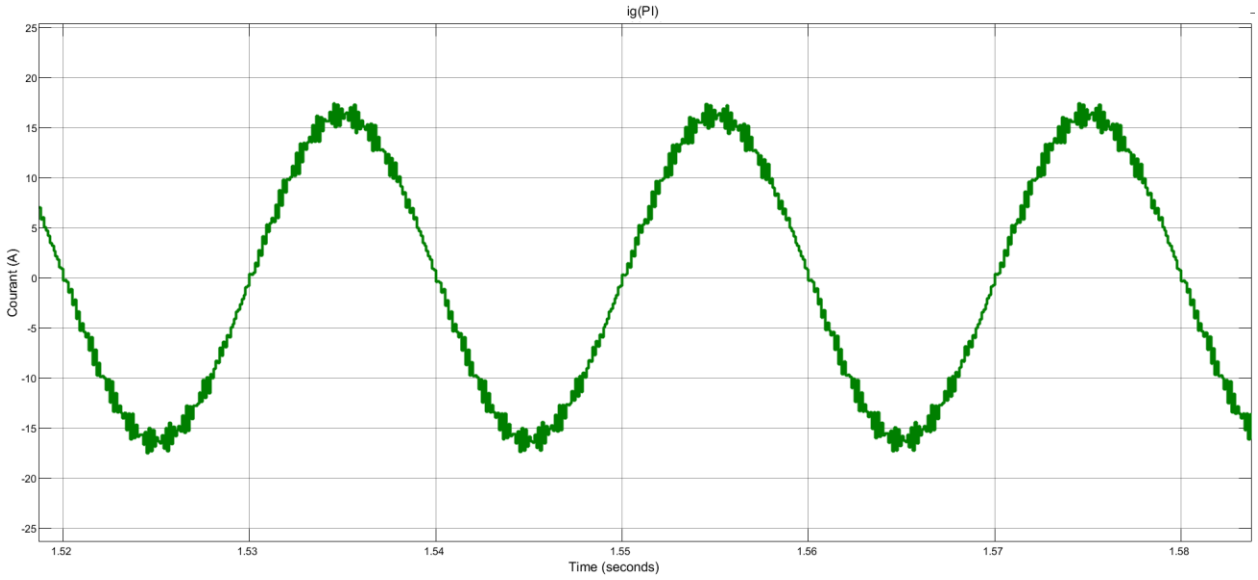
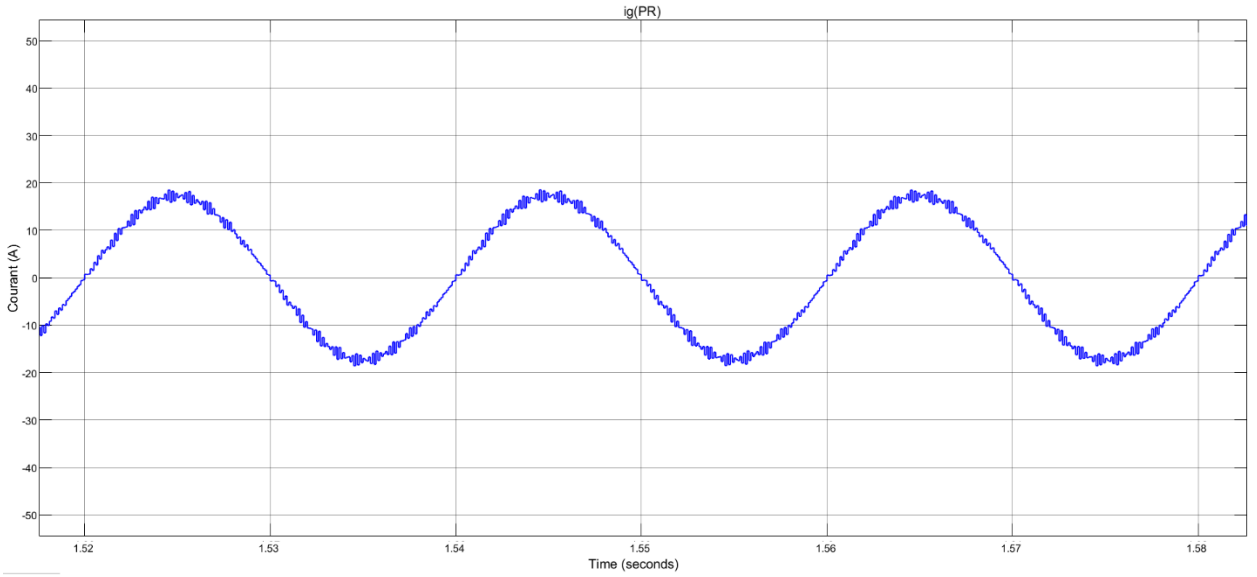


Figure 6.8 : Ir, Vg, ig, Puissance active et réactive injectées au réseau dans le cas Correcteur PR+HC


ig(PI)
Courant (A)
Time (seconds)
25
20
15
10
5
0
-5
-10
-15
-20
-25
1.52
1.53
1.54
1.55
1.56
1.57
1.58


ig(PR)
Courant (A)
Time (seconds)
50
40
30
20
10
0
-10
-20
-30
-40
-50
1.52
1.53
1.54
1.55
1.56
1.57
1.58

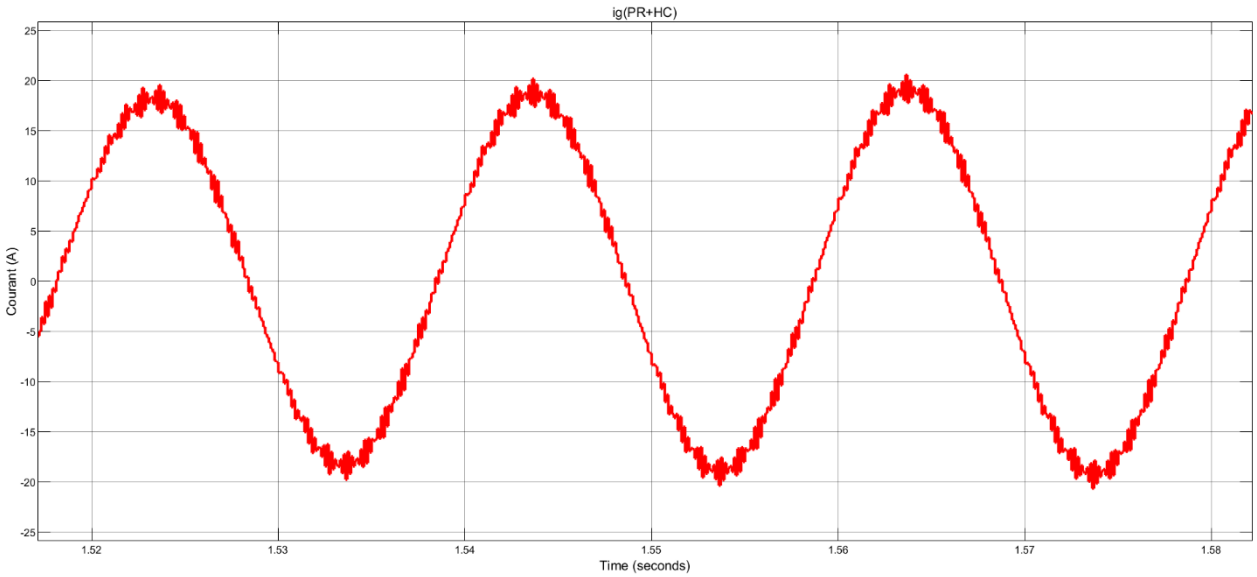


Figure 6.9 : Effets des correcteurs sur le courant ig injecté au réseau

Correcteur	Ig(A)	THD%	Rendement d'installation %
PI	19	7.46	93
PR	19.2	5.23	94
PR+HC	19 .6	1.19	96

Tableau 6.2 : résultats des correcteurs PI, PR, PR+HC

VI.3. Co-simulation

VI.3.1. Présentation de la carte dSPACE 1104

La carte dSPACE DS1104 est une carte d'interface qui est susceptible de convertir les blocs de Simulink en un code machine pouvant être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci peut réduire considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Elle dispose un processeur principal de type MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Dans le tableau suivant nous avons regroupés toutes les caractéristiques de la carte (6.3).

Table 6.3 : Principales caractéristique du DS1104

Parameter		Specification
Processor		• MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals • 64 bit floating point processeur • CPU clock: 250 MHZ • 2 x 16 KB cache, on-chip • On-chip PCI bridge (33 MHZ) •
Memory	**Global memory** **Flash memory**	• 32 MB SDRAM • 8 MB
Timer	**4 general-purpose timers**	• 32 bit down counter • Reload by hardware • 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	• 32 bit down counter • Reload by software • 80-ns resolution
	1 time base counter	• 64 bit up counter • 80-ns resolution

La carte DS1104 (Master PPC) est équipée de huit convertisseurs analogiques numériques ADC avec une tension d'entrée comprise entre -10V et +10V ; et de huit convertisseurs numériques analogiques DAC avec une tension délivrée comprise entre -10V et +10V. Il a aussi de nombreuses interfaces qui sont particulièrement des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc. ... La carte DS1104 possède également un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui va être utilisé dans le but de générer les signaux PWM de type TTL, et de niveau de tension compris entre 0 et 5V figure (6.10)

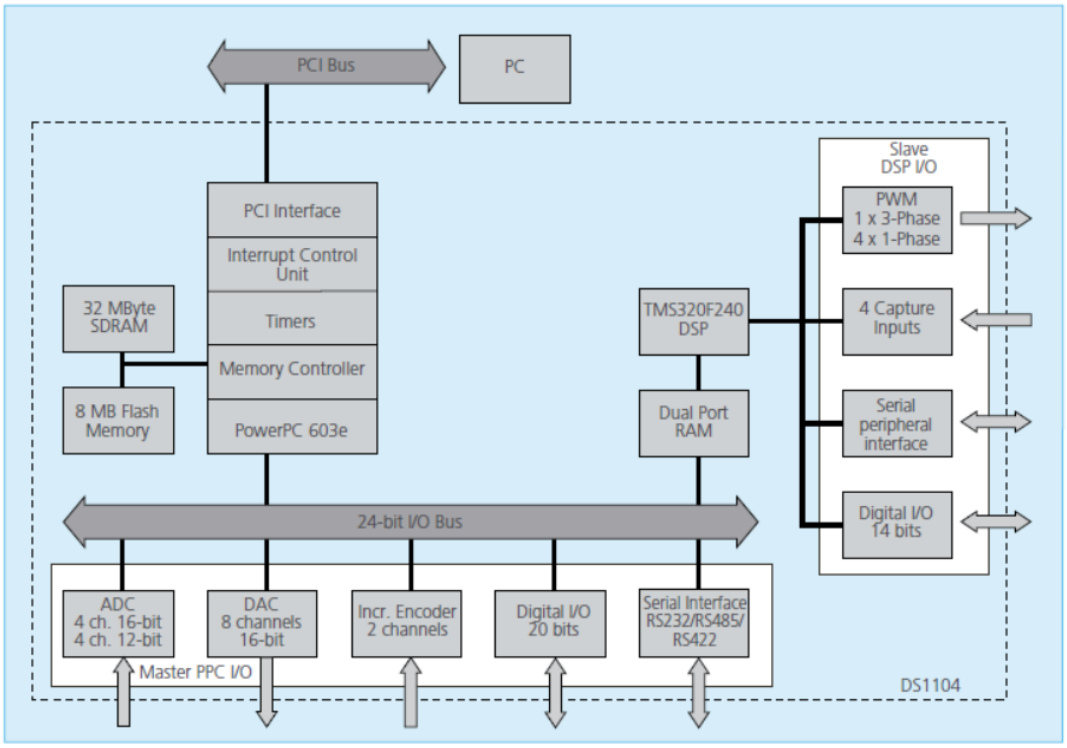


Figure 6.10 : Architecture du DS1104

Présentation matérielle "Hardware du kit"

La figure (6.11) donne une vue de haut de la carte DS 1104 alimentée par une tension de 5Volts et montre tous les composants externes associés au DSP. La carte DS1104 contient les éléments suivants :



Figure 6.11 : La carte dSPACE 1104

- Deux processeurs (Maitre, Esclave)
- Contrôleurs d'interruption
- Des mémoires
- Des temporisateurs

- Des interfaces.

Processeur Maitre PPC

L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240, se compose :

– Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHZ).

