Maximisation du transfert de l'énergie d'un champ photovoltaïque tenant compte du phénomène d'ombrage partiel : connexion réseau électrique

par

Gildas Ragnagnéwendé TAPSOBA

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DE LA MAÎTRISE
AVEC MÉMOIRE EN GENIE ELECTRIQUE
M.Sc.A.

MONTRÉAL, LE 03 MAI 2019

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

Gildas Ragnagnéwendé TAPSOBA, 2019

Cette licence Creative Commons signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette œuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'œuvre n'ait pas été modifié.

PRÉSENTATION DU JURY

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Kamal Al-Haddad, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Abdelhamid Hamadi, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Louis-A. Dessaint, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Pierre Jean Lagacé, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 26 AVRIL 2019

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle (GREPCI), au sein du département de génie électrique de l'École de Technologie Supérieure (ÉTS).

Je tiens particulièrement à adresser mes remerciements à mon directeur de recherche, **M. Kamal AL-Haddad**, qui m'a offert la possibilité de réaliser ce mémoire sous sa direction.

J'exprime ma gratitude à **M. Abdelhamid Hamadi**, mon co-directeur de mémoire pour ce soutien au quotidien et les fils conducteurs qu'il a su donner à mes travaux à chaque fois que j'étais en panne d'inspiration.

Je remercie **M. Auguste Ndtoungou**, codirecteur pour le suivi de ce mémoire et les corrections minutieuses apportées lors de la rédaction du rapport de mémoire.

Je remercie également l'ensemble de l'équipe de recherche au GREPCI en particulier **Souleymane Tidjani Fadoul** et **Arsène Missanda Mavoungou** pour les échanges enrichissants que nous avons souvent eus et pour l'esprit de solidarité dont ils ont fait preuve.

Enfin ma reconnaissance à mes parents, à ma famille, à tous ces gens biens !

Optimisation du transfert de l'énergie d'un champ photovoltaïque tenant compte du phénomène d'ombrage partiel : connexion réseau électrique-batterie

Gildas Ragnagnéwendé TAPSOBA

RÉSUMÉ

L'objectif de ce travail est de proposer des pistes d'optimisation, afin de minimiser les effets néfastes de l'ombrage partiel sur les systèmes des panneaux solaires photovoltaïques. Il existe dans la littérature un grand nombre de solutions pour l'extraction de la puissance maximale des panneaux solaires photovoltaïques. Dans ce mémoire, nous abordons d'un point de vue global différentes solutions nous permettant d'atteindre des rendements, fiabilités et flexibilités élevés.

Ainsi la modélisation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink nous a permis d'exposer les limites des algorithmes de suivi de puissance maximale conventionnel sous différentes conditions d'ensoleillement en utilisant les configurations de champs solaires série-parallèle et *Total tied cross*. Nous avons alors développé et proposé un algorithme de maximisation capable de trouver le maximum global sous n'importe quel modèle d'ombrage partiel. Ensuite deux modes de commandes associés aux convertisseurs ont été étudiés. Il s'agit de la commande *droop control* mise à jour utilisé pour le parallélisme de plusieurs onduleurs monophasés et la commande *Proportional-integral sliding mode* pour le contrôle d'onduleurs triphasés. Ces commandes vont d'une part faciliter l'intégration accrue des systèmes solaires photovoltaïques au réseau tout en assurant une bonne qualité de l'énergie et d'autre part vont garantir un transfert optimisé de la production lors des phénomènes d'ombrage partiel. Nous avons également étudié la topologie des micro-onduleurs qui permet de minimiser l'impact négatif des ombrages partiels pour les installations de faibles puissances. Nous avons analysé le fonctionnement de deux types de micro-onduleurs avec isolation galvanique : le *flyback* et le *boost* à double inductance.

Mots-clés : Panneau photovoltaïque, ombrage partiel, maximisation de puissance, convertisseur de puissance, Matlab/Simulink

Optimization of Transfer of Energy from a Photovoltaic Field taking into Account the Phenomenon of Partial Shadow: Connection Electric Network-Battery

Gildas Ragnagnéwendé TAPSOBA

ABSTRACT

The objective of this work is to propose optimization tracks, in order to minimize the harmful effects of partial shading on photovoltaic solar panels systems. There is a large number of solutions in the literature for extracting maximum power from photovoltaic panels. In this thesis, we approach the problem from a global point of view with different solutions that allow us to achieve high returns, reliability and flexibilities.

Thus, modeling using the Matlab / Simulink software allowed us to expose the limits of the conventional Maximum Power Monitoring (MPPT) algorithms under different sunshine conditions using the serial-parallel and total tied cross-solar field configurations. We then developed and proposed a maximization algorithm able to find the global maximum under any partial shading model. Then two control modes associated with the converters were studied. This is the modified droop control used for the parallelism of several single-phase inverters and the Proportional-integral sliding mode for the control of three-phase inverters. These controls have, on the one hand, facilitated the increased integration of photovoltaic systems into the grid while ensuring good energy quality and, on the other hand, have guaranteed optimized production during shading phenomena. We also studied the topology of micro-inverters that minimizes the negative impact of partial shading for low power installations. We have analyzed the operation of two types of micro-inverters with galvanic isolation: the flyback and the double inductance *boost*.

Keywords: Photovoltaic panel , partial shading, power maximization, power converter, Matlab / Simulink

TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE 3
1.1 Introduction.....3
1.2 La cellule photovoltaïque.....3
1.2.1 Le Principe de la conversion photovoltaïque..... 3
1.2.2 La modélisation électrique d'une cellule solaire photovoltaïque 5
1.2.3 Les caractéristiques électriques d'une cellule solaire photovoltaïque 7
1.2.4 L'influence de l'éclairement sur la cellule solaire photovoltaïque..... 8
1.3 Le module solaire photovoltaïque.....9
1.3.1 Arrangement serie-parallèle..... 9
1.3.2 Protections standards d'un module solaire photovoltaïque 10
1.3.3 Le Mismatch 11
1.4 Le phénomène d'ombrage sur les panneaux solaires photovoltaïques 12
1.5 Maximisation de la production des systèmes solaires photovoltaïques en présence d'ombrages partiels.....13
1.5.1 Techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) 13
1.5.2 Configurations optimisées des champs solaires photovoltaïques 15
1.5.3 Stratégies de contrôle des onduleurs..... 18
1.6 Architectures des systèmes solaires photovoltaïques 18
1.7 Conclusion 20

CHAPITRE 2 OMBRAGE PARTIEL ET MAXIMISATION DE LA PUISSANCE.....21
2.1 Introduction.....21
2.2 Simulation de panneaux photovoltaïques soumis à des ombrages partiels.....24
2.2.1 Cas d'un champ photovoltaïque dont l'ensemble des panneaux sont installés au même endroit..... 24
2.2.2 Cas d'un champ photovoltaïque dont les panneaux sont installés à différents endroits 25
2.3 Proposition d'un algorithme de maximisation.....27
2.3.1 L'approche de l'algorithme proposé..... 27
2.3.2 Structure de l'organigramme 28
2.3.3 Programmation de l'algorithme 29
2.3.4 Validation de l'algorithme proposé 31
2.4 Validation de la configuration optimale pour un champ solaire photovoltaïque.....32
2.4.1 Maximisation de la puissance 33
2.4.1.1 Description des deux systèmes photovoltaiques simulées..... 33
2.4.2 Résultats de simulations..... 35
2.5 Analyse du fonctionnement de la diode *bypass* d'un sous-*string* soumis à un phénomène d'ombrage partiel.....37
2.5.1 Les trois sous-*strings* sont pleinement ensoleillés 38

2.5.2 Un sous-*string* partiellement ombragé sans diode *bypass* 40
2.5.3 Un sous-*string* partiellement ombragé avec diode *bypass*..... 43
2.6 Détermination du nombre de cellules photovoltaïques à mettre en parallèle avec une diode *bypass*.....48
2.7 Conclusion 49

CHAPITRE 3 MAXIMISATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE EN UTILISANT DES ONDULEURS CENTRALS MULTI-*STRING*.....51
3.1 Introduction.....51
3.2 Le *droop control* conventionnel.....52
3.3 Description du système solaire photovoltaïque étudié.....53
3.4 Stratégie de régulation de la commande *droop control* mise à jour 54
3.4.1 Modélisation du régulateur de l'onduleur monté en maître..... 55
3.5 Résultats des simulations 60
3.6 Conclusion 63

CHAPITRE 4 MAXIMISATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE EN UTILISANT DES MICRO-ONDULEURS CONNECTÉS AU RESEAU 65
4.1 Introduction.....65
4.2 Les convertisseurs continu-continu avec isolation 66
4.3 Convertisseur *flyback*.....67
4.3.1 Fonctionnement du convertisseur *flyback*..... 68
4.3.1.1 Mode de conduction continue..... 69
4.3.1.2 Mode de conduction discontinue 71
4.3.1.3 Limite entre le mode continu et le mode discontinu..... 73
4.3.2 Modélisation et commande du convertisseur *flyback* 74
4.3.2.1 Extraction de la loi de commande..... 74
4.3.2.2 Schéma de la commande..... 77
4.4 Stratégie de la commande de l'onduleur.....77
4.5 Validation en régime permanent.....79
4.5.1 Mode de conduction continue..... 80
4.5.2 Mode de conduction discontinue 81
4.5.3 Analyse des résultats de simulations..... 84
4.6 Intégration système photovoltaïque au réseau électrique 85
4.6.1 Résultats de simulations..... 86
4.6.2 Analyse des résultats de simulations..... 89
4.7 Convertisseur *boost* à double inductance d'entrée.....91
4.7.1 Fonctionnement du convertisseur 91
4.7.2 Modélisation et commande..... 93
4.7.2.1 Extraction de la loi de commande..... 93
4.7.2.2 Schéma de commande..... 96
4.8 Stratégie de commande de l'onduleur.....96
4.9 Validation en régime permanent.....98
4.9.1 Résultats des simulations 98
4.9.2 Analyse des résultats de simulations..... 100

4.10 Intégration du système photovoltaïque dans le réseau électrique 100
4.10.1 Résultats des simulations 102
4.10.2 Analyse des résultats de simulations..... 105
4.11 Conclusion 106

CHAPITRE 5 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLIQUEE A L'ONDULEUR TRIPHASÉ.....107
5.1 Introduction.....107
5.2 Description du système 107
5.3 La stratégie de commande Proportionelle-Integrale par mode de glissement 110
5.4 La stratégie de commande proposée 111
5.5 Résultats des simulations 117
5.6 Analyse des résultats de simulations.....120
5.7 Conclusion 122

CONCLUSION.....123

ANNEXE I PANNEAUX PHOTOVOLTAIQUES INSTALLÉS SUR LE TOÎT DE L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE 125

ANNEXE II FICHE TECHNIQUE DU PANNEAU PHOTOVOLTAIQUE DE MARQUE JINKO SOLAR JKM250P 127

BIBLIOGRAPHIE.....129

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 2.1 Caractéristiques techniques du panneau JKM250P-60 23

Tableau 2.2 Comparaison du gain de puissance entre les configurations 37

Tableau 3.1 Paramètres de spécifications 60

Tableau 4.1 Liste des variables mathématiques du convertisseur *flyback* 69

Tableau 4.2 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur *flyback* 74

Tableau 4.3 Détermination des variables du *flyback* en mode continu 80

Tableau 4.4 Détermination des variables du *flyback* en mode discontinu 82

Tableau 4.5 Paramètres des panneaux photovoltaïques en fonctionnement 85

Tableau 4.6 Paramètres de spécifications *flyback* 86

Tableau 4.7 Différents intervalles de fonctionnement du convertisseur à double inductance 92

Tableau 4.8 Différents intervalles de fonctionnement du convertisseur à double inductance (suite) 93

Tableau 4.9 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur à double inductance 94

Tableau 4.10 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur à double inductance (suite) 95

Tableau 4.11 Paramètres de spécifications *boost* à double inductance 98

Tableau 4.12 Paramètres des panneaux photovoltaïques en fonctionnement 101

Tableau 4.13 Paramètres spécifiques du convertisseur DC-AC 102

Tableau 5.1 Paramètres des panneaux solaires en fonctionnement 108

Tableau 5.2. Paramètres de spécifications 118

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Coupe transversale basique d'une cellule photovoltaïque à base de silicium Adaptée de Pastor (2006, p. 11).....4

Figure 1.2 Modèle électrique à une diode d'une cellule photovoltaïque.....6

Figure 1.3 Caractéristique Ipv=f(Vpv) typique d'une cellule photovoltaïque.....7

Figure 1.4 Caractéristiques courant-tension Ipv=f(Vpv) et puissance-tension 8

Figure 1.5 Caractéristique courant-tension d'un regroupement série et parallèle de trois cellules photovoltaïques.....9

Figure 1.6 Caractéristique de deux cellules photovoltaïques soumises à un ombrage10

Figure 1.7 Schéma d'un module solaire photovoltaïque 11

Figure 1.8 Différentes configurations de champs photovoltaïques. (a) Série-parallèle, (b)*Total-cross-tied*, (c) *Bridge-linked*, (d) *Honey-comb*.....16

Figure 1.9 Différentes architectures de convertisseurs de puissance. (a*)* centralisé (b) multi-centralisé, (c) *string* (d) multi-*string* (e) micro-onduleurs.....19

Figure 2.1 Organigramme de l'algorithme de maximisation *perturb & observe*.....22

Figure 2.2 Les points de fonctionnement Ipv=f(Vpv) et Ppv=f(Vpv) utilisant l'algorithme de maximisation *perturb & observe*.....22

Figure 2.3 Système photovoltaïque avec l'algorithme *perturb and observe* lors de différents ensoleillements uniformes du champ solaire.....24

Figure 2.4 Caractéristiques puissance-tension Ppv=f(Vpv) obtenues avec l'algorithme 25

Figure 2.5 Système photovoltaïque avec l'algorithme *perturb and observe* lors d'un phénomène d'ombrage partiel du champ solaire.....26

Figure 2.6 Caractéristique puissance-tension Ppv=f(Vpv) mettant en évidence les limites.....27

Figure 2.7 Organigramme de l'algorithme de maximisation proposé.....29

Figure 2.8 Montage série d'un système photovoltaïque avec l'algorithme de maximisation proposé 31

Figure 2.9 Caractéristiques Ppv=f(Vpv).obtenues par l'algorithme de 32

Figure 2.10 (a) Série-parallèle (b) *Total cross tied* 33

Figure 2.11. Montage série-parallèle sous différents ensoleillements 34

Figure 2.12 Montage *total cross tied* sous différents ensoleillements 34

Figure 2.13 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des configurations série-parallèle et *Total Cross Tied* lorsque tous les panneaux reçoivent un plein ensoleillement G=1000 W/m^2.....35

Figure 2.14 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) de la configuration série-parallèle lorsque les panneaux reçoivent les ensoleillements différents au même moment.....35

Figure 2.15 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) de la configuration *Total Cross Tied* lorsque les panneaux reçoivent les ensoleillements différents au même moment.....36

Figure 2.16 Schéma de trois strings ensoleillés à G=1000W/m^2 comportant chacun une diode *bypass*.....38

Figure 2.17 Caractéristique courant-tension Ipv = f(Vpv) typique d'une cellule photovoltaïque.....39

Figure 2.18 Tension de chacun des trois sous-*string*s soumis à un ensoleillement 39

Figure 2.19 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les trois sous-*string*s sont soumis à un ensoleillement G=1000W/m^2 40

Figure 2.20 Un *string* sur trois partiellement ombragé G = 500W/m^2 sans diode *bypass*.....41

Figure 2.21 Tensions des deux sous-*strings* soumis à G = 1000 W/m2 et d'un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé) sans diode *bypass*.....41

Figure 2.22 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les deux sous-*strings* sont soumis à G=1000W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 sans diode *bypass*.....42

Figure 2.23 Un *string* sur trois partiellement ombragé G = 500W/m^2 avec diode *bypass* 43

Figure 2.24 Tensions des deux sous-*string*s soumis à G = 1000 W/m^2 et d'un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé) avec diode *bypass* 44

Figure 2.25 Tensions des deux diodes *bypass* soumis à G = 1000 W/m^2 vs Tension de la diode *bypass* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé) ...45

Figure 2.26 Caractéristiques Ppv =f(Vpv) et Ipv =f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les deux sous-*strings* sont soumis à G =1000W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 avec diode *bypass* 46

Figure 2.27 Schéma du circuit électrique équivalent du système photovoltaïque 47

Figure 2.28 Courbes de tension V_{st2} et de puissance montrant les séquences de conduction et de blocage de la diode *bypass* lorsque le sous-*string* 2 est soumis à G = 500W/m2 48

Figure 3.1 Caractéristiques du *droop control* 53

Figure 3.2 Configuration en parallèle de cinq onduleurs 54

Figure 3.3 Régulateur *droop control* mis à jour de l'onduleur 1 monté en maître 57

Figure 3.4 Régulateur *droop control* mis à jour de l'onduleur 2 monté en subordonné 58

Figure 3.5 Filtre coupe-bande pour l'extraction de puissances harmonique et réactive 59

Figure 3.6 Schéma de mesure des puissances active et réactive 59

Figure 3.7 Réponse en régime permanent 61

Figure 3.8 Réponse dynamique lors d'une variation brusque de puissance active.....62

Figure 3.9 Réponse dynamique lors d'une variation brusque de charge non linéaire .63

Figure 4.1 Configurations de systèmes photovoltaïque en fonction de l'isolement et de l'étage DC-DC 67

Figure 4.2 Schéma du convertisseur *flyback* 68

Figure 4.3 Formes d'ondes de tension et courant d'un *flyback* en fonctionnement à la limite des modes de conduction continu et discontinu 73

Figure 4.4 Régulation du courant Ipv des panneaux photovoltaïques 77

Figure 4.5 Schéma de la commande de l'onduleur monophasé 78

Figure 4.6 Configuration du système photovoltaïque avec convertisseur *flyback* 79

Figure 4.7 Régime établi du convertisseur *flyback* en mode de conduction continu ..81

Figure 4.8 Régime permanent du convertisseur *flyback* en mode de conduction discontinu 83

Figure 4.9 Régulation en régime dynamique du *flyback* 84

Figure 4.10 Configuration du système photovoltaïque connecté au réseau 85

Figure 4.11 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement 86

Figure 4.12 Réponse à une variation de puissance des panneaux photovoltaïques 87

Figure 4.13 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 87

Figure 4.14 Réponse à une variation de charge 88

Figure 4.15 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 88

Figure 4.16 Schéma du convertisseur à double inductance d'entrée 91

Figure 4.17 Commande des courants d'entrée des inductances 96

Figure 4.18 Schéma de la commande vectorielle d-q 97

Figure 4.19 Configuration du système photovoltaïque avec *boost* à double inductance 98

Figure 4.20 Principales formes d'ondes en régime permanent 99

Figure 4.21 Principales formes d'ondes en régime dynamique 99

Figure 4.22 Configuration du micro-convertisseur à double inductance 101

Figure 4.23 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement 102

Figure 4.24 Réponse en régime dynamique à une variation de charge 103

Figure 4.25 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 103

Figure 4.26 Réponse en régime dynamique à une variation de la puissance des panneaux 104

Figure 4.27 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 104

Figure 5.1 Schéma de configuration d'un champ photovoltaïque 108

Figure 5.2 Caractéristique Ppv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement 109

Figure 5.3 Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande par mode de glissement 110

Figure 5.4. Réponse dynamique à une variation brusque de charge 118

Figure 5.5 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 119

Figure 5.6. Réponse dynamique à une variation brusque de puissance 119

Figure 5.7 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge 120

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AC	Courant alternative
AC/DC	Convertisseur alternatif-continu
APPSO	*Adaptive Perceptive PSO*
DC	Courant continue
DC/AC	Convertisseur continu-alternatif
DC-DC	Convertisseur continu-continu
DIRECT	*Dividing Rectangles Technique*
GA	*Genetic Algorithm*
GMPP	Global Maximum Power Point
GREPCI	Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle
LPF	*Low pass filter*
MICAPAS	*Mitigation Control against Partial Shading*
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Proportionelle-Integrale
PLL	Boucle de verrouillage de phase
PV	Photovoltaïque
TCT	*Total cross tied*
TDH	Taux de distorsion Harmonique

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

Puissance

P_{max}	Puissance maximale sans ombrage
P_{mps}	Puissance Maximale avec ombrage
Ppv	Puissance de sortie du panneau
P_{ref}	Puissance active de référence
Q_i	Puissance réactive mesurées
Q_{ref}	Puissance réactive de référence

Tension

v_1	Tension au primaire du transformateur
v_2	Tension au sécondaire du transformateur
V_{ch}	Tension de la charge résistive
v_D	Tension de la diode
V_{db2}	Tension de la diode bypass du sous-*string* ombragé
V_{dc} *	Tension de référence du bus DC
V_{dc}	Tension du bus DC
V_{F1}	Tension de l'onduleur maître
V_{F2}	Tension de l'onduleur subordonné
V_{inmax}	Tension inverse maximale ou tension d'avalanche
V_{inst2}	Tension inverse atteint par le sous-*string* ombragé
V_{LM}	Tension de l'inductance de magnétisation
V_{max}	Tension correspondant à P_{max}
V_{mpp}	Tension au point de puissance maximale
V_{oc}	Tension en circuit ouvert
V_{pv}	Tension de sortie du panneau photovoltaïque
V_s	Tension du réseau
V_{seuil}	Tension seuil de la diode bypass
V_{st}	Tension d'un sous-*string*

Courant

I_1	Courant dans le primaire du transformateur
I_2	Courant dans le secondaire du transformateur
I_{ch}	Courant dans la charge résistive
I_{Co}	Courant dans le condensateur Co
I_d	Courant de la diode interne du modèle électrique de la cellule PV
Id	Courant direct traversant la diode
I_{db2}	Courant de la diode bypass du sous- string ombragé
i_{dc}	Courant actif de régulation de la tension du bus DC
I_E	Courant d'éclairement
I_f	Courant du filtre
i_{F1}	Courant de l'onduleur maitre
I_{L1}	Courant inductance d'entrée
I_{L2}	Courant inductance d'entrée
I_{mpp}	Courant au point de puissance maximale
I_{obs}	Courant d'obscurité
I_p	Courant dans la résistance parallèle
I_{pv}	Courant de sortie du panneau photovoltaïque
I_{ref}	Courant de référence
i_{ref1_active}	Courant de référence de la puissance active de l'onduleur maitre
i_{REF2}	Courant de référence pour le contrôle de la tension de l'onduleur subordonné
I_{ref2_active}	Courant de référence de la puissance active de l'onduleur
I_S	Courant du réseau
I_{sc}	Courant de court-circuit
I_{sc}	Courant de court-circuit
I_{st}	Courant du sous-*string* du panneau photovoltaïque

Résistance

R Résistance
R_{eq} Résistance équivalente
R_p Résistance parallèle
R_s Résistance série

Inductance

L_1 Inductance d'entré 1
L_2 Inductance d'entrée 2
L_c Inductance a la sortie de l'onduleur
L_F Inductance a la sortie de l'onduleur
L_M Inductance magnétique du transformateur
L_S Inductance de ligne du réseau

Condensateur

C Condensateur
C_{dc} Condensateur du bus DC
C_o Condensateur Co

Autres

d Loi de commande
$d_{nd,eq}$, $d_{nq,eq}$ Composantes de la loi de commande équivalente
E^* Tension de référence de sortie à vide.
G Ensoleillement
K Constante de Boltzmann
M Coefficient de statisme de la tension.
N Coefficient de statisme de la fréquence
n_1/n_2 Rapport de transformation du transformateur
N_p Enroulement primaire du transformateur
N_s Enroulement sécondaire du transformateur
Q Charge d'un électron
T Transformateur
u_i Sortie du régulateur
u_{sd},u_{sq} Composantes de la commande de commutation
U_T Tension thermique de la jonction pn
x_d,x_q Variables dans le référentiel d-q
x_α,x_β Variables dans le référentiel α-β
ω^* Fréquence angulaire de référence

INTRODUCTION

Aujourd'hui plus que jamais, le changement climatique nous affecte et ses effets néfastes ne cessent de s'accentuer. Cela est dû en partie à l'activité humaine. En effet une grande partie de la production énergétique mondiale est assurée par des énergies fossiles. Pour réduire les impacts négatifs des énergies fossiles sur l'environnement, on assiste à travers le monde au développement des énergies renouvelables (éolienne, solaire, hydroélectrique et la biomasse) en général et des systèmes photovoltaïques en particulier.

Cependant le développement des systèmes photovoltaïques a mis en évidence plusieurs facteurs affectant directement le rendement de cette technologie. Des études ont permis de mettre en évidence d'une part l'influence de l'ombrage partiel et d'autre part l'influence de l'augmentation de la température sur le rendement des systèmes solaires photovoltaïques. La présente étude a pour ambition de proposer des solutions techniques pour un transfert optimisé de l'énergie photovoltaïque lors des phénomènes d'ombrage.

Les phénomènes d'ombrages partiels en rappel, ont pour conséquence de générer des pertes de puissances élevées, pouvant aller jusqu'à la destruction des panneaux solaires. D'un point de vue économique, ces entraves plombent la rentabilité de la production des systèmes photovoltaïques aussi bien pour la vente, que pour l'autoproduction avec un temps de retour d'investissement trop long et une durée de vie non optimisés des équipements.

Beaucoup de travaux trouvés dans la littérature ont proposé des solutions techniques dans le but de réduire, ou mieux, éliminer ces phénomènes. Le but ultime visé étant de faire travailler les panneaux photovoltaïques à leurs points de puissance maximale sous n'importe quelles conditions environnementales.

Dans le premier chapitre, nous présentons la technologie photovoltaïque et son fonctionnement. Nous faisons également l'état de l'art des stratégies de maximisation afin de minimiser les effets d'ombrages partiels. Nous terminons ce chapitre en abordant les différentes architectures des systèmes photovoltaïques existantes.

Dans le deuxième chapitre, nous amorçons l'étude de la problématique des effets néfastes des ombrages partiels sur les systèmes solaires photovoltaïques. Nous avons effectué des simulations afin d'observer les conséquences des ombrages partiels sur les caractéristiques puissance-tension (Ppv = f(Vpv)) et courant-tension (Ipv = f(Vpv)), mais aussi étudier les pertes en fonction des différentes architectures de champs photovoltaïques. Par la suite, nous avons proposé un algorithme de maximisation capable de faire fonctionner les systèmes photovoltaïques à leurs points de puissance maximale. Nous avons également par le biais des simulations, validé le comportement du système solaire photovoltaïque connecté au réseau électrique. Beaucoup de configurations de champs solaires existent dans la littérature, cependant nous nous sommes intéressés au serie-parallèle et au *total cross tied* que nous avons testé et validé.

Dans le chapitre trois, nous avons mis à jour la commande *droop control* conventionnel des systèmes photovoltaïques de grande capacité afin de l'optimiser du point de vue de partage des charges sans créer de courant de circulation entre les onduleurs et de la compensation de la puissance réactive du côté du réseau électrique. Des simulations ont été entreprises dans le but d'observer le comportement du réseau lors des variations brusques de puissances actives dues aux phénomènes d'ombrages partiels et aussi lorsqu'il y'a des variations brusques de charge.

Le chapitre quatre, traite des micro-convertisseurs utilisés de plus en plus dans les systèmes solaires photovoltaïques de petites puissances connectés au réseau électrique. Nous étudions d'un point de vue performance, deux technologies de conversion à savoir le convertisseur *flyback* et le convertisseur *boost* à double inductance. Le premier est commandé en tension et le second est commandé en courant. Les formes d'ondes des deux types de convertisseurs sont relevées et validées lors des simulations. Également par simulation, nous avons pu analyser le comportement du système solaire photovoltaïque connecté au réseau électrique via les deux technologies de conversion.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

L'idée de la mise en évidence de l'effet photovoltaïque par Becquerel remonte au milieu du 19e siècle. En 1954 la première pile solaire avec le matériau silicium fut réalisée au laboratoire par D.M Chapin, C.S. Fuller et G.L. Pearson(Orgeret, 1985). Les applications spatiales, puis terrestres débutèrent les années qui suivirent. Avec la crise du pétrole en 1973, le monde pris conscience qu'il faut recourir à des sources d'énergies de remplacement. Le solaire photovoltaïque est remis en perspective et intéresse les chercheurs. Depuis cette époque la technologie n'a cessé d'évoluer. Pour faciliter l'accès à ce chapitre, nous l'avons subdivisé en six parties. Après l'introduction, la deuxième partie du chapitre regroupe les éléments de base de la conversion photovoltaïque et la modélisation d'une cellule solaire photovoltaïque. La troisième partie aborde la conception et la mise en œuvre d'un module solaire photovoltaïque. La quatrième et la cinquième partie étudient les phénomènes d'ombrages partiels et les méthodes de maximisation de la production dans le but de minimiser les pertes de puissance. La sixième partie décrit les différentes architectures de convertisseurs permettant de raccorder les systèmes photovoltaïques au réseau électrique.

1.2 La cellule photovoltaïque

1.2.1 Le Principe de la conversion photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est un matériau semi-conducteur qui convertit les photons des rayonnements solaires en énergie électrique par l'effet photovoltaïque. Cette conversion s'effectue en trois étapes :

- L'absorption de la lumière par le matériau
- Le transfert d'énergie des photons aux électrons
- La collecte des charges

Le semi-conducteur en tant que matériau combine les propriétés physiques des isolants et des conducteurs, ce qui le rend capable de convertir le rayonnement solaire en électricité. A l'état pur le semi-conducteur ne conduit pas bien le courant. On lui incorpore donc des atomes d'impuretés afin qu'il conduise mieux ; cette manipulation est appelé dopage.

Une cellule photovoltaïque est constituée de deux couches de silicium pour la plupart. Dans le principe physique, ces deux couches sont dopées différemment : l'une de type N par ajout d'atomes de phosphore, ce qui favorise la conduction par des électrons et l'autre de type P par ajout d'atomes de bore ce qui provoque une conduction essentiellement par des trous. La zone séparant ces deux régions forme une jonction PN avec une barrière de potentiel. La collecte des charges est réalisée par des électrodes déposées sur les deux couches de semi-conducteur.

La tension (V_{oc}) mesurée aux bornes de la cellule photovoltaïque lorsque le courant est nul, est d'environ 0,6 V. Le courant (I_{sc}) de la cellule photovoltaïque court-circuité lorsque la tension est nulle dépend fortement de l'intensité du rayonnement solaire (figure 1.1).

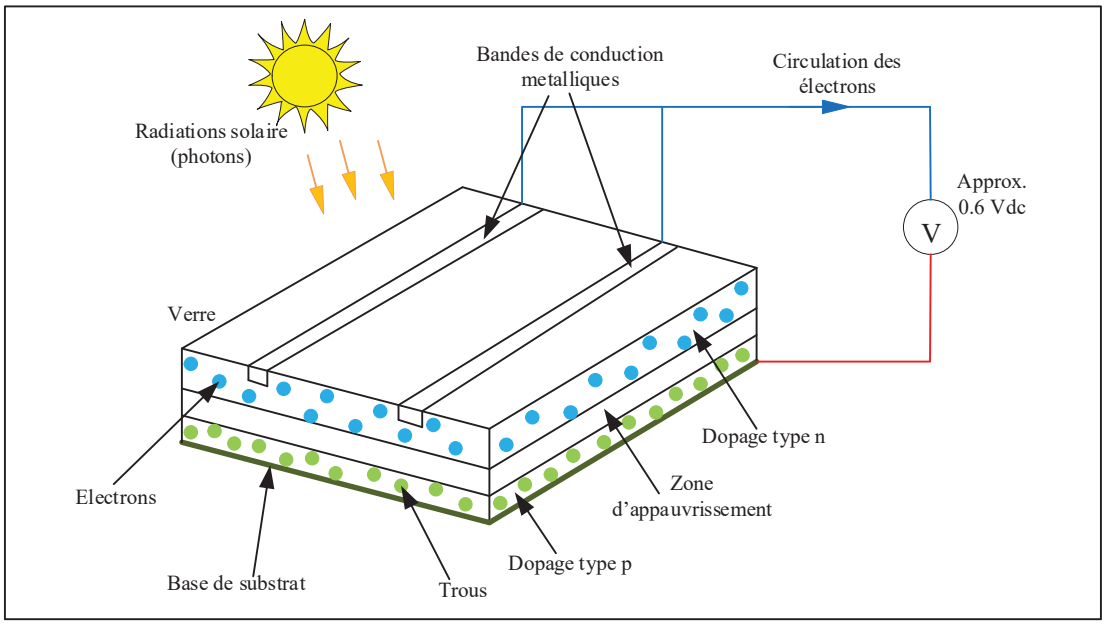


Figure 1.1 Coupe transversale basique d'une cellule photovoltaïque à base de silicium
Adaptée de Pastor (2006, p. 11)

1.2.2 La modélisation électrique d'une cellule solaire photovoltaïque

Deux principaux modèles sont utilisés dans la littérature pour étudier le comportement des panneaux photovoltaïques. Nous avons le modèle à une diode et le modèle à deux diodes. Le modèle à deux diodes est plus précis (modèle bishop), par contre les deux modèles donnent des résultats avec une grande précision. Cela explique pourquoi le modèle à une diode est le plus souvent utilisé car il est plus facile à implémenter (Gamba, Romero, & Hernandez, 2015).

Une cellule photovoltaïque est semblable à une diode à jonction p-n, à la seule différence que la cellule est capable de générer de la puissance sous un ensoleillement minimal donné. L'équation 1.1 montre le modèle mathématique de la cellule PV basé sur le modèle à une diode. La cellule photovoltaïque en fonctionnement peut être assimilée à un générateur de courant de lumière (I_E) auquel s'oppose le courant de la diode en polarisation directe (I_{obs}) :

$$I = I_E - I_{obs} \tag{1.1}$$

Soit I le courant à la sortie de la cellule photovoltaïque, I_E le courant circulant dans la cellule lorsqu'elle est éclairée et I_{obs} le courant circulant dans la cellule lorsqu'elle n'est pas éclairée. Le courant d'éclairement I_E et le courant d'obscurité I_{obs} s'opposent, et lorsque le courant dans la charge prend une valeur négligeable, on se retrouve dans les conditions de circuit ouvert et les deux courants s'équilibrent :

$$I_E - I_{obs} = 0 \tag{1.2}$$

Le courant total d'obscurité (I_{obs}) comporte des composantes de diffusion et de recombinaison dans la zone de charges d'espace :

$$I_{obs} = I_{obs1} + I_{obs2} = \underbrace{I_{S_1}\left[exp\left(\frac{V_j}{U_T}\right) - 1\right]}_{\text{Diffusion}} + \underbrace{I_{S_2}\left[exp\left(\frac{V_j}{2U_T}\right) - 1\right]}_{\text{Recombinaison}} \tag{1.3}$$

$$\text{Avec } U_T = \frac{kT}{q}$$

L'équation mathématique équivalente à retenir s'écrit comme suit :

$$I_{PV} = I_E - (I_{obs1} + I_{obs2}) - I_p \tag{1.4}$$

Soit :

$$I = I_E - I_{S_1}\left[exp\left(\frac{V_j}{U_T}\right) - 1\right] - I_{S_2}\left[exp\left(\frac{V_j}{2U_T}\right) - 1\right] - \frac{V_j}{R_p} \tag{1.5}$$

$$\text{Avec } V_j = V + IR_s$$

On a introduit une résistance parallèle R_p qui représente le courant de fuite de la photopile et une résistance série R_s qui traduit les phénomènes de résistances de contact de la couche arrière et de la face avant de la cellule solaire. Dans une cellule photovoltaïque idéale R_p est supérieure à 10^4 ohms et R_s est inférieur à 1 ohm (Orgeret, 1985).Le schéma électrique de la cellule photovoltaïque est comme le montre la figure 1.2.

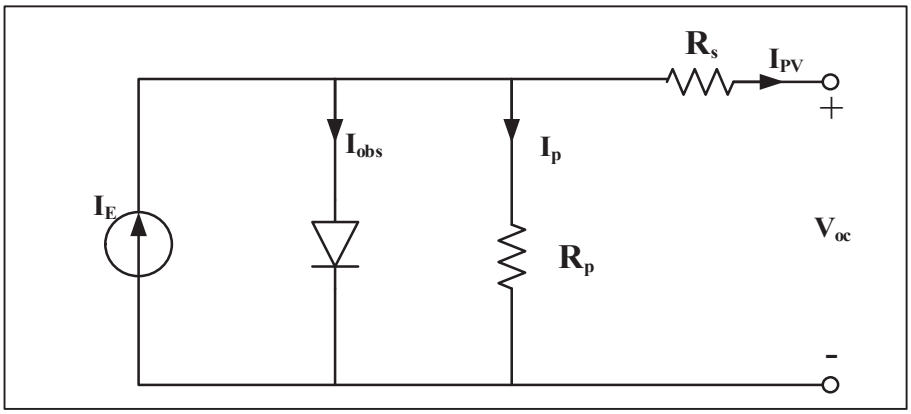


Figure 1.2 Modèle électrique à une diode d'une cellule photovoltaïque

Afin de simplifier l'équation 1.4 ci-dessus, on approxime que la cellule photovoltaïque est de très bonne qualité (cas idéal).De ce fait, nous admettons que R_p est très élevée de sorte que I_p devient négligeable et R_s très faible de sorte que V_j soit approximativement égale à V. Cela

nous amène également à considérer qu'aucune recombinaison ne se produit dans la zone de charges d'espace de la cellule solaire idéale. L'équation 1.4 simplifiée devient :

$$I_{PV} = I_E - I_S\left[exp\left(\frac{V}{U_T}\right) - 1\right] \tag{1.6}$$

1.2.3 Les caractéristiques électriques d'une cellule solaire photovoltaïque

Une cellule solaire photovoltaïque est caractérisée par sa courbe courant-tension qui est subdivisé en quatre quadrants. Cependant le comportement de la cellule photovoltaïque s'étend sur trois zones (I, II et IV) et dépend de sa condition de polarisation comme l'indique la figure 1.3. Dans les zones II et IV, la cellule solaire fonctionne comme un récepteur en dissipant de la puissance. Il faudra donc bannir son fonctionnement dans ces deux zones afin de ne pas la détruire. Dans la zone I, la cellule solaire fonctionne comme un générateur en fournissant de la puissance. C'est le fonctionnement recherché, l'idéal est de la maintenir dans cette zone de fonctionnement.

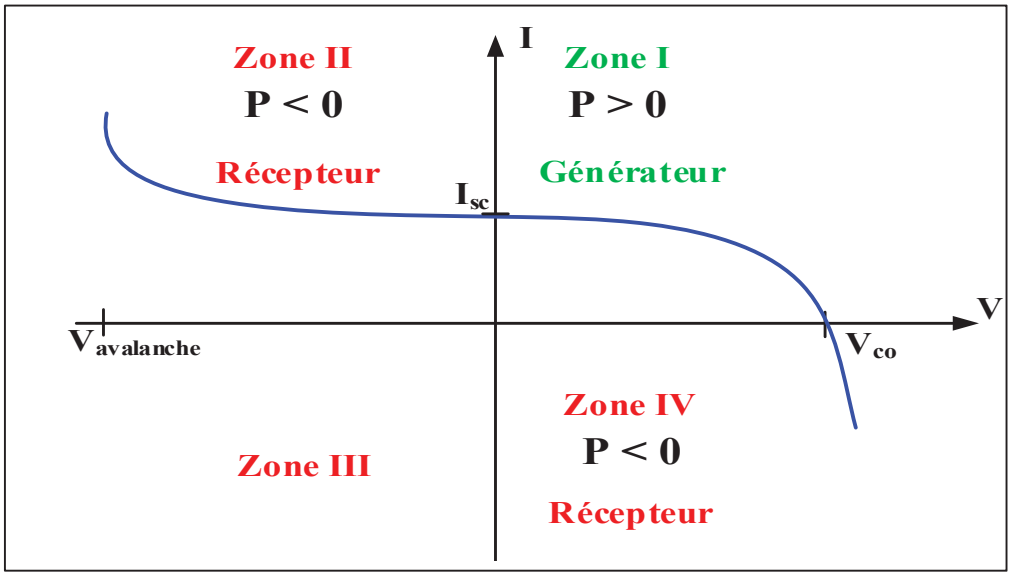


Figure 1.3 Caractéristique Ipv=f(Vpv) typique d'une cellule photovoltaïque
Adaptée de Abete, Barbisio, Cane, et Demartini (1990)

1.2.4 L'influence de l'éclairement sur la cellule solaire photovoltaïque

Sous un rayonnement donné, une cellule photovoltaïque délivre une puissance qui est le produit de la tension et du courant à ses bornes. Ces grandeurs tension-courant dépendent fortement du rayonnement solaire mais également de la charge à ses bornes. Ce qui permet de tracer le comportement de la cellule solaire entre sa tension en circuit ouvert (V_{oc}) et son courant de court-circuit (I_{sc}) .La figure 1.4 montre les caractéristiques courant-tension et puissance-tension sous différents éclairements d'une cellule photovoltaïque. Ces courbes sont des caractéristiques non linéaires permettant de déterminer les tensions (V_{mpp}) et les courants (I_{mpp}) aux points de puissance maximale. Afin de rendre possible la comparaison de l'efficacité de différentes cellules, il est défini une condition standard qui correspond à un éclairement de 1000 W/m^2, une température de fonctionnement de 25°C et un coefficient de masse d'air de 1,5.

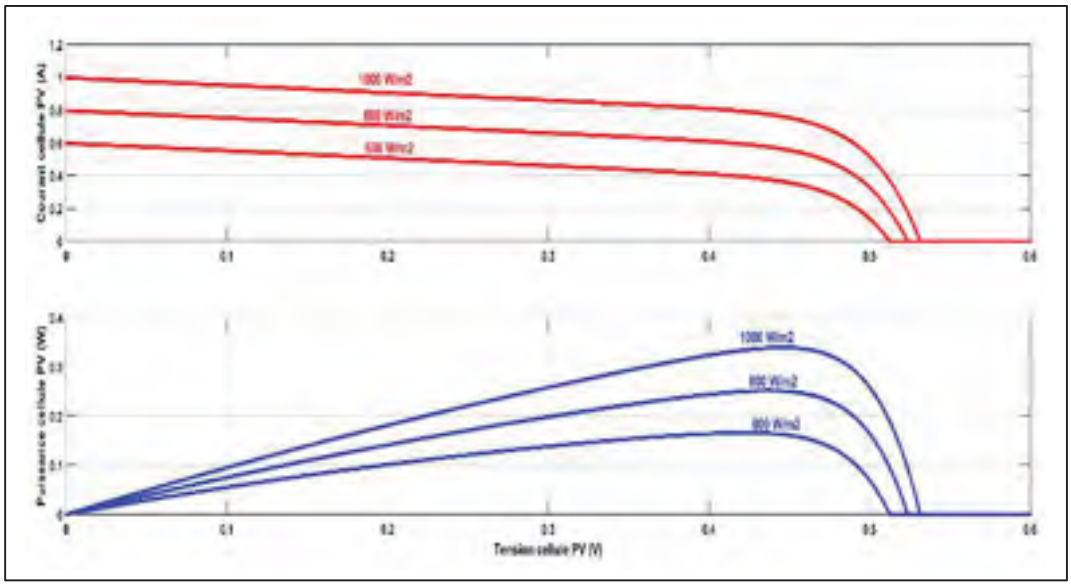


Figure 1.4 Caractéristiques courant-tension Ipv=f(Vpv) et puissance-tension Ppv=f(Vpv) d'une cellule photovoltaïque sous différents ensoleillements

1.3 Le module solaire photovoltaïque

1.3.1 Arrangement serie-parallèle

Un module photovoltaïque est l'association en série et en parallèle de plusieurs cellules photovoltaïques. Dans l'association en série, les cellules sont traversées par le même courant tandis que les tensions de chaque cellule s'additionnent. C'est tout le contraire des cellules photovoltaïques connectées en parallèle ; elles sont soumises à la même tension alors que les courants de chacune des cellules s'ajoutent pour donner le courant total du module. L'association serie-parallèle permet donc d'atteindre les courants et les tensions désirées afin d'alimenter des charges de grande puissance.

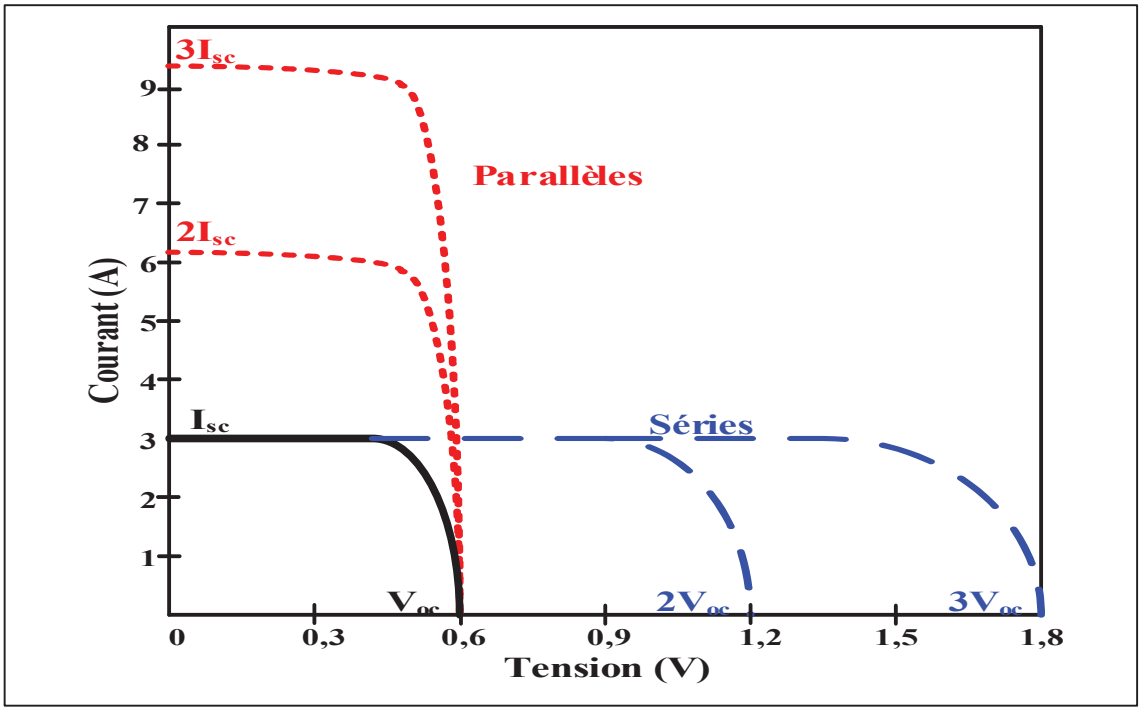


Figure 1.5 Caractéristique courant-tension d'un regroupement série et parallèle de trois cellules photovoltaïques
Tirée de Jäger, Isabella, Smets, van Swaaij, et Zeman (2016)

1.3.2 Protections standards d'un module solaire photovoltaïque

Afin de s'assurer que le module photovoltaïque ne sera pas détruit lorsque les cellules vont fonctionner dans les zones II et IV, deux types de protections sont mis en place lors de la conception d'un module photovoltaïque. Il s'agit de la diode by-pass et de la diode anti retour. La diode by-pass empêche les cellules du module de fonctionner en inverse (zone II). Cela arrive lorsqu'une ou plusieurs cellules solaires sont défectueuses ou obstruées par des ombrages. En réalité la diode by-pass va limiter la tension inverse des cellules ombragées ou défectueuses en dessous de la tension d'avalanche dans le but d'éviter leur destruction. L'idéal aurait été d'avoir une diode by-pass pour chaque cellule PV mais pour des raisons économiques il est déterminé en pratique un ratio d'une diode by-pass pour x nombres de cellules solaire en série respectant néanmoins la limitation de la tension inverse.

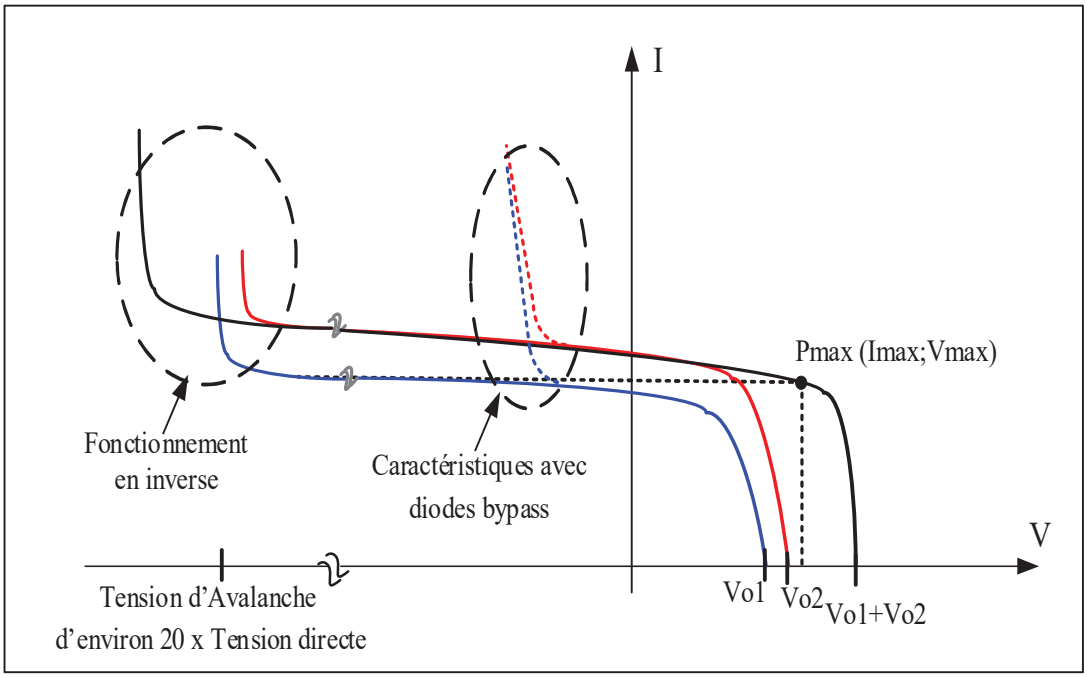


Figure 1.6 Caractéristique de deux cellules photovoltaïques soumises à un ombrage partiel avec et sans *bypass*
Tirée de Vighetti (2010, p. 14)

Dans le cas des chaînes de cellules associées en parallèle dans un module photovoltaïque, lorsqu'il y a un phénomène d'ombrage ou que des cellules sont défectueuses, il existe un réel risque que les chaînes de cellules ensoleillées débitent sur les chaînes de cellules ombragées. Cela aura pour conséquence de faire fonctionner les cellules ombrées dans la zone IV (figure 1.6). Afin d'éviter qu'un courant négatif ne circule dans les chaînes de cellules ombragées, il leur est adjoint une diode anti retour (figure 1.7).

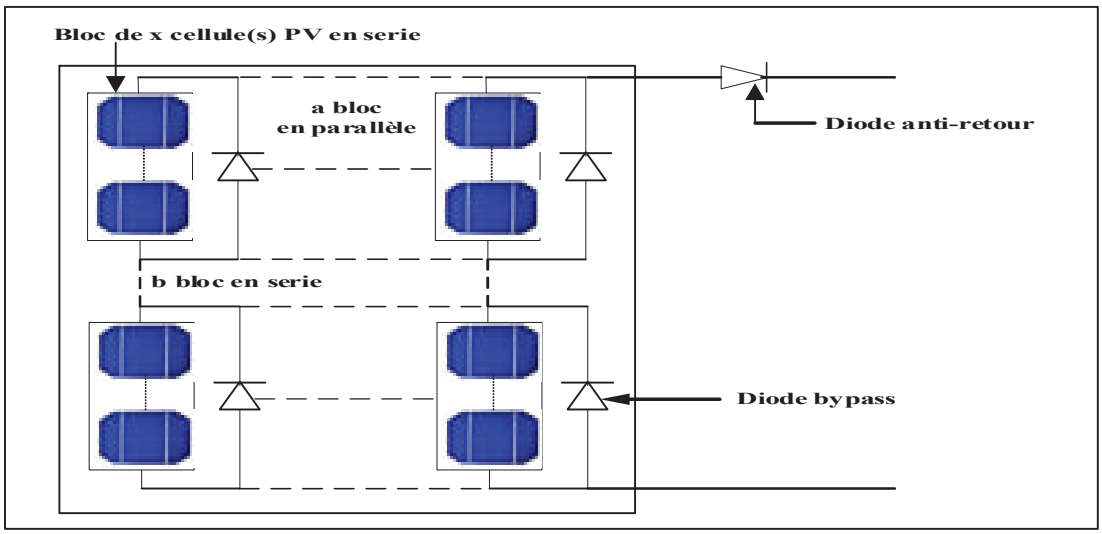


Figure 1.7 Schéma d'un module solaire photovoltaïque
Tirée de Vighetti (2010, p. 12)

1.3.3 Le Mismatch

Dans l'assemblage des modules photovoltaïques aucune cellule n'est en réalité pareille à une autre. Chaque cellule solaire possède sa propre caractéristique. Ces différences de caractéristiques sont appelées *mismatch*. Nous distinguons le *mismatch* fonctionnel ou temporaire et le *mismatch* structurel appelé aussi permanent.(El-Dein, Kazerani, & Salama, 2013). Le *mismatch* structurel vient du fait que même si des cellules sont supposées être identiques (technologie, procédé de fabrication, constructeur, série de fabrication), soumises aux mêmes conditions de fonctionnement auront des caractéristiques différentes. Cela occasionne des pertes de puissances lors des associations série-parallèle. (El-Dein et al., 2013) estiment entre 1 % et 2,4 %, les pertes dues au *mismatch* structurel pour les cellules solaires au

silicium. Ces pertes sont inhérentes aux matériaux de fabrication et seront toujours présentes quelles que soient les conditions de fonctionnement. Le *mismatch* fonctionnel est dû à des conditions différentes de fonctionnement des cellules solaires (ombrage partiel, point chaud, etc.).

1.4 Le phénomène d'ombrage sur les panneaux solaires photovoltaïques

Le phénomène d'ombrage partiel sur les panneaux solaires est généralement provoqué par des obstacles proches des installations photovoltaïques tels que des arbres, des hautes cheminées, des murs, etc. Ces obstacles pour la plupart sont permanents, prévisibles et détectés à des périodes de l'année dus à la trajectoire du soleil. On remarque également des ombrages partiels éphémères et imprévisibles dus au passage nuageux, des excréments d'oiseaux, la neige, la poussière etc. Peu importe la forme de l'ombrage partiel, les caractéristiques courant-tension Ipv = f(Vpv) et puissance-tension Ppv = f(Vpv) des panneaux photovoltaïques s'en trouvent affectées. Les pertes annuelles d'énergie dues à l'ombrage partiel dans les champs solaires photovoltaïques ont été évaluées à environ 3 % à 6 %(El-Dein et al., 2013). A long terme, l'ombrage partiel est susceptible d'endommager les panneaux photovoltaïques. En effet lorsque le rayonnement solaire est uniforme, la cellule photovoltaïque est assimilée à une diode qui fonctionne en polarisation directe. Une fois que survient l'ombrage partiel, le courant de court-circuit (I_{sc}) des cellules ombragées chute considérablement. Étant donné qu'elles sont connectées en série, les cellules sont tenues de drainer toutes, le même courant. Cependant elles en sont incapables ; ceci est dû au fait que certaines cellules photovoltaïques reçoivent de l'ombrage partiellement. Cela conduit les cellules ombragées à fonctionner en polarisation inverse (Bidram, Davoudi, & Balog, 2012). Dans cette région de polarisation inverse, la cellule solaire photovoltaïque va dissiper de la puissance sous forme de chaleur. Cela a pour conséquence de créer un point chaud (hot spot) capable d'endommager les cellules solaires photovoltaïques ombragées.

1.5 Maximisation de la production des systèmes solaires photovoltaïques en présence d'ombrages partiels

Nous désignons par système photovoltaïque l'ensemble des éléments constituant une application industrielle ou domestique tirant tout ou partie de son énergie électrique d'un générateur photovoltaïque. Plusieurs approches ont été développées dans le but de minimiser l'impact des ombrages partiels sur la production des systèmes photovoltaïques. Les algorithmes de maximisation intelligents constituent la solution la moins chère par rapport aux autres approches. Les autres méthodes concernent : les différentes configurations optimales des champs solaires, les stratégies de commande des convertisseurs DC-AC et leurs topologies lorsqu'ils sont connectés au réseau électrique. Ainsi le choix d'une solution par rapport à une autre ou la combinaison de ces solutions doit s'effectuer par analyse du système photovoltaïque concerné. La facilité de mise en œuvre et le coût sont aussi des impératifs à prendre en compte.

1.5.1 Techniques de suivi du point de puissance maximale (MPPT)

Des méthodes avancées de poursuite du point de puissance maximale ont été développées afin de détecter avec une grande précision et une rapidité acceptable le maximum global, lorsque survient un ombrage partiel. La vitesse et la précision sont des paramètres importants à prendre en compte dans le choix des techniques MPPT (Bidram et al., 2012). Ces méthodes peuvent être répertoriées en trois catégories : les méthodes de recherche linéaire, les méthodes d'intelligence artificielle et l'approche méta heuristique (Teshome, Lee, Lin, & Lian, 2017).Les méthodes de recherche linéaire sont développées généralement par la combinaison de deux étapes. La première étape permet par un balayage de trouver la région qui contient le maximum global. La deuxième étape utilise une des techniques de MPPT conventionnelle afin de trouver avec une précision élevée l'emplacement du point de puissance maximale. Nous avons entre autre la *Dividing Rectangles Technique* (DIRECT) qui selon les résultats expérimentaux de (T. L. Nguyen & Low, 2010) et (Bidram et al., 2012) montrent que la technique est plus efficace, particulièrement lorsque les conditions environnementales évoluent soudainement. Sa faiblesse est qu'elle ne garantit pas une convergence rapide lors d'un ombrage partiel permanent. Nous pouvons citer aussi l'algorithme de recherche du maximum global (GMPPT),

l'avantage de cette technique est qu'elle peut être appliquée dans des systèmes photovoltaïques dont les caractéristiques électriques sont inconnues. D'après (Boztepe et al., 2014), cette technique est surtout mieux adaptée aux systèmes photovoltaïques intégrés au bâtiment et dont les onduleurs sont la plupart montés en *string*. Les méthodes d'intelligence artificielle comme les réseaux de neurones artificiels et les contrôleurs de logique floue sont aussi utilisés. La technique utilisant les réseaux de neurones artificiels est capable de poursuivre efficacement le maximum global sous n'importe quelle condition d'ensoleillement. Son avantage est qu'en fonction des conditions environnementales, elle peut utiliser une partie ou l'ensemble de ses paramètres d'entrée. L'inconvénient de cette technique est qu'elle n'est pas précise sous toute les conditions d'ombrage partiel sans un ajustement périodique (D. D. Nguyen, Lehman, & Kamarthi, 2007); (Bidram et al., 2012). La méthode utilisant les contrôleurs de logique floue, quant à elle permet une convergence rapide et précise même lorsque l'ensoleillement varie brusquement. L'avantage de la méthode est qu'elle n'a pas besoin d'une modélisation mathématique du système. Cependant, selon (K. Ishaque & Z. Salam, 2013; Kashif Ishaque & Zainal Salam, 2013) la table des règles logiques décrite dans (Alajmi, Ahmed, Finney, & Williams, 2011) dépend en grande partie de l'expérience du concepteur et de la connaissance préalable de la façon dont le système photovoltaïque fonctionne. Dans l'approche méta-heuristique, nous avons la technique bien connue appelée *Particle Swarm Optimization*. Cette technique consiste à trouver la valeur optimale d'une fonction dans un espace de recherche prédéfinie. Elle s'inspire du comportement social d'un grand groupe d'oiseaux et de rassemblement de poissons (K. Ishaque & Z. Salam, 2013). Le *Particle Swarm Optimization* est estimé relativement rapide et précis avec une erreur de 4 % à partir de résultats expérimentaux. Une version bonifiée de cette méthode appelé *Adaptive Perceptive PSO* a été proposé ; elle permet d'avoir des résultats plus précis (3 % d'erreur). Par contre sa lenteur constitue une limite pour sa mise en œuvre. L'autre technique intéressante est la *Fibonacci Search*. Elle utilise la séquence des nombres Fibonacci afin de poursuivre le maximum global sous les conditions d'ensoleillements uniformes et non uniformes. Sa vitesse de suivi est acceptable selon les résultats expérimentaux mais elle échoue parfois lorsqu'on a une courbe caractéristique puissance-tension Ppv=f(Vpv) avec plusieurs maximums (Bidram et al., 2012).Nous pouvons également cité le *Modified Firefly Algorithm* qui selon (Teshome et al.,

2017) est capable de réduire considérablement le temps de suivi du maximum global même si son efficacité est légèrement inférieure à celle du *Firefly Algorithm*. Beaucoup d'autres techniques ont été récemment répertoriés dans la littérature. Dans (Liu, Chen, & Huang, 2015) il est mentionné les techniques suivantes: *Evolutionary algorithm* , *Genetic Algorithm* , et *Differential Evolution* .

1.5.2 Configurations optimisées des champs solaires photovoltaïques

On dénombre de multiples configurations de champs photovoltaïques dans la littérature dont les plus connus sont (El-Dein et al., 2013):

- Série-parallèle : C'est la configuration la plus répandue. Les panneaux sont connectés en série (*string*), ensuite ces *strings* sont connectés entre eux en parallèle (figure 1.11a). La puissance produite en sortie se trouve augmentée mais l'inconvénient de cette configuration est qu'il enregistre beaucoup de pertes de puissances dû aux panneaux montés en série. Il est préconisé dans une telle configuration de limiter le nombre de panneaux photovoltaïques par *string* et de privilégier un plus grand nombre de connexion parallèle.
- *Total cross Tied* : Elle est réalisée en connectant en parallèle tous les panneaux photovoltaïques sur la même ligne des différents *strings* (figure 1.11b). Cela donne un champ solaire en forme de matrice contenant plusieurs nœuds. La somme des courants dans les différents nœuds et la tension des panneaux photovoltaïques montés en parallèle sont égaux. Cette configuration dans la majorité des modèles d'ombrage testés donne de meilleurs résultats comparativement aux trois autres configurations. Cela est dû aux multiples connexions qui permettent de ne pas activer les diodes by-pass dans toutes les conditions d'ombrage. Ce qui permet de monter en tension et en courant tout en minimisant les pertes de puissances. L'inconvénient de cette configuration est qu'elle est plus dispendieuse à mettre en œuvre.
- *Bridge Link* : Cette configuration est composée de plusieurs îlots (figure 1.11c). Chaque îlot est composé de deux *strings* parallèles portant chacun deux panneaux solaires en série avec des liaisons intercalées entre les ponts. Elle permet aussi d'augmenter la tension et le

courant tout en limitant les pertes de puissances dans le système photovoltaïque. Comparé à la configuration *total cross tied*, la configuration *bridge link* est moins performante pour des cas d'ombrages partiels mais présente une meilleure performance que le *total cross tied* lorsqu'elle est soumise à un plein ensoleillement. Cela s'explique par le fait qu'elle nécessite moins de filage, donc moins de pertes de puissance. Comparée à la configuration série-parallèle, elle est beaucoup plus dispendieuse à mettre en œuvre mais présente moins de pertes que la configuration série-parallèle.

- *Honey Comb*: Elle est formée de deux *strings* parallèles constitués de trois modules connectés en série (figure 1.11d). Confrontée aux configurations *total cross tied* et *bridge link*, la configuration *Honey Comb* est reconnue comme ayant des performances moyennes car elle enregistre un peu plus de pertes de puissance. Par contre elle présente une meilleure performance pour un champ solaire aménagé et connecté de manière asymétrique ou lorsque le nombre de colonnes recevant le même ensoleillement est supérieur au nombre de lignes.

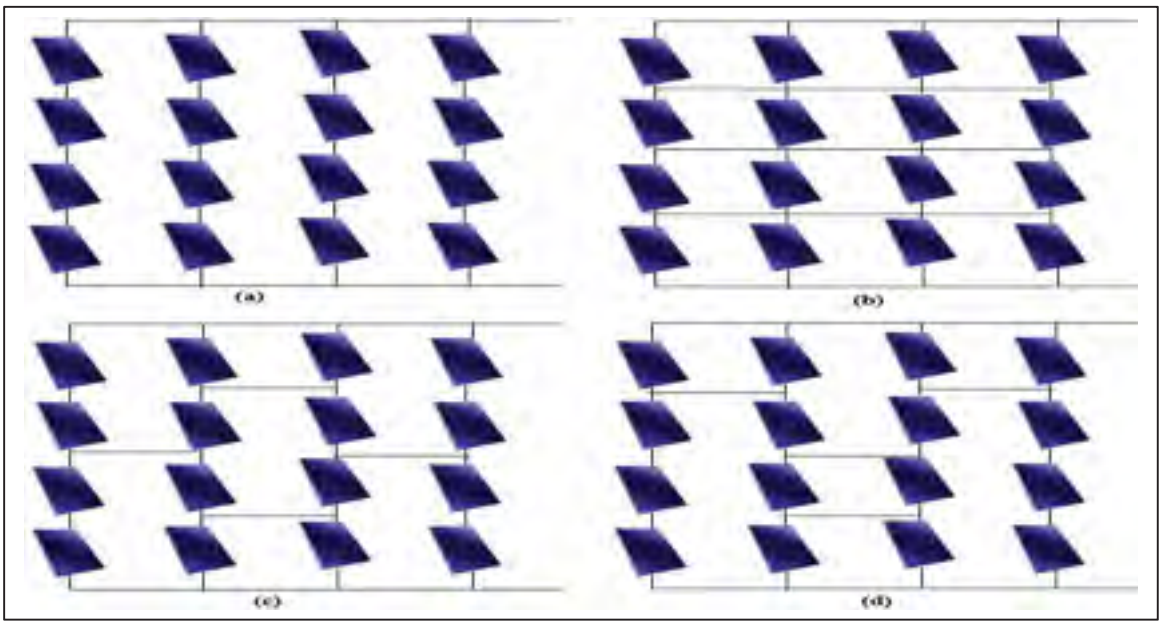


Figure 1.8 Différentes configurations de champs photovoltaïques. (a) Série-parallèle, (b)*Total-cross-tied*, (c) *Bridge-linked*, (d) *Honey-comb*
Adaptée deBelhachat et Larbes (2015)

Il existe également d'autres techniques moins connues de reconfiguration des panneaux photovoltaïques qui permettent d'atteindre le maximum de puissance. Toutefois ces techniques nécessitent l'installation de capteurs, de commutateurs, et d'algorithmes de contrôle complexe afin d'effectuer de manière dynamique des reconfigurations du champ photovoltaïque (Sahu, Nayak, & Mishra, 2016) lors de phénomènes d'ombrages partiels. Ces reconfigurations peuvent être partielles ou complètes. La reconfiguration partielle prévoit qu'une partie des cellules photovoltaïques du champ solaire soit fixe et l'autre partie soit capable d'être reconfigurée. La reconfiguration complète prévoit que toutes les cellules photovoltaïques du champ solaire soient reconfigurables. L'une ou l'autre nécessite des algorithmes qui vont gérer les actions dans les conditions d'ombrage partiel. Des travaux déjà menés par le passé ont proposé des algorithmes de reconfiguration partielle ou complète. Nous pouvons nommer la topologie de débalancement des cellules photovoltaïques (Lin et al., 2012), le modèle utilisant des formules mathématiques (El-Dein et al., 2013), l'algorithme de programmation dynamique (Wang, Lin, Kim, Chang, & Pedram, 2014). Cependant toutes ces méthodes utilisent des commutateurs, ce qui engendre des pertes de puissance. L'algorithme de détermination des connexions optimales (Gamba et al., 2015) qui est une approche nouvelle utilise des jeux de barres pour changer les positions des cellules photovoltaïque entre elles. Ce qui a pour avantage de minimiser les pertes de puissances par rapport aux commutateurs. D'autres techniques développées plus récemment comme la configuration *Futoshiki* est basée sur la logique des puzzles. Dans cette approche, l'emplacement physique des modules photovoltaïques change mais la connexion électrique des modules n'est pas modifiée. Les résultats de l'étude montrent que pour toutes conditions d'ombrages, la technique *Futoshiki* génère une plus grande puissance par rapport à la configuration *total-cross-tied*. L'inconvénient de la technique est qu'elle n'est pas capable d'extraire le maximum de puissance du système photovoltaïque. Il faudra donc développer un algorithme qui permet à cette technique d'optimiser la poursuite du maximum global (Sahu et al., 2016).

1.5.3 Stratégies de contrôle des onduleurs

Les stratégies de contrôle sont aussi développées dans le but de minimiser les effets néfastes des ombrages partiels surtout dans les systèmes photovoltaïques de grande puissance. La stratégie de contrôle appelé MICAPAS permet dans les centrales photovoltaïques isolées de réguler la fréquence en cas d'ombrage partiel sans avoir recours au stockage d'énergie. Toutefois d'après (Rahmann, Vittal, Ascui, & Haas, 2016) cette stratégie n'est efficace que pour les centrales photovoltaïques de très grandes capacités. Nous avons relevé dans la littérature qu'une version plus pratique de la stratégie de commande subMICs a été mise en place et permet également de minimiser les pertes de puissances dues à l'ombrage partiel et au *mismatch* entre les panneaux solaires (Khan & Xiao, 2016). Le mode de contrôle par glissement ou *sliding mode* est également une stratégie beaucoup utilisée. Son principe consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre. Elle a l'avantage d'être stable et facile à implanter (Mendalek, 2003). Afin d'améliorer la rapidité de cette technique (A. Hamadi, Rahmani, & Al-Haddad, 2010) ont développé la commande *Proportionelle-integrale* combinée à la commande par mode de glissement. La commande par mode de glissement fait partie des techniques de contrôle non-linéaire. Une autre technique non linéaire est le *droop control*. Même si elle comporte des limites elle est l'une des techniques les plus utilisées pour garantir la fiabilité du réseau électrique (Busbieha et al., 2017). Ainsi des variantes de cette technique de commande ont été mises en place afin de l'optimiser (Elrayyah, Cingoz, & Sozer, 2017);(Egwebe, Fazeli, Igic, & Holland, 2016; Godoy et al., 2017). Le *droop control* et le *sliding mode* seront respectivement développés dans les chapitres 3 et 5.

1.6 Architectures des systèmes solaires photovoltaïques

Plusieurs convertisseurs de puissance sont utilisés pour bâtir l'architecture des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique. Nous abordons dans cette section les configurations les plus populaires. (Hasan, Mekhilef, Seyedmahmoudian, & Horan, 2017) décrivent principalement cinq architectures .Nous avons d'abord les architectures centrales et

multicentrales qui permettent une grande fiabilité et une simplicité d'installation mais restent incapables d'extraire le maximum de puissance globale lorsque survient un ombrage partiel. Nous avons ensuite les onduleurs *strings* et *multistrings* connectés à la tête de chaque *string*. Cette configuration permet d'extraire le maximum de puissance sur chaque *string* et par conséquent de limiter l'ampleur des pertes étant donné qu'en cas d'ombrage chaque *string* est autonome par rapport aux autres. Enfin nous avons la technique des micro-convertisseurs qui utilise un convertisseur muni d'un algorithme de maximisation pour chaque module photovoltaïque. Cela a pour avantage de permettre l'extraction individuelle de la puissance maximale pour chaque module photovoltaïque.

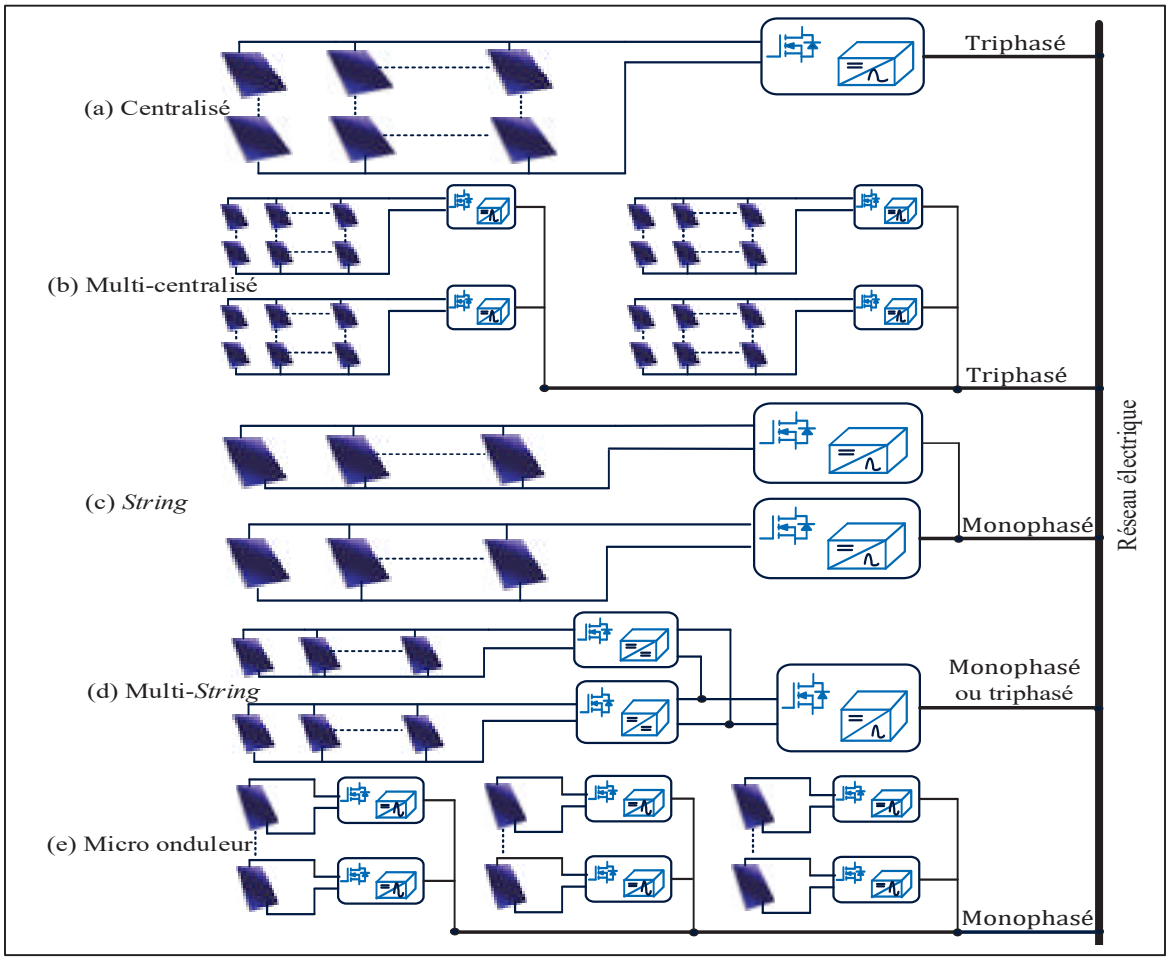


Figure 1.9 Différentes architectures de convertisseurs de puissance. (a*)* centralisé (b) multi-centralisé, (c) *string* (d) multi-*string* (e) micro-onduleurs
Adaptée de Hasan et al. (2017)

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé le fonctionnement d'une cellule solaire photovoltaïque par le principe photovoltaïque. Nous avons étudié la modélisation d'une cellule photovoltaïque et observé ses caractéristiques puissance-tension Ppv=f(Vpv) et courant -tension Ipv=f(Vpv) en fonction de l'ensoleillement. Aussi pour concevoir un module photovoltaïque, il est nécessaire de réaliser des associations serie-parallèle afin d'obtenir la tension désirée en sortie. Ces modules photovoltaïques ont besoin d'être protégés par des diodes *bypass* afin d'éviter leurs détériorations lorsqu'elles sont soumises à un phénomène d'ombrage partiel. Nous avons également mis en exergue différentes techniques de maximisation des systèmes photovoltaïques. La première approche est la mise au point d'algorithmes de maximisation. Ces algorithmes, quelle que soit la technique utilisée ont pour objectif de faire fonctionner les systèmes photovoltaïques à leurs points de puissance maximale. La deuxième approche introduit la configuration des champs solaires qui est susceptible d'optimiser la puissance produite. Bien qu'il y ait de récents développements sur des configurations dynamiques capables soit de reconfigurer électriquement ou physiquement les modules, les configurations standards les plus connues et utilisées sont celles que nous avons exposées dans ce chapitre. La troisième approche est le développement des stratégies de contrôle des convertisseurs permettant de diminuer les effets négatifs de l'ombrage partiel et d'augmenter la pénétration des systèmes photovoltaïques dans le réseau de distribution électrique. Enfin, nous avons décrit les différentes architectures de convertisseurs qui permettent de connecter le système photovoltaïque au réseau.

CHAPITRE 2

OMBRAGE PARTIEL ET MAXIMISATION DE LA PUISSANCE

2.1 Introduction

Il est connu que sous des conditions d'ensoleillement avec des ombrages partiels, les techniques de maximisation conventionnelles des systèmes solaires photovoltaïques sont incapables de différencier le point de puissance maximale globale parmi plusieurs maximums. Ainsi les techniques habituellement utilisées comme *perturb and observe, incremental conductance, hill climbing*, sous des conditions d'ensoleillement non uniforme démontrent leur inefficacité à trouver le maximum global. Nous illustrerons nos propos par des simulations avec le logiciel Simulink/Matlab, en mettant en évidence les difficultés de la méthode *perturb and observe*. Cette méthode est basée sur de légères perturbations à des intervalles réguliers de la tension afin d'observer la puissance de sortie (figure 2.1). Si la puissance augmente après une perturbation, la prochaine perturbation est appliquée dans la même direction que la précédente. Par contre si la puissance diminue après une perturbation, cela suppose que le point de fonctionnement s'éloigne du point de puissance maximale (figure 2.2). Alors la prochaine perturbation est appliquée dans la direction opposée à la précédente (Ahmad, Spertino, Leo, & Ciocia, 2016).

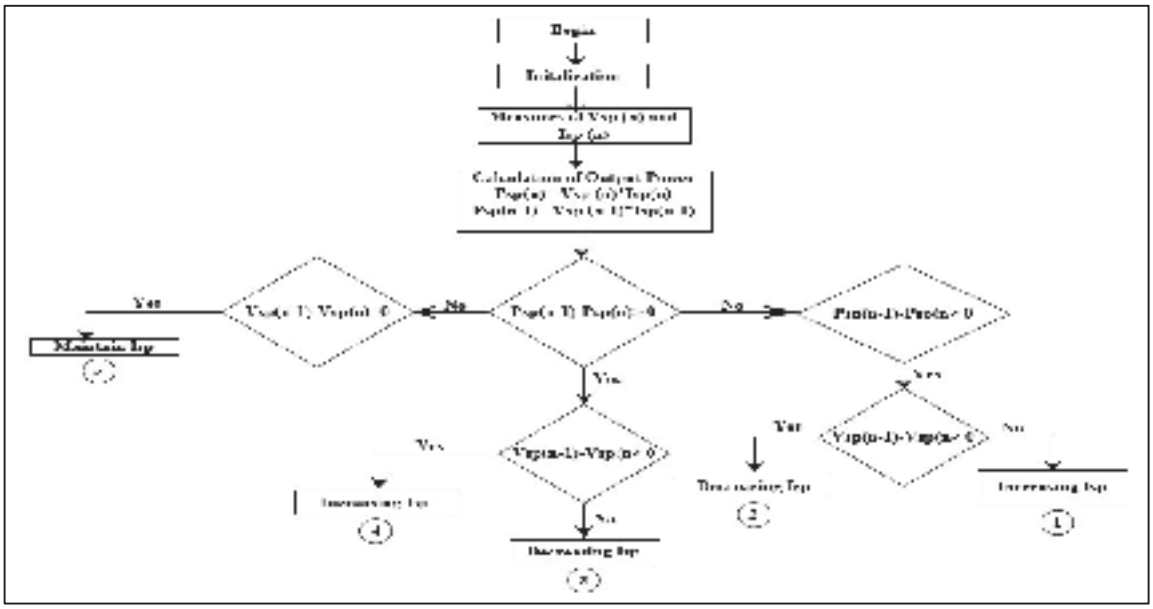


Figure 2.1 Organigramme de l'algorithme de maximisation *perturb & observe*
Tirée de Ndtoungou, Hamadi, Rahmani, et Al-Haddad (2014)

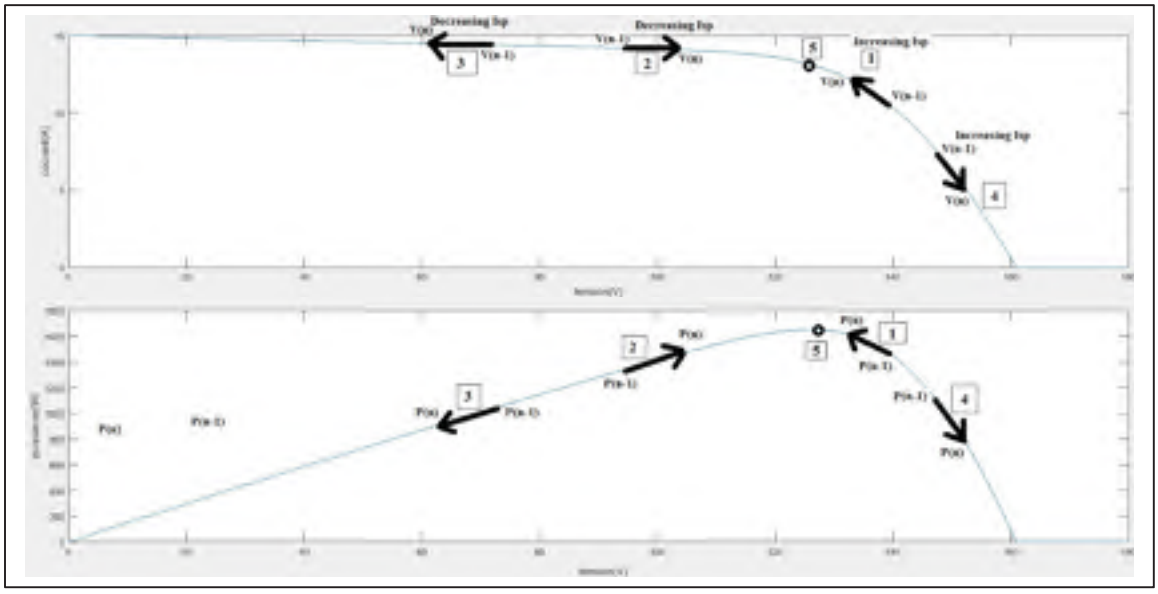


Figure 2.2 Les points de fonctionnement Ipv=f(Vpv) et Ppv=f(Vpv) utilisant l'algorithme de maximisation *perturb & observe*
Tirée de Ndtoungou et al. (2014)

Ce constat nous amène à proposer un algorithme de maximisation. L'algorithme proposé permettra quelles que soient les conditions d'ensoleillement, de faire fonctionner les modules

à leurs points de puissance maximale. Les simulations ont été réalisées afin de confirmer que lors des ombrages partiels l'algorithme permet en effet d'optimiser la production des systèmes photovoltaïques. Dans ce chapitre, nous avons également comparé par les résultats de simulation, la configuration serie-parallèle des champs photovoltaïques par rapport à la configuration *total-cross-tied*. Cela, afin de valider la configuration optimale selon la littérature. Pour finir, nous validerons également le fonctionnement du système solaire connecté au réseau électrique à travers des variations brusques de la charge et de la puissance des panneaux.

Les panneaux solaires considérés dans notre étude, sont ceux installés sur le toit de l'École de Technologie Supérieure par le Groupe de Recherche en Électronique de Puissance et Commande Industrielle (GREPCI). L'installation dont l'image est dans l'annexe 1 compte six panneaux identiques de marque Jinko solar d'une puissance totale installée de 1,5 kWc. Les principales caractéristiques techniques des panneaux sont résumées dans le tableau 2.1. Pour la fiche technique du panneau JKM250P-60, il faudrait consulter l'annexe 2.

Tableau 2.1 Caractéristiques techniques du panneau JKM250P-60

Module photovoltaïque (JKM250P-60)	**Valeurs (conditions STC)**
Puissance maximale (P_{max})	250 W
Tension au point de puissance maximum (V_{mpp})	30,5 V
Courant au point de puissance maximum (I_{mpp})	8,20 A
Tension en circuit ouvert (V_{oc})	37,7 V
Courant de court-circuit (I_{sc})	8,85 A
Nombre de cellules photovoltaïques par module	60 (6 x 10)
Résistance série (valeur calculée)	0,34314 Ω
Résistance parallèle (valeur calculée)	131,1519 Ω

2.2 Simulation de panneaux photovoltaïques soumis à des ombrages partiels

2.2.1 Cas d'un champ photovoltaïque dont l'ensemble des panneaux sont installés au même endroit

Nous avons réalisé trois simulations sur les panneaux soumis à un ensoleillement uniforme au même moment, mais différent à chaque simulation (figure 2.3). Ainsi à la première simulation, tous les panneaux sont soumis à 600 W/m^2, puis à 800 W/ m^2 à la deuxième simulation et 1000 W/ m^2 à la troisième simulation.

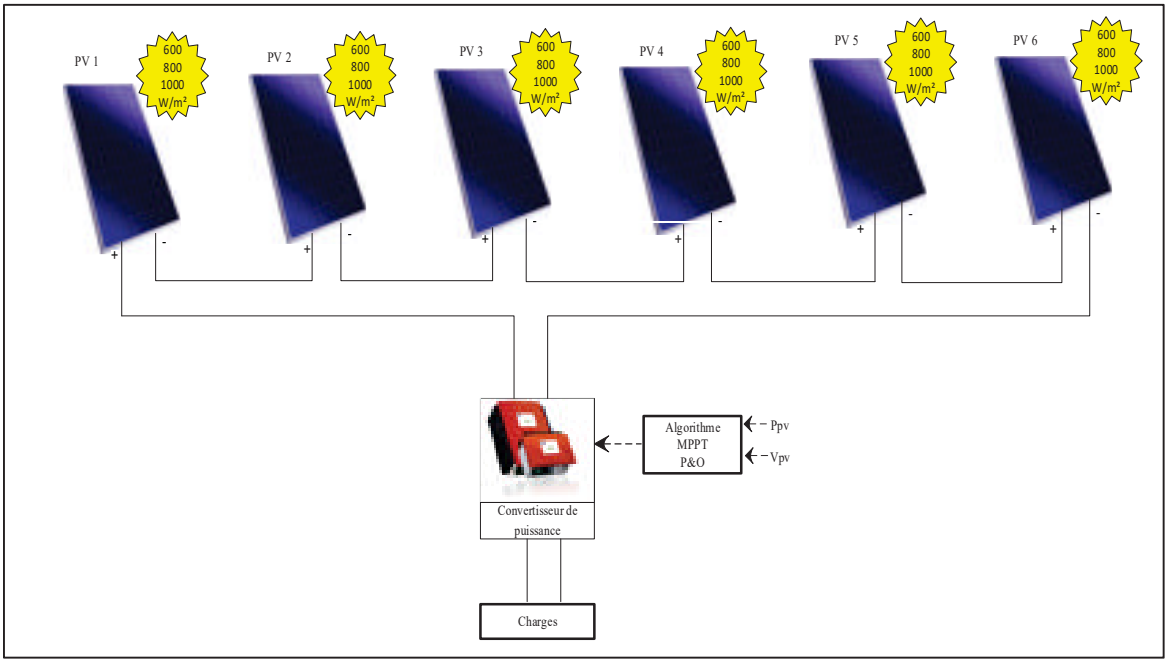


Figure 2.3 Système photovoltaïque avec l'algorithme *perturb and observe* lors de différents ensoleillements uniformes du champ solaire

A l'aide des données recueillies, nous avons tracé à la figure 2.4 la caractéristique puissance-tension Ppv=f(Vpv) correspondant. Les points en rouge sur chacune des trois courbes de la figure 2.4 représentent les points de puissance maximale détectés par l'algorithme *perturb and observe* sous les différents ensoleillements uniformes. Nous remarquons que l'algorithme est capable de trouver le point de puissance maximale pour chaque ensoleillement.

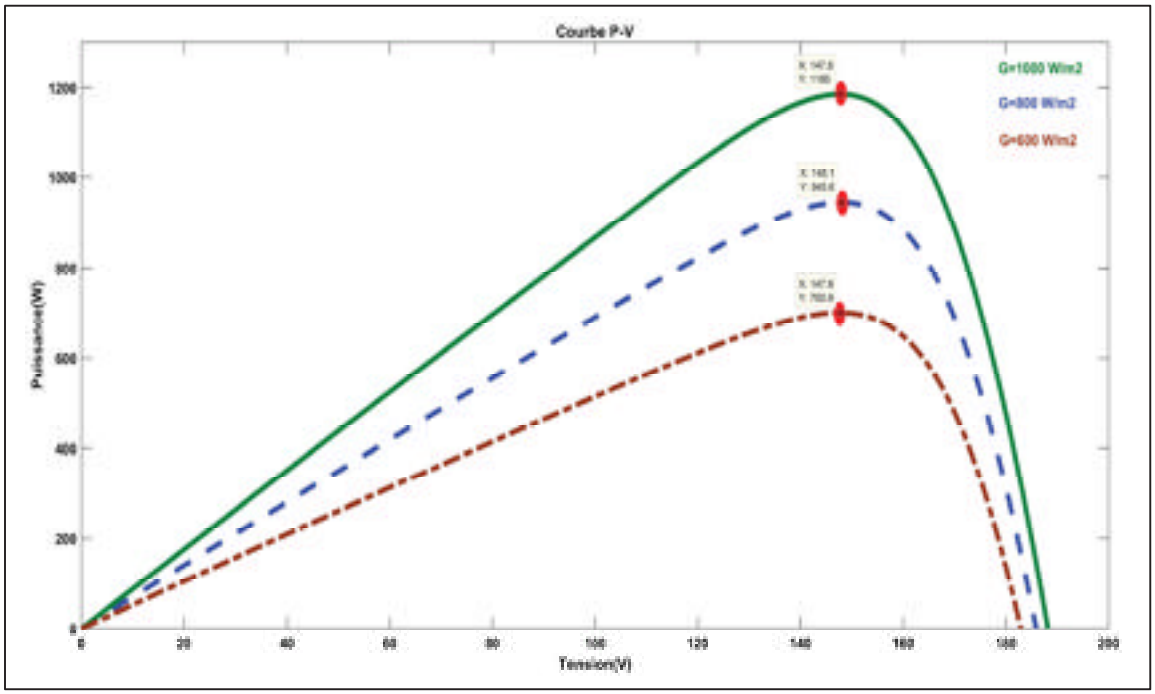


Figure 2.4 Caractéristiques puissance-tension Ppv=f(Vpv) obtenues avec l'algorithme *perturb and observe* lors de différents ensoleillements uniformes du champ solaire

2.2.2 Cas d'un champ photovoltaïque dont les panneaux sont installés à différents endroits

Nous avons effectué une autre simulation avec l'ensemble des six panneaux photovoltaïques soumis à différents ensoleillements au même moment. En effet seuls les deuxième et cinquième panneaux reçoivent un même ensoleillement de 1000 W/m^2, les autres panneaux ont des valeurs différentes (figure 2.5).

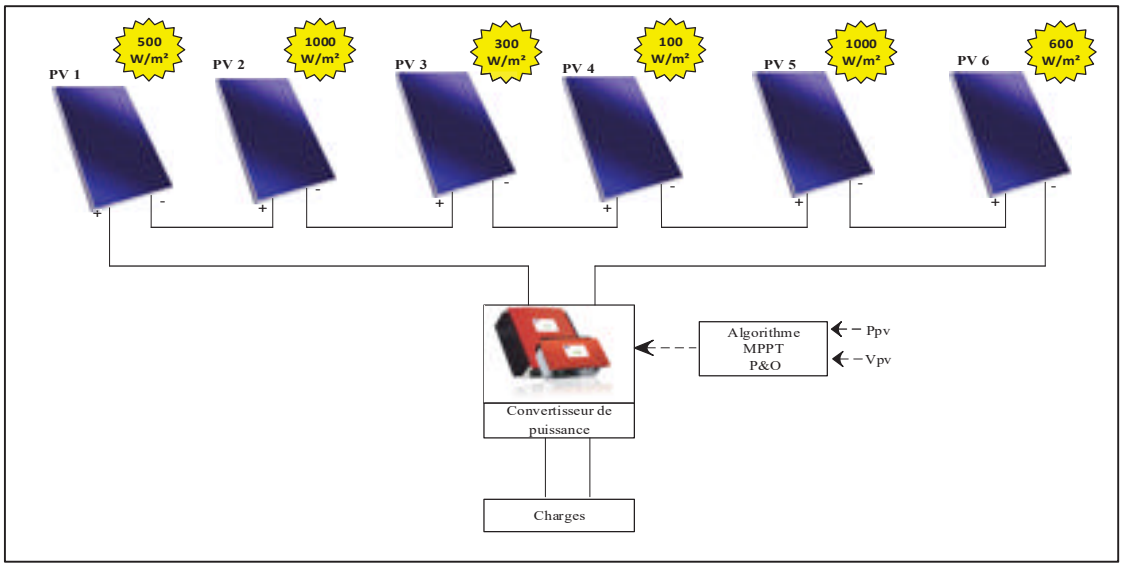


Figure 2.5 Système photovoltaïque avec l'algorithme *perturb and observe* lors d'un phénomène d'ombrage partiel du champ solaire

La limite de la technique *perturb and observe* est mise en évidence dans cette situation. Les courbes obtenues indiquent que cette technique n'est pas assez intelligente pour poursuivre le maximum global parmi plusieurs maximums. Par le résultat de simulations à la figure 2.6, nous observons que l'algorithme s'arrête lorsqu'il détecte le premier maximum local représenté par une courbe en pointillé. Cependant dans la même figure, on remarque sur l'allure complète de la courbe caractéristique puissance-tension (Ppv = f (Vpv)), que le maximum global se trouve ailleurs. De ce constat, nous déduisons que la technique *perturb and observe* n'a pas permis dans les conditions d'ombrages partiels, d'aller chercher le maximum global. Il en résulte alors un manque à gagner considérable au niveau de la production d'énergie du système photovoltaïque.

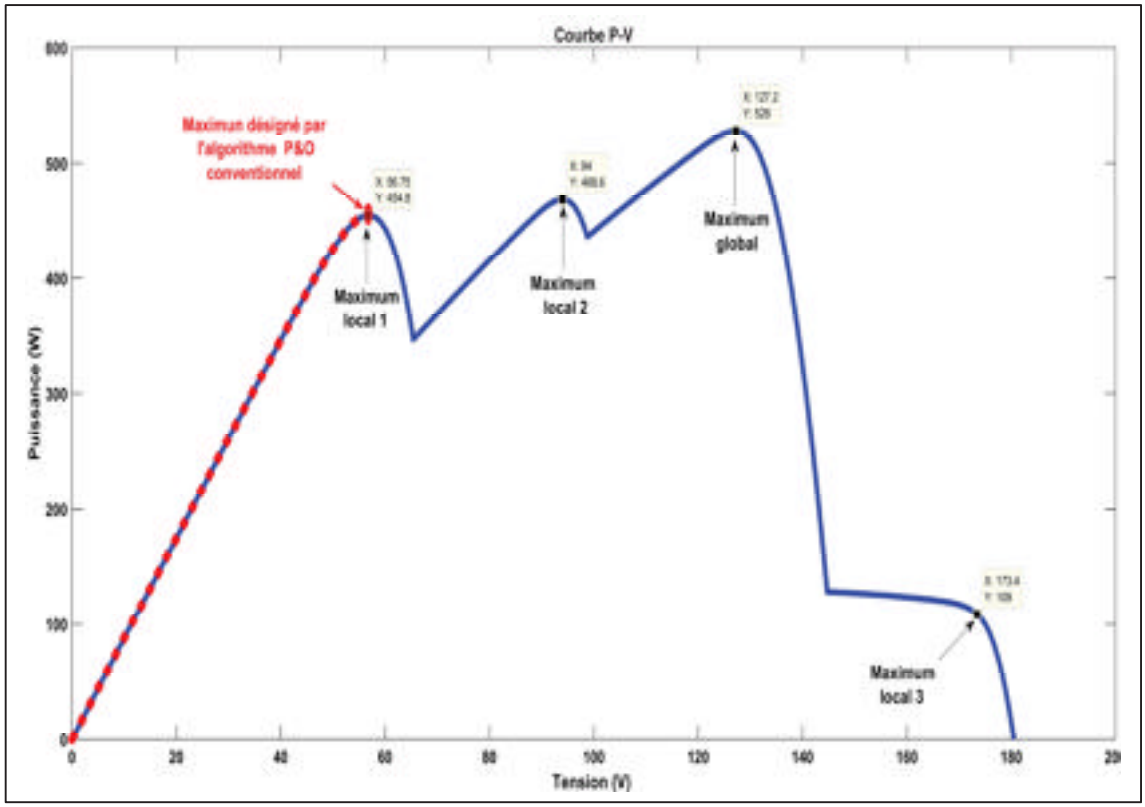


Figure 2.6 Caractéristique puissance-tension Ppv=f(Vpv) mettant en évidence les limites de l'algorithme *perturb and observe*

2.3 Proposition d'un algorithme de maximisation

L'algorithme proposé a pour but de compenser les limites des algorithmes de maximisation conventionnels, qui sont incapables de trouver le maximum global lors d'un phénomène d'ombrage partiel. Il est apte, quel que soit le profil d'ombrage partiel, à trouver le point de puissance maximale sur la caractéristique puissance-tension Ppv=f(Vpv) d'un système photovoltaïque

2.3.1 L'approche de l'algorithme proposé

Elle consiste à effectuer un balayage continu de la tension du champ solaire photovoltaïque jusqu'à atteindre la valeur maximale. Initialement, l'algorithme prend en entrée la tension de fonctionnement et la puissance calculée correspondante à chaque pas. Ensuite, il incrémente la tension et effectue une première comparaison de la nouvelle puissance calculée avec la valeur

précédente. Puis il retient la plus grande valeur des deux puissances calculées et la compare ensuite à la valeur de puissance stockée en mémoire afin de s'assurer qu'il a retenu la plus grande valeur depuis le début du balayage. Une fois que l'algorithme a balayé la courbe de tension jusqu'à la valeur maximale qu'il met définitivement en mémoire. Cet algorithme affiche sur la courbe caractéristique Ppv=f(Vpv), la valeur représentant le maximum global parmi plusieurs maximums. En fin de compte, l'algorithme recommence automatiquement le balayage lorsqu'il atteint la valeur maximale de la tension du champ. La taille et la configuration du champ photovoltaïque permet de fixer la valeur maximale de la tension.

2.3.2 Structure de l'organigramme

L'organigramme de l'algorithme illustré dans la figure 2.7 commence par l'initialisation des variables utilisées. Les variables P(i) et V(i) représentent les nièmes échantillons de la puissance et de la tension du système photovoltaïque. P_{max} est la variable qui stocke la valeur de la puissance maximale globale et V_{max} celle qui stocke la valeur de la tension correspondant à $P_{max.}$ I=i+1 représente la nième itération.

Après l'initialisation, l'algorithme débute le balayage de la courbe de tension maximale supportée par le système photovoltaïque. Après chaque incrémentation, la valeur de la tension V (i + 1) et la puissance P (i + 1) calculée sont récupérées. La valeur actualisé P (i + 1) est ensuite comparée à la valeur précédente P(i). Si P (i+ 1) est supérieure P(i) alors on incrémente V (i+ 1). Cependant, si P (i+ 1) est inférieure P(i) et qu'un maximum local est localisé, les paramètres V_{max} et P_{max} sont sauvegardés et V (i+ 1) est incrémenté. Lorsqu'un autre maximum local est identifié, la puissance correspondante sera comparée à celle contenue dans P_{max}. Si cette nouvelle valeur est supérieure, l'ancienne est écrasée et la tension correspondante est attribuée à V_{max}. Sinon, la valeur de P_{max} est maintenue et on incrémente V (i+ 1). Cette procédure est répétée tant que la tension V (i+1) est inférieure à V_{pmax}. Une fois que le balaye de la courbe puissance-tension Ppv = f(Vpv) est effectif, alors les variables P_{max} et V_{max} contiendront les valeurs du maximum de puissance global et de sa tension correspondante.

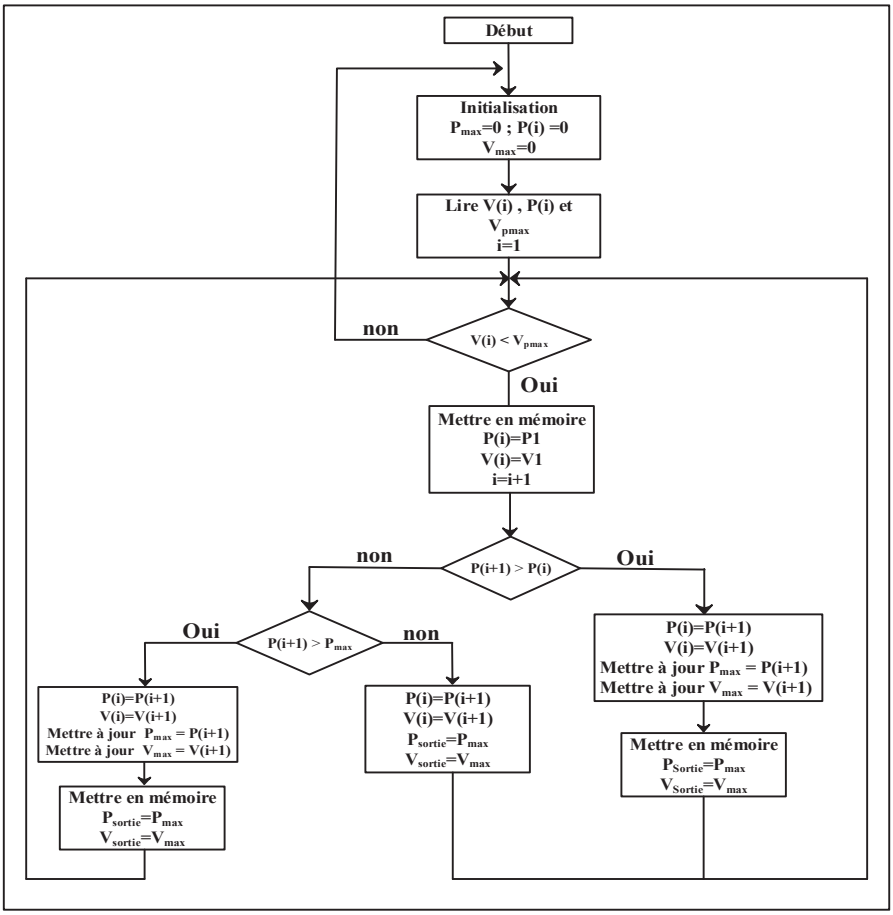


Figure 2.7 Organigramme de l'algorithme de maximisation proposé

2.3.3 Programmation de l'algorithme

Nous avons transcrit l'organigramme en code à l'aide du logiciel Matlab. Le code décrit ci-dessous permet de tracer la courbe puissance-tension Ppv=f(Vpv) et d'afficher le maximum global à la fin de chaque balayage effectué.

Algorithme Maximisation

Algorithme de maximisation
Input : V1, P1, Vpmax1
Output : Pout 1

```
fonction Pout1 = scan (V1, P1, Vpmax1)
%variables
persistent P(i) Pmax Vmax i P V
% début de l'algorithme
    Vpmax = Vpmax1;
    P(i+1) = P1;
    Vpv=V1;
% afin de garder les valeurs de ces variables à chaque appel de la fonction
    if isempty(P(i))
        Pmax=0;
        P(i)=0;
        Vmax=0;
        i=1;
        P=zeros (1,300000);
        V=zeros (1,300000);
    end;
    if(Vpv < Vpmax)
        P(i)=P1;
        V(i)=V1;
        i=i+1;
         if (P(i+1) > P(i))
         P(i)=P(i+1);
         Pout1=Pmax;
    elseif(P(i+1)> Pmax)
         Pmax=P(i+1);
         Vmax=Vpv;
         P(i)=P(i+1);
         Pout1=Pmax;
    else
         (i)=P(i+1);
         Pout1=Pmax;
    end;
else
    Pout1=Pmax;
    Plot (Vmax, Pmax, 'r*',V,P,'b','LineWidth',2)
    axis ([0 Vpmax 0 Pmax])
end
```

2.3.4 Validation de l'algorithme proposé

Pour tester l'algorithme, nous avions simulé un phénomène d'ombrage à l'aide du logiciel Matlab. Nous avons encore considéré six panneaux photovoltaïques montés en série avec des ensoleillements différents au même moment (figure 2.8), afin de valider l'algorithme de maximisation que nous proposons.

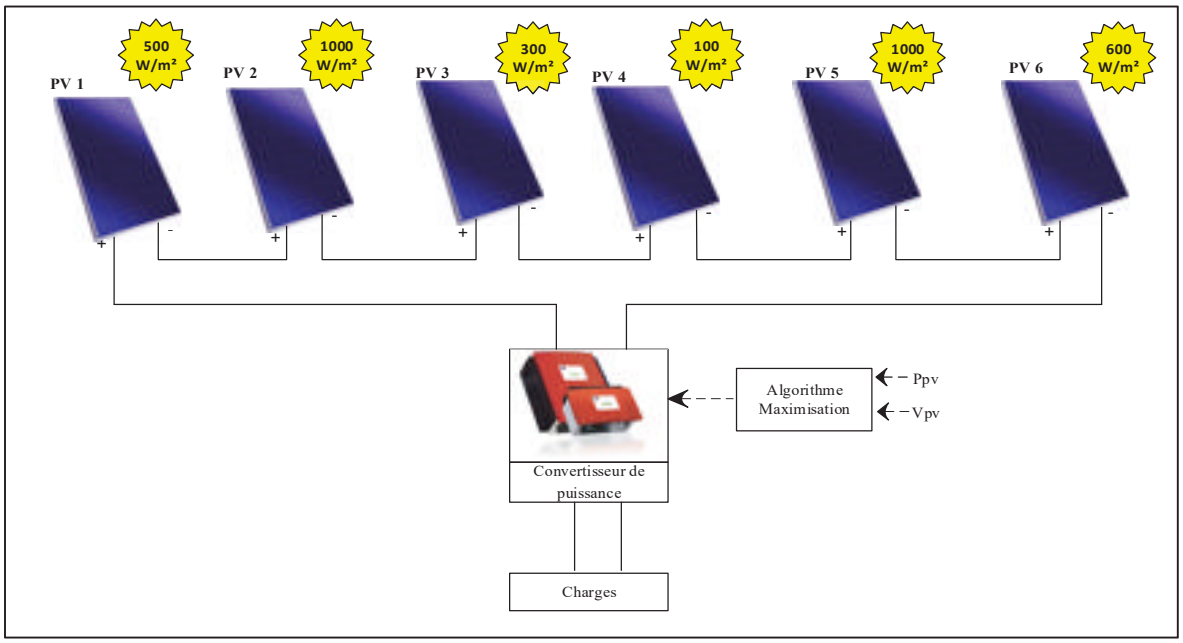


Figure 2.8 Montage série d'un système photovoltaïque avec l'algorithme de maximisation proposé

Les résultats montrent effectivement que l'algorithme implémenté permet de détecter le maximum global parmi plusieurs maximums lors d'un phénomène d'ombrage partiel. En effet sur la figure 2.9, l'algorithme de maximisation proposé pointe le maximum global sur la courbe caractéristique Ppv=f(Vpv).

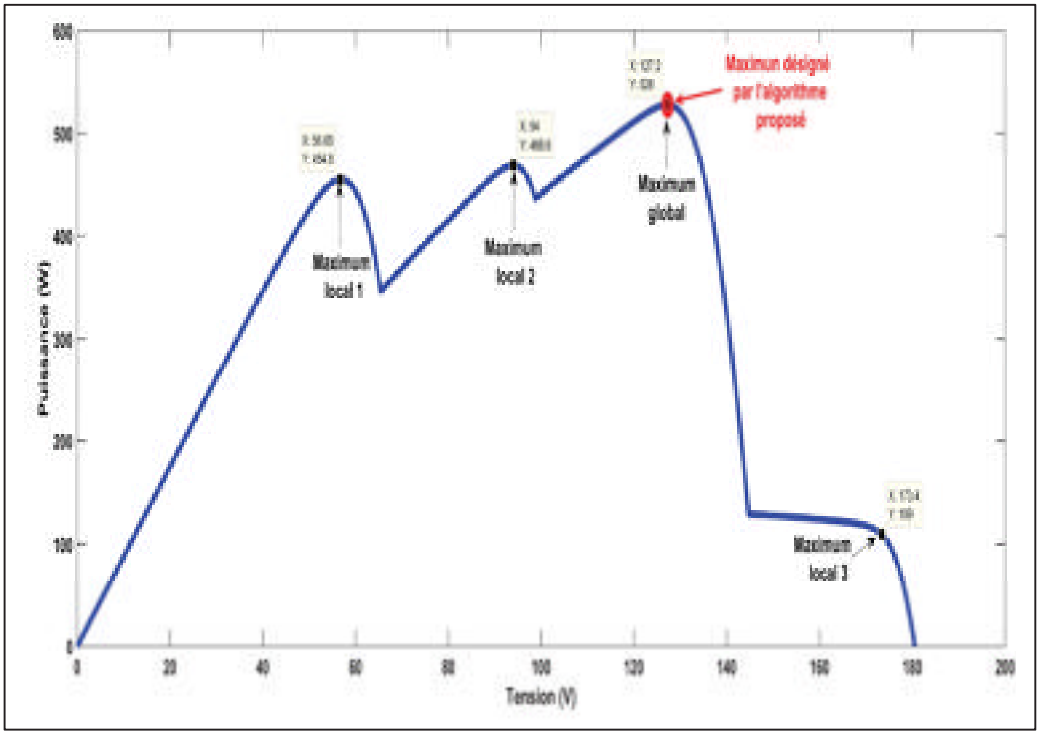


Figure 2.9 Caractéristiques Ppv=f(Vpv).obtenues par l'algorithme de maximisation proposé lors d'un phénomène d'ombrage partiel

2.4 Validation de la configuration optimale pour un champ solaire photovoltaïque

La configuration retenue pour notre étude est la *Total cross Tied* puisque selon la littérature, elle donne dans la plupart des cas d'ombrages partiels, la meilleure performance parmi les différentes configurations. Effectivement, les connexions multiples de cette configuration permettent de ne pas activer les diodes *bypass* dans toutes les situations d'ombrages. Cela se traduit donc par moins de maximums locaux sur la caractéristique Ppv=f(Vpv). Il en résulte un gain en tension et en courant tout en minimisant les pertes de puissance. Nous conservons également la configuration série-parallèle pour nos analyses vu qu'elle est la plus répandue. Cette dernière configuration nous permettra de faire des comparaisons de gain de puissance avec le *Total cross Tied* (figure 2.10).

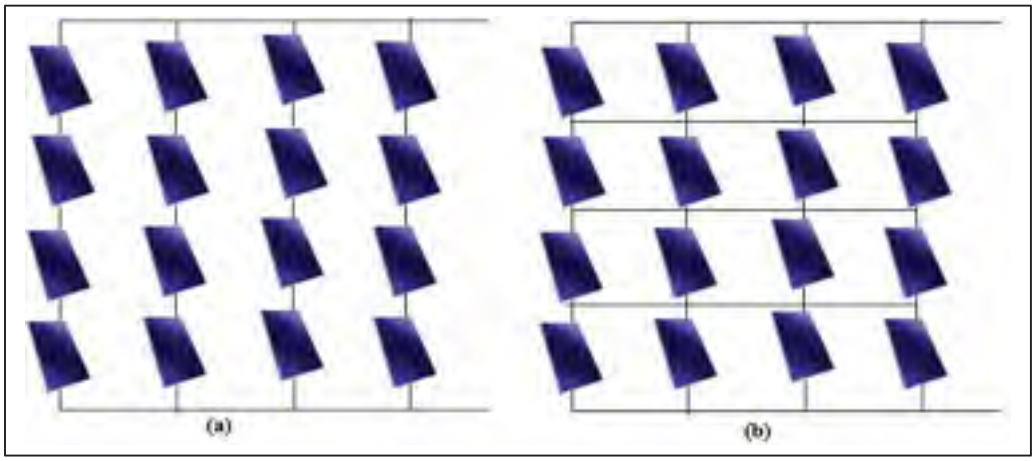


Figure 2.10 (a) Série-parallèle (b) *Total cross tied*

2.4.1 Maximisation de la puissance

Afin de valider la configuration la plus optimale avec l'algorithme de maximisation, nous avons exécuté différentes simulations. Trois scénarios sont retenus dans notre étude. Dans le premier scénario, l'algorithme de maximisation est appliqué à la fois aux configurations série-parallèle et *Total cross tied* avec un plein ensoleillement égale à 1000 W / m^2. Dans le deuxième scénario, l'algorithme de maximisation est appliqué à la configuration série-parallèle, mais avec des ensoleillements différents au même moment. Dans le troisième scénario l'algorithme de maximisation est appliqué à la configuration *Total cross tied* soumise à des ensoleillements différents.

2.4.1.1 Description des deux systèmes photovoltaiques simulées

Le système simulé est composé de six champs photovoltaïques. Chaque champ est composé de deux modules photovoltaïques connectés en série et trois *strings* photovoltaïques montés en parallèle comme le montre les figures 2.11 et 2.12.

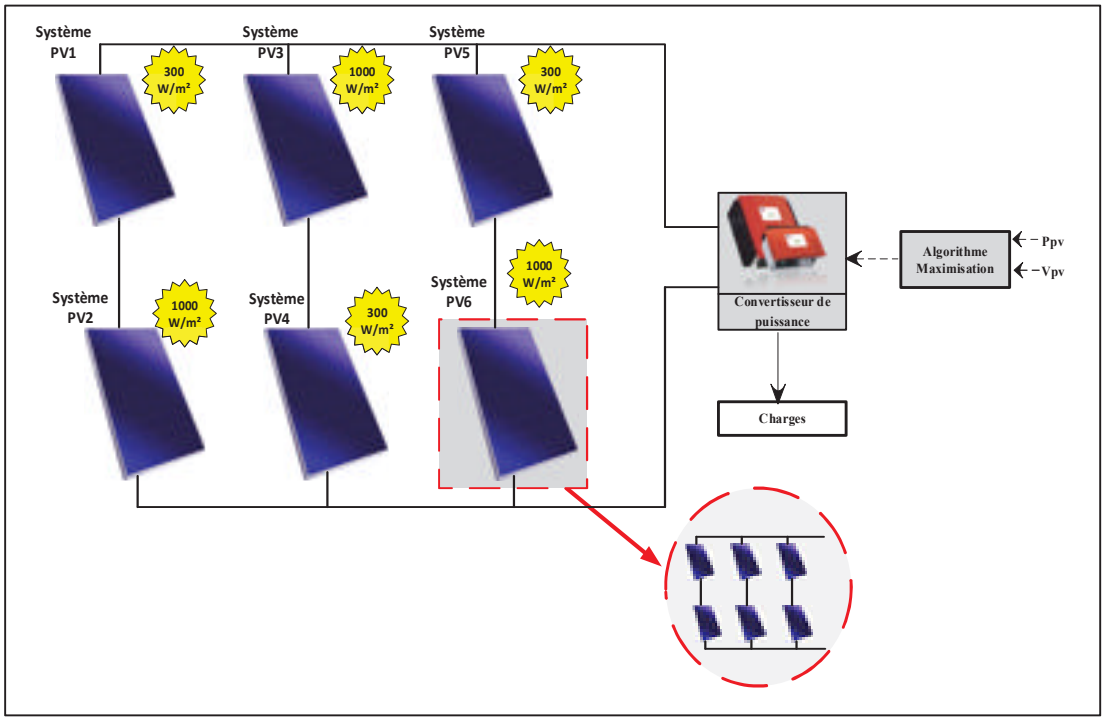


Figure 2.11.Montage série-parallèle sous différents ensoleillements

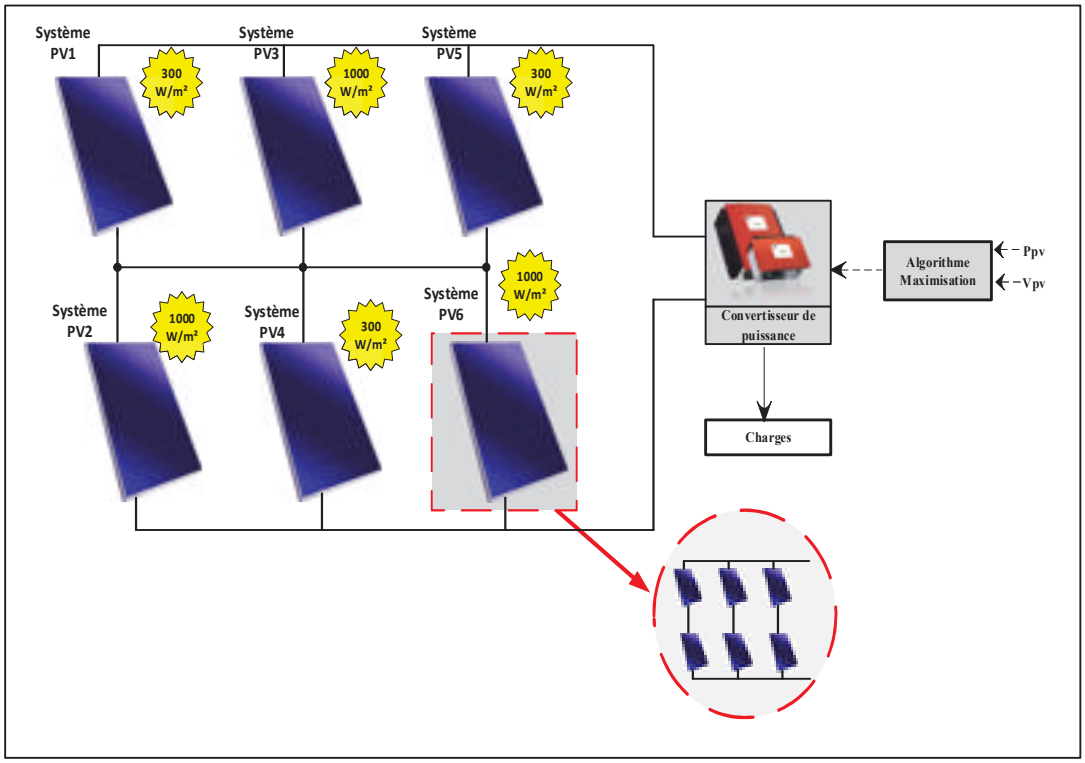


Figure 2.12 Montage *total cross tied* sous différents ensoleillements

2.4.2 Résultats de simulations

Les résultats de simulations des trois scénarios sont respectivement montrés dans les figures 2.13, 2.14 et 2.15.

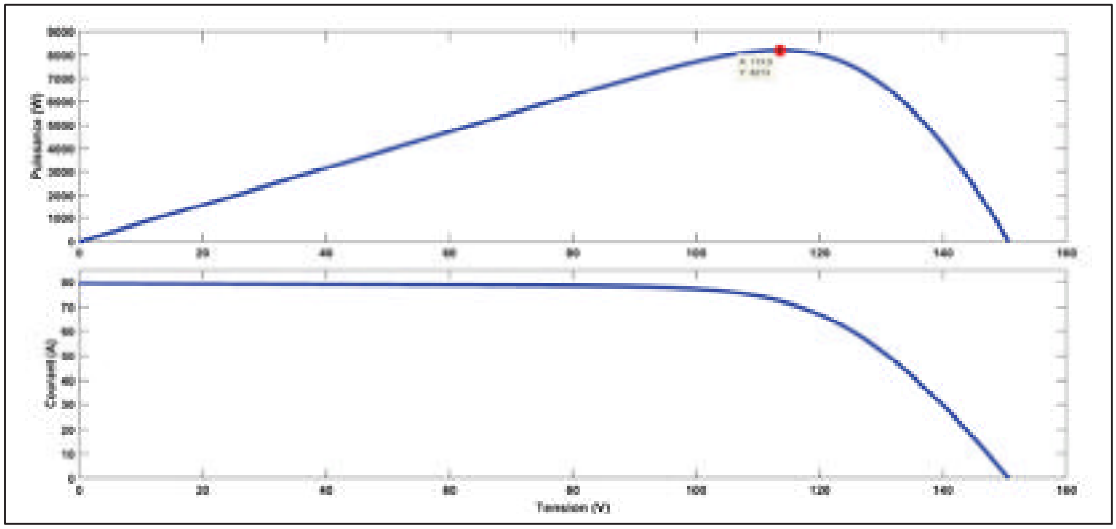


Figure 2.13 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des configurations série-parallèle et *Total Cross Tied* lorsque tous les panneaux reçoivent un plein ensoleillement G=1000 W/m^2

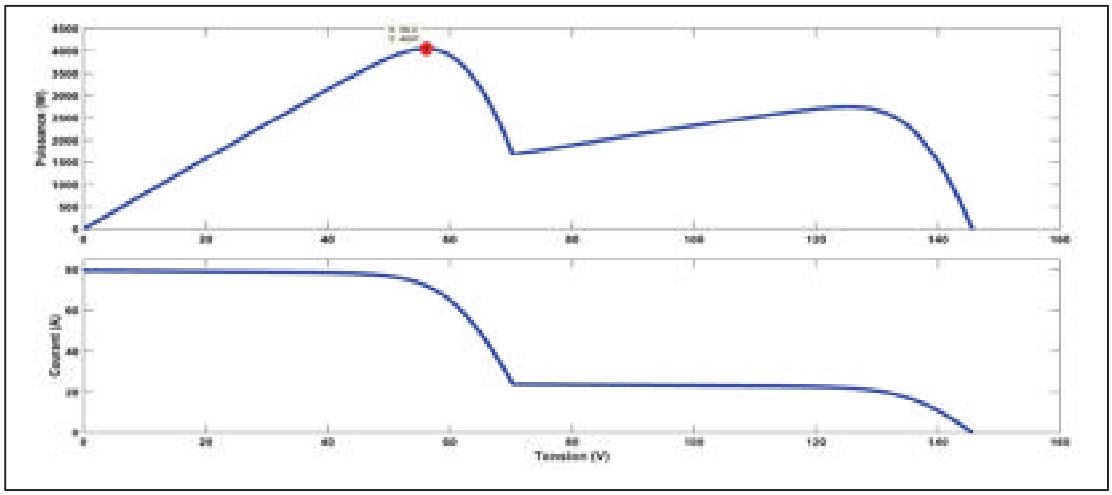


Figure 2.14 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) de la configuration série-parallèle lorsque les panneaux reçoivent les ensoleillements différents au même moment

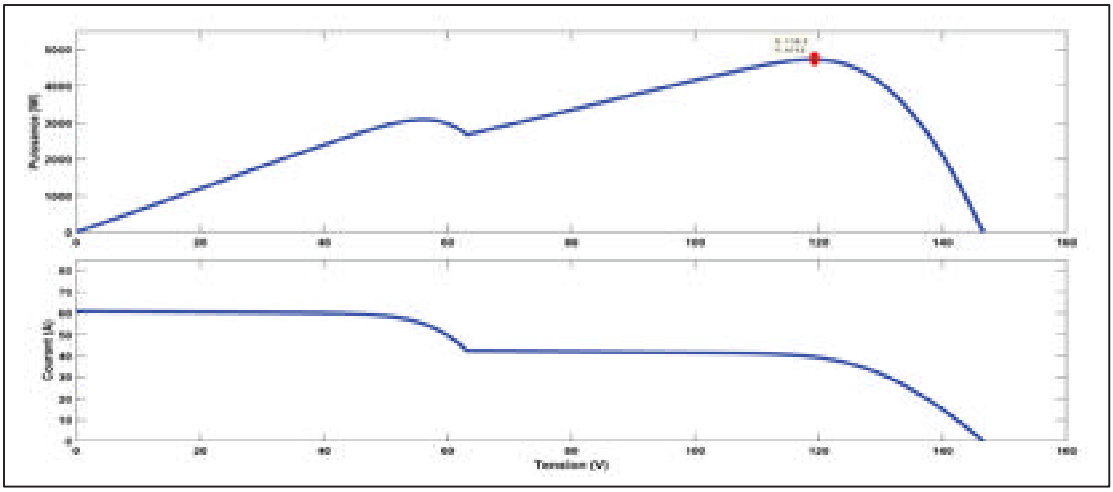


Figure 2.15 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) de la configuration *Total Cross Tied* lorsque les panneaux reçoivent les ensoleillements différents au même moment

Les systèmes photovoltaïques pleinement ensoleillés fournissent une puissance maximale P_{max} de 8 213 W pour chacune des deux configurations série-parallèle et *Total-cross-tied*. Lorsque les modules photovoltaïques sont partiellement ombragés, le montage série-parallèle fournit une puissance maximale P_{mps} de 4 047 W, ce qui représente une perte de puissance de 50,72 %.Tandis que le montage *Total-cross-tied*, fournit une puissance maximale P_{mps} de 4 713 W avec une perte de puissance évaluée à 42,61 %. C'est donc une différence d'environ 8 % entre les deux configurations. Lorsque nous considérons des systèmes photovoltaïques de grande capacité de l'ordre du mégawatt, cela représente un gain de puissance conséquent. Nous arrivons à la conclusion que la configuration *Total-cross-tied* assure une bien meilleure performance que la configuration série-parallèle lors des phénomènes d'ombrage partiel en général. Le tableau 2.2 résume les résultats de comparaison des deux configurations.

Tableau 2.2 Comparaison du gain de puissance entre les configurations série-parallèle et *total cross tied*

Configurations		**Puissance photovoltaïque (W)**	**Pertes de puissance (%)**
série-parallèle	Sans ombrage	8 213	50,72
	Avec ombrage	4 047	
Total-cross-tied	Sans ombrage	8 213	42,61
	Avec ombrage	4 713	

2.5 Analyse du fonctionnement de la diode *bypass* d'un sous-*string* soumis à un phénomène d'ombrage partiel

En remarquant la présence de plusieurs maximums sur les courbes caractéristiques Ppv=f(Vpv) précédentes, nous nous sommes posé la question de savoir pourquoi leurs présences. La littérature parcourue nous révèle que ces maximums sont la conséquence du fonctionnement des diodes *bypass* montées en parallèle avec les sous-*strings* du module photovoltaïque lors de phénomènes d'ombrages partiels. En effet le module photovoltaïque dont nous disposons est composé de trois sous-*string* de 20 cellules chacun, connectées en série les uns les autres avec une diode *bypass* montée en parallèle avec chaque sous-*string*. La tension maximale de sortie du module photovoltaïque est d'environ $V_{pv} = Vst_1 + V_{st2} + V_{st3} = 37{,}6$ V. Dans le but d'approfondir notre compréhension du fonctionnement de la diode *bypass* lorsqu'un sous-*string* est soumis à un phénomène d'ombrage partiel, nous avons effectué trois scénarios de fonctionnement du module photovoltaïque. Dans le premier scénario, les trois sous-*strings* du module sont pleinement ensoleillées G=1000W/m^2 et nous avons réalisé deux simulations ; l'une avec une diode *bypass* monté aux bornes de chaque sous-*string* et l'autre sans diode *bypass* aux bornes de chaque sous-*string*.Dans le second scénario, nous avons considéré un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 et les deux autres sous-*strings* soumis à un plein ensoleillement G = 1000 W/m^2 .Nous avons fait pour ce second scénario une simulation sans une diode *bypass* monté aux bornes de chaque sous-*string*.Dans le troisième scénario, tout en considérant également un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500

W/m^2 et les deux autres soumis à un plein ensoleillement G = 1000 W/m^2 , nous réalisé cette fois ci, une simulation *avec* une diode *bypass* monté aux bornes de chaque sous-*string*. Nous analyserons alors les résultats de simulations afin d'expliquer dans les conditions d'ombrages partiels, le fonctionnement du module photovoltaïque en présence et en absence de la diode *bypass*.

2.5.1 Les trois sous-*strings* sont pleinement ensoleillés

Lorsque les cellules photovoltaïques des trois sous-*strings* sont soumises à un plein ensoleillement G = 1000 W/m^2, chaque cellule aura une tension d'environ 0,62V. Les tensions des cellules s'additionnent pour fournir aux bornes de chaque sous-*string* environ + 12,53V. Ces cellules, comme illustrés à la figure 2.16 sont traversés par un même courant $I_{st1}= I_{st2}= I_{st3} = I_{pv} = 8,85$ A avec $I_{st1}= I_{sc1}- I_{d1}$, $I_{st2}= I_{sc2}- I_{d2}$ et $I_{st3} = I_{sc3}- I_{d3}$. Chaque diode *bypass* aura -12,53V à son entrée et ne conduira aucun courant.

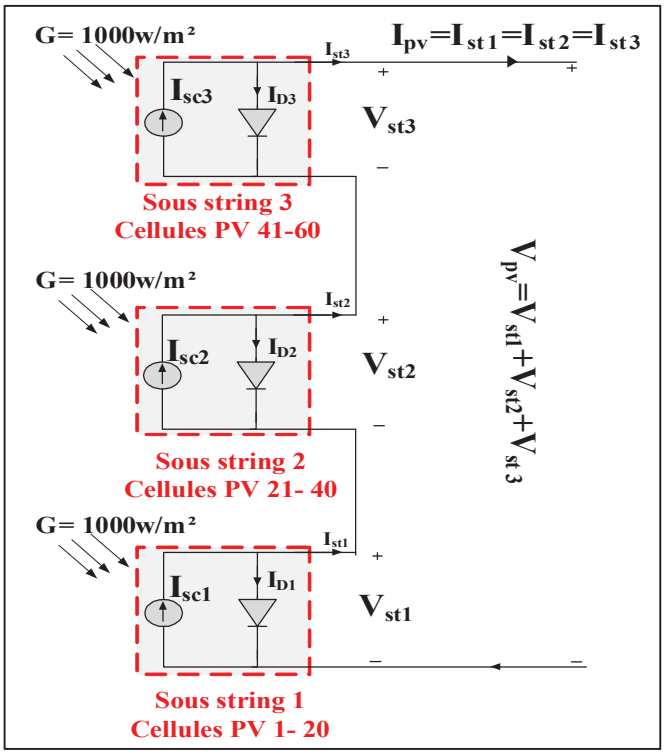


Figure 2.16 Schéma de trois strings ensoleillés à G=1000W/m^2 comportant chacun une diode *bypass*

On remarque que quand l'ensoleillement est G = 1000 W/m^2, la présence ou pas de la diode *bypass* n'a pas d'effet sur le comportement des sous-*strings*. Ceci à cause du fait que toute les cellules fonctionnent dans le quadrant I comme l'indique la figure 2.17.

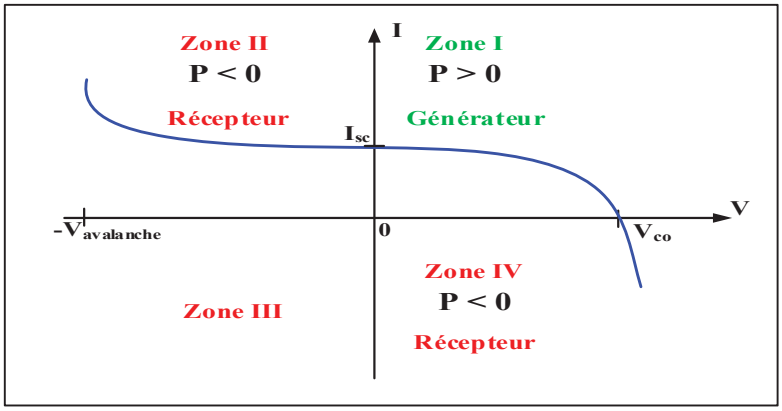


Figure 2.17 Caractéristique courant-tension Ipv = f(Vpv)
typique d'une cellule photovoltaïque
Adaptée de Abete et al. (1990)

Dans ce quadrant I, les cellules photovoltaïques fonctionnent comme des générateurs et sont comparables à des diodes en conduction directe. Elles ne drainent pas de tension inverse comme montré à la figure 2.18.

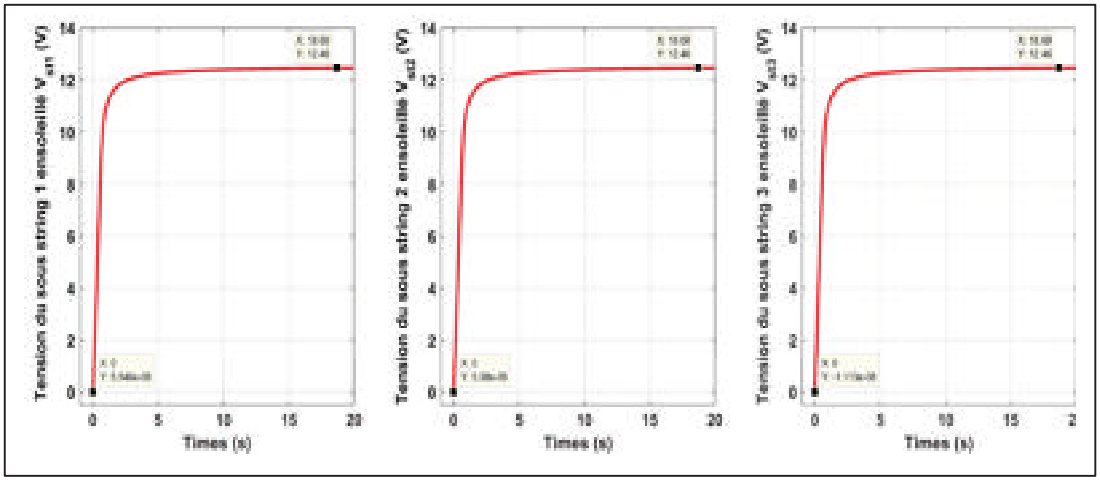


Figure 2.18 Tension de chacun des trois sous-*string*s soumis à un ensoleillement
G = 1000W/m^2

Les caractéristiques de sortie du module solaire Ppv = f(Vpv) et Ipv = f(Vpv) simulées sont présentés à la figure 2.19. Le module délivre une tension maximale V_{oc}=37,6 V et une puissance maximale de 244,5 W. L'allure de la courbe présente un seul maximum.

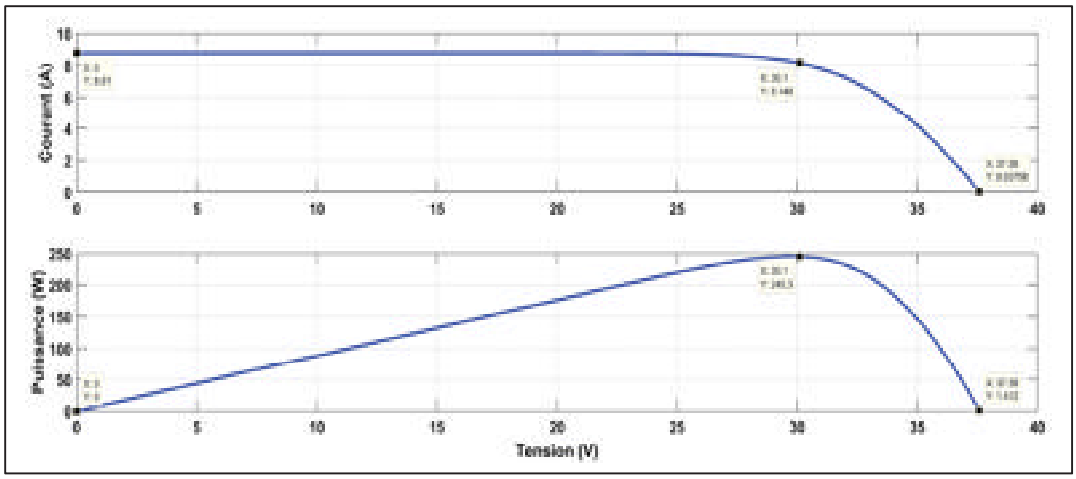


Figure 2.19 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les trois sous-*string*s sont soumis à un ensoleillement G=1000W/m^2

2.5.2 Un sous-*string* partiellement ombragé sans diode *bypass*

Considérons la figure 2.20, deux sous-*strings* soumis à un plein ensoleillement G = 1000 W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2.Notons que chacun des trois sous-*strings* n'a pas de diode *bypass* montée en parallèle. Le sous-*string* affecté par l'ombrage réduit son courant de court-circuit proportionnellement à l'ombrage subi. Pour un ensoleillement de G=500W/m^2, le courant de court-circuit I_{sc2} est divisé par deux. On constate que le courant du sous-*string* 2 chute à I_{st2} = 4,4 A. tandis que le courant de I_{st1} = I_{st3} = 8,85 A. Les trois *strings* étant en série, c'est le sous-*string* ombragé qui va imposer son courant aux deux autres, le courant qui circule dans les sous-*string*s devient I_{st1}= I_{st2} = I_{st3} = I_{pv} =4,4 A.

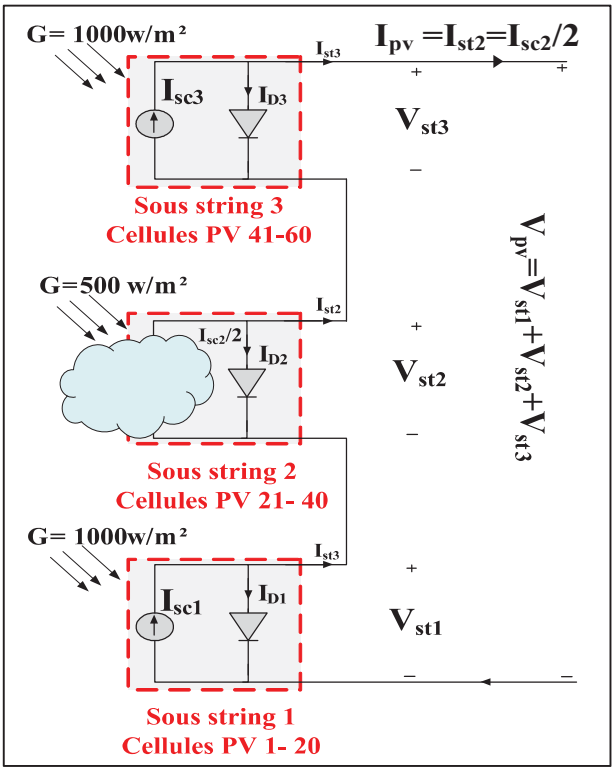


Figure 2.20 Un *string* sur trois partiellement ombragé G = 500W/m^2 sans diode *bypass*

Les tensions respectives de chacun des sous-*strings* sont représentées sur la figure 2.21 ci-dessous :

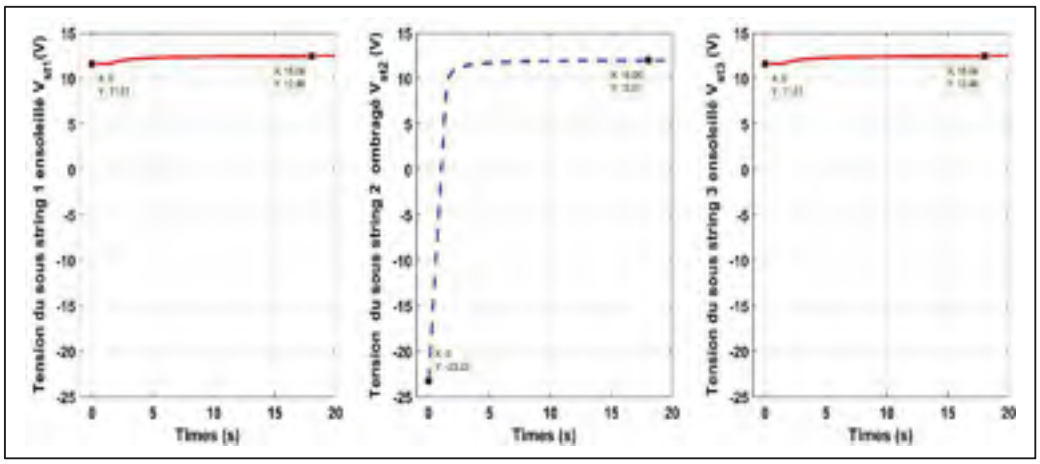


Figure 2.21 Tensions des deux sous-*strings* soumis à G = 1000 W/m2 et d'un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé) sans diode *bypass*

On remarque que le sous-*string* ombragé, illustré par la courbe en pointillé au centre fonctionne dans le quadrant II en mode récepteur et sa tension inverse atteint la valeur V_{inst2} = - 23,22 V, tandis que les deux autres sous-*strings* 1 et 3 ne présentent pas de tensions inverses qui pourraient les endommager. Rappelons que la tension inverse maximale du sous-*string* ombragé ne doit pas dépasser V_{inmax} = - 12,53V. De ce fait, ne pouvant pas supporter cette tension inverse excessive, ce sont les cellules ombragées du sous-*string2* qui seront détruites. Ceci est dû à une forte dissipation de chaleur, d'où l'importance d'utiliser les diodes *bypass*.

Les amplitudes des caractéristiques de sortie Ppv = f(Vpv) et Ipv = f(Vpv) se trouvent logiquement réduites. Le module dans la figure 2.22 délivre une tension maximale de 37,15 V et une puissance maximale de 136 W. Cependant l'allure de la caractéristique Ppv = f(Vpv) comporte un seul maximum.

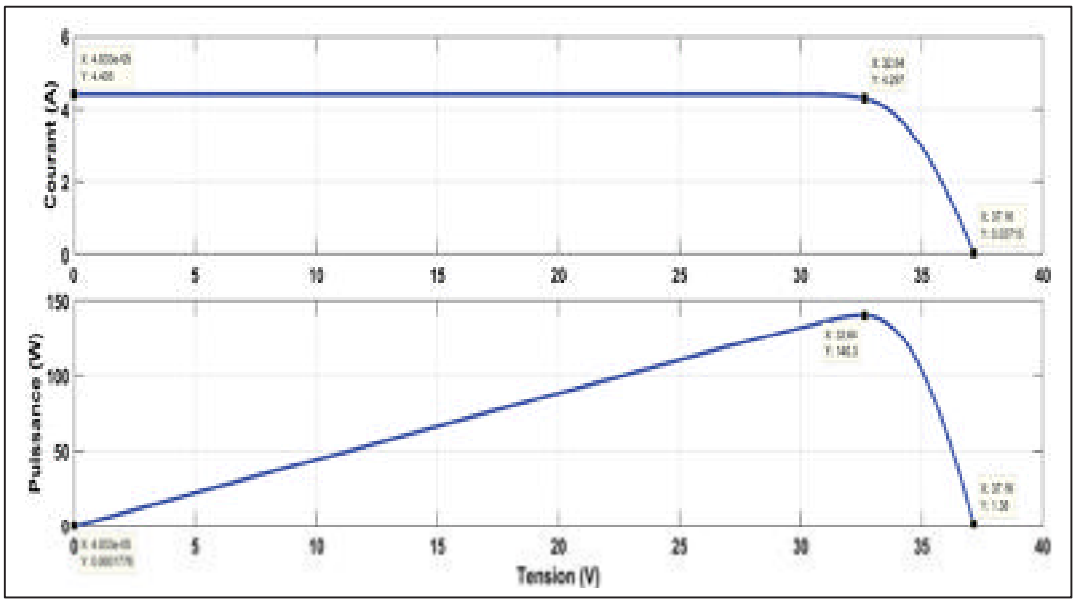


Figure 2.22 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les deux sous-*strings* sont soumis à G=1000W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 sans diode *bypass*

2.5.3 Un sous-*string* partiellement ombragé avec diode *bypass*

Toujours avec un ombrage partiel, nous avons deux sous-*strings* soumis à un plein ensoleillement G = 1000 W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ensoleillement G = 500 W/m^2.Cette fois, chacun des trois sous-*string* a une diode *bypass* monté en parallèle (figure 2.23). Le sous-*string* affecté par ce phénomène réduit son courant de court-circuit proportionnellement à l'ombrage subi. Ce qui explique que nous obtenons un courant I_{st2} = I_{sc2}-I_{d2} = 4,4 A qui va circuler à travers le sous-*string* ombragé. La diode *bypass* du sous-*string* ombragé commence à conduire le courant différentiel I_{db2} =I_{st1} - I_{st2} = 4,4 A. Durant le temps où la diode *bypass* conduit, on a un courant I_{db2} + I_{st2} =8,85A qui traverse le sous-*string* ombragé. Le courant dans les deux autres sous-*strings* est également I_{st1} = I_{st3} = 8, 85A.Aussi longtemps que la tension de la diode *bypass* V_{db2} est supérieure à sa tension de seuil V_{seuil} = 0,3V, la diode *bypass* conduit.

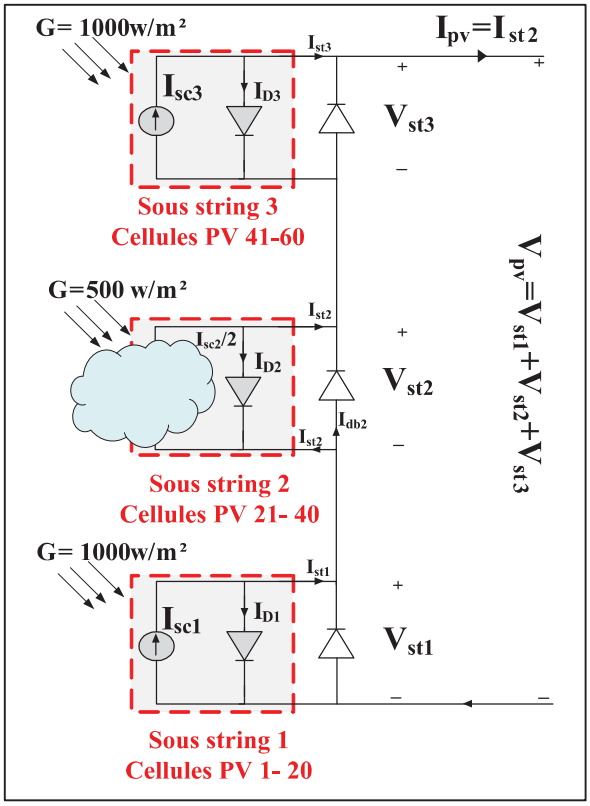


Figure 2.23 Un *string* sur trois partiellement ombragé G = 500W/m^2 avec diode *bypass*

La diode *bypass* entre en action seulement, si la tension inverse V_{inst2} aux bornes du sous-*string* ombragé devient supérieure ou égale à la somme des tensions des sous-*strings* en fonctionnement normale plus celle de la diode *bypass* en parallèle. Cette condition est bien sûr valable pour des cellules photovoltaïques en série avec une diode *bypass* monté en parallèle (STMicroelectronics, 2011).

$$V_{inst2} \geq V_{db2} + \sum_{i=1}^{n-1} V_{sous\ strings\ ensoleillés} \tag{2.1}$$

La diode *bypass* du sous-*string* ombragé commence à conduire dès qu'elle détecte la condition de l'équation (2.1). Sa tension inverse est alors limitée à V_{inst2}=-0,3V à cause de la présence de la diode *bypass* ($V_{db2} = V_{seuil} = 0{,}3V$), comme le montre la figure 2.24.

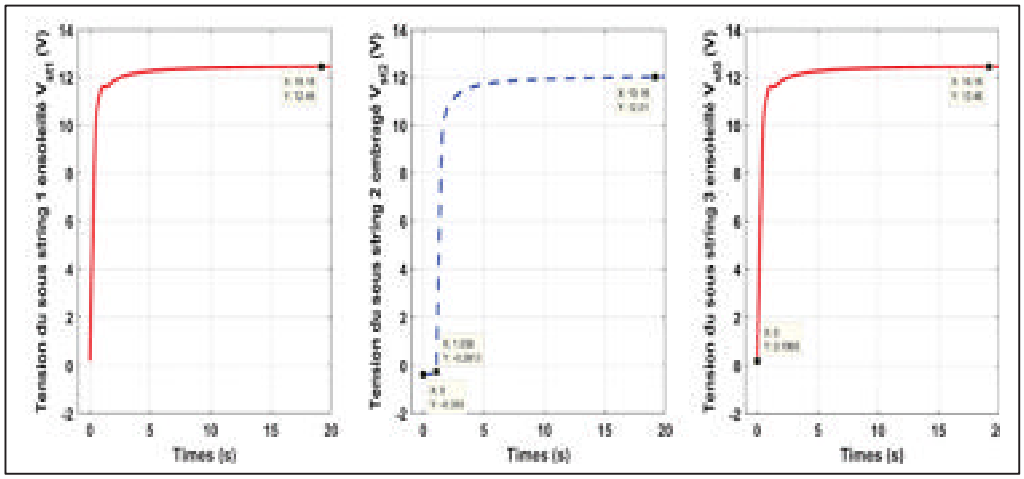


Figure 2.24 Tensions des deux sous-*string*s soumis à G = 1000 W/m^2 et d'un sous- *string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé) avec diode *bypass*

Pendant cette phase de conduction, les tensions des deux autres diodes *bypass* pleinement éclairées évoluent pour atteindre chacune la tension nominale proche de +12,53 V. Plus ces tensions évoluent, plus la condition de l'équation (2.1) de conduction de la diode *bypass* du sous-*string* ombragé devient de moins en moins vraie. A une valeur précise V=+11,6 V atteinte par chacune des diodes *bypass* des deux sous-*strings* ensoleillés (figure 2.25), la condition de conduction de la diode *bypass* devient fausse. Cela veut dire que la tension inverse V_{inst2}

devient inférieure à la somme des tensions des sous-*strings* en fonctionnement normal plus celle de la diode *bypass* en parallèle. Dans notre exemple, $23{,}22\ V \leq 0{,}3\ \mathrm{V} + 11{,}6\ \mathrm{V} + 11{,}6\ \mathrm{V} = 23{,}5\ \mathrm{V}$. Au même moment, la tension de la diode *bypass* du sous-*string* ombragé augmente progressivement de -0,39 V à -0,28 V passant au-dessus de la tension seuil V_{seuil} = -0,3V. Ce qui entraîne le blocage de la diode *bypass* du sous-*string* 2. A partir de ce moment, le courant $I_{st1} = I_{st3}$ =8,85 A chute pour atteindre la valeur du courant I_{st2} = 4,4 A. C'est désormais le même courant $I_{st1} = I_{st2} = I_{st3} = I_{pv}$ =4,4 A qui circule dans les trois sous-*string* et ce jusqu'à la tension maximale Vpv = 37,6V.

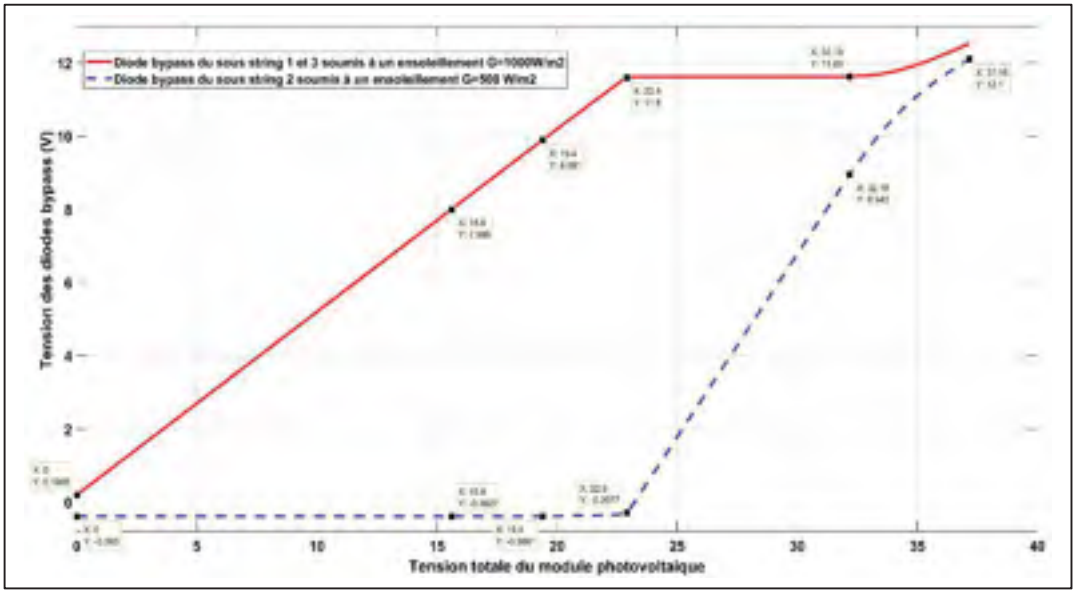


Figure 2.25 Tensions des deux diodes *bypass* soumis à G = 1000 W/m^2 vs Tension de la diode *bypass* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 (pointillé)

Lorsque les cellules d'un sous-*string* sont partiellement ombragées à G= 500 W/m^2, elles fonctionnent alors dans le quadrant II en mode récepteur, dissipant alors de la puissance. Si sa tension inverse atteint la tension d'avalanche, le sous-*string* est susceptible de se détruire. Pour éviter de détruire le sous-*string* et par ricochet le panneau, une diode *bypass* est mise en parallèle avec chaque sous-*string* afin de limiter la tension inverse en dessous de la tension d'avalanche.

L'allure des caractéristiques de sortie Ppv = f(Vpv) et Ipv = f(Vpv) possède plusieurs maximums qui sont dus au fonctionnement de la diode *bypass* du sous-*string* ombragé (figure2.26). Le module délivre une tension maximale de 37,15 V et une puissance maximale de 160 W. La diode *bypass* a permis de protéger le panneau photovoltaïque lorsqu'il est soumis à des ombrages partiels et aussi d'optimiser la puissance produite dans ces conditions.

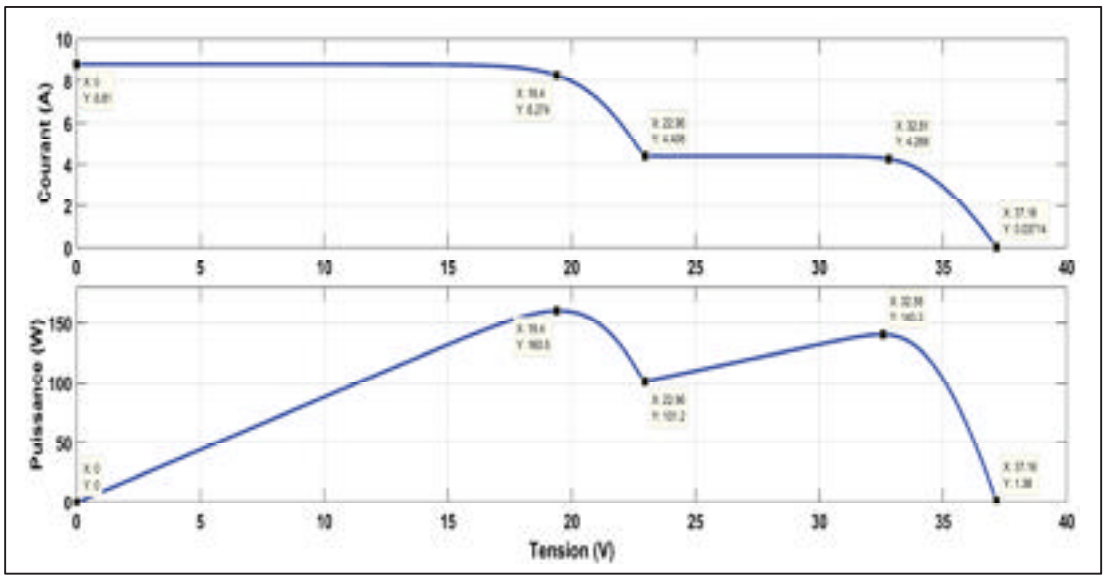


Figure 2.26 Caractéristiques Ppv =f(Vpv) et Ipv =f(Vpv) du module photovoltaïque lorsque les deux sous-*strings* sont soumis à G =1000W/m^2 et un sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 avec diode *bypass*

Nous pouvons également analyser le fonctionnement de la diode sur un autre angle. En modélisant comme le montre la figure 2.27, les deux sous-*strings* pleinement ensoleillées et le sous-*string* soumis à un ombrage partiel G = 500 W/m^2 avec diode *bypass*, nous pouvons appliquer la loi des mailles dans le circuit électrique équivalent. Notons que la tension de la diode *bypass* lorsqu'elle conduit est $V_{st2} = V_{db2}$.

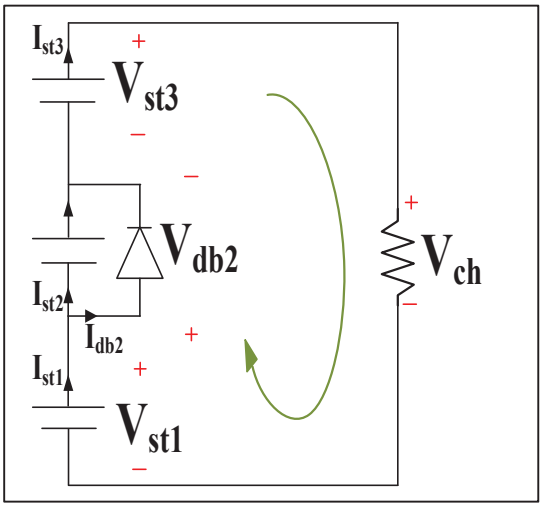


Figure 2.27 Schéma du circuit électrique équivalent du système photovoltaïque

Loi des mailles :

$$-V_{st1} - V_{st3} + V_{db2} + V_{ch} = 0 \qquad (2.2)$$

Pour que la diode conduise, il faut que la tension de la diode *bypass* V_{db2} soit supérieure à 0,3 V. En deçà de cette valeur la diode se bloque.

$$V_{db2} = V_{st1} + V_{st3} - V_{ch} > 0{,}3 \qquad (2.3)$$

Pour vérifier cette condition, nous avons tracé à la figure 2.28, l'allure tension V_{db2} de la diode *bypass* en fonction du temps. On remarque effectivement qu'à la valeur de V_{db2} = 0,39 V la diode est en conduction. Une fois que la tension diminue pour se retrouver à V_{db2} = 0,28 V la diode *bypass* cesse de conduire car sa tension est inférieure à sa tension seuil V_{seuil} = 0,3V. Le moment où la diode se bloque correspond à un creux sur la courbe de puissance (figure 2.28). Ce creux est dû au fait que le courant des deux sous-*strings* ensoleillés chute pour rejoindre celui du sous-*string* ombragé $I_{st1} = I_{st2} = I_{st3} = I_{pv}$ = 4,4 A lorsque la diode *bypass* arrête de conduire.

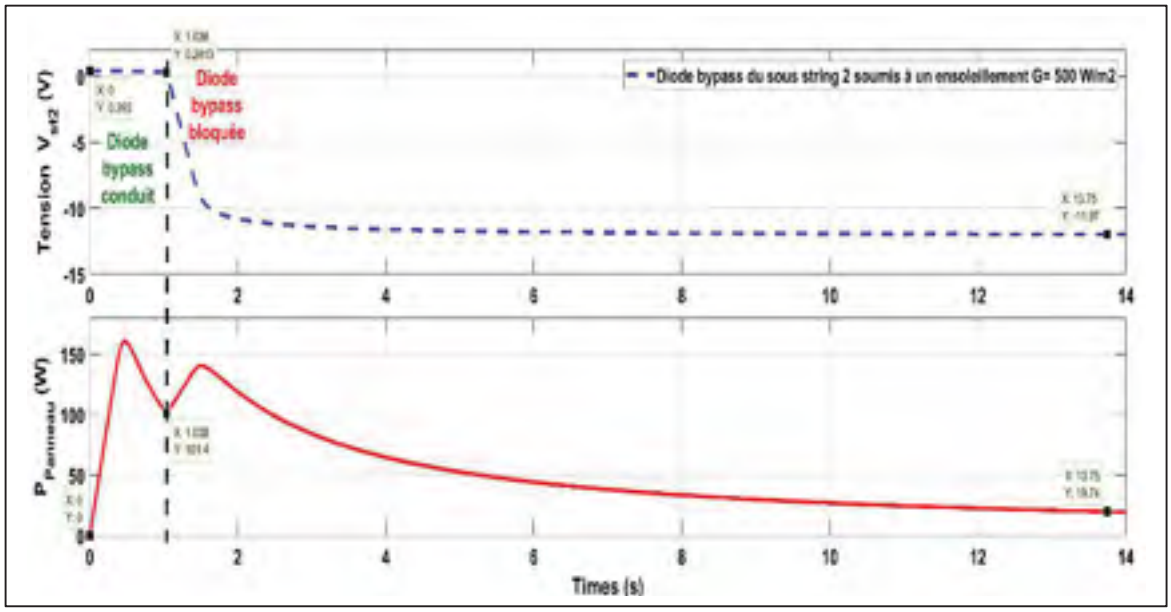


Figure 2.28 Courbes de tension V_{st2} et de puissance montrant les séquences de conduction et de blocage de la diode *bypass* lorsque le sous-*string* 2 est soumis à G = 500W/m2

2.6 Détermination du nombre de cellules photovoltaïques à mettre en parallèle avec une diode *bypass*

Pour trouver la tension dans le sous-*string* ombragé, polarisé en inverse, on applique la loi des mailles comme suit :

$$V_{st1} + V_{st2} + V_{st3} = 0 \qquad (2.4)$$
$$V_{st2} = -(V_{st1} + V_{st3})$$

Afin d'éviter que le sous-*string* ombragé ne se détériore, il faut que la tension du sous-*string* 2 ombragé soit inférieure à la tension d'avalanche V_{inmax} :

$$V_{st2} = -(V_{st1} + V_{st3}) < V_{inmax} \qquad (2.5)$$

Pour cela on va définir le maximum de cellules photovoltaïques à mettre en parallèle avec une diode *bypass*. Ce nombre est défini par la tension d'avalanche (STMicroelectronics, 2011). Ainsi, on utilise l'égalité suivante :

$$V_{db\ des\ cellules\ ombragés} = V_{cellules\ ombragées} - (n-1)V_{cellules\ éclairées} \qquad (2.6)$$

Sachant que $V_{cellules\ ombragées} < V_{inmax}$ et que le nombre de cellules photovoltaïques $n = n_{max}$, on peut réécrire la formule précédente de la sorte :

$$V_{db\ des\ cellules\ ombragés} \leq V_{inmax} - (n_{max} - 1)V_{oc} \tag{2.7}$$

$$n_{max} = 1 + \frac{V_{inmax} - V_{db\ des\ cellules\ ombragés}}{V_{oc}} \tag{2.8}$$

Pour éviter que la tension inverse de la cellule photovoltaïque n'augmente drastiquement pour atteindre la tension d'avalanche, un facteur de sécurité de 80 % est annexé à la tension d'avalanche V_{inmax}.La tension inverse maximale permise dans la cellule ombragé est donc 0,8*V_{inmax}. La formule définitive devient :

$$n_{max} = 1 + \frac{0.8 * V_{inmax} - V_{db\ des\ cellules\ ombragés}}{V_{oc}} \tag{2.9}$$

2.7 Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif de plonger dans la problématique qui fait l'objet de notre étude. Nous avons mis en évidence les effets négatifs des ombrages partiels sur les systèmes photovoltaïques. En s'appuyant sur des simulations nous avons pu dans une première partie démontrer les limites des algorithmes conventionnels lors des phénomènes d'ombrages. En effet l'algorithme *perturb and observe* n'est pas capable de trouver le maximum global lorsque survient un phénomène d'ombrage partiel. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons proposé un algorithme de maximisation. Cet algorithme nous l'avons constaté par les résultats, est capable de trouver le maximum global quelle que soient les conditions d'ensoleillement des systèmes photovoltaïques. Nous avons observé l'effet de l'ombrage partiel sur les caractéristiques Ppv = f(Vpv) et Ipv = f(Vpv) du système photovoltaïque. Nous avons aussi confirmé dans la troisième partie de ce chapitre la meilleure performance de la configuration *Total-cross-tied* comparativement à la configuration série-parallèle.

.

CHAPITRE 3

MAXIMISATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE EN UTILISANT DES ONDULEURS CENTRALS MULTI-*STRING*

3.1 Introduction

Dans le but d'accroître la pénétration des énergies renouvelables dans la production électrique, la technique du *droop control* est l'une des techniques la plus utilisée pour garantir la fiabilité du réseau électrique. Cette technique d'après (Godoy et al., 2017) est un excellent choix pour contrôler des onduleurs qui sont connectés en parallèle et soumis au partage de charge entre les sources renouvelables dans les réseaux électriques connectés ou isolés. Elle donne une grande fiabilité en ce sens que, en cas de défaillance d'un convertisseur, les autres peuvent continuer à distribuer la puissance à la charge. Cette stratégie de régulation non seulement permet le partage de puissance entre onduleurs connectés mais permet également la distribution de rôle précis entre l'onduleur monté en maître et le ou les onduleurs subordonnés. Bien que la commande *droop control* conventionnel soit l'un des plus populaires utilisé pour le fonctionnement en parallèle des convertisseurs, elle enregistre quelques insuffisances relevées dans la littérature. Entre autres un mauvais partage des harmoniques dans le cas de charges non linéaires, une réponse transitoire lente lors de changements brusque de charges, un *mismatch* entre les impédances de sortie des convertisseurs connectés en parallèle qui empêche un partage équilibré de la puissance réactive entre convertisseurs connectés en parallèle (Egwebe et al., 2016). Ce qui conduit à un déséquilibre dans le partage des puissances actives et réactives entre convertisseurs. La méthode de *droop control* utilisant une impédance virtuelle a été longtemps utilisée dans le but d'obtenir l'impédance de sortie désirée. Elle permet également de découpler P-Q et d'éliminer les différences de puissance réactive dans le micro réseau à cause du *mismatch* d'impédance de ligne. Cela est réalisé à l'aide d'une boucle d'impédance virtuelle intégrée à la commande qui permet de simuler l'impédance de ligne (Sun et al., 2017; Q. Zhang, Liu, Zhao, & Wang, 2016).

Les différentes approches adaptatives de *droop control* ont pour but de combler les insuffisances inhérentes au *droop control* conventionnel par un partage précis de puissance, un

maintien de la tension de la charge dans une plage désirée, une réponse transitoire (Li, Zhikang, Qinming, & Guerrero, 2016; Shuai et al., 2016; Tayab, Roslan, Hwai, & Kashif, 2017). Ainsi la commande non linéaire *frequency droop* a été mise en place pour minimiser le coût d'exploitation sans compromettre la capacité des micro réseaux à répondre à des variations soudaines de charges (Godoy et al., 2017). Également pour maintenir un point de fonctionnement efficace lorsque la puissance des sources renouvelables injectée dans le réseau varie, un schéma dynamique de partage de charge basé sur la capacité de production disponible des unités de production distribuée a été proposé dans la littérature (Zhong & Zeng, 2013, 2016) Dans ce chapitre nous utilisons l'architecture multicentrale injectée au réseau via cinq onduleurs en parallèle. Les groupes de panneaux photovoltaïques qui composent chacun des cinq champs solaires sont connectés entre eux avec la configuration *total-cross-tied*. Le contrôle de ces onduleurs est assuré par la commande *droop control* mise à jour que nous avons réalisé afin d'optimiser le partage de charge.

3.2 Le *droop control* conventionnel

La méthode de contrôle considéré permet de réguler l'amplitude de la tension de sortie et la fréquence de l'onduleur à partir de la mesure des puissances active et réactive délivrées par l'onduleur (figure 3.1). Une augmentation de la puissance réactive va entrainer une diminution de la tension. Aussi, une augmentation de la puissance active par rapport à sa puissance nominale va entrainer une diminution de la fréquence. Les équations caractéristiques de statisme P - ω et Q – E sont données comme suit (Busbieha et al., 2017):

$$\omega = \omega^* - m\left(P_{ref} - P_i\right) \tag{3.1}$$
$$E = E^* - n(Q_{ref} - Q_i)$$

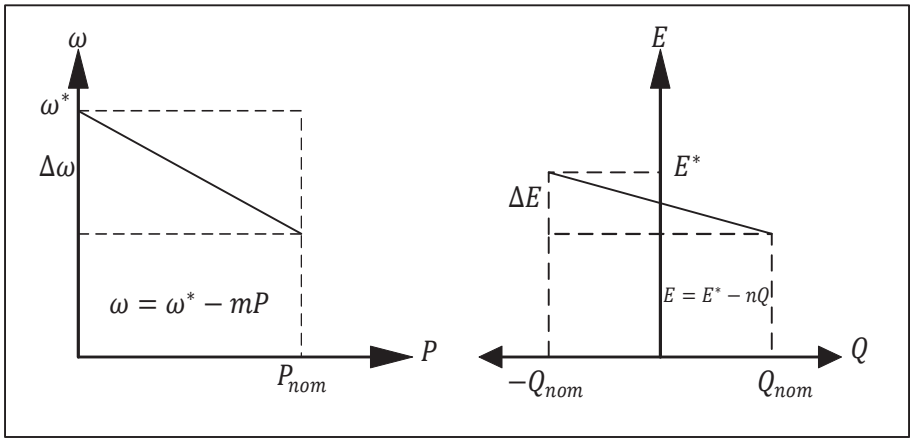


Figure 3.1 Caractéristiques du *droop control*

Où : ω^*et E^* sont la fréquence angulaire de référence et la tension de référence de sortie à vide. n et m les coefficients respectifs de statisme de la fréquence et de la tension.

P_{ref}, P_i et Q_{ref}, Q_i renvoient aux puissances de références et de sortie mesurées pour les puissances actives et réactives.

3.3 Description du système solaire photovoltaïque étudié

Le système photovoltaïque est constitué des éléments électriques suivants (figure 3.2) :

- Cinq champs solaires photovoltaïques de 1,5 kWc chacun (7,5kWc au total) ;
- Cinq convertisseurs de type *boost* ;
- Cinq onduleurs commandés ;
- Un réseau monophasé ;
- Une charge non linéaire ;

Nous avons validé par simulation le comportement du système. De manière certaine, nous avons rajouté des perturbations afin de tester la réaction du système à la variation de la charge et à la variation de l'ensoleillement. Les résultats sont présentés à la suite de la présente section.

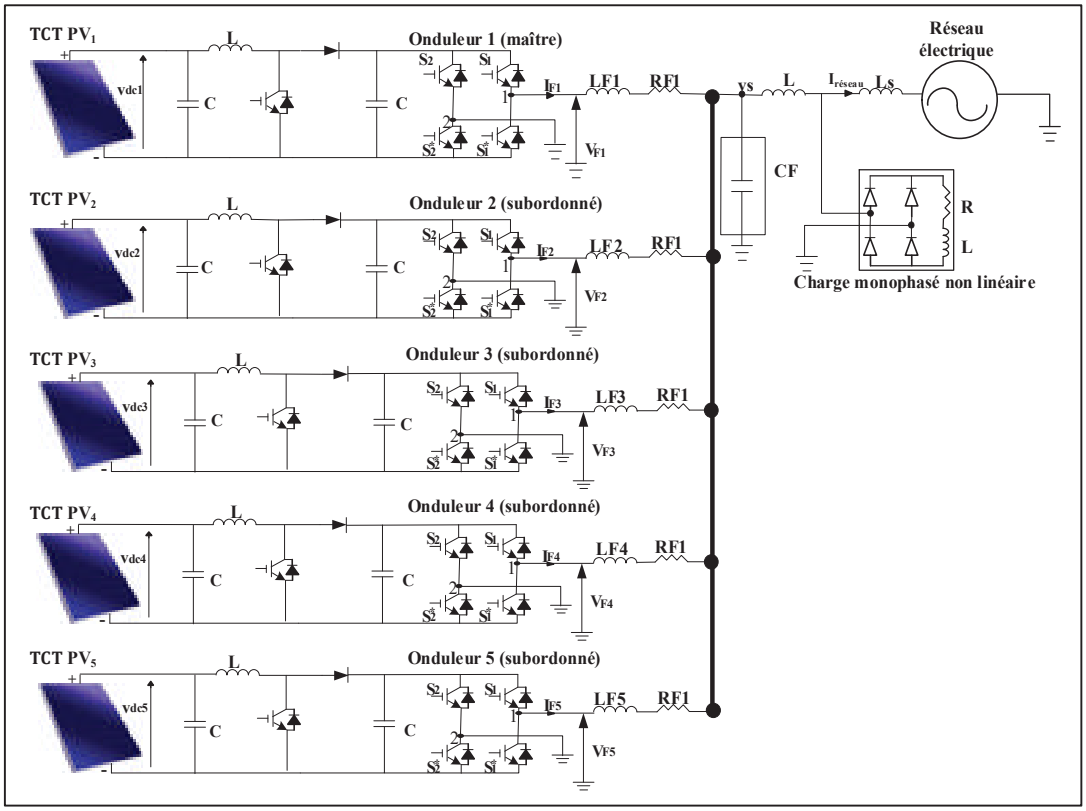


Figure 3.2 Configuration en parallèle de cinq onduleurs

3.4 Stratégie de régulation de la commande *droop control* mise à jour

Le premier onduleur est monté en maître. Il impose un fonctionnement adéquat aux quatre autres onduleurs et assure l'état suivant du système :

- Compenser les échanges réactifs entre le réseau et le système défini
- Réguler sa tension à la sortie de l'onduleur
- Réguler sa tension au bus courant continu DC
- Assurer le transfert de puissance des panneaux solaires vers le réseau

Le deuxième onduleur est monté en parallèle et commandé pour suivre l'état de fonctionnement de l'onduleur monté en maître. Il assure les rôles suivants :

- Compenser les courants harmoniques
- Suivre la tension de référence à la sortie de l'onduleur maître
- Réguler sa tension au bus DC
- Assurer le transfert de puissance des panneaux solaires vers le réseau

Les troisième, quatrième et cinquième onduleurs sont montés pour suivre l'état de l'onduleur maître. Ils appliquent les mêmes contrôles que le deuxième onduleur sauf qu'ils n'intègrent pas la compensation du courant harmonique.

3.4.1 Modélisation du régulateur de l'onduleur monté en maître

Les expressions des équations dynamiques de l'onduleur maître sont données par (Tapsoba, Hamadi, Ndtoungou, Rahmani, & Al-Haddad, 2018) :

$$L_{F1}\frac{di_{F1}}{dt} + Ri_{F1} = d_1 v_{dc1} - v_s \qquad (3.2)$$
$$C_{dc}\frac{dv_{dc1}}{dt} = di_{F1}$$

Pour réguler le courant de l'onduleur, nous utilisons le régulateur Proportional-integral (PI). Ce qui nous permet de déduire la loi de commande suivante :

$$L_{F1}\frac{di_{F1}}{dt} + Ri_{F1} = d_1 v_{dc1} - v_s = u_1 \rightarrow d_1 = \frac{u_1 - v_s}{v_{dc1}} \qquad (3.3)$$

Le courant de référence de la puissance active générée par les panneaux photovoltaïques connectés à l'onduleur maître est donné par :

$$i_{ref1_active} = -\frac{P_{PV1}}{V_{srms}}\sqrt{2}\sin(\omega t) \qquad (3.4)$$

La régulation de la tension du bus DC de l'onduleur maître est dictée par l'équation dynamique suivante :

$$C_{dc}\frac{dv_{dc1}}{dt} = di_{F1} \tag{3.5}$$

Nous utilisons également un régulateur PI pour contrôler la tension du bus DC de l'onduleur. L'équation de régulation est donnée par :

$$C_{dc}\frac{dv_{dc1}}{dt} = u_{dc1} \tag{3.6}$$

En multipliant et en divisant par la tension V_{dc} du bus DC, on obtient :

$$u_{dc1} = \frac{V_{dc1}d}{V_{dc1}}i_{dc1} = \frac{\hat{V}_s}{V_{dc1}}i_{dc1} \tag{3.7}$$

Le courant actif finalement qui permet de réguler la tension du bus DC est obtenu comme suit :

$$i_{dc1} = u_{dc1}\frac{V_{dc1}}{\hat{V}_s} \tag{3.8}$$

En ce qui concerne la tension de référence, elle est donnée par l'équation suivante :

$$V_{F1} = V_{F1}(ref) - n\left(Q_{refF1} - Q_{F1}\right) \tag{3.9}$$

Lors de nos simulations, la structure de la commande de l'onduleur monté en maître est réalisée comme l'indique la figure 3.3.

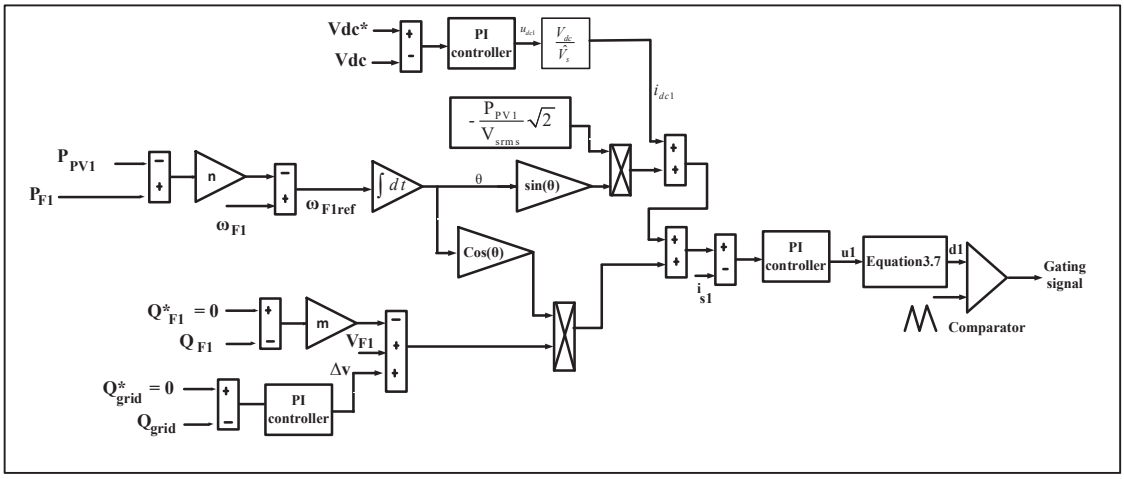


Figure 3.3 Régulateur *droop control* mis à jour de l'onduleur 1 monté en maître

L'équation dynamique des onduleurs subordonnés est donnée par :

$$L_{Fi}\frac{di_{Fi}}{dt} + Ri_{Fi} = d_i v_{dci} - V_s \tag{3.10}$$

En utilisant le PI pour réguler le courant des onduleurs subordonnés, on déduit la loi de commande suivant :

$$L_{Fi}\frac{di_{Fi}}{dt} + Ri_{Fi} = d_i v_{dci} + v_s = u_i \rightarrow d_i = \frac{u_i - v_s}{v_{dci}} \tag{3.11}$$

Le courant actif qui permet de réguler la tension du bus DC est obtenu comme suit :

$$i_{dci} = u_{dci}\frac{V_{dci}}{\hat{V}_s} \tag{3.12}$$

La référence du courant actif générée par le panneau solaire photovoltaïque est donnée par :

$$i_{ref2_active} = -\frac{P_{PV2}}{V_{srms}}\sqrt{2}\sin(\omega t) \tag{3.13}$$

La tension de référence de l'onduleur 2 subordonné est générée par le *droop control* en utilisant l'équation suivante :

$$V_{F2} = V_{F2}(ref) - n\left(Q_{refF2} - Q_{F2}\right) \tag{3.14}$$

La tension de sortie de l'onduleur 2 subordonné est comparée à la tension de l'onduleur maître. C'est le régulateur PI qui est utilisé pour contraindre l'onduleur subordonné à suivre la tension de l'onduleur maître. Le courant de référence pour le contrôle de la tension est donné par :

$$i_{REF2} = I_{REF2_voltage}cos(\theta) \tag{3.15}$$

Lors de nos simulations, la structure de la commande de l'onduleur 2 monté en subordonné est réalisée comme l'indique la figure 3.4.

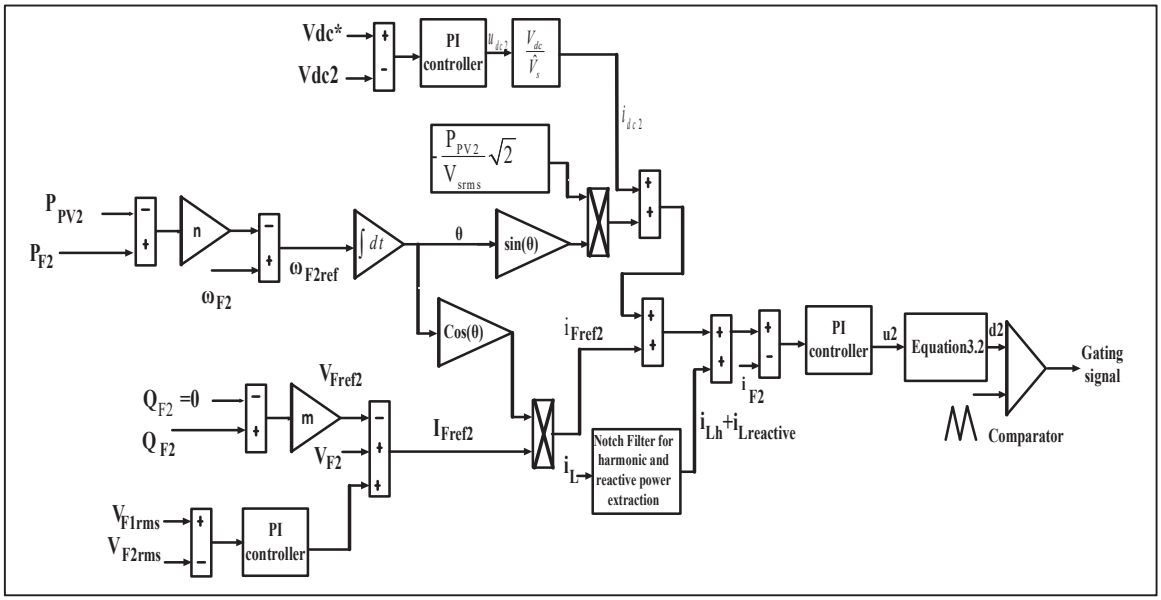


Figure 3.4 Régulateur *droop control* mis à jour de l'onduleur 2 monté en subordonné

Le schéma de contrôle de l'onduleur 2 pour l'extraction du courant harmonique et du courant réactif utilisant le filtre coupe-bande (Busbieha et al., 2017) est illustré par la figure 3.5. La figure 3.6 montre le schéma de l'extraction du courant harmonique.

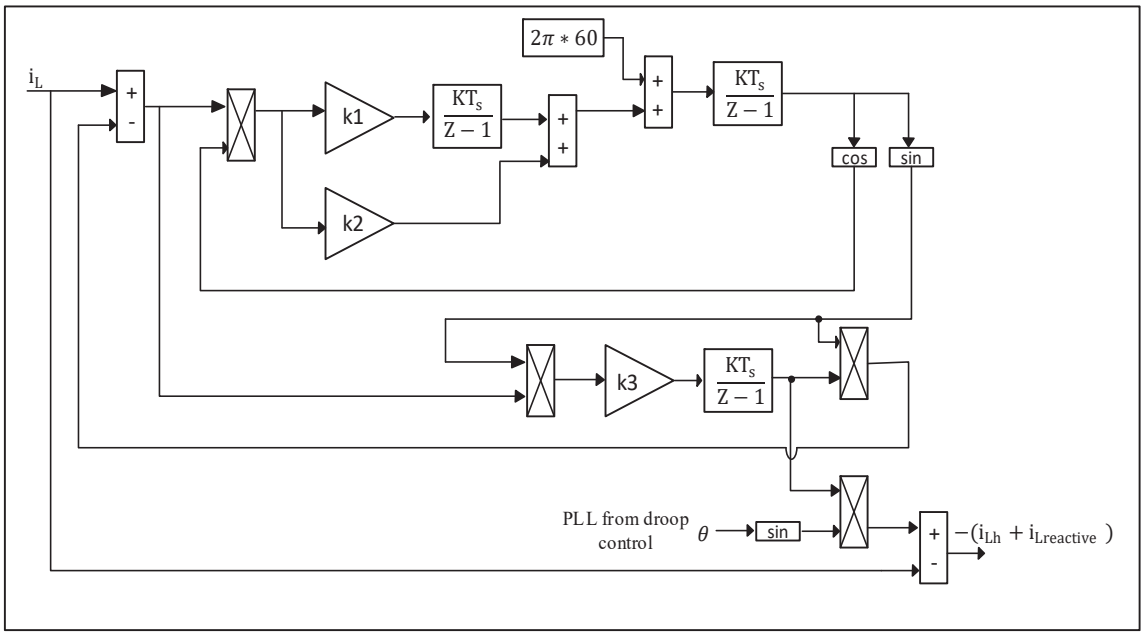


Figure 3.5 Filtre coupe-bande pour l'extraction de puissances harmonique et réactive

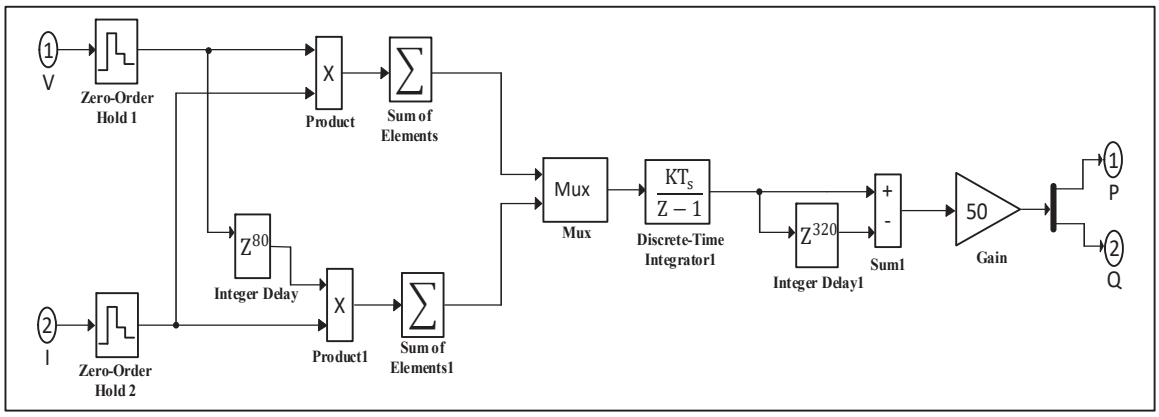


Figure 3.6 Schéma de mesure des puissances active et réactive

3.5 Résultats des simulations

Pour valider la technique du *droop control* utilisée dans notre étude, nous avons testé différents scénarios en utilisant l'environnement Système/Simulink/Matlab. Nous avons effectué d'abord une simulation en provoquant une variation brusque de la puissance des panneaux due à des ombrages partiels. Ensuite nous avons effectué une simulation en considérant une variation brusque de la charge non linéaire. Cela, afin d'observer la régulation de la tension de sortie des onduleurs, la compensation des échanges réactives, l'influence des courants harmoniques et le transfert de puissance des panneaux photovoltaïques vers le réseau. Le montage simulé est un système photovoltaïque monophasé connecté au réseau et alimentant une charge non linéaire. Il est composé de cinq onduleurs montés en parallèle et commandé par la technique du *droop control* mise à jour que nous avons décrite dans la section 3.4. Cette configuration est adaptée pour les systèmes solaires photovoltaïques de grande puissance connectés au réseau. Les paramètres de simulations sont résumés dans le tableau qui suit :

Tableau 3.1 Paramètres de spécifications

Paramètres	**Valeurs**
Tension et fréquence du réseau	Vs=120 V (rms), fs= 60 Hz
Impédance du réseau	Ls= 0,5 mH
Paramètres du *droop control*	m=0,0004; n=0,0004
Charge non linéaire	R=2Ω; L=50 mH
PV1- PV5	7,5 kW
Filtre LC	L_{11}= 2 mH; L_{12}= 0.5 mH; CF= 20 µF

La figure3.7 met en évidence les performances du régulateur *droop control* mis à jour. Les formes d'ondes représentent le fonctionnement en régime permanent du système photovoltaïque. Nous observons que les tensions du bus DC et les tensions de sortie des onduleurs sont bien régulées pour les cinq champs de panneaux solaires photovoltaïques en parallèle. L'ensemble des cinq champs de panneaux délivre une puissance totale de 7,5 kW. Ces puissances actives sont également bien régulées, ce qui confirme que les courants de circulation sont très limités. La compensation harmonique fonctionne bien et le THD du courant de source est inférieur à 5%.

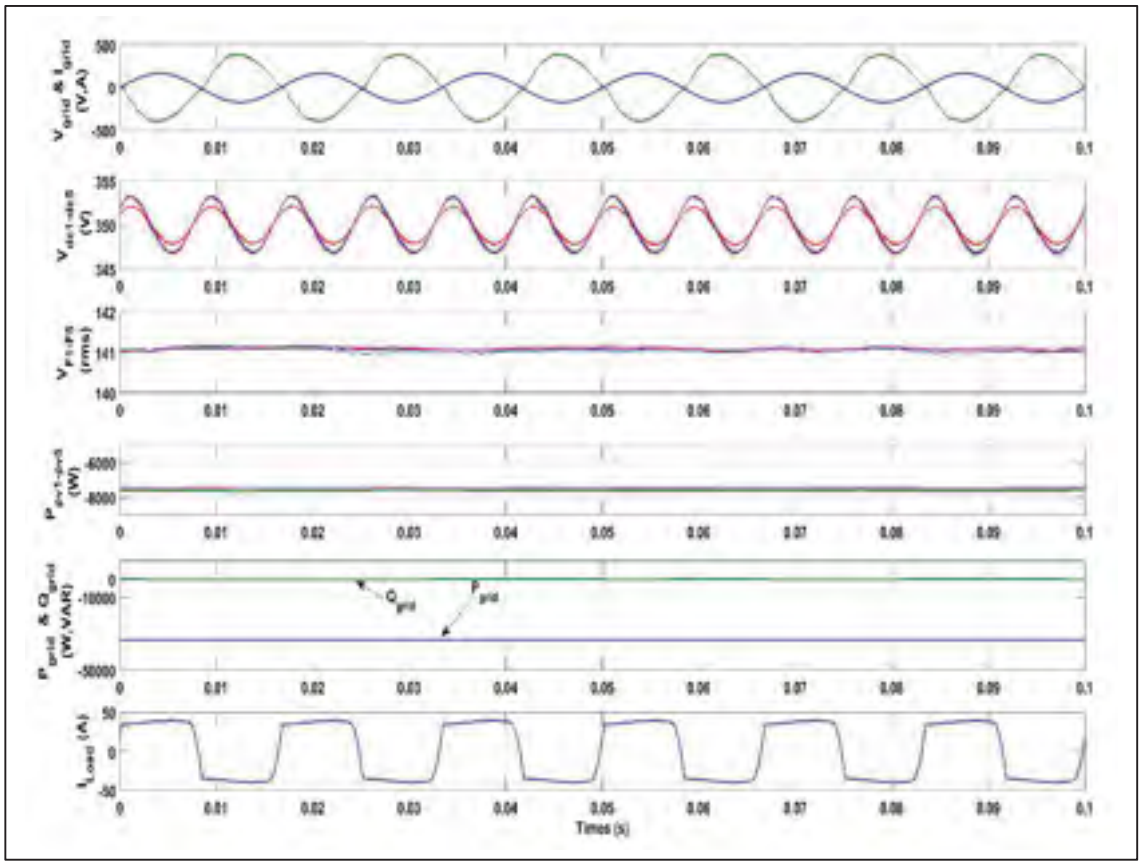


Figure 3.7 Réponse en régime permanent

Les formes d'ondes de la figure 3.8 correspondent à la réponse du système photovoltaïque en régime dynamique due à une variation de puissance lors d'un phénomène d'ombrage partiel. Le système simule des ombrages partiels sur deux des cinq champs de panneaux solaire photovoltaïque. Ainsi à t = 0,1s, la puissance produite par le second champ de panneaux solaires chute de 7,5 kW à 4,1 kW. A t = 1s, le troisième champ est également ombragé et sa puissance est réduite de 7,5 kW à 4,1 kW. A chacune de ces variations, nous remarquons que les tensions du bus DC et les tensions de sortie des cinq onduleurs (respectivement $V_{dc1\text{-}dc5}$ et $V_{F1\text{-}F5}$) sont effectivement bien régulées. Les résultats indiquent également une bonne compensation des harmoniques et du facteur de déplacement.

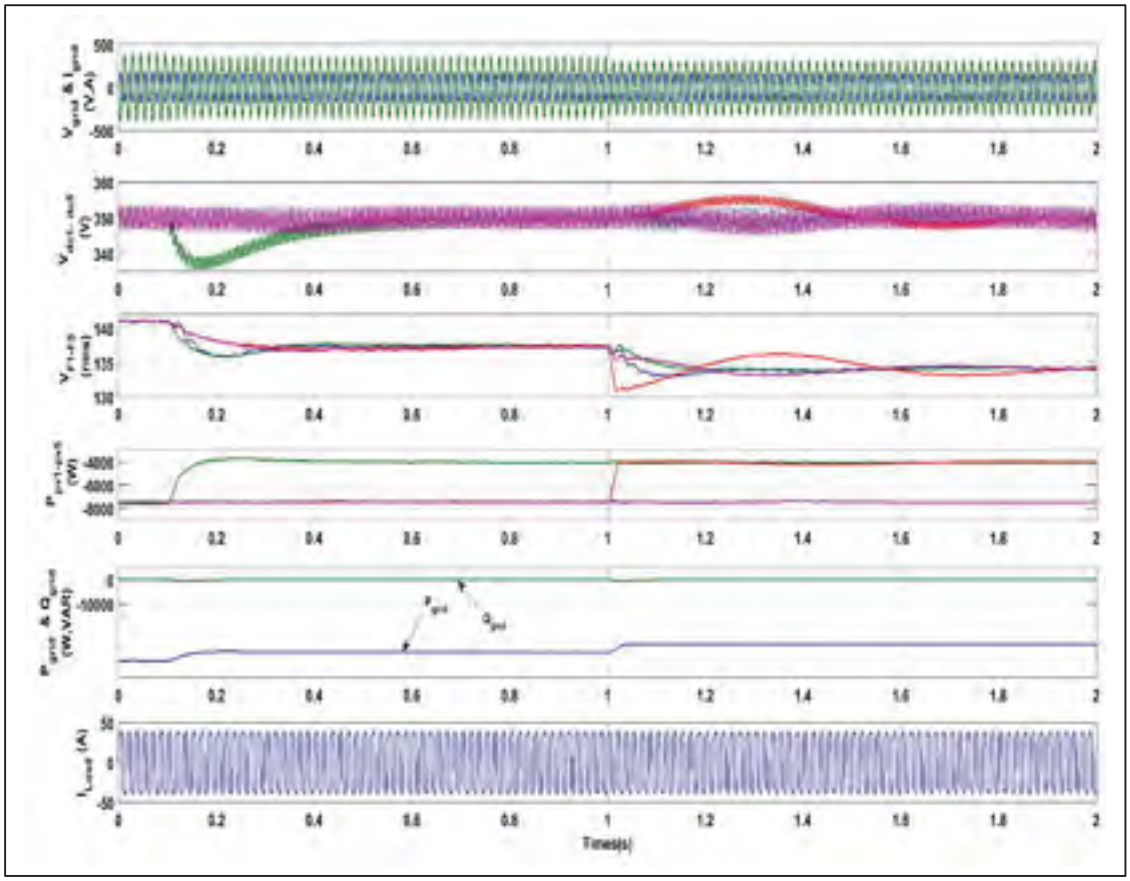


Figure 3.8 Réponse dynamique lors d'une variation brusque de puissance active

La réponse en régime dynamique due à une variation de la charge non linéaire est montrée dans la figure 3.9 à travers les formes d'ondes. Nous augmentons la charge à t = 0,1 s, et à t = 0,3 s, nous la diminuons. Notons que le système simulé répond bien aux variations. En effet toutes les variables sont maintenues proches de leurs références respectives ($V_{dc1\text{-}dc5}$, $VF_{1\text{-}F5}$ et $P_{pv1\text{-}pv2}$). Il y'a aussi une bonne compensation des harmoniques et du facteur de déplacement.

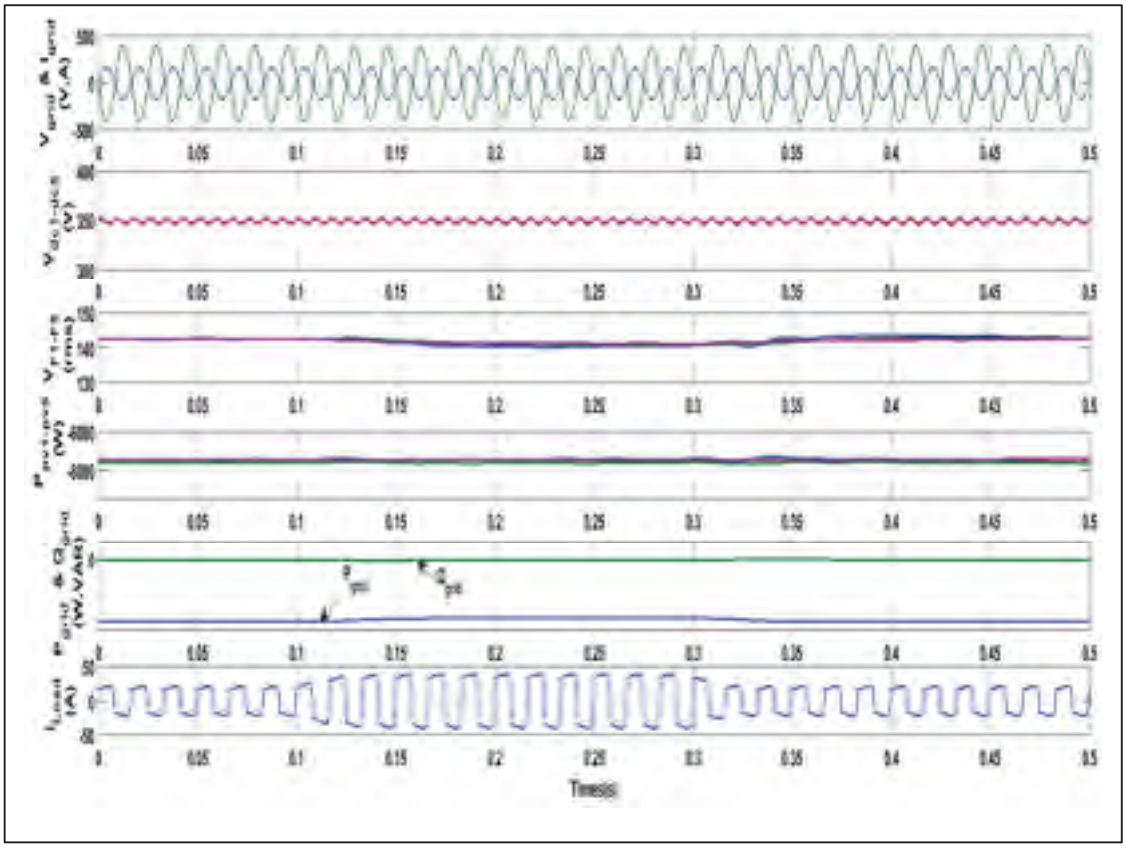


Figure 3.9 Réponse dynamique lors d'une variation brusque de charge non linéaire

3.6 Conclusion

Nous avons implémenté et validé cinq onduleurs parallèles utilisant la commande *droop control* mise à jour à l'aide de *Power Systems* de Matlab afin de générer des références appliquées au contrôle non linéaire. Pour différentes conditions de test, les résultats de la simulation ont montré de bonnes performances, un taux de distorsion harmonique (TDH) inférieur à 5%, un facteur de puissance unitaire côté source, une bonne régulation du bus DC. Les tensions des onduleurs deux à cinq montés en subordonné sont très proches de la tension de l'onduleur maître quelle que soit la variation de la puissance photovoltaïque et de la charge non linéaire. Cela permet de minimiser la circulation du courant entre les onduleurs.

CHAPITRE 4

MAXIMISATION DE LA PUISSANCE DE SORTIE EN UTILISANT DES MICRO-ONDULEURS CONNECTÉS AU RESEAU

4.1 Introduction

Plusieurs concepts d'architecture de champs solaires photovoltaïques coexistent selon la puissance et les technologies disponibles. Les convertisseurs sont au cœur des systèmes photovoltaïques car ils permettent l'interfaçage entre les différents éléments du système. Ces dernières années les micros onduleurs sont devenus un moyen attrayant d'interfacer les systèmes photovoltaïques de petites puissances avec les réseaux de distribution électriques (Park, Kim, Kim, Lee, & Won, 2011). Leur évolution est conditionnée par des facteurs déterminants comme la performance, la fiabilité, l'intégration, la masse et le coût. Les premières générations de micro convertisseurs utilisaient trois étapes pour la conversion. De nos jours, la tendance est de réduire les étapes à deux, voire une. La topologie d'un micro onduleur standard est réalisée en deux étages de conversion. Le premier étage de conversion continu-continu (DC-DC) comporte un transformateur à son sein afin d'élever ou abaisser la tension avant sa transformation en tension alternative. Le deuxième étage de conversion continu-alternatif (DC-AC) est donc alimenté par le premier étage de conversion. La sortie en tension alternative du système solaire photovoltaïque est directement connectée au réseau électrique ou aux charges électriques.

Nous distinguons deux types de convertisseurs continu-continu (DC-DC) :

- Les hacheurs qui sont soit abaisseur, soit élévateur ou bien dévolteurs-survolteur. Ils correspondent à des applications de moyenne et forte puissances (*buck, boost, buck-boost, Cuk, ...*).
- Les alimentations à découpage qui correspondent à des applications de petites puissances (*flyback, forward, push pull*, …).

Ces deux familles de convertisseurs continu-continu (DC-DC) bien que proches par leur structure et leur principe de fonctionnement, se singularisent par les deux points suivants :

- Les alimentations à découpage comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent :
  - ✓ D'assurer un isolement galvanique,
  - ✓ D'optimiser en élevant ou en abaissant les niveaux de tension et de courant.

La grandeur de la fréquence de découpage d'un hacheur est de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz afin d'obtenir un système silencieux, alors que la fréquence de pulsation d'une alimentation à découpage peut être de plusieurs centaines de kilohertz.

Dans ce chapitre nous faisons un focus sur les alimentations à découpage, plus particulièrement sur les convertisseurs *flyback* et *boost* à double inductance. Nous développerons dans les sections suivantes les deux topologies. Nous validerons les formes d'ondes relevées par simulation par rapport à la littérature. Nous validerons également l'ensemble du système solaire photovoltaïque connecté au réseau électrique.

4.2 Les convertisseurs continu-continu avec isolation

L'isolation du convertisseur peut se faire à haute ou basse fréquence. Dans le cas d'un transformateur de haute fréquence, l'isolation galvanique est située au sein de l'étage de conversion continu-continu (DC-DC). La taille et le poids d'un convertisseur étant inversement proportionnel à la fréquence de commutation, l'utilisation d'un transformateur haute fréquence (de dizaines ou de centaines de kilohertz) permet de plus en plus de miniaturiser les convertisseurs. Par contre dans le cas d'un transformateur de basse fréquence, l'isolation galvanique est située sur la sortie alternative à la fréquence du réseau (50-60 Hz). Cette solution, même si elle est très simple, n'est pas avantageuse, car son prix, son volume, son poids et sa taille sont supérieurs à un transformateur à haute fréquence. La figure 4.1 montre la configuration des convertisseurs en fonction de l'isolation galvanique et de l'étage de conversion.

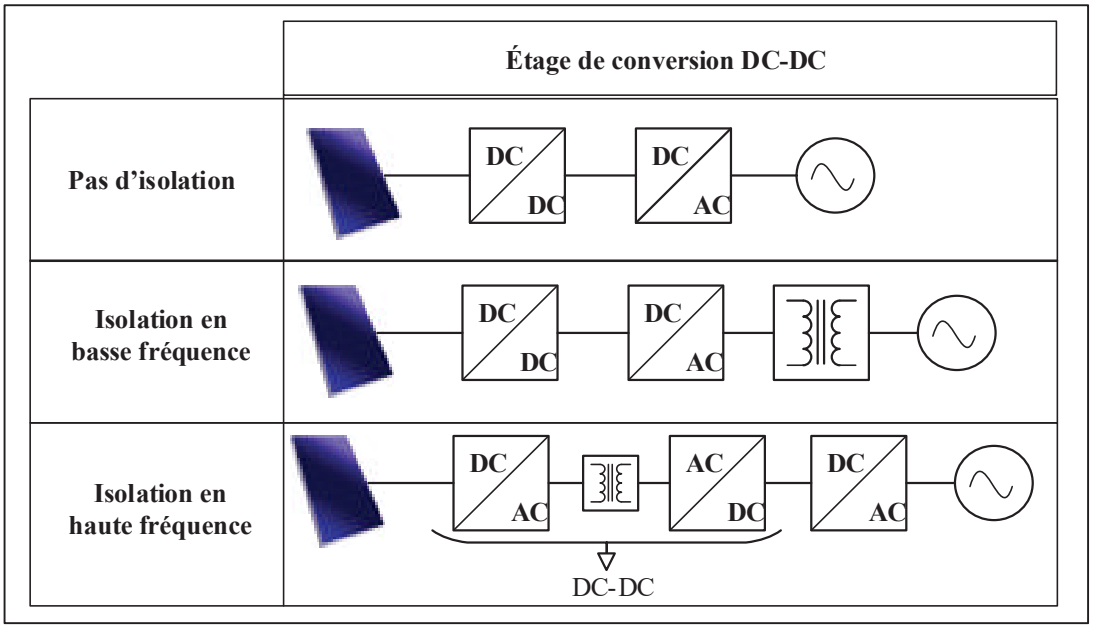


Figure 4.1 Configurations de systèmes photovoltaïque en fonction de l'isolement et de l'étage DC-DC

L'isolation galvanique étant exigée en Amérique du Nord, le transformateur haute fréquence devient alors incontournable dans la conception des micros onduleurs. L'utilisation d'un transformateur a pour but d'isoler l'entrée et la sortie du convertisseur afin de résoudre certains problèmes de sécurité comme la capacité parasite entre la terre et les modules photovoltaïques. Le choix approprié d'un rapport de transformation permet de minimiser les contraintes de tension ou de courant imposées aux transistors et aux diodes, ce qui améliore l'efficacité et réduit les coûts. Les micro onduleurs ont l'avantage de faire fonctionner le panneau photovoltaïque indépendamment des autres, contrairement aux topologies conventionnelles (Ikkurti & Saha, 2015).

4.3 Convertisseur *flyback*

Le convertisseur de type *flyback* illustré à la figure 4.2 permet l'élévation et l'abaissement de la tension d'entrée. Il dérive du convertisseur *buck-boost* standard dans lequel un transformateur a été incorporé à la place de l'inductance. Il est de plus possible d'obtenir un ou plusieurs sorties et ce, de manière peu coûteuse. Chaque sortie supplémentaire au secondaire

ne nécessite qu'un enroulement, un condensateur et une diode additionnelle. Le micro-onduleur *flyback* est utilisé pour les applications de faible puissance.

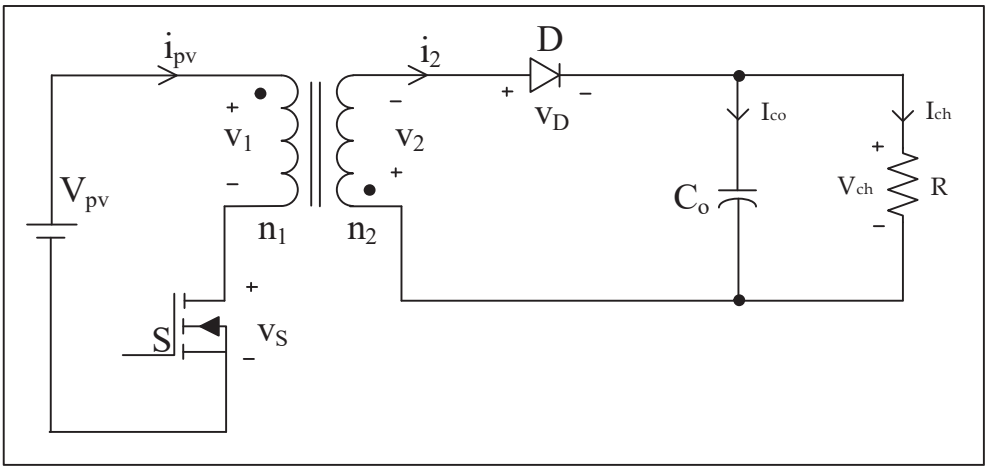


Figure 4.2 Schéma du convertisseur *flyback*

4.3.1 Fonctionnement du convertisseur *flyback*

Lorsque l'interrupteur se ferme S, un courant circule dans le primaire du transformateur qui est en fait, formé de deux inductances bobinées sur le même noyau. La tension induite sur le secondaire empêche la diode de conduire et l'énergie reste emprisonnée dans le noyau magnétique. À un certain moment, l'interrupteur S est ouvert et le primaire inverse sa polarité dans le but de maintenir la circulation du courant. Cette inversion de polarité se reflète au secondaire et la diode se trouve alors polarisée en direct. Le courant circule dans le secondaire et l'énergie emmagasinée dans le noyau est transférée dans la charge. Le *flyback* peut fonctionner en mode de conduction continue, en mode de conduction discontinue ou à la limite de la continuité-discontinuité. Les trois modes de fonctionnement obéissent à différentes équations de transfert et ont différentes formes d'ondes de courant et de tension.

4.3.1.1 Mode de conduction continue

Dans ce mode de fonctionnement, le transformateur a un courant magnétisant continu. En effet l'énergie stockée dans le noyau pendant le temps de conduction du commutateur ne se dissipe pas complètement lorsque le commutateur est bloqué. Les expressions mathématiques tirées de (Choi, 2013) permettent de calculer les différents paramètres du convertisseur à partir du principe de balance des volts-secondes appliqués à l'inductance de magnétisation.
La définition des variables utilisées dans les différentes expressions mathématiques sont résumés dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1 Liste des variables mathématiques du convertisseur *flyback*

Variables du circuit	**Expressions**
V_0	Tension de sortie
$v_{m\,max}$	Tension maximum de magnétisation
$v_{m\,min}$	Tension minimum de magnétisation
I_M	Courant moyen de magnétisation
Δi_m	Courant de magnétisation
$i_{m\,max}$	Courant maximum de magnétisation
$i_{m\,min}$	Courant minimum de magnétisation
$i_{Q\,max}$	Courant maximum de commutation
$i_{D\,max}$	Courant moyen maximum de la diode
$v_{Q\,max}$	Tension maximum de commutation
V_s	Tension d'alimentation
n	Rapport de transformation
D	Rapport cyclique

Tableau 4.1 Liste des variables mathématiques du convertisseur flyback (suite)

Variables du circuit	**Expressions**
T_s	Fréquence de commutation
i_D	courant moyen de la diode
R_{eq}	Résistance équivalente
R_{crit}	Résistance critique
L_m	Inductance de magnétisation
v_Q	Tension de commutation

L'équation suivante permet de déterminer le gain en tension :

$$V_S D T_s = \frac{V_0}{n}(1-D)T_s \tag{4.1}$$

Ce qui conduit à :

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{D}{1-D}n \tag{4.2}$$

L'énoncé du courant de magnétisation est donné par :

$$\Delta i_m = \frac{V_s}{L_m} D T_s = \frac{V_0/n}{L_m}(1-D)T_s \tag{4.3}$$

La valeur du courant moyen de la diode I_D est la même que celle traversant la charge équivalente :

$$I_D = \frac{V_0}{R_{eq}} \tag{4.4}$$

Le courant moyen de la diode I_D étant lié au courant moyen de magnétisation I_M par l'équation suivante :

$$I_D = (1 - D) I_M \frac{1}{n} \tag{4.5}$$

Le courant moyen de magnétisation I_M est alors formulé comme suit :

$$I_M = \frac{1}{1 - D} n I_D = \frac{1}{1 - D} n \frac{V_0}{R} \tag{4.6}$$

Les valeurs maximum et minimum du courant de magnétisation sont déterminées par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{m\,max} &= I_M + \frac{1}{2} \Delta i_m \\ i_{m\,min} &= I_M - \frac{1}{2} \Delta i_m \end{aligned} \tag{4.7}$$

Enfin l'expression de la tension traversant le commutateur v_Q lorsque celui-ci ne conduit pas est donnée par la formule suivante :

$$v_Q = V_s + \frac{V_0}{n} \tag{4.8}$$

4.3.1.2 Mode de conduction discontinue

Dans le mode de fonctionnement discontinu, le transformateur est totalement démagnétisé à la fin de chaque cycle de commutation. Cela signifie que l'énergie stockée dans le transformateur est complètement épuisée en un seul cycle. Lorsque le courant de magnétisation i_m s'annule,

la diode du côté secondaire du transformateur est désactivée. Dans cette condition, i_m reste à zéro et v_m devient également zéro. Par conséquence, la tension aux bornes du commutateur actif est égale à la tension d'entrée, $v_Q = V_s$. En appliquant le principe de balance des volts-secondes comme précédemment à l'inductance de magnétisation, nous obtenons l'expression suivante tirées de (Choi, 2013):

$$V_S D T_S = \frac{V_0}{n} D_1 T_S \tag{4.9}$$

Ce qui conduit au gain de tension du convertisseur *flyback* en mode DCM qui est donné par :

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{D}{D_1} n \tag{4.10}$$

En égalisant la valeur moyenne du courant de diode au courant de charge :

$$\frac{\frac{1}{2}(i_{m\,max})\frac{1}{n}D_1 T_S}{T_S} = \frac{\frac{1}{2}(\frac{V_S}{L_m}DT_S)\frac{1}{n}D_1 T_S}{T_S} = \frac{V_0}{R} \tag{4.11}$$

Nous pouvons tirer l'expression de D_1 :

$$D_1 = \frac{V_0}{V_S}\frac{2L_m}{RDT_S} n \tag{4.12}$$

Finalement l'expression du gain en tension en mode DCM du convertisseur *flyback* s'écrit :

$$\frac{V_0}{V_s} = D\sqrt{\frac{RT_s}{2L_m}} \tag{4.13}$$

4.3.1.3 Limite entre le mode continu et le mode discontinu

Le fonctionnement à la limite des modes de conduction continu et discontinu a lieu lorsque le commutateur commence à conduire, c'est-à-dire au moment où le courant circulant à travers la diode s'annule. La condition $I_M = \Delta i_m/2$ est la limite entre les deux modes de conduction du convertisseur *flyback* et s'écrit :

$$\frac{1}{1-D} n \frac{V_0}{R} = \frac{1}{2} \frac{V_S}{L_m} D T_S \tag{4.14}$$

La valeur seuil de la résistance à laquelle le convertisseur passe du mode de conduction continu au mode de conduction discontinu est donnée par :

$$R_{crit} = 2n^2 \frac{L_m}{(1-D)^2 T_S} \tag{4.15}$$

Les formes d'ondes du courant et de la tension pour le fonctionnement à la frontière des deux modes de conduction sont illustrées à la figure 4.3 pour une tension d'entrée minimale et maximale.

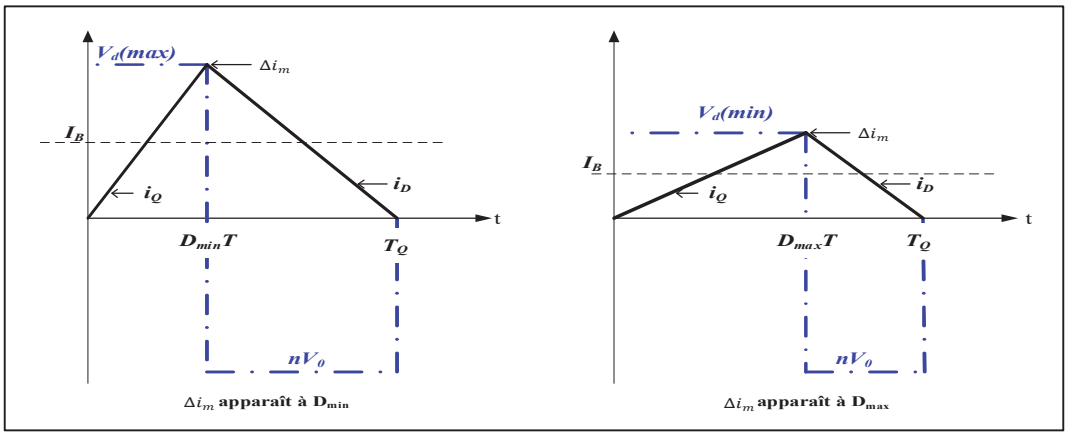


Figure 4.3 Formes d'ondes de tension et courant d'un *flyback* en fonctionnement à la limite des modes de conduction continu et discontinu

4.3.2 Modélisation et commande du convertisseur *flyback*

4.3.2.1 Extraction de la loi de commande

La loi de commande est déduite par l'analyse détaillée du circuit *flyback* faite dans le tableau 4.2 en prenant en compte les différents intervalles de fonctionnement.

Tableau 4.2 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur *flyback*

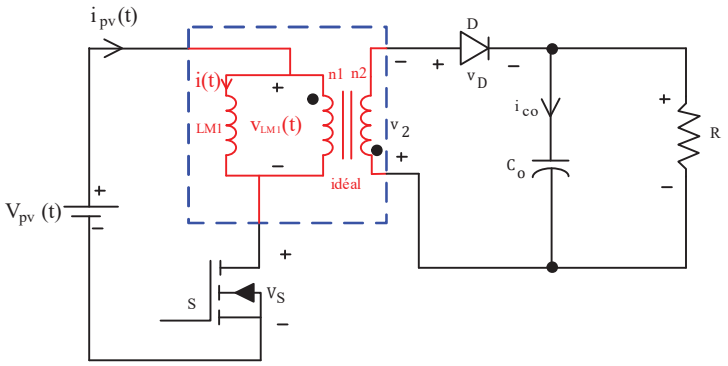
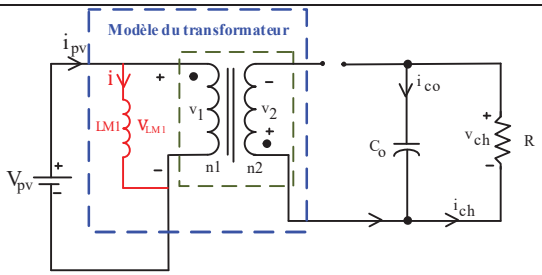
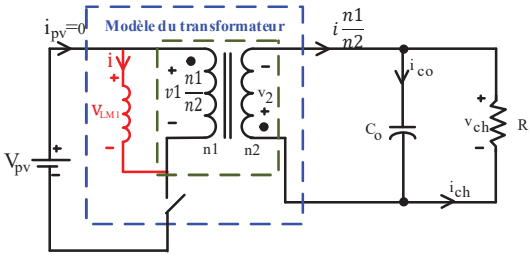
Convertisseur *flyback* avec son circuit équivalent du transformateur	
	
S_{ON} et D_{OFF}	S_{OFF} et D_{ON}
 Loi des mailles : $V_{pv} - V_{LM1} = 0$ $V_{pv} - L_{M1}\frac{d_{i1}}{dt} = 0$ $\frac{d_{i1}}{dt} = \frac{V_{pv}}{L_{M1}}$	 Loi des mailles : $-V_{LM2} - V_{ch} = 0$ $-L_{M2}\frac{d_{i2}}{dt} - V_{ch} = 0$ $\frac{d_{i2}}{dt} = -\frac{V_{ch}}{L_{M2}}$

Tableau 4.2 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur *flyback* (suite)

Convertisseur *flyback* avec son circuit équivalent du transformateur	
$\boldsymbol{S_{ON}}$ **et** $\boldsymbol{D_{OFF}}$	$\boldsymbol{S_{OFF}}$ **et** $\boldsymbol{D_{ON}}$
Loi des nœuds : $i_{ch} + i_{co} = 0$ $\frac{V_{ch}}{R_{eq}} + C_0 \frac{dV_{ch}}{dt} = 0$ $\frac{dV_{ch}}{dt} = \frac{V_{ch}}{R_{eq}C_0}$ $\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{pv}}{L_{M1}} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} = -\frac{V_{ch}}{R_{eq}C_0} \end{cases} <=>$ $\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{M1}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv}$ $\dot{X} = A_1 X + B_1 U$ avec $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix}$ et $B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{M1}} \\ 0 \end{bmatrix}$	Loi des nœuds : $i_2 = i_{co} + i_{ch} \quad <=> \quad i_{co} = i_2 - i_{ch}$ avec $i_{co} = C_0 \frac{dV_{ch}}{dt}$ et $i_{ch} = \frac{V_{ch}}{R_{eq}}$ $\frac{dV_{ch}}{dt} = \frac{i_2}{C_0} - \frac{V_{ch}}{R_{eq}C_0}$ $\begin{cases} \frac{di_2}{dt} = -\frac{V_{ch}}{L_{M2}} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} = \frac{i_2}{C_0} - \frac{V_{ch}}{R_{eq}C_0} \end{cases}$ Or, on a: $i_2 = \frac{n_2}{n_1} i_1 <=> \frac{di_2}{dt} = \frac{n_2}{n_1} \frac{di_1}{dt}$ alors : $\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = \frac{n_1}{n_2} V_{ch} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} = \frac{n_2}{n_1} i_1 - \frac{V_{ch}}{R_{eq}C_0} \end{cases} <=>$ $\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n_1}{n_2} \\ \frac{n_2}{n_1} & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_{ch} \end{bmatrix}$ $\dot{X} = A_2 X + B_2 U$ avec $A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n_1}{n_2} \\ \frac{n_2}{n_1} & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix}$ et $B_1 = 0$

<u>Détermination du modèle moyen :</u>

$$A = A_1 d + A_2(1-d) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n_1}{n_2} \\ \frac{n_2}{n_1} & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} (1-d) \tag{4.16}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{d}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{n_1}{n_2} \\ \frac{n_2}{n_1} & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & d\frac{n_1}{n_2} \\ \frac{-dn_2}{n_1} & +\frac{d}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n_1}{n_2}(d-1) \\ \frac{n_2}{n_1}(1-d) & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

$$B = B_1 d + B_2(1-d) = \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L_{M1}} \\ 0 \end{bmatrix} d \tag{4.19}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{dV_{ch}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n_1}{n_2}(d-1) \\ \frac{n_2}{n_1}(1-d) & -\frac{1}{R_{eq}C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L_{M1}} \\ 0 \end{bmatrix} d \tag{4.20}$$

On veut réguler le courant du panneau solaire, de ce fait, on utilisera uniquement l'équation dynamique du courant :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{n_1}{n_2}(d-1)i_1 + \frac{V_{pv}}{L_{M1}}d = -\frac{n_1}{n_2}i_1 + d(\frac{n_1}{n_2}i_1 + \frac{V_{pv}}{L_{M1}}) \tag{4.21}$$

Pour extraire la loi de commande, on utilisera le régulateur PI pour réguler le courant i_1, puis on déduira la loi de commande d :

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{n_1}{n_2}i_1 + d(\frac{n_1}{n_2}i_1 + \frac{V_{pv}}{L_{M1}}) = u_i \tag{4.22}$$

$$\boldsymbol{d = \frac{u_i + \frac{n_1}{n_2}i_1}{\left(\frac{n_1}{n_2}i_1 + \frac{V_{pv}}{L_{M1}}\right)}} \tag{4.23}$$

4.3.2.2 Schéma de la commande

Le schéma du régulateur PI du courant implémenté à l'aide de Matlab/Simulink est donné comme suit à la figure 4.4.

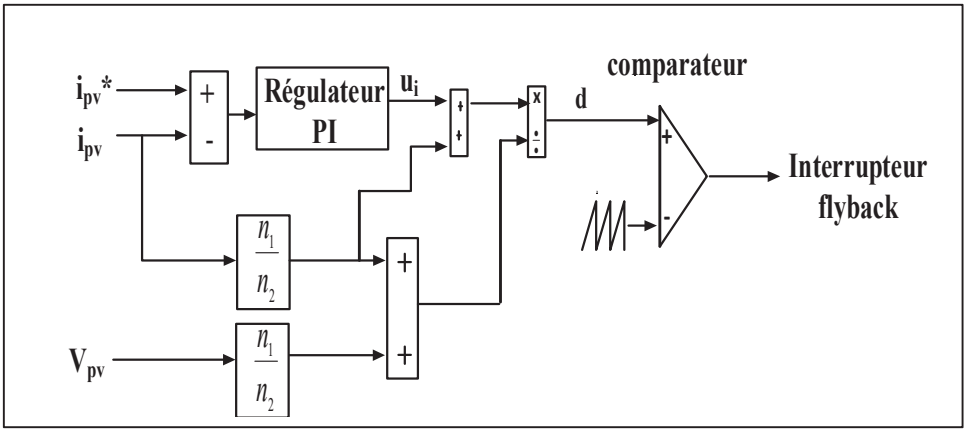


Figure 4.4 Régulation du courant Ipv des panneaux photovoltaïques

4.4 Stratégie de la commande de l'onduleur

La commande indirecte (figure 4.5) telle que décrite dans (Abdelhamid Hamadi, 2011),nous donne l'équation du courant de charge de la forme :

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (I_{Lan}\, sin(n\omega t + \theta_{Lan})) \tag{4.24}$$

Il est possible de décomposer ce courant en une composante active et réactive avec une fréquence fondamentale et des composantes harmoniques. On peut ainsi écrire :

$$i_L(t) = i_{Lfactif}(t) + i_{Lfréactif}(t) + i_{Lharmoniques}(t) \tag{4.25}$$

Avec :

$$i_{Lfactif}(t) = i_{Lf}\, cos\, \theta_{Lf}\, sin\, \omega t$$

$$i_{Lfréactif}(t) = i_{Lf}\, sin\, \theta_{Lf}\, cos\, \omega t$$

$$i_{Lharmoniques}(t) = \sum_{n=2}^{\infty} (I_{Lan}\, sin(n\omega t + \theta_{Lan}))$$

$\omega = 2\pi f_s$ avec f_s la fréquence du réseau et θ_{Lan} le déphasage

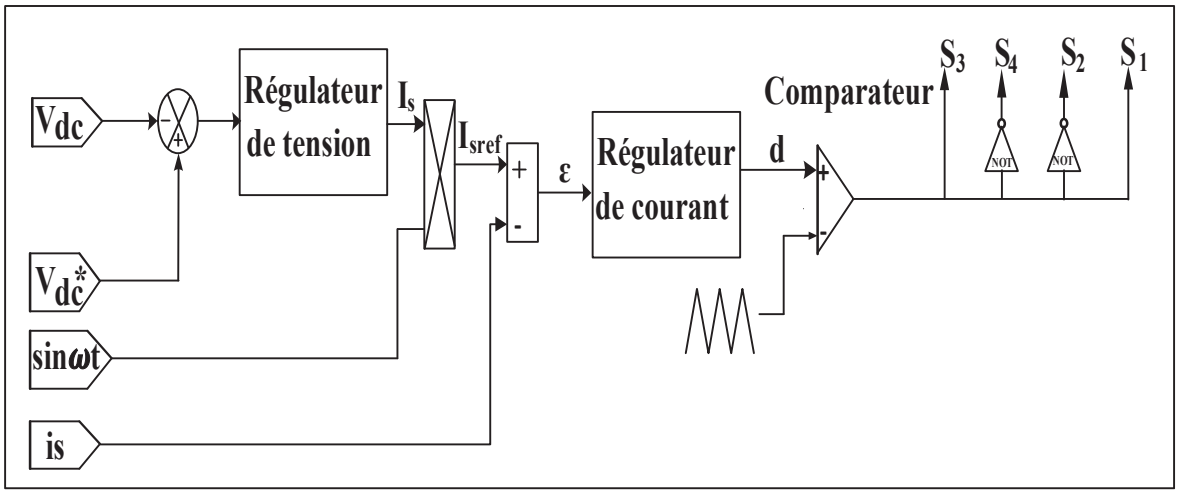


Figure 4.5 Schéma de la commande de l'onduleur monophasé

Il apparait ainsi clairement que le courant de compensation que le convertisseur doit générer vaut :

$$i_{compensation}(t) = -(i_{Lfréactif}(t) + i_{Lharmonique}\ (t))$$

On obtient l'algorithme de commande suivant :

V_u représente le vecteur unitaire de la source de tension.On a $V_u = \frac{V_s}{V_{smax}}$

V_{dc} représente la tension mesurée au bus DC

V_{smax} représente la tension maximale de source

V_{dc}^* représente la tension de référence du bus DC

I_{smax} représente le courant de source maximal

i_s représente le courant de source mesurée

On a également :$i_{sréf} = I_{smax} * V_u$ et $\varepsilon = i_{sréf} - i_s$

On peut décomposer i_s de la façon suivante : $i_s = i_{La} + i_{Lr} + i_{Lh}$

i_{La} représente le courant actif de la charge non linéaire

i_{Lr} représente le courant réactif de la charge non linéaire

i_{Lh} représente le courant harmonique de la charge non linéaire

$i_{sréf}$ représente la référence du courant actif de la source. On note, $i_{sréf} = i_a$

Il faut avoir un courant actif additionnel pour pallier aux pertes occasionnées par le filtre.

$$\varepsilon = i_a - i_{La} - i_{Lr} - i_{Lh} \tag{4.26}$$

Ainsi on a :

$i_a - i_{La}$ = courants supplémentaires

$i_{Lr} - i_{Lh}$= courants réactif et harmonique à compenser

4.5 Validation en régime permanent

Nous allons valider le fonctionnement du *flyback* en comparant les formes d'ondes simulées avec celles de la littérature.Le système photovoltaique simulé est composé d'un panneau de 30.5 V, 8.2 A, d'une batterie de 240 V et d'une charge résistive de 225 Ω. Le schema de la figure 4.6 montre la configuration du système étudié.

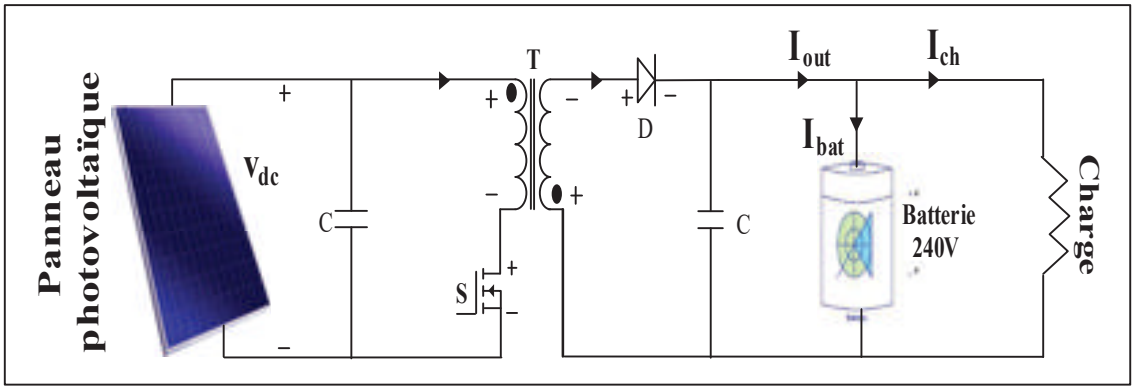


Figure 4.6 Configuration du système photovoltaïque avec convertisseur *flyback*

4.5.1 Mode de conduction continue

Les paramètres de simulations de notre convertisseur *flyback* sont $V_s = 30{,}5\ V$, $R_{eq} = 225\Omega$, $T_s = 50 * 10^{-6} s$, $D = 0{,}4$, $L_m = 160 * 10^{-6} H$, $n = 6$,$C = 400 * 10^{-6}$.Les résultats des calculs en régime établi sont résumés dans le tableau 4.3 .

Tableau 4.3 Détermination des variables du *flyback* en mode continu

Variables du circuit	Expressions
$\boldsymbol{V_0}$	$\frac{D}{1-D} n V_s = \frac{0{,}4}{1-0{,}4} * 0{,}5 * 30{,}5 = 120\ V$
$\boldsymbol{v_{m\,max}}$	$V_S = 30{,}5\ V$
$\boldsymbol{v_{m\,min}}$	$-\frac{V_0}{n} = -\frac{120}{6} = -20\ V$
$\boldsymbol{I_M}$	$\frac{1}{1-D} n \frac{V_0}{R_{eq}} = \frac{1}{1-0{,}4} * 6 * \frac{120}{225} = 6{,}4\ A$
$\boldsymbol{\Delta i_m}$	$\frac{V_s}{L_m} D T_s = \frac{30{,}5}{160 * 10^{-6}} * 0{,}4 * 50 * 10^{-6} = 3{,}75\ A$
$\boldsymbol{i_{m\,max}}$	$I_M + \frac{1}{2}\Delta i_m = 6{,}4 + \frac{3{,}75}{2} = 7{,}15\ A$
$\boldsymbol{i_{m\,min}}$	$I_M - \frac{1}{2}\Delta i_m = 6{,}4 - \frac{3{,}75}{2} = 5{,}65\ A$
$\boldsymbol{i_{Q\,max}}$	$i_{m\,max} = 7{,}15\ A$
$\boldsymbol{i_{D\,max}}$	$\frac{i_{m\,max}}{n} = \frac{7{,}15}{6} = 1{,}19\ A$
$\boldsymbol{v_{Q\,max}}$	$V_s + \frac{V_0}{n} = 30{,}5 + \frac{120}{6} = 50{,}5\ V$

Les principales formes d'ondes recueillies valident notre modèle car les données et les formes d'ondes simulées obtenues à la figure 4.7 correspondent aux données théoriques.

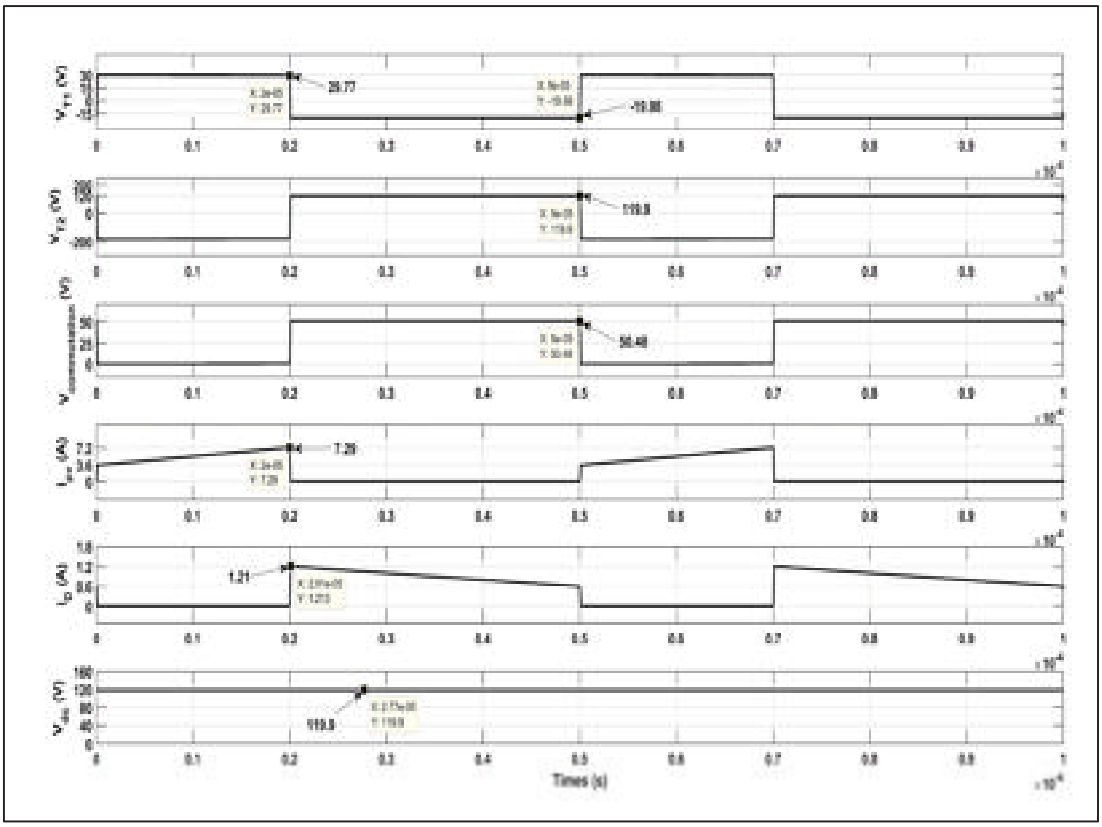


Figure 4.7 Régime établi du convertisseur *flyback* en mode de conduction continu

4.5.2 Mode de conduction discontinue

Dans ce cas, la charge a augmenté à une valeur R_{eq} = 1000 Ω. La limite entre le mode de conduction continu et le mode de conduction discontinu est donc franchie. La tension d'entrée reste à Vs = 24 V, les autres paramètres de simulations reste les mêmes que dans le mode de conduction continue. Les variables déterminées par calculs sont résumées dans le tableau 4.4.

Tableau 4.4 Détermination des variables du *flyback* en mode discontinu

Variables du circuit	**Expressions**
$\boldsymbol{V_0}$	$D\sqrt{\frac{R_{eq}T_S}{2L_m}}V_s = 0{,}4 * \sqrt{\frac{1000 * 50 * 10^{-6}}{2 * 160 * 10^{-6}}} * 30{,}5 = 152{,}5\ V$
$\boldsymbol{v_{m\ max}}$	$V_S = 30{,}5\ V$
$\boldsymbol{v_{m\ min}}$	$-\frac{V_0}{n} = -\frac{152{,}5}{6} = -25{,}41\ V$
$\boldsymbol{\Delta i_m = I_M}$	$\frac{V_s}{L_m}DT_s = \frac{30{,}5}{1 * 160 * 10^{-6}} * 0{,}4 * 50 * 10^{-6} = 3{,}75\ A$
$\boldsymbol{i_{m\ min}}$	0
$\boldsymbol{i_{Q\ max}}$	$i_{m\ max} = I_M = 3{,}75\ A$
$\boldsymbol{i_{D\ max}}$	$\frac{i_{m\ max}}{n} = \frac{3{,}75}{6} = 0{,}625\ A$
$\boldsymbol{v_{Q\ max}}$	$V_s + \frac{V_0}{n} = 30{,}5 + \frac{152{,}5}{6} = 55{,}91\ V$

Nous pouvons affirmer également que les principales formes d'ondes recueillies valident le fonctionnement en mode de conduction discontinu de notre système photovoltaïque. En effet les valeurs des variables et les formes d'ondes simulées obtenues à la figure 4.8 correspondent aux données théoriques.

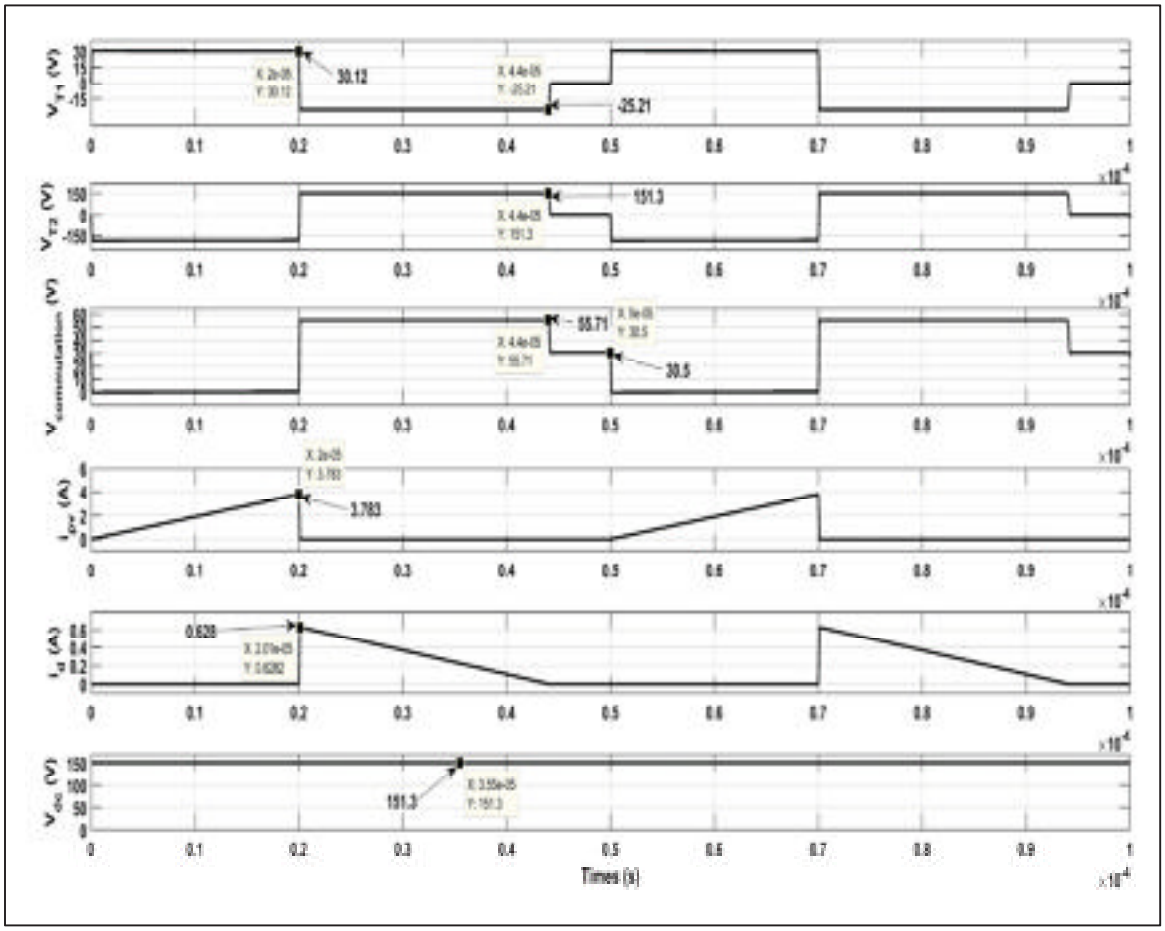


Figure 4.8 Régime permanent du convertisseur *flyback* en mode de conduction discontinu

Afin de valider que la régulation du courant se fait bien, nous simulons une variation brusque de la puissance du panneau. A t = 1 s le courant initialement à 8,2 A chute à 4,1 A. La figure 4.9 illustre la réponse du *flyback* à cette variation. L'évolution de la courbe I_{pv} par rapport à I_{ref} confirme une bonne régulation du courant.

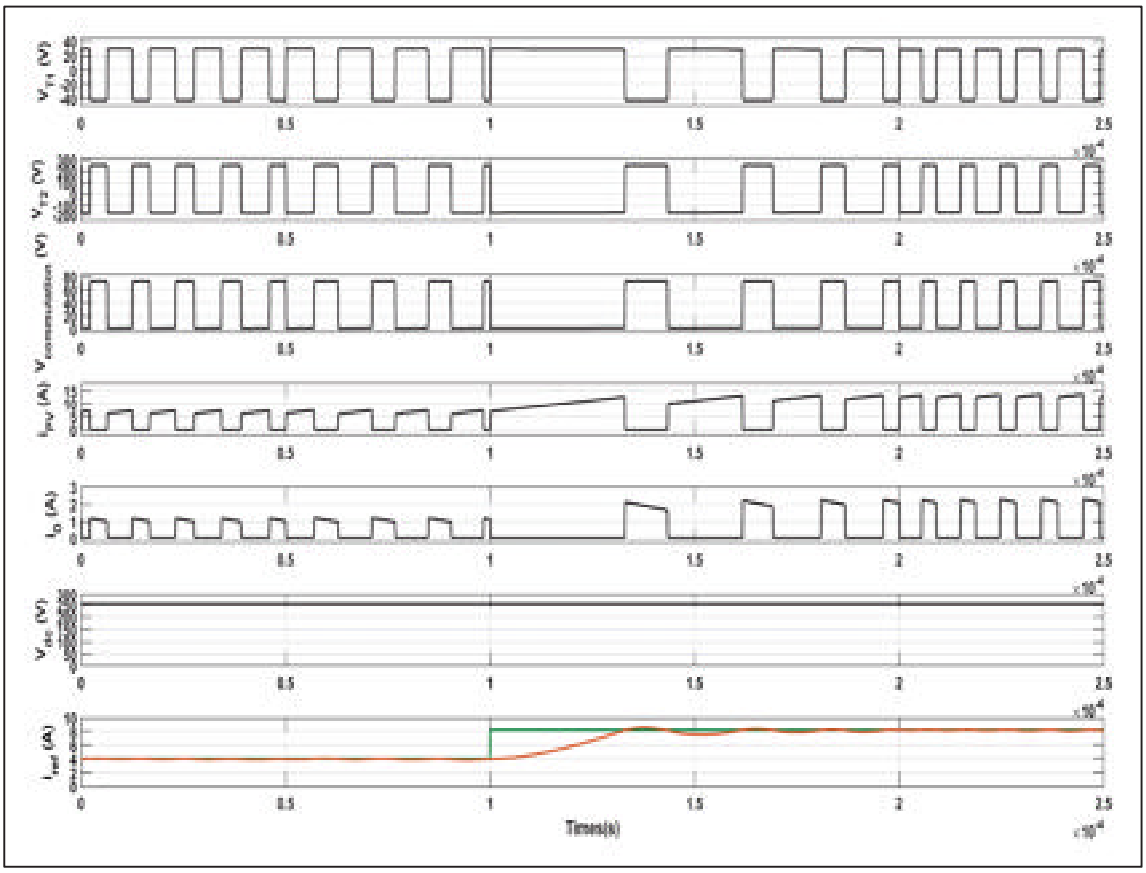


Figure 4.9 Régulation en régime dynamique du *flyback*

4.5.3 Analyse des résultats de simulations

Nous remarquons que le gain de tension du convertisseur *flyback* en mode de conduction discontinue n'est pas dépendant du rapport de transformation du transformateur comme cela est le cas lorsqu'il fonctionne en mode de conduction continue. Dans la conception, la taille d'un convertisseur *flyback* destiné à fonctionner en mode de conduction discontinue est assez réduite par rapport à celle liée à la conduction continue. Néanmoins le fonctionnement en mode discontinu entraîne une augmentation des courants de pointe dans les condensateurs. La conception en mode continu par contre, nécessite des bobines plus grandes donc des rapports de transformation plus grands, mais les courants de pointe dans les éléments de l'étage de conversion de puissance sont plus faibles (Erickson & Maksimovic, 2007).

4.6 Intégration système photovoltaïque au réseau électrique

L'ensemble du système photovoltaïque étudié est présenté à la figure 4.10 et constitué des éléments électriques suivants :

- Six modules solaires photovoltaïques de 250 Wc chacun (1,5 kWc au total) ;
- Six micros onduleurs avec la topologie *flyback* ;
- Un réseau monophasé ;
- Une charge non linéaire ;

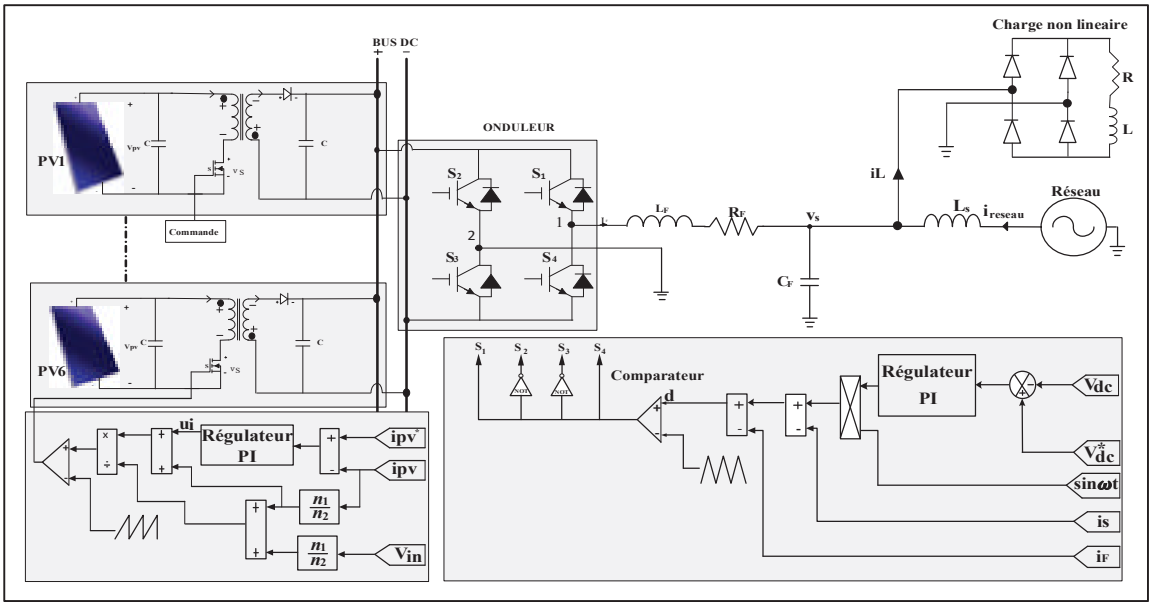


Figure 4.10 Configuration du système photovoltaïque connecté au réseau

Les paramètres des panneaux solaires en fonctionnement et connectés au réseau sont donnés dans le tableau 4.5.

Tableau 4.5 Paramètres des panneaux photovoltaïques en fonctionnement

Ensoleillements moyens	Courant de référence (I_{MPPT})	Puissance maximale (P_{max})
G 1= 712 W/m^2	35,55 A	1052 W
G 2= 930 W/m^2	46,51 A	1395 W

Les caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) sont montrées dans la figure 4.11.

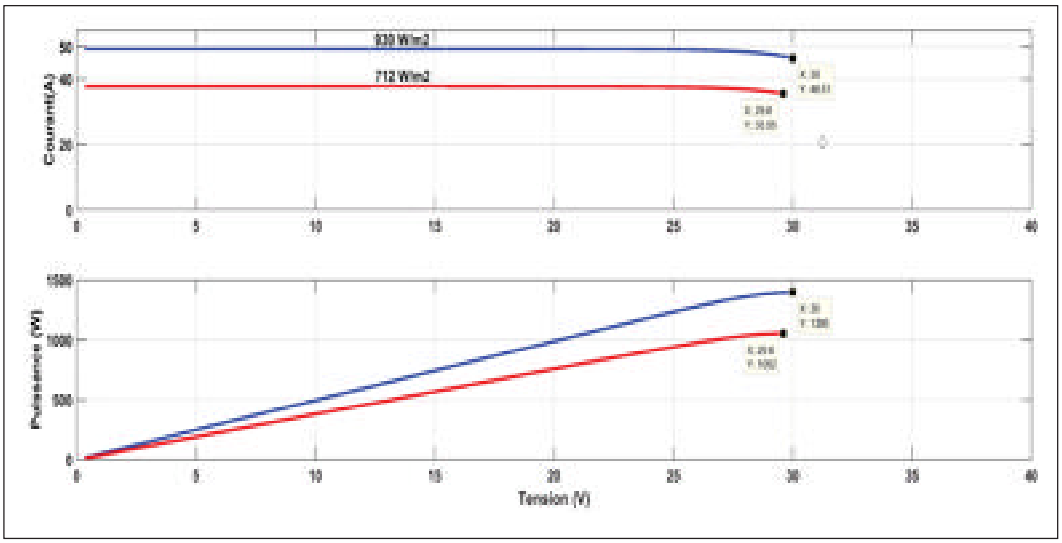


Figure 4.11 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement

4.6.1 Résultats de simulations

Les paramètres du convertisseur *flyback* utilisés pour effectuer la simulation sont donnés dans le tableau 4.6.

Tableau 4.6 Paramètres de spécifications *flyback*

Paramètres	Valeurs
Tension du panneau Photovoltaïque	18Vdc
Tension du bus DC	240 Vdc
Fréquence de commutation	20 kHz
Capacité d'entrée	500 µF
Inductance d'entrée	50 uH
Inductance de magnétisation	500 µH
Capacité du bus DC	5000 µF
Rapport de transformation	1:10

Les formes d'ondes recueillies par simulation lors d'une variation brusque de la puissance des panneaux sont résumées dans la figure 4.12.

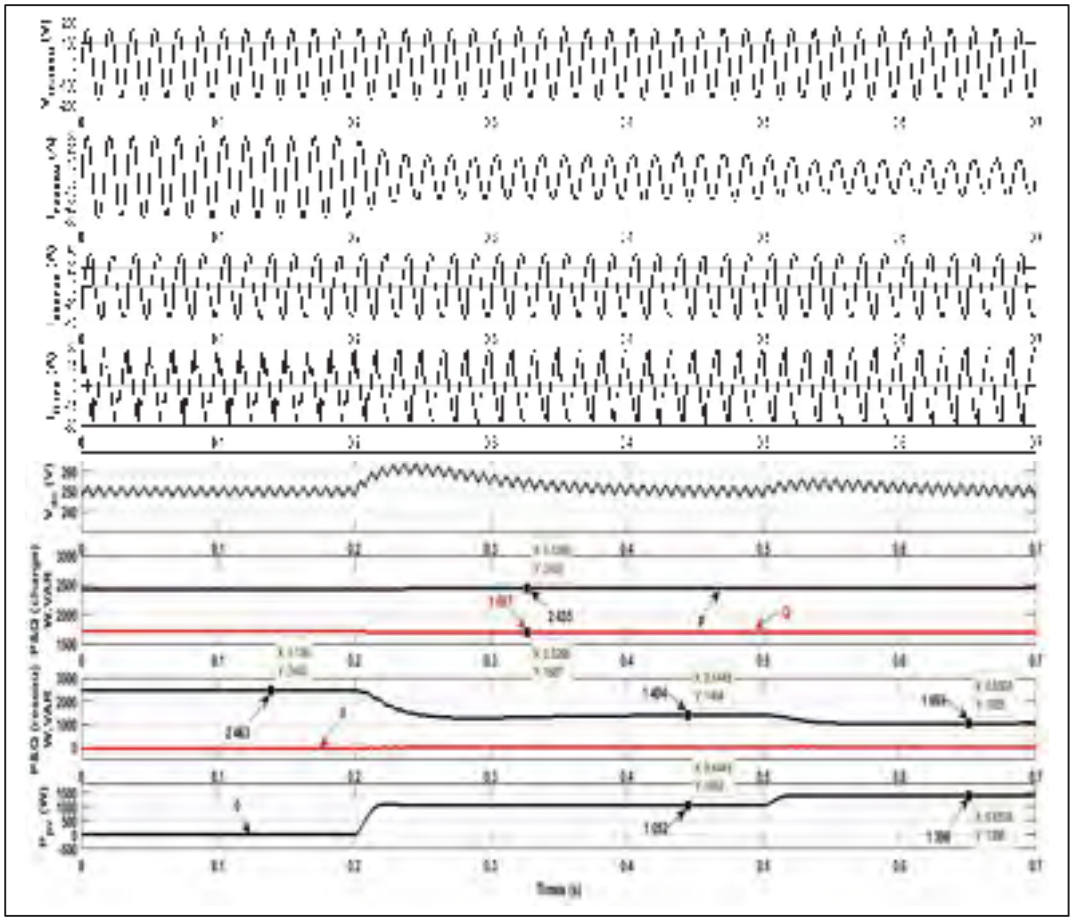


Figure 4.12 Réponse à une variation de puissance des panneaux photovoltaïques

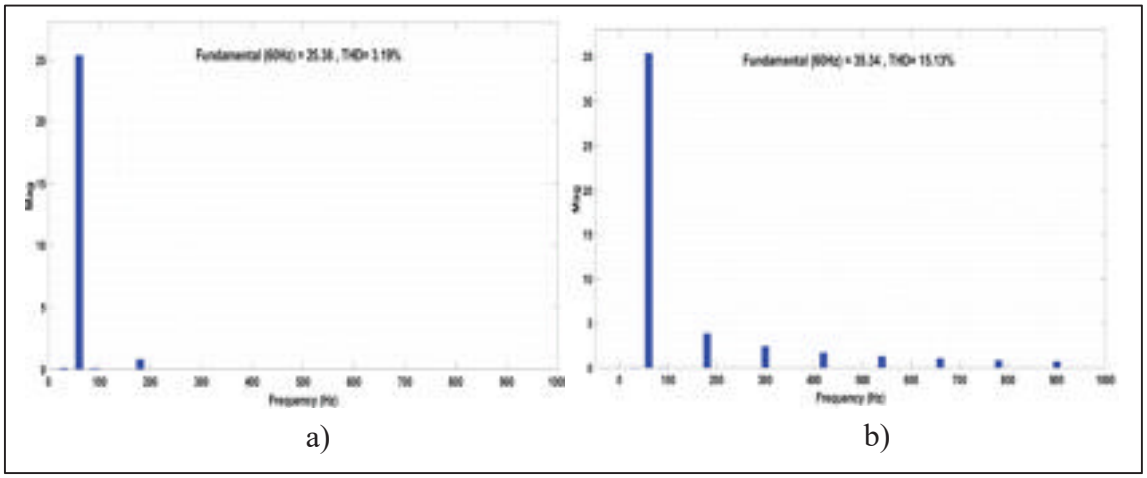


Figure 4.13 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

Les formes d'ondes recueillies par simulation lors d'une variation brusque de la charge sont résumées dans la figure 4.14.

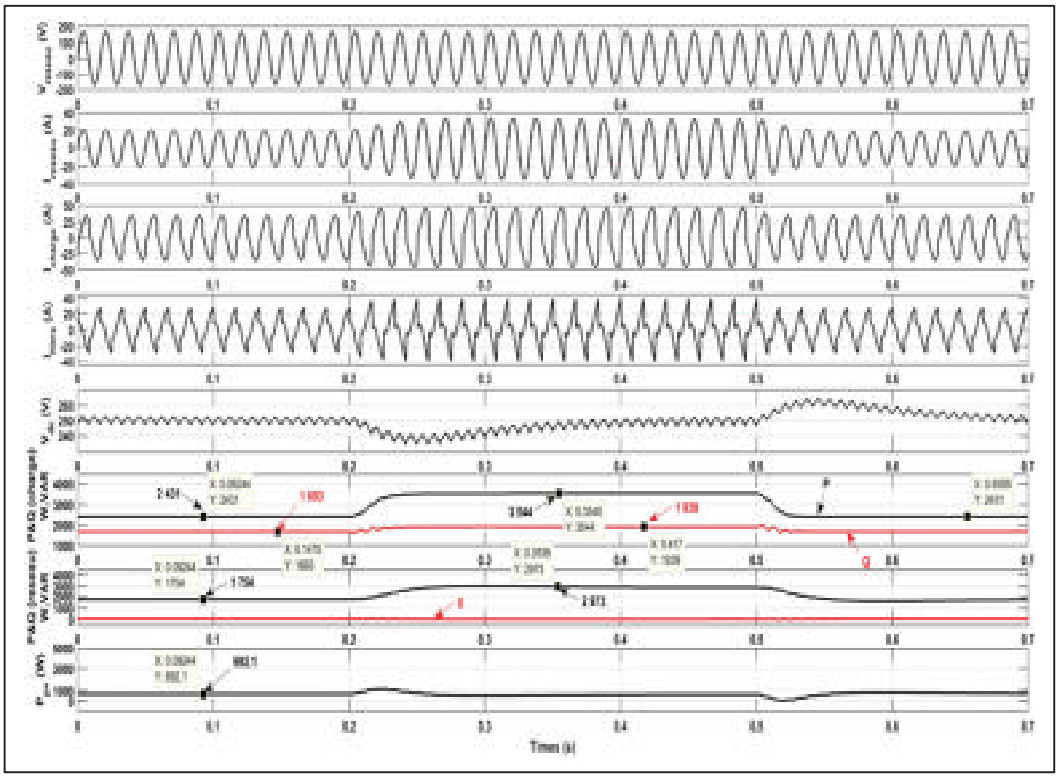


Figure 4.14 Réponse à une variation de charge

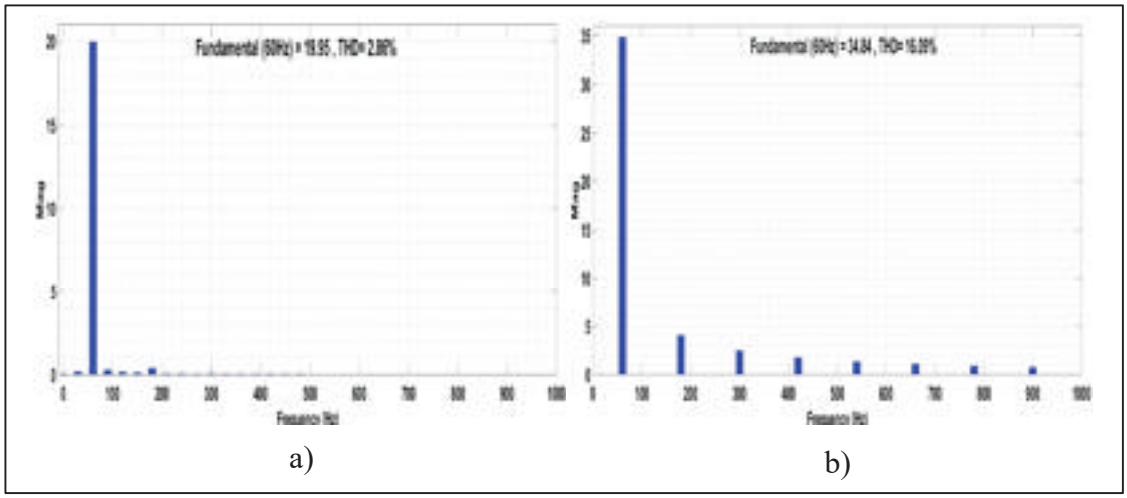


Figure 4.15 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

4.6.2 Analyse des résultats de simulations

Les observations des résultats de simulation dû à une variation de puissance (figure 4.12):

- La charge de 2 435 W est totalement alimentée par le réseau qui fournit 2 463 W. En effet à t= 0 s le système solaire photovoltaïque, dû à un ombrage total ne fournit pas de puissance. A partir de t = 0,2 s le système solaire photovoltaïque composé de six panneaux de 250Wc chacun commence à produire 1 052 W pendant que le réseau baisse sa production à 1 404Wau même instant. Notons que le système photovoltaïque produit 1 052 W car il a trois panneaux qui sont pleinement ensoleillés (1 000 W/m^2) et les trois derniers panneaux sont partiellement ensoleillés (500 W/m^2). Cet apport du système photovoltaïque fait qu'à partir de t =0,2s la charge qui était entièrement alimentée par le réseau a maintenant la contribution du système photovoltaïque. A t=0,5 s, les trois panneaux qui étaient partiellement éclairés reçoivent maintenant un plein ensoleillement G=1 000W/m^2. L'ensemble des panneaux est donc pleinement ensoleillé et fournit une puissance maximale de 1 396 W. Nous remarquons qu'au même moment, le réseau s'ajuste en faisant chuter sa production à 1 055 W. La charge devient donc majoritairement alimentée par le système photovoltaïque.
- En ce qui concerne le courant du réseau, on constate qu'il était initialement à 28 A, pour chuter à 15 A à t = 0,2s et à 12 A à t = 0,5s. Ce qui est logique car, plus la production du système photovoltaïque augmente, et plus le réseau diminue sa contribution.
- La régulation de la tension V_{dc} du bus DC est effective malgré les variations brusques de puissance à t=0,2 s et t=0,5 s. La tension V_{dc} restant très proche de la tension de référence qui est de 250 V.
- Le réseau compense bien la puissance réactive malgré le fait que la charge non linéaire consomme à peu près 1 687 VAR.
- Le THD d'environ 3,19 % témoigne de la bonne qualité de l'énergie car il y a peu d'harmoniques

Les observations des résultats de simulation dû à une variation de charge (figure 4.14):

- Nous avons une charge de 2 431 W qui est simultanément alimentée à t = 0s par le réseau et le système solaire photovoltaïque qui fournissent respectivement 1 754 W et 692,1 W. Tout au long de la simulation, l'ensemble du système photovoltaïque composé de six panneaux de 250 Wc chacun sera partiellement ombragé. Ainsi d'une puissance installée de 1 500 W, le système photovoltaïque ne pourras fournir en réalité qu'une puissance maximale de 750 W.A partir de t = 0,2s une variation brusque fait augmenter la charge à 3 544 W. La production du système photovoltaïque étant insuffisante et constante (692,1 W), on constate que le réseau s'ajuste immédiatement en fournissant 2 973 W afin de compléter l'alimentation de la charge. A t = 0,5 s la charge ayant chuté de nouveau à sa valeur initiale, le réseau diminue également sa production en la ramenant à 1 754 W environ.
- On constate que le courant du réseau suit l'évolution du courant de la charge pendant les variations brusques de la charge. En effet à t = 0 s, le courant de la charge initialement à 35 A monte à 46 A à t = 0,2 s pour revenir à 35 A à t = 0,5 s, pendant que celui du réseau dans le même intervalle de temps évolue de 18 A initialement à 34 A à t = 0,2 s puis redescend à 18 A à t= 0,5 s. Cela est normal, dû au fait que les panneaux produisant déjà au maximum de leur production, c'est le réseau qui vient au secours pour alimenter la charge.
- La tension du bus DC est bien régulée à 250 V malgré la variation de puissance à t = 0,2 s et t = 0,5s.
- A t= 0 s la puissance réactive consommée par la charge est de 1 693 VAR.A partir de t= 0,2 s dû à une variation de charge, la puissance réactive consommée augmente à 1939 VAR puis revient à sa valeur initiale à t = 0,5 s. Nous constatons que le réseau compense effectivement de sorte à avoir une puissance réactive nulle.
- Le THD d'environ 2,86 % mesuré est conforme à la norme. Ce qui signifie que la qualité de l'énergie produite est bonne.

4.7 Convertisseur *boost* à double inductance d'entrée

C'est un convertisseur de type *boost* conventionnel avec une isolation galvanique (figure 4.16). Il est avantageux de l'utiliser pour la correction du facteur de puissance avec isolation et les dispositifs alimentés par des batteries afin de produire une plus grande tension de sortie à partir d'une tension d'entrée faible. Cette topologie a une plage de régulation limitée, ce qui conduit à un niveau de puissance minimal en sortie. Si la charge exige moins de puissance que ce niveau minimal, la tension de sortie augmente anormalement car une énergie excessive a été stockée dans les inductances (Yan & Lehman, 2005).

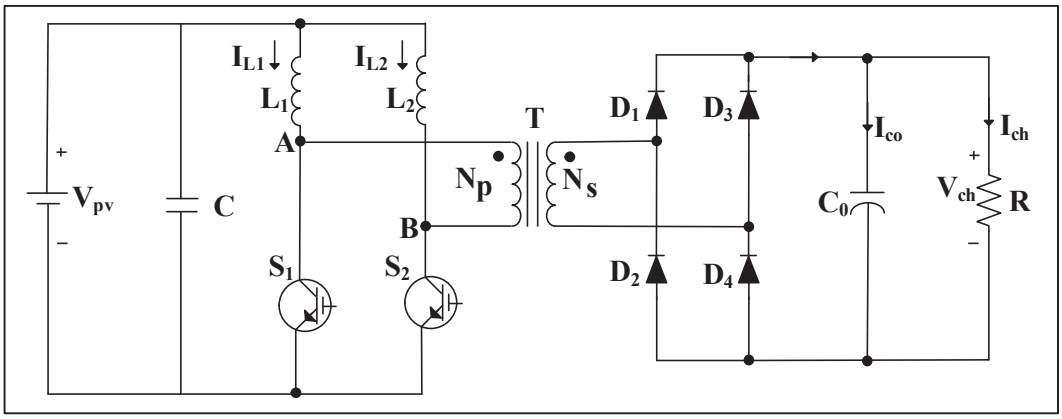


Figure 4.16 Schéma du convertisseur à double inductance d'entrée

4.7.1 Fonctionnement du convertisseur

La topologie comporte deux inductances à l'entrée du convertisseur. Un entrelacement des commandes des deux commutateurs permet de réduire l'ondulation du courant d'entrée et donc la taille du filtre d'entrée. Le mode de conduction discontinue n'est pas possible dans ce convertisseur à cause de l'inductance de magnétisation dans le transformateur d'isolation. En effet le courant de magnétisation même dans le cas d'une charge légère atteint une valeur nulle mais remonte immédiatement de manière linéaire ; ceci est dû au court-circuitage de l'inductance de magnétisation. Il y a quatre étapes dans le fonctionnement du convertisseur à double inductance qui sont résumées dans les tableaux 4.7 et 4.8.

Tableau 4.7 Différents intervalles de fonctionnement du convertisseur à double inductance

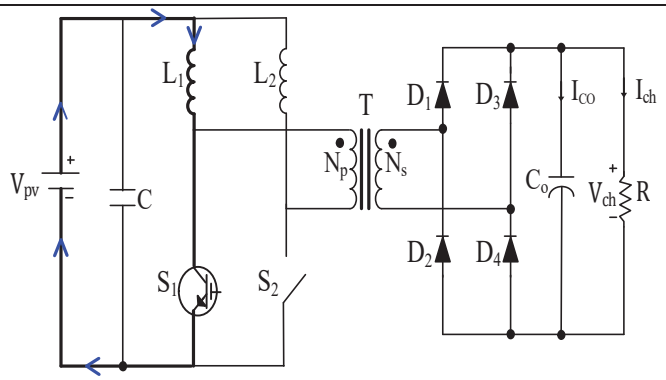
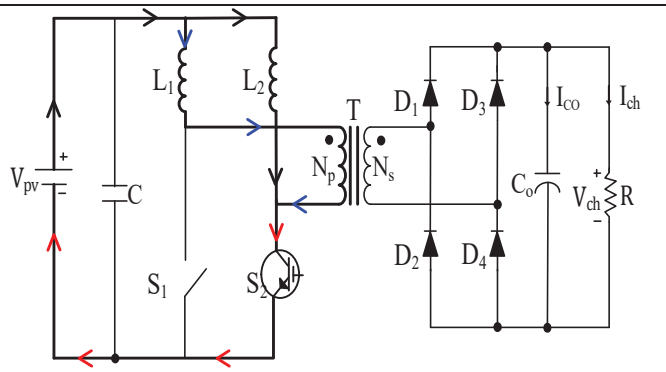
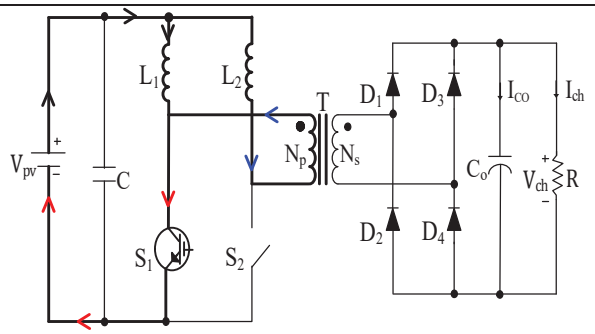
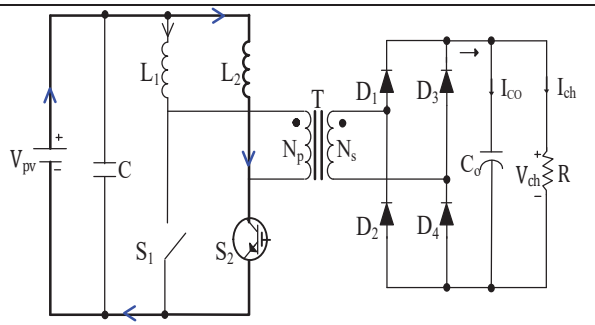
Étapes de fonctionnement	Schémas du circuit	Descriptions
1		**S1 conduit et S2 bloqué :** La bobine L1 emmagasine l'énergie. Durant cette période il n'y a pas de transfert de puissance au secondaire du transformateur.
2		**S1 est bloqué et S2 conduit :** L'énergie emmagasinée par L1 est transférée au secondaire du transformateur (couleur bleu) pendant que L2 continue d'emmagasiner de l'énergie (couleur noir). La couleur rouge est la somme des deux courants.

Tableau 4.8 Différents intervalles de fonctionnement du convertisseur à double inductance (suite)

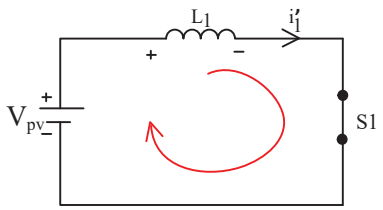
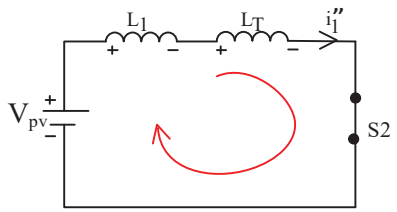
Étapes de fonctionnement	Schéma du circuit	Description
3		**S1 conduit et S2 bloqué :** L'énergie emmagasinée par L2 est transférée au secondaire du transformateur (couleur bleu) pendant que L1 continue d'emmagasiner de l'énergie (couleur noir). La couleur rouge est la somme des deux courants.
4		**S1 est bloqué et S2 conduit :** La bobine L2 emmagasine l'énergie. Durant cette période il n'y a pas de transfert de puissance au secondaire du transformateur.

4.7.2 Modélisation et commande

4.7.2.1 Extraction de la loi de commande

Le fonctionnement du convertisseur à double inductance comme décrit dans la section précédente est composé de quatre phases. A partir de ces phases pour, nous analysons le circuit électrique afin de déduire la loi de commande à travers les modèles moyens montrés dans les tableaux 4.9 et 4.10.

Tableau 4.9 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur à double inductance

Analyse du circuit électrique	
S_1 ON	**S_1 OFF**
 $-V_{pv} + V_{L1} = 0$ $-V_{pv} + L_1 \frac{di_1'}{dt} = 0$ $\frac{di_1'}{dt} = \frac{V_{pv}}{L_1}$ $\dot{X} = A_1 X + B_1 U$ avec $A_1 = 0$ et $B_1 = \frac{V_{pv}}{L_1}$	 $-V_{pv} + L_1 \frac{di_1''}{dt} + L_T \frac{di_1''}{dt} = 0$ $\frac{di_1''}{dt} = \frac{V_{pv}}{(L_1 + L_T)}$ $\dot{X} = A_2 X + B_2 U$ avec $A_2 = 0$ et $B_2 = \frac{V_{pv}}{(L_1 + L_T)}$

<u>Détermination du modèle moyen :</u>

$$B = B_1 d + B_2(1-d) = \frac{V_{pv}}{L_1} d + \frac{V_{pv}}{(L_1 + L_T)}(1-d) \tag{4.27}$$

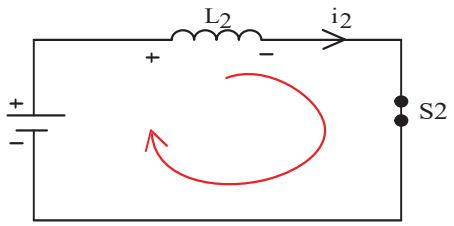
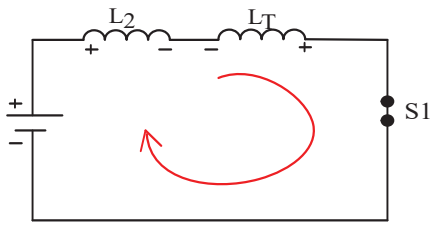
$$\frac{di_1''}{dt} = BU = d\left(\frac{V_{pv}}{L_1} - \frac{V_{pv}}{L_1 + L_T}\right) + \frac{V_{pv}}{L_1 + L_T} \tag{4.28}$$

En remplaçant $L_1 + L_T = L'$, on obtient :

$$\frac{di_1''}{dt} = d\left(\frac{V_{pv}}{L_1} - \frac{V_{pv}}{L'}\right) + \frac{V_{pv}}{L'} = u_1 \tag{4.29}$$

$$\boldsymbol{d_1 = \frac{u_1 - \frac{V_{pv}}{L'}}{\frac{V_{pv}}{L_1} - \frac{V_{pv}}{L'}}} \tag{4.30}$$

Tableau 4.10 Analyse détaillée du circuit électrique du convertisseur à double inductance (suite)

Analyse du circuit électrique	
$\boldsymbol{S_2}$ **ON**	$\boldsymbol{S_2}$ **OFF**
 $-V_{pv} - V_{L2} = 0$ $V_{pv} - L_2 \frac{di_2'}{dt} = 0$ $\frac{di_2'}{dt} = \frac{V_{pv}}{L_2}$ $\dot{X} = A_1 X + B_1 U$ avec $A_1 = 0$ et $B_1 = \frac{V_{pv}}{L_2}$	 $V_{pv} - L_2 \frac{di_2''}{dt} - L_T \frac{di_2''}{dt} = 0$ $\frac{di_2''}{dt} = \frac{V_{pv}}{(L_2 + L_T)}$ $\dot{X} = A_2 X + B_2 U$ avec $A_2 = 0$ et $B_2 = \frac{V_{pv}}{(L_2 + L_T)}$

<u>Détermination du modèle moyen :</u>

$$B = B_1 d + B_2(1-d) = \frac{V_{pv}}{L_2} d + \frac{V_{pv}}{(L_2 + L_T)}(1-d) \tag{4.31}$$

$$\frac{di_2''}{dt} = BU = d\left(\frac{V_{pv}}{L_2} - \frac{V_{pv}}{L_2 + L_T}\right) + \frac{V_{pv}}{L_2 + L_T} \tag{4.32}$$

En remplaçant $L_1 + L_T = L''$, on obtient :

$$\frac{di_2''}{dt} = d\left(\frac{V_{pv}}{L_2} - \frac{V_{pv}}{L''}\right) + \frac{V_{pv}}{L''} = u_2 \tag{4.33}$$

$$\boldsymbol{d_2 = \frac{u_2 - \frac{V_{pv}}{L''}}{\frac{V_{in}}{L_2} - \frac{V_{pv}}{L''}}} \tag{4.34}$$

4.7.2.2 Schéma de commande

La figure 4.17 montre le schéma du régulateur PI des courants des inductances d'entrée i_{L1} et i_{L2} obtenue à partir des lois de commande et implémenté sur Matlab/Simulink.

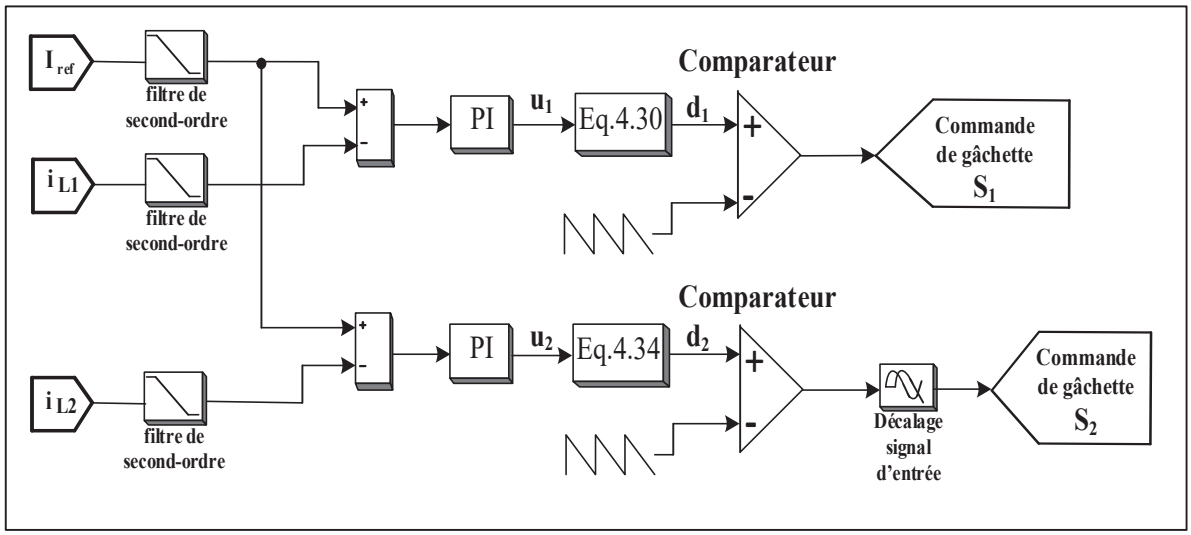


Figure 4.17 Commande des courants d'entrée des inductances

4.8 Stratégie de commande de l'onduleur

En utilisant la théorie de la transformation d-q en monophasé développé dans (Khadkikar & Chandra, 2012; R. Zhang, Cardinal, Szczesny, & Dame, 2002), les variables (courant ou tension) considérés dans un référentiel α-β peuvent être représentés comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}_{(1\varphi)} = \begin{bmatrix} x(\omega t) \\ x(\omega t + \pi/2) \end{bmatrix} \tag{4.35}$$

L'équivalent du système monophasé dans le référentiel d-q peut alors s'exprimer de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{4.36}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{x}_d + \tilde{x}_d \\ \bar{x}_q + \tilde{x}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_\alpha(\sin \omega t) & -x_\beta\,(\cos \omega t) \\ x_\alpha(\cos \omega t) & +x_\beta(\sin \omega t) \end{bmatrix} \tag{4.37}$$

En courant continu DC, les termes x_d et x_q représentent les composants actifs et réactifs du fondamental de x, tandis que encourant alternatif AC les termes x_d et x_q représentent les composants actifs et réactifs des harmoniques. Ces composants AC et DC des termes x_d et x_q peuvent être extraits respectivement à l'aide des filtres passe-bas et filtres passe-haut. L'extraction de ces references, nous permet de réaliser une commande directe ou indirecte du courant ou de la tension.

Dans notre etude, nous utilisons une commande indirecte en courant. L'équivalent du système monophasé dans le référentiel d-q est réecrite de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(\sin \omega t) & -i_{s\beta}\,(\cos \omega t) \\ i_{s\alpha}(\cos \omega t) & +i_{s\beta}(\sin \omega t) \end{bmatrix} \tag{4.38}$$

Cette commande présentée à la figure 4.18 est composée d'une boucle de conversion α-β vers d-q du courant , d'une boucle de régulation de la tension du bus DC , d'une boucle de régulation du courant réactif de la source et une boucle de régulation du courant de source.

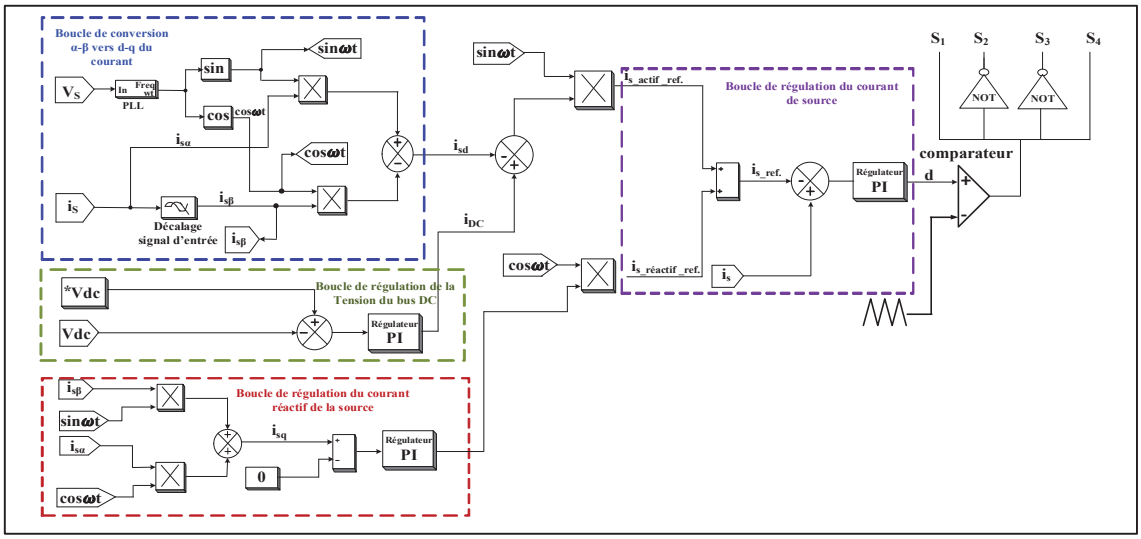


Figure 4.18 Schéma de la commande vectorielle d-q

4.9 Validation en régime permanent

Nous avons simulé le fonctionnemennt d'un système photovoltaique composé de deux *strings* en parallèle comportant chacun trois panneaux de 30.5 V, 8.2 A chacun (six panneaux de 250 Wc chacun). Une batterie de 240 V et une charge résistive de 10 Ω. Cela dans le but de valider en régime permanent et dynamique les formes d'ondes à la sortie du convertisseur *boost* à double inductance. Le schema de la figure 4.19 montre la configuration du systéme simulé.

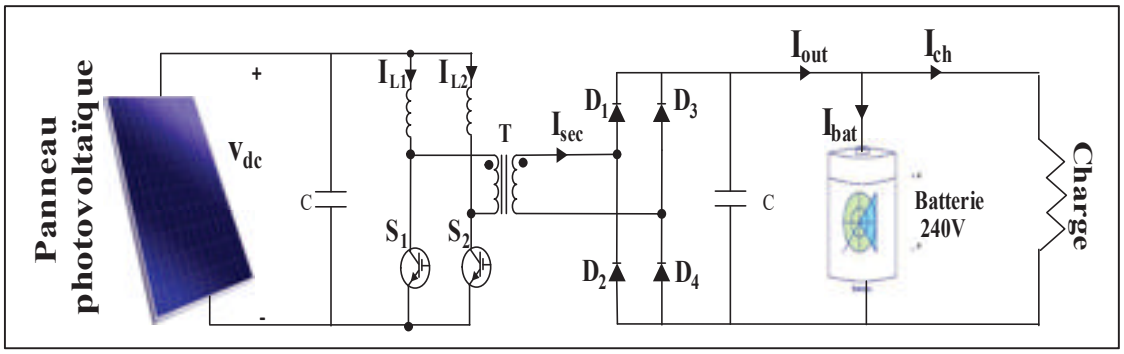


Figure 4.19 Configuration du système photovoltaïque avec *boost* à double inductance

4.9.1 Résultats des simulations

Le tableau 4.11 résume les paramètres de simulation du système photovoltaïque :

Tableau 4.11 Paramètres de spécifications *boost* à double inductance

Tension et courant du panneau photovoltaïque (V_{MP}, I_{MP})	(90 Vdc,16A)
Tension de la batterie	240 Vdc
Fréquence de commutation	5 kHz
Capacité d'entrée	500 µF
Inductances d'entrée L_1 et L_2	2mH
Inductance de magnétisation du transformateur	10 µH
Capacité de sortie	1000 µF
Rapport de transformation du transformateur	2:1

Les formes d'onde en régime permanent sont données dans la figure 4.20. On remarque que les courants des deux inductances d'entrée I_{L1} et I_{L2} sont très proches de la référence I_{Ref}.

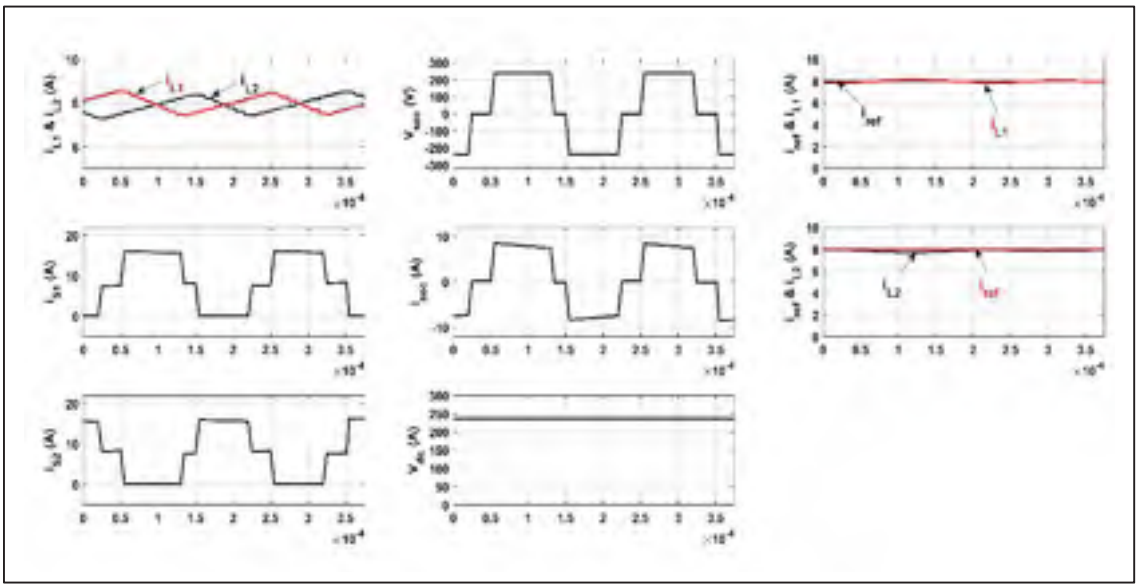


Figure 4.20 Principales formes d'ondes en régime permanent

Les formes d'onde en régime dynamique sont données dans la figure 4.21

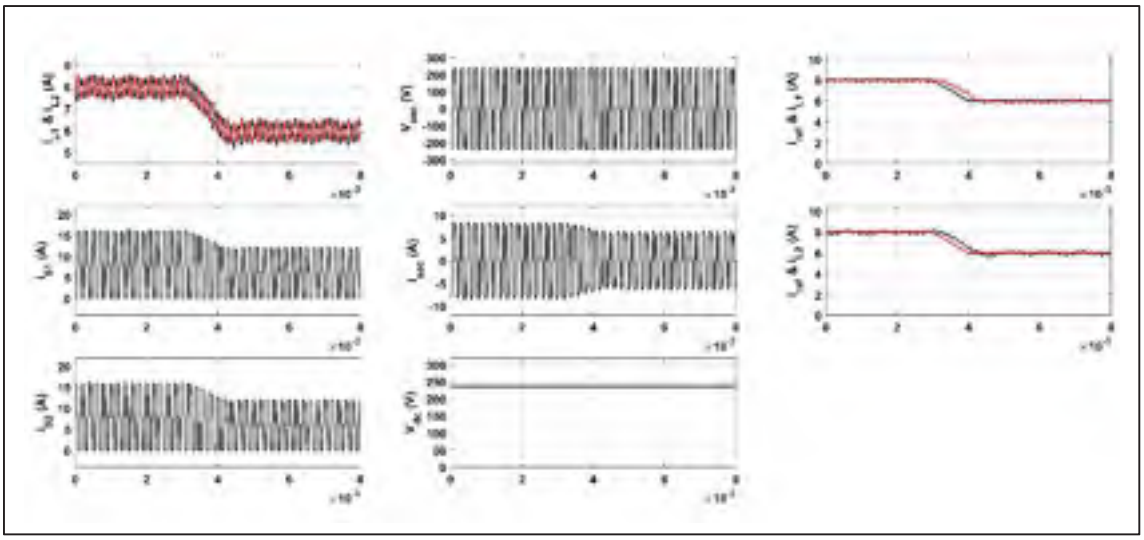


Figure 4.21 Principales formes d'ondes en régime dynamique

4.9.2 Analyse des résultats de simulations

En observant les formes d'ondes obtenues lors de la variation brusque de puissance où le courant de référence I_{Ref} a chuté de 8,2 A à 6 A (figure 4.21), nous remarquons que :

- Durant l'intervalle de fonctionnement ou les deux commutateurs conduisent, les inductances L_1 et L_2 emmagasinent de l'énergie. Le courant traversant alors chacune de ces inductances est le courant de la source divisé par deux : $I_{L1} = I_{L2} = {}^{I_S}/_{2}$. Dans notre cas, le courant moyen de I_{L1} et I_{L2} est de 8,2A.
- Le transfert d'énergie au secondaire du transformateur s'effectue dans l'intervalle ou S_1 est bloqué et S_2 conduit ou vice versa. Les deux signaux de gâchette étant décalés de 180 degré nous obtenons également deux courants positifs S_1 et S_2 déphasés avec une valeur moyenne autour de 8,2 A.
- La tension et le courant au secondaire du transformateur ont des amplitudes respectives de 240 V et 8,2A.
- La tension V_{dc} à la sortie du bus DC est bien régulée avec une valeur de 240 V.
- Les deux courantsI_{L1} et I_{L2} des inductances suivent bien la référence $I_{Ref} = 8{,}2A$ malgré la perturbation .

4.10 Intégration du système photovoltaïque dans le réseau électrique

Le système photovoltaïque est constitué des éléments électriques suivants comme l'indique le schéma électrique à la figure 4.22:

- Six modules solaires photovoltaïques de 250 Wc chacun (1,5kWc au total) ;
- Six micro-onduleurs avec la topologie *boost* à double inductance ;
- Un réseau monophasé ;
- Une charge non linéaire ;

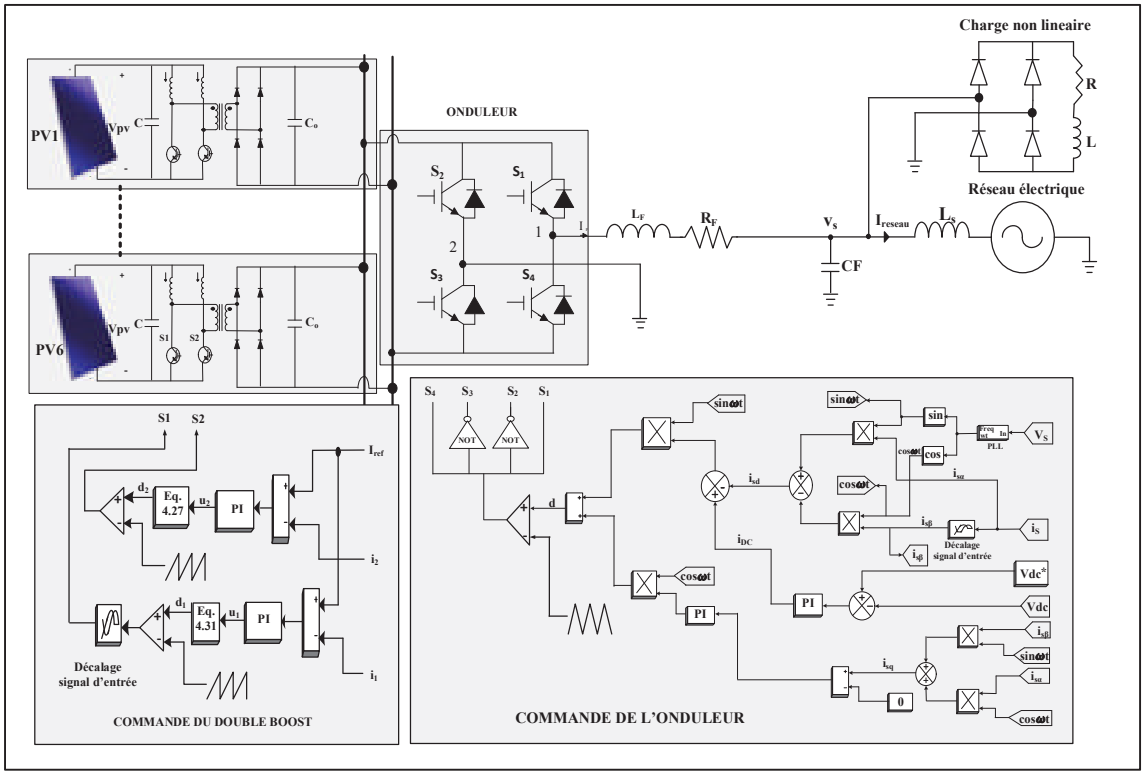


Figure 4.22 Configuration du micro-convertisseur à double inductance

Les paramètres des panneaux solaires en fonctionnement et connectés au réseau sont donnés dans le tableau 4.12.

Tableau 4.12 Paramètres des panneaux photovoltaïques en fonctionnement

Ensoleillements moyens	**Courant de référence (I_{MPPT})**	**Puissance maximale (P_{max})**
G1= 351 W/m^2	17,46 A	497,5 W
G2= 900 W/m^2	45,8 A	1348 W

Les caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) sont montrées dans la figure 4.23.

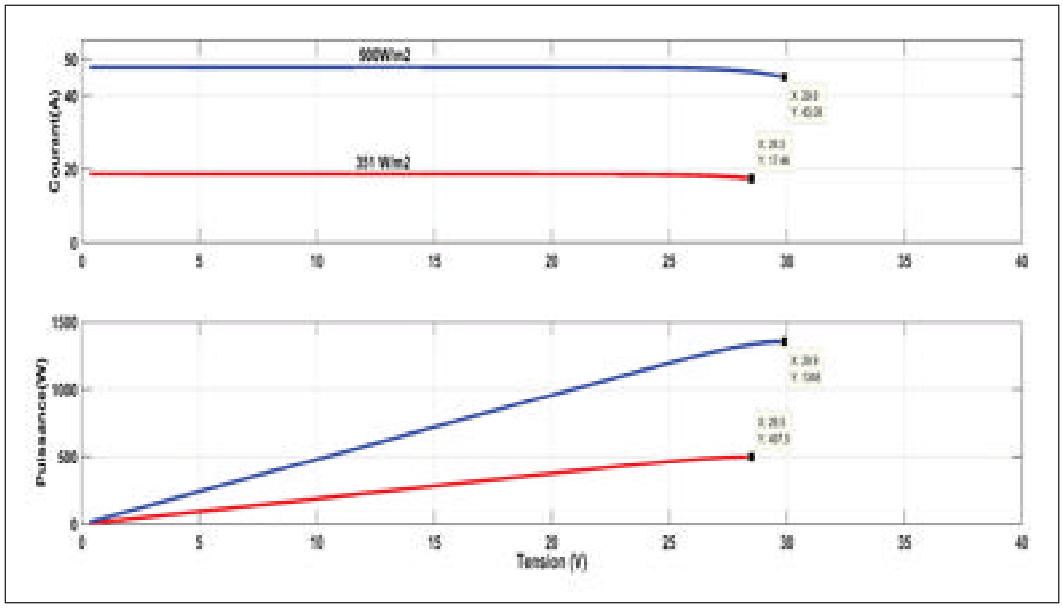


Figure 4.23 Caractéristiques Ppv=f(Vpv) et Ipv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement

4.10.1 Résultats des simulations

Les paramètres du convertisseur *boost* à double inductance sont les mêmes que ceux du tableau 4.11. Pour les paramètres du réseau électrique, de la charge non linéaire et de l'onduleur monophasé, ils sont résumés dans le tableau 4.13.

Tableau 4.13 Paramètres spécifiques du convertisseur DC-AC

Paramètres	**Valeurs**
Tension et fréquence du réseau monophasé	120 Vrms 60 Hz
Tension du bus DC	240 V
Capacité de l'onduleur	3 000 µF
Inductance du filtre de l'onduleur	1 mH
Charge	R = 0.75 Ω, L = 50 mH

Les formes d'ondes recueillies par simulation lors d'une variation brusque de la charge sont résumées dans la figure 4.24.

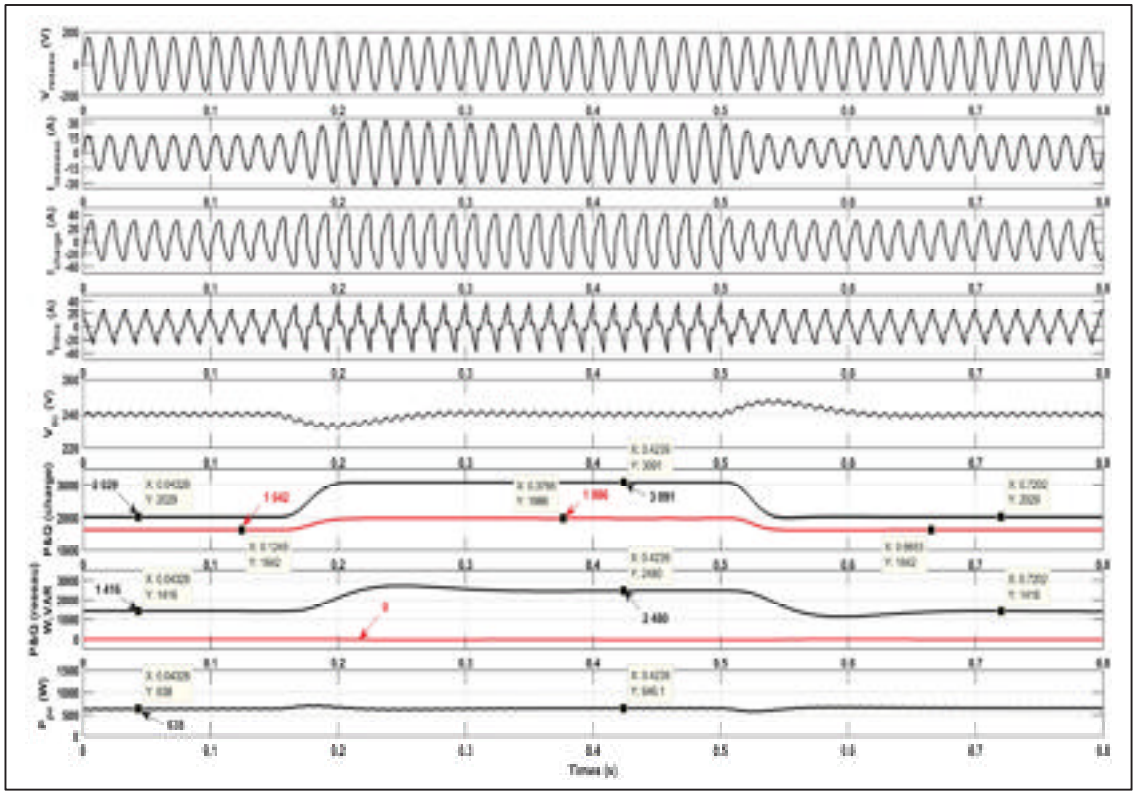


Figure 4.24 Réponse en régime dynamique à une variation de charge

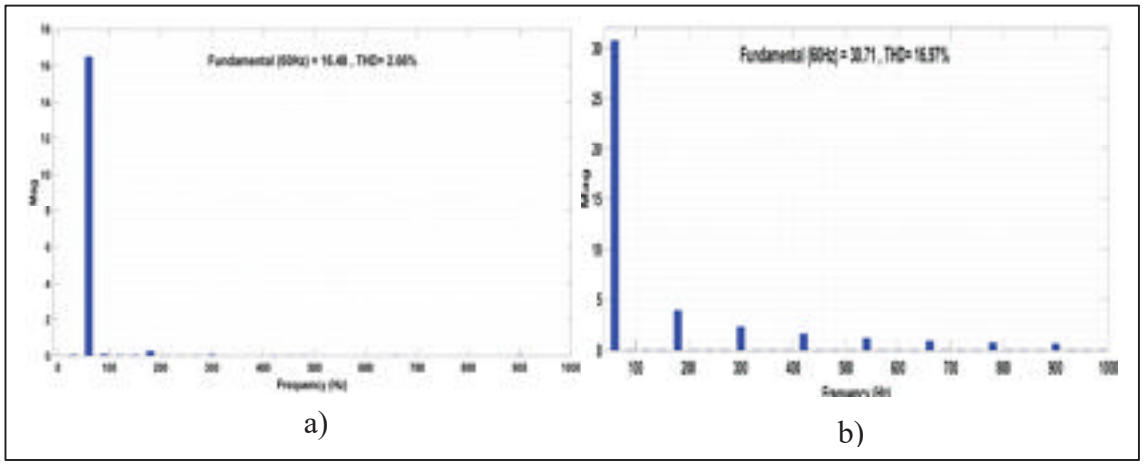


Figure 4.25 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

Les formes d'ondes recueillies par simulation lors d'une variation brusque de la puissance sont résumées dans la figure 4.26.

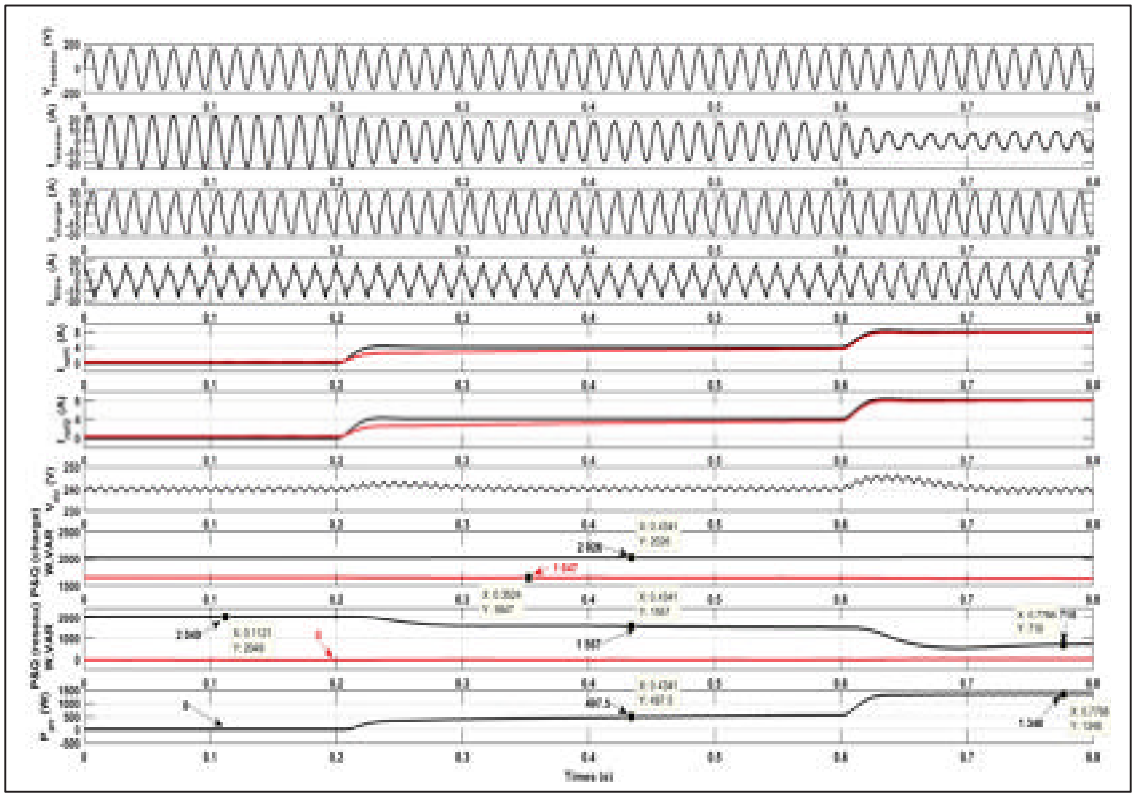


Figure 4.26 Réponse en régime dynamique à une variation de la puissance des panneaux

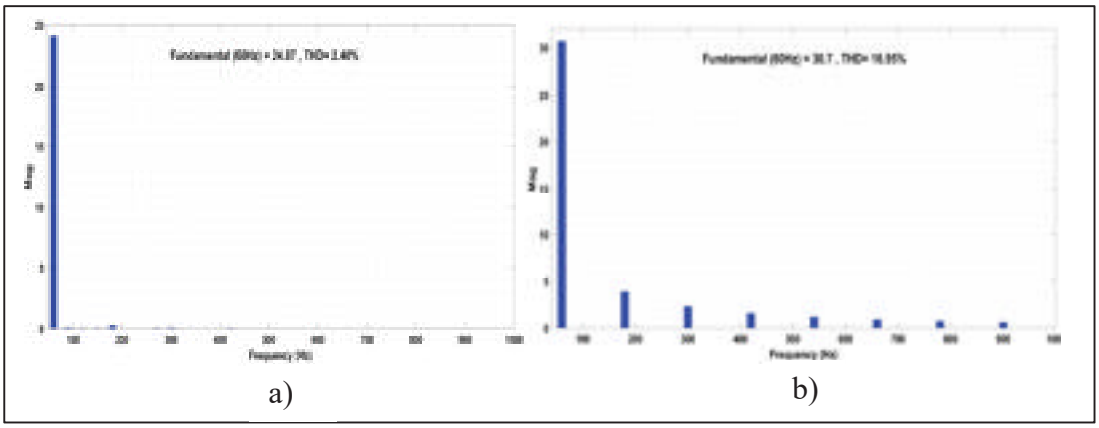


Figure 4.27 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

4.10.2 Analyse des résultats de simulations

Les observations des résultats de simulation dues à une variation de charge (figure 4.24) :

- Nous avons à t= 0 s une charge de 2 029 W qui est simultanément alimentée par le réseau (1 416 W) et le système solaire photovoltaïque (638 W). Tout au long de la simulation, l'ensemble du système photovoltaïque composé de six panneaux de 250 Wc chacun sera partiellement ombragé. Ainsi d'une puissance installée de 1 500 Wc, le système photovoltaïque ne pourras fournir en réalité qu'une puissance maximale estimée à 750 W.A t = 0,2 s on a une augmentation brusque de la charge à 3 191 W. La production photovoltaïque étant constante à 638 W durant toute la simulation, c'est le réseau qui s'adapte en augmentant sa production à 2 480 W afin d'assurer l'alimentation de la charge. A t = 0,5 s la charge diminue à sa valeur initiale et on constate une fois de plus que le réseau s'ajuste en diminuant sa production.
- L'augmentation de la charge entraine une augmentation du courant du réseau puisque celui du système photovoltaïque reste constant. En effet le courant du réseau passe de 15 A à t = 0 s à 30 A environ à t= 0,2 s pour retourner à sa valeur initiale à partir de t=0,7s.
- La régulation de la tension du bus DC à 240 V s'effectue correctement malgré les perturbations à t = 0,2 s et t=0,5s.
- La charge consomme une puissance réactive de 1 642 VAR à t = 0s. Lorsque la charge augmente à t = 0,2 s, sa consommation de la puissance réactive augmente aussi à 1 986 W pour revenir par la suite à sa valeur initiale à t = 0,5s. On remarque que le réseau compense si bien cette puissance réactive qu'elle est nulle.

Les observations des résultats de simulation dues à une variation de puissance (figure 4.26) :

- Nous avons une charge constante de 2 026 W alimenté entièrement à t=0s par le réseau qui produit 2 049 W, car le système solaire photovoltaïque ne produit pas en ce moment. A partir de t = 0,2 s le système photovoltaïque commence à produire 497,5 W. Ainsi nous remarquons que le réseau au même moment fait chuter sa production à 1567W. La charge est alors alimentée simultanément par le réseau et le système photovoltaïque. A t = 0,6 s la production photovoltaïque augmente encore pour atteindre son maximum à 1 348 W grâce

à un plein ensoleillement (1000 W/m^2). Le réseau réagit en rabaissant sa production à 710 W afin de compléter l'alimentation de la charge.

- Le courant du réseau initialement à 25A à t = 0s baisse à 20 A à t = 0,2s puis à 20A à t= 0,6 s. Cette évolution du courant de réseau est inversement proportionnelle au courant des panneaux photovoltaïques.
- Nous constatons que la régulation des courants des panneaux est bien faite. En effet, les courants mesurés suivent les références I_{ref1} et I_{ref2}.
- La régulation de la tension V_{dc} du bus DC est également faite de manière efficace. La tension mesurée suit la référence de 240V quelles que soient les perturbations.
- La charge consomme une puissance réactive de 1 647 W. La compensation de la puissance réactive est effective puisque sa valeur est nulle sur le réseau.

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu étudier les micro-onduleurs à travers le fonctionnement des topologies *flyback* et *boost* à double inductance. Pour chacun de ces convertisseurs, nous avons extrait et implémenté les lois de commande. Les commandes implémentées régulent bien également car les courants des panneaux suivent la référence. Par la suite nous avons connecté notre système photovoltaïque au réseau électrique afin d'observer le comportement. Nous remarquons que les puissances produites par les panneaux contribuent à alimenter grandement la charge et réduire l'apport de puissance du réseau. Rappelons que les micro onduleurs sont utilisés pour les applications de faible puissance et permettent une performance et une fiabilité plus grande des systèmes solaires photovoltaïques connectés au réseau.

CHAPITRE 5

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLIQUEE A L'ONDULEUR TRIPHASÉ

5.1 Introduction

Cette commande est classifiée parmi les systèmes de régulation à structure variable. Le principe consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre. Le comportement dynamique qui en ressort est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface. Les avantages d'obtenir un tel comportement est d'une part une réduction de l'ordre du système, on passe d'un système de nième ordre à un système de premier ordre. D'autre part, le régime glissant est insensible aux perturbations intervenant dans les mêmes directions que les entrées. D'où sa stabilité et sa facilité à implanter qui rendent cette stratégie de commande intéressante. L'objectif de la commande est de forcer les courants de la source à être sinusoïdaux et en phase avec les tensions simples. Nous faisons dans la section suivante une description de notre système inspiré de la thèse réalisée par (Mendalek, 2003).

5.2 Description du système

Le circuit de puissance est composé de six (06) systèmes de panneaux photovoltaïques, d'un réseau triphasé, un onduleur, et d'une charge non linéaire triphasée. Notons que chaque système photovoltaïque représente un champ solaire de 1,5kWc composé de six panneaux photovoltaïque de 250 Wc chacun (soit une puissance installée de 9 kWc) comme l'illustre la figure 5.1.

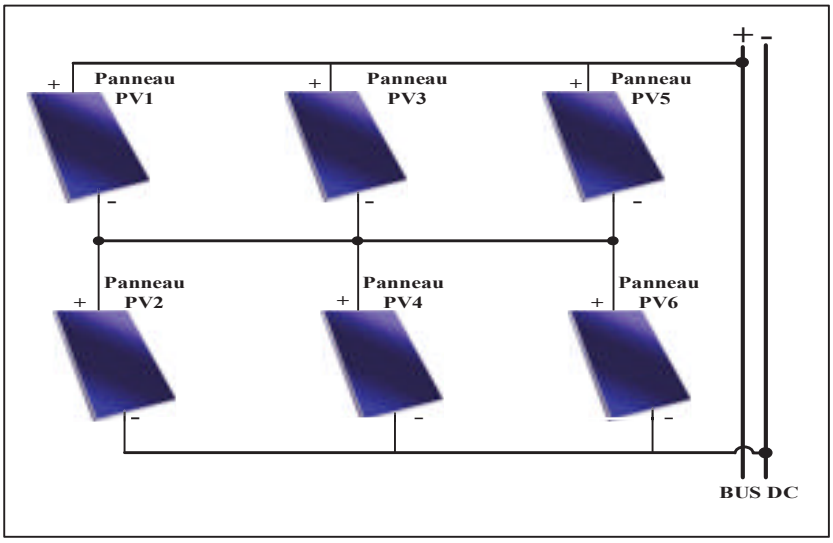


Figure 5.1 Schéma de configuration d'un champ photovoltaïque

Les paramètres des panneaux solaires en fonctionnement et connectés au réseau sont donnés dans le tableau 5.1.

Tableau 5.1 Paramètres des panneaux solaires en fonctionnement

Ensoleillements moyens	**Puissance maximale (P_{max})**
Pv_1, Pv_3, Pv_5, G1= 1000 W/m^2 Pv_2, Pv_4, Pv_6, G2= 170 W/m^2	3429 W
Pv_1, Pv_3, Pv_5, G1= 1000 W/m^2 Pv_2, Pv_4, Pv_6, G2= 48 W/m^2	2797 W
Pv_1, Pv_3, Pv_5, G1= 800 W/m^2 Pv_2, Pv_4, Pv_6, G2= 50 W/m^2	2222 W

La caractéristique Ppv=f(Vpv) est indiquée dans la figure 5.2 :

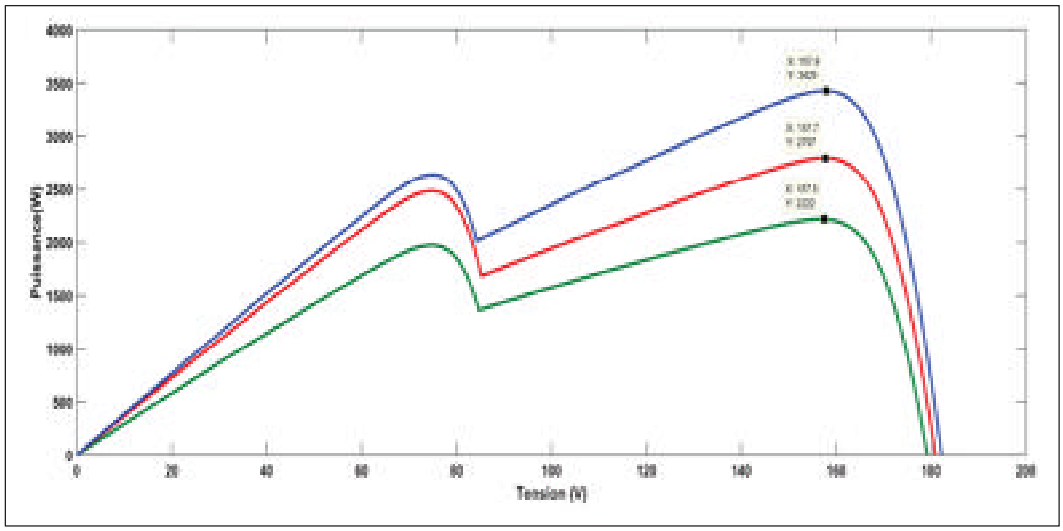


Figure 5.2 Caractéristique Ppv=f(Vpv) des panneaux photovoltaiques en fonctionnement

D'après la thèse (Mendalek, 2003) de le schéma bloc global montre à la figure 5.3, les courants i_{L1} et i_{L2} correspondant respectivement aux phases 'a' et 'b', qui sont mesurés et transformés au plan synchrone par l'intermédiaire de la transformation $1-2/d-q$ afin de recueillir leurs équivalents i_{Ld} et i_{Lq}.Le courant i_{Ld} sur l'axe d est passé à travers un filtre passe bas afin d'en déduire la référence harmonique i_d^* . D'une manière similaire, les courants i_1 et i_2 du convertisseur de puissance sont mesurés et transformés en i_d et i_q dans le plan synchrone à l'aide des transformations $1-2/\alpha-\beta$ et $\alpha-\beta/d-q$ .Les transformations mentionnées ci-dessus nécessitent la génération d'un signal sinusoïdal en phase avec la tension de phase v_1 et un autre signal en quadrature ,ce qui peut être obtenu à l'aide d'une boucle de verrouillage de phase(PLL).Lorsque le convertisseur de puissance compense les courants harmoniques et déséquilibrés, la tension V_{dc} aux bornes du condensateur C_{dc} varie. Par conséquent, V_{dc} est aussi mesurée et régulée à une valeur de référence V_{dc}^* afin d'avoir une auto-suffisance en énergie continue assurant ainsi le bon fonctionnement du convertisseur.

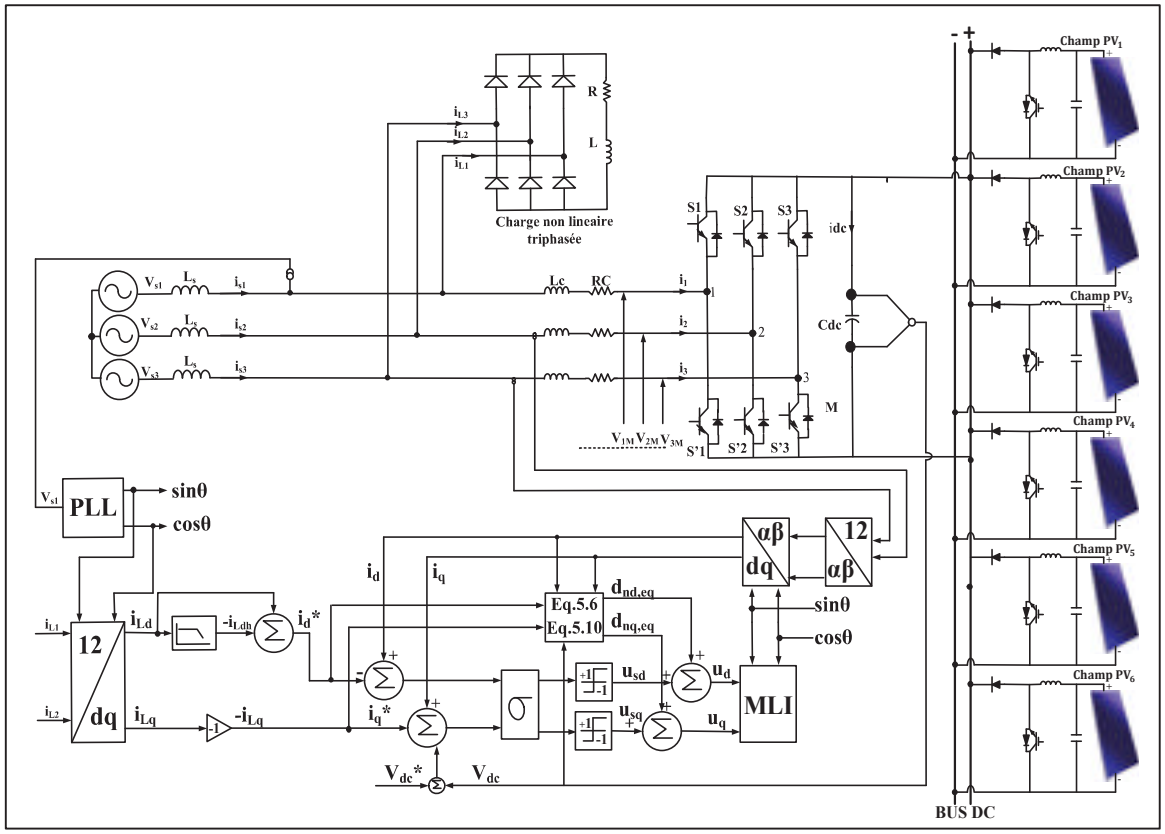


Figure 5.3 Schéma bloc global du circuit de puissance et de la commande par mode de glissement

5.3 La stratégie de commande Proportionelle-Integrale par mode de glissement

Nous adoptons cette technique afin d'effectuer nos simulations. C'est une technique développée dans (A. Hamadi et al., 2010) et inspirée de la commande par mode de glissement standard (Mendalek, 2003). En effet la commande Proportionelle-Integrale (PI) par mode de glissement est une combinaison de la commande par mode de glissement standard (contrôle non-linéaire) avec la technique de contrôle linéaire (Proportionelle-integrale). Cette combinaison de contrôle permet d'éliminer l'erreur de sortie statique et d'assurer une réponse rapide lors de variations brusques de charge et de puissance, contrairement à la commande par mode de glissement standard seule. Les conditions de stabilité restent identiques à celles développées dans la commande par mode de glissement standard.

5.4 La stratégie de commande proposée

Les équations du modèle d'état du convertisseur sont découplées en substituant ses expressions dans l'expression du contrôle équivalent, et nous obtenons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L_c} & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L_c} \\ \frac{i_d}{C} & \frac{i_q}{C} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} d_{nd} \\ d_{nq} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_d}{L_c} \\ \frac{v_q}{L_c} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

En le développant dans une forme appropriée, on obtient le modèle dynamique complet dans la référence d-q comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c} d_{nd} + \frac{v_d}{L_c} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d - \frac{V_{dc}}{L_c} d_{nq} + \frac{v_q}{L_c} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{i_d}{C_{dc}} d_{nd} + \frac{i_q}{C_{dc}} d_{nq} \end{cases} \tag{5.2}$$

Dans la commande PI par mode de glissement, la loi de commande du système étudié est représentée par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} u_d &= d_{nd,eq} + u_{sd} = d_{nd,eq} - ksgn(s_d) \\ u_q &= d_{nq,eq} + u_{sq} = d_{nq,eq} - ksgn(s_q) \end{aligned} \tag{5.3}$$

Avec :

$d_{nd,eq}, d_{nq,eq}$ composantes de la loi de commande équivalente

u_{sd}, u_{sq} composantes de la commande de commutation

La première étape dans la conception est de définir la fonction de commutation de la commande Proportionelle-Integrale par mode de glissement comme suit :

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & k_2 & k_3 \\ 0 & k_4 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \\ V_{dc} - V_{dc}^* \\ \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1(i_d - i_d^*) + k_2(V_{dc} - V_{dc}^*) + k_3 \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \\ k_4(i_q - i_q^*) \end{bmatrix} \tag{5.4}$$

Afin de conserver les variables d'état sur S, la dérivée temporelle de la fonction de commutation évaluée le long de la trajectoire doit être égale à zéro. Par conséquent, on déduit les commandes équivalentes qui sont données ci-dessous :

$$\dot{S}_q = k_4\left(i_q - i_q^*\right) = 0$$

$$\dot{S}_q = k_4\left(-\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d - \frac{V_{dc}}{L_c} d_{nq,eq} + \frac{v_q}{L_c} - i_q^*\right) = 0 \tag{5.5}$$

$$d_{nq,eq} = \frac{L_c}{V_{dc}}\left(-\frac{R_c}{L_c} x_2 - \omega i_d + \frac{v_q}{L_c} - i_q^*\right) \tag{5.6}$$

La loi de commande suivant l'axe q est donnée par :

$$u_q = d_{nq,eq} + u_{sq} = d_{nq,eq} - ksgn(s_q) \tag{5.7}$$

La loi de commande suivant l'axe d est déterminée en dérivant l'équation de Lyapunov suivant l'axe d et on déduit la commande équivalente :

$$\dot{S_d} = k_1(\dot{i}_d - \dot{i}_d^*) + k_2(\dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dc}^*) + k_3 \int (\dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dc}^*)\, dt = 0$$

$$\dot{S_d} = k_1\left(-\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c} d_{nd,eq} + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^*\right) + k_2\left(\frac{i_d}{C_{dc}} d_{nd,eq} + \frac{i_q}{C_{dc}} d_{nq,eq} - \dot{V}_{dc}^*\right) + k_3(\dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dc}^*) = 0 \tag{5.8}$$

$$\dot{S_d} = k_1\left(-\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c} d_{nd,eq} + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^*\right) + k_2\left(\frac{i_d}{C_{dc}} d_{nd,eq} + \frac{i_q}{C_{dc}}\left(\frac{L_c}{x_3}\left(-\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L_c} - \dot{i}_q^*\right)\right) - \dot{V}_{dc}^*\right) + k_3(\dot{V}_{dc} - \dot{V}_{dc}^*) = 0 \tag{5.9}$$

En remplaçant l'équation 5.6 par son expression dans l'équation 5.9, on obtient :

$$d_{nd,eq} = \frac{k_1\left(\frac{R_c}{L_c} i_d - \omega i_q - \frac{v_d}{L_c} + \dot{i}_d^*\right)}{-k_1 \frac{V_{dc}}{L_c} + k_2 \frac{i_d}{C_{dc}}} - \frac{k_2\left(\frac{i_q}{C_{dc}}\left(\frac{L_c}{V_{dc}}\left(-\frac{R_c}{L_c} i_q - \omega i_d + \frac{v_q}{L_c} - \dot{i}_q^*\right)\right) - \dot{V}_{dc}^*\right)}{-k_1 \frac{V_{dc}}{L_c} + k_2 \frac{i_d}{C_{dc}}} - \frac{k_3(V_{dc} - V_{dc}^*)}{-k_1 \frac{V_{dc}}{L_c} + k_2 \frac{i_d}{C_{dc}}} \tag{5.10}$$

La loi de commande suivant l'axe d est donnée par :

$$u_d = d_{nd,eq} + u_{sd} = d_{nd,eq} - ksgn(s_d) \tag{5.11}$$

Afin d'assurer la stabilité du mode de glissement sur l'ensemble de l'espace-état du système, et pour que le système converge vers la surface de glissement, nous considérons la fonction Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} s s^T \tag{5.12}$$

Il faut montrer qu'une fonction de Lyapunov est strictement définie positive, lorsque sa dérivée est définie négative.

$$\dot{V} = s^T \dot{s} \tag{5.13}$$

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = [s_d \quad s_q] \begin{bmatrix} \dot{s}_d \\ \dot{s}_q \end{bmatrix} = s_d \dot{s}_d + s_q \dot{s}_q \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned} S_d &= k_1(i_d - i_d^*) + k_2(V_{dc} - V_{dc}^*) + k_3 \int (V_{dc} - V_{dc}^*) dt \\ \dot{S}_d &= k_1(i_d - i_d^*) + k_2(V_{dc} - V_{dc}^*) + k_3(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{aligned} \tag{5.15}$$

$$\begin{aligned} \dot{S_d} &= k_1 \left(-\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{x_3}{L_c} u_d + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^* \right) \\ &+ k_2 \left(\frac{i_d}{C_{dc}} u_d + \frac{i_q}{C_{dc}} u_q - \dot{V}_{dc}^* \right) + k_3(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{aligned} \tag{5.16}$$

En appliquant la loi de commande incluant sa composante continue, dite commande équivalente, et sa composante discontinue, on a :

$$\begin{aligned} \dot{S_d} &= k_1 \left(-\frac{R_c}{L_c} i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c} \left(d_{nd,eq} - ksgn(s_d) \right) + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^* \right) \\ &+ k_2 \left(\frac{i_d}{C_{dc}} \left(d_{nd,eq} - ksgn(s_d) \right) \right. \\ &\left. + \frac{i_q}{C_{dc}} \left(d_{nq,eq} - ksgn(s_q) \right) - \dot{V}_{dc}^* \right) + k_3(V_{dc} - V_{dc}^*) \end{aligned} \tag{5.17}$$

$$\dot{S_d} = k_1\left(-\frac{R_c}{L_c}i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c}d_{nd,eq} + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^*\right) + k_2\left(\frac{i_d}{C_{dc}}d_{nd,eq} + \frac{i_q}{C_{dc}}d_{nq,eq} - \dot{V}_{dc}^*\right) + k_3(V_{dc} - V_{dc}^*) - k_1 sgn(s_d)\frac{V_{dc}}{L_c} - k_2 sgn(s_d)\frac{i_d}{C_{dc}} - k_2 sgn(s_q)\frac{i_q}{C_{dc}} \tag{5.18}$$

On obtient :

$$k_1\left(-\frac{R_c}{L_c}i_d + \omega i_q - \frac{V_{dc}}{L_c}d_{nd,eq} + \frac{v_d}{L_c} - \dot{i}_d^*\right) + k_2\left(\frac{i_d}{C_{dc}}d_{nd,eq} + \frac{i_q}{C_{dc}}d_{nq,eq} - \dot{V}_{dc}^*\right) + k_3(V_{dc} - V_{dc}^*) = 0 \tag{5.19}$$

Et par déduction :

$$\dot{S_d} = -k_1 sgn(s_d)\frac{V_{dc}}{L_c} - k_2 sgn(s_d)\frac{i_d}{C_{dc}} - k_2 sgn(s_q)\frac{i_q}{C_{dc}}$$
$$\dot{S_d} = -k_1 sgn(s_d)\frac{V_{dc}}{L_c} - k_2\left(sgn(s_d)\frac{i_d}{C_{dc}} + sgn(s_q)\frac{i_q}{C_{dc}}\right) \tag{5.20}$$

La dérivée temporelle pour S_q est :

$$\dot{S}_q = k_4\left(-\frac{R_c}{L_c}i_q - \omega i_d - \frac{V_{dc}}{L_c}u_q + \frac{v_q}{L_c} - \dot{i}_q^*\right)$$
$$\dot{S}_q = k_4\left(-\frac{R_c}{L_c}i_q - \omega i_d - \frac{V_{dc}}{L_c}\left(d_{nq,eq} - sgn(s_q)\right) + \frac{v_q}{L_c} - \dot{i}_q^*\right) \tag{5.21}$$
$$\dot{S}_q = k_4\left(-\frac{R_c}{L_c}i_q - \omega i_d - \frac{V_{dc}}{L_c}d_{nq,eq} + \frac{v_q}{L_c} - \dot{i}_q^*\right) - k_4 sgn(s_q)\frac{V_{dc}}{L_c}$$

Nous savons que :

$$k_4\left(-\frac{R_c}{L_c}i_q-\omega i_d-\frac{V_{dc}}{L_c}d_{nq,eq}\ +\frac{v_q}{L_c}-\dot{i}_q^*\right)=0 \tag{5.22}$$

Ce qui nous permet de déduire que :

$$\dot{S}_q=-k_4 sgn(S_q)\frac{V_{dc}}{L_c} \tag{5.23}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov s'écrit :

$$\dot{V}=s^T\dot{s}=[s_d\quad s_q]\begin{bmatrix}\dot{s}_d\\ \dot{s}_q\end{bmatrix}=s_d\dot{s}_d+s_q\dot{s}_q \tag{5.24}$$

En remplaçant $\dot{S}_d$ et $\dot{S}_q$ par leurs expressions dans l'équation 5.24, on a :

$$\dot{V}=[s_d\quad s_q]\begin{bmatrix}-k_1 sgn(s_d)\frac{V_{dc}}{L_c}-k_2\left(sgn(s_d)\frac{i_d}{C_{dc}}+sgn(s_q)\frac{i_q}{C_{dc}}\right)\\ -k_4 sgn(S_q)\frac{V_{dc}}{L_c}\end{bmatrix} \tag{5.25}$$

$$=-k_1\frac{x_3}{L_c}sgn(s_d)s_d-k_2\frac{i_d}{C_{dc}}sgn(s_d)s_d-k_2\frac{i_q}{C_{dc}}sgn(s_q)s_d \\ -k_4\frac{x_3}{L_c}sgn(s_q)s_q \tag{5.26}$$

$$=-(\frac{k_1}{L_c}V_{dc}+\frac{k_2}{C_{dc}}i_d)sgn(s_d)s_d-\frac{k_2}{C_{dc}}i_q sgn(s_q)s_d-\frac{k_4}{L_c}V_{dc}sgn(s_q)s_q \tag{5.27}$$

$$=-(\frac{k_1}{L_c}V_{dc}+\frac{k_2}{C_{dc}}i_d)|s_d|-\frac{k_2}{C_{dc}}i_q sgn(s_q)s_d-\frac{k_4}{L_c}V_{dc}|s_q| \tag{5.28}$$

$$= -(\frac{k_1}{L_c}|V_{dc}| + \frac{k_2}{C_{dc}}|i_d|) - \frac{k_2}{C_{dc}} i_q sgn(s_q) s_d - \frac{k_4}{L_c}|V_{dc}| \tag{5.29}$$

$$\dot{V} = -(\frac{k_1}{L_c}|V_{dc}| + \frac{k_2}{C_{dc}}|i_d|) - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_q| - \frac{k_4}{L_c}|V_{dc}| \tag{5.30}$$

Afin de vérifier les conditions de stabilité du contrôle, nous utilisons l'inégalité suivante :

$$sgn(s_d)s_d \leq |s_d| \; et \; sgn(s_q)s_q \leq |s_q| \tag{5.31}$$

Ce qui permet d'écrire les expressions suivantes :

$$-\frac{k_1}{L_c}|V_{dc}| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_d| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_q| \leq \frac{k_4}{L_c}|V_{dc}| \tag{5.32}$$

$$-\frac{k_1}{L_c}|V_{dc}| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_d| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_q| - \frac{k_4}{L_c}|V_{dc}| \leq 0$$

Quand on remplace toute les inégalités dans l'équation précédente, dans l'équation 2.14 on a :

$$\dot{V} = -\frac{k_1}{L_c}|V_{dc}| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_d| - \frac{k_2}{C_{dc}}|i_q| - \frac{k_4}{L_c}|V_{dc}| < 0 \tag{5.33}$$

5.5 Résultats des simulations

Afin de valider la commande Proportionelle-Integrale par mode de glissement appliquée à la configuration de champ solaire *Total Cross Tied*, nous avons effectué des simulations sous différentes conditions. Le système étudié est composé de six champs solaire d'une puissance installée totale de 9 kW. Nous avons testé le système étudié sous un régime dynamique avec variation brusque de charge. Toujours en régime dynamique nous avons effectué une variation brusque de la puissance des panneaux dues à des ombrages partiels. Ces variations ont permis d'observer la régulation de la tension à la sortie de l'onduleur, le transfert de puissance entre le système photovoltaïque, le réseau et la charge, l'influence des courants harmoniques. Les paramètres de simulations sont résumés dans le tableau 5.2.

Tableau 5.2.Paramètres de spécifications

Description	Value
Tension de ligne	V_s = 208 V (rms)
Fréquence	f_s = 60 Hz
Impedance de la source	L_s = 0,1 mH
Charge non linéaire	L_L = 10 mH , R_L = 9,7 Ω
Voltage du bus DC	V_{dc}^* = 400 V

Les formes d'ondes obtenues par simulation lors de la variation brusque de charge sont résumées dans la figure 5.4.

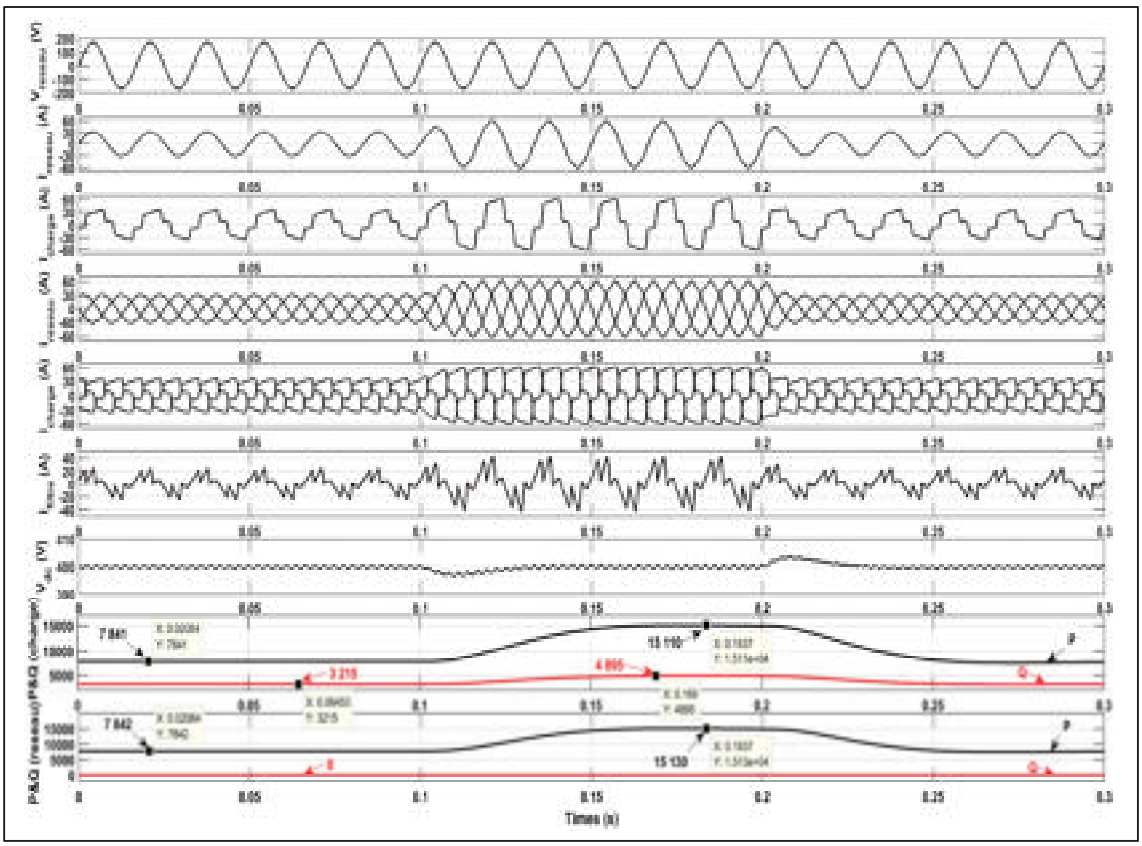


Figure 5.4.Réponse dynamique à une variation brusque de charge

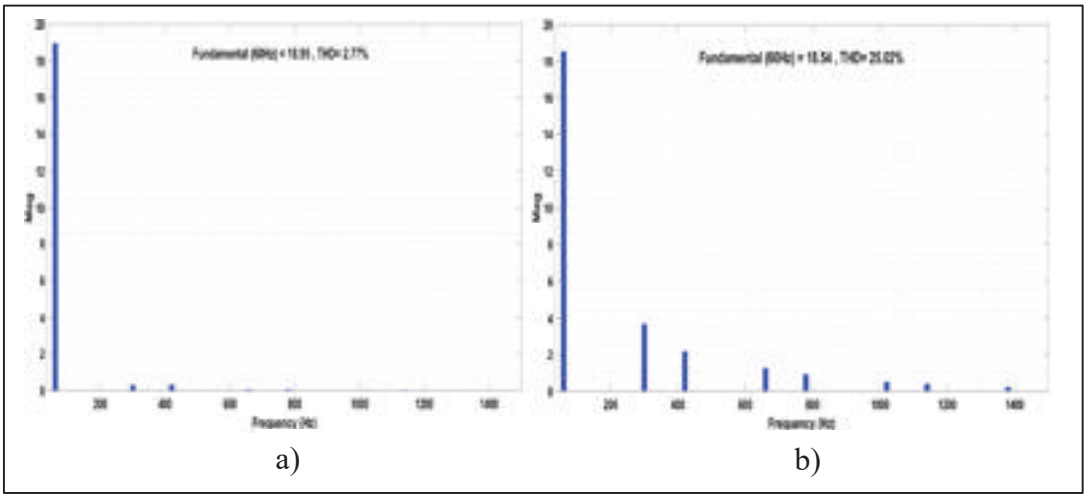


Figure 5.5 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

Les formes d'ondes obtenues par simulation lors de la variation brusque de puissance sont résumées dans la figure 5.6.

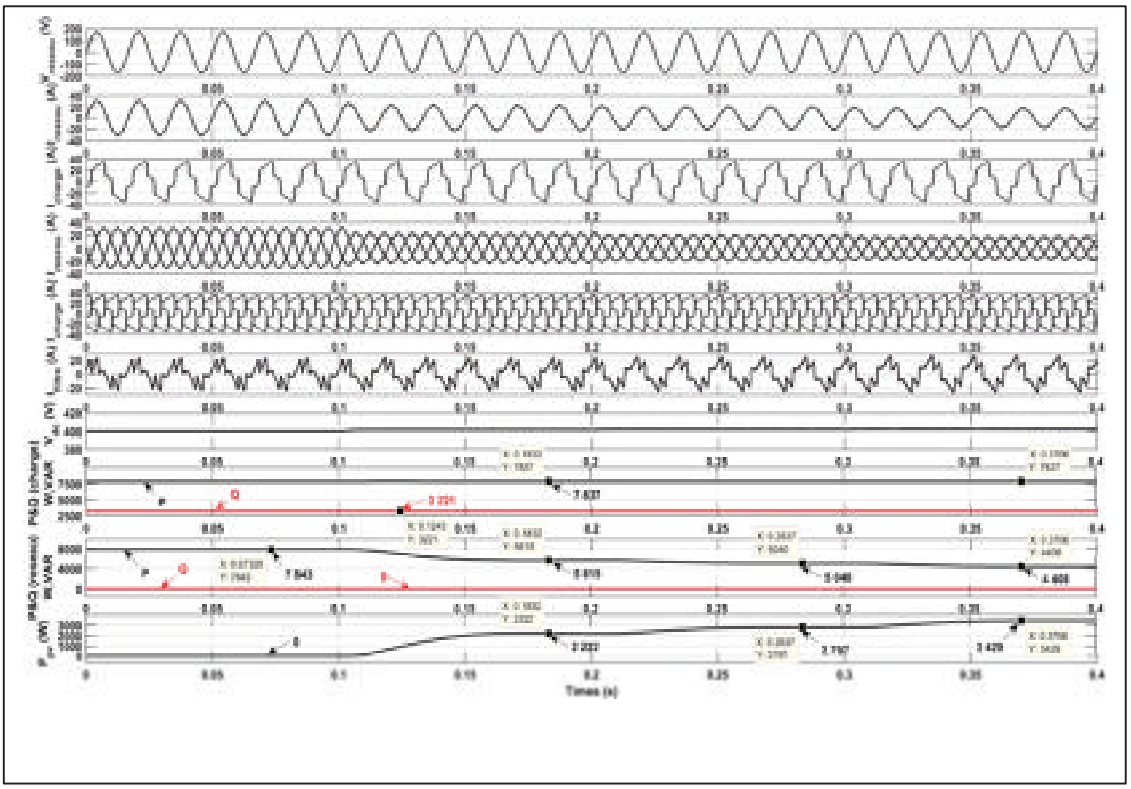
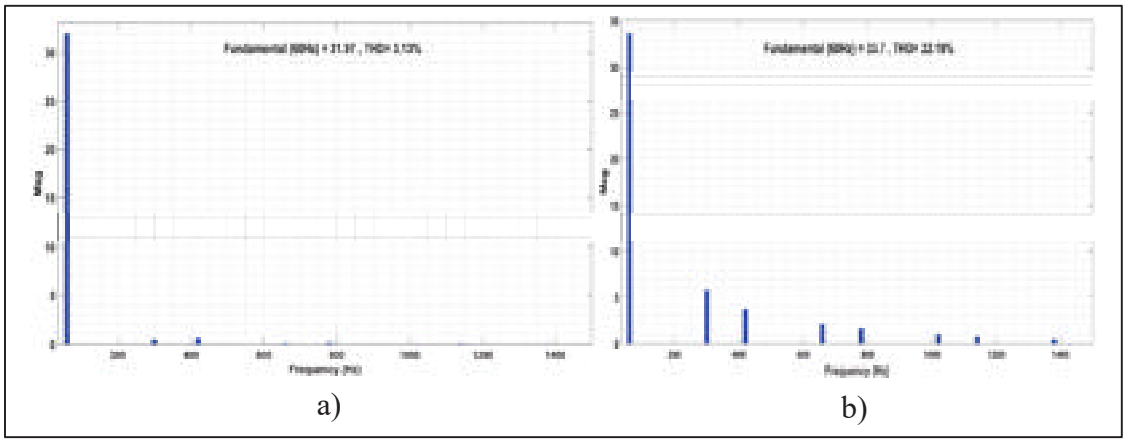


Figure 5.6.Réponse dynamique à une variation brusque de puissance



a) b)

Figure 5.7 Spectre harmonique : a) du courant du réseau, b) du courant de la charge

5.6 Analyse des résultats de simulations

Les observations des résultats de simulation dû à une variation de charge (figure 5.4) :

- Au départ la charge d'environ 7 841 W est entièrement alimenté par le réseau qui génère 7 842 W. A t = 0,1 s, on constate une variation brusque de la charge qui augmente à 15 110W.Egalement nous constatons que le réseau s'adapte en augmentant sa production à 15 130W.Puis à t = 0,2s, la charge chute à sa valeur initiale. Le réseau ajuste également sa production en la ramenant à 7 842 W.
- En ce qui concerne le courant de la charge, on constate qu'initialement de 30 A environ, il est monté à un peu plus de 60 A à t = 0,1 s ; ceci est dû à la variation brusque de la charge. Le courant réseau suit la même évolution avec les mêmes valeurs que celui de la charge, ce qui est logique.
- On constate une bonne régulation de la tension V_{dc} du bus DC. A t = 0,1 s et t = 0,4 s, il y a eu des perturbations mais la tension est restée proche de la valeur de référence 400 V.
- La puissance réactive consommé par la charge est initialement de 1 144VAR.A t = 0,1s, elle évolue à 3 323 VAR pour redescendre à sa valeur initiale après t = 0,4 s. Néanmoins nous voyons que le réseau compense effectivement la puissance réactive de telle sorte que sa valeur est nulle sur le réseau.
- Le THD d'environ 2,77 % témoigne d'une bonne qualité de l'énergie

Les observations des résultats de simulation dues à une variation de puissance (figure 5.6) :

- Initialement nous avons une charge de 7 837 W alimenté entièrement par le réseau qui fournit 7843 W. La contribution du système solaire photovoltaïque étant nulle au début. A t = 0,1 s, nous remarquons que le système photovoltaïque commence à produire environ 2 222 W. Dans le même temps, on constate que le réseau s'adapte en faisant chuter sa production à 5 615W.A t = 0,2 s et t = 0,3s la production venant du système solaire photovoltaïque continue d'augmenter respectivement à 2 797W et 3 429 W. On constate alors que le réseau inversement à ce que le système photovoltaïque fournit diminue sa production à 5 040W à t=0,2s et 4 408 W à t=0,3s. La charge est alors alimentée simultanément par le réseau et le système solaire photovoltaïque.
- Lorsque la production photovoltaïque augmente, le courant du réseau diminue. Ce qui est logique car les deux sources se compensent pour alimenter la charge. En effet, on remarque que le courant du réseau initialement 30 A a chuter à 25 A à t =0,1 s, à 22 A à t =0,2 s puis à 20 A à t = 0,3 s.
- La tension V_{dc} se régule bien et de manière rapide à chaque perturbation. De t =0,1 s à t =0,3 s, on constate des perturbations mais la tension V_{dc} du bus DC est restée proche de la valeur de référence 400V.
- La puissance réactive consommée par la charge est de 3 686 VAR environ. Le réseau effectue bien la compensation en éliminant complètement la puissance réactive.
- Le THD d'environ 3,13 % témoigne d'une bonne qualité de l'énergie

5.7 Conclusion

Nous avons modélisé et appliqué la technique de commande Proportional-integral (PI) par mode de glissement. Pour valider cette stratégie de commande, plusieurs simulations du système photovoltaïque connecté à un réseau triphasé ont été réalisés sous des conditions imparfaites de variations de la charge et de la puissance Les résultats des simulations confirment les performances démontées dans la littérature. En effet cette technique a permis d'optimiser le transfert de puissance et de stabiliser la tension sur le bus DC des systèmes photovoltaïques de grande puissance lorsque ces derniers sont soumis a des variations brusques.

CONCLUSION

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire avaient pour objectif d'optimiser la production des systèmes photovoltaïques afin d'atténuer les pertes de puissances dues aux phénomènes d'ombrages partiels. Nous avons dans le premier chapitre détaillé le fonctionnement de la technologie photovoltaïque et l'état de l'art des stratégies de maximisation afin de minimiser les effets d'ombrages partiels. Au deuxième chapitre, nous avons validé que la configuration *Total cross tied* permet un gain de production d'environ 10 % par rapport à la configuration série-parallèle. Les résultats de l'algorithme de maximisation que nous avons proposé ont été également convaincants car il est apte à traquer le point de puissance maximale sous n'importe quelle condition d'ensoleillement. Le troisième chapitre a consisté à améliorer la configuration de parallélisme des onduleurs monophasés connectés au réseau électrique en utilisant le régulateur *droop control* mise à jour qui a permis de réduire les courants de circulation entre les onduleurs en égalisant les tensions des onduleurs subordonnés avec celle de l'onduleur maître. Nos simulations ont démontré que le *droop control* mis à jour régule bien les tensions à la sortie des onduleurs et optimise les puissances des systèmes photovoltaïques lorsque survient une variation brusque de l'ensoleillement ou de la charge. Dans le quatrième chapitre, les micro onduleurs avec les topologies *flyback* et *boost* à double inductances ont été explorés en faisant la modélisation des commandes et la simulation. Les résultats de simulation démontrent l'efficacité des micro onduleurs à travers une bonne régulation de la tension du bus DC et une réponse a adéquate face aux variations brusque de la puissance ou de la charge. Ces micro-onduleurs de plus en plus utilisés de nos jours sont performants pour les systèmes photovoltaïques à faible puissance. A travers le cinquième et dernier chapitre, la commande Proportionnelle intégrale (PI) par mode de glissement a été modélisée et testée en simulation afin de valider l'optimisation des systèmes photovoltaïques connectés au réseau triphasé en utilisant la configuration *Total-cross-tied.* Les résultats confirment que les réponses de la commande sont rapides en dynamiques lors de variations de charges ou de puissance. A chacune des simulations, le THD obtenu sur le réseau électrique est conforme à la norme en Amérique du Nord.

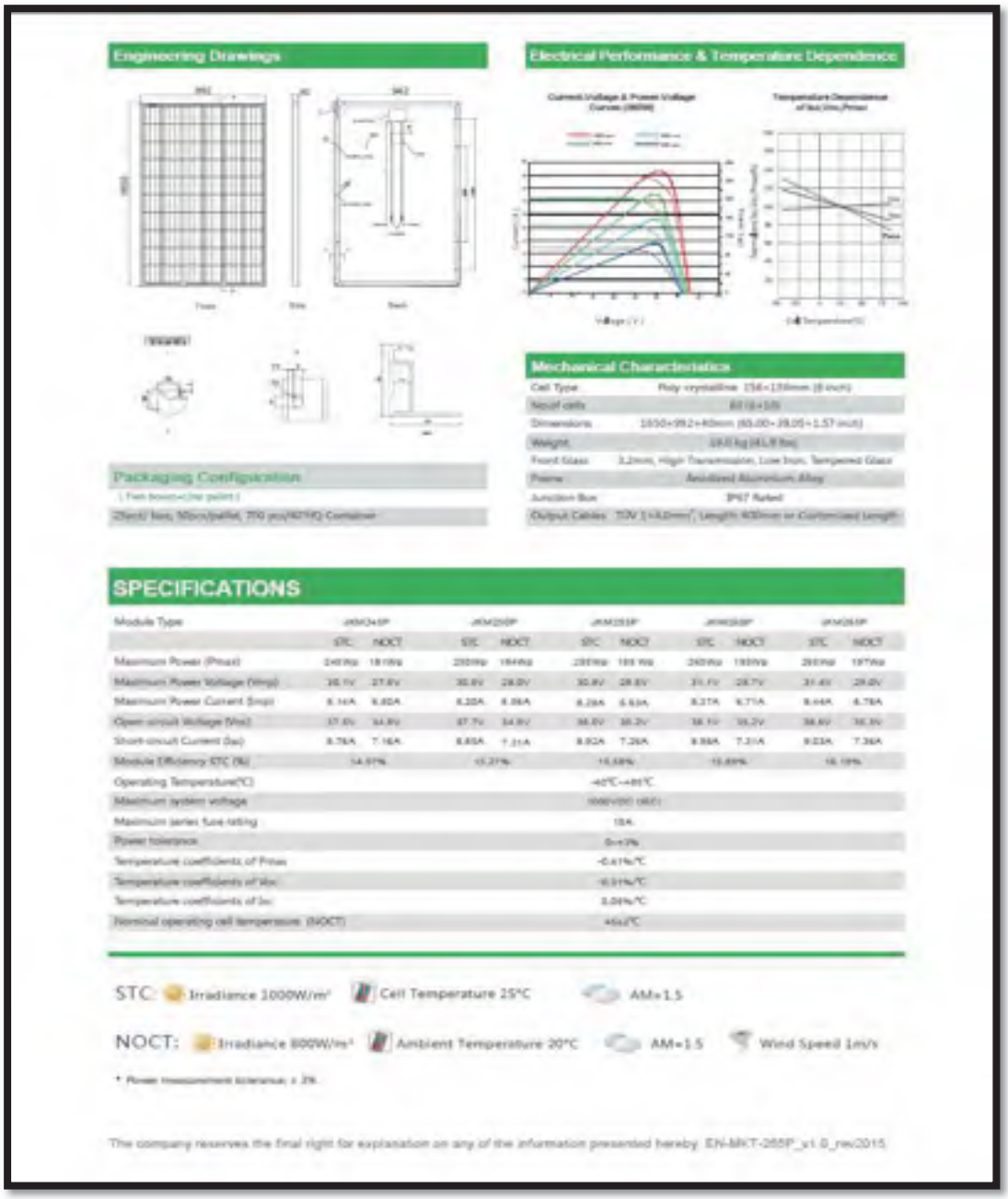
ANNEXE I

PANNEAUX PHOTOVOLTAIQUES INSTALLÉS SUR LE TOÎT DE L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

Source photo : GREPCI

ANNEXE II

FICHE TECHNIQUE DU PANNEAU PHOTOVOLTAIQUE DE MARQUE JINKO SOLAR JKM250P



Engineering Drawings

Electrical Performance & Temperature Dependence

Mechanical Characteristics

Cell Type	Poly crystalline 156×156mm (6 inch)
Number of cells	60 (6×10)
Dimensions	1650×992×40mm (65.00×39.05×1.57 inch)
Weight	19.0 kg (41.9 lbs)
Front Glass	3.2mm, High Transmission, Low Iron, Tempered Glass
Frame	Anodized Aluminium Alloy
Junction Box	IP67 Rated
Output Cables	TÜV 1×4.0mm², Length: 400mm or Customized Length

Packaging Configuration

(Two boxes=One pallet)

25pcs/ box, 50pcs/pallet, 770 pcs/40'HQ Container

SPECIFICATIONS

Module Type	JKM240P		JKM245P		JKM250P		JKM255P		JKM260P		JKM265P	
	STC	NOCT	STC	NOCT	STC	NOCT	STC	NOCT	STC	NOCT	STC	NOCT
Maximum Power (Pmax)	240Wp	181Wp	245Wp	185Wp	250Wp	189Wp	255Wp	193Wp	260Wp	197Wp	265Wp	201Wp
Maximum Power Voltage (Vmp)	30.1V	27.8V	30.4V	28.0V	30.6V	28.3V	30.9V	28.7V	31.1V	28.9V	31.4V	29.2V
Maximum Power Current (Imp)	8.14A	6.60A	8.20A	6.66A	8.26A	6.69A	8.27A	6.71A	8.44A	6.78A	8.44A	6.78A
Open-circuit Voltage (Voc)	37.6V	34.8V	37.7V	34.9V	38.0V	35.2V	38.1V	35.2V	38.4V	35.5V	38.4V	35.5V
Short-circuit Current (Isc)	8.78A	7.16A	8.80A	7.21A	8.92A	7.26A	8.98A	7.31A	9.03A	7.36A	9.03A	7.36A
Module Efficiency STC (%)	14.97%		15.27%		15.58%		15.89%		16.19%			
Operating Temperature(℃)	-40℃~+85℃											
Maximum system voltage	1000V(IEC) (UL)											
Maximum series fuse rating	15A											
Power tolerance	0~+3%											
Temperature coefficients of Pmax	-0.41%/℃											
Temperature coefficients of Voc	-0.31%/℃											
Temperature coefficients of Isc	0.04%/℃											
Nominal operating cell temperature (NOCT)	45±2℃											

STC: Irradiance 1000W/m² Cell Temperature 25℃ AM=1.5

NOCT: Irradiance 800W/m² Ambient Temperature 20℃ AM=1.5 Wind Speed 1m/s

* Power measurement tolerance: ± 3%

The company reserves the final right for explanation on any of the information presented hereby. EN-MKT-265P_v1.0_rev2015

Source : https://www.jinkosolar.com/product_50.html?lan=fr

BIBLIOGRAPHIE

Abete, A., Barbisio, E., Cane, F., & Demartini, P. (1990). „Analysis of photovoltaic modules with protection diodes in presence of mismatching "21st IEEE PV Specialists Conference: Kissimimee.

Ahmad, J., Spertino, F., Leo, P. D., & Ciocia, A. (2016). A module voltage based maximum power point tracking algorithm for photovoltaic arrays under partial shading conditions. Dans *2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)* (pp. 1-6). doi: 10.1109/RTUCON.2016.7763135

Alajmi, B. N., Ahmed, K. H., Finney, S. J., & Williams, B. W. (2011). Fuzzy-logic-control approach of a modified hill-climbing method for maximum power point in microgrid standalone photovoltaic system. *IEEE transactions on power electronics, 26*(4), 1022-1030.

Belhachat, F., & Larbes, C. (2015). Modeling, analysis and comparison of solar photovoltaic array configurations under partial shading conditions. *Solar Energy, 120*, 399-418. doi: https://doi.org/10.1016/j.solener.2015.07.039. Repéré à http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X15004107

Bidram, A., Davoudi, A., & Balog, R. S. (2012). Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays. *IEEE Journal of Photovoltaics, 2*(4), 532-546.

Boztepe, M., Guinjoan, F., Velasco-Quesada, G., Silvestre, S., Chouder, A., & Karatepe, E. (2014). Global MPPT scheme for photovoltaic string inverters based on restricted voltage window search algorithm. *IEEE transactions on Industrial Electronics, 61*(7), 3302-3312.

Busbieha, A., Hamadi, A., Ndtoungou, A., Javadi, A., Rahmani, S., & Al-Haddad, K. (2017). Modified droop control to improve performances of two single-phase parallel inverters. Dans *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 6470-6475). doi: 10.1109/IECON.2017.8217127

Choi, B. (2013). *Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, and control designs*. New Jersey & Canada: Jhon Wiley & Sons,Inc.,. doi: https://doi.org/10.1002/9781118772188.ch4

Egwebe, A. M., Fazeli, M., Igic, P., & Holland, P. M. (2016). Implementation and Stability Study of Dynamic Droop in Islanded Microgrids. *IEEE Transactions on Energy Conversion, 31*(3), 821-832. doi: 10.1109/TEC.2016.2540922

El-Dein, M. Z. S., Kazerani, M., & Salama, M. M. A. (2013). An Optimal Total Cross Tied Interconnection for Reducing Mismatch Losses in Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Sustainable Energy, 4*(1), 99-107. doi: 10.1109/TSTE.2012.2202325. Repéré à http://dx.doi.org/10.1109/TSTE.2012.2202325

Elrayyah, A., Cingoz, F., & Sozer, Y. (2017). Smart Loads Management Using Droop-Based Control in Integrated Microgrid Systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 5*(3), 1142-1153. doi: 10.1109/JESTPE.2017.2666786

Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2007). *Fundamentals of Power Electronics*. Springer US. Repéré à https://books.google.ca/books?id=B4XhBwAAQBAJ

Gamba, J. C., Romero, A., & Hernandez, J. (2015). Development of a photovoltaic panel model to find the solar cells optimal reconfiguration under partial shading condition. Dans *42nd IEEE Photovoltaic Specialist Conference, PVSC 2015, June 14, 2015 - June 19, 2015*. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. doi: 10.1109/PVSC.2015.7355827. Repéré à http://dx.doi.org/10.1109/PVSC.2015.7355827

Godoy, R. B., Bizarro, D. B., De Andrade, E. T., De Oliveira Soares, J., Ribeiro, P. E. M. J., Carniato, L. A., . . . Canesin, C. A. (2017). Procedure to Match the Dynamic Response of MPPT and Droop-Controlled Microinverters. *IEEE Transactions on Industry Applications, 53*(3), 2358-2368. doi: 10.1109/TIA.2016.2642883. Repéré à http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2016.2642883

Hamadi, A. (2011). *Chapitre 4 Filtres Actifs* (Ecole de Technologie Supérieure, Montréal).

Hamadi, A., Rahmani, S., & Al-Haddad, K. (2010). Sliding mode control of three-phase shunt hybrid power filter for current harmonics compensation. Dans *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (pp. 1076-1082). doi: 10.1109/ISIE.2010.5636883

Hasan, R., Mekhilef, S., Seyedmahmoudian, M., & Horan, B. (2017). Grid-connected isolated PV microinverters: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 67*, 1065-1080. doi: https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.082. Repéré à http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211630572X

Ikkurti, H. P., & Saha, S. (2015). A comprehensive techno-economic review of microinverters for Building Integrated Photovoltaics (BIPV). *Renewable & Sustainable Energy Reviews, 47*, 997-1006. doi: 10.1016/j.rser.2015.03.081. Repéré à http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2015.03.081

Ishaque, K., & Salam, Z. (2013). A Deterministic Particle Swarm Optimization Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition. *IEEE*

transactions on Industrial Electronics, 60(8), 3195-3206. doi: 10.1109/TIE.2012.2200223

Ishaque, K., & Salam, Z. (2013). A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 19*, 475-488. doi: https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.032. Repéré à http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112006442

Jäger, K.-D., Isabella, O., Smets, A. H., van Swaaij, R. A., & Zeman, M. (2016). *Solar Energy: Fundamentals, Technology and Systems*. UIT Cambridge.

Khadkikar, V., & Chandra, A. (2012). Control of single-phase UPQC in synchronous d-q reference frame. Dans *2012 IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power* (pp. 378-383). doi: 10.1109/ICHQP.2012.6381198

Khan, O., & Xiao, W. (2016). An efficient modeling technique to simulate and control submodule-integrated PV system for single-phase grid connection. *IEEE Transactions on Sustainable Energy, 7*(1), 96-107.

Li, Y., Zhikang, S., Qinming, X., & Guerrero, J. M. (2016). Droop control with an adjustable complex virtual impedance loop based on cloud model theory. Dans *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 3223-3228). doi: 10.1109/IECON.2016.7793521

Lin, X., Wang, Y., Yue, S., Shin, D., Chang, N., & Pedram, M. (2012). Near-optimal, dynamic module reconfiguration in a photovoltaic system to combat partial shading effects. Dans *Proceedings of the 49th Annual Design Automation Conference* (pp. 516-521). ACM.

Liu, Y.-H., Chen, J.-H., & Huang, J.-W. (2015). A review of maximum power point tracking techniques for use in partially shaded conditions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 41*, 436-453. doi: 10.1016/j.rser.2014.08.038. Repéré à http://dx.doi.org/10.1016/j.rser.2014.08.038

Mendalek, N. (2003). *Qualité de l'onde électrique et moyens de mitigation* (École de technologie supérieure).

Ndtoungou, A., Hamadi, A., Rahmani, S., & Al-Haddad, K. (2014). Standalone solar photovoltaic energy system analysis and design. *International Journal of Engineering Education, 30*(5), 1324-1336.

Nguyen, D. D., Lehman, B., & Kamarthi, S. (2007). Solar photovoltaic array's shadow evaluation using neural network with on-site measurement. Dans *Electrical Power Conference, 2007. EPC 2007. IEEE Canada* (pp. 44-49). IEEE.

Nguyen, T. L., & Low, K.-S. (2010). A global maximum power point tracking scheme employing DIRECT search algorithm for photovoltaic systems. *IEEE transactions on Industrial Electronics, 57*(10), 3456-3467.

Orgeret, M. (1985). *Les Piles solaires: Le composant et ses applications*. Masson.

Park, S., Kim, J., Kim, J., Lee, T., & Won, C. (2011). Analysis of quasi resonant current-fed Two-Inductor boost converter for PV-MIC. Dans *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia* (pp. 2149-2153). doi: 10.1109/ICPE.2011.5944392

Pastor, A. C. (2006). *Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques* (INSA de Toulouse, Toulouse).

Rahmann, C., Vittal, V., Ascui, J., & Haas, J. (2016). Mitigation control against partial shading effects in large-scale PV power plants. *IEEE Transactions on Sustainable Energy, 7*(1), 173-180.

Sahu, H. S., Nayak, S. K., & Mishra, S. (2016). Maximizing the power generation of a partially shaded PV array. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 4*(2), 626-637.

Shuai, Z., He, D., Fang, J., Shen, Z. J., Tu, C., & Wang, J. (2016). Robust droop control of DC distribution networks. *IET Renewable Power Generation, 10*(6), 807-814. doi: 10.1049/iet-rpg.2015.0455. Repéré à http://dx.doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0455

STMicroelectronics. (2011) how to choose a bypass diode for a silicon panel junction box. Dans STMicroelectronics (Éd. de la collection) du volume), *Application note* (pp. 24): STMicroelectronics group of companies.

Sun, Y., Hou, X., Yang, J., Han, H., Su, M., & Guerrero, J. M. (2017). New Perspectives on Droop Control in AC Microgrid. *IEEE transactions on Industrial Electronics, 64*(7), 5741-5745. doi: 10.1109/TIE.2017.2677328

Tapsoba, G., Hamadi, A., Ndtoungou, A., Rahmani, S., & Al-Haddad, K. (2018). PV Configuration and Maximization Applied to Parallel Inverters Using Updated Droop Control. Dans *IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 1430-1435). IEEE.

Tayab, U. B., Roslan, M. A. B., Hwai, L. J., & Kashif, M. (2017). A review of droop control techniques for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews, 76*, 717-727. doi: https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.028. Repéré à http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117303453

Teshome, D., Lee, C., Lin, Y., & Lian, K. (2017). A modified firefly algorithm for photovoltaic maximum power point tracking control under partial shading. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 5*(2), 661-671.

Vighetti, S. (2010). *Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion* (Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).

Wang, Y., Lin, X., Kim, Y., Chang, N., & Pedram, M. (2014). Architecture and control algorithms for combating partial shading in photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 33*(6), 917-930.

Yan, L., & Lehman, B. (2005). An integrated magnetic isolated two-inductor boost converter: Analysis, design and experimentation. *IEEE transactions on power electronics, 20*(2), 332-342. doi: 10.1109/TPEL.2004.843004. Repéré à http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2004.843004

Zhang, Q., Liu, Y., Zhao, Y., & Wang, N. (2016). A multi-mode operation control strategy for flexible microgrid based on sliding-mode direct voltage and hierarchical controls. *ISA Transactions, 61*, 188-198. doi: https://doi.org/10.1016/j.isatra.2015.11.027. Repéré à http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0019057815003031

Zhang, R., Cardinal, M., Szczesny, P., & Dame, M. (2002). A grid simulator with control of single-phase power converters in D-Q rotating frame. Dans *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)* (Vol. 3, pp. 1431-1436 vol.1433). doi: 10.1109/PSEC.2002.1022377

Zhong, Q., & Zeng, Y. (2013). Parallel operation of inverters with different types of output impedance. Dans *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* (pp. 1398-1403). doi: 10.1109/IECON.2013.6699337

Zhong, Q., & Zeng, Y. (2016). Universal Droop Control of Inverters With Different Types of Output Impedance. *IEEE Access, 4*, 702-712. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2526616