

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene
Faculté d'Electronique et d'Informatique



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

En : Electronique

Option : Instrumentation Electronique

BOUMAARAF Houria

Thème:

Modélisation et Commande Numérique d'un Système Photovoltaïque Connecté au Réseau

Soutenu publiquement, le 13/12/2010, devant le jury composé de :

Mr	A. LARABI	Maître de Conférences/A	à l'U.S.T.H.B	Président
Mr	A. TALHA	Maître de Conférences/A	à l'U.S.T.H.B	Directeur de Mémoire
Mr	F. BOUCHAFAA	Maître de Conférences/A	à l'U.S.T.H.B	Examineur
Mr	M. HASNI	Maître de Conférences/A	à l'U.S.T.H.B	Examineur
Mr	I. MESSAIF	Maître de Conférences/B	à l'U.S.T.H.B	Invité

Avant propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de l'Equipe Systèmes de Conversion et Stockage de l'Energie rattachée au laboratoire d'Instrumentation du département d'Instrumentation et Automatique de la faculté d'Electronique et d'Informatique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene.

En terme de ce travail, je tiens à remercier mon directeur de mémoire Docteur **A. TALHA**, Maître de Conférences à l'USTHB pour avoir dirigé ce travail avec compétence, pour ses encouragements qui ont été pour moi une source de motivation.

Je remercie très vivement Monsieur **D. LARABI**, Maître de Conférences à L'USTHB pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.

Je remercie sincèrement Monsieur **F. BOUCHAFAA** Maître de Conférences à l'USTHB pour ses encouragements et d'avoir accepté de faire partie du Jury de ce mémoire.

Je remercie sincèrement Monsieur **M. HASNI** pour la confiance qu'il me fait en acceptant de participer à ce jury.

Je remercie Monsieur **I. MESSAIF** Maître de Conférences à L'USTHB pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de participer à ce jury autant qu'invité.

Mes remerciements vont également aux professeurs et docteurs de la post graduation d'Instrumentation, qui m'ont procuré leur savoir faire afin de réussir mon travail de recherche notamment, Professeur **M. ATTARI**, Dr. **Y. REMRAM**, Dr. **N. Ababou** et Dr. **K. BEN AISSA**.

A tout les membres du laboratoire d'Instrumentation et surtout les membres de l'Equipe Systèmes de Conversion et Stockage de l'Energie de la faculté d'Electronique et d'Informatique (U.S.T.H.B),

A la Mémoire de ma grand Mère et mon grand Père.

Enfin, je ne serais terminer ces remerciements sans mentionner les proches, famille et amis, je tiens à remercier mes parents pour leurs sacrifices et leur patience. Sans oublier mes très chers frères : **Adel, Mohamed, Faouzi, Hakim, Walid, Billel** et ma sœur **F. Zahraa**, ma très chère nièce **Lyna** et mon neveu **Mehdi**, ma belle sœur **Zahia**.

A mes amies : **Lydia, Nacéra, Zahra, Lamia** et **Souhila**.

Aussi à mes collègues de travail et en particulier **Djamila** pour son aide et sa patience.

LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES

LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES

LISTE DES SYMBOLES

CHAPITRE I

I	: Courant délivré par la cellule photovoltaïque
V	: Tension délivrée par la cellule photovoltaïque
V_G	: Tension du générateur photovoltaïque
I_G	: Courant du générateur photovoltaïque
I_{ph}	: Courant photogénéré
I_0	: Courant de saturation de la diode dépendant de la température
I_{01}	: Courant de saturation de la première diode
I_{02}	: Courant de saturation de la deuxième diode
I_{0ref}	: Courant de saturation de la diode dans les conditions standard (A)
I_d	: Courant de diode
I_{d1}	: Courant traversant la première diode de la cellule photovoltaïque
I_{d2}	: Courant traversant la deuxième diode de la cellule photovoltaïque
I_{Sh}	: Courant dérivé par la résistance shunt de la cellule photovoltaïque
R_s	: Résistance série de la cellule photovoltaïque
R_{sh}	: Résistance shunt de la cellule photovoltaïque
I_{Rsh}	: Courant dérivé par la résistance shunt de la cellule photovoltaïque
I_{d1G}	: Courant traversant les premières diodes du générateur photovoltaïque
I_{d2G}	: Courant traversant les deuxièmes diodes du générateur photovoltaïque
I_{RshG}	: Courant dérivé par la résistance shunt du générateur photovoltaïque
R_{sG}	: Résistance série du générateur photovoltaïque
R_{shG}	: Résistance shunt du générateur photovoltaïque
q	: Charge de l'électron = $1.602 \cdot 10^{-19}$ C
K	: Constante de Boltzmann = $1.381 \cdot 10^{-23}$ J/K
T	: Température de la cellule en Kelvin (K)
T_0	: Température ambiante ($T_0=25^\circ\text{C}$)
E	: Eclairement (W/m^2)
E_0	: Eclairement dans les conditions standards ($E_0=1000\text{W}/\text{m}^2$)
n_s	: Nombre de cellules en séries
N_s	: Nombre de générateurs en séries
n_p	: Nombre de cellules en parallèles
N_p	: Nombre de générateurs en parallèles
n_1	: Facteur d'idéalité de la première diode
n_2	: Facteur d'idéalité de la deuxième diode
V_{oc}	: Tension de circuit ouvert
I_{oc}	: Courant de circuit ouvert

I_{sc}	: Courant de court circuit
ΔV_{oc}	: Coefficient de température de tension de circuit
E_g	: Energie de gap du semi conducteur

CHAPITRE II

δ	: Rapport cyclique du hacheur
T	: Période
V_i	: Tension d'entrée du hacheur
V_o	: Tension de sortie du hacheur
$M(\delta)$: Le rapport de conversion
R_L	: Résistance parasite
C_1	: Capacité d'entrée du hacheur
C_2	: Capacité de sortie du hacheur
Z	: Charge du convertisseur
K	: Transistor bicommandable
L	: Inductance du convertisseur
V_L	: Tension aux bornes de l'inductance L
I_L	: Courant traversant l'inductance L
I_{C1}	: Courant traversant la Capacité d'entrée du hacheur
I_{C2}	: Courant traversant la Capacité de sortie du hacheur
t	: temps (s)
η	: Rendement du convertisseur
D	: Pas d'incrément
ε	: Paramètre de l'algorithme Perturbation et observation
k	: Instant d'échantillonnage.
$E(k)$: Erreur pour un échantillon k
$CE(k)$: Changement d'erreur pour un échantillon k
$P(k)$: Puissance du générateur photovoltaïque
$V(k)$: Tension de sortie du générateur photovoltaïque

CHAPITRE III

U_{c1}, U_{c2}	: Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux
i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}	: Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux
V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}	: Tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur
V_{NM}	: Tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur
V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}	: Tensions composées
m	: Indice de modulation
f_p	: Fréquence de la porteuse (Hz)
f	: Fréquence de la tension de référence (Hz)
r	: Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension

i_{c1}	: Le courant de condensateur C_1
i_{c2}	: Le courant de condensateur C_2
F_{KS}	: Fonction de connexion de chaque interrupteur
B_{KS}	: Commande de base des transistors
F_{Km}^b	: Fonction de connexion du demi-bras
F_C	: Fonction liée à la cellule de commutation
M	: Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux
V_{ref}	: Tension de référence
V_K	: Potentiel au noeud K
V_{KN}	: Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de l'onduleur
$[N(t)]$: Matrice de conversion simple
$[M(t)]$: Matrice de conversion composée
V_m	: Amplitude de la référence
V_{pm}	: Amplitude de la porteuse
ω_s	: Pulsation de synchronisme (rad)

CHAPITRE IV

I_d	: Courant direct
I_q	: Courant en quadrature.
P	: Puissance active
Q	: Puissance réactive
C_1, C_2	: Capacités du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux
V_{resi}	: Tension de la phase « i » du réseau triphasé
i_{resi}	: Courant de la phase « i » du réseau triphasé
R_{res}	: Résistance du réseau
L_{res}	: Inductance du réseau
K_p	: Gain proportionnel du régulateur
K_i	: Gain intégral du régulateur
$F_{BO}(S)$: Fonction de transfert en boucle ouverte du courant
$F_{BF}(S)$: Fonction de transfert en boucle fermée du courant
T_e	: Constante de temps exigée du régulateur de courant
τ	: Constante de temps
I_{dref}	: Courant direct de référence.
I_{qref}	: Courant en quadrature de référence
I_{eff}	: Courant efficace.
V_a, V_b, V_c	: Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge
V_{KN} :	Tensions simples de la phase réceptrice

ACRONYMES

D	: Diode
T	: Transistor
IGBT	: Transistor Bipolaire à Grille Isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
GTO	: Thyristor à extinction par la Gâchette (Gate Turn-Off Thyristor)
NPC	: Neutrel Point Clamped
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
THD	: Distorsion d'Harmonique Totale (Total Harmonics Distorsion)
PV	: Photovoltaïque
GPV	: Générateur Photovoltaïque.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
PPM	: Point de Puissance Maximum.
PI	: Proportionnel Intégral.
DC/DC	: Convertisseur Continu / Continu
NG	: Négatif Grand.
NP	: Négatif Petit.
PG	: Positif Grand.
PP	: Positif Petit.
ZE	: Zéro
P_{opt}	: Puissance optimale
P&O	: Perturbation et observation
CLF	: Contrôleur logique floue

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I

PHOTOVOLTAÏQUE : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION

I.1. Introduction.....	3
I.2. Cellules photovoltaïques.....	3
I.3. Modèles mathématiques d'une cellule solaire.....	4
I.3.1. Modèle à une diode.....	4
I.3.1.1. Générateur photovoltaïque.....	5
I.3.1.2. Schéma bloc.....	6
I.3.1.3. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV.....	8
I.3.1.3.1. Influence de l'éclairement.....	8
I.3.1.3.2. Influence de la température.....	9
I.3.1.3.3. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement.....	10
I.3.1.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement du GPV....	11
I.3.1.4.1. Influence de la résistance série.....	11
I.3.1.4.2. Influence de la résistance shunt.....	12
I.3.1.4.3. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt.....	13
I.3.2. Modèle à deux diodes.....	14
I.3.2.1. Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque.....	14
I.3.2.2. Shéma bloc.....	15
I.3.2.3. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV.....	16
I.3.2.3.1. Influence de l'éclairement.....	16
I.3.2.3.2. Influence de la température.....	17
I.3.2.3.3. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement.....	18
I.3.2.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement du GPV....	19
I.3.2.4.1. Influence de la résistance série.....	19
I.3.2.4.2. Influence de la résistance shunt.....	20
I.3.2.4.3. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt.....	21
I.3.3. Comparaison des deux modèles.....	22
I.3.4. Modélisation d'un champ photovoltaïque.....	22
I.3.4.1. Association en parallèle.....	23
I.3.4.2. Association en série.....	24
I.4. Batteries de stockage.....	24
I.5. Conclusion.....	26

CHAPITRE II

LES CONVERTISSEUR DC/DC ET LES DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU PPM

II.1. Introduction.....	27
-------------------------	----

II.2. Convertisseurs continu-continu (DC/DC)	27
II.2.1. Convertisseur Buck	28
II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent.....	29
II.2.1.2. Ondulations du courant dans l'inductance.....	30
II.2.1.3. Rapport de conversion et rendement	31
II.2.2. Convertisseur Boost.....	32
II.2.2.1. Modèle mathématique équivalent.....	32
II.2.2.2. Rapport de conversion et rendement	33
II.2.3. convertisseur Buck-Boost.....	34
II.2.3.1. Modèle mathématique équivalent.....	34
II.2.3.2. Modèle approxime du convertisseur Buck-Boost	35
II.2.3.3. Rapport de conversion et rendement	35
II.3. Différents algorithmes de poursuite de point de puissance maximum (MPPT)	36
II.3.1. Méthode par Perturbation et Observation (P&O).....	36
II.3.1.1. Principe de la méthode	37
II.3.1.2. Tests de robustesse vis à vis des paramètres météorologiques.....	38
II.3.1.2.1. Robustesse de l'algorithme <i>P&O</i> vis-à-vis des variations de l'éclairement	39
II.3.1.2.2. Robustesse de l'algorithme <i>P&O</i> vis-à-vis des variations de la température.....	43
II.3.1.2.3. Effet du changement de pas d'incrémantation	45
II.3. 2. Méthode par conductance incrémentale	45
II.3.2.1. Robustesse de l'algorithme Conductance Incrémentale vis-à-vis des variations de l'éclairement.....	48
II.3.2.2. Robustesse de l'algorithme Conductance Incrémentale vis-à-vis des variations de la température.....	50
II.3.3. Méthode de poursuite du PPM par la logique floue	51
II.3.3.1. Variables du contrôleur	52
II.3.3.2. Fuzzification.....	52
II.3.3.3. Méthode d'inférence	52
II.3.3.4. Fonctions d'appartenances	53
II.3.3.5. Défuzzification	54
II.3.3.6. Tests de robustesse vis à vis des paramètres météorologiques.....	54
II.3.3.6.1. Robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement	55
II.3.3.6.2. Robustesse vis-à-vis des variations de de la température.....	56
II.3.4. Comparaison entre les différentes méthodes MPPT.....	57
II.3.4.1. Robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement	58
II.3.4.2. Effet du changement de la température	60
II.4. Conclusion.....	63

CHAPITRE III

MODELISATION ET COMMANDES D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

III.1. Introduction	64
III.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux a structure NPC	64

III.2.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux NPC	64
III.2.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux.....	65
III.2.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	66
III.2.2.2. Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	67
III.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC	68
III.3.1. Fonction de connexion	68
III.3.2. Fonction de commutation.....	69
III.3.3. Commande complémentaire.....	69
III.3.4. Fonction de connexion du demi-bras	69
III.3.5. Fonction de conversion	69
III.4. Différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC	73
III.4.1. Modulation triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel	74
III.4.2. Modulation vectorielle	77
III.4.3. Modulation Calculée	80
III.4.4. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur	83
III.5. Conclusion.....	83

CHAPITRE VI

PERFORMANCE D'UNE CHAÎNE PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTÉE AU RÉSEAU LOCAL

IV.1.. Introduction.....	85
IV.2. Les systèmes PV connectés au réseau	85
IV.3. Modélisation du Réseau électrique	86
IV.3.1.Équations électrique du réseau dans le repère abc.....	86
IV.3.2.Équations électrique du réseau dans le repère dq	87
IV.3.3. Régulation du courant dans l'axe ABC	88
IV.3.4. Régulation du courant dans l'axe DQ.....	90
IV.4. Chaîne photovoltaïque connectée au réseau	92
IV.4.1. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade	92
IV.4.2. Stabilisation des tensions du bus continu.....	93
IV.4.2.1. Modélisation du Pont de Clamping.....	93
IV.4.2.2. Résultats de simulation	94
IV.5. Performances de la chaîne photovoltaïque Connectée au Réseau	95
IV.6. Conclusion	101
Conclusion générale	102

Annexes

Bibliographie

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'épuisement progressif des sources d'énergies fossiles et leurs inconvénients écologiques ainsi que l'augmentation de la consommation de l'électricité qui est due à l'essor économique et l'accroissement démographique ont stimulé les chercheurs à développer des énergies dites renouvelables dont la source est illimitée, non polluante et leur exploitation cause le moins de dégâts sur l'environnement.

L'énergie solaire photovoltaïque fait partie de ces concepts, elle provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion s'effectue par le biais d'une cellule dite solaire basée sur un phénomène physique appelée effet photovoltaïque. L'énergie est produite sans aucune pièce en mouvement ni apport extérieur. Ainsi, le développement de la filière photovoltaïque paraît incontournable compte tenu du potentiel considérable qu'elle offre et de sa qualité écologique intrinsèque. Mais outre un coût souvent excessif dans les conditions actuelles, ce développement est encore freiné par plusieurs problèmes. On reproche à l'énergie solaire, et à ses modes d'exploitation directe en électricité en particulier, d'être intermittente (jour, nuit, saisons), diffuse et non concentrée. L'aspect non concentré de cette énergie peut être pallié, en exploitant les surfaces déjà construites, les programmes de toits photovoltaïques lancés par plusieurs pays sont un prolongement de cette approche. A cela vient s'ajouter le rendement faible de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique (ne dépassant pas les 13% dans la majorité des cas).

La caractéristique électrique du générateur photovoltaïque dépend, en plus des conditions météorologiques, du vieillissement du module. De plus le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque dépend directement de la charge qu'il alimente ; cette dernière, qu'elle soit continue ou alternative, est souvent de nature aléatoire.

L'utilisation de cette énergie renouvelable de nature « aléatoire et diffuse » nécessite la combinaison de moyens de stockage et de contrôle de gestion de puissance où chaque GPV devrait fonctionner en un point optimal, appelé le point de puissance maximale (MPP), qui est subordonné à la variation de la température et de l'éclairement. Pour augmenter le rendement en puissance d'un générateur photovoltaïque, un contrôleur électronique est incorporé entre le générateur photovoltaïque et la charge, dont le rôle principal est la surveillance en continu du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque appelé communément MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) et cela en général par action sur un dispositif de conversion DC-DC. Les techniques de régulation et de contrôle assurent la fonction d'adaptation d'impédance, en transférant à la charge la puissance électrique maximale issue du générateur photovoltaïque quelque que soit les conditions de température et d'ensoleillement.

De nombreuses méthodes de poursuite du point de puissance maximale sont proposées dans la littérature. Elles diffèrent par leur efficacité, complexité, coût, nombre de capteurs utilisés, vitesse de convergence et autres.

Dans ce contexte, l'apport envisagé avec ce travail de mémoire est de collaborer à la modélisation et à la commande numérique d'un système de production photovoltaïque avec stockage d'énergie connecté au réseau.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation du générateur photovoltaïque. Ainsi, nous décrirons brièvement la structure et le fonctionnement des cellules et générateurs photovoltaïques. Par ailleurs l'influence des conditions météorologiques (température et éclairage) sur les caractéristiques électriques des générateurs photovoltaïques est présentée.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude des différents types de convertisseurs *DC/DC* et au développement de différents algorithmes les plus répandues pour la poursuite du point de puissance maximum.

Trois types de convertisseurs *DC/DC* sont étudiés, le hacheur abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*).

Par ailleurs les méthodes *MPPT* étudiées sont les suivantes :

- La méthode Perturbation et Observation (*P&O*) ;
- La méthode Conductance Incrémentale ;
- La méthode basée sur la logique floue.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et la commande de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure *NPC*. Plusieurs stratégies de commande utilisant deux porteuses bipolaires sont étudiées, les performances de ces stratégies sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmonique.

Enfin, le dernier chapitre traite l'étude des performances de la chaîne photovoltaïque composée d'un générateur photovoltaïque – convertisseur *DC/DC* muni d'un contrôleur *MPPT* – onduleur à trois niveaux à structure *NPC* – batterie – réseau électrique local.

Enfin une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti et les futures perspectives de ce travail.

CHAPITRE I

**PHOTOVOLTAÏQUE :
PRINCIPE DE
FONCTIONNEMENT ET
MODELISATION**

CHAPITRE I

PHOTOVOLTAÏQUE : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION

I.1. Introduction

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus abondante parmi les énergies renouvelables. L'électricité photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la conversion photovoltaïque ; dans un premier temps, nous décrivons brièvement la structure et le fonctionnement des cellules et des générateurs photovoltaïques (GPV) ; dans un environnement *MATLAB/Simulink*. Ainsi, nous étudierons l'influence des paramètres météorologiques (Température et Eclairement) et des paramètres internes (résistances série et shunt) sur le comportement électrique d'une cellule solaire. Deux modèles de GPV seront abordés dans ce chapitre, à savoir, le modèle à une seule exponentielle et le modèle à deux exponentielles.

I.2. Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques ont été découvertes par E. Becquerel en 1839, elles sont des composants optoélectroniques qui transforment directement la lumière solaire en électricité par un processus appelé «effet photovoltaïque» (Figure I.1). Ce dernier consiste en l'apparition d'une différence de potentiel au sein de la jonction PN lorsqu'elle est soumise à un rayonnement lumineux. L'énergie des photons lumineux captée par les électrons périphériques (couche N) leur permet de franchir la barrière de potentiel. Les électrons ainsi libérés créent le courant électrique de la cellule appelé aussi «photo-courant» [1].

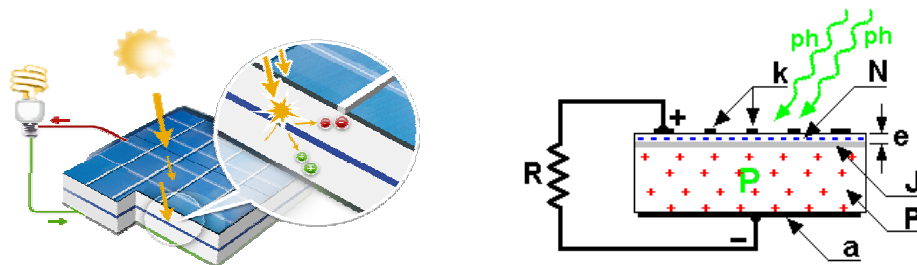


Figure I.1. Structure d'une cellule photovoltaïque au silicium (jonction PN)

La puissance électrique produit par une cellule industrialisée est très faible typiquement de 1 à 3W avec une tension de moins d'un Volt. Pour élever la tension, les cellules sont commercialisées sous forme des modules photovoltaïques. Le tableau I.1 représente les différentes technologies d'une cellule [2][3].

Cellules	Rendement	Avantages et inconvénients	Application
Silicium monocristallin	14 à 16 %	-Matière première largement disponible. -Coût élevé de production. -Rendement faible sous faible éclairement.	-Appareil de faible puissance. -Application spatiale.
Silicium polycristallin	12 à 14 %	-Coût de production moins élevé.	-Générateurs à toutes tailles (relié au réseau où en sites isolés).
Silicium amorphe	6 à 8 %	-Coût de production le plus bas. -Fonctionnement sous faible éclairement. -Rendement faible.	-Appareil de faible puissance. -Production d'énergie (calculatrices et montres solaires).

Tableau I.1. Différentes technologies de cellules solaires

I.3. Modèles mathématiques d'une cellule solaire

Il existe plusieurs modèles de cellules solaires, dont le but est l'obtention de la caractéristique courant-tension $I=f(V)$ pour l'analyse et l'évaluation des performances des systèmes photovoltaïques. La différence entre ces modèles réside dans la procédure et le nombre des paramètres intervenants dans le calcul de la paire courant-tension.

I.3.1. Modèle à une diode

C'est le modèle le plus cité dans la littérature, la cellule photovoltaïque est caractérisée par son schéma électrique équivalent (Figure I.2) qui se compose de [4][5]:

- Source de courant : Modélise la conversion de flux lumineux en courant électrique ;
- Une diode : Modélise la jonction PN ;
- Une résistance série R_s : Modélise les diverses résistances des différentes couches de la cellule ;
- Une résistance parallèle R_{sh} : Caractérise le courant de fuite dans la diode et effets de bords de la jonction.

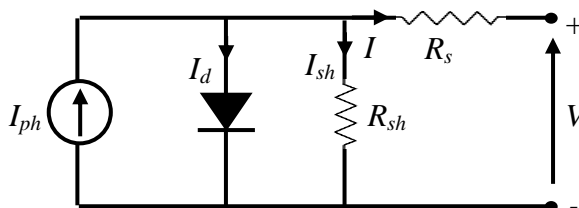


Figure I.2. Schéma du modèle équivalent à une diode

L'expression de la caractéristique courant-tension est décrite par l'expression ci-dessous :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (I-3)$$

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{q \cdot (V + R_s \cdot I)}{nkT}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (I-4)$$

Comme $R_s \approx 0\Omega$, alors :

$$I_0 \left(\exp\left(\frac{q(I_{sc} R_s)}{nkT_0}\right) - 1 \right) \cong 0 \Rightarrow I_{ph0} = I_{sc} (1 + R_s / R_{sh}) \quad (I-5)$$

Avec :

$$I_0 = I_{0ref} \cdot (T / T_0)^3 \cdot \exp\left(-\frac{E_g}{kT}\right) \quad (I-6)$$

On calcule I_{0ref} par l'équation de circuit ouvert :

$$0 = I_{ph0} - I_{0ref} \left(\exp\left(\frac{q(V_{oc})}{nkT}\right) - 1 \right) - \frac{(V_{oc})}{R_{sh}} \quad (I-7)$$

$$\Rightarrow I_{0ref} = \frac{I_{ph0} - \frac{V_{oc}}{R_{sh}}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{nkT}\right) - 1} \quad (I-8)$$

La tension de circuit ouvert V_{oc} s'écrit :

$$V_{oc} = V_{ocs} + \Delta V_{oc} (T - T_0) \quad (I-9)$$

I.3.1.1. Générateur photovoltaïque

La cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur électrique de très faibles puissances (quelques Watts sous une tension très faible) qui est insuffisante pour la plus part des applications, il est donc nécessaire de faire augmenter cette puissance en faisant associer plusieurs cellules photovoltaïque dans différents montages. En effet, en associant les cellules photovoltaïque en série ou en parallèle, on peut constituer des modules photovoltaïque qui fournissent la puissance demandée selon les besoins de l'application visée.

En associant en parallèle n_p rangées, où chaque rangée est constituée de n_s cellules élémentaires, les caractéristiques électriques du générateur résultant seront données par :

$$\begin{cases} I_{scG} = n_p I_{sc} \\ V_{ocG} = n_s I_{oc} \end{cases} \quad (I-10)$$

Le modèle électrique de générateur photovoltaïque est donné par la figure suivante [6][7]:

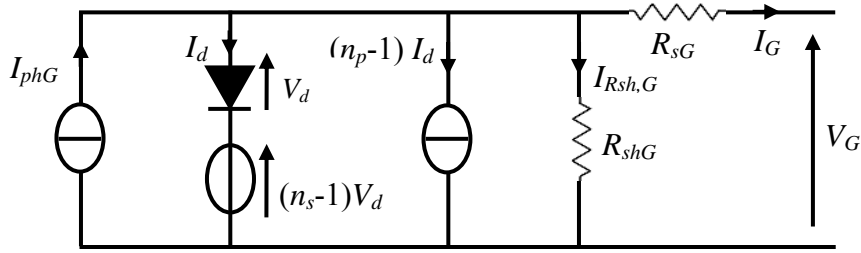


Figure I.3. Schéma électrique équivalent d'un générateur photovoltaïque utilisant le modèle à une seule exponentielle

L'équation donnant la caractéristique ($I-V$) du générateur photovoltaïque peut s'écrire comme suit :

$$I_G = I_{phG} - I_{dG} - I_{shG} \quad (I-11)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_G = n_s \cdot V \\ I_G = n_p \cdot I \\ I_{phG} = n_p \cdot I_{ph} \\ I_{dG} = n_p \cdot I_d \\ I_{RshG} = n_p \cdot I_{Rsh} \\ V_{dG} = n_s \cdot V_d \\ R_{sG} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_s \\ R_{shG} = \frac{n_s}{n_p} \cdot R_{sh} \end{array} \right. \quad (I-12)$$

L'équation (I-11) devient :

$$I_G = n_p I_{ph} - n_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q \left(\left(\frac{V}{n_s} \right) + \left(\frac{I}{n_p} \right) \left(\frac{n_p}{n_s} R_s \right) \right)}{nkT} \right) - 1 \right) - n_p \frac{\left(\left(\frac{V}{n_s} \right) + \left(\frac{I}{n_p} \right) \left(\frac{n_p}{n_s} R_s \right) \right)}{\left(\frac{n_p}{n_s} R_{sh} \right)} \quad (I-13)$$

Soit en simplifiant :

$$I_G = n_p I_{ph} - n_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + IR_s)}{n_s nkT} \right) - 1 \right) - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (I-14)$$

I.3.1.2. Schéma bloc

Le schéma bloc du générateur photovoltaïque utilisant *MATLAB/Simulink* est présenté par la figure I.4.

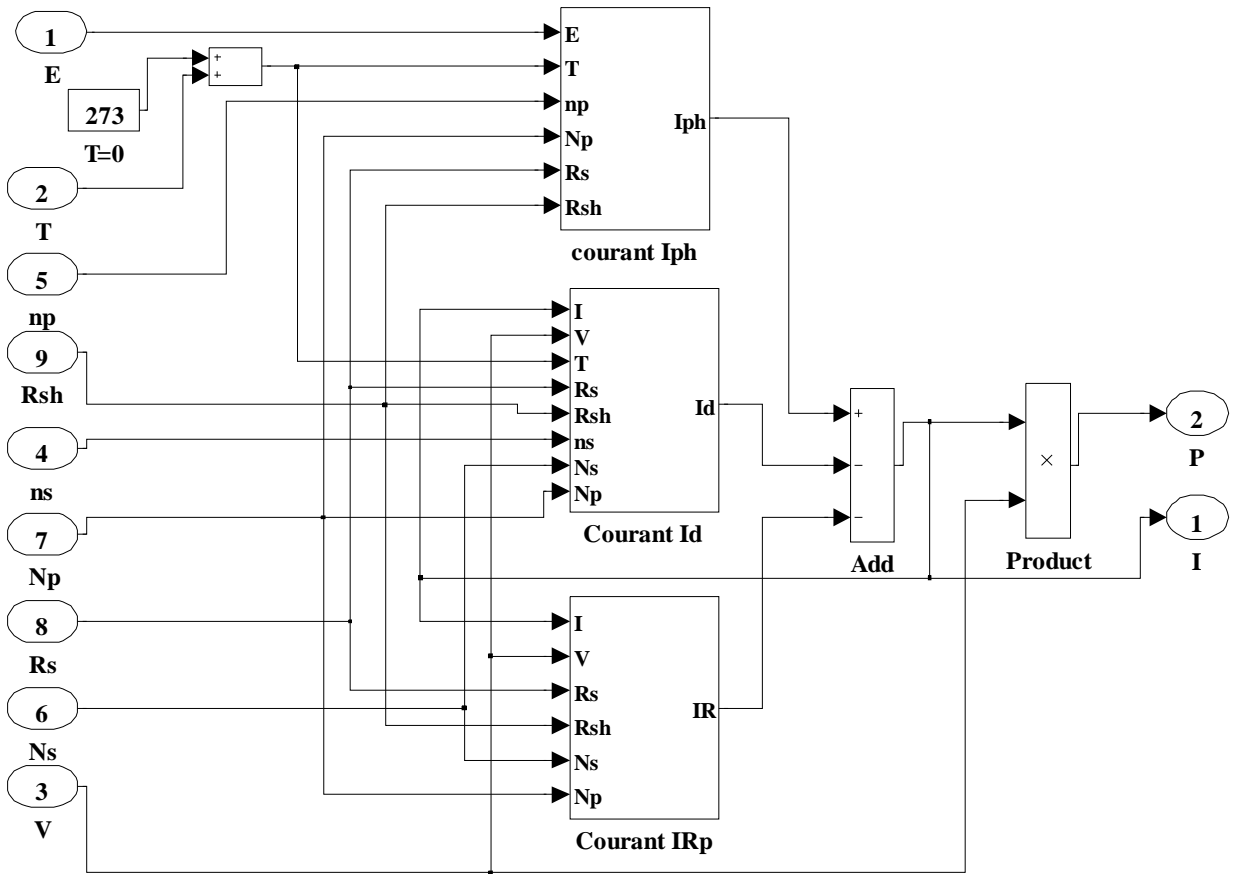


Figure I.4. Schéma bloc du GPV utilisant le modèle à une seule exponentielle

L'étude est faite sur un générateur photovoltaïque de type MSX-83. Le générateur est composé de 36 cellules multi-cristallines connectées en série pour produire une puissance maximale de 83W. Les différentes caractéristiques sont obtenues en utilisant les conditions standard ($T_0=25^{\circ}\text{C}$ et $E_0=1000\text{W}/\text{m}^2$) pour $R_s = 0.099\Omega$ et $R_{sh} = 200\Omega$.

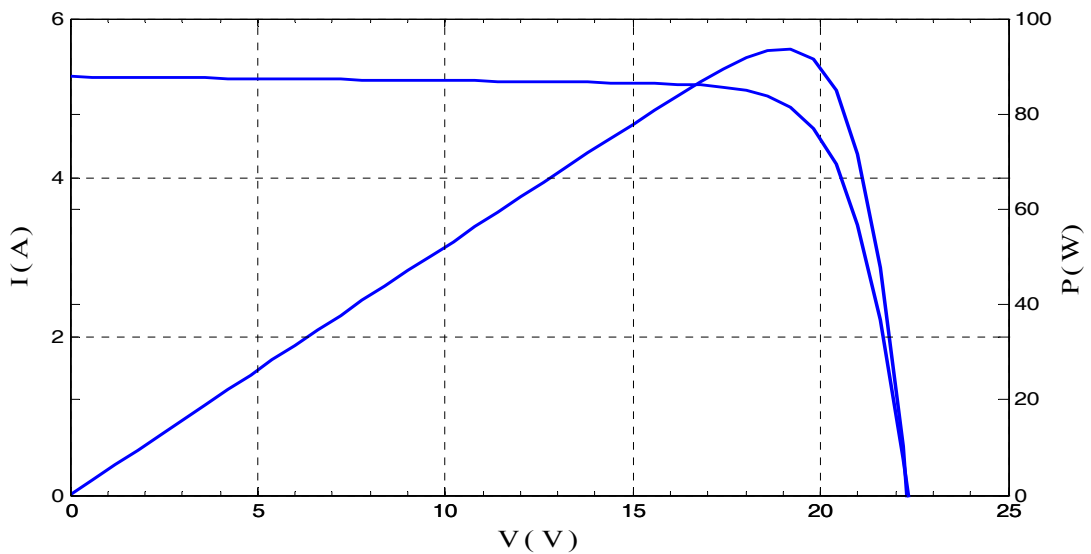


Figure I.5. Caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) d'un générateur photovoltaïque SMX-83 utilisant le modèle à une seule exponentielle

On constate que la caractéristique courant-tension ($I-V$) nous fournit le courant maximale (courant de court circuit I_{sc}) et la tension maximale V_{oc} (tension de circuit ouvert) et la caractéristique puissance-tension ($P-V$) nous fournit le point de puissance maximale du générateur photovoltaïque (PPM).

I.3.1.3. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV

I.3.1.3.1. Influence de l'éclairement

Les figures I.6 et I.7 représentent les caractéristiques courant-tension et puissance-tension d'un générateur photovoltaïque pour différentes valeurs de l'éclairement, à une température constante.