– Un contrôleur d'interruption.

– Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.

– Plusieurs temporisateurs.

– Une interface PCI.

Le maitre PPC contrôle les unités entrées/sorties suivantes figure (6.12) :

– Unité de ADC (Analog Digital Converter) : comportant (8) convertisseurs analogique /numérique (4 en 16bits, 4 en 12 bits).

– Unité de DAC (Digital Analog Converter) : comportant (8) convertisseurs numérique/ analogique (16 bits).

– Unité entrée / sortie numérique (20 bits).

– Interface d'encodeur incrémental.

– Interface série.



Figure 6.12 : control panel

Processeur esclave DSP : Se compose un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont :

– Fonctionnement à 25 MHz.

– Une mémoire utilisée pour la communication avec le maitre PPC.

L'esclave DSP fournit les dispositifs entrées/sorties suivants :

– Unité entrée /sortie numérique de synchronisation : qui permet de générer et mesurer des signaux PWM (Pulse Width Modulation) et des signaux carrés.

– Unité entrée /sortie numérique.

– Interface Périphérique Série (SPI : Serial Peripheral Interface).

- **Contrôleur d'interruption**

Le processeur ne peut pas traiter plusieurs informations simultanément, cependant les interruptions permettent au processeur d'exécuter ou bien de suspendre un programme donné selon la priorité des interruptions.

- **Mémoires**

La carte DS1104 est équipée de deux mémoires :

– Mémoire Global.

– Mémoire Flash.

- **Temporisateurs**

Un temporisateur (Timer) est un circuit logique susceptible d'effectuer le comptage de Temps, afin de générer les signaux. La carte DS1104 dispose de six temporisateurs, qui sont pilotés par l'horloge.

VI.3.2 Co-simulation PIL

Dans les chapitres précédents, nous avons utilisé Simulink pour modéliser notre système. Avec des techniques de fonction S et Stateflow, des systèmes compliqués, Les systèmes d'événements discrets peuvent être modélisés et simulés. Nous avons également étudié, tous les

approches de simulation numérique dans Simulink. Néanmoins, l'interaction avec le monde réel n'a pas été envisagée jusqu'à maintenant. Les modèles Simulink ne peut pas être construits en raison de la complexité des systèmes réels, le système doit être intégré dans la boucle de simulation pour obtenir des résultats de simulation plus précis, ce type de simulation est généralement appelé simulation processor-in-the-loop (PIL).

L'atelier fourni par MathWorks peut traduire les modèles Simulink en code C, et les fichiers exécutables autonomes peuvent également être générés à l'aide de cet outil, de sorte que le contrôle puisse être exécuté. Des exemples de ces produits sont dSPACE, avec son Control Desk et Quanser plus WinCon (qui peut être utilisé pour mettre en œuvre une simulation processor-in-the-loop).

MATLAB et Simulink prennent en charge de nombreux produits de fabricants de matériel renommés tels que Motorola, Texas Instruments, etc., et peuvent directement générer un code exécutable pour eux à partir de Simulink des modèles.

Les simulateurs de réseau ou l'alimentation CC programmable sont des instruments coûteux et ils ne sont pas toujours abordables. Par conséquent, le test PIL peut être utilisé comme une solution peu coûteuse pour tester le matériel mise en œuvre de l'algorithme MPPT et la commande du contrôle onduleur.

Dans le cadre de ce travail, nous avons utilisé une carte DSpace 1104 avec son control desk pour implémenter la simulation processor-in-the-loop, dans ce qui suit nous présenterons les différents résultats obtenus par la simulation PIL pour la commande MPPT.

VI.3.2. Résultats de Co-simulation

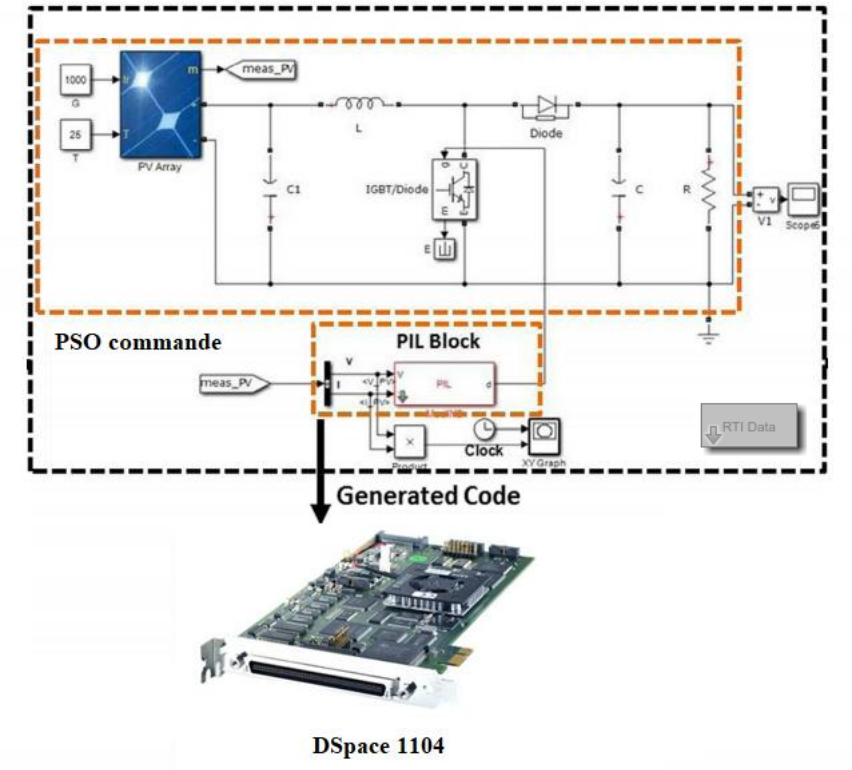


Figure 6.13: PV système utilisant le bloc PIL.

La figure 6.13 représente le schéma de simulation / co-simulation de la première partie de notre système composé d'un générateur PV, d'un convertisseur boost, d'une commande MPPT à base de PSO commande et d'une charge résistive, nous effectuons la co-simulation pour **E1 = 300, E2=700 et E3=1000 W/m2.**

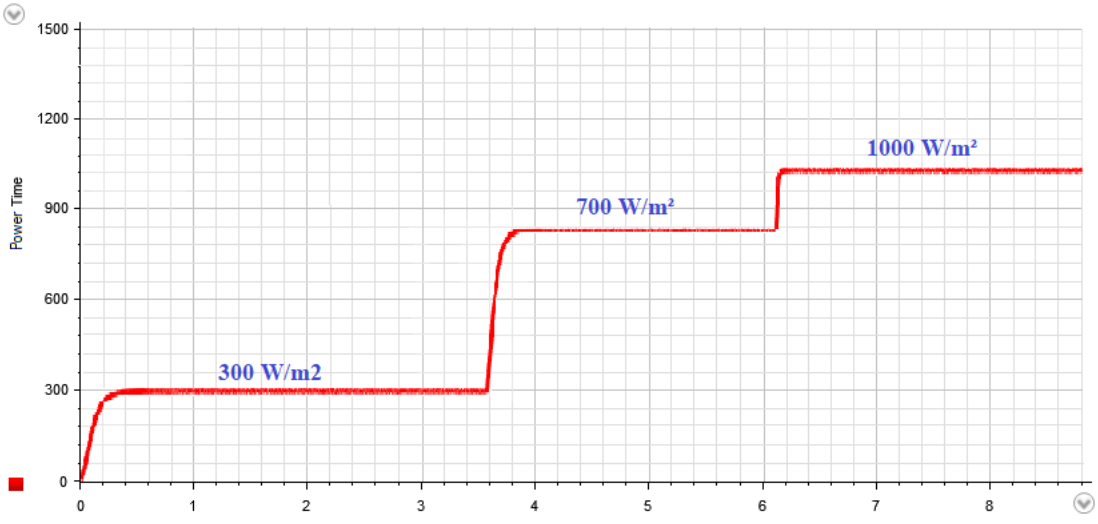


Figure 6.14: la puissance à la sortie du convertisseur boost (Pout)

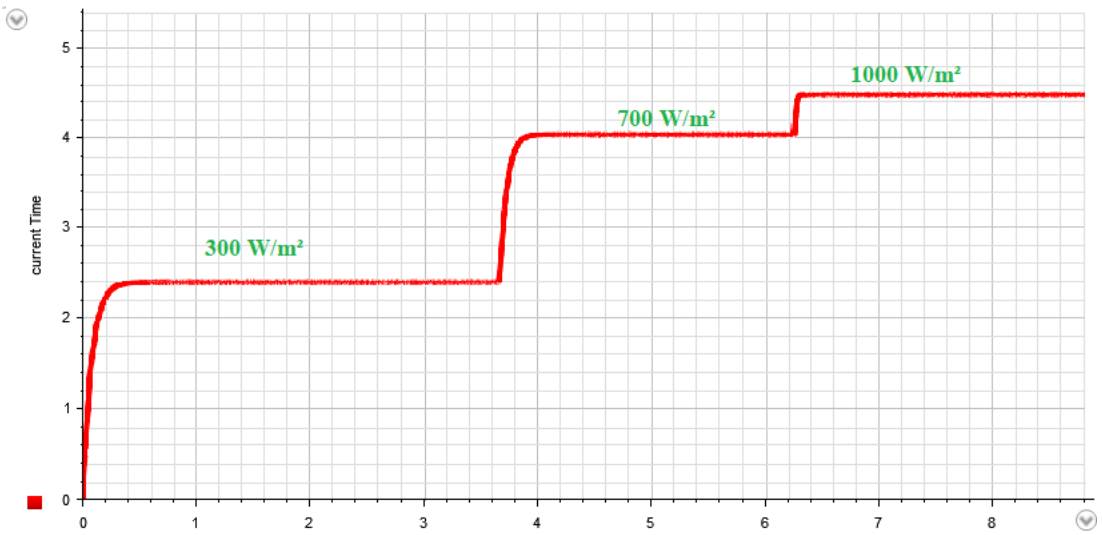


Figure 6.15: le courant à la sortie du convertisseur boost (Iout)

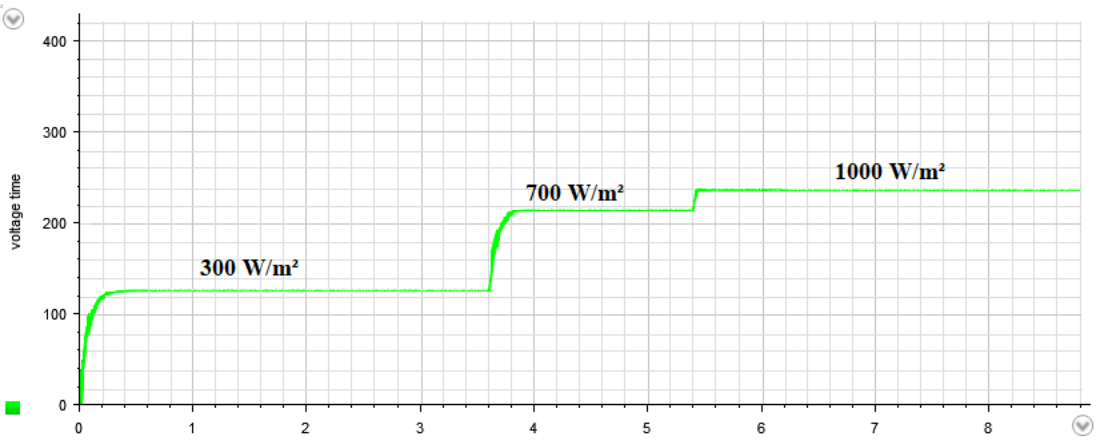


Figure 6.16: la tension à la sortie du convertisseur boost (Vout)

Nous constatons qu'il y a aucune différence entre les résultats de simulation et co-simulation figure 6.14, figure 6.15, et figure 6.16.

IV.4. Réalisation pratique de la commande onduleur

Dans ce qui suit, nous allons entamer le côté pratique de cette étude, qui consiste à réaliser un onduleur de tension monophasé commandé par la carte dspace 1104.

Cette partie comporte tous les composants que nous avons mis en œuvre tous au long de ce travail, en fait elle est composée de deux parties à savoir la section logicielle et la section matérielle.

Rubrique Logiciels : Cette section comporte tous les logiciels que nous avons utilisé au cours de cette thèse, à savoir :

1. MATLAB (Simulink)

2. DSPACE 1104

V.4.1. MATLAB :

MAtrix LABoratory est communément populaire sous le nom de MATLAB, qui présente en général le langage de l'informatique technique. La plateforme MATLAB est dédiée et optimisée dans le but de palier aux problèmes techniques et scientifiques de l'ingénierie. En effet, Le langage matriciel MATLAB est le moyen le plus utile qui exprime les mathématiques computationnelles. Les graphiques intégrés permettent de faciliter la visualisation et obtenir beaucoup d'informations à partir des données. Une énorme bibliothèque de boîtes à outils prédéfinies nous permet de débuter immédiatement avec algorithmes primordiaux à notre domaine. L'environnement de bureau invite à l'expérimentation, à la découverte et à l'exploration. Ces outils et capacités MATLAB sont tous strictement conçus et testés en vue de fonctionner tous ensemble. Caractéristiques de Matlab :

- Simulink : Simulink présente l'environnement de diagrammes de blocs de la plateforme Matlab dédié à la simulation multi domaine et à la Conception basée sur un modèle. Il prend en charge toutes les opérations suivantes qui sont : la simulation, la génération automatique du code et du test continu ainsi que la vérification des systèmes embarqués.

- Principes primordiaux du langage : syntaxe, opérateurs, indexation et manipulation de tableaux, types de données.

- Mathématiques : Algèbre linéaire, transformées de Fourier, différentiation et intégrales, et autres mathématiques.

- Graphiques : tracés bidimensionnels et tridimensionnels, images, visualisation, animation.

- Importation et analyse de données : Importation et exportation, pré-traitement, exploration visuelle.

- Scripts et fonctions de programmation : fichiers de programme, flux de contrôle, édition, débogage.

- Création d'applications : développement d'applications via App Designer, GUIDE ou un programme flux de travail.

- Développement logiciel avancé : programmation orientée objet ; performances du code ; unité essai ; interfaces externes vers Java®, C/C++, .NET…

- Environnement de bureau : Préférences et paramètres, différences de plate-forme.

- Matériel pris en charge : matériels tiers, tel que webcam, Arduino et Matériel Raspberry Pi™. La boîte MicroLab permet également d'obtenir la sortie en temps réel à partir des fichiers Simulink.

À propos de Simulink :

Simulink est considéré comme étant un environnement de diagrammes de blocs pour la simulation multi-domaines ainsi que la conception qui est basée sur un modèle. Il permet de prendre en charge la simulation, la génération automatique de code, et également le test et la vérification continus des systèmes. Simulink procure un éditeur graphique, des bibliothèques de blocs personnalisables, des solveurs pour la modélisation et simuler des systèmes dynamiques. Il est intégré à MATLAB, de ce fait on peut nous permettre d'intégrer Algorithmes MATLAB dans différents modèles et exporter les résultats de simulation vers MATLAB pour une analyse plus approfondie. Dans l'intention d'exécuter le modèle en temps réel sur un ordinateur cible, nous avons fait recours au Simulink Real-Time™ pour HIL simulation, prototypage de contrôle rapide et autres applications de test en temps réel. Dans ce travail, Les parties matérielles et logicielles sont toutes les deux basées sur Simulink. Dans la partie logicielle, tout est simulé dans Simulink et dans la partie matérielle, le signal de commande est également généré à l'aide du Simulink en obtenant une sortie en temps réel à l'aide de la carte dSPACE.

V.4.2. Présentation de la plateforme



Figure 6.17 : présentation de la plateforme

1. Ordinateur : il permet de contrôler les autres parties de la maquette, tout en introduisant des données spécifiques et ce, en utilisant des logiciels particuliers.

2. Source de tension monophasé : qui permet de générer une tension monophasée.

3. La carte dSPACE 1104 : le contrôleur qui constitue l'interface entre l'ordinateur hôte, le circuit d'attaque et les systèmes de convertisseur, contenant des convertisseurs, des interfaces série, … etc.

4. La carte d'interface de la carte dspace : la carte dSpace a pour rôle de générer une tension de sortie de 5 V, qui va être amplifier par la suite via l'utilisation de la carte d'interface en vue d'attaquer l'onduleur.

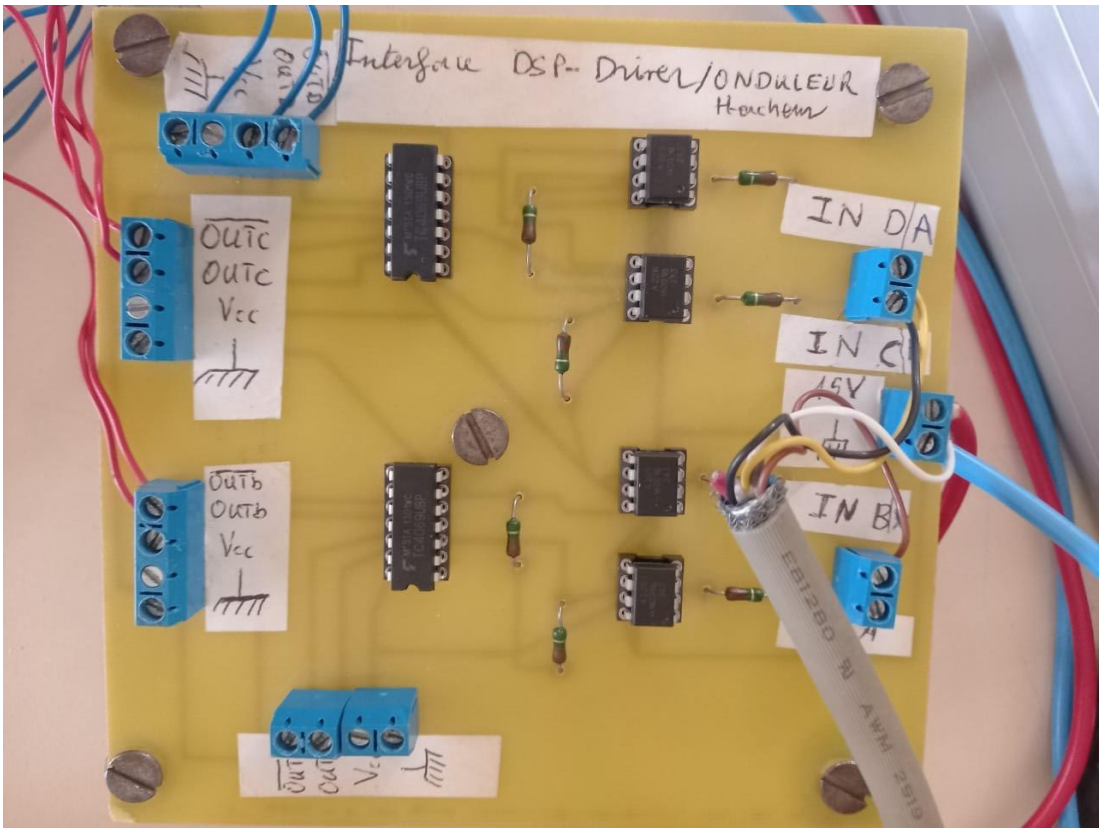


Figure 6.18 : Carte d'interface DSP-Driver

5. L'alimentation de la carte d'interface dSpace 1104.

6 . Onduleur de tension

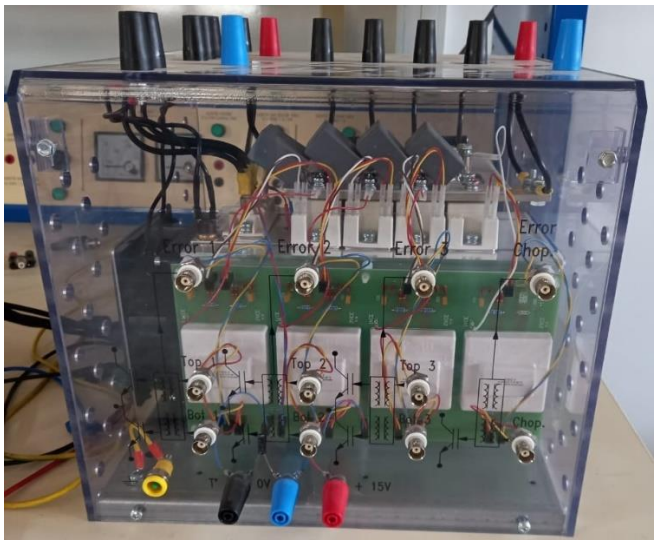


Figure 6.19 : onduleur de tension, type SEMITEACH - IGBT

7. une charge résistive



Figure 6.20 : Banc de charge mobile résistive 2KW

8. L'oscilloscope : dédié à l'affichage des différents signaux désirés.

V.4.3. Résultats pratiques de l'implémentation de la commande

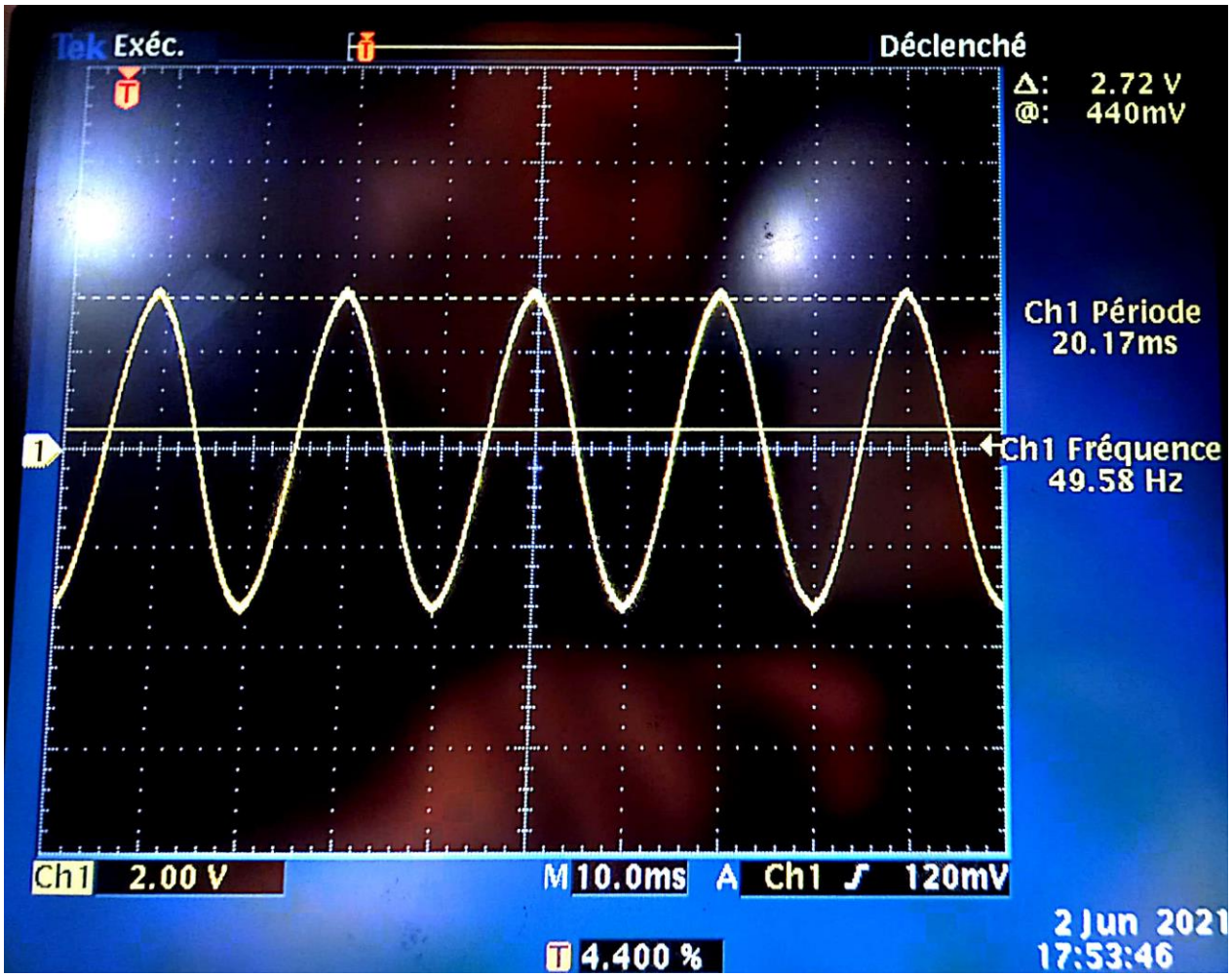


Figure 6.21 : la tension à la sortie de l'onduleur

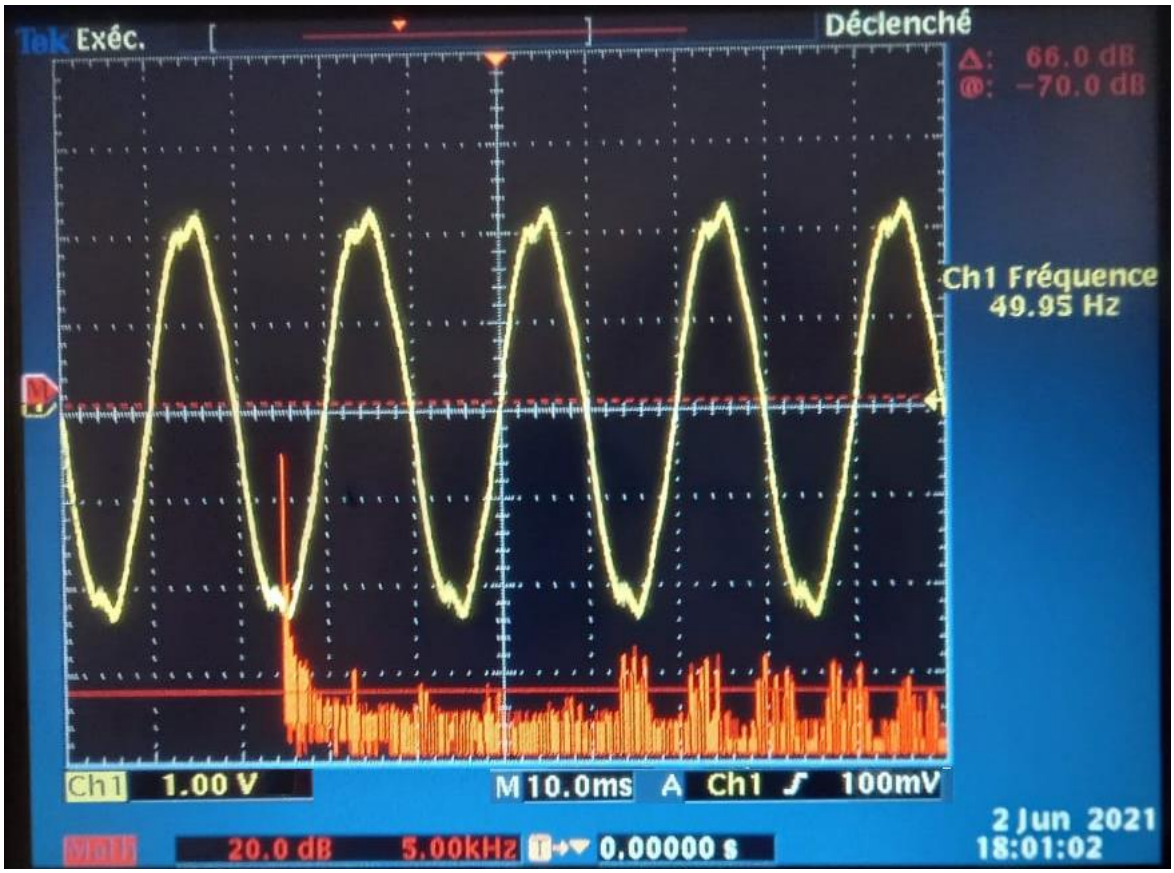


Figure 6.22 : Allure du courant à la sortie de l'onduleur et THD courant

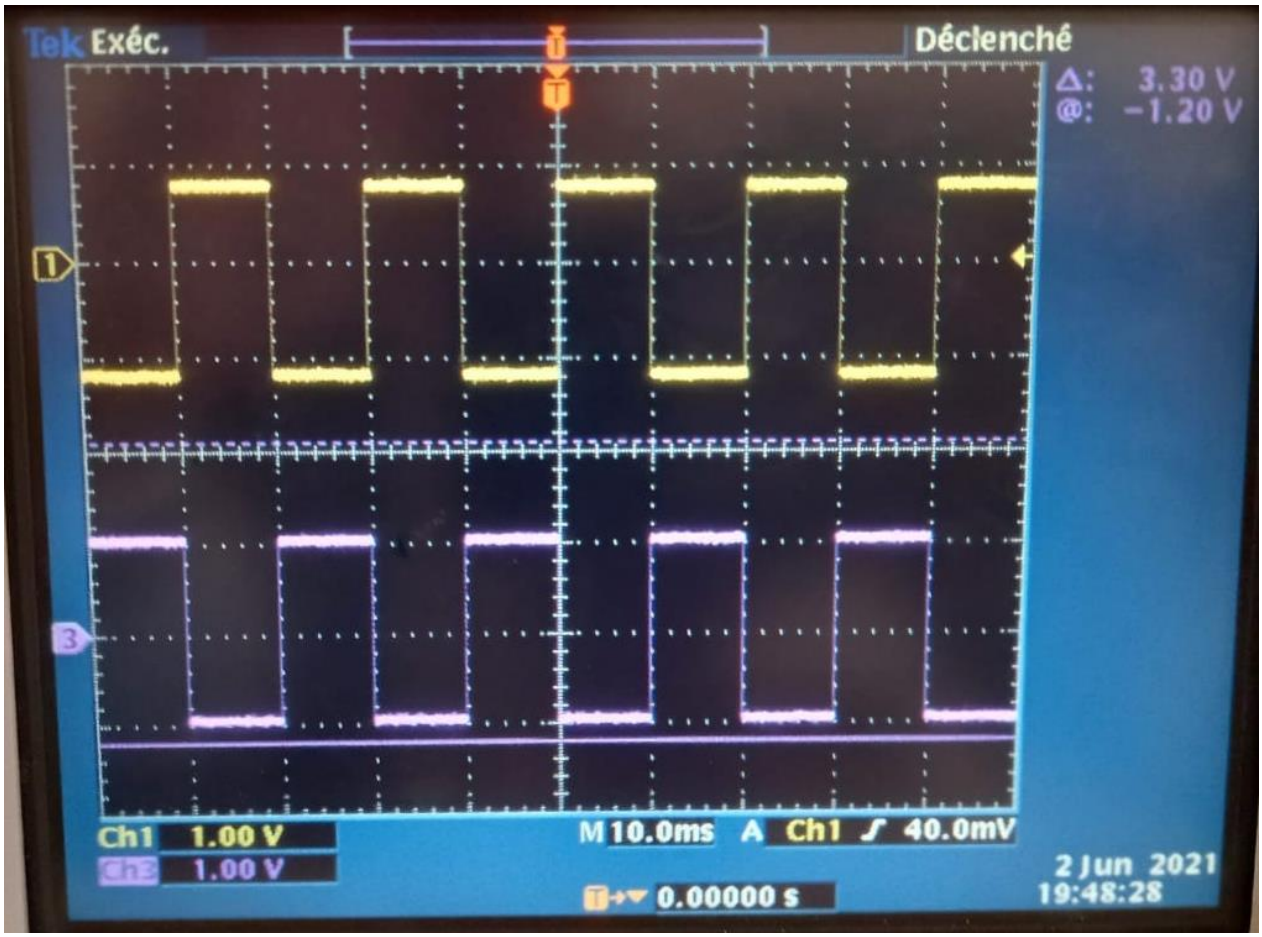


Figure 6.23 : signaux de commande de l'onduleur

Discussion des résultats de l'implémentation de la commande MLI

D'après les résultats obtenus, nous constatons qu'il y a une grande similitude entre les résultats de l'implémentation et ceux de la simulation de la commande MLI. Ce qui nous a permis de valider le modèle de notre commande qui pourra être utilisé ultérieurement pour diverses applications. En outre, nous avons remarqué que la commande MLI nous permet d'obtenir une allure de courant beaucoup plus proche de la sinusoïde.

VI.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé nos différents résultats de simulation que nous avons obtenu avec Matlab/Simulink. Un système PV de 1800 W connecté au réseau électrique monophasé (230V-60Hz) par un filtre LCL.

Si nous admettons que les pertes, au niveau des interrupteurs de puissance et du le filtre LCL, sont les mêmes dans les deux cas du contrôleur alors le rendement du système PV sera de l'ordre de 97% pour le contrôleur PR+HC vis-à-vis 92% pour celui du contrôleur PI et 93% pour le contrôleur PR. La technique de compensation d'harmoniques nous a permis d'améliorer la qualité du courant ig par rapport au correcteur PR.

Afin de valider notre contribution, nous avons effectué une co-simulation (PIL) et HIL d'un système photovoltaïque contrôlé par l'algorithme MPPT à base de la commande PSO. En effet, le système est constitué d'un générateur photovoltaïque, un convertisseur DC-DC (BOOST), un onduleur monophasé et une carte DSpace1104 qui est utilisée pour commander le hacheur et l'onduleur. Nous pouvons conclure que le panneau PV peut procurer la puissance maximale identique à celle fournie par Matlab/Simulink, et qu'il y a une grande similitude entre les résultats de l'implémentation et ceux de la simulation de la commande MLI.

Conclusion et Perspectives

1. Conclusion générale

Il va sans dire que l'intégration de l'énergie solaire photovoltaïque au réseau de distribution électrique est considérée comme un stade de recherche qui est largement exploré. Néanmoins, il reste toujours des problèmes à remédier particulièrement avec l'exploitation des convertisseurs à structure multiniveaux ; à savoir l'annulation des harmoniques injectés au réseau. Dans ce travail de recherche appartenant au domaine des énergies renouvelables, et relevant du génie électrique, nous avons étudié la problématique relative à la qualité de la tension délivrée au réseau par un système photovoltaïque. Plus précisément, le problème des harmoniques provoqués par l'onduleur.

Nous avons entamé ce travail par l'étude des algorithmes MPPT, ensuite nous avons procédé à l'étude de la structure du système PV connecté au réseau, puis nous avons proposé une démarche de contrôle/commande du système photovoltaïque raccordé au réseau monophasé, ceci dans le cadre d'un projet où nous avons engagés et introduit nos contributions.

En effectuant l'étude et la comparaison des commandes MPPT, nous avons conclu que la commande PSO fournit des résultats satisfaisants au niveau du rendement, puissance, temps …MPP en tenant compte de l'ombrage partiel par rapport au conventionnel commande étudier, où nous avons introduit nos contributions d'amélioration/optimisation des blocs de contrôle/commande.

Un filtre LCL à double fonction, bien dimensionné, a été utilisé entre l'onduleur et le réseau, afin d'injecter l'énergie au réseau sous forme d'un courant d'une part et de réduire les harmoniques.

Surveillance du réseau PLL : pour répondre aux spécifications en matière de qualité d'énergie et de sécurité, les systèmes photovoltaïques connecté au réseau sollicitent une détection de l'état du réseau (amplitude, fréquence, phase...). Dans ce cadre nous avons proposé une PLL à base de la transformation de Park.

L'amélioration de la qualité du courant injecté au réseau est traitée au niveau du chapitre de contrôle/commande d'un onduleur.

Dans la boucle interne de contrôle du courant, nous avons effectué l'étude de deux correcteurs PI et PR respectivement dans les repères synchrone dq et stationnaire αβ. Le contrôleur PR a démontré son efficacité par rapport au PI. L'analyse du spectre du courant injecté au réseau contrôlé par ces deux régulateurs approuve que nos résultats obtenus soient meilleurs, pourtant il demeure des harmoniques à réduire dans le but de répondre aux exigences de la norme CEI61727 qui impose un taux maximal des harmoniques impairs entre 3 et 9 à 4% du fondamental. C'est pourquoi nous avons ajouté au correcteur PR un compensateur d'harmoniques d'ordre 3,5,7 et 9.

2. Perspectives :

Nous pensons que notre contribution est authentique et évolutive ; il pourrait donc être accompli et ajusté pour gagner plus en matière d'efficacité et de robustesse. La réalisation pratique et la mesure de la qualité de l'onde injectée au réseau sont nos perspectives que nous prévoyons comme un complément à ce travail. Sans vouloir être exhaustive, nous soulignons les mesures que nous pourrions prendre afin d'atteindre nos objectifs dans ce qui suit :

- Choix d'autres modèles de configuration du PVRR, à savoir l'exploitation d'autres architectures d'onduleur à structure multiniveaux ou hybride ;
- Exécution de nos propositions sur un PVRR asymétrique triphasé ;
- Contribution à l'augmentation de l'efficacité du système PV;
- Traitement de défaillance et de défiance pour prendre les bonnes décisions pour connexion/déconnexion du réseau (îlotage);
- Choix d'autres types de commandes robustes telles que : modes glissants, logique floue, réseaux de neurones...
- Faire un test réel du système entier

Bibliographie

[Abeteetal 1990] A. Abeteetal. - Analysis of photovoltaic modules with protection diodes in presence of mismatching - 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1990

[Abella 2004] M.A. Abella et F.Chenlo - Choosing the right inverter - Renewable Energy World, pg. 132, March-April 2004

[Ackermann 1937] T.Ackermann, Wind Power in Power Systems, John Wiley & Sons, Ltd., England, 2005.

[Arruda 2001] L. N. Arruda, S. M. Silva, et B. J. C. Filho, PLL structures for utility connected systems ¯, in Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 2001, vol. 4, p. 265 vol.4.

[Bacha 2006] S. Bacha et D. Chatroux - Systèmes photovoltaïques couples au réseau Nouvelles Technologies de l'Energie 1 - Chapitre X, 2006

[Bellini 2007] Armando Bellini, Stefano Bifaretti - A quasi-resonant ZCS Boost DC-DC Converter for Photovoltaic Applications - IEEE, 2007

[Benavides 2007] N. D. Benavides, P. L. Chapman - Boost Converter with a Reconfigurable Inductor – IEEE, 2007

[Bennis 2015] Bennis, G., Karim, M., & Lagrioui, A. (2015, December). Optimization of the performance of a photovoltaic system with MPPT controller. In 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) (pp. 1-6). IEEE.

[Bennis 2016] Ghita, B., Mohammed, K., Ahmed, L., Nada, Z., Noureddine, S., & Ayoub, E. (2016). Optimization and modeling of a given PV system has a single phase load. Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 86(1), 112.

[Bennis 2018] Ghita, B., Karim, M., & Ahmed, L. (2018). Application and comparison between the conventional methods and PSO method for maximum power point extraction in photovoltaic systems under partial shading conditions. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 9(2), 631.

[BERMO2006] A. L. D. H. Bermeo, Commandes avancées des systèmes dédies à l'amélioration de la qualité, de l'énergie : de la basse tension … la montée en tension ¯, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006.

[Bernard 2004] Jacques Bernard. Energie solaire - calcul et optimisation. Edition Ellipses, Publication IEEE, 4 édition, 2004.

[Bhatnagar 2013] P.Bhatnagar, R.K.Nema, Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications , Renwable and Substainable Energy Reviews, Elsevier, 2013.

[BLA2006] F.Blaabjerg, R.Teodorescu, M.Liserre, and A.V.Timbus, Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53 (2006) 1398- 1409.

[Chaffai 1993] R. Chaffai, K.Al-Haddad, L.A. Dessaint, C. El-Asmar - Convertisseur haute performance à commutation douce pour la conversion de l'énergie solaire - CCECE/CCGEI, 1993

[Cenelec 1999] European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC), EN 50160, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems. 1999.

[CHUNG2000] S.-K. Chung, A phase tracking system for three phase utility interface inverters, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, no 3, p. 431?438, mai 2000.

[Ciobotaru 2006] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, et F. Blaabjerg, A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator, in 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC 06, 2006, p. 16.

[CLA1950] E.Clarke, Circuit Analysis of AC Power Systems, vol. I, Wiley, 1950.

[Clerc 2002] M. Clerc, J. Kennedy, ""The particle swarm - explosion stability and convergence in a multidimensional complex space"", Evolutionary Computation IEEE Transactions on, vol. 6, no. 1, pp. 58-73, 2002."

[Dcin 2005] DC Injection into Low Voltage AC Networks, University of Strathclyde, DG/CG/00002/00/00, 2005.

[Demo 1999] Demonstration test results for grid interconnected photovoltaic power systems, Report IEA-PVPS T5-02:1999.

[Eberhart 2000] Eberhart, R. C., Shi, Y., & Kennedy, J. (2001). Swarm intelligence. Elsevier.

[Eberhart 2004] Eberhart, R. C., & Shi, Y. (2004). Guest editorial special issue on particle swarm optimization. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 8(3), 201-203.

[Eberhart 1995] Eberhart, R., & Kennedy, J. (1995, October). A new optimizer-using particle swarm theory. In MHS'95. Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science (pp. 39-43).

[Eduardo 2006] Eduardo Romn, Ricardo Alonso, Pedro Ibanez - Intelligent PV Module for GridConnected PV Systems - IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 4, aout 2006.

[EMP 2009] Emphase Energy – Micro inverter – 2009 http://www.enphaseenergy.com/products/products/micro-inverter.cfm

[EHW 2010] EHW research - Smart Power Box – 2010 http://www.ehw-research.com/fr/smart-power-box/description_01.php

[Engel 2006] Bernd Engel, Mike Meinhardt - State of the Art and Future Trends of PV-SystemTechnology - European Center for Power Electronics, Février 2006

[FRI 2012]: Abdelaziz FRI, R. El Bachtiri et A. El Ghzizal. Prévision Du Gain En émission De CO2 Par Les énergies Renouvelables Au Maroc. In Maroc ECGP'10 FSs, editeur, Xth International Symposium on Environment, Catalysis and Process Engineering, 24-25 April, 2012

[Ferrieux 2006] J. P. Ferrieux et F. Forest – Alimentation à découpage convertisseurs à résonance Principes, composants, modélisation – 3 ème édition, Dunod, 2006

[G. Bennis 2018] Ghita, B., Karim, M., & Ahmed, L. (2018). Optimization the performance of a synchronization controller for a 3-phase photovoltaic grid-connected system. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 9(2), 622.

[Gomes 2006] Pedro Gomes Barbosa, Henrique Antonio Carvalho Braga, Márcio do Carmo Barbosa Rodrigues and Estevão Coelho Teixeir - Boost Current Multilevel Inverter and Its Application on Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems - IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 4 Juillet 2006

[Green2006] M. A. Green. Recent Developments and Future Prospects for Third Generation and Other Advanced Cells. IEEE Photovoltaic Energy Conversion, vol. 1, pages 15-19, May 2006.

[GUE214] N.F.Guerrero-Rodr¡guez and A.B.Rey-Bou,, Modelling, simulation and experimental verification for renewable agents connected to a distorted utility grid using a Real-Time Digital Simulation Platform, Energy Conversion and Management, 84 (2014) 108-121.

[Halcrow 1999] Halcrow Gilbert associates, Co-ordinated experimental research into power interaction with the supply network, Phase 1, ETSU S/P2/00233/REP, 1999.

[Hassan 2010] F. Hassan et R. Critcphley, A robust PLL for grid interactive voltage source converters ¯, in Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International, 2010.

[HIM2014] K.Himoura, K.Ghedamsia, and E.M.Berkoukb, Supervision and control of grid connected PV-Storage systems with the five level diode clamped inverter, Energy Conversion and Management, 77 (2014) 98-107.

[Hinz 1998] H. Hinz, P. Mutschler - Voltage Source Inverters for Grid Connected Photovoltaic Systems – PVSC, 1998

[Hocein 2011] M.I. Hocein, S.A.Khan, M. Shafiullah, M.J.Hossein Design and Implementation of MPPT Controlled Grid Connected Photovoltaic System ¯, IEEE, 2011.

[IDEN 2005] Identification of general safety problems, definition of test procedures and design measures for protection , DISPOWER Deliverable 2.3, 2005.

[IEC 2004] IEC 61727 Ed. 2, Photovoltaic (PV) Systems-Characteristics of the Utility Interface, 2004.

[INT 2001] International Energy Agency Photovoltaic Power Systems Programme - Innovative Electrical Concepts Report IEA-PVPS T7-7:2001, 2001

[Iqbal 1983] Iqbal M. An Introduction to Solar Radiation. Academic Press, Department of Mechanical Engineering, University of British Columbia, Canada, 1983.

[Itoher 1996] A. Itoher, T. Meyer, A. Nagel - A new panel-integratable inverter concept for gridconnected photovoltaic systems - IEEE 1996.

[Kajihara 2005] Atsushi Kajihara, Tetsumi Harakawa - Model of Photovoltaic Cell Circuits under Partial Shading. IEE 2005

[KAR 2013] M.Karimi-Ghartemani, M.Mojiri, A.Safaee, J.Age Walseth, S.Ali Khajehoddin, P.Jain, and A.Bakhshai, A New Phase-Locked Loop System for Three-Phase Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 28 (2013) 1208-1218.

[KARIMI 2004] M. Karimi-Ghartemani et M. R. Iravani, Robust and frequency-adaptive measurement of peak value ¯, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 19, no 2, avr. 2004.

[Katsutoshi 2002] Katsutoshi Ujiieand all - Study on Dynamic and Static Characteristics of Photovoltaic Cell - Power Conversion Conference, 2002

[Kaura 1997] V. Kaura et V. Blasko, Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions ¯, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no 1, p. 58?63, janv. 1997.

[Kennedy 2002] Kennedy, J., & Mendes, R. (2002, May). Population structure and particle swarm performance. In Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation. CEC'02 (Cat. No. 02TH8600) (Vol. 2, pp. 1671-1676). IEEE.

[Kennedy 1995] Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995, November). Particle swarm optimization. In Proceedings of ICNN'95-International Conference on Neural Networks (Vol. 4, pp. 1942-1948). IEEE.

[Kennedy 1999] Kennedy, J., & Eberhart, R. C. (1999). The particle swarm: social adaptation in information-processing systems. In New ideas in optimization (pp. 379-388).

[lagrioui 2018] Lagrioui, A. H. M. E. D., Bennis, G. H. I. T. A., Karim, M. O. H. A. M. M. E. D., & Felja, M. E. R. Y. E. M. (2018). Comparison between the conventional PSO method and modified PSO method for PV system under shading. Wseas Transactions On Systems And Control, 13, 186-192.

[Lee 2004] S.-J. Lee, H. Kim, S.-K. Sul, et F. Blaabjerg, A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no 3, p. 814?827, mai 2004.

[LICC20011] F. Liccardo, P. Marino, et G. Raimondo, Robust and Fast Three-Phase PLL Tracking System ¯, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no 1, p. 221?231, janv. 2011.

[LICC2004] F. Liccardo, P. Marino, C. Schiano, et N. Visciano, A new robust phase tracking system for asymmetrical and distorted three phase networks , in 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2004, 2004, p. 525?530.

[LYES2011]A. Lyes, ""Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque,"" UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI OUZOU Mémoire de Magister, 2011."

[Lyon 1937] W.V Lyon, Applications of the method of symmetrical components, McGraw-Hill, New York, 1937.

[Markus 1994] Markus Wuest, Peter Toggweiler, Jon Riatsch - Single cell converter system (SCCS) - WCPEC, Décembre 1994

[Massi 2007] A Massi Pavan S. Castellan - Power Electronics Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized or String Inverters - (University of Trieste), Publication IEEE, 2007

[Mattavelli 2001] P.Mattavelli, A closed-loop selective harmonic compensation for active filters, IEEE Transactions on Industry Applications, 37 (2001) 81-89.

[MEIN 2000] M. Meinhardt - Past, Present and Future of grid connected Photovoltaic and Hybrid Power Systems Power Engineering Society Summer Meeting - Volume 2, 16-20 Page(s):1283-1288, July 2000

[MEIN 2001] M. Meinhardt - Multi-String Converter: The next step in evolution of String Converter Technology - Publication EPE, 2001

[Mendes 2003] Mendes, R., Kennedy, J., & Neves, J. (2003, April). Watch thy neighbor or how the swarm can learn from its environment. In Proceedings of the 2003 IEEE Swarm Intelligence Symposium. SIS'03 (Cat. No. 03EX706) (pp. 88-94). IEEE.

[Mendes 2004] Mendes, R., Kennedy, J., & Neves, J. (2004). The fully informed particle swarm: simpler, maybe better. IEEE transactions on evolutionary computation, 8(3), 204-210.

[Myrzik 2003] J.M.A. Myrzik, M. Calais, String and module integrated for single-Phase photovoltaic systems - IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 2003

[narendra 2003] Narendra D. Kaushika and Nalin K. Gautam - Energy Yield Simulations of Interconnected Solar PV Arrays - IEEE Trans. On Energy conversion, Vol. 18, n. 1, 2003

[Newman 2002] M.J.Newman, D.N.Zmood, and D.G.Holmes, Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems, IEEE Transactions on Industry Applications, 38 (2002) 1591-1599.

[Nobuyuki 1999] Nobuyuki Kasa, Haruki Ogawa, Takahiko Iida, Hideo Iwamoto -A Transformer-Less Inverter using Buck-Boost Type Chopper Circuit for Photovoltaic Power System - IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems Juillet 1999

[Obeidi 2006] Mme.OBEIDI, "Commande des hacheurs MPPT par logique floue"", Ecole Nationale Polytechnique Mémoire de Magister, 2006."

[Ohnishi 2000] T.Ohnishi, M Hojo, and N.Matsui, Instantaneous line voltage controlled harmonics compensator. IECON. Industrial Electronics Society 2, 754- 759. 2000.

[Ohnishi 2002] T.Ohnishi and M.Hojo, Harmonics compensator by connecting sinusoidal voltage PWM converters. Power Conversion Conference. 3, 1399-1404. 2002.

[Ouariachi 2009] M. El Ouariachi et all. Regulation of the Electric Power Provided by the Panels of the Photovoltaic System. International Journal of Physical Sciences, vol. 4, no. 5, pages 294 - 309, 2009.

[Pastor 2001] A. C. Pastor, "Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques," Institut National de Science Appliquée de Toulouse Thèse de doctorat."

[Pastor2006] A. C. Pastor, Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques, INSA de Toulouse, 2006.

[Pazos 2009] F. J. Pazos, Power frequency overvoltages generated by solar plants, in The 20th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution - Part 2, 2009. CIRED 2009, 2009, p. 11.

[Picault 2010] D. Picault – Reduction of mismatch losses in grid-connected photovoltaic systems using alternative topology - Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Grenoble, 2010

[Protin 2010] Ludovic Protin et St,phan Astier. Convertisseurs photovoltaïques. Technique de Techniques de l'Ingénieur, D3-360, 2010

[Quoc 2010] T. Tran Quoc, C. Le Thi Minh, et S. Bacha, Transformer less inverters and RCD: what's the problem, in 25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, France, 2010, p.

[Robles 2008] E. Robles, S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, et I. Gabiola, Grid synchronization method based on a quasi-ideal low-pass filter stage and a phase-locked loop , in IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008, 2008, p. 4056-4061.

[ROD2006] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, et F. Blaabjerg, New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions , in 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC 06, 2006, p. 17.

[Roman 2006] Eduardo Román, Ricardo Alonso, Pedro Ibañez - Intelligent PV Module for GridConnected PV Systems - IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 4, août 2006.

[Rpu 2000] IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems. IEEE Std 929-2000. 2000.

[Ryan2007] Ryan et C. Campbell. A Circuit-based Photovoltaic Array Model for Power System Studies. IEEE, Power Symposium,NAPS '07. 39th North American, 30 Sept.-2 Oct. 2007

[SAADI2000] A.Saadi, "Etude comparative entre les techniques d'optimisation des systèmes de pompage photovoltaïque, "université de Biskra Mémoire de Magister, 2000.

[Santos 2008] R. M. Santos Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Torres, et A. F. Souza, Comparison of Three Single-Phase PLL Algorithms for UPS Applications , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 8, p. 2923-2932, aout 2008.

[Shi 1998] Shi, Y., & Eberhart, R. (1998, May). A modified particle swarm optimizer. In 1998 IEEE international conference on evolutionary computation proceedings. IEEE world congress on computational intelligence (Cat. No. 98TH8360) (pp. 69-73). IEEE.

[Shi 2008] L. Shi et M. L. Crow, A novel PLL system based on adaptive resonant filter, in Power Symposium, 2008. NAPS 08. 40th North American, 2008, p. 18.

[Shimizu 2003] Shimizu T., Osamu Hashimoto, and Gunji Kimura - A Novel High-Performance UtilityInteractive Photovoltaic Inverter System - IEEE transactions on power electronics, vol. 18, no. 2 Mars 2003

[SHINNA2007] S. Shinnaka, A New Frequency Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals , in Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC 07, 2007, p. 191-198.

[Silva 2004] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana, et W. C. Bosventura, Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems, in Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting, 2004, vol. 4, p. 2259-2263 vol.4.

[SIT1] http://www.technologuepro.com/cours-circuits-numeriques/Chapitre4%20CN.pdf.

[SIT2] https://www.gotronic.fr/art-carte-arduino-mega-2560-12421.htm.

[SIT3] http://www.monclubelec.fr/pmwiki_reference_arduino/pmwiki.php?n=Main.MaterielMega2560.

[SIT4] http://www.instructables.com/id/Sense-Room-Temperature-and-Display-in-LCD-using-Si/.

[Soeren 2005] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, and Frede Blaabjerg - A Review of SinglePhase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules - IEEE transactions on industry applications, vol. 41, no. 5 Septembre 2005

[Salas 2006] E. O. V. Salas, DC Current Injection Into the Network from PV Grid Inverters , p. 2371 -2374, 2006.

[Solar] SolarMax . [En ligne]. Disponible sur http://www.solarmax.com/fr/produits/onduleurs-centraux/.

[Svensson 2001] J. Svensson, Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters ¯, Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, vol. 148, no 3, p. 229?235, mai 2001.

[Teodorescu 2006] R.Teodorescu, F.Blaabjerg, M.Liserre, and PC.Loh, Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters, IEE Procedings Electric Power Applications, 153 (2006) 750-762.

[TIM2006] A.V.Timbus, M.Ciobotaru, R.Teodorescu, and F.Blaabjerg, Adaptive resonant controller for grid connected converters in distributed power generation systems, 2006, pp. 1601-1606.

[Timbus 2005] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, et F. Blaabjerg, Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation , in Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. IEEE 36th, 2005, p. 2474-2481.

[TIMB2006] A. V. Timbus, T. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, et P. Rodriguez, PLL Algorithm for Power Generation Systems Robust to Grid Voltage Faults , in 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC -06, 2006, p. 17.

[Tran 2010] TRAN Quoc Tuan et BACHA Seddik, chapitre 6: systèmephotovoltaïquesraccordés au réseau, La distribution d'énergieélectrique en présence de production décentralisé. Paris: Hermes: Lavoisier, 2010.

[Utsumi 2007] Ryosuke Utsumi, Shigeo Masukawa, Shoji Iida - Photovoltaic Power System with Simplified Cascade Boost Choppers - European Conference on Power Electronics and Applications, Septembre 2007

[Velsaco 2005] G. Velsaco et J.J. Negroni – Energy generation in PV Grid-connected systems: power extraction optimization for plant oriented PV generators - IEEE ISIE, June 20-23, Dubrovnik, Croatia, 2005

[Walker 2004] Geoffrey R. Walker, et Paul C. Sernia - Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules- IEEE transactions on power electronics, vol. 19, no. 4, Juillet 2004

[Walker 2007] Geoffrey R Walker Jordan C Pierce - Photovoltaic DC-DC Module Integrated Converter for Novel Cascaded and Bypass Grid Connection Topologies - Design and Optimisation – IEEE, 2007

[Wiles 1997] J.C. Wiles, D.L. King - Blocking diodes and fuses in low-voltage PV systems - 26th IEEE Photovoltaic Specialists Conference, September 29-October 3, 1997, Anaheim, California

[Wiles 1998]J.C. Wiles - Code writing processes and series diodes - Home Power Magazine No. 63, February/March 1998

[Xiaoming 2006] Xiaoming Yuan and Yingqi Zhang - Status and Opportunities of Photovoltaic Inverters in Grid-Tied and Micro-Grid Systems – IPEMC, 2006

[Zmood 2003] D.N.Zmood and D.G.Holmes, Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error, IEEE Transactions on Power Electronics, 18 (2003) 814-822.

ANNEXE A

4.6 Dimensionnement du condensateur de bus DC

Afin de limiter les effets négatifs des ondulations de tension, le condensateur de liaison à courant DC est dimensionné en fonction des équations suivantes :

En supposant que la tension et le courant de réseau sont les suivants :

$$\vartheta_g(t) = \hat{V}_g sin(\omega_g t) \tag{4.45}$$

$$\mathrm{i}_g(t) = \hat{I}_g sin(\omega_g t + \phi) \tag{4.46}$$

Ensuite, la puissance de sortie instantanée peut être facilement obtenu en tant que :

$$P_g(t) = \vartheta(t) \times \mathrm{i}_g(t) = \hat{V}_g \times \hat{I}_g sin(\omega_g t).sin(\omega_g t).sin(\omega_g t + \phi) \tag{4.47}$$

Cela peut être réécrit par :

$$p_g(t) = S\cos(\phi) + S\cos(2\omega_g t + \phi) \tag{4.48}$$

Avec S la puissance apparente en VA

Supposons que :

- Les cellules de l'onduleur sont alimentées de la même manière, et par conséquent, elles participent à la formulation de la puissance d'onduleur d'une manière identique ;
- Les puissances instantanées d'entrées et de sortie de l'onduleur sont égales ;
- Les capacités de bus DC sont largement suffisantes pour éliminer les composantes de commutation dans le courant $\mathrm{i}_{DC_i}^{no}$;
- Le bus DC a une tension nominale de $V_{DC_i}^{no}(t)$

$$\sum_{i=1}^{C} V_{DC_i}^{no} \times i_{DC_i}(t) = S\cos(\phi) + S\cos(2\omega_g t + \phi) \tag{4.49}$$

Avec,

C :le nombre des convertisseur boost.

$i_{DC_i}(t)$: le courant instantané, dans le bus continu de GPVi, peut être séparer en une composante continue I_{DC_i}, et une autre alternative $i_{DC_{i,ond}}(t)$.

Ensuite, une composante de courant $i_{DC_{i,ond}}(t)$ à une fréquence double de celle du réseau peut être extraite de telle sorte que :

$$i_{DC_i}(t) = \frac{S}{C * V_{DC_i}^{no}} \cos(\omega_g t + \phi) \tag{4.50}$$

La réorganisation de l'équation ci-dessus donne :

$$i_{DC_{i,ond}}(t) = \frac{S}{C * V_{DC_i}^{no}} \cos(2\omega_g t - \phi) = \widehat{I_{DC_{i,ond}}} . \cos(2\omega_g t - \phi) \tag{4.51}$$

Ensuite, la capacité du condensateur de bus DC_i peut être facilement obtenu étant donné l'amplitude de la tension d'ondulation maximale autorisée $\widehat{V_{DC_{i,ond}}}$.

$$C_{DC_{i,ond}}(t) = \frac{\widehat{I_{DC_{i,ond}}}}{2\omega_g V_{DC_{i,ond}}^{max}} = \frac{S}{2\omega_g V_{DC_i}^{no} V_{DC_{i,ond}}^{max}} \tag{4.52}$$

Enfin, en substituant ces paramètres spécifications de l'onduleur dans le cas d'un onduleur cinq niveau, la capacité peut être calculé par :

$$C_{DC_i} = \frac{6500}{2\times 2\pi \times 50 \times 240 \times 9.6} \simeq 4492\mu F \tag{4.53}$$

ANNEXE B

4.7 Dimensionnement du filtre LCL

Le filtre L a une fonction de transfert du premier ordre et présente donc une atténuation de 20dB/décade sur toute la gamme de fréquence. Par conséquent, pour que l'atténuation des harmoniques générées par la commutation de l'onduleur soit suffisante, la fréquence de commutation de l'onduleur doit être élevée. Ce qui peut avoir pour effet d'augmenter les pertes internes de l'onduleur.

$$V_H = \frac{M}{2} V_{DC} \tag{4.54}$$

C'est cette équation qui a servi de base au dimensionnement des autres éléments du système PV. L'indice de modulation M a été fixé à 0.8 dans la phase de conception, connaissant la tension du réseau, la tension de bus DC permet de trouver la configuration du champ des modules PV nécessaires.

4.7.1 Procédure de dimensionnement du filtre LCL

La procédure étape par étape de dimensionnement du filtre LCL est inspirée de[Araujo2007].

1. Les limites sur les éléments du filtre sont données par la chute de facteur de puissance admissible est de 0.05pu,
2. La somme des deux inductances du filtre LCL doit être inférieur à 0.1pu pour limiter la chute de tension pendant le fonctionnement de système d'interfaçage ;
3. La fréquence de résonnance du filtre doit être comprise entre dix fois la fréquence du réseau (500Hz) et la moitié de fréquence de commutation ($f_{dec}/_2$) afin de ne pas créer de la résonance dans les plus basses et hautes fréquences du spectre harmonique.
4. La résistance d'amortissement de la résonance en série avec la capacité du filtre doit être ni trop basse pour éviter des oscillations, ni trop grande pour éviter les pertes et réduire le rendement du filtre.

4.7.2 Calcul des éléments du filtre LCL

Les paramètres du système pris en compte, pour le calcul des éléments du filtre, sont présentés dans le tableau (6.4)

Tension efficace de réseau V_g	230V - 50Hz
Puissance à la sortie d'onduleur S_n	6.5 KVA
Fréquence nominale du réseau f_g	50Hz
Fréquence de découpage f_{dec}	2.5KHz
Tension DC nominale V_{DC}	570V
Pourcentage d'ondulation de V_{DC} admise	10%

Tableau 4.2 : Caractéristiques du système PV

Pour le développement ultérieur, les valeurs de base sont calculées comme les valeurs de filtre sont rapportées en pourcentage de ceux-ci.

Le calcul de l'impédanceZ_b, l'inductance de base L_b et de la capacité de base C_b est donné respectivement par les équations (4.55), (4.56), (4.57). Les valeurs des autres éléments du filtre sont référencées en% des valeurs de bases.

$$Z_b = \frac{(\vartheta_g^n)^2}{P_n} \approx \frac{(\vartheta_g^n)^2}{S_n} = \frac{230^2}{6500} \approx 8.14\Omega \quad (4.55)$$

Dans le cas ou $\cos(\phi) \approx 1$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_g} \approx \frac{8.14}{2\times\pi\times50} \approx 25.9\ mH \quad (4.56)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{8.14\times2\times\pi\times50} \approx 391\ \mu F \quad (4.56)$$

Avec : $(\vartheta_g^n)^2$ la tension nominale de réseau dans le cas d'une connexion sans transformateur ou la tension nominale au primaire du transformateur$(\vartheta_g^n)^2$.

$\omega_n = \omega_g$ La pulsation nominale du réseau.

La première étape consiste à concevoir l'inductance de côté onduleur, qui est déterminé par [Liserre2005]

En considérant que la variation maximale du facteur de puissance vu par le réseau est 5%, la capacité C_f du filtre LCL est donnée par l'équation suivante (4.58) :

$$C_f = 0.05 \times C_b \tag{4.58}$$

L'ondulation du courant maximal à la sortie de l'onduleur est donnée par (4.59) [Prasad1997] :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{DC}}{3L_{in}}(1 - M)M.T_{dec} \tag{4.59}$$

Nous pouvons observer que l'ondulation maximale du courant crête à crête se produit à M=0.5, alors l'équation (4.59) devient :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{DC}}{6f_{dec}\,L_i} \tag{4.60}$$

Nous avons considéré une ondulation de 10% du courant nominal pour les paramètres de conceptions, alors :

$$\Delta I_{Lmax} = 0.1 I_{max} \tag{4.61}$$

Avec

$$I_{max} = \sqrt{2}\frac{P_n}{V_g^n} \tag{4.62}$$

$$L_i = \frac{V_{DC}}{6f_{dec}\ \Delta I_{Lmax}} \tag{4.59}$$

Nous rappelons que l'objectif principal de la conception du filtre LCL est en fait de réduire la limite d'ondulation de courant prévu de 10% à 20% de sa valeur propre, ce qui entraine une valeur d'ondulation de 2% du courant de sortie [Liserre2005].

Afin de calculer la réduction d'ondulation, le circuit équivalent du filtre LCL est tout d'abord analysé compte tenu de l'onduleur, comme une source de courant pour chaque fréquence harmonique.

L'équation (4.64) donne la relation entre le courant harmonique générée par l'onduleur et celui injecté dans le réseau :

$$\frac{\mathrm{i}_{g(jn\omega)}}{\mathrm{i}_{\mathrm{i}}(jn\omega)} = \frac{1}{|1+\gamma[1-L_{\mathrm{i}}C_b\omega_{dec}^2\sigma]|} = k_{att} \tag{4.64}$$

Avec k_{att} est l'atteunation désirée.

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_{att}^2}}+1}{C_f\omega_{dec}^2} \tag{4.65}$$

La constante γ est définie comme étant le rapport entre l'inductance du côté de l'onduleur et celle du côté du réseau.

$$L_g = \gamma L_{\mathrm{i}} \tag{4.66}$$

Il est nécessaire de vérifier la fréquence de résonance pour satisfaire l'équation (4.67). Si la condition n'est pas satisfaite, les paramètres doivent être rechoisis.

$$10\times f_g \leq f_{res} \leq \frac{f_{dec}}{2} \tag{4.67}$$

La résistance R_d en série avec le condensateur C_f a pour fonction d'éviter la résonance. Elle participe également à l'atténuation d'une partie de l'ondulation à la fréquence de commutation.

La valeur de cette résistance doit être d'un tiers de l'impédance du condensateur de filtrage à la fréquence de résonance [Araujo 2007] et la résistance en série avec la capacité du filtre est donnée par l'équation 4.68.

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} \tag{4.68}$$

1. En autorisant l'utilisation de 10% d'ondulation du courant, l'équation 4.63 donne l'inductance $L_{\mathrm{i}} = 11mH$.
2. La valeur maximale du condensateur est 19.5 μF soit une limite de 5% de la valeur de base. Après le choix de la valeur dans le tableau des valeurs normalisées, la plus proche valeur possible est $C_f = 20\mu F$
3. En choisissant une atténuation de $k_{att} = 20\%$
   L'inductance du côté réseau est $L_g \approx 6.303\ mH$.
4. L'équation 4.13 donne la fréquence de résonance$f_{res} = 1113.4\ Hz$, qui répond bien à la condition de l'équation 4.67

5. L'équation 4.68 donne la valeur de la résistance d'atténuation $R_d = 2.44$

ANNEXE C

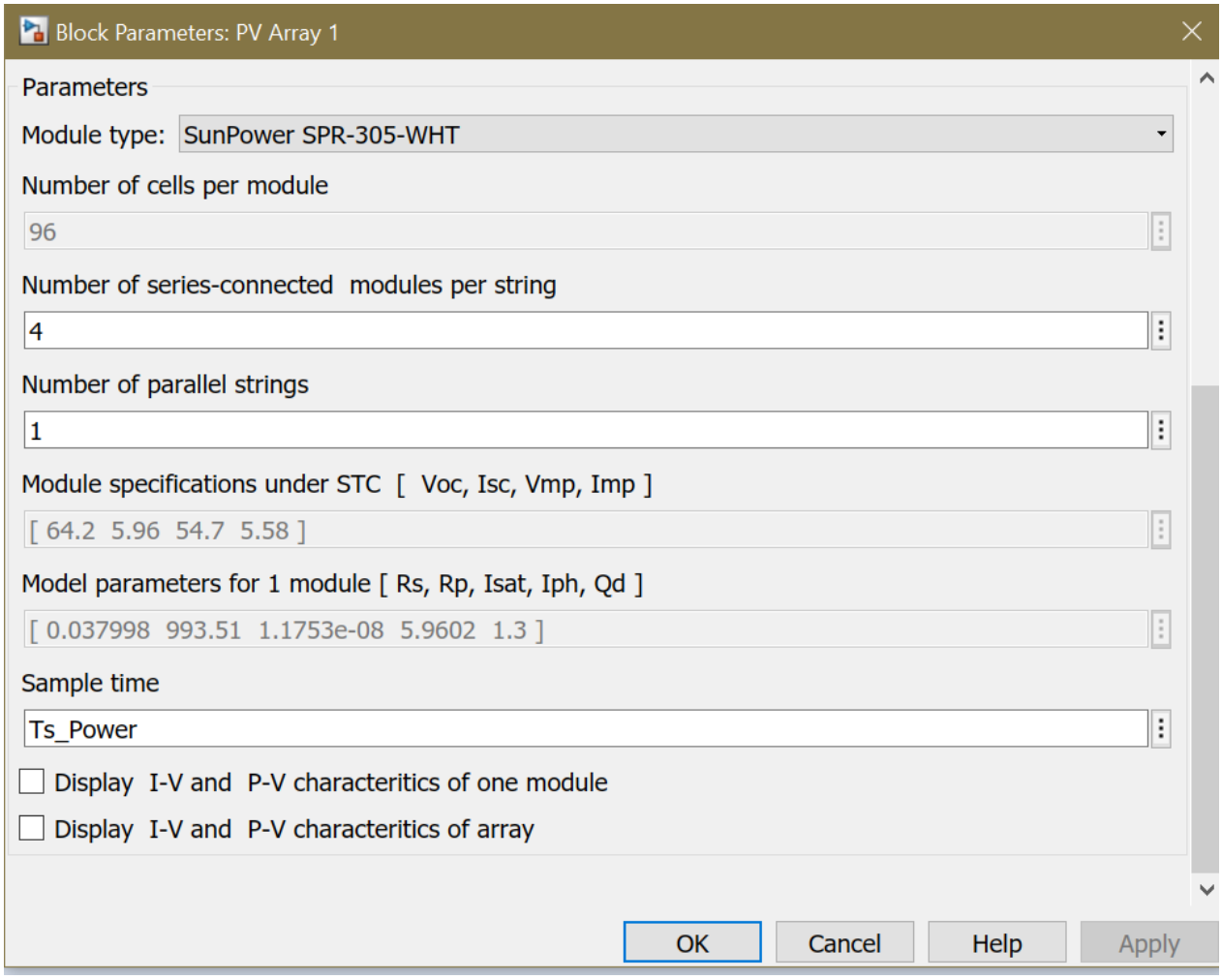
Normes appliquées aux systèmes PVRR

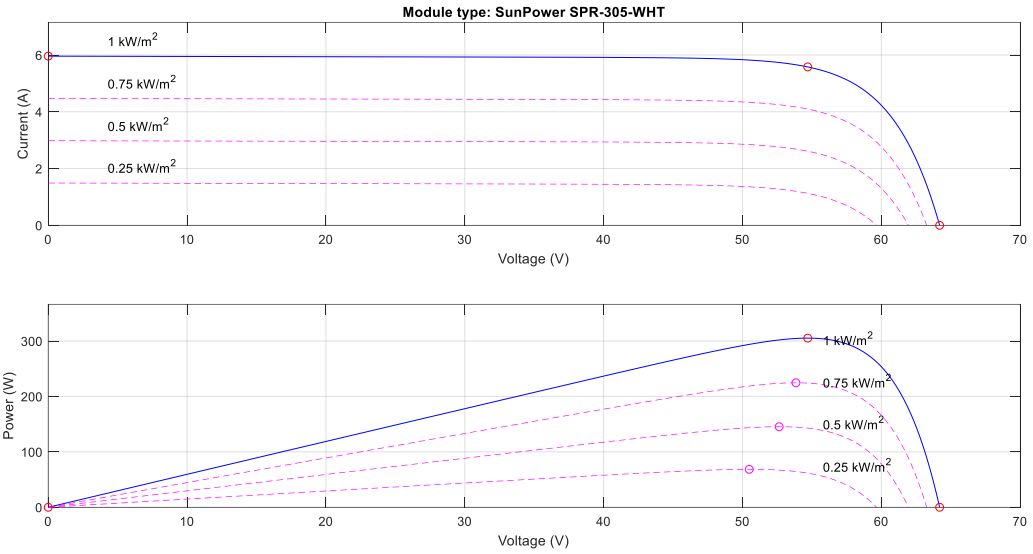
Summary of the most interesting standards dealing with interconnections of pv system to the grid

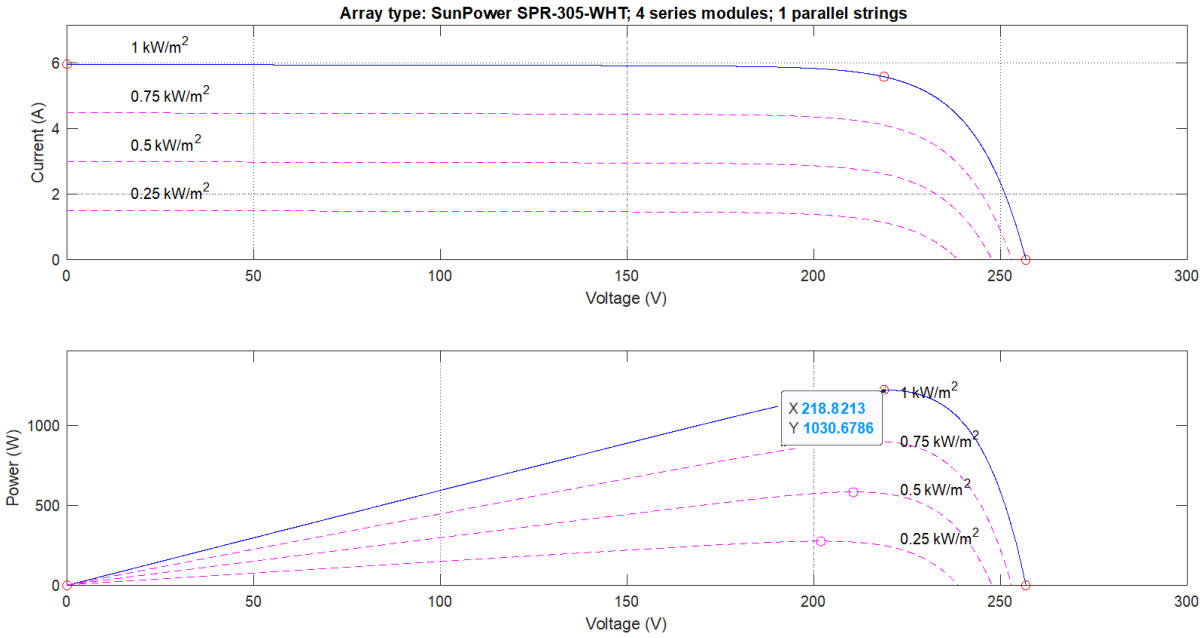
ISSUE	**IEC61727[3]**	**IEEE1547[5]**	**EN61000-3-2[4]**
Nominal power	10kw	30kw	16A× $230V =$ $3.7kw$
Harmonic currents (Order-H)Limits	(3-9)4.0% (11-15) 2.0% (17-21) 1.5% (23-33)0.6%	(2-10)4.0% (11-16) 2.0% (17-22) 1.5% (23-34)0.6% (>35)0.3%	(3)2.30A (5) 1.14 A (7) 0.77 A (9) 0.4 A (11) 0.33 A (13) 0.21 A (15-39)2.25 A
	Even harmonics in these ranges shall be less than 25% of the odd harmonic limits listed.		Approximately 30% of the odd harmonics – see standard.
Maximum current THD	5%		-
Power factor at 50% of rated poxer	0.9	-	
DC current injection	Less than 1% of rated output current	Less than 0.5% of rated output current	<0.22A corresponds to 50 W half-wave rectifier.
Voltage range for nominal operation	85% - 110% (196V- 253V)	88% - 110% (97V- 121V)	-
Frequency range for nominal operation	50±1	59.3 Hz to 60.5 Hz	

ANNEXE D

Paramètre du panneau PV



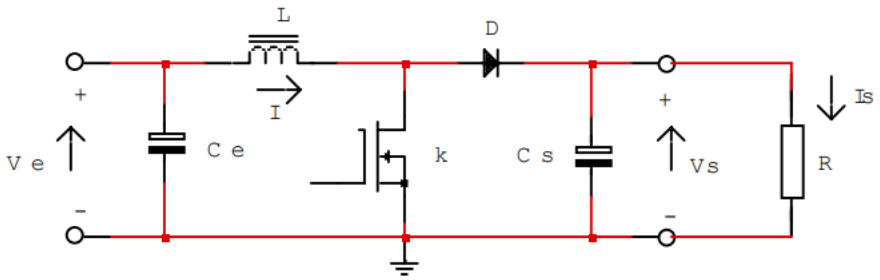

Module type: SunPower SPR-305-WHT
1 kW/m2
0.75 kW/m2
0.5 kW/m2
0.25 kW/m2
Current (A)
Voltage (V)
Power (W)
Voltage (V)


Array type: SunPower SPR-305-WHT; 4 series modules; 1 parallel strings
1 kW/m2
0.75 kW/m2
0.5 kW/m2
0.25 kW/m2
Current (A)
Voltage (V)
X 218.8213
Y 1030.6786
Power (W)
Voltage (V)

ANNEXE E

II.5.2.1 Dimensionnement du convertisseur Boost

Principe :



Le circuit est alimenté par une source de tension Ve, la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant Is. L'interrupteur K, symbolisé ici comme un MOSFET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique D à la fréquence F =1/T. On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance L est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période). Le mode conduction continue étant le plus intéressant pour ce convertisseur, nous n'étudierons que ce mode.

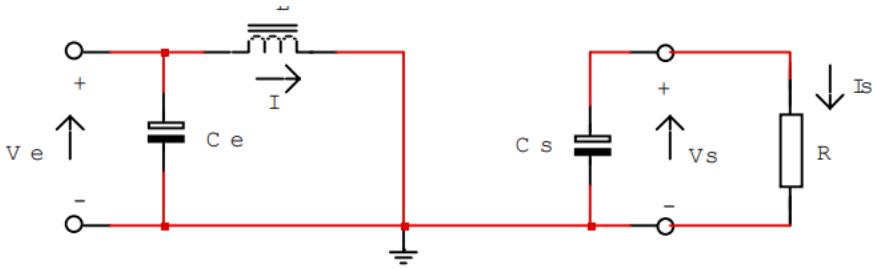
Hypothèse : Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime sera supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période

Etude théorique en conduction continue

- Phase 1 (0 < t <DT)

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :



On a :

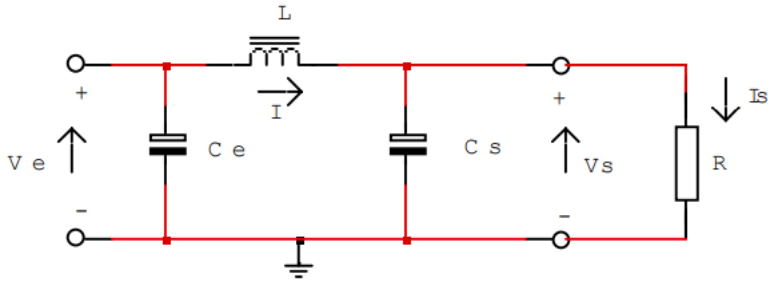
$$V_e = L.\frac{di}{dt} \quad \text{D'où} \quad i(t) = I_m + \frac{V_e}{L}t$$

A l'instant t = DT le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L}DT \tag{1}$$

- Phase 2 (DT < t < T)

A t = DT on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$V_e - V_S = L.\frac{di}{dt} \text{Ou} \quad V_S - V_e = -L.\frac{di}{dt}$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_S - V_e}{L}(t - DT)$$

A l'instant t = T le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_S - V_e}{L}(1 - D)T \tag{2}$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : ΔI = $I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire :

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L}DT$$

Et de l'équation (2) :

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_S - V_e}{L}(1 - D)T$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie :

$$V_S = \frac{V_e}{(1-D)} \quad (3)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique D. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours élévateur de tension.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La stratégie de régulation qui semble la plus évidente est la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique D variable.

Courant moyen d'entrée

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire :

$$V_s I_s = V_e I_e$$

En combinant avec l'équation (3), on établit l'expression du courant d'entrée :

$$I_e = \frac{I_s}{(1-D)} \quad (4)$$

Limite de fonctionnement en conduction continue

Lorsque le courant de sortie Is diminue, par exemple par augmentation de la résistance R, le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période). On montre que l'expression de la tension de sortie s'écrit alors :

$$V_s = V_e\left(\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{RT}{2L}D^2}\right)$$

On remarque la tension de sortie n'est plus indépendante de la charge et de la fréquence. Il est donc important de connaître la limite de fonctionnement en conduction continue.

La valeur moyenne du courant traversant la diode (donc transitant vers la charge durant la phase 2 est égale au courant de sortie Is.

$$I_S = \frac{1}{T}\int_0^T I_D\, dt = \frac{1}{T}\int_{DT}^T [\, I_M - \frac{V_S - V_e}{L}(t - DT)]\, dt$$

La limite de conduction continue étant atteinte pour Im = 0, on tire de l'équation (1) :

$$I_M = \frac{V_e}{L} DT$$

En portant cette expression dans l'équation précédente, on détermine l'expression de la valeur minimale du courant de sortie permettant de rester en conduction continue

$$I_{smin} = \frac{(1 - DT)\Delta I}{2}$$

Dimensionnement des composants actifs

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semiconducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessite la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

- Courant dans l'interrupteur K

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à t = DT. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie. La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant d'entrée Ie, on peut écrire :

$$\widehat{I_k} = I_M = I_e + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_s}{(1 - D)} + \frac{\Delta I}{2}$$

La valeur moyenne s'écrit :

$$I_{kmoy} = DI_e = \frac{D}{1 - D} I_s$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit :

$$I_{keff} = I_e\sqrt{D(1 + \frac{1}{12}(\frac{\Delta I}{I_e})^2)}$$

Cette expression est en fait peu différente de$I_{keff} - I_e\sqrt{D}$

- Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la tension de sortie Vs.

$$V_{kmax} = V_s$$

- Courant dans la diode D

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K. L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D. La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie :

$$I_{Dmoy} = I_S$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée:

$$I_{Deff} = I_e\sqrt{1 - D} = \frac{I_S}{\sqrt{1 - D}}$$

- Tension maximale aux bornes de la diode D

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la tension de sortie Vs.

$$V_{Dmoy} = V_s$$

- Calcul de la valeur du condensateur de sortie

Durant la phase 1 qui dure DT, le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur :

$$\Delta Q = I_s DT$$

Si l'on admet une ondulation ΔVs de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C\Delta V_s$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur. Le courant crête dans le condensateur est égal à $I_M - I_s$, d'où :

$$\widehat{I_{c_s}} = \frac{DI_s}{1-D} + \frac{\Delta I}{2}$$

Ce qui entraîne une ondulation supplémentaire de la tension de sortie que l'on peut écrire :

$$\Delta\hat{V} = ESR.\hat{I}_{c_s} = ESR.(\frac{DI_s}{1-D} + \frac{\Delta I}{2}$$

ANNEXE F

Cette annexe présente le système de notation adopté dans cette thèse, pour classer les différentes topologies de champ PV. La topologie « onduleur central » est prise comme référence et les 30 critères de comparaison sont notés à la valeur référence 100. Les différentes topologies sont comparées à « l'onduleur central » si la topologie est plus performante la note est supérieure à 100 sinon inférieure. Plus la topologie est performante sur le critère de comparaison plus la note est élevée. La topologie « Hacheur modulaire série » ressort comme la topologie la plus performant avec une note de 3650.

Tableau comparatif des différentes topologies de champ PV

probabilité de panne	100	80	80	90
détection de la panne	100	150	150	120
temps de remplacement	100	120	100	100
coûts des éléments dégradés	100	80	80	90
continuité de service	100	120	150	120
Maximisation de la production				
impact du mismatch des modules	100	150	140	120
rendement de l'installation / l'EP	100	80	100	90
sensibilisation aux ombrages	100	200	150	140
sensibilité à l'éclairement	100	100	100	100
sensibilité aux variations de la température	100	80	80	90
Dualité producteur / gestionnaire de réseau				
participation aux services systèmes	100	100	120	100
perturbations sur le réseau	100	100	100	100
sensibilité aux perturbations du réseau	100	100	80	100
Évolutivité de l'architecture				
évolutivité au sein du motif	100	150	150	150
évolutivité entre motifs	100	100	150	100
compatibilité avec modules hétérogènes	100	150	140	140
intégration nombre de module / nombre de string	100	200	150	150
Coût d'investissement				
coût global matériel	100	90	90	90
coût global installation	100	100	100	90
coût de la supervision	100	120	120	110
coût des conducteurs	100	110	100	100
coût fin de vie de l'installation	100	90	90	90
Complexité de l'architecture				
facilité de fabrication	100	90	90	100
facilité de dimensionnement	100	150	130	95
facilité d'installation	100	110	100	95
surface de boucle	100	130	100	100
mise à la terre d'une polarité (film mince)	100	100	100	100
Exploitation				
facilité de supervision du système	100	150	150	120
sécurité intervention	100	200	200	120