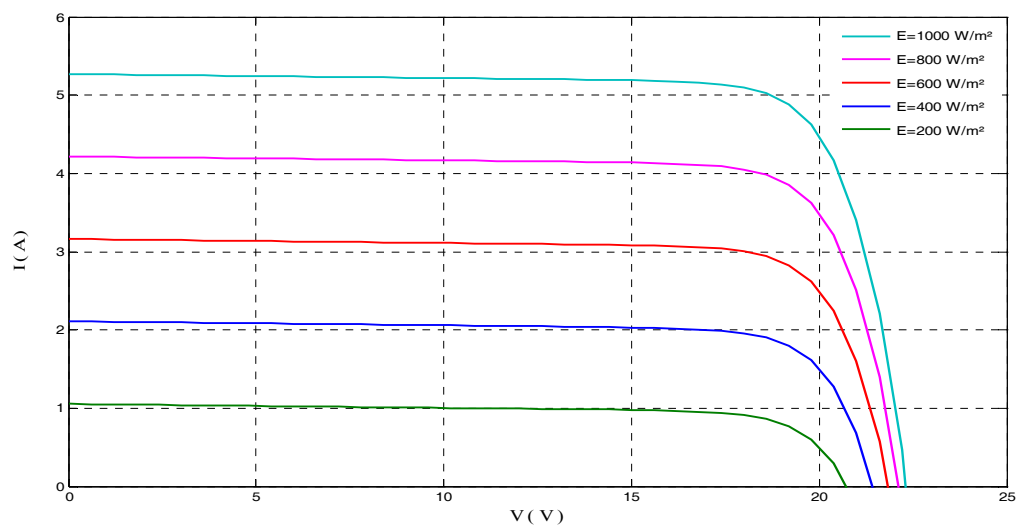


Figure I.6. Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension d'un GPV utilisant le modèle à une exponentielle

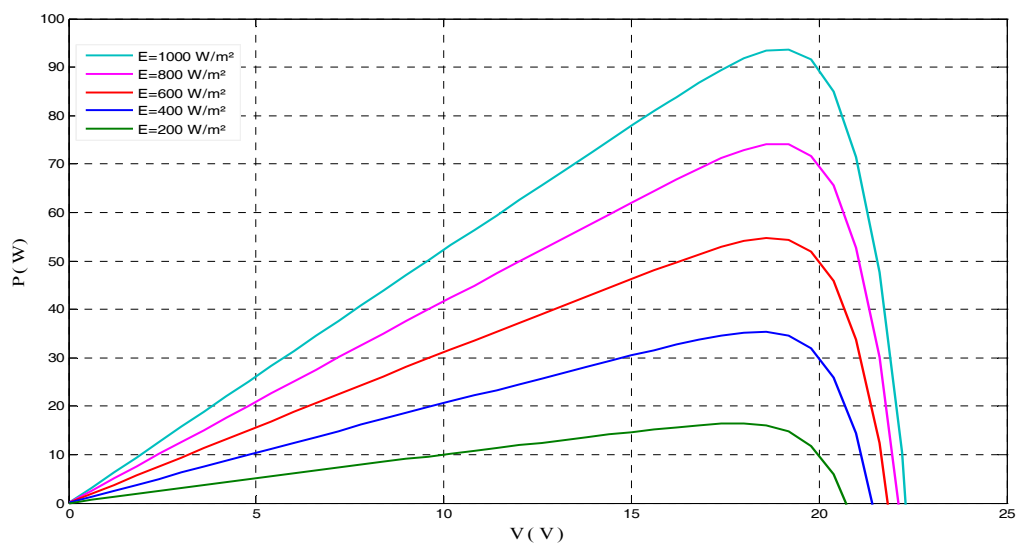


Figure I.7. Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On constate que pour des fortes variations du niveau d'éclairement provoquent des variations relativement importantes du courant optimal. Contrairement à la tension, qui varie très peu en fonction de l'éclairement (Figure I.6) par conséquent la variation du point de puissance maximale (PPM) est proportionnelle à l'éclairement (Figure I.7).

I.3.1.3.2. Influence de la température

Les caractéristiques électriques d'une cellule PV dépendent de la température de jonction au niveau de la surface exposée. Les figures I.8 et I.9 donnent l'allure générale des caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque pour différentes valeurs de températures et un éclairement constant.

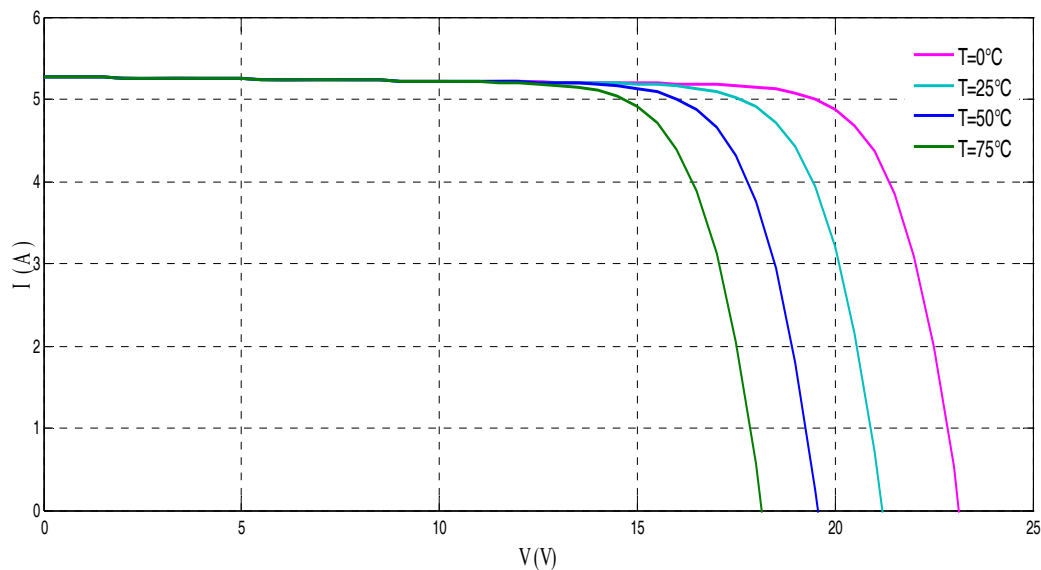


Figure I.8. Influence de la température sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

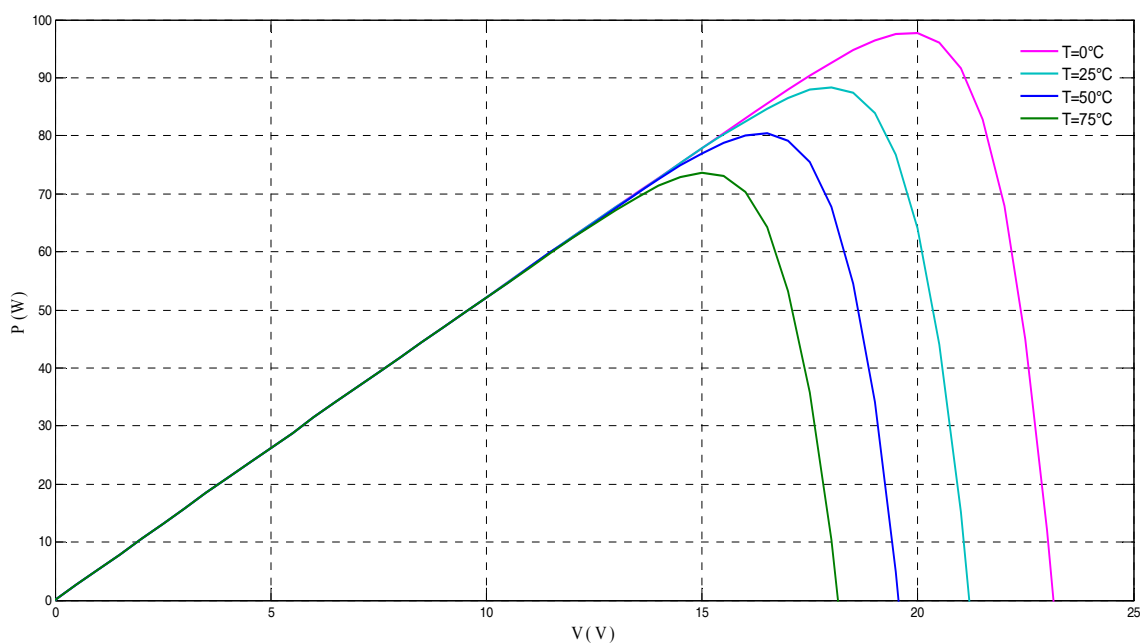


Figure I.9. Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On remarque, que lorsque la température augmente, le courant photogénéré augmente très légèrement alors que la tension de circuit ouvert diminue considérablement.

I.3.1.3.3. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement

En temps réelle la variation de la température et de l'éclairement se fait simultanément d'où la nécessité d'étudier le comportement de la cellule photovoltaïque vis-à-vis de la variation simultanée de ces deux paramètres météorologiques.

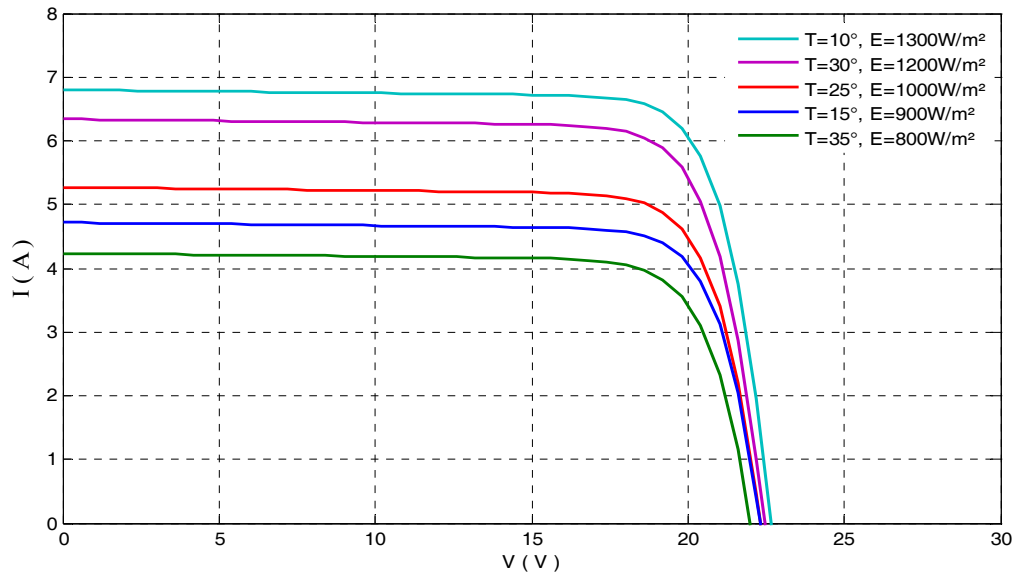


Figure I.10. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

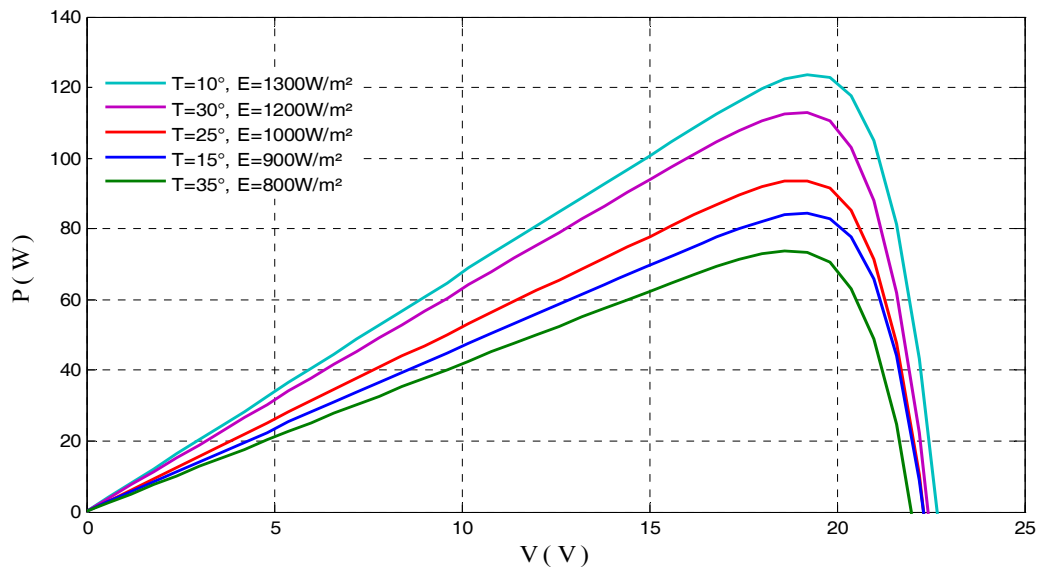


Figure I.11. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On constate, que la variation simultanée des paramètres météorologique induit une variation simultanée de la V_{oc} et de I_{sc} se qui mène a une variation aléatoire de PPM. D'où le comportement de la cellule photovoltaïque est aléatoire donc un décroissement du rendement.

I.3.1.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV

Une photopile comporte en réalité une résistance série R_s et une résistance shunt R_{sh} . Ces résistances auront une certaine influence sur les caractéristiques de la photopile [8][9]:

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

I.3.1.4.1. Influence de la résistance série

Les figures I.12 et I.13 présentent respectivement l'effet de la résistance série sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du générateur photovoltaïque.

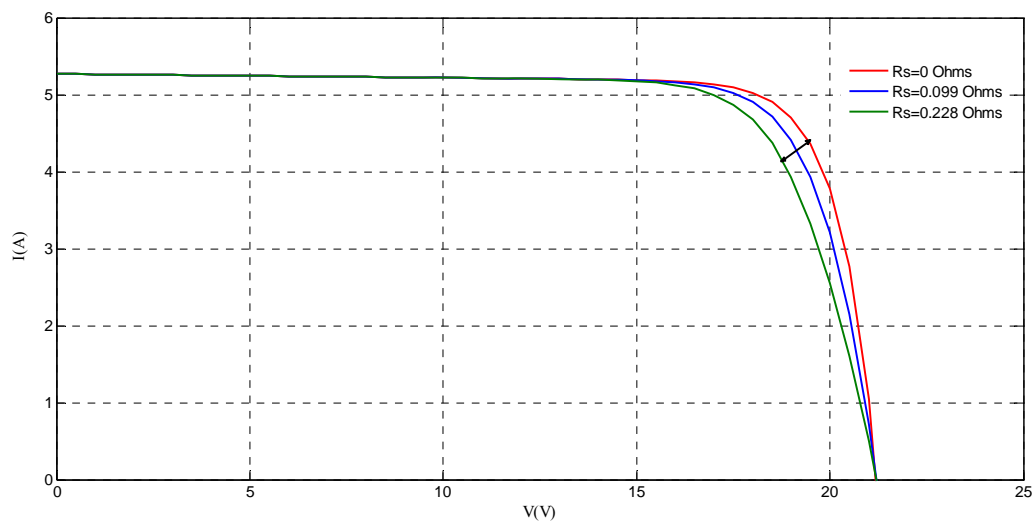


Figure I.12. Influence de résistance série sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

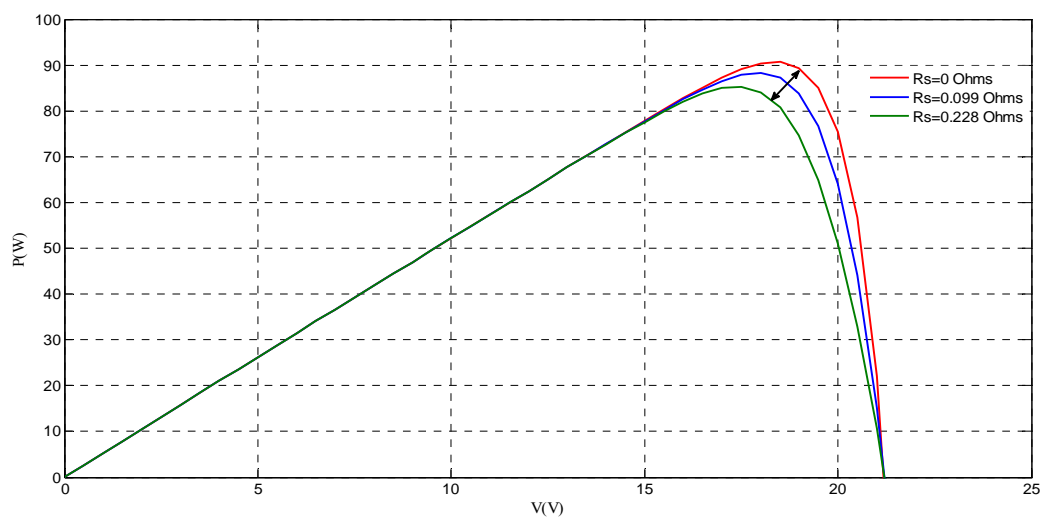


Figure I.13. Influence de résistance série sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On constate que les performances des cellules PV diminuent considérablement avec l'augmentation de la résistance R_s . Cette résistance contrôle la localisation du point de puissance maximale. En effet, l'augmentation de la résistance série R_s déplacerait le point de puissance maximale en bas et vers la gauche [10].

I.3.1.4.2. Influence de la résistance shunt

Les figures I.14 et I.15 présentent respectivement l'effet de la résistance shunt sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du générateur photovoltaïque.

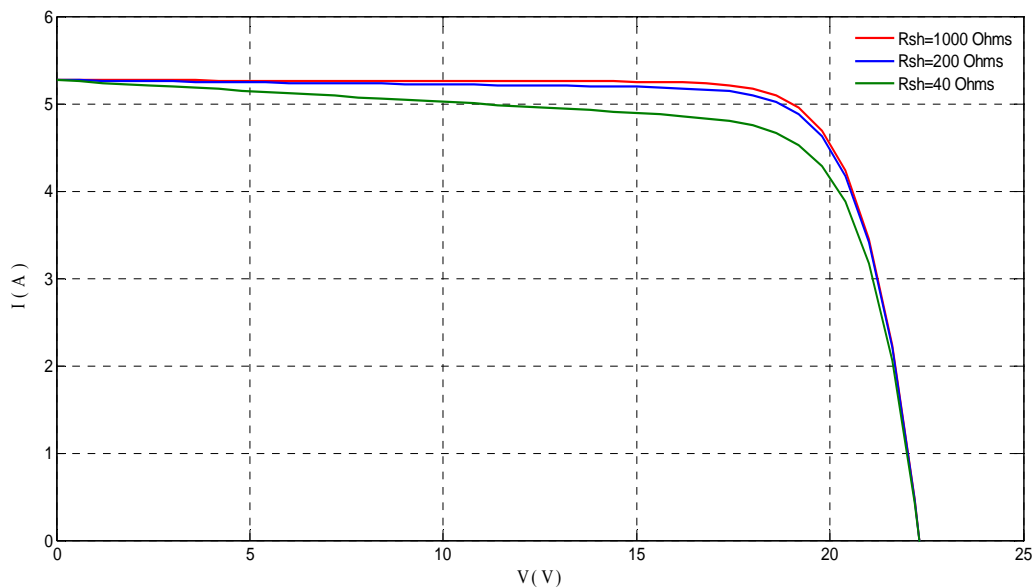


Figure I.14. Influence de résistance série sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

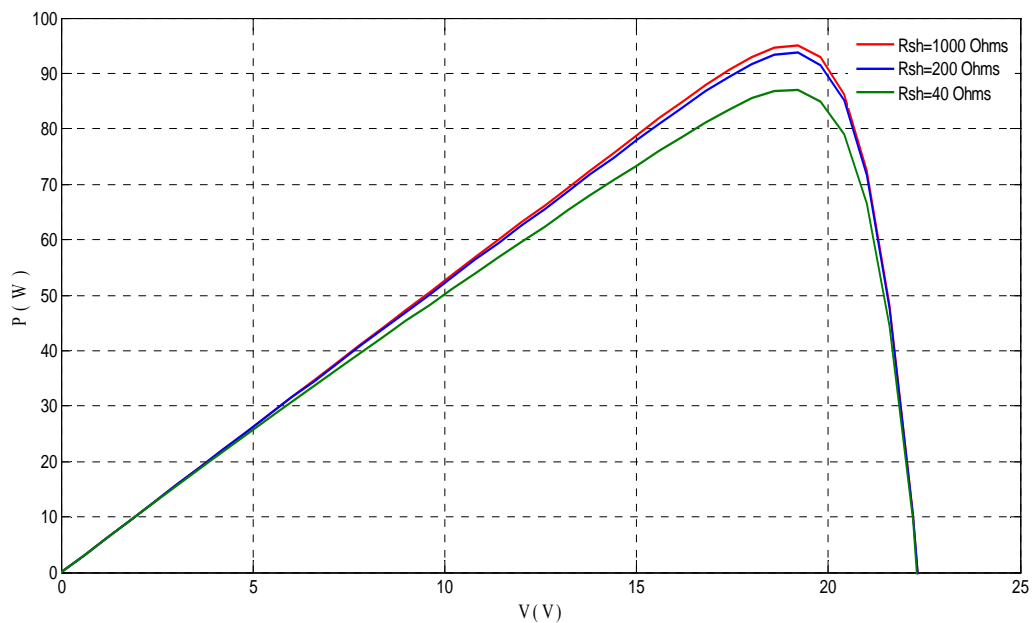


Figure I.15. Influence de résistance série sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On remarque que la résistance shunt R_{sh} influe légèrement sur les caractéristiques du panneau photovoltaïque.

I.3.1.4.3. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt

Les figures I.16 et I.17 présentent l'influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du générateur photovoltaïque.

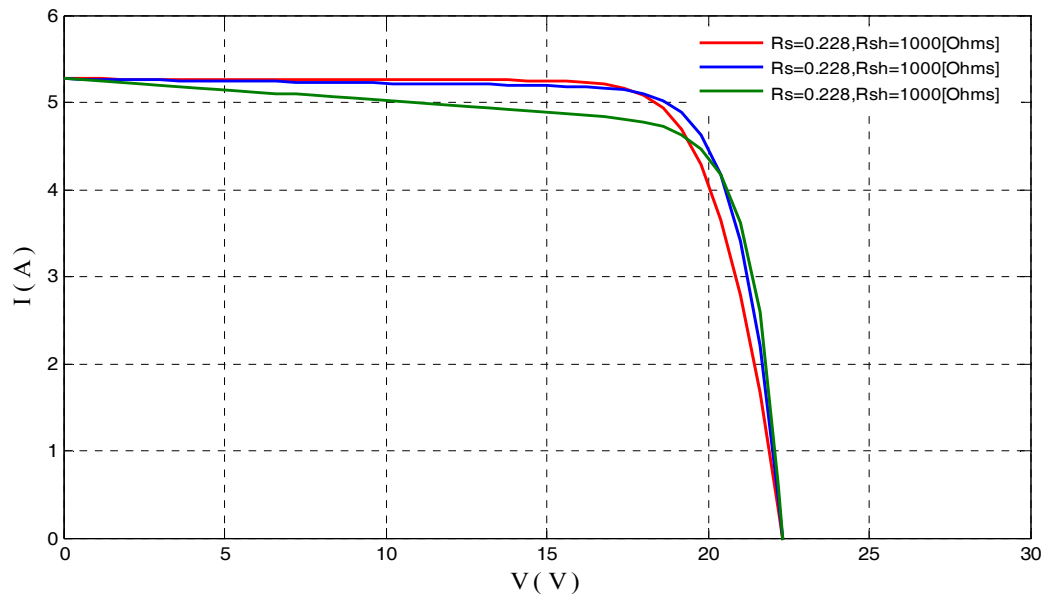


Figure I.16. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

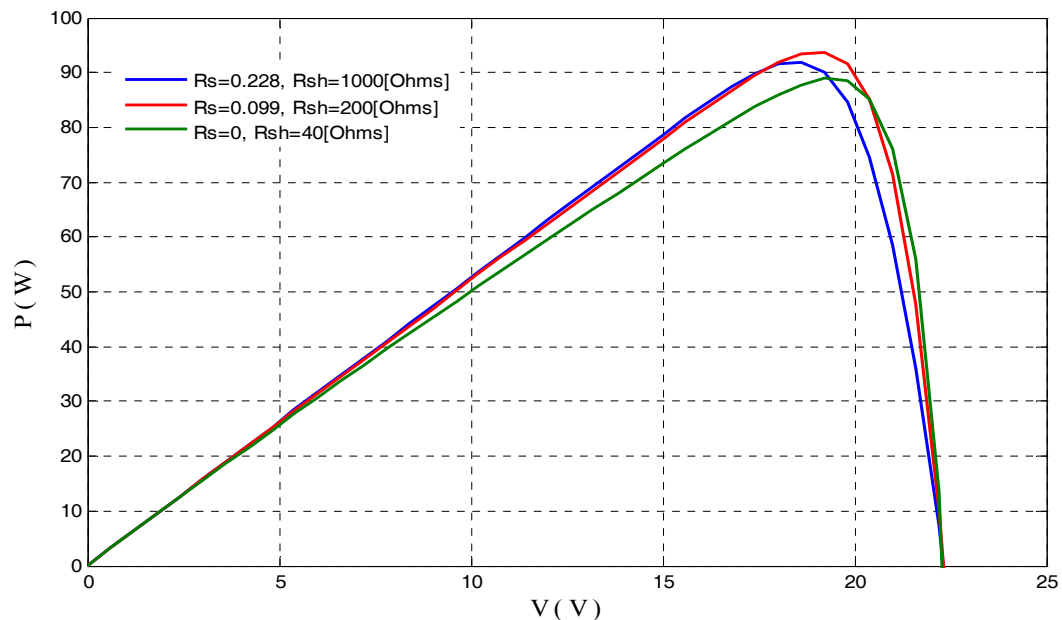


Figure I.17. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à une exponentielle

On remarque, que l'influence de la variation simultanée des paramètres internes de la cellule photovoltaïque est moins importante que celle des paramètres météorologiques.

I.3.2. Modèle à deux diodes

C'est le modèle qui décrit le mieux la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque (Figure I.18), il prend en compte les différents facteurs physiques, qui se compose d'une source de courant modélisant l'éclairement solaire, les pertes par effet Joule modélisées par les résistances R_{sh} et R_s et deux diodes, l'une caractérise la jonction PN et l'autre modélise le phénomène de recombinaison des porteurs minoritaire.

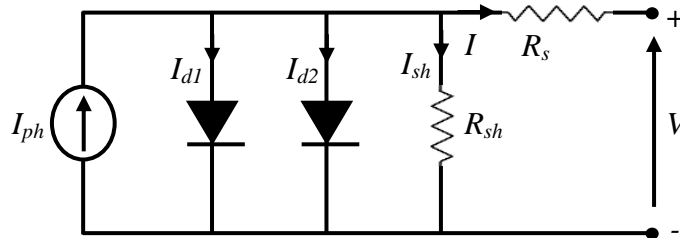


Figure I.18. Schéma électrique équivalent du modèle à deux exponentielles de la cellule solaire

Le courant généré par la cellule solaire est donné par l'expression suivante [11] :

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{sh} \tag{I-15}$$

Où encore :

$$I = I_{ph} - I_{01} \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s \cdot I)}{n_1 kT}\right) - 1 \right] - I_{02} \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s \cdot I)}{n_2 kT}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \tag{I-16}$$

Avec :

$$I_{01} = K_1 \cdot T^3 \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{K.T}\right) \tag{I-17}$$

$$I_{02} = K_2 \cdot T^{5/2} \cdot \exp\left(\frac{-E_g}{K.T}\right) \tag{I-18}$$

Où :

$$K_1 = 1.2 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^3.$$

$$K_2 = 2.9 \text{ A/cm}^2 \cdot \text{K}^{5/2}.$$

I.3.2.1. Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque

Le modèle électrique de générateur photovoltaïque est donné par la figure suivante [6][12]:

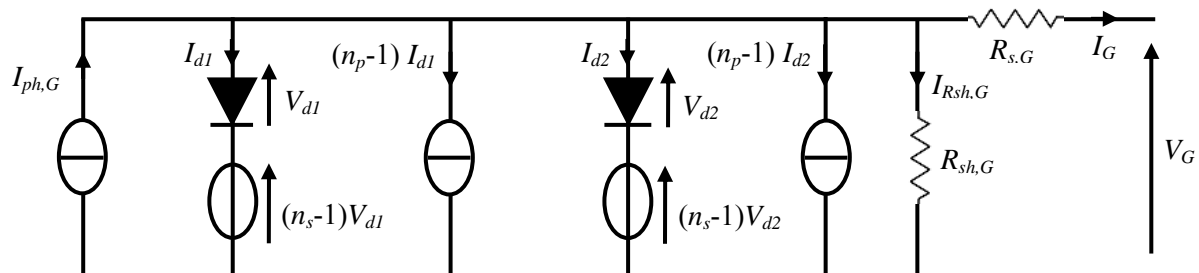


Figure I.19. Schéma électrique équivalent d'un générateur photovoltaïque du modèle à deux exponentielles

L'équation de la caractéristique courant-tension d'un générateur photovoltaïque peut s'écrire comme suit [3] :

$$I = n_p I_{ph} - n_p I_{01} \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{n_s n_1 K T}\right) - 1 \right] - n_p I_{02} \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{n_s n_2 K T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (I-19)$$

I.3.2.2. Schéma bloc

Le schéma bloc du générateur photovoltaïque utilisant le modèle à deux exponentielles de la cellule solaire sous *MATLAB/Simulink* est donné par la figure I.20.

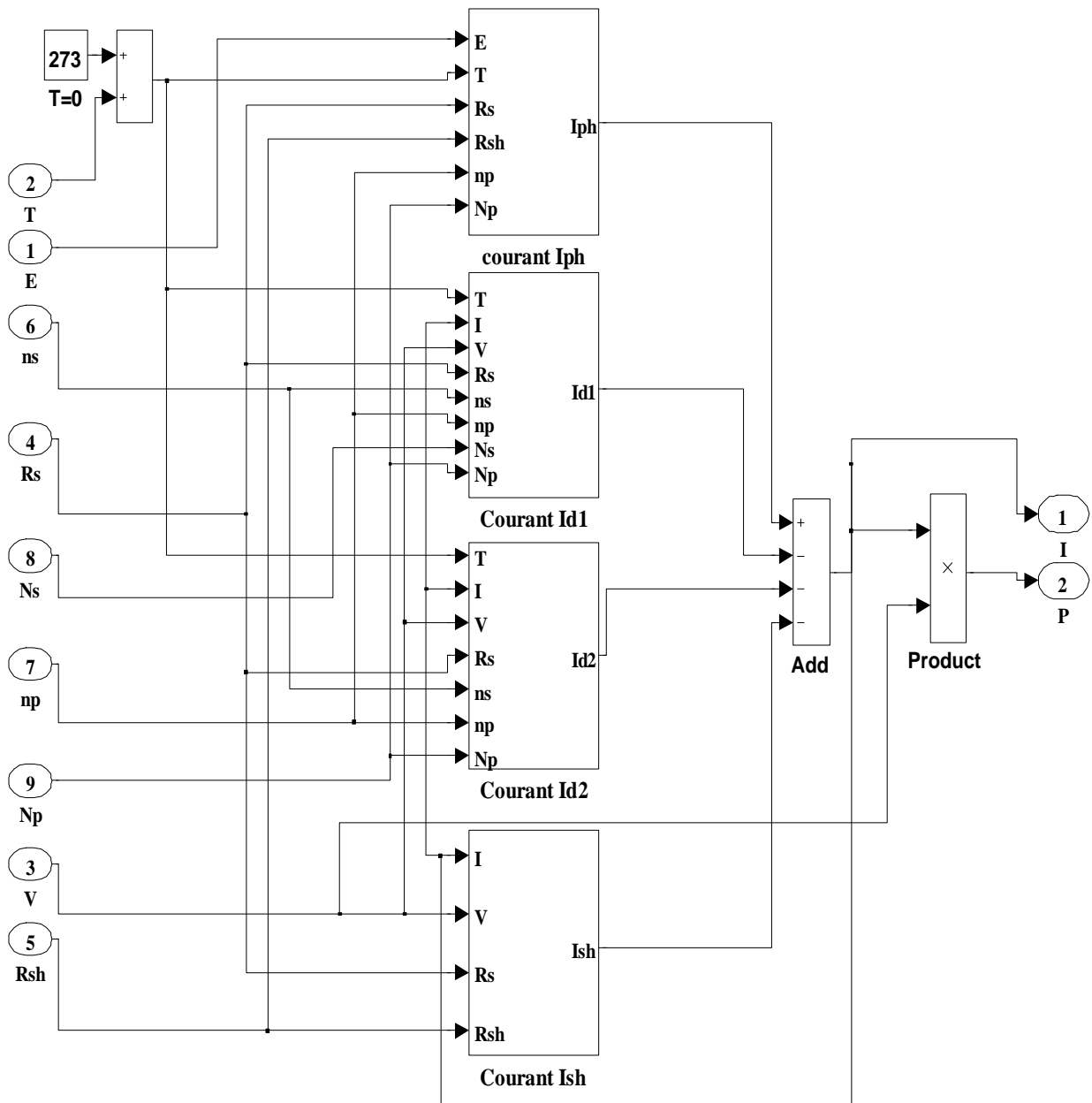


Figure I.20. Schéma bloc du GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

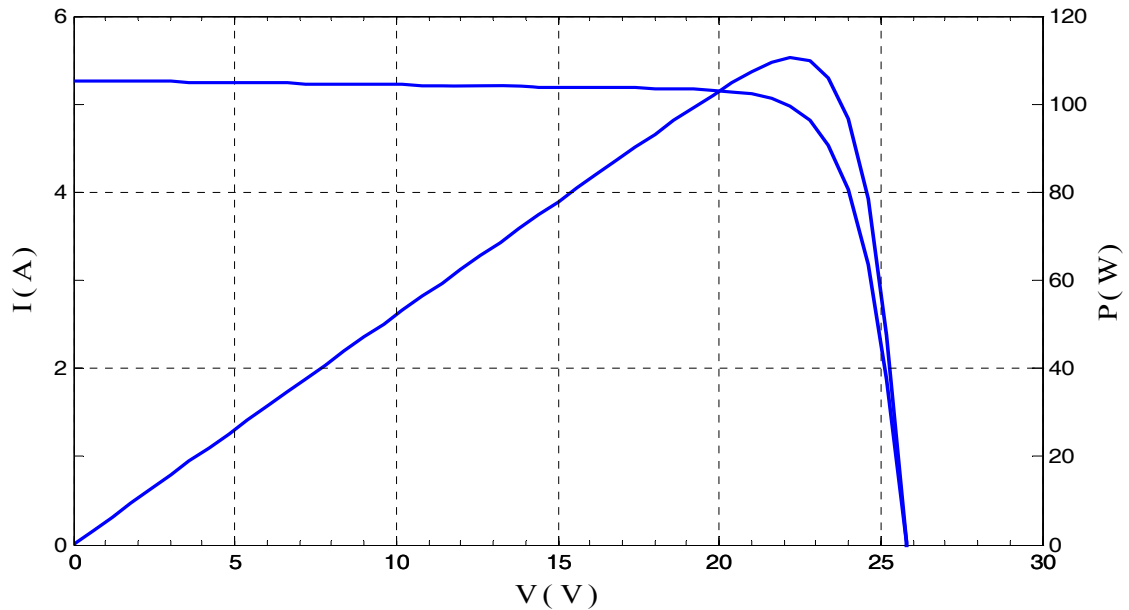


Figure I.21. Caractéristiques (I - V) et (P - V) d'un générateur photovoltaïque du modèle à deux exponentielles

La figure I.21 représente les caractéristiques (I - V) et (P - V) du générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à deux exponentielles lors d'un fonctionnement sous les conditions standards.

I.3.2.3. Influence des paramètres météorologiques sur le fonctionnement du GPV

I.3.2.3.1. Influence de l'éclairement

Les figures I.22 et I.23 représentent les caractéristiques (I - V) et (P - V) d'un GPV en utilisant le modèle à deux exponentielles pour différentes valeurs de l'éclairement, à une température constante.

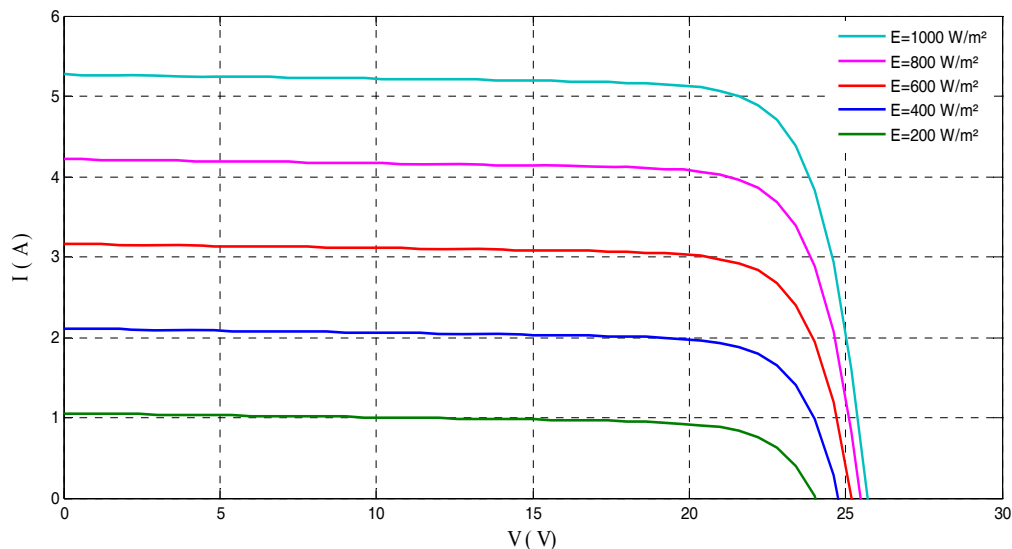


Figure I.22. Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

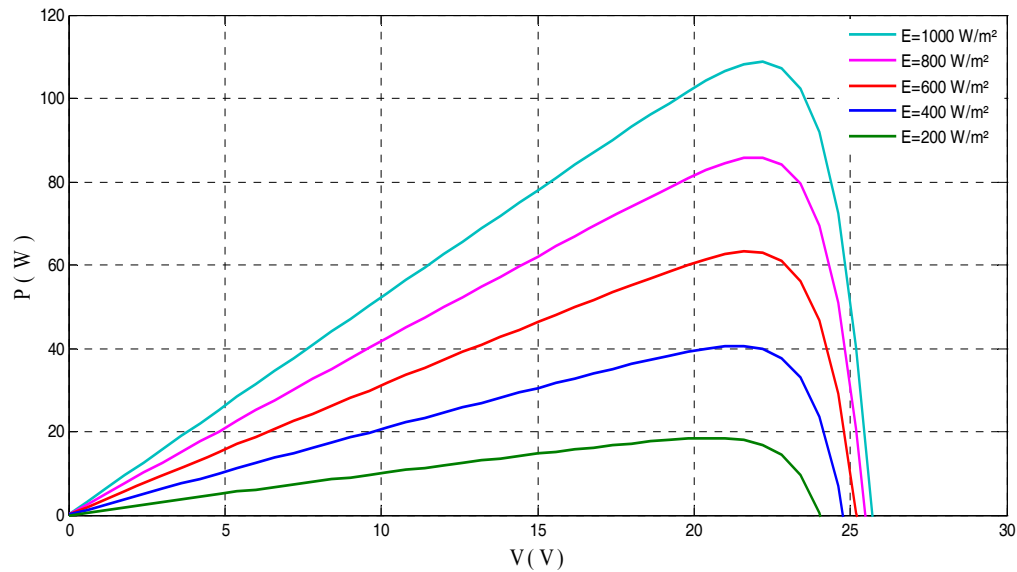


Figure I.23. Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

On remarque que la variation de l'éclairement influe visiblement sur le courant de court circuit et peu sur la tension de circuit ouvert par conséquent la variation de PPM proportionnellement à l'éclairement.

I.3.2.3.2. Influence de la température

Les figures I.24 et I.25 illustrent l'influence de la température sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) d'un GPV en utilisant le modèle à deux exponentielles pour différentes valeurs de la température, à un éclairement constant.

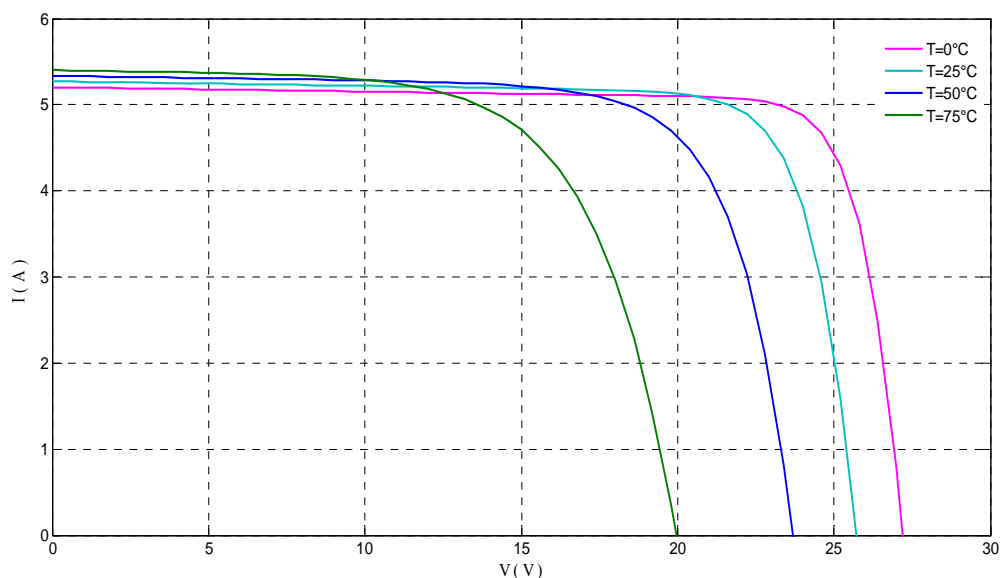


Figure I.24. Influence de la température sur la caractéristique courant-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

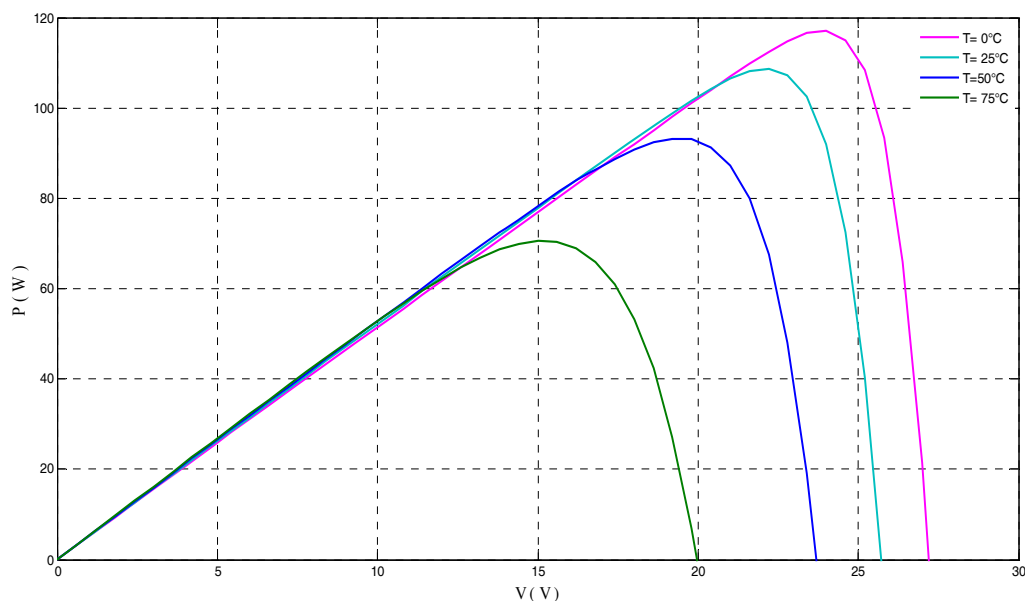


Figure I.25. Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

On observe que lorsque la température augmente, la tension du circuit ouvert diminue considérablement alors que le courant du court circuit augmente légèrement.

I.3.2.3.3. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement

En temps réelle la variation de la température et de l'éclairement se fait simultanément d'où la nécessité d'étudier le comportement de la cellule photovoltaïque vis-à-vis de la variation simultanée de ces deux paramètres météorologiques.

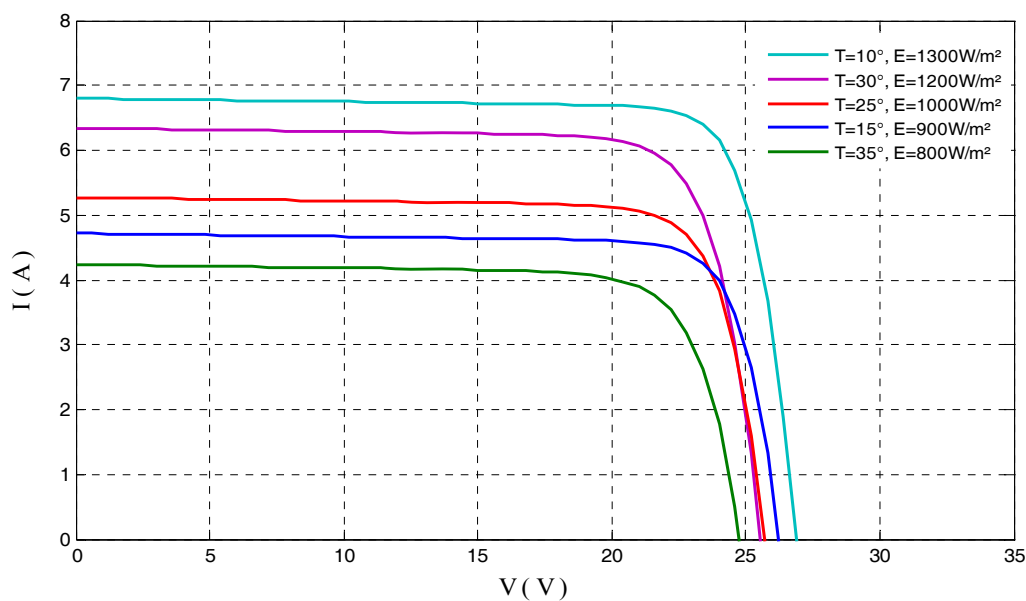


Figure I.26. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à deux exponentielles

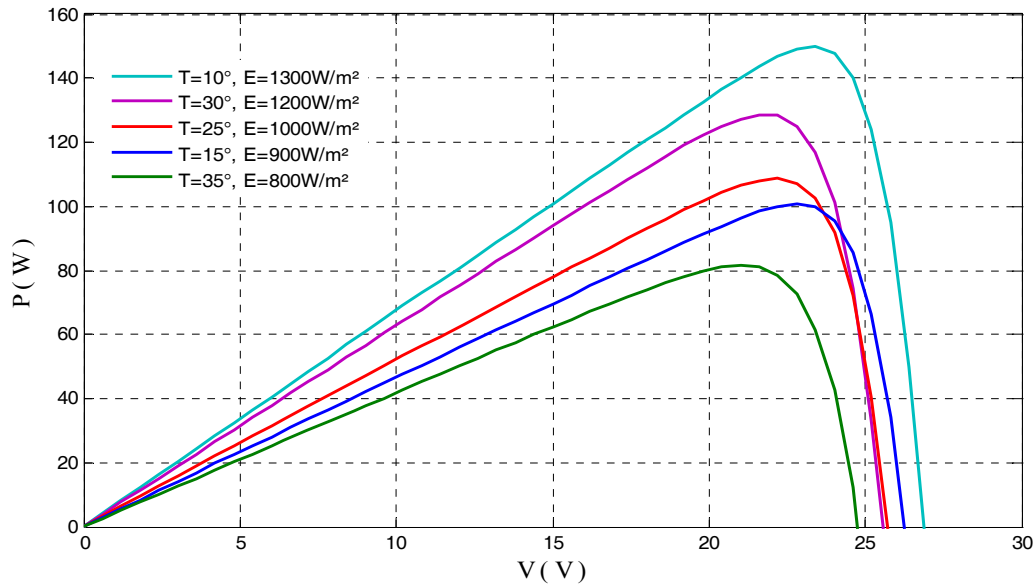


Figure I.27. Influence de la variation simultanée de la température et de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à deux exponentielles

On observe, que la variation simultanée des paramètres météorologique induit une variation simultanée de la V_{oc} et de I_{sc} se qui mène a une variation aléatoire de PPM. D'où le comportement de la cellule photovoltaïque est aléatoire donc un décroissement du rendement.

I.3.2.4. Influence des paramètres internes de la cellule PV sur le fonctionnement de GPV

I.3.2.4.1. Influence de la résistance série

Les figure I.28 et I.29 présentent respectivement l'effet de la résistance série sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du GPV utilisant le modèle à deux exponentielles.

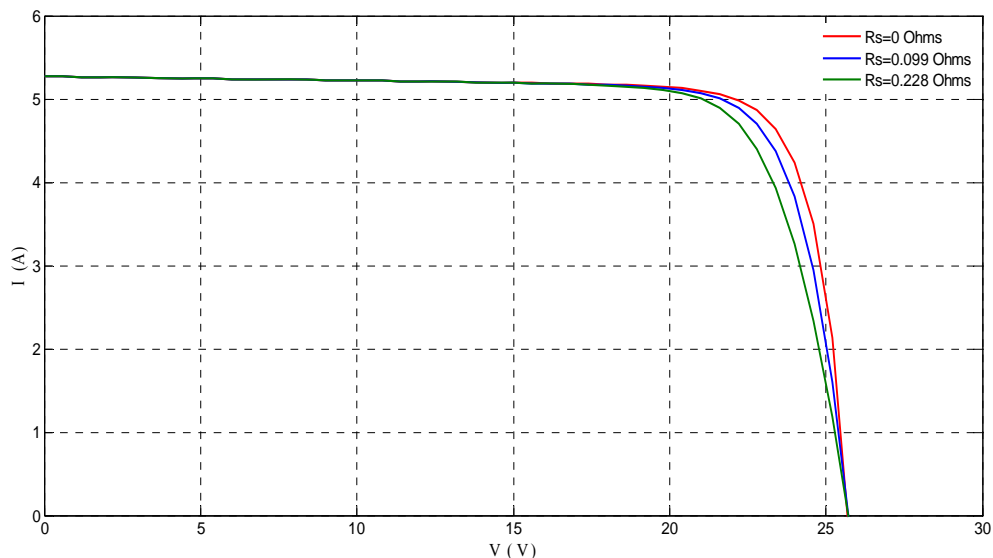


Figure I.28. Influence de résistance série sur la caractéristique courant-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

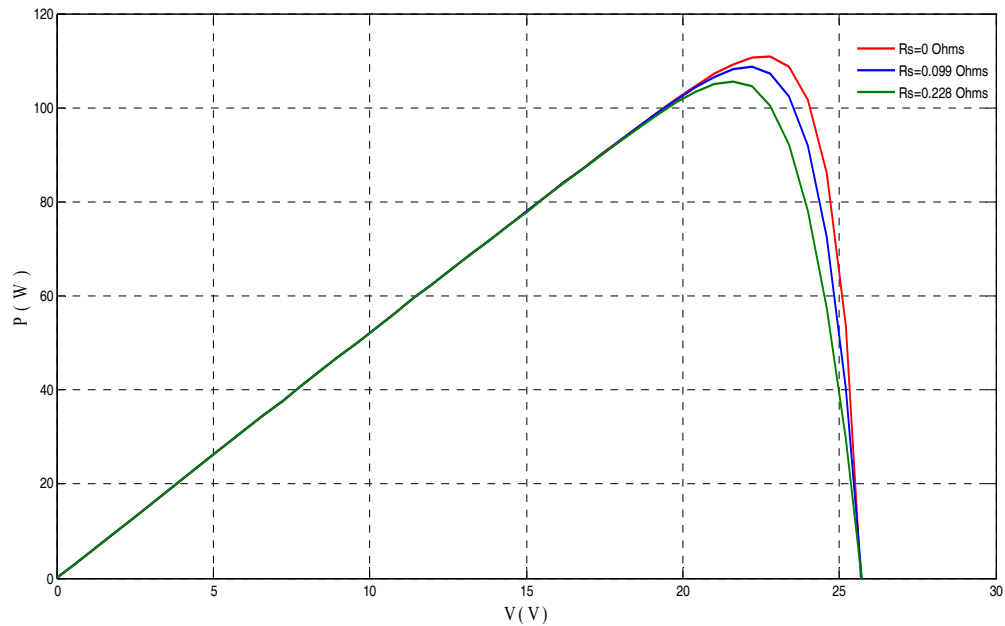


Figure I.29. Influence de résistance série sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

On note que les performances du générateur photovoltaïque diminuent considérablement avec l'augmentation de la R_s , ce qui est défavorable au rendement.

I.3.2.4.2. Influence de la résistance shunt

Les figures I.30 et I.31 présentent respectivement l'effet de la résistance shunt sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du GPV utilisant le modèle à deux exponentielles.

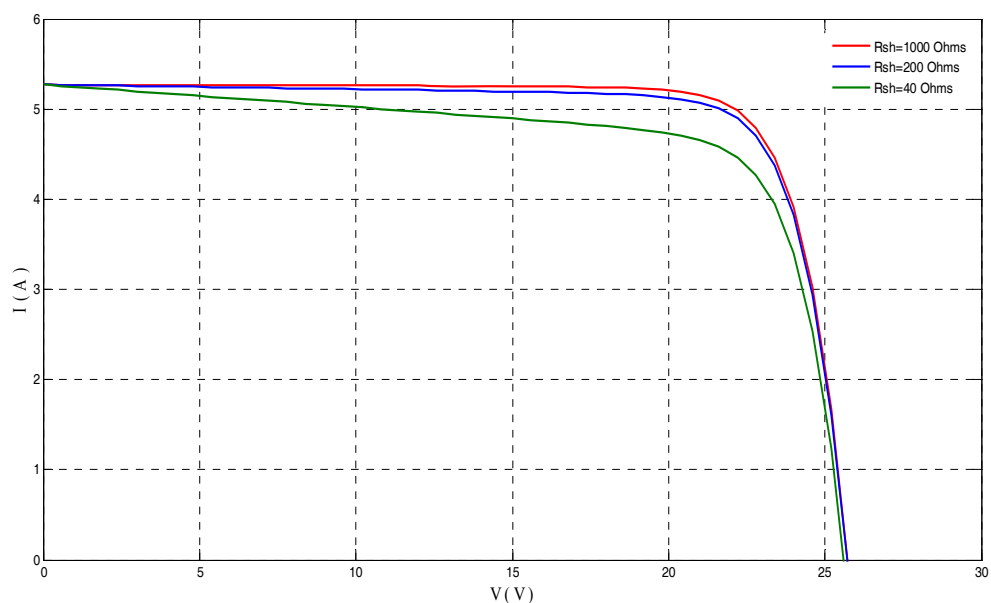


Figure I.30. Influence de résistance shunt sur la caractéristique courant-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

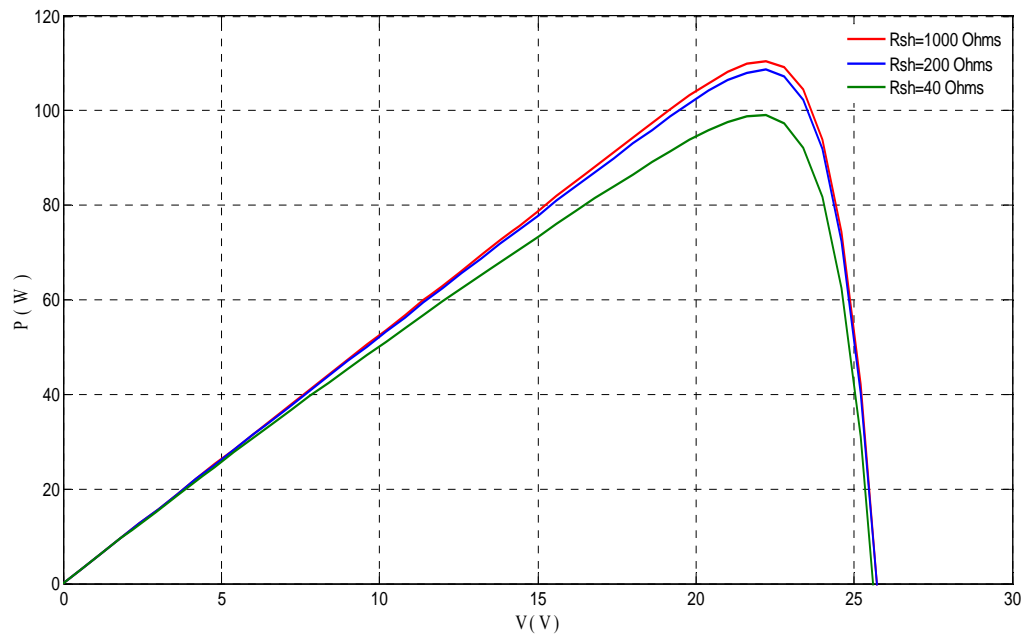


Figure I.31. Influence de résistance shunt sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV utilisant le modèle à deux exponentielles

Les figures I.30 et I.31 montrent que l'augmentation de R_{Sh} se traduit par une augmentation de la courbe de puissance dans la zone correspondant à un fonctionnement comme source de courant.

I.3.2.4.3. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt

Les figures I.32 et I.33 présentent l'influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur les caractéristiques ($I-V$) et ($P-V$) du générateur photovoltaïque.

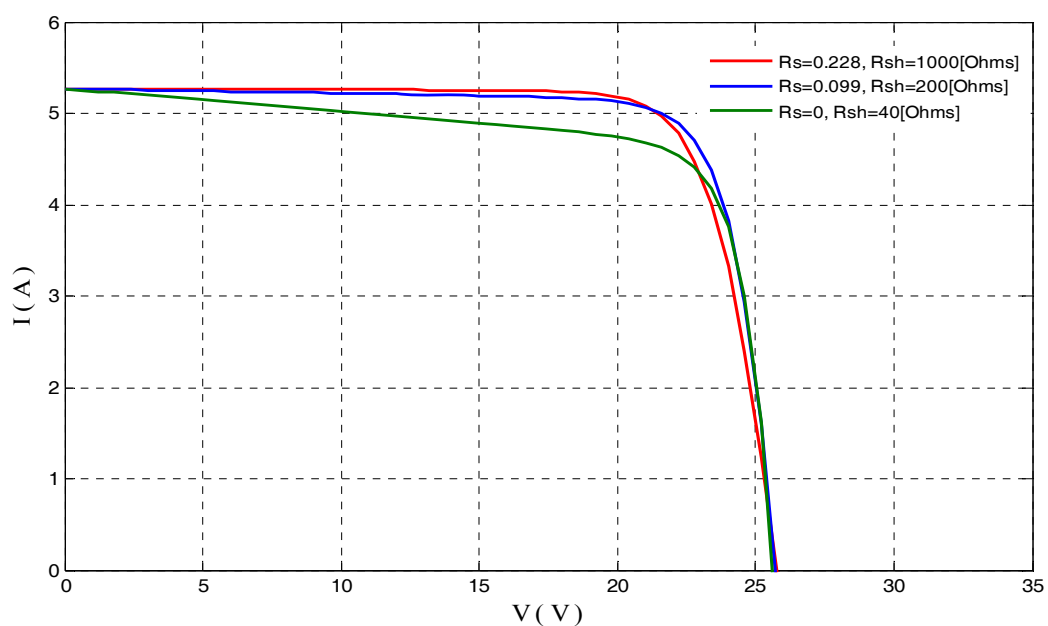


Figure I.32. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur la caractéristique courant-tension d'un GPV modèle à deux exponentielles

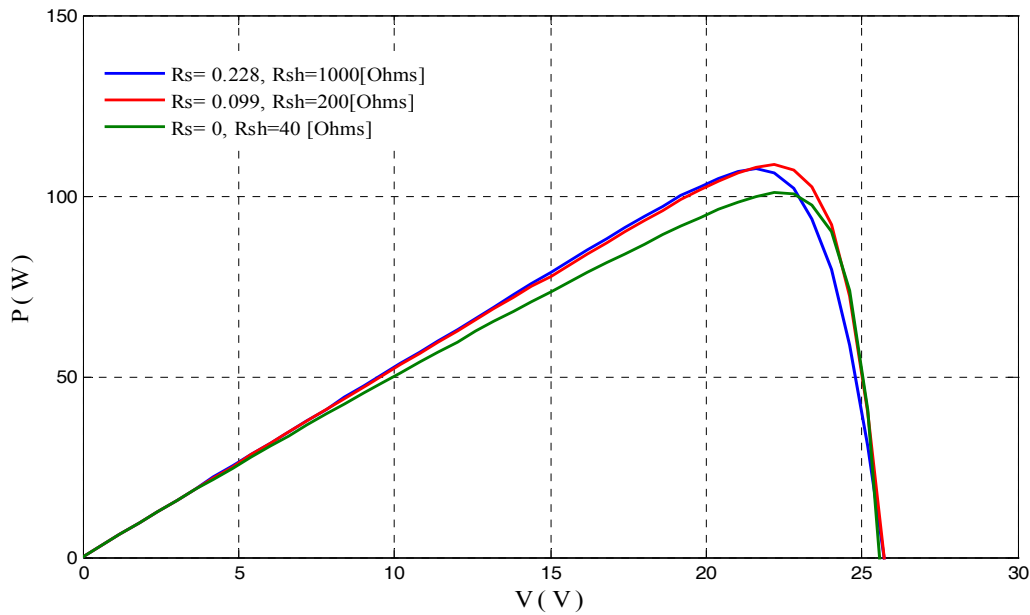


Figure I.33. Influence de la variation simultanée des résistances série et shunt sur la caractéristique puissance-tension d'un GPV modèle à deux exponentielles

L'influence de la variation simultanée de R_s et R_{sh} est moins importante que celle des paramètres météorologiques. Par conséquent, dans la suite de notre étude en prendras compte que de la variation de ces derniers.

I.3.3. Comparaison des deux modèles

Le tableau I.1 représente l'étude comparative entre les deux modèles du générateur photovoltaïque.

Modèle	Tension de circuit ouvert V_{oc} [V]	Courant de court circuit I_{sc} [A]	Puissance maximale P_{max} [W]
Une diode	22.2	5.2	92
Deux diodes	25.8	5.2	110

Tableau I.2. Comparaison entre les deux modèles

D'après le tableau I.1, on remarque que les caractéristiques obtenues par le modèle à deux diodes sont meilleurs que celles obtenues par le modèle à une diode. Par conséquent, pour la suite de notre travail on utilisera le model à deux diodes.

I.3.4. Modélisation d'un champ photovoltaïque

Les modules PV sont les éléments de base de tout système photovoltaïque. Ils peuvent être branchés en série pour augmenter leur tension d'utilisation et en parallèle pour augmenter leur courant. Cet ensemble est appelé le champ de modules PV (Figure I.34). L'énergie fournie par le champ peut être utilisée pour charger des batteries qui fourniront l'électricité au moment voulu.

Elle peut aussi être utilisée en reliant directement les modules à la charge sans les batteries, ou en les branchant sur un réseau électrique. Il est également possible de combiner la sortie du champ PV avec d'autres sources d'énergie telles une génératrice ou une éolienne qui serviront d'appoint, si l'ensoleillement n'est pas suffisant.



Figure I.34. Composantes d'un champ de modules photovoltaïques

Le courant et la tension en sortie du champ de modules photovoltaïques utilisant le modèle à une diode sont liés par la relation suivante

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q \left(\left(\frac{V}{N_s} \right) + \left(\frac{I}{N_p} \right) R_s \right)}{n_s n k T} \right) - 1 \right) - n_p N_p \frac{\left(\left(\frac{V}{N_s} \right) + \left(\frac{I}{N_p} \right) R_s \right)}{R_{sh}} \quad (\text{I-20})$$

Où :

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_0 \left(\exp \left(\frac{q(V + IR_s)}{n_s N_s k n_1 T} \right) - 1 \right) - \frac{(V + IR_s)}{R_{sh}} \quad (\text{I-21})$$

Pour le modèle à deux diodes le courant est lié à la tension par la relation suivante:

$$I = n_p N_p I_{ph} - n_p N_p I_{01} \left(\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{n_1 n_s N_s k T} \right) - 1 \right) - n_p N_p I_{02} \left(\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{n_2 n_s N_s k T} \right) - 1 \right) - \frac{(V + R_s I)}{R_{sh}} \quad (\text{I-22})$$

$$P = VI \quad (\text{I-23})$$

I.3.4.1. Association en parallèle

En additionnant des modules identiques en parallèle [13], la tension de la branche est égale à la tension de chaque module et l'intensité augmente proportionnellement au nombre de modules en parallèle dans la branche (Figure I.35).

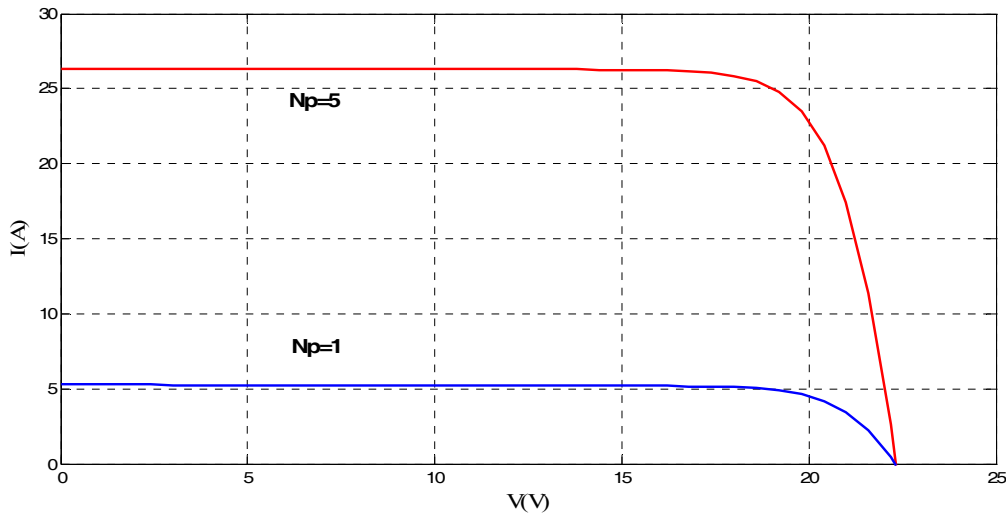


Figure I.35. Champ de Cinq générateurs photovoltaïques associés en parallèle

I.3.4.2. Association en série

En additionnant des cellules ou des modules identiques en série [13], le courant de la branche reste le même mais la tension augmente proportionnellement au nombre de cellules (modules) en série (Figure I.36).

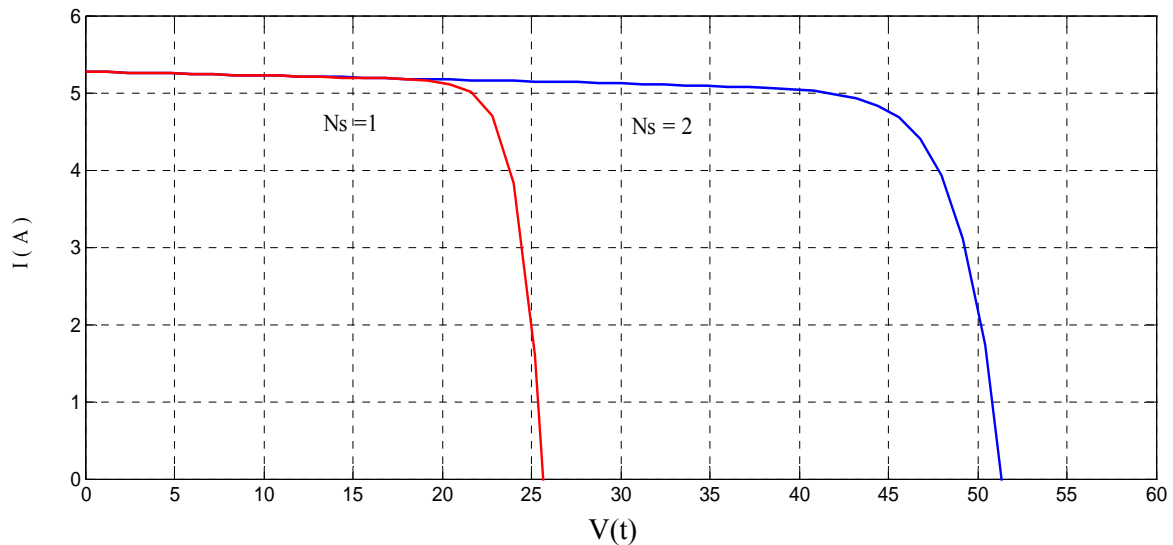


Figure I.36. Champ de deux générateurs photovoltaïques associés en série

I.4. Batteries de stockage

Le système tampon utilisé le plus souvent pour les systèmes photovoltaïques, est la batterie d'accumulateurs électrochimiques [14]. Les deux types de batteries, utilisés le plus couramment dans les systèmes photovoltaïques, sont les batteries avec accumulateurs au plomb-acide (Pb acide) et les batteries avec accumulateurs au nickel-cadmium (Ni-Cd). La batterie au plomb-acide est la plus connue, étant utilisée depuis plus de 150 ans pour fournir le courant de démarrage des voitures.

Une modélisation du circuit électrique de la batterie plomb-acide qui a été proposée dans la littérature [15], est la suivante :

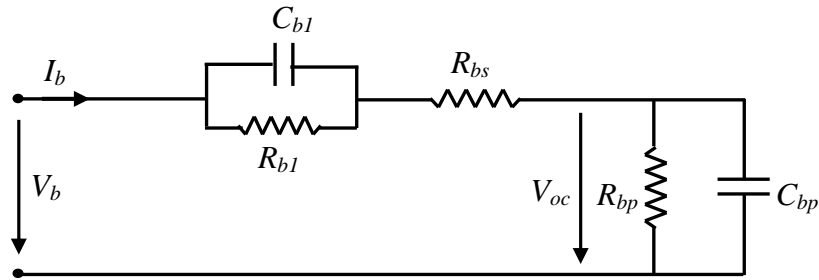


Figure I.37. Modèle équivalent de batterie

C_b est la capacité électrochimique de la batterie ; elle est donnée par l'expression générale de l'énergie :

$$E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (I-23)$$

Avec C étant la capacité et V_c la tension du condensateur à la différence d'un condensateur, la tension d'une batterie ne sera pas égale à zéro à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie E_{cmin} . La capacité entièrement chargée de la batterie est représentée par un niveau maximum de charge. Ceci est indiqué par l'équation suivante :

$$E_b = E_{C_{max}} - E_{C_{min}} = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{max}^2 - V_{min}^2) \quad (I-24)$$

L'énergie E_b est donnée par le constructeur de la batterie directement en kilowatt par heure (kWh). Les tensions V_{max} et V_{min} sont la tension maximale et la tension minimale de la batterie en circuit ouvert respectivement. L'équation (I-24) devient :

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{max}^2 - V_{min}^2} \quad (I-25)$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances R_{bs} et R_{b1} en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaque est représentée par la résistance R_{bs} tandis que la résistance R_{b1} représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie V_b dès qu'une charge sera reliée. On peut exprimer la tension de batterie en fonction de la tension en circuit ouvert et des autres composants R_{b1} , R_{bs} et C_{b1} et avec la constante de temps $\tau = R_{b1} C_{b1}$.

$$V_b = V_{oc} + R_{b1} \left(1 - e^{-t/\tau} \right) i_b + R_{bs} i_b \quad (I-26)$$

Une autre caractéristique très importante d'une batterie est la décharge spontanée, représentée par la résistance R_{bp} parallèle avec un condensateur principal C_{bp} . Elle est provoquée par électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de batterie aux basses tensions.

Le circuit sur la figure I.38 exprime l'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide :

$$Z(s) = R_{bs} + \left(\frac{R_{b1}}{R_{b1}C_{b1}s + 1} \right) + \left(\frac{R_{bp}}{R_{bp}C_{bp}s + 1} \right) \quad (I-27)$$

D'où :

$$Z(s) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{b_2s^2 + b_1s + b_0} \quad (I-28)$$

Les coefficients a_i et b_j sont employés pour représenter les différents composants:

$$\begin{cases} a_2 = R_b b_2 \\ a_1 = R_{bs} b_1 + R_{b1} R_{bp} (C_{b1} + C_{bp}) \\ a_0 = R_b s + R_{b1} + R_{bp} \\ b_2 = R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp} \\ b_1 = R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp} \\ b_0 = 1 \end{cases} \quad (I-29)$$

C'est la forme finale du modèle mathématique de la batterie plomb-acide.

Ces équations peuvent être implantées directement dans un bloc Simulink de fonction de transfert présenté par la figure I.38.

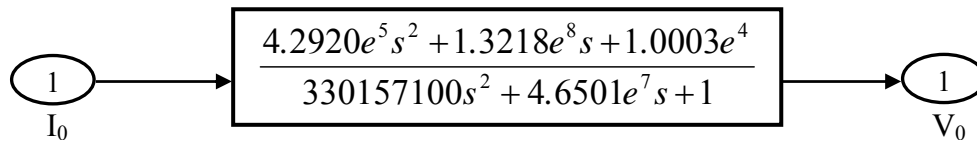


Figure I.38. Modèle équivalent de batterie

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à une et à deux exponentielles.

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de déduire que le modèle à deux diodes est le modèle le plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement du GPV car les caractéristiques obtenues par ce modèle sont très proches de celles du GPV réel.

Comme les caractéristiques du générateur photovoltaïque dépendent des paramètres internes de ce dernier et des paramètres météorologiques, il nous a paru nécessaire d'étudier l'influence de ces paramètres sur les caractéristiques de sortie des générateurs photovoltaïques.

Par ailleurs, nous avons constaté que l'influence de la variation des paramètres internes de la cellule sur les caractéristiques du GPV est moins importante que celle des paramètres météorologiques. Ainsi, dans la suite de notre travail on s'intéressera uniquement à l'étude de l'influence des paramètres météorologiques sur les caractéristiques du générateur photovoltaïque.

L'élaboration d'un modèle de dispositif de stockage afin de garantir une disponibilité permanente et constante de l'énergie quelles que soient les variations météorologiques a été, également, abordée dans ce chapitre.

Dans le prochain chapitre, nous allons étudier les différentes techniques d'extraction du point de puissance maximale du générateur photovoltaïque.

CHAPITRE II

LES CONVERTISSEURS DC/DC ET LES DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU PPM

CHAPITRE II

LES CONVERTISSEURS DC/DC ET LES DIFFERENTES METHODES DE POURSUITE DU PPM

II.1. Introduction

L'adaptation d'impédance entre un générateur photovoltaïque (*GPV*) et une charge est un problème technologique que signifie essentiellement le transfert du maximum de puissance du générateur photovoltaïque à la charge.

Un *GPV* présente des caractéristiques courant-tension non linéaires avec des *PPM*. Ces caractéristiques dépendent entre autre du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le *GPV* débite, nous pouvons trouver un très grand écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe. Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du *GPV* et de la transférer à la charge, la technique utilisée consiste à utiliser un étage d'adaptation entre le *GPV* et la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle, le transfert maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de P_{max} disponible [16]. Le circuit de base d'un système de poursuite du point de puissance maximale est un convertisseur *DC/DC* piloté par un circuit de commande, afin d'extraire la totalité de la puissance produite par le *GPV*.

Des lois de commandes spécifiques existent pour amener des dispositifs à fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques. Le principe de ces commandes consiste à agir sur le rapport cyclique du hacheur de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

Plusieurs solutions ont été proposées pour l'algorithme de recherche du *PPM* commandant le convertisseur statique ; dans ce chapitre, nous élaborons trois techniques à savoir :

- Algorithme de contrôle de *PPM* Perturbation & Observation (*P&O*) ;
- Algorithme Conductance Incrémentale ;
- Algorithme des ensembles Flous.

II.2. Convertisseurs continu/continu (*DC/DC*)

Les circuits des hacheurs se composent de condensateurs, d'inductances et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements [14]. Le commutateur est réalisé avec un dispositif semi-conducteur, habituellement un transistor *MOSFET* ou un *IGBT*.

Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante f avec un temps de fermeture égal à (δT) et un temps d'ouverture égal $((1-\delta)T)$, où :

- T est la période de commutation qui est égale à $1/f$.
- δ le rapport cyclique du commutateur ($\delta \in [0, 1]$) (Figure II.1).

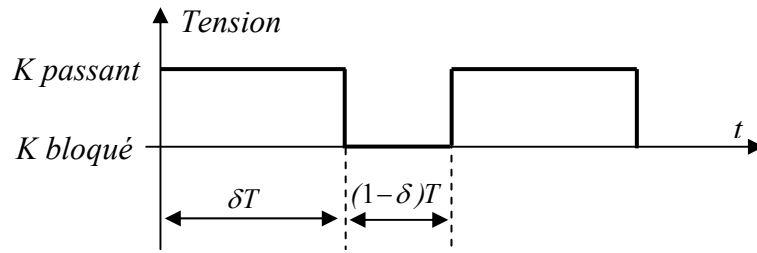


Figure II.1. Représentation de la sortie d'un commutateur en ouverture/fermeture sur une période

Il y a différents types de convertisseurs *DC-DC*. Une première distinction est à faire entre le convertisseur à isolement galvanique entre la sortie et l'entrée et le convertisseur qui présente une borne commune entre l'entrée et la sortie.

Dans les convertisseurs à stockage d'énergie, on distingue [14]:

- Les éleveurs (*Boost*) dans lesquels $V_o > V_i$;
- Les abaisseurs (*Buck*) dans lesquels $V_o < V_i$;
- Les abaisseurs-éleveurs (*Buck-Boost*), mélange entre les deux précédents.

II.2.1. Convertisseur *Buck*

Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion $M=V_o/V_i$ change avec le rapport cyclique du commutateur.

La figure II.2 représente un convertisseur *DC-DC Buck* [15] où :

- L'inductance et les capacités (L, C_1, C_2) permettent essentiellement de filtrer le courant et de minimiser le taux d'ondulation de la tension à l'entrée et à la sortie des convertisseurs [17].

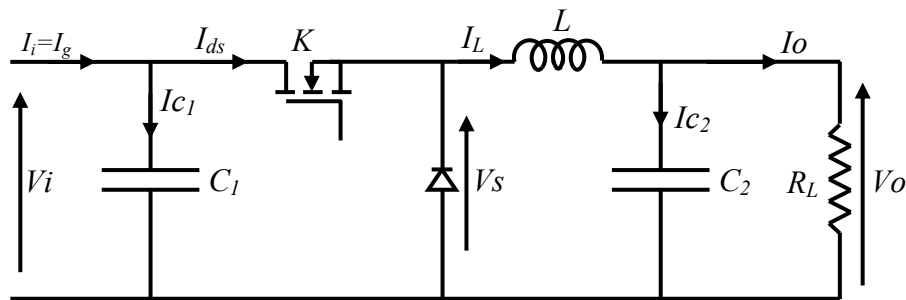


Figure II.2. Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type Buck

- la diode D est une diode « roue libre ». elle permet d'évacuer pendant le blocage de l'interrupteur, l'énergie stockée dans la self.

Donc, Dans la première fraction δT le transistor est dans un état de saturation alors l'inductance

L se charge d'énergie $\left(\frac{L I_g^2}{2}\right)$ avec augmentation du courant I_L . Dans la deuxième fraction de

temps $(1-\delta)T$ l'inductance L libère cette énergie à la charge avec une diminution de courant I_L .

Aussi le circuit peut est décomposé en deux circuits linéaires qui correspondent chacun à une position de l'interrupteur K [18].

II.2.1.1. Modèle mathématique équivalent

Pour extraire le modèle mathématique du convertisseur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (K fermé, et K ouvert), ensuite donner son modèle approximé, qui englobe les différentes grandeurs moyennes d'entrée et de sortie du convertisseur [19].

La figure II.3 donne les schémas équivalents d'un hacheur *Buck* dans les deux intervalles de temps.

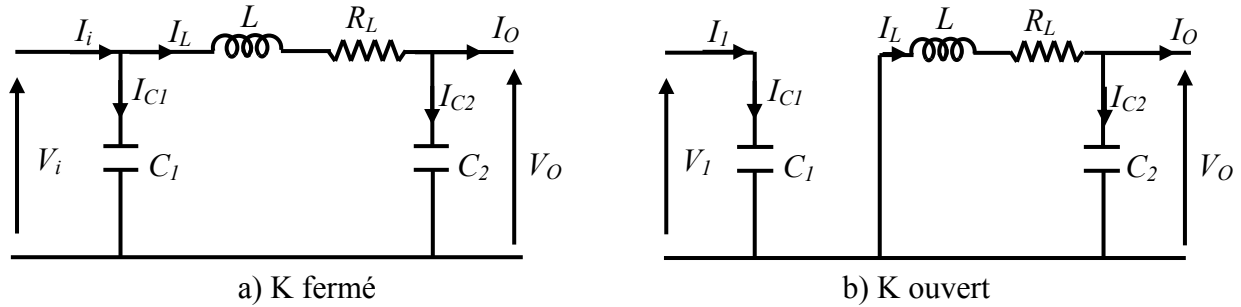


Figure II.3. Circuits équivalents du convertisseur *Buck*

Les variables dynamiques du circuit sont i_L , v_{C1} , v_{C2} , associés aux composants dynamiques L , C_1 , C_2 . Les équations qui relient les dérivées $\frac{di_L}{dt}$ et $\frac{dv_C}{dt}$, avec les variables d'entrée et de sortie ainsi que les composantes de convertisseur et les variables dynamiques i_L , v_C sont de la forme [19]:

$$\frac{dv_C}{dt} = f(i_L, v_C, L, R_L, C) \quad (\text{II-1})$$

$$\frac{di_L}{dt} = g(i_L, v_C, L, R_L, C) \quad (\text{II-2})$$

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits, on obtient les systèmes d'équations suivants :

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - i_L \\ I_{C2} = C_2 \frac{dV_0}{dt} = i_L - I_0 \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = V_i - V_0 \end{cases} \quad (0 < t < \delta.T) \quad (\text{II-3})$$

$$\begin{cases} I_{C1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i \\ I_{C2} = C_2 \frac{dV_0}{dt} = i_L - I_0 \\ V_L = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = -V_0 \end{cases} \quad (\delta.T < t < T) \quad (\text{II-4})$$

On considère que la variation des grandeurs dynamiques i_L , V_s , V_o est linéaire [17].

Dans ces conditions, on obtient le modèle dynamique du convertisseur *Buck* :

$$\begin{cases} i_s = \frac{1}{\delta} (I_i - C_1 \frac{dV_i}{dt}) \\ i_o = i_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = \frac{1}{\delta} (L \frac{di_L}{dt} + V_o + R_L i_L) \end{cases} \quad (0 < t < T) \quad (\text{II-5})$$

II.2.1.2. Ondulation dans l'inductance

La tension aux bornes de L est donnée par :

$$V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{d[\langle I_L \rangle + \tilde{i}_s]}{dt} \quad (\text{II-6})$$

Soit :

$$V_s - V_o = L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \quad (\text{II-7})$$

Le fait de supposer que la période de hachage est largement inférieure aux constantes de temps du système, l'évolution du courant dans L peut être considéré comme linéaire (Figure II.4).

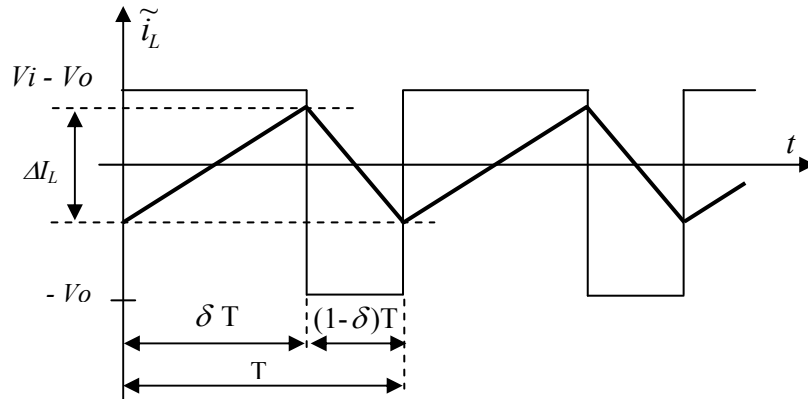


Figure II.4. Ondulation du courant dans l'inductance

On distingue deux phases :

Phase 1 : ($0 < t < \delta T$) : K est fermé ; l'équation (II-7) devient :

$$Vi - Vo = L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = L \frac{\Delta \tilde{i}_L}{\Delta t} \quad (\text{II-8})$$

En remplaçant Vo par sa valeur, on obtient :

$$(1 - \delta)Vi = L \frac{d\tilde{i}_L}{\delta T} = L \frac{\Delta L}{\delta T} \quad (\text{II-9})$$

L'ondulation du courant dans l'inductance est, donc, donnée par :

$$\Delta L = \frac{\delta(1 - \delta)Vi}{Lf} \quad (\text{II-10})$$

L'équation (II-10) est utilisée pour dimensionner l'inductance L , telle que :

$$L = \frac{\delta(1-\delta)V_i}{\Delta I_L f} \quad (\text{II-11})$$

V_i et f sont des paramètres constants, en revanche δ varie suivant le point de fonctionnement. A partir de la relation (II-11), on peut écrire :

$$\frac{\Delta I_L}{V_i} L f = (1-\delta)\delta \quad (\text{II-12})$$

Phase 2 : ($\delta T < t < T$) : K est ouvert, l'équation (II-7) devient :

$$-V_o = L \frac{\Delta \tilde{I}_L}{\Delta t} \quad (\text{II-13})$$

II.2.1.3. Rapport de conversion et rendement

Le rapport de conversion M est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée comme suit :

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \eta \delta \quad (\text{II-14})$$

Où η est le rendement du convertisseur défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie sur la puissance d'entrée :

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{V_o}} \quad (\text{II-15})$$

Les relations II.14 et II.15 donnent :

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_L I_o}{V_o}} \delta = \frac{1}{1 + \frac{R_L}{Z}} \delta \quad (\text{II-16})$$

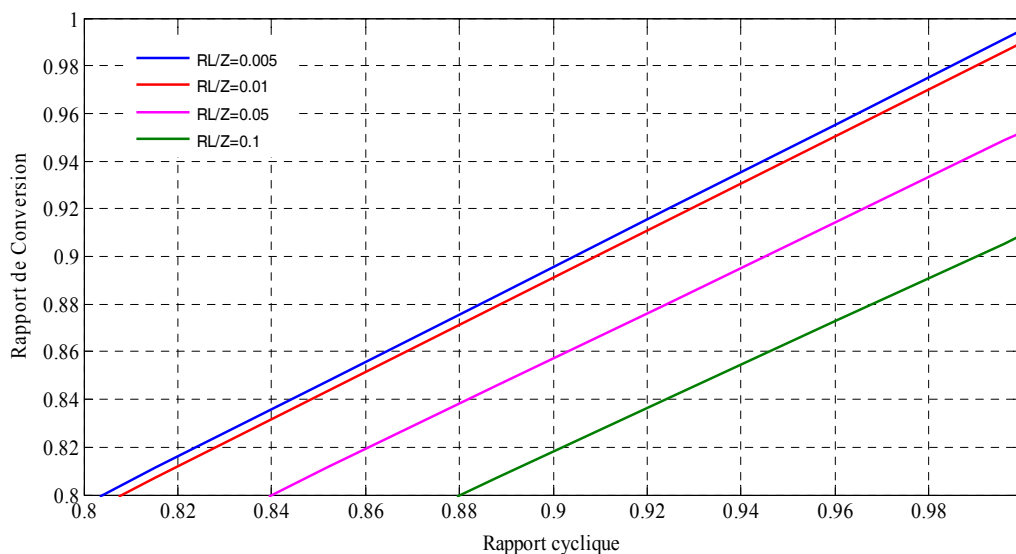


Figure II.5. Rapport de conversion d'un convertisseur *Buck* en fonction de δ

On constate, que le rapport de conversion M reste linéaire en fonction de δ et confiné entre zéro et la valeur du rendement, et que des charges Z importantes causent une grande perte dans le transfert de puissance à travers le convertisseur.

II.2.2. Convertisseur Boost

Le convertisseur *Boost* est connu par le nom d'élevateur de tension. Le schéma de la figure II.6 représente le circuit électrique du *Boost*. Au premier temps δT , le transistor K est fermé, le courant dans l'inductance croît progressivement, et au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Ensuite, le transistor K s'ouvre et l'inductance L s'opposant à la diminution de courant I_L , génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge R_L à travers la diode D [20].

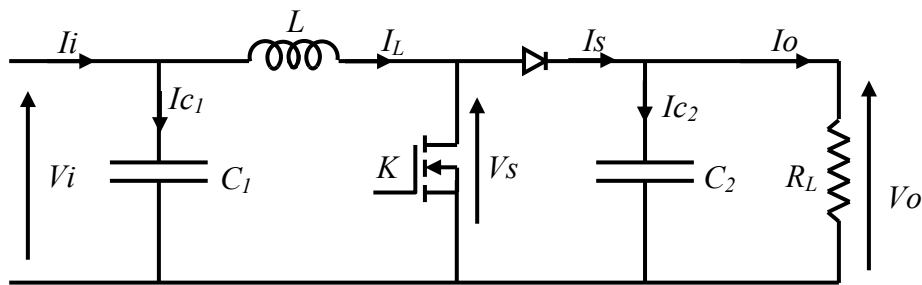


Figure II.6. Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type *Boost*

II.2.2.1. Modèle mathématique équivalent

La figure II.7 représente les schémas équivalents d'un hacheur *Boost* dans les deux intervalles de temps.

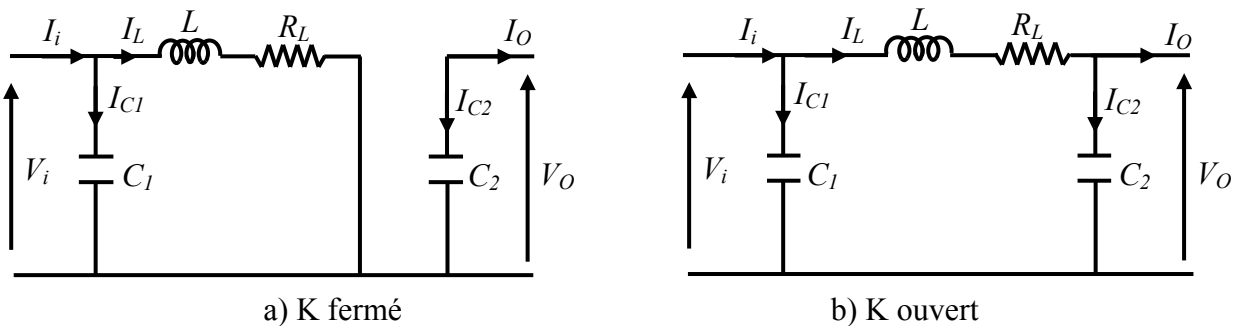


Figure II.7. Circuits équivalents du convertisseur *Boost*

L'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement [11][19]:

$$\begin{cases} I_{c1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{c2} = C_2 \frac{dV_{so}}{dt} = -I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_i \end{cases} \quad (0 < t < \delta T) \quad (\text{II-17})$$

$$\begin{cases} I_{c1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_L \\ I_{c2} = C_2 \frac{dV_o}{dt} = I_L - I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_i - V_o \end{cases} \quad \delta T < t < (1-\delta)T \quad (\text{II-18})$$

En considérant que la variation des grandeurs dynamiques i_s , V_s et V_o est linéaire ; dans ce cas une représentation dynamique sur toute la période de hachage est donnée par [15] :

$$\begin{cases} I_L = I_i - C_1 \frac{dV_i}{dt} \\ I_o = (1-\delta)I_L - C_2 \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = L \frac{dI_L}{dt} + (1-\delta)V_o \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (\text{II-19})$$

Ce mode est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant ces signaux par leurs valeurs moyennes, cela simplifie les systèmes d'équations précédents comme suit.

$$\begin{cases} I_i - I_L = 0 \\ I_o - (1-\delta)I_L = 0 \\ V_i - (1-\delta)V_o - R_L I_L = 0 \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

II.2.2.2. Rapport de conversion et rendement

On peut calculer le rapport de conversion V_o/V_i par l'équation suivante :

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{(1-\delta) + \frac{R_L I_L}{V_o}} = \frac{1}{(1-\delta) + \frac{R_L}{Z}} = \frac{1}{(1-\delta)} \eta \quad (\text{II-21})$$

La variation de M en fonction de δ est donnée dans la figure suivante :

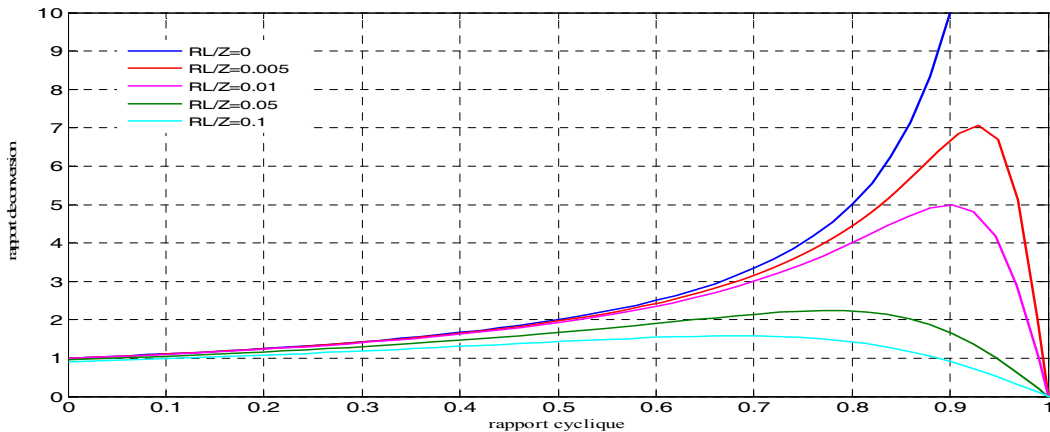


Figure II.8. Rapport de conversion M en fonction de rapport cyclique.

On remarque que le rendement ne dépend pas seulement de la charge complexe Z du convertisseur et des résistances parasites des composants, mais il dépend aussi du rapport cyclique. Ainsi il est recommandé, pour que le Boost fournisse un bon rendement, de ne pas dépasser des rapports cycliques δ supérieur à une certaine valeur, fixée par la qualité de l'inductance et la charge utilisé.

II.2.3. convertisseur *Buck-Boost*

Le convertisseur *Buck-Boost* combine les propriétés des deux convertisseurs précédents. Il est utilisé comme un transformateur idéal qui pourrait s'appliquer à n'importe quelle tension d'entrée afin d'obtenir la tension de sortie désirée [6][12].

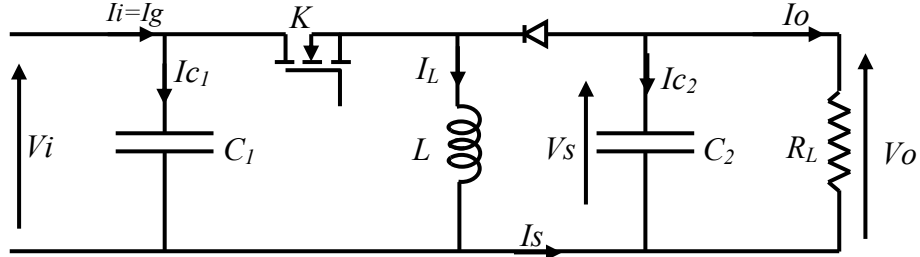


Figure II.9. Circuit électrique d'un convertisseur DC-DC de type *Buck-Boost*

En premier temps, K est fermé la tension de la source est appliquée aux bornes de l'inductance L , où elle se charge d'énergie jusqu'au début de la deuxième phase de fonctionnement, puis K s'ouvre et la tension de l'inductance se trouve appliquée à la charge, où son courant circule dans le sens inverse d'une aiguilles de montre à travers la diode D et ainsi la tension de sortie sera négative.

II.2.3.1. Modèle mathématique équivalent

La figure II.10 montre les deux schémas équivalents du convertisseur *Buck-Boost* pour les deux périodes de fonctionnement.

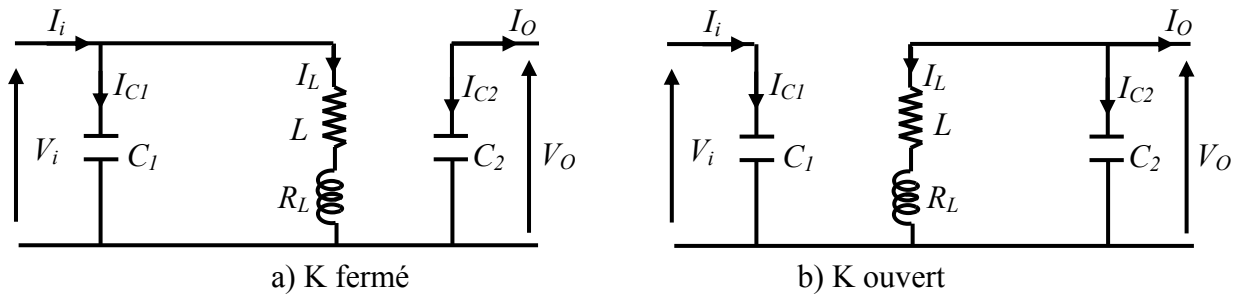


Figure II.10. Circuits équivalents du convertisseur *Buck-Boost*

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents précédents, on obtient [12] :

$$\begin{cases} I_{c1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = i - I_L \\ I_{c2} = C_2 \frac{dV_o}{dt} = -I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_i \end{cases} \quad 0 < t < \delta T \quad (\text{II-22})$$

$$\begin{cases} I_{c1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i \\ I_{c2} = C_2 \frac{dV_o}{dt} = -I_L - I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_o \end{cases} \quad \delta T < t < T \quad (\text{II-23})$$

II.2.3.2. Modèle approxime du convertisseur *Buck-Boost*

On considère que la période de hachage est largement inférieure aux différentes constante de temps du système, donc la variation des grandeurs dynamiques I_L , V_o et V_i est linéaire [15]. Dans ces conditions, une représentation dynamique approximée valable sur toute la période de hachage est donnée par [12]:

$$\begin{cases} I_{c_1} = C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - \delta I_L \\ I_{c_2} = C_2 \frac{dV_o}{dt} = -(1-\delta)I_L - I_o \\ V_L = L \frac{dI_L}{dt} = \delta V_i + (1-\delta)V_o \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (\text{II-24})$$

En réarrangeant les termes du système d'équation (II-24) on obtient le modèle mathématique équivalent du hacheur *Buck-Boost* fonctionnant en mode continu :

$$\begin{cases} I_L = \frac{1}{\delta} I_i - \frac{C_e}{\delta} \frac{dV_i}{dt} \\ I_o = -(1-\delta)I_L - C_s \frac{dV_o}{dt} \\ V_i = \frac{L}{\delta} \frac{dI_L}{dt} - \frac{(1-\delta)}{\delta} V_o \end{cases} \quad 0 < t < T \quad (\text{II-25})$$

II.2.3.3. Rapport de conversion et rendement

Le rapport de conversion V_o/V_i est donné par la relation suivante :

$$M(\delta) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{-(1-\delta) + \frac{R_L I_L}{V_o}} \delta = \frac{1}{-1 - \frac{R_L I_o}{(1-\delta)^2 V_o}} \frac{\delta}{(1-\delta)} = \eta \frac{-\delta}{(1-\delta)} \quad (\text{II-26})$$

La variation de M en fonction de δ est donnée dans la figure suivante :

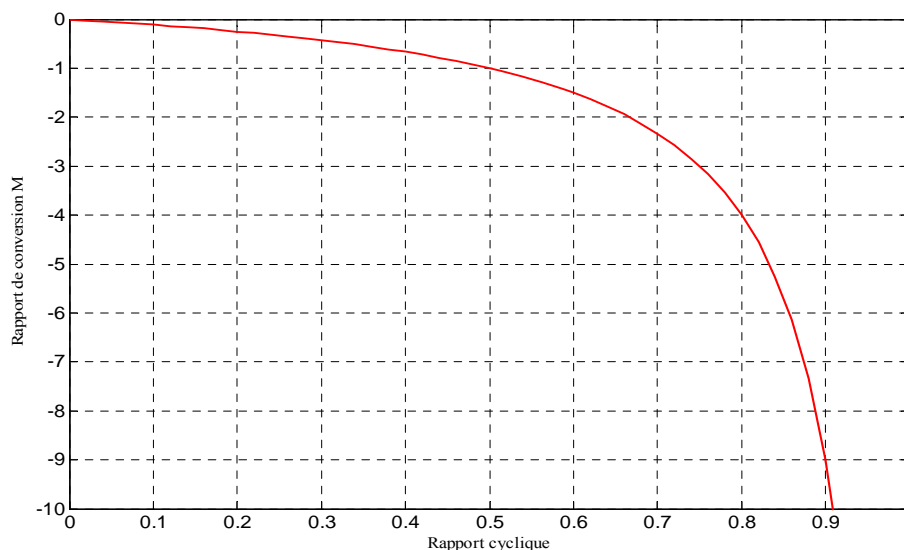


Figure II.11. Rapport de conversion M en fonction de rapport cyclique

II.3. Différents algorithmes de poursuite de point de puissance maximum (MPPT)

L'introduction d'un étage d'adaptation permettant de fixer le point de fonctionnement du *GPV* indépendamment de celui de la charge, permet l'extraction de la puissance optimale.

L'ensemble peut fonctionner de façon idéale, si diverses boucles de contrôle en entrée et en sortie de l'étage d'adaptation sont prévues. En entrée, elles garantissent l'extraction à chaque instant, du maximum de puissance disponible aux bornes du *GPV*. Et en sortie, des boucles de contrôle spécifiques permettent un fonctionnement optimal de chaque application dans son mode le plus approprié. Les techniques utilisées classiquement pour les boucles de contrôle en entrée consistent à associer à l'étage d'adaptation une commande appelée *MPPT* (Maximum Power Point Tracking) qui effectue une recherche permanente du point de puissance maximale (*PPM*) [21].

Des lois de commandes spécifiques existent pour amener des dispositifs à fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques. Le principe de ces commandes consiste à agir sur le rapport cyclique du hacheur de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

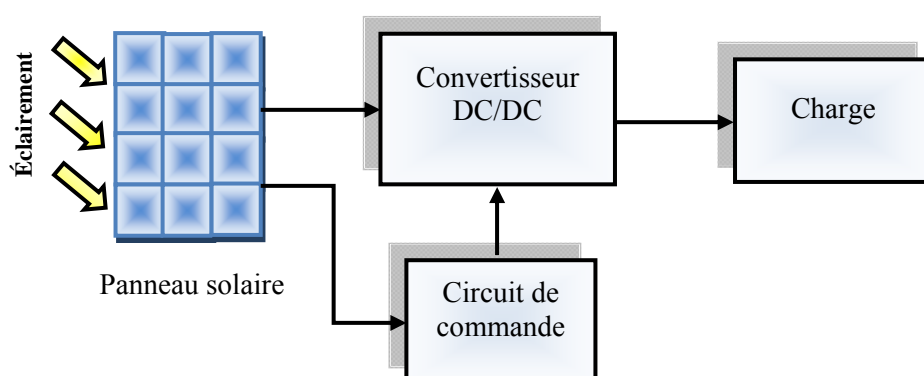


Figure II.12. Schéma synoptique d'un système de poursuite du PPM

Plusieurs solutions ont été proposées pour l'algorithme de recherche du *PPM* commandant le convertisseur statique ; dans ce chapitre, nous élaborons trois techniques à savoir :

- Algorithme de contrôle de *PPM* Perturbation & Observation (*P&O*) ;
- Algorithme Conductance Incrémentale ;
- Algorithme des ensembles Flous.

II.3.1. Méthode par perturbation et observation (*P&O*)

La méthode de *P&O* est une approche largement répandue dans le domaine des techniques *MPPT*, parce qu'elle est simple. Elle exige seulement des mesures sur la tension de sortie du panneau V et son courant de sortie I . Elle peut tout de suite dépister le point de puissance maximale en générant à sa sortie une tension V . Comme son nom l'indique, la méthode *P&O* fonctionne par la perturbation de V et l'observation de son impact sur le changement de la puissance de sortie du panneau PV .

II.3.1.1. Principe de la méthode

L'analyse de la courbe de la puissance en fonction de la tension d'un GPV (Figure II.13) montre qu'il existe deux zones de fonctionnement ; la première à gauche du point de puissance maximale où le rapport dP/dV est positif et la deuxième à droite du PPM où dP/dV est négatif. Lorsqu'on perturbe le point de fonctionnement quatre cas peuvent se présenter [18][22][23] :

Premier Cas : $P(k) > P(k-1)$ et $V(k) > V(k-1)$;

Le rapport dP/dV est positif, ceci indique que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM ; en plus ΔV est positive, on est donc dans la bonne direction. Pour la prochaine itération, on augmente la valeur de la tension du GPV.

Rappelons que quelque soit le type de convertisseur DC-DC utilisé, la tension à son entrée est inversement proportionnelle avec le rapport cyclique.

Soit donc $\delta(k+1) = \delta(k) - D$, où D est le pas d'incrémantation.

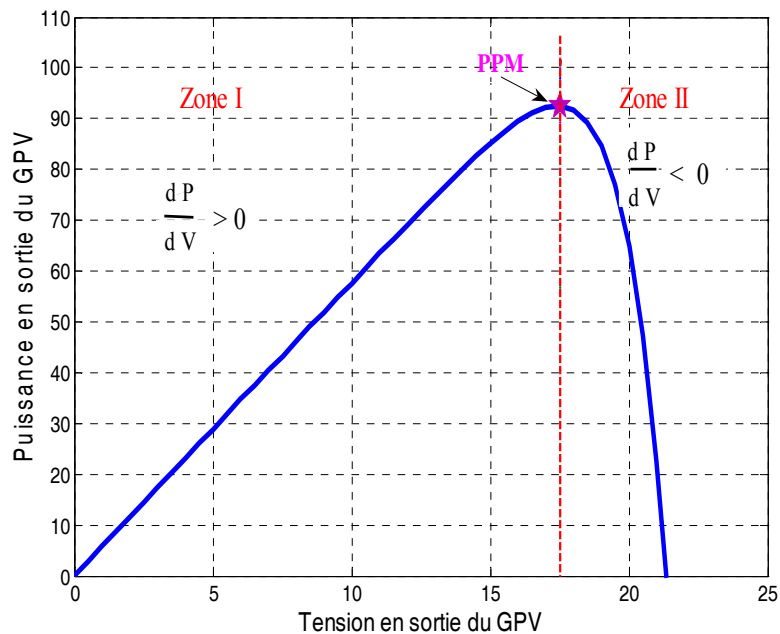


Figure II.13. Zones de fonctionnement pour un GPV

Deuxième Cas : $P(k) > P(k-1)$ et $V(k) < V(k-1)$;

Le rapport dP/dV est négatif, ce ci indique que le point de fonctionnement se trouve à droite du PPM ; en plus ΔV est négative, la recherche du PPM se fait dans la bonne direction.

On va donc pour la prochaine itération continuer à diminuer la tension (donc à augmenter le rapport cyclique) : $\delta(k+1) = \delta(k) + D$

Troisième Cas : $P(k) < P(k-1)$ et $V(k) < V(k-1)$;

Le rapport dP/dV est positif, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM ; est comme ΔV est négative on se dirige dans le mauvais sens. Lors de la prochaine itération on doit augmenter la tension : $\delta(k+1) = \delta(k) - D$

Quatrième Cas : $P(k) < P(k-1)$ et $V(k) > V(k-1)$;

Le rapport dP/dV est négatif, le point de fonctionnement actuel est à droite du PPM, en plus ΔV est positive c-à-d que la recherche se fait dans la mauvaise direction. Pour la prochaine itération on va diminuer la tension : $\delta(k+1) = \delta(k) + D$

La figure II.14 est un organigramme de l'algorithme P&O

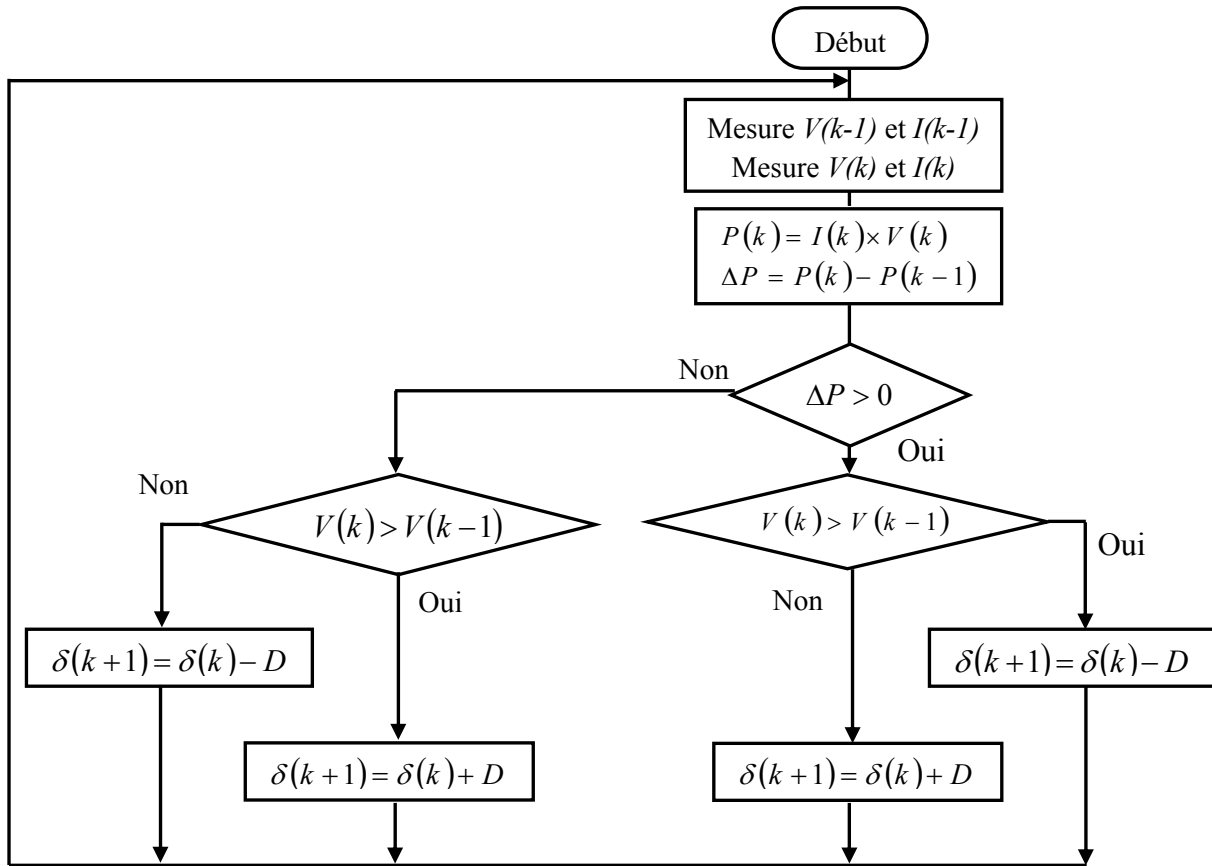


Figure II.14. Organigramme de l'algorithme P&O

Si la largeur du pas est grande, l'algorithme *MPPT* répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement, mais les pertes en puissance seront importantes lorsque les conditions de fonctionnement sont stables ou lentement changeantes.

En d'autres termes, si la taille du pas est petite, les pertes de puissance sous des conditions de fonctionnement stables ou lentement changeantes seront inférieures mais le système ne pourra pas répondre rapidement aux changements rapides de la température ou de l'ensoleillement.

II.3.1.2. Tests de robustesse vis à vis des paramètres météorologiques

Les caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque varient en fonction de la température, de l'éclairement et, de façon générale, des conditions de fonctionnement lorsqu'il est connecté à une charge donnée. Ces propriétés sont en effet nécessaires pour comprendre le comportement d'un générateur PV et ensuite effectuer des optimisations de fonctionnement.

La figure II.15 représente la réponse de l'algorithme *P&O* lors du fonctionnement du générateur photovoltaïque sous les conditions standards ($E=1000W/m^2$, $T=25^{\circ}C$).

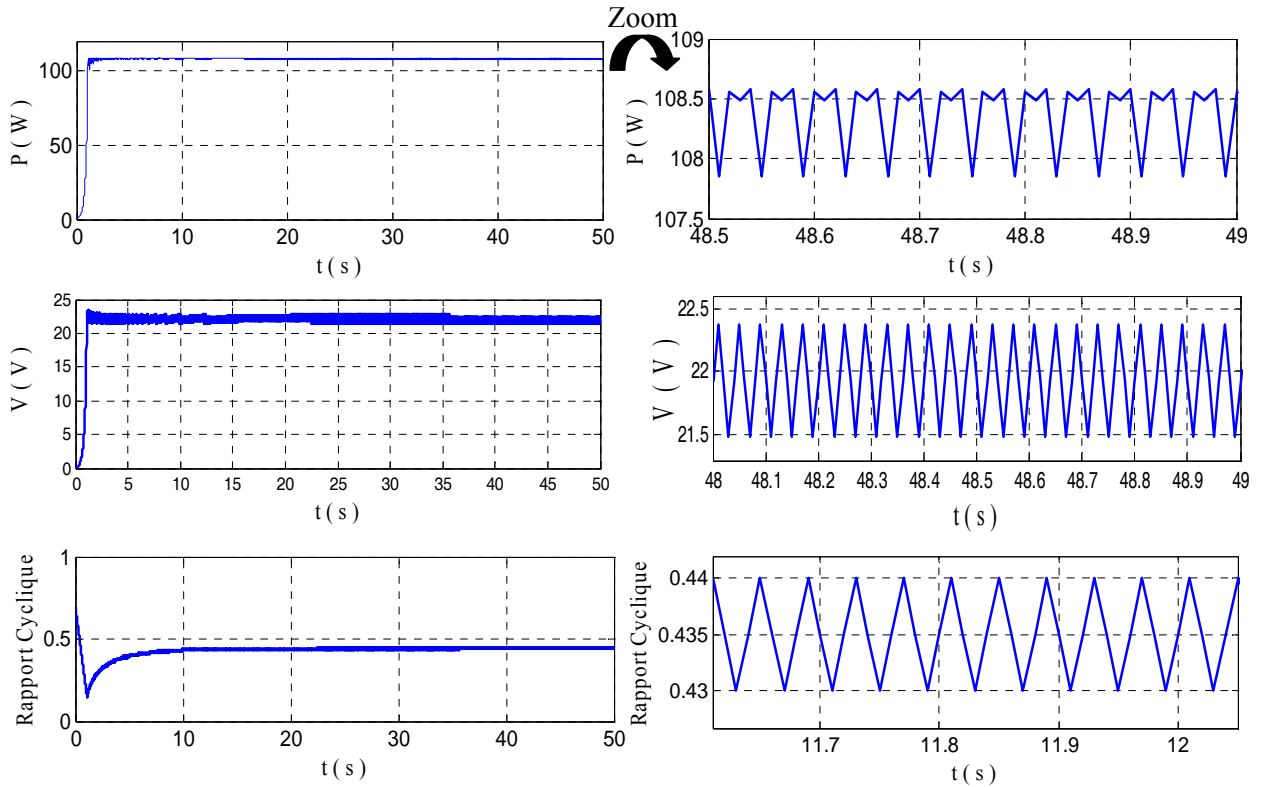


Figure II.15. Réponse de l’algorithme $P\&O$ dans les conditions standards

On remarque que le contrôleur parvient toujours à ajuster le rapport cyclique δ rapidement de sorte que le point de puissance maximale soit atteint.

II.3.1.2.1. Robustesse de l’algorithme $P\&O$ vis-à-vis des variations de l’éclairement

Sous une température constante ($T=25^{\circ}\text{C}$) on augmente l’éclairement de $600\text{W}/\text{m}^2$ à $1000\text{W}/\text{m}^2$ pendant 10 secondes (Figure II.16).

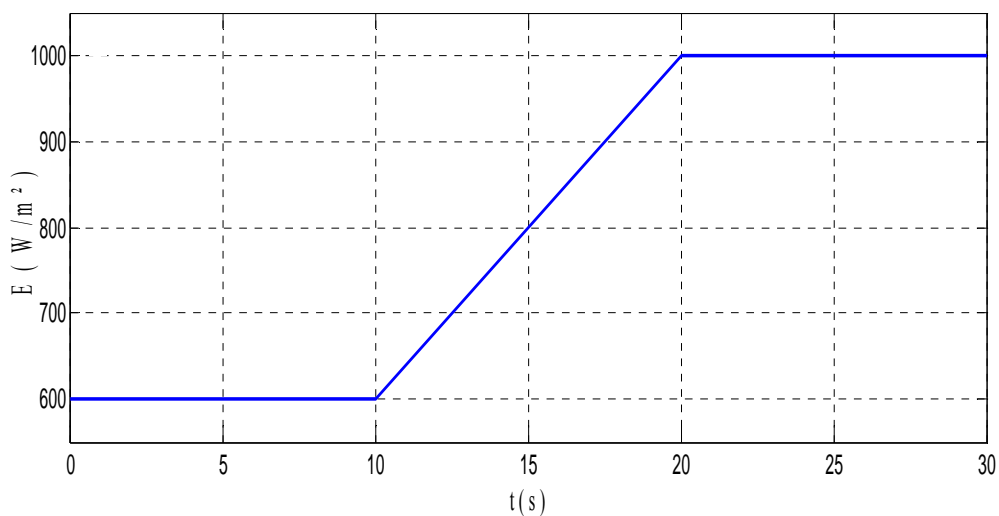


Figure II.16. Variations de l’ensoleillement en fonction du temps

La figure II.17 représente le comportement de l’algorithme $P\&O$ lors d’une augmentation rapide de l’éclairement.

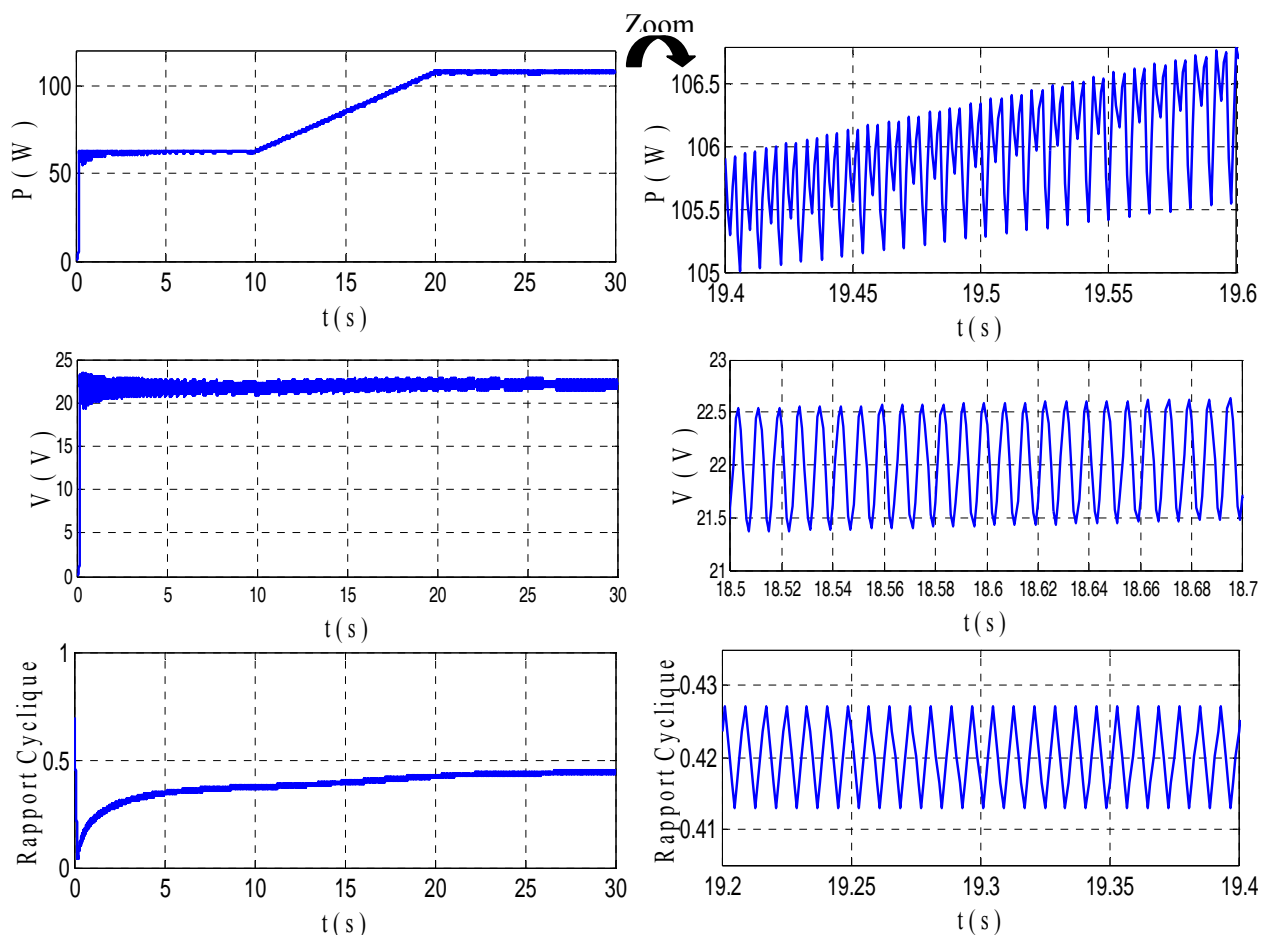


Figure II.17. Réponse du contrôleur $P\&O$ pour une augmentation rapide de l'éclairement

La figure II.18 représente l'évolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation rapide de l'éclairement, à une température constante.

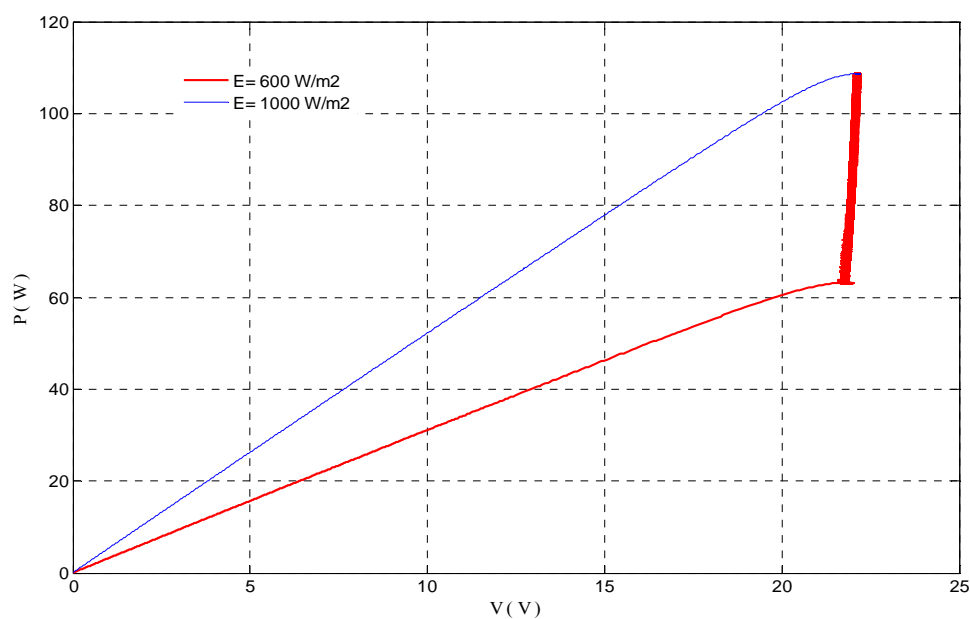


Figure II.18. Evolution du point de fonctionnement du GPV lors d'une augmentation rapide de l'éclairement

On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de 1000W/m^2 à 600W/m^2 (Figure II.19).

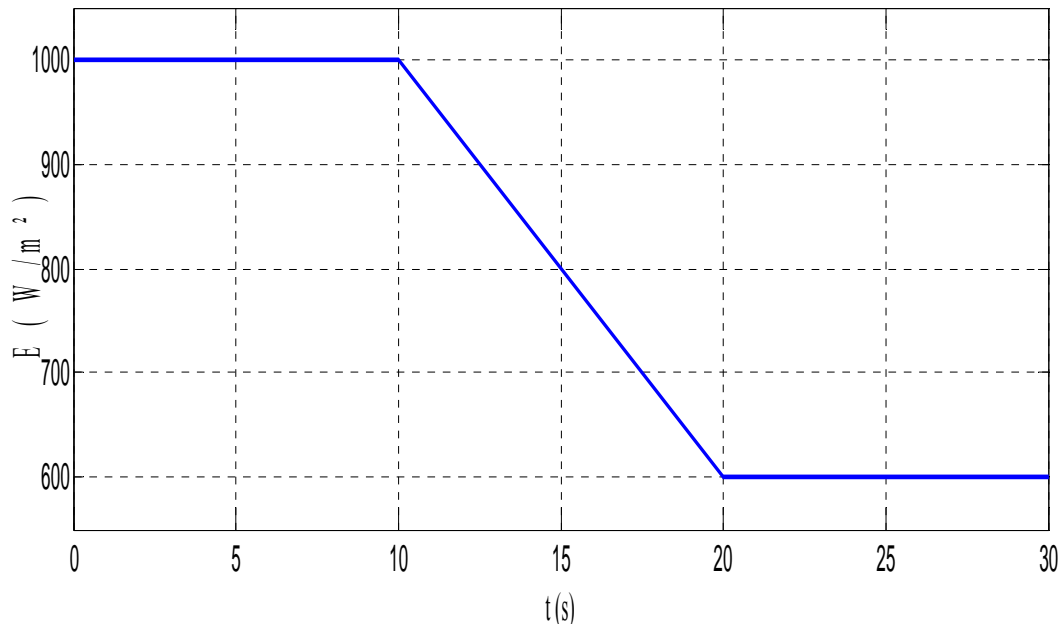


Figure II.19. Variations de l'ensoleillement en fonction du temps

La figure II.20 représente les réponses temporelles de l'algorithme *P&O* pour une diminution rapide de l'éclairement.

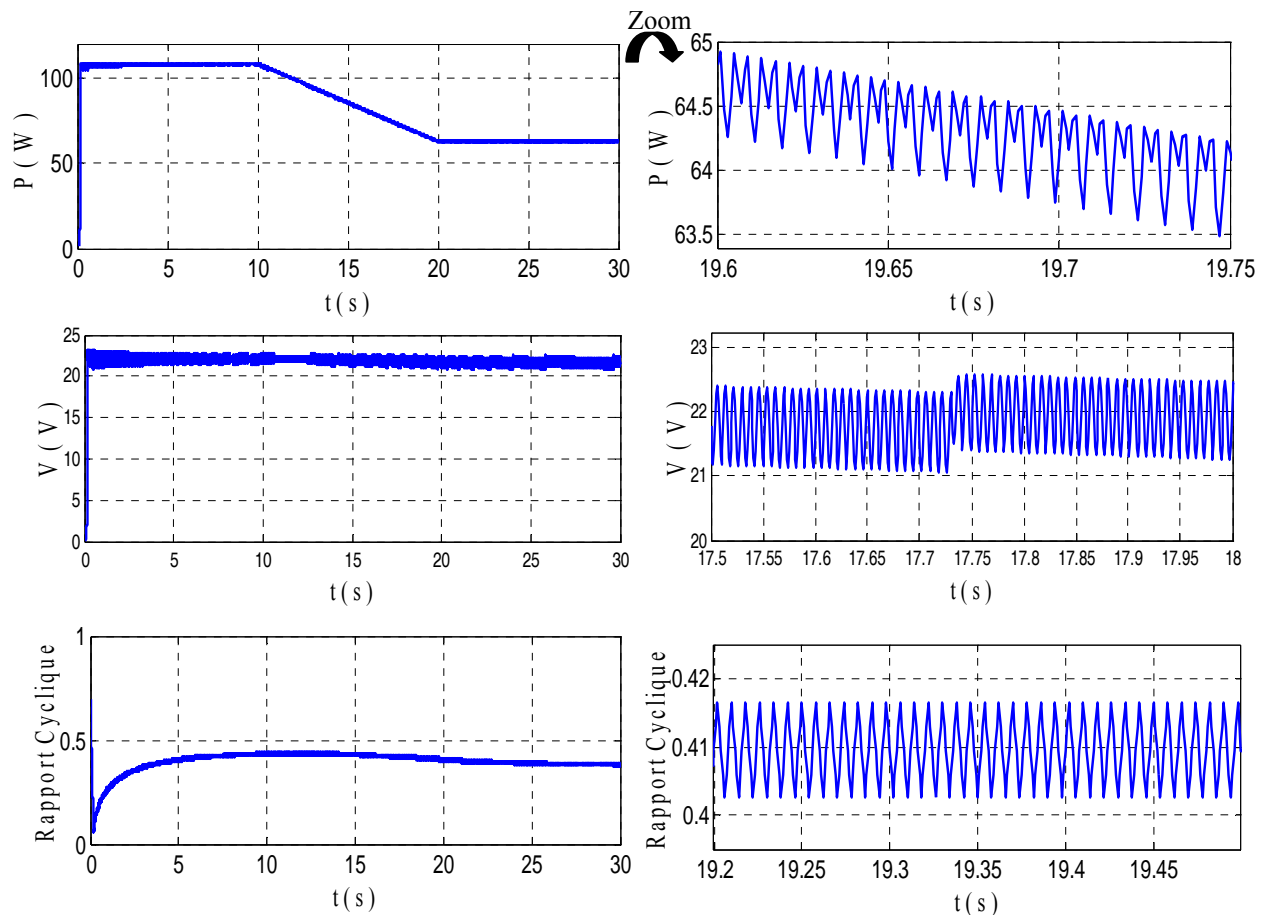


Figure II.20. Réponse du contrôleur *P&O* pour une diminution rapide de l'éclairement

La figure II.21 représente l'évolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une diminution rapide de l'éclairement, à une température constante.

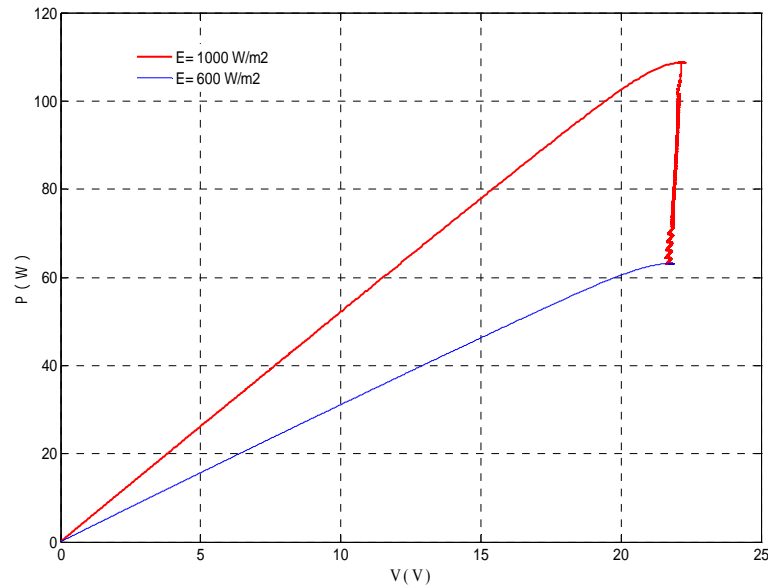


Figure II.21. Evolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une diminution rapide de l'éclairement

Pour les deux séries de tests le dispositif converge rapidement vers le point de puissance maximale, autour duquel il va osciller. Ces oscillations sont dues au fait que le point de fonctionnement du *GPV* est perturbé avec chaque cycle. La puissance est proportionnelle à l'éclairement.

Dans le dernier test nous allons soumettre le système à une augmentation (respectivement une diminution) brusque l'ensoleillement. Dans un premier temps, on simule une augmentation de l'éclairement de 200W/m^2 à 1000W/m^2 . Dans un deuxième temps, le système *PV* est soumis à un ensoleillement diminuant de 1000W/m^2 à 200W/m^2 (Figure II.22).

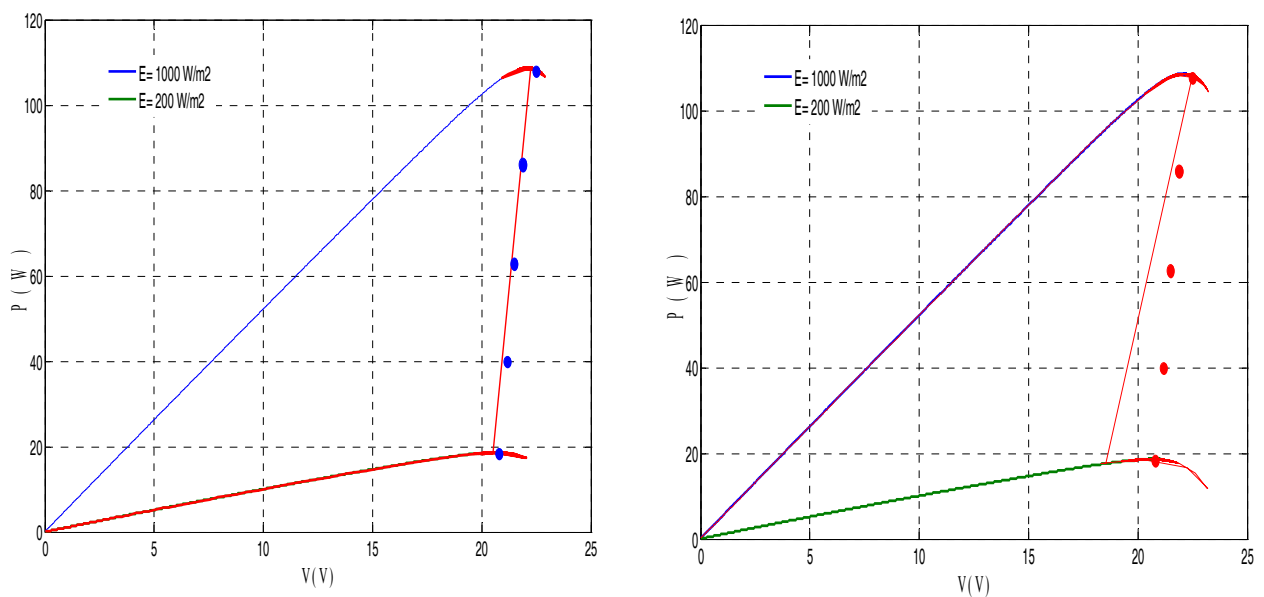


Figure II.22. Evolution du point de fonctionnement du *GPV* respectivement lors d'une augmentation et une diminution brusque de l'ensoleillement

On remarque que lorsque l'ensoleillement augmente brusquement, l'algorithme *P&O* perd le point de puissance maximale. Le point de fonctionnement s'écarte à gauche ou à droite de sa valeur optimale. Cette perte augmente dans le cas d'une diminution brusque (Figure II.22).

Dès que la valeur de l'ensoleillement se stabilise, l'algorithme reprend le contrôle et le point de fonctionnement converge rapidement vers sa position optimale.

II.3.1.2.2. Robustesse de l'algorithme *P&O* vis-à-vis des variations de la température

Dans cette partie, nous étudions l'effet du changement de la température sur l'évolution du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque. Pour un éclairement standard $E=1000\text{W/m}^2$, on augmente la température de 25°C à 75°C pendant 30 secondes, on refait le même test dans l'autre sens, en diminuant la température de 75°C à 25°C (Figure II.23).

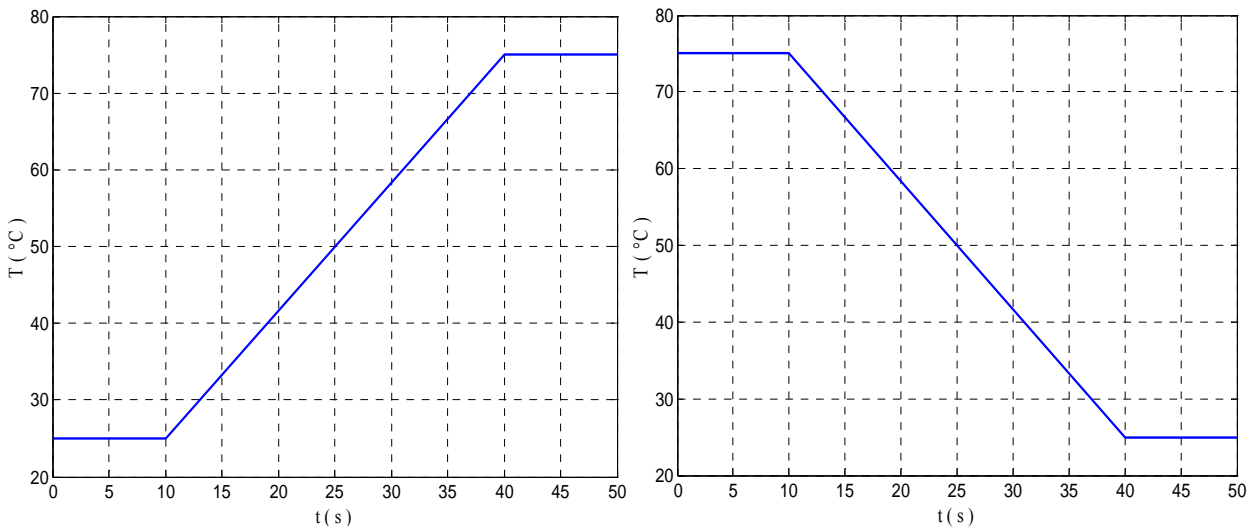


Figure II.23. Variation de la température en fonction du temps

Les figures II.24 et II.25 représentent l'évolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une augmentation (respectivement diminution) rapide de la température, à un éclairement constant.

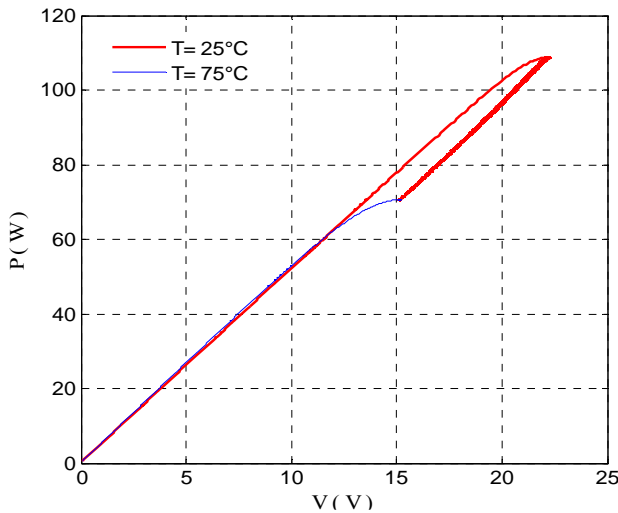


Figure II.24. Evolution du PPM du GPV lors d'une augmentation rapide de la température

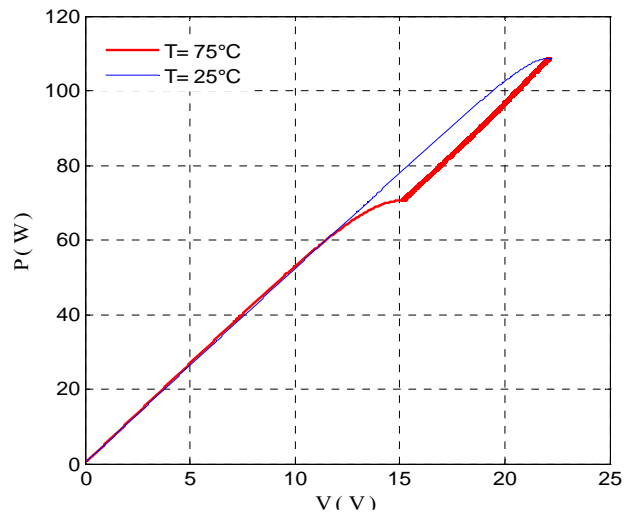


Figure II.25. Evolution du PPM du GPV lors d'une diminution rapide de la température

Les figures II.26 et II.27 représentent le comportement de l'algorithme P&O lors de cette augmentation (respectivement diminution) rapide de la température.

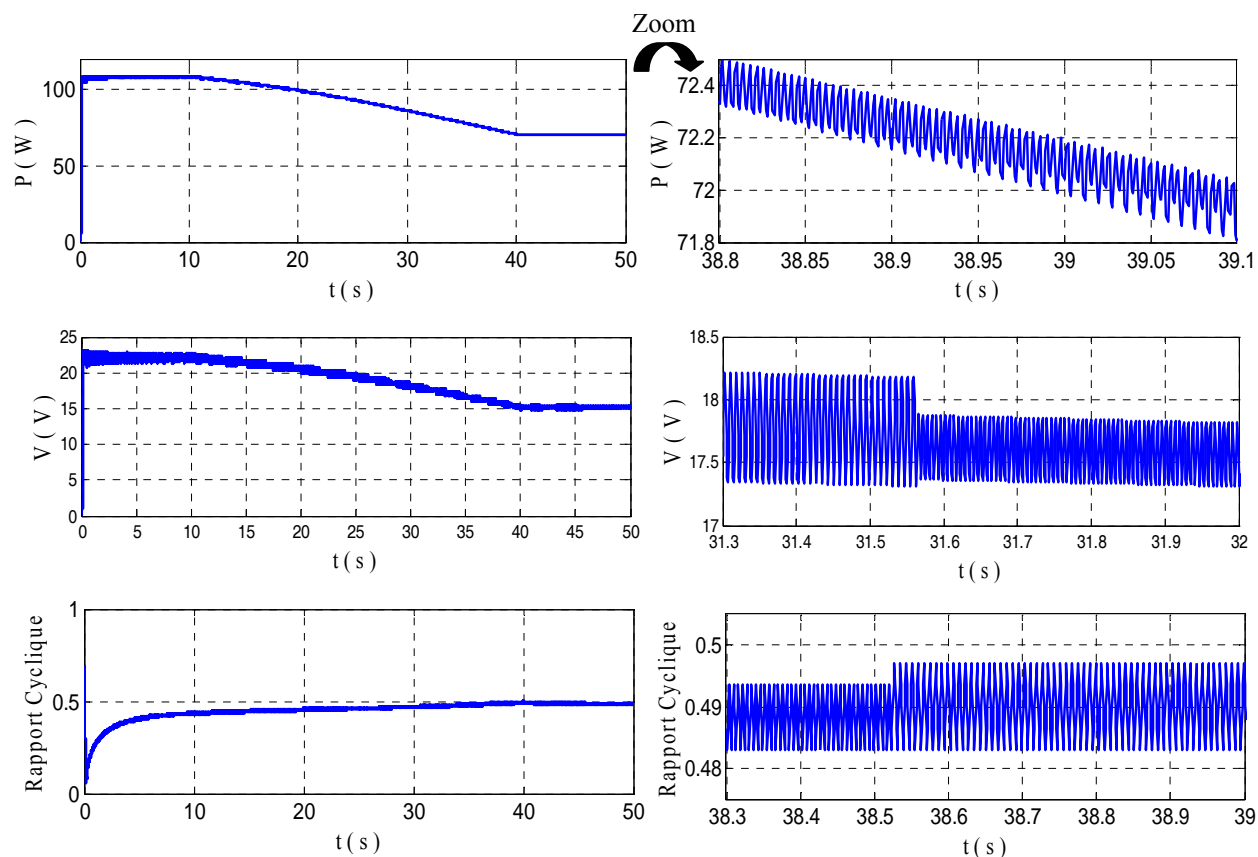


Figure II.26. Réponse du contrôleur P&O pour une augmentation rapide de la température

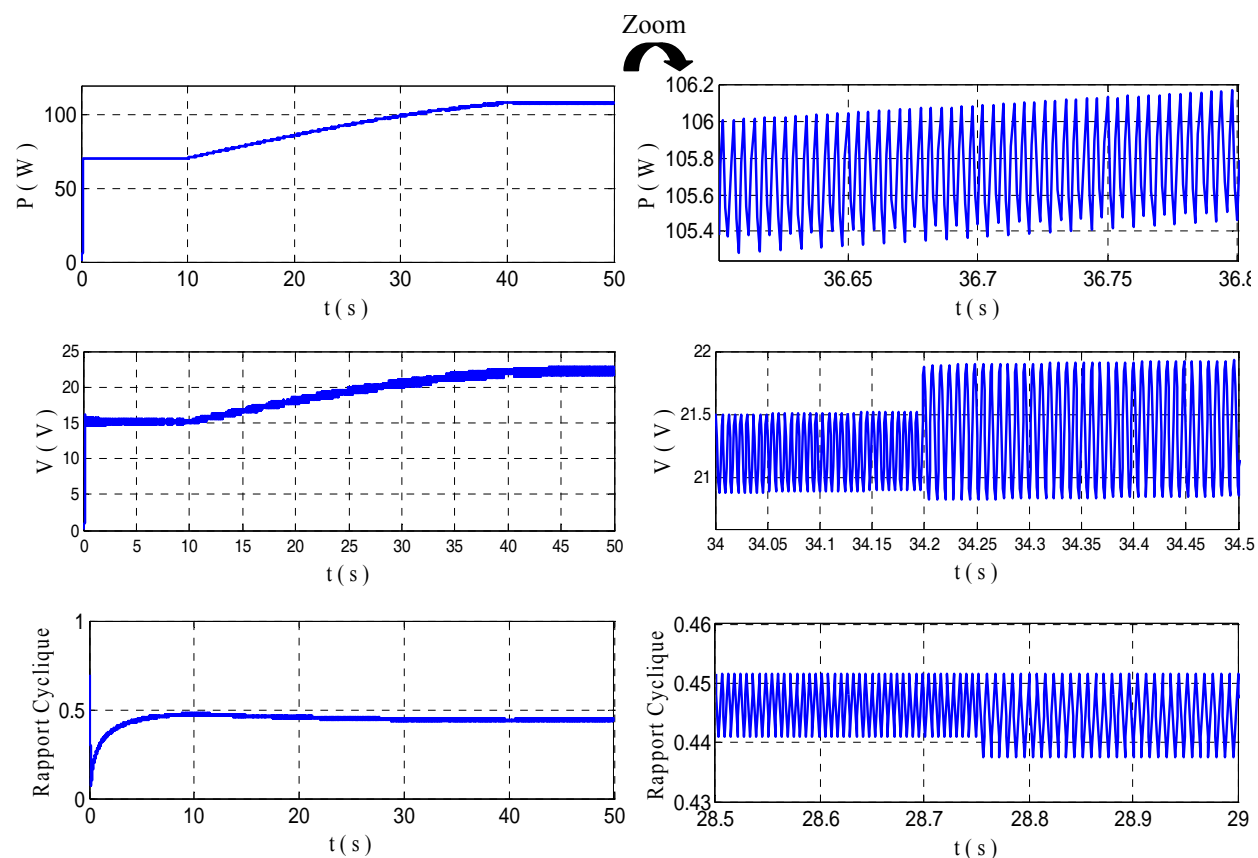


Figure II.27. Réponse du contrôleur P&O pour une diminution rapide de la température

On constate que l'algorithme *P&O* suit assez fidèlement le mouvement du point de puissance maximale imposé par le changement de la température. La puissance générée par le générateur photovoltaïque est inversement proportionnelle à la température.

II.3.1.2.3. Effet du changement de pas d'incrément

Dans cette partie, nous étudions l'effet du changement de pas d'incrément du rapport cyclique du hacheur sur l'évolution du point de fonctionnement du générateur photovoltaïque. Ainsi, on fait varier ce pas du 0.003 à 0.008 (Figure II.28).

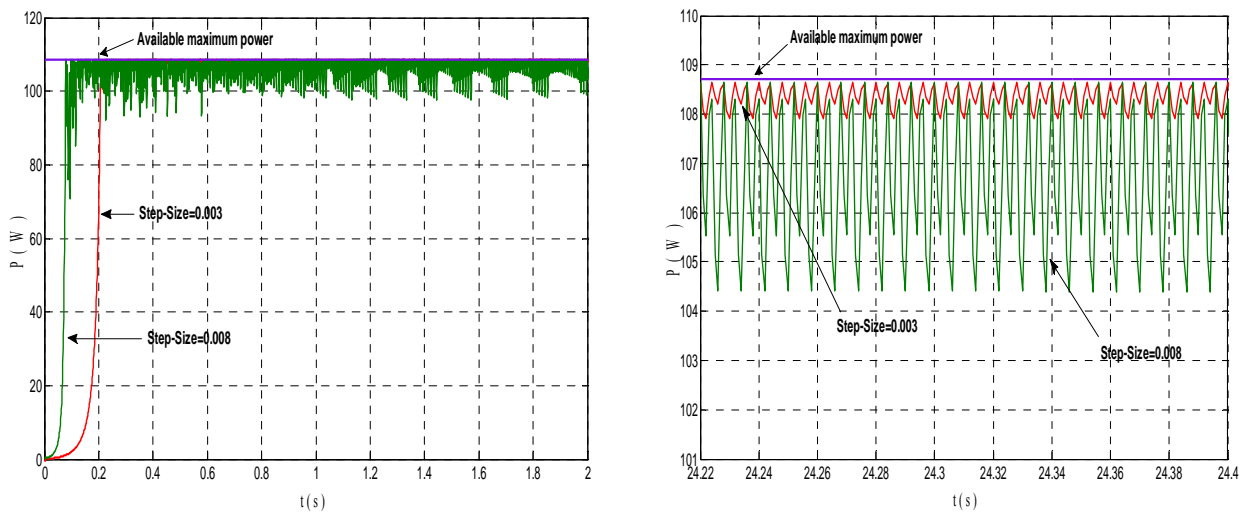


Figure II.28. Effet de changement de pas d'incrément sur la puissance du *GPV*

L'amplitude de l'oscillation de la commande dépend directement de la constante d'incrément accordée au contrôleur. Cette dernière, lorsqu'elle est importante permet une convergence rapide du contrôleur vers le *PPM* adéquat avec une précision près, ce qui donne naissance à des oscillations de la commande autour d'une certaine valeur qui génère à son tour des oscillations au niveau de la puissance, par ailleurs, un pas d'incrément très faible augmentera le temps de réponse du système. Un compromis doit être adopté entre rapidité et perte de puissance.

II.3. 2. Méthode par conductance incrémentale

Pour éviter les inconvénients de la méthode *P&O*, une autre méthode *MPPT* dite incrément de conductance est proposée. Elle est basée sur le principe de la dérivée nulle de la puissance de sortie *P* du panneau *PV* par rapport à sa tension de sortie *V* au point de puissance maximale *MPP*, quelle est positive à gauche et négative à droite tel que [6][7][14] :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{à gauche du PPM} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{au PPM} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{à droite du PPM} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Avec :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (\text{II-28})$$

A partir des relations (II-27) et (II-28), on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} > 0 \quad \text{à gauche du PPM} \\ \frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad \text{au PPM} \\ \frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} < 0 \quad \text{à droite du PPM} \end{array} \right. \quad (\text{II-29})$$

Les équations précédentes peuvent être exprimées de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \quad \text{à gauche du PPM} \\ \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \quad \text{au PPM} \\ \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \quad \text{à droite du PPM} \end{array} \right. \quad (\text{II-30})$$

Le terme I/V est la conductance instantanée alors que dI/dV désigne la variation de cette conductance. Pour éviter que la différentielle de la tension du panneau dV ne devienne nulle, lorsque le PPM est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui va conduire à une division par zéro, l'algorithme fait un test de dV .

S'il est nul il teste si le $dI = 0$. Si c'est le cas alors le PPM est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de dI pour déterminer la position du PPM et ajuste la tension de référence correspondante. La figure II.29 donne l'organigramme de cet algorithme.

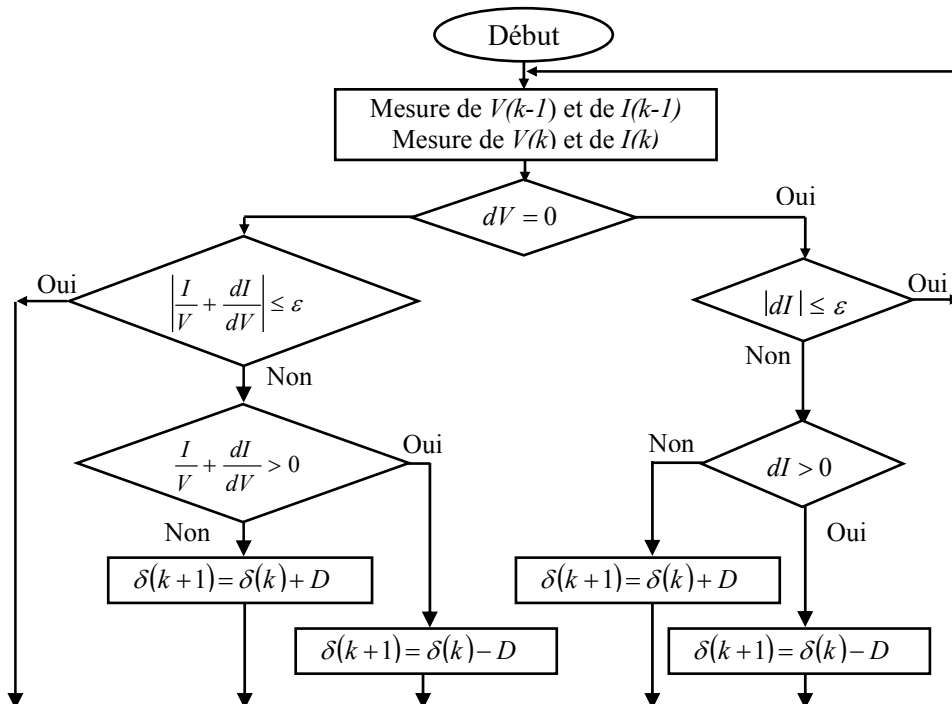


Figure II.29. Organigramme de la méthode conductance incrémentale

À cause de l'approximation des dérivées dV et dI , l'utilisation d'un pas de recherche *MPPT* constant, rend très difficile l'action d'ajuster la tension V exactement sur la tension optimale V_{op} . Les conditions $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$ et $dI = 0$ sont aussi rarement vérifiées ce qui conduit à des oscillations autour du MPP même dans des conditions environnementales stables.

Pour pallier à cet inconvénient une erreur marginale ε est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si la condition suivante est vérifiée [18]:

$$\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} = 0 \Rightarrow \left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \varepsilon \quad (\text{II-31})$$

Avec :

ε : est un paramètre de l'algorithme

La même approche est adoptée pour la condition imposée à dI ; soit donc :

$$|dI| \leq \varepsilon \quad (\text{II-32})$$

La figure II.30, représente la réponse de l'algorithme de Conductance Incrémentale lors du fonctionnement du générateur photovoltaïque sous les conditions standards.

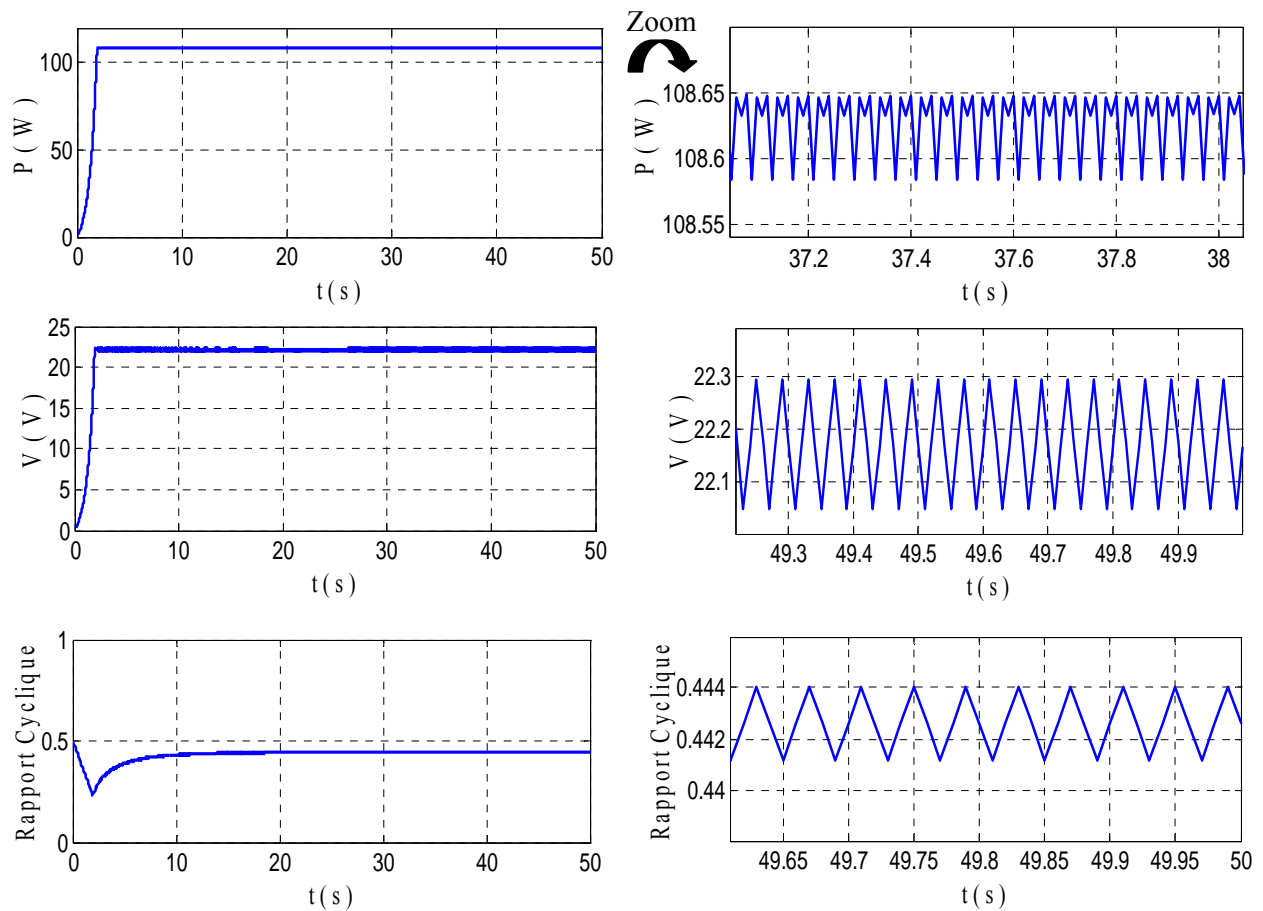


Figure II.30. Réponse du contrôleur Conductance Incrémentale dans les conditions standards

On constate que le contrôleur Conductance Incrémentale parvient toujours à ajuster le rapport cyclique δ rapidement de sorte que le point de puissance maximale soit atteint.

II.3.2.1. Robustesse de l'algorithme Conductance Incrementale vis-à-vis des variations de l'éclairement

Pour une température interne fixée à 25°C, on simule une augmentation de l'éclairement de 600W/m² à 1000W/m² pendant 10 secondes. On refait l'expérience, dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de 1000W/m² à 600W/m² durant le même laps de temps.

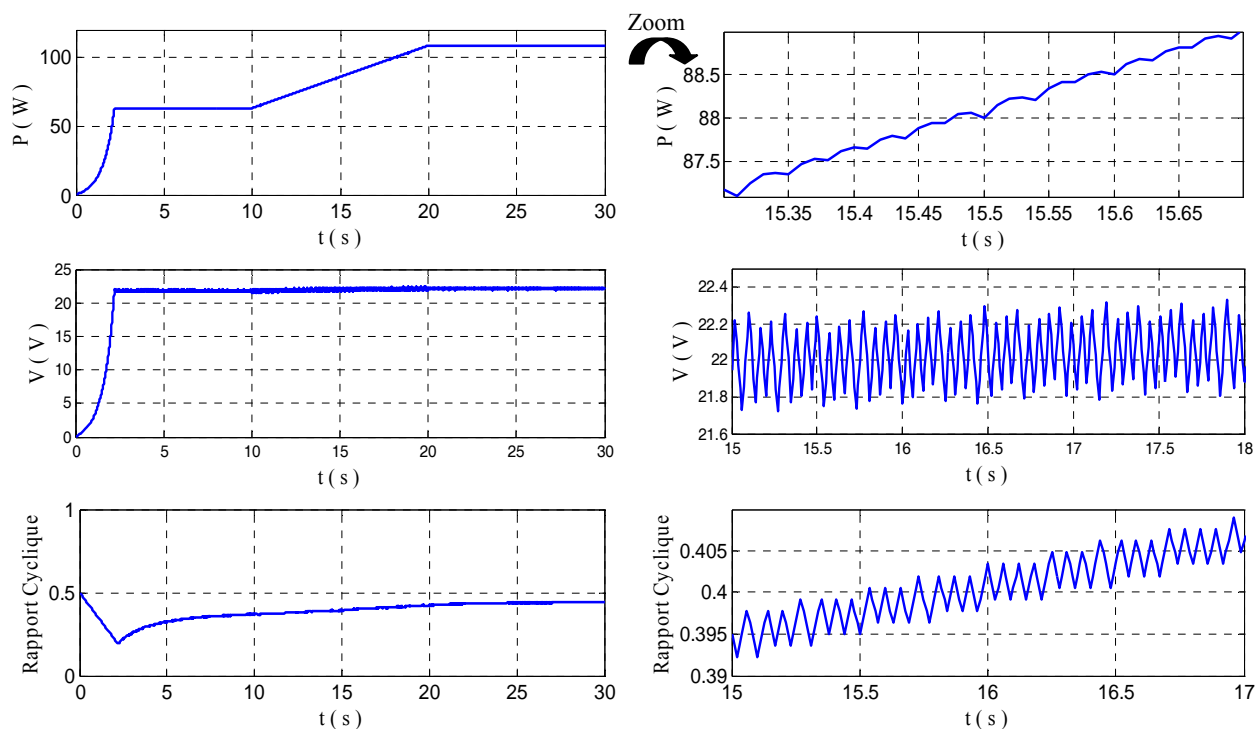


Figure II.31. Réponse de l'algorithme Conductance Incrementale pour une augmentation rapide de l'ensoleillement

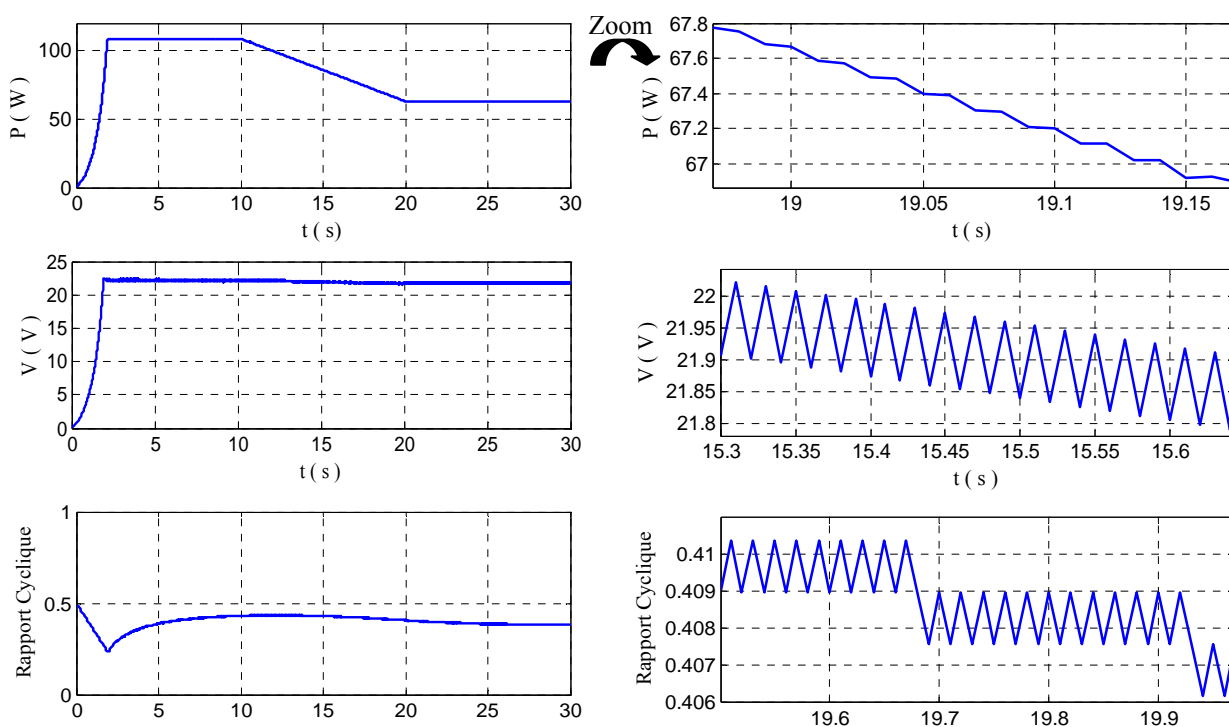


Figure II.32. Réponse de l'algorithme Conductance Incrementale pour une diminution rapide de l'ensoleillement

La figure II.33 représente l'évolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une augmentation (respectivement diminution) rapide de l'éclairement, à une température constante.

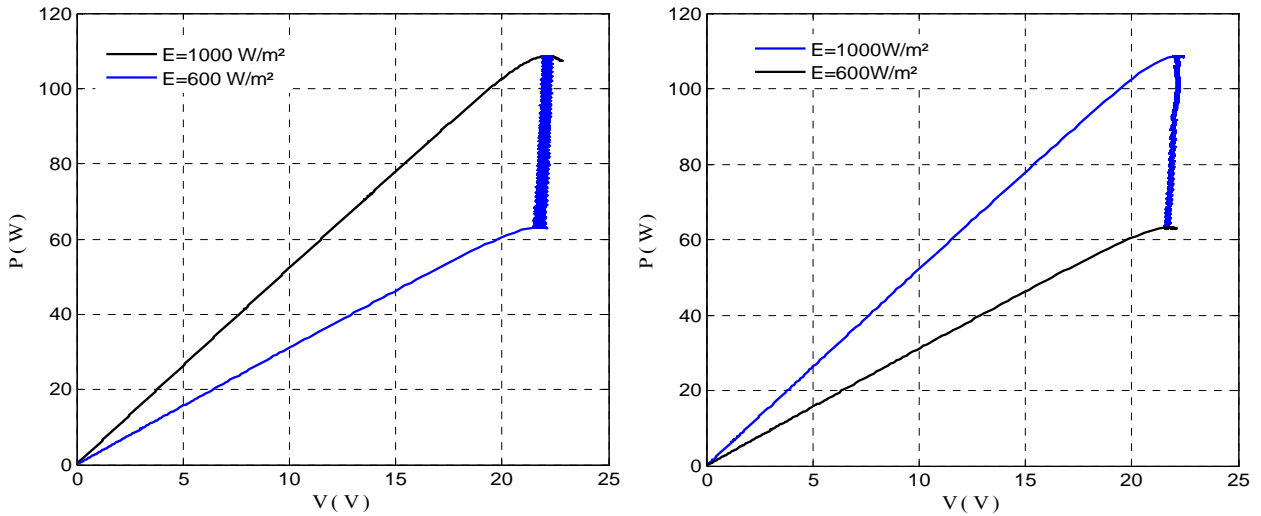


Figure II.33. Evolution du point de fonctionnement du GPV respectivement lors d'une augmentation et d'une diminution rapide de l'éclairement

On remarque que le dispositif converge rapidement vers le point de puissance maximale pour les deux séries de tests. La phase transitoire est caractérisée par des faibles oscillations qui se font autour du point de puissance maximale.

Dans cette dernière phase de tests on augmente et on diminue l'ensoleillement de 200 W/m^2 à 1000 W/m^2 dans un temps très court (variation brusque) ce qui est en pratique rare sauf pour les stations mobiles (véhicule solaire) lors de leurs entrées ou sorties d'un tunnel par exemple.

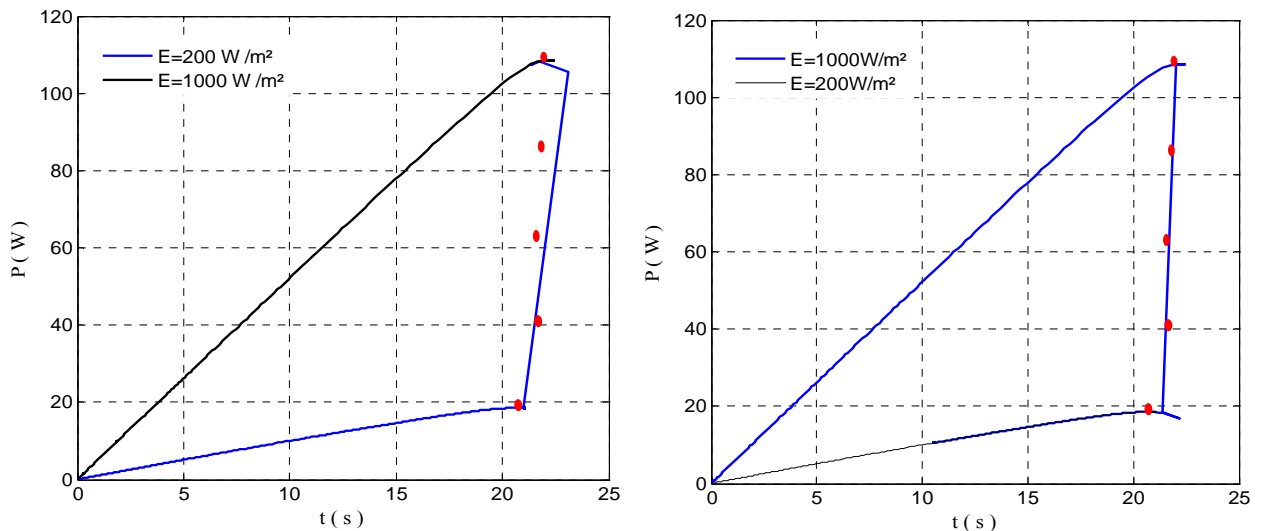


Figure II.34. Evolution du point de fonctionnement du GPV respectivement lors d'une augmentation et d'une diminution brusque de l'éclairement

On constate qu'une augmentation brusque de l'éclairement entraîne un écart entre le point de fonctionnement du système et le *PPM*, l'algorithme se trompe de sens lors de la recherche du *PPM*; en se retrouve devant le même phénomène observé pour la méthode *P&O*. Le système fini par se caler sur le point optimale dès que la valeur de l'ensoleillement se stabilise.

II.3.2.2. Robustesse de l'algorithme Conductance Incrementale vis-à-vis des variations de la température

Les figures II.35 et II.36 représentent le comportement de l'algorithme conductance incrémentale lors de cette augmentation (respectivement diminution) rapide de la température.

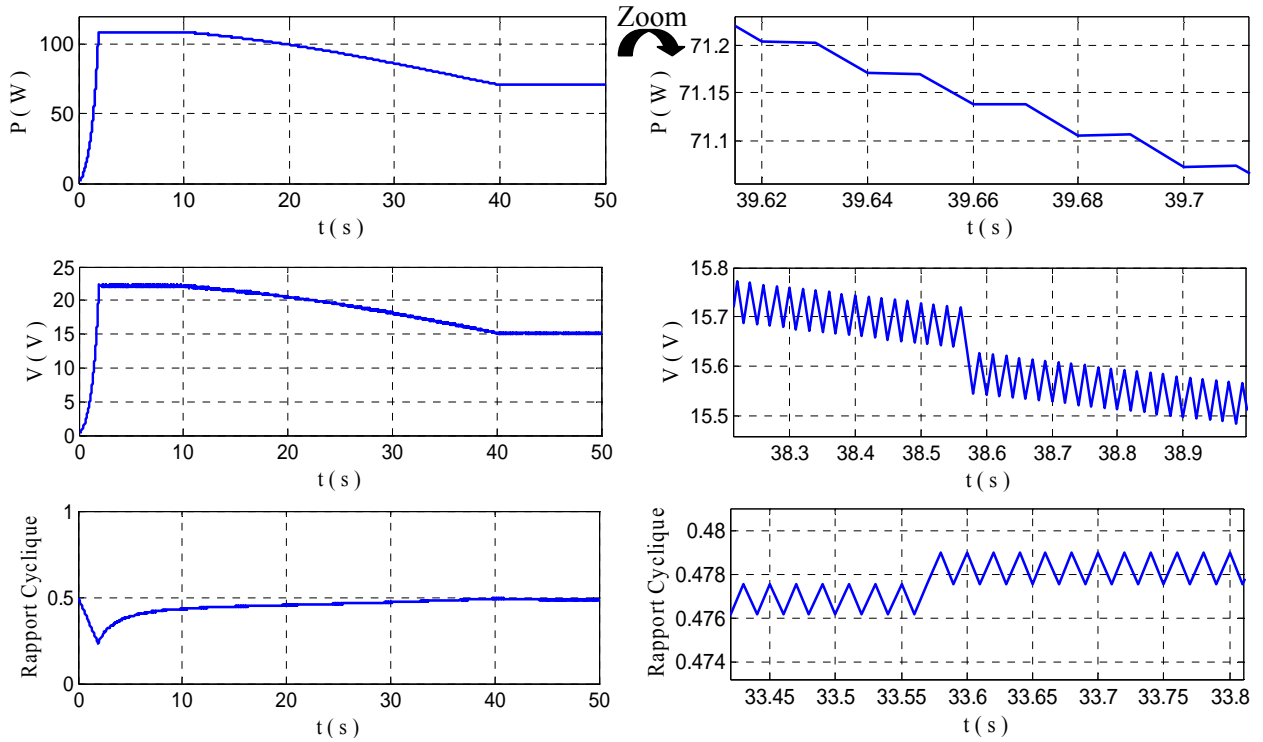


Figure II.35. Réponse du contrôleur Conductance Incrementale pour une augmentation rapide de la température

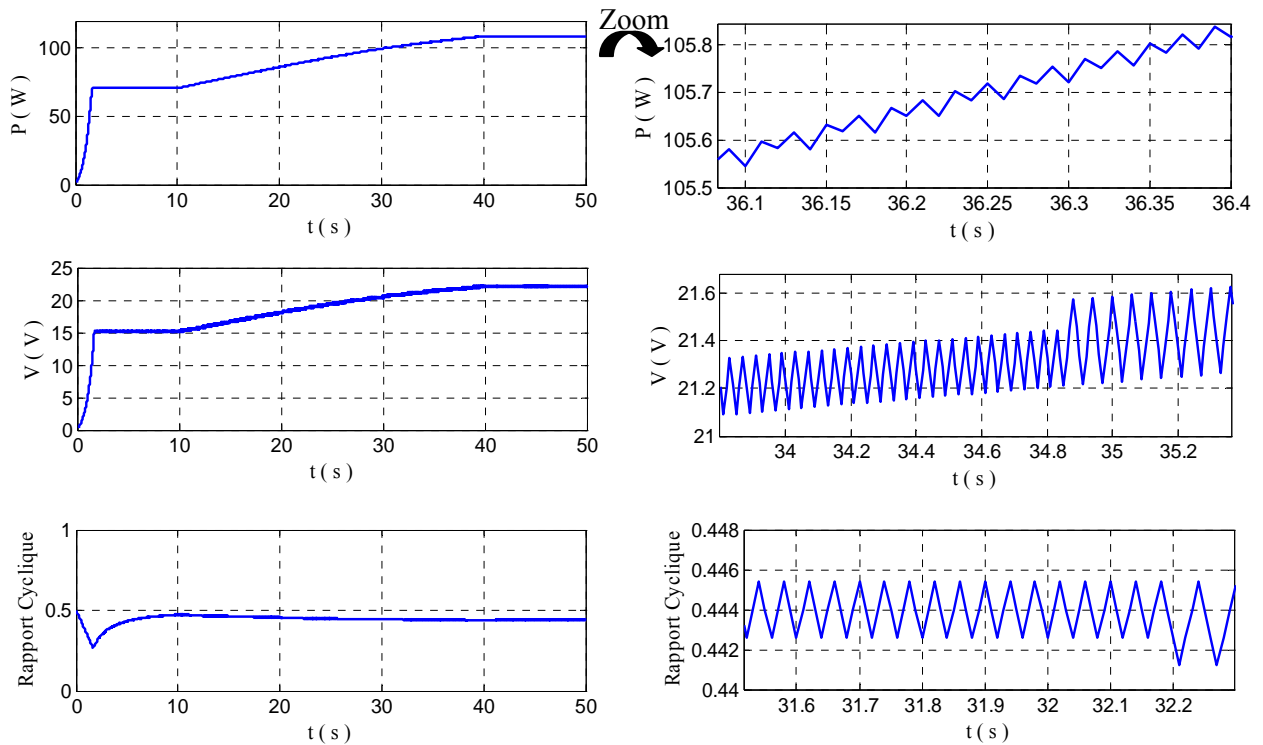


Figure II.36. Réponse du contrôleur Conductance Incrementale pour une diminution rapide de la température

La figure II.37 représente l'évolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une augmentation (respectivement diminution) rapide de la température, à un éclairement constant.

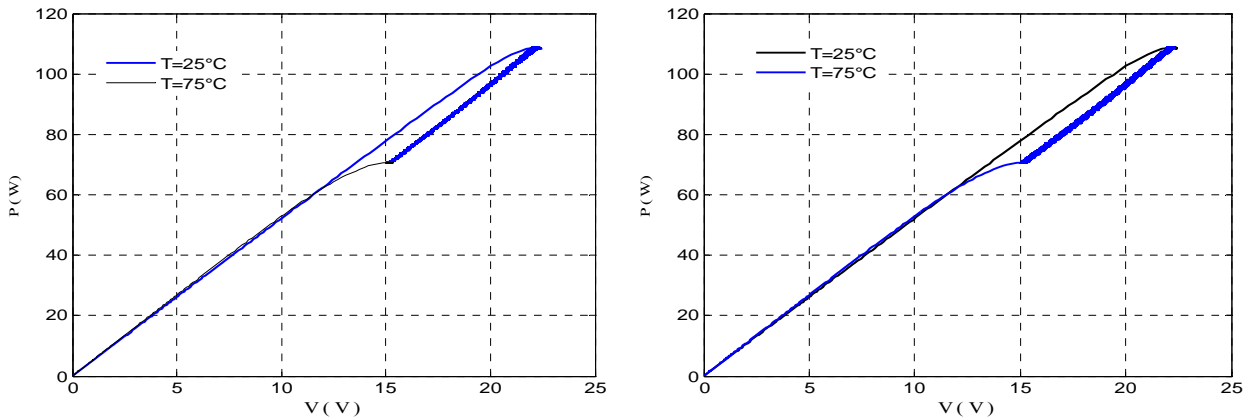


Figure II.37. Evolution du point de fonctionnement du *GPV* respectivement lors d'une augmentation et une diminution rapide de la température

On remarque que l'algorithme Conductance Incrémentale suit fidèlement le mouvement du *PPM* imposé par le changement de la température. Comparée à l'algorithme *P&O* la méthode Conductance Incrémentale apporte une amélioration du régime établi du système commandé, ceci en réduisant les oscillations qui apparaissent autour du *PPM*.

II.3.3. Méthode de poursuite du *PPM* par logique floue

Les méthodes de poursuite du *PPM*, abordées jusqu'à présent, présentent un inconvénient majeur; en effet, les pertes de puissance causées par l'oscillation du point de fonctionnement autour de sa position optimale sont une contrainte de plus qui vient s'ajouter aux verrous technico-économiques imposés au développement du photovoltaïque.

Lors de l'étude des performances des précédentes méthodes de poursuite du *PPM*, il a été constaté qu'un faible pas d'incrémentalation du convertisseur statique réduira les oscillations, mais détériorera, en contre partie, le temps de réponse de l'algorithme. Un changement brusque de l'éclairement, tel qu'une voiture électrique qui rentre dans un tunnel, ces méthodes peuvent déplacer le point de fonctionnement dans la mauvaise direction.

Pour remédier à ces problèmes une nouvelle méthode sera utilisée basé sur une des techniques d'intelligence artificielle a savoir : La logique floue.

Généralement, une commande par logique floue est constituée de trois blocs : *Fuzzification*, bloc d'*Inférences* et finalement la *Défuzzification* (Figure II.38).

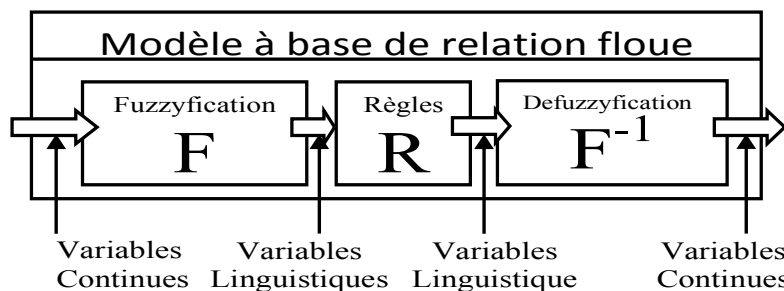


Figure II.38. Structure générale d'un régulateur par logique floue

II.3.3.1. Variables du contrôleur

Les variables linguistiques sont l'erreur (E), la variation de l'erreur (CE) et la Commande (δ). Chacune d'elle a ses propres valeurs linguistiques et son propre univers de discours.

A chaque variable est associé un univers de discours, entre -0.02 et 0.02 pour E , entre -200 et 200 pour CE et enfin, de -0.02 à 0.02 pour la variable de sortie δ .

En partition chaque univers de discours en cinq sous-ensembles flous : NG (Négatif Grand), NP (Négatif Petit), ZE (Zéro Equivalent, ou proche de zéro), PP (Positif Petit) et enfin, PG (Positif Grand). Chacune de ces valeurs est un sous ensemble flou. Le choix du nombre de sous ensembles flous (valeurs linguistiques) utilisé pour chaque variable linguistique influe sur la performance du contrôleur.

Pour bien comprendre le sens de ces variables et leurs rôles dans la commande floue, prenons l'exemple d'un conducteur de train (par analogie contrôleur flou d'un système) qui veut atteindre un objectif (référence), une gare par exemple. La distance qui le sépare de la gare (erreur) et la vitesse du train (variation de l'erreur) le renseigne sur l'action à faire (commande): freinage ou accélération pour atteindre sa cible. L'objectif d'un bon conducteur (bon contrôleur flou) est d'atteindre la gare de la manière la plus rapide et la plus précise.

II.3.3.2. Fuzzification

On suppose que le contrôle se fait par la satisfaction de deux critères relatifs à deux variables d'entrées du contrôleur flou proposé, qui sont:

- L'erreur E et le changement de l'erreur CE à des instants échantillonnés k ;
- Les variables E et CE sont exprimées comme suit [15][18]:

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (\text{II-33})$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (\text{II-34})$$

Où $E(k)$ et $CE(k)$ désignent, respectivement, l'erreur et le changement d'erreur. $P(k)$ et $V(k)$ étant respectivement la puissance du GPV et sa tension de sortie à l'instant d'échantillonnage k .

L'entrée $E(k)$ montre si le point de fonctionnement de la charge est situé à gauche ou à droite du point de puissance maximale de la courbe ($P-V$), tandis que l'entrée $CE(k)$ montre la direction du point de fonctionnement.

II.3.3.3. Méthode d'inférence

La table II-1 est la table de règles du CLF où :

- Les entrées de la matrice sont: l'erreur E et le changement de l'erreur CE .
- La sortie est le changement du rapport cyclique $d\delta$.

Les règles de contrôle doivent être désignées de sorte que la variable d'entrée E doit être toujours Zéro.

C'est la méthode de Mamdani que nous avons utilisée comme méthode d'inférence floue. Elle consiste à utiliser l'opérateur MIN pour le ET et l'opérateur MAX pour le OU [24].

		CE				
		NG	NP	ZE	PP	PG
E	NG	ZE	ZE	PG	PG	PG
	NP	ZE	ZE	PP	PP	PP
	ZE	PP	ZE	ZE	ZE	NP
	PP	NP	NP	NP	ZE	ZE
	PG	NG	NG	NG	ZE	ZE

Tableau II-1. Matrice d'inférences

Rappelons que la stratégie de réglage consiste à modifier le rapport cyclique du convertisseur statique de telle sorte à annuler l'erreur E .

Deux cas sont à envisager :

Premier cas : E est positif, c'est-à-dire, on se trouve à gauche du point de puissance maximale. Si le changement d'erreur CE est positif, alors le point de fonctionnement converge vers le point de puissance maximale. Si CE est négatif c'est l'inverse qui se produit.

Deuxième cas : E est négatif, on se trouve, donc, à droite du point de puissance maximale. Dans ce cas si CE est positif, le point de fonctionnement s'éloigne du point puissance maximale et inversement si CE est négatif.

II.3.3.4. Fonctions d'appartenances

La génération de fonctions d'appartenance s'effectue soit d'une manière itérative, soit avec la méthode d'essai et d'erreur ou encore en se basant sur l'expérience humaine. Il n'existe jusqu'à présent aucune méthode généralisée pour la formulation des stratégies de la logique floue.

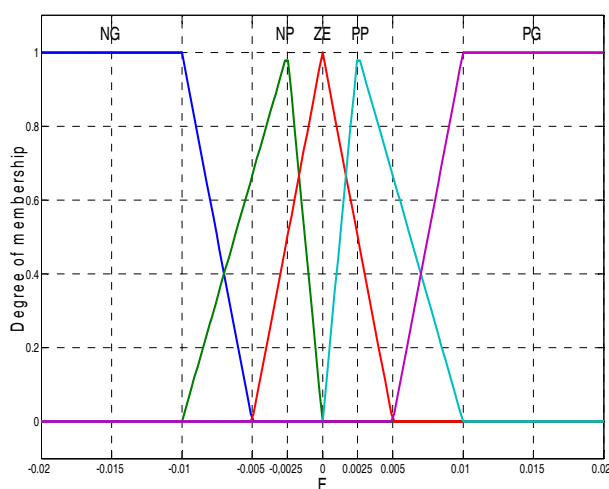


Figure II.39. Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée E

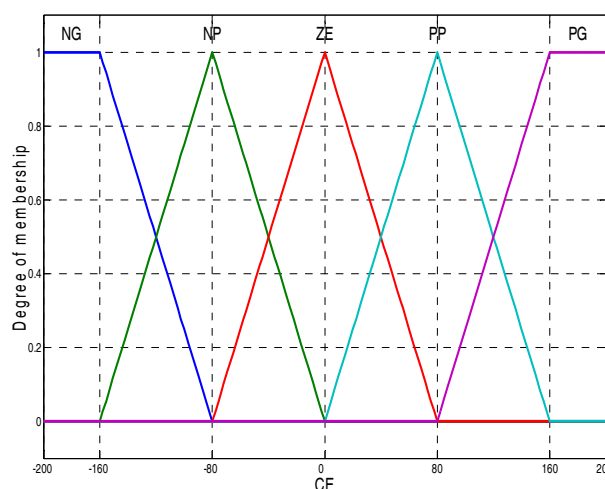


Figure II.40. Fonctions d'appartenances de la variable d'entrée CE

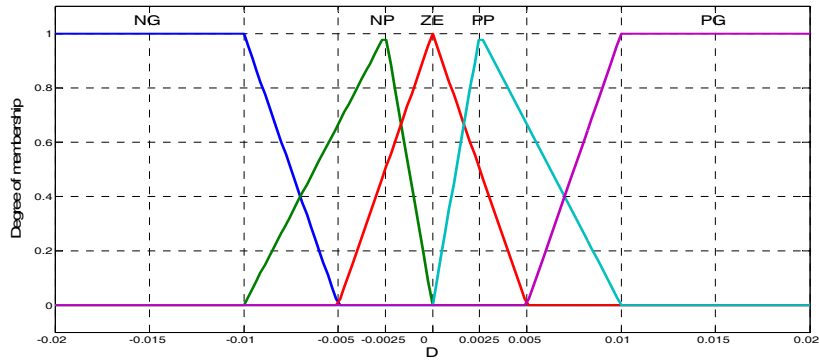


Figure II.41. Fonctions d'appartenance de la variable de sortie δ

II.3.3.5. Défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique ; nécessaire pour un tel état du processus. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [25] :

- Méthode du maximum ;
- Méthode de la moyenne des maxims ;
- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode des hauteurs pondérées.

Pour notre étude nous nous sommes limités à la méthode du centre de gravité.

II.3.3.6. Tests de robustesse vis à vis des paramètres météorologiques

Afin d'évaluer les performances d'un système de poursuite du PPM à base de logique floue, nous simulerons, dans un premier lieu, des conditions de test standard. Par la suite, on testera l'effet des variations des paramètres météorologiques. La figure II.42 représente la réponse temporelle du système soumis aux conditions de test standard.

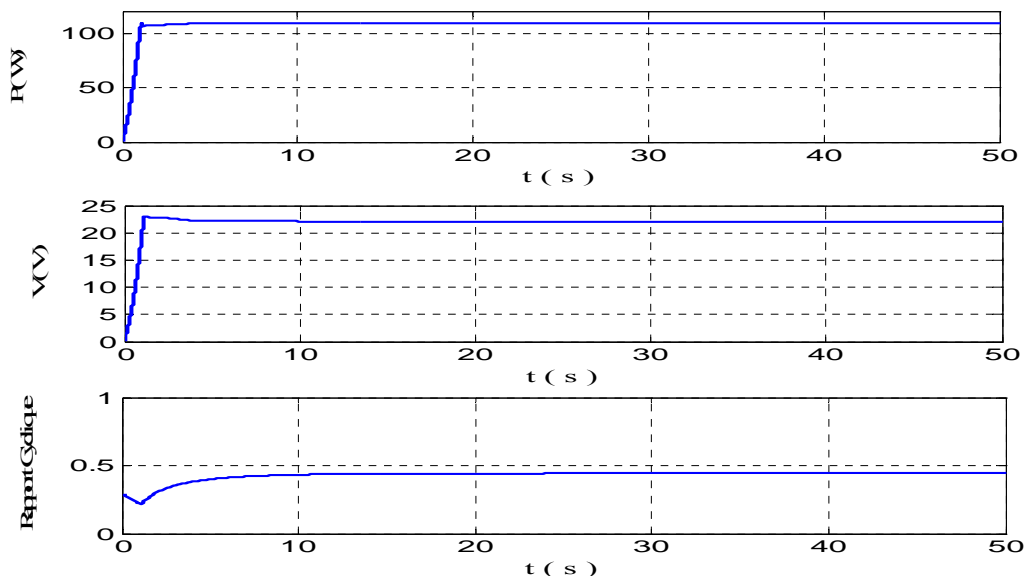


Figure II.42. Réponse de l'algorithme par la logique floue dans les conditions standards

On remarque que le contrôleur flou parvient toujours à ajuster le rapport cyclique δ rapidement de sorte que le point de puissance maximale soit atteint.

II.3.3.6.1. Robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement

Pour une température interne fixée à 25°C, on simule une augmentation de l'éclairement de 600W/m² à 1000W/m² pendant 10 secondes. On refait l'expérience, dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de 1000W/m² à 600W/m² durant le même laps de temps.

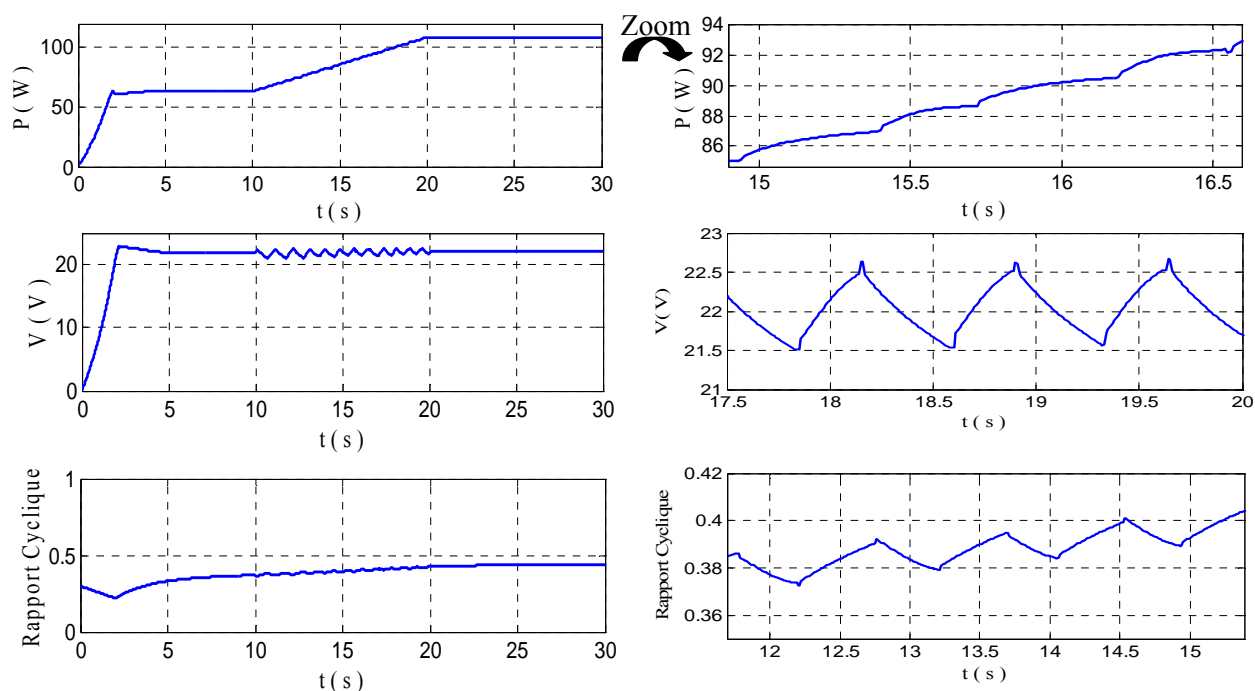


Figure II.43. Réponse de l'algorithme par logique floue pour une augmentation rapide de l'ensoleillement

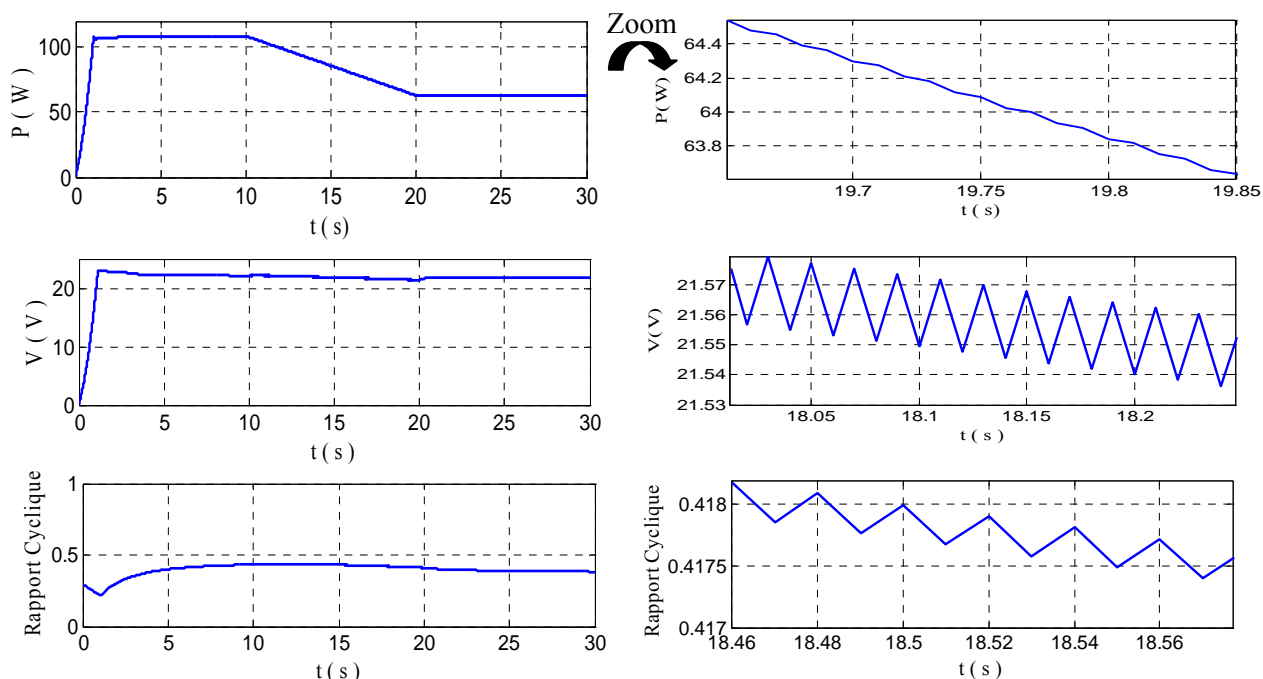


Figure II.44. Réponse de l'algorithme par logique floue pour une diminution rapide de l'ensoleillement

On constate que le régulateur flou poursuit parfaitement l'évolution du PPM imposé par le changement de l'éclairément.

II.3.3.6.2. Robustesse vis-à-vis des variations de la température

Pour un éclairement fixé à 1000W/m^2 , on simule une augmentation de la température de 25°C à 75°C pendant 30 secondes. On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant la température de 75°C à 25°C durant le même laps de temps.

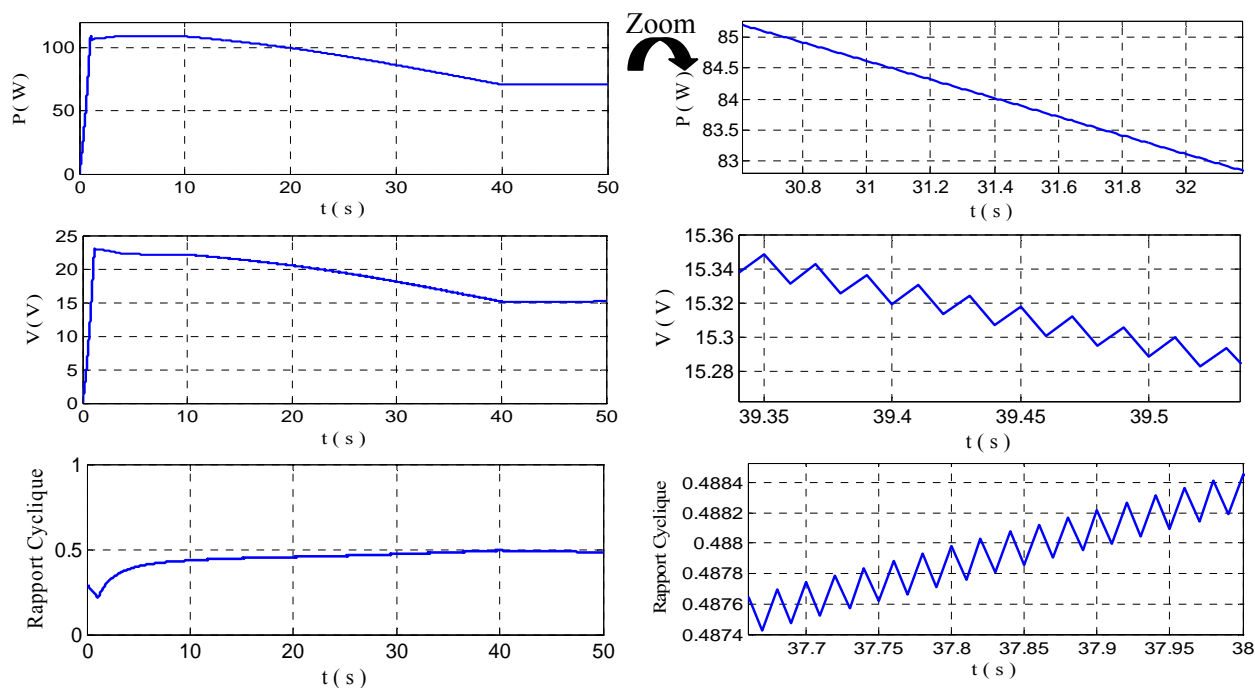


Figure II.45. Réponse de l'algorithme par logique floue pour une augmentation rapide de la température

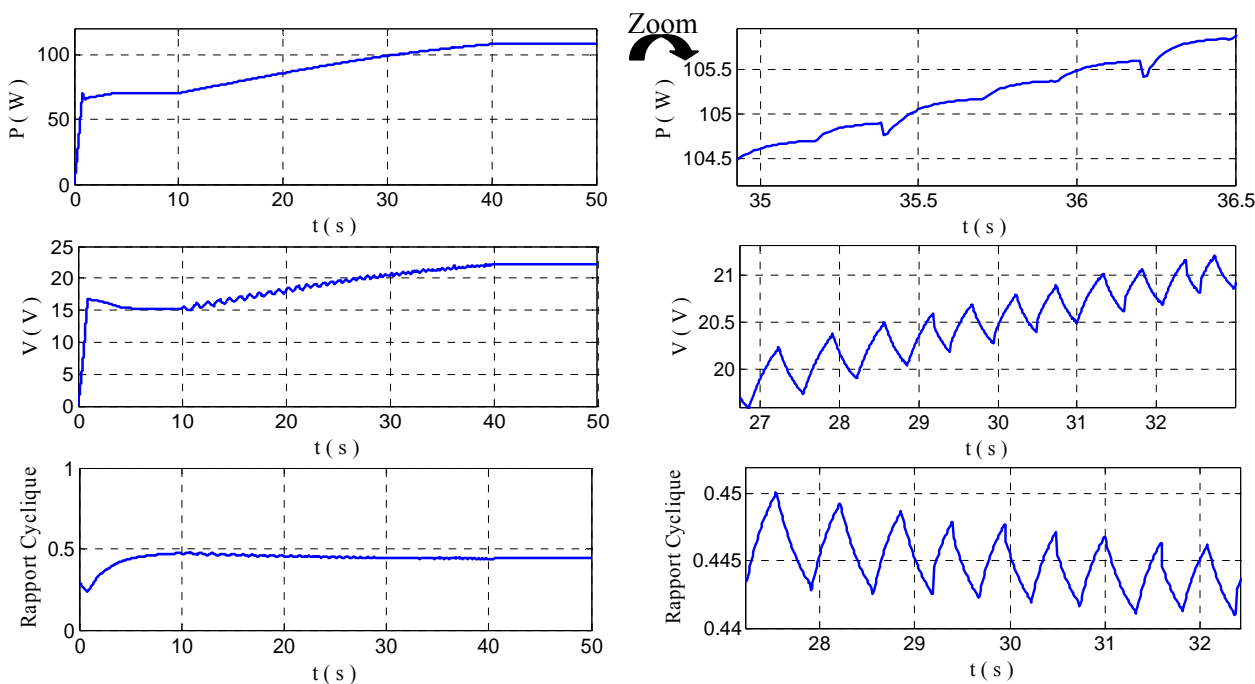


Figure II.46. Réponse de l'algorithme par logique floue pour une diminution rapide de la température

La figure II.47 représente l'évolution du point de fonctionnement du *GPV* lors d'une augmentation très rapide de la température, à un éclairement constant.

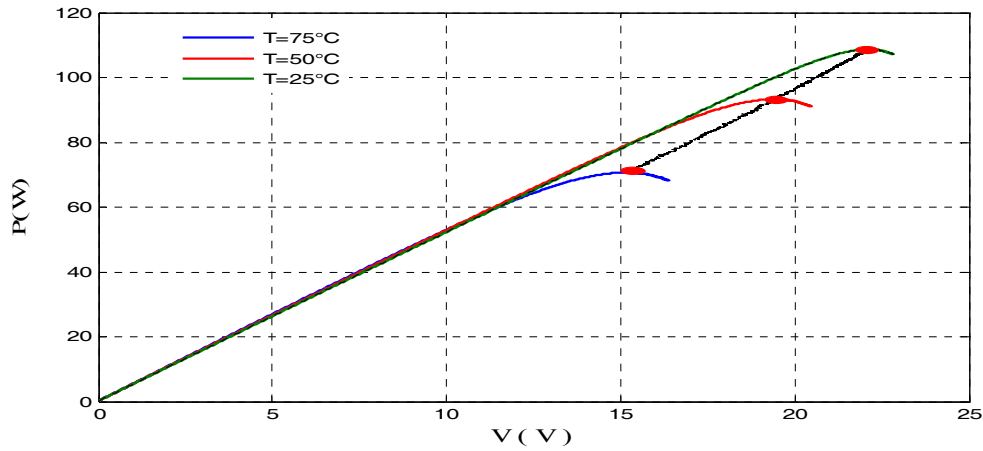


Figure II.47. Evolution du point de fonctionnement du GPV respectivement lors d'une augmentation et une diminution brusque de la température

On remarque que l'algorithme par logique floue suit fidèlement le mouvement du *PPM* imposé par le changement de la température. Comparée aux deux autres algorithmes la méthode par logique floue apporte une nette amélioration du régime établi du système commandé en réduisant les oscillations qui apparaissent autour du *PPM*.

II.3.4. Comparaison entre les différentes méthodes MPPT

Afin d'évaluer les performances d'un système de poursuite du *PPM*, une étude comparative entre les trois méthodes à été faite. Ainsi, dans un premier lieu, nous étudierons les performances de ce système dans le cas des conditions de test standard. Par la suite, on testera l'effet des variations des paramètres météorologiques. La figure II.48 représente la réponse temporelle du système soumis aux conditions de test standard.

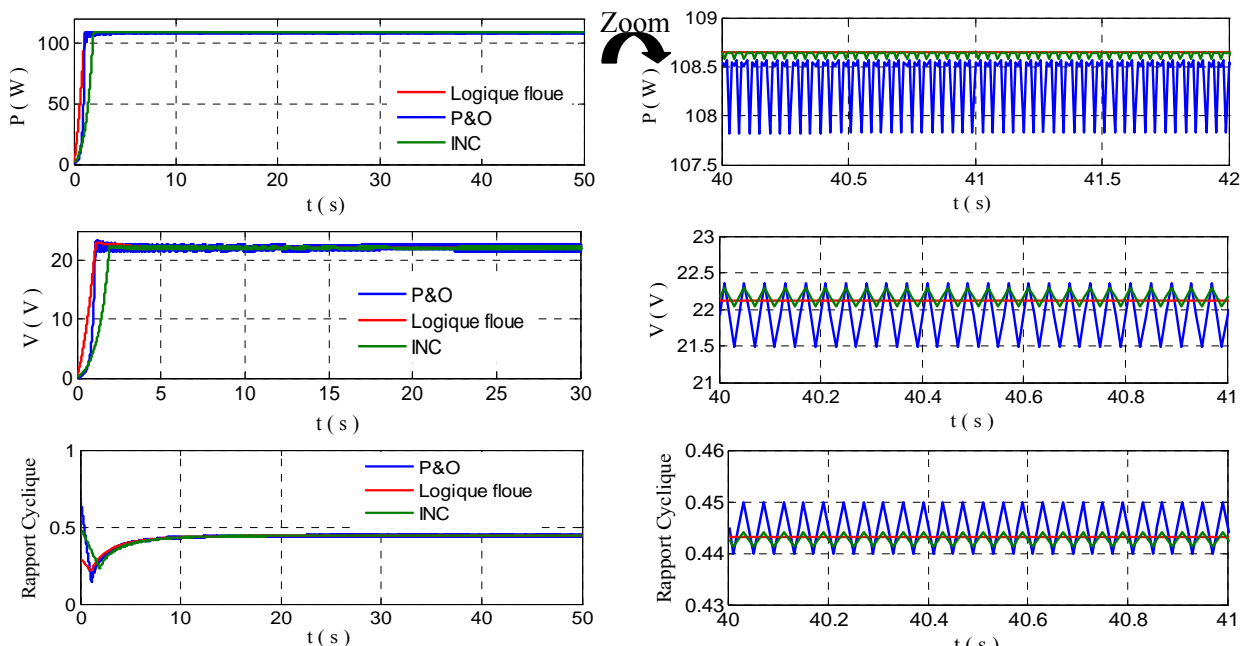


Figure II.48. Réponse des trois contrôleurs dans les conditions standards

On constate que le temps de réponse du régulateur flou est plus rapide. En régime permanent, le régulateur flou est parfaitement calé sur le point de puissance maximale, alors que les régulateurs P&O et Conductance Incrémentale oscillent autour dudit point.

V.3.4.1. Robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement

Pour une température interne fixée à 25°C, on simule une augmentation de l'éclairement de 600W/m² à 1000W/m² pendant 10 secondes. On refait l'expérience, dans l'autre sens, en diminuant l'éclairement de 1000W/m² à 600W/m² durant le même laps de temps.

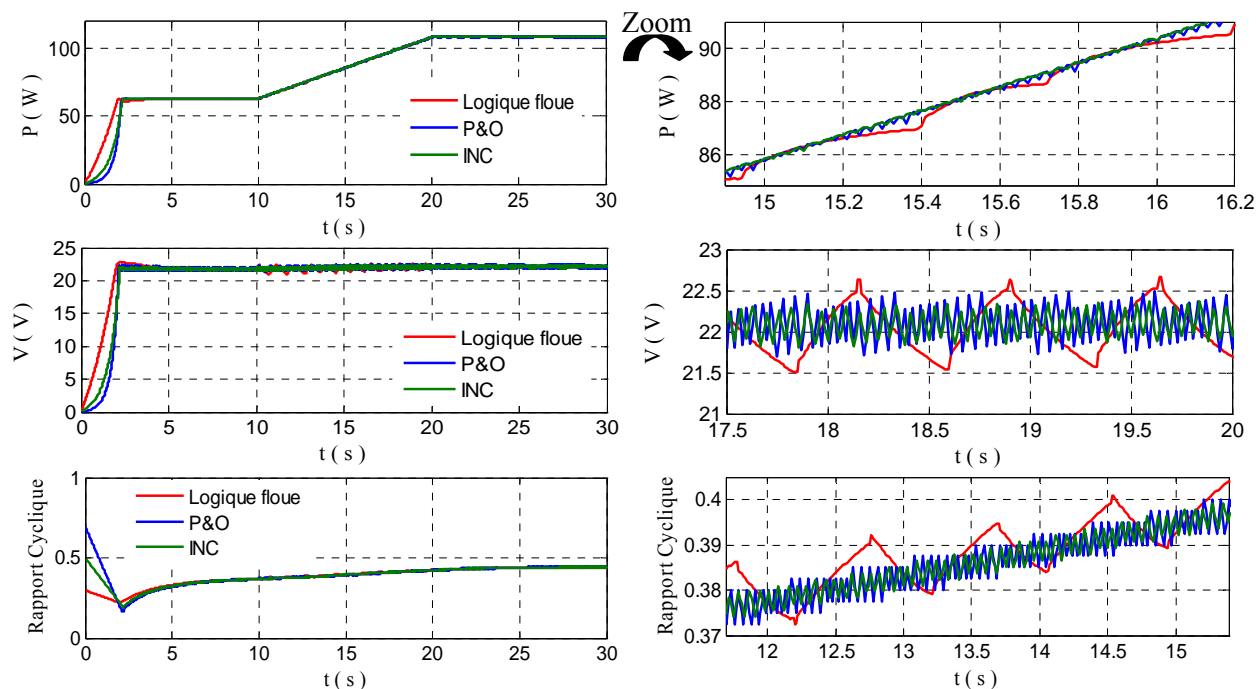


Figure II.49. Evolution de la puissance du GPV pour une augmentation rapide de l'ensoleillement

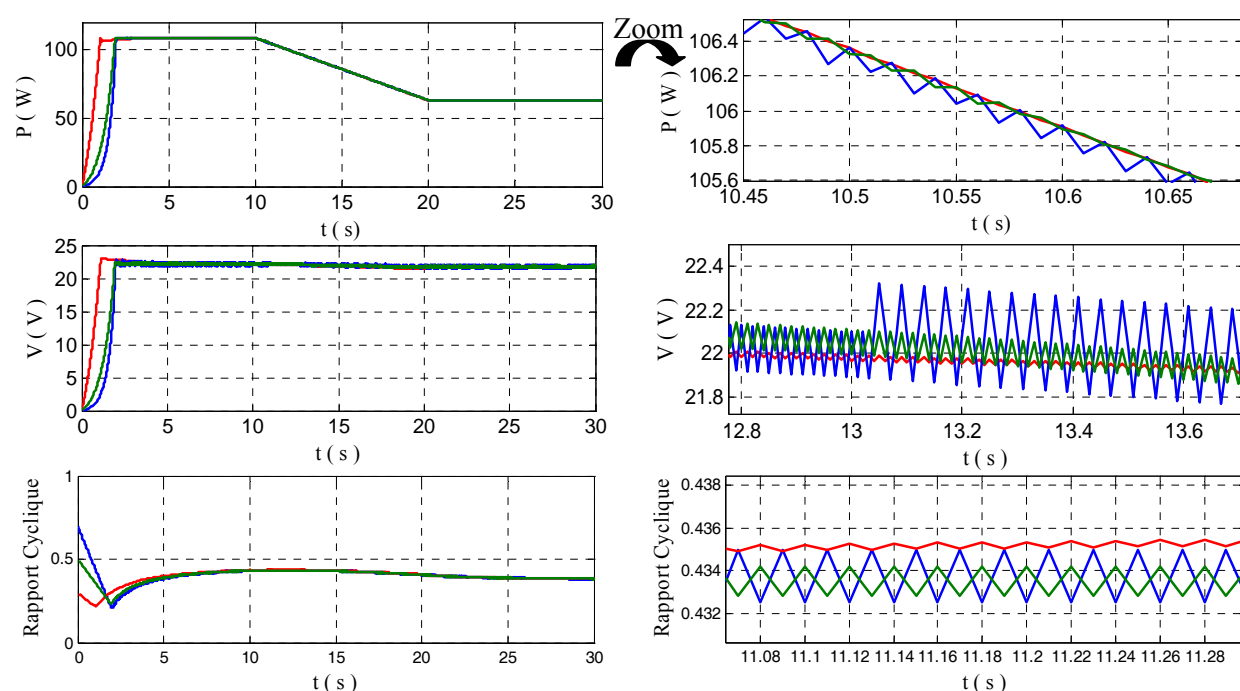


Figure II.50. Evolution de la puissance du GPV pour une diminution rapide de l'ensoleillement

Dans les trois cas les régulateurs, *P&O*, Conductance Incrémentale et flou, poursuivent, parfaitement, l'évolution du *PPM*, mais le système commandé par logique floue évolue avec le *PPM* d'une manière plus harmonieuse comparé aux deux autres algorithmes.

Pour une température interne fixée à 25°C, on simule une augmentation et une diminution simultanées de l'éclairement (Figure II.51).

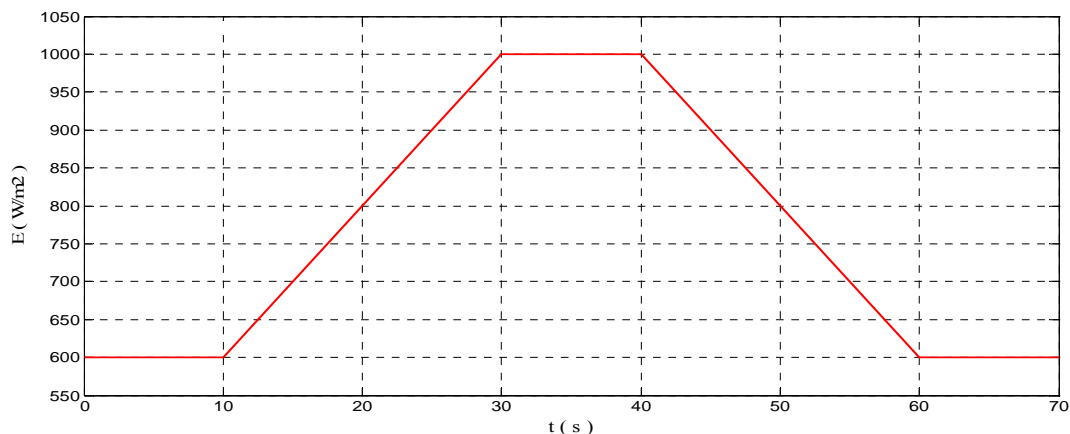


Figure II.51. Variations de l'ensoleillement en fonction du temps

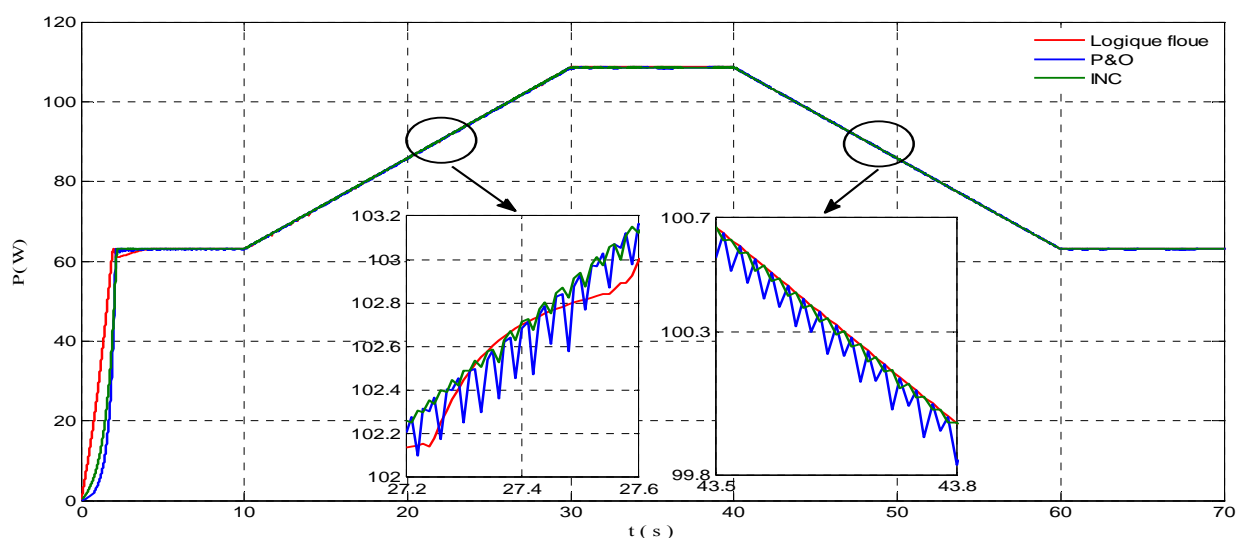


Figure II.52. Evolution de la puissance du *GPV* pour une variation simultanée de l'ensoleillement

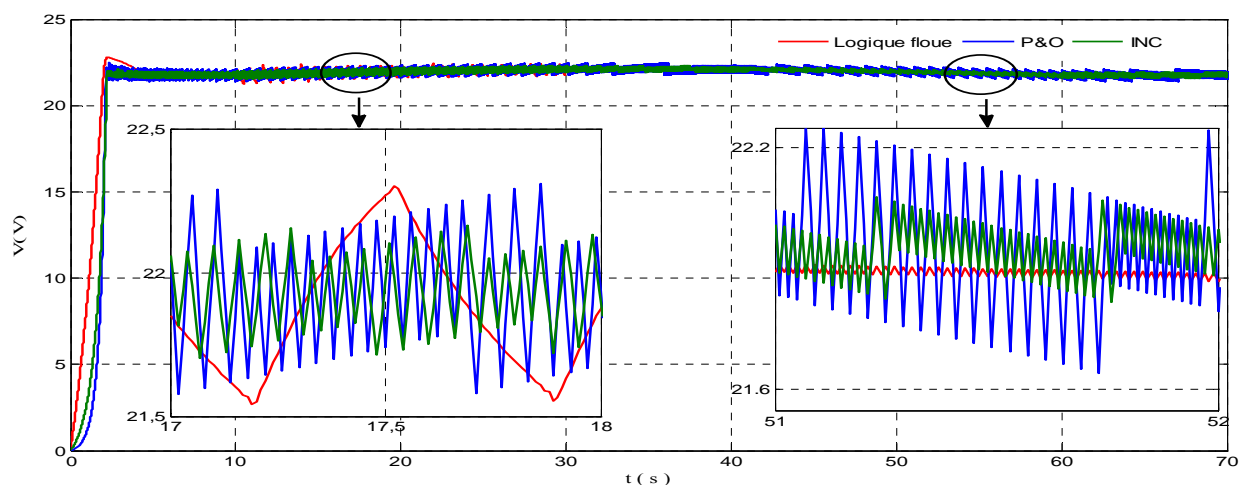


Figure II.53. Evolution de la tension du *GPV* pour une variation simultanée de l'ensoleillement

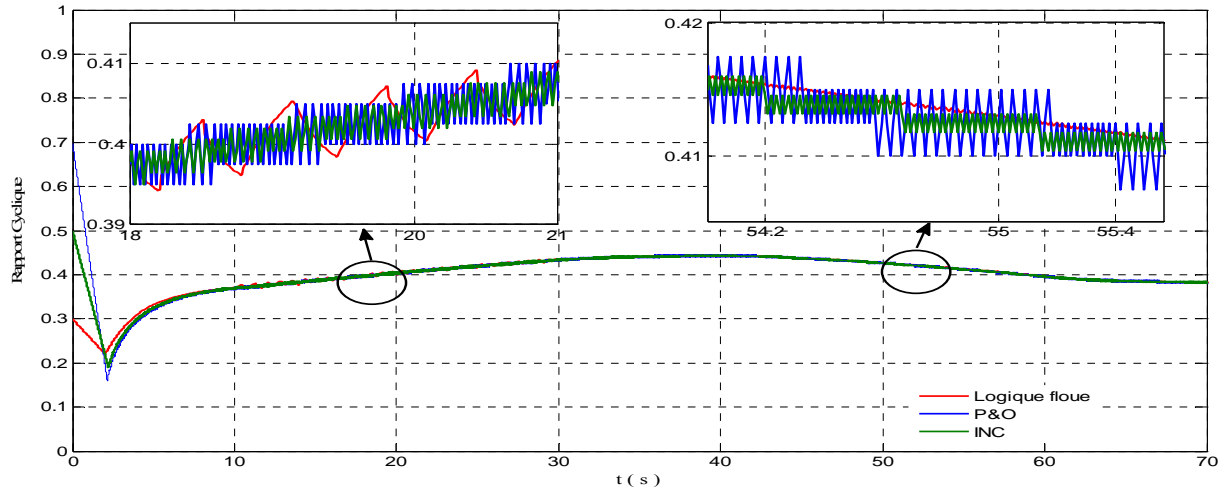


Figure II.54. Evolution de rapport cyclique du *GpV* pour une variation simultanée de l'ensoleillement

On constate que le régime transitoire est plus long pour le système commandé par les algorithmes Conductance Incrémentale et *P&O*, que celui régulé par logique floue.

En régime permanent, le régulateur flou est parfaitement calé sur le point de puissance maximale, alors que les deux autres régulateurs oscillent autour dudit point.

II.3.4.2. Effet du changement de la température

Pour un éclairement fixé à 1000W/m^2 , on simule une augmentation de la température de 25°C à 75°C pendant 30 secondes. On refait le même test dans l'autre sens, en diminuant la température de 75°C à 25°C durant le même laps de temps.

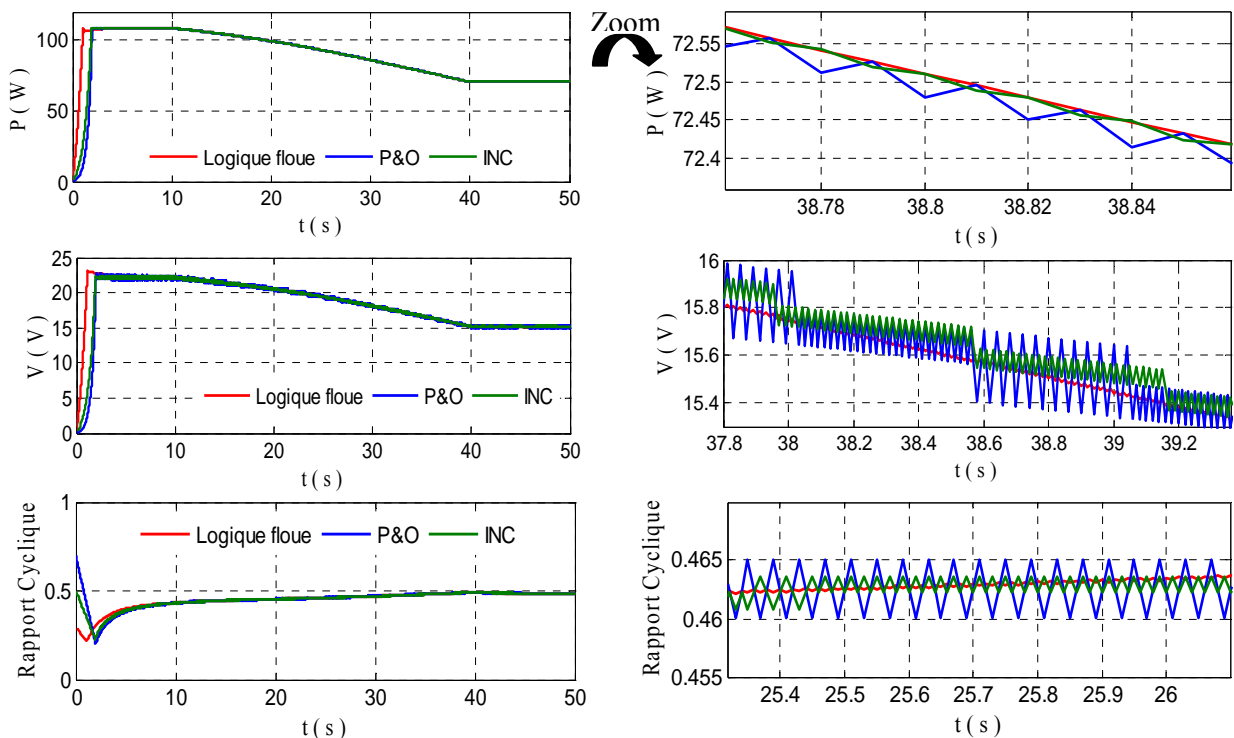


Figure II.55. Evolution de la puissance du *GpV* pour une augmentation rapide de la température

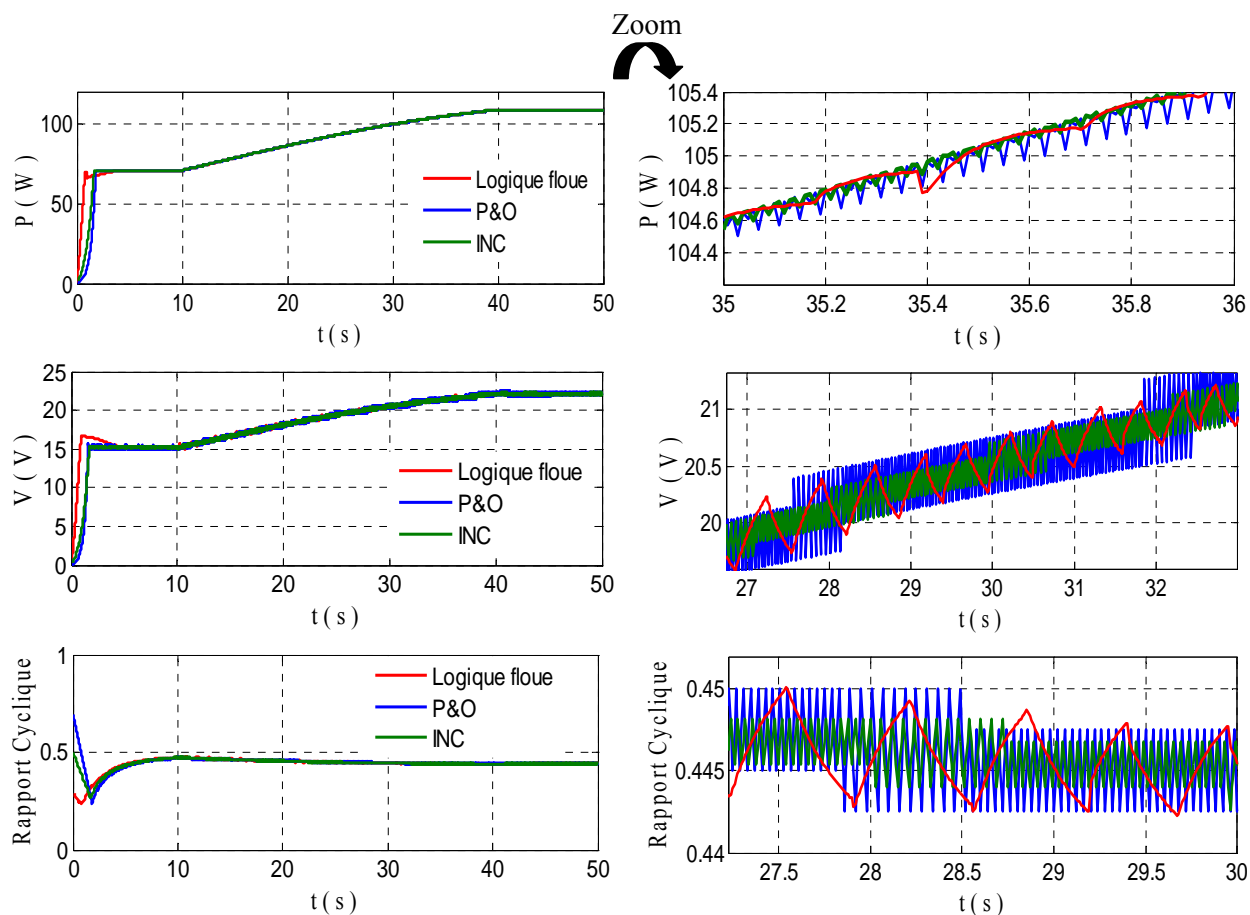


Figure II.56. Evolution de la puissance, tension et rapport cyclique du GPV pour une diminution rapide de la température

Sous un ensoleillement fixé à 1000W/m^2 , nous simulerons une évolution de la température interne du GPV telle que :

Initialement la température interne est à 25°C , à un instant $t = 10\text{s}$ elle augmente jusqu'à $t = 40\text{s}$ et elle se stabilise à 75°C pendant 20secondes, pour diminuer après pendant 30secondes et enfin elle se stabilise à sa valeur initial 25°C (Figure II.57).

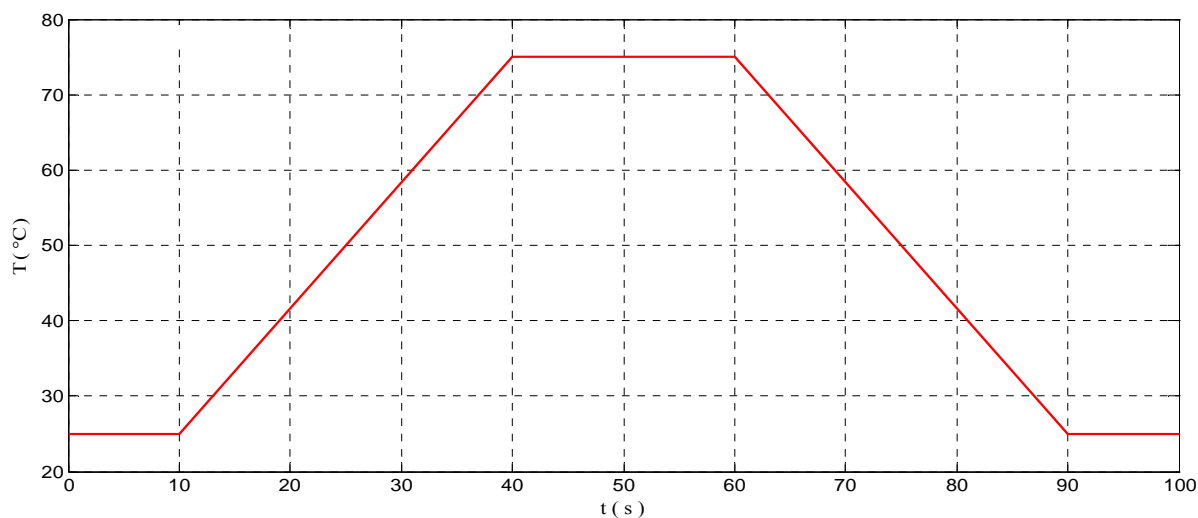


Figure II.57. Variations de la température en fonction du temps

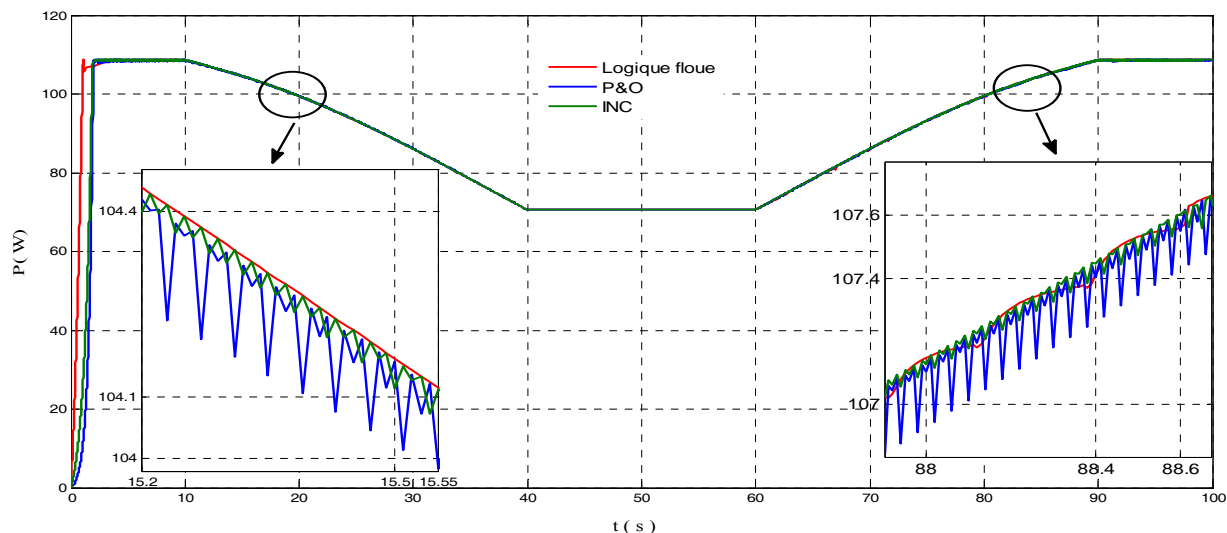


Figure II.58. Evolution de la puissance du *GPV* pour une variation simultanée de la température

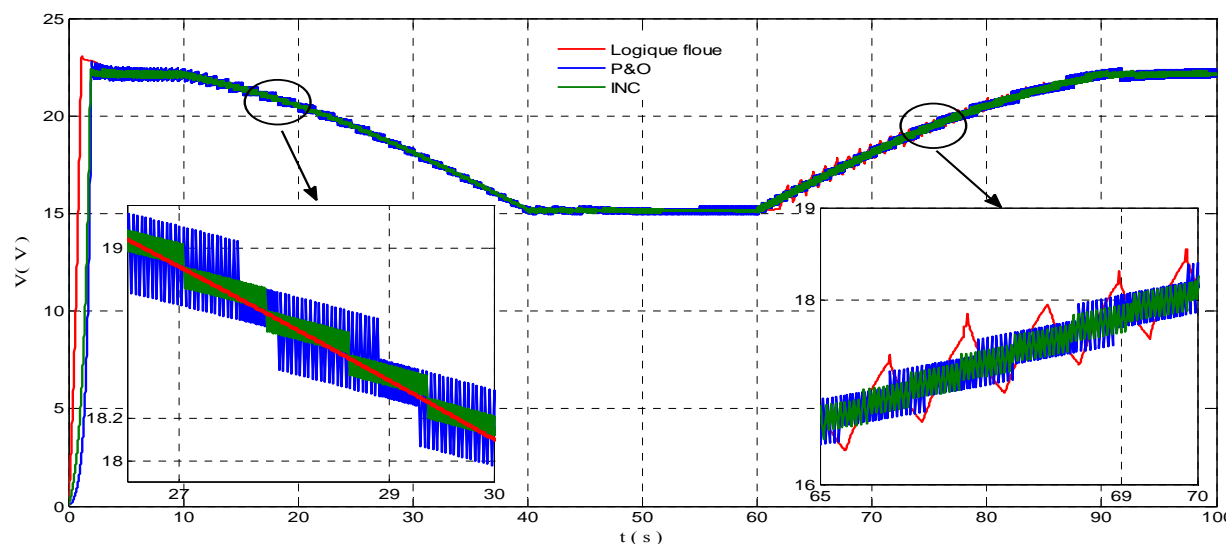


Figure II.59. Evolution de la tension du *GPV* pour une variation simultanée de la température

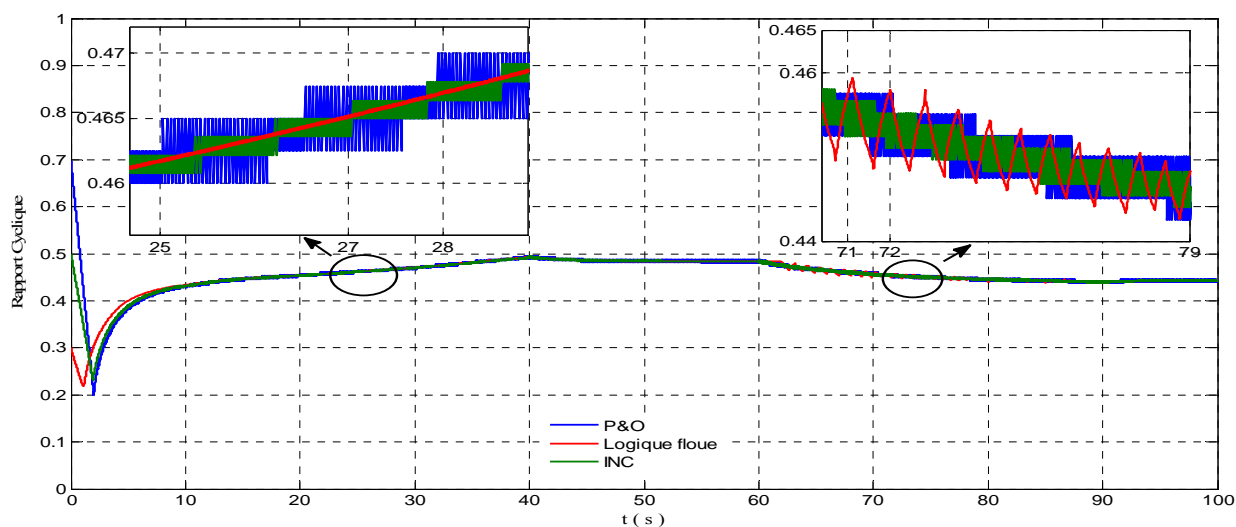


Figure II.60. Evolution de rapport cyclique du *GPV* pour une variation simultanée de la température

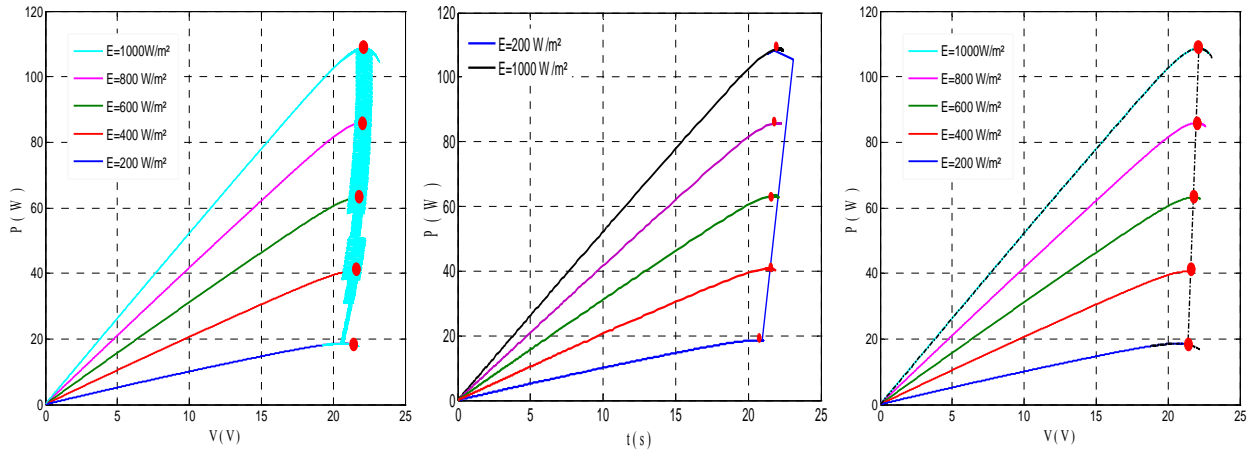


Figure II.61. Evolution de la puissance du GPV pour les trois contrôleurs pour une variation brusque de l'éclairement

Les résultats de simulation montrent le bon fonctionnement des trois algorithmes de commande avec un net avantage pour le contrôleur flou qui est caractérisée par un meilleur temps de réponse pour la poursuite du PPM et un régime transitoire plus harmonieux que celui obtenu en utilisant les deux autres algorithmes.

En régime permanent, le régulateur flou est parfaitement calé sur le point de puissance maximale, alors que les deux autres régulateurs oscillent autour dudit point. Ainsi, le contrôleur *MPPT* Flou assure un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les trois topologies de base des convertisseurs *DC/DC* connectés à un système photovoltaïque. L'étude menée sur les conditions d'adaptation des trois topologies montre que le hacheur *Buck-Boost* est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques (température et éclairement) et internes (résistance série et shunt).

Comme les caractéristiques du générateur photovoltaïque dépend fortement des paramètres météorologiques, il nous a parut nécessaire de présenter des méthodes de recherche du point maximal de puissance afin d'obtenir le rendement maximal du générateur à tout instant malgré les variations des paramètres météorologiques (température et/ou éclairement). Les méthodes étudiées dans ce chapitre : *P&O*, et Conductance Incrémentale, bien que efficace en terme de poursuite du PPM, présentent des pertes de puissance dues à l'oscillation du point de fonctionnement du système autour de sa position optimale. L'emploi d'un dispositif de poursuite du point de puissance maximale basé sur la théorie des ensembles flous offre une solution très efficace car il assure un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent.

Dans le prochain chapitre, nous allons étudier la modélisation et la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

CHAPITRE III

MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

CHAPITRE III

MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

III.1. Introduction

Ces dernières années, les convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. On les retrouve dans des nombreuses applications telles que la génération d'énergie électrique, la traction électrique, etc.

L'alimentation par une source de tension sinusoïdale joue un rôle prépondérant dans le domaine industriel. La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures de grandes performances par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped). Cette nouvelle structure permet d'avoir un signal de sortie le plus sinusoïdal possible avec des bonnes performances spectrales.

L'exploitation judicieuse du point milieu de la source continue améliore sensiblement la qualité spectrale des ondes délivrées; cette amélioration peut être importante par insertion des différentes stratégies de commande [26][27].

Ces stratégies ont pour objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques, pour assurer un bon contrôle et une réponse dynamique élevée de récepteur.

III.2. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.2.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Cette structure d'onduleur multiniveau a été introduite par A. Nabae et H.Akagi en 1981 dont l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectées par l'onduleur dans la charge. L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte [26].

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. Dans le cadre de notre travail, nous étudions la structure NPC (Figure III.1). Cette structure est composée de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs bidirectionnels en série et deux autre en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche.

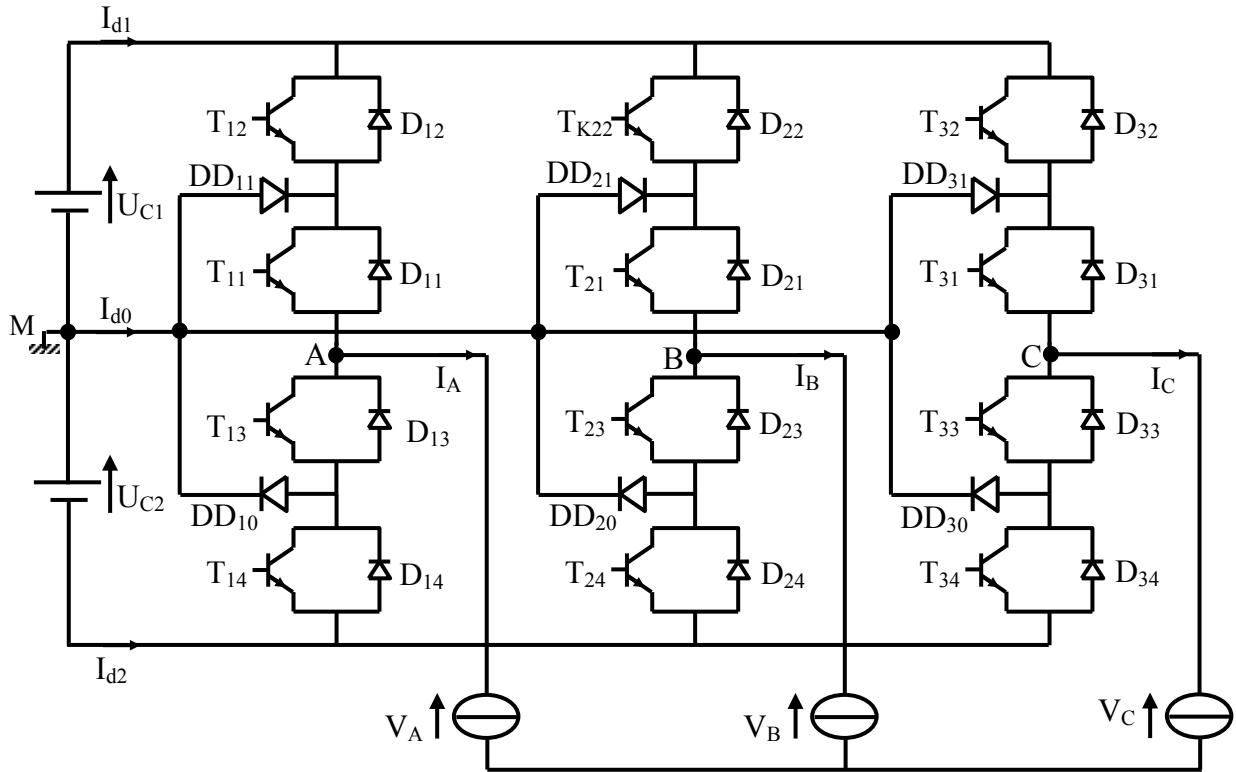


Figure III.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.2.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux

Vue la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à trois niveaux, sans a priori sur la commande, et réduire le nombre de places du réseau de Pétri correspondant, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [28][29]:

- Chaque paire transistor–diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{KS} supposé idéal (Figure III.2).
- Les tensions U_{C1} , U_{C2} , sont supposées égales et constantes, $U_{C1}=U_{C2}=U_C$.

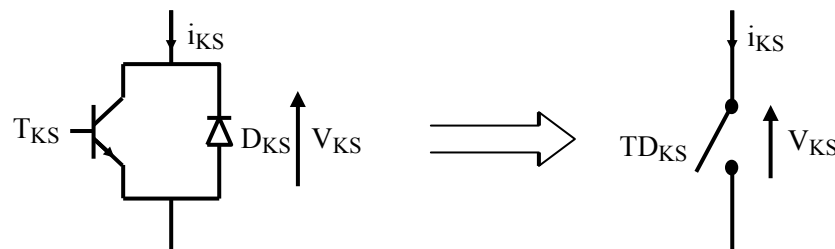


Figure III.2 Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

On définit deux états stables pour l'interrupteur (TD_{KS}) :

- (1) : pour l'état fermé de l'interrupteur ;
- (0) : pour l'état ouvert de l'interrupteur.

Le passage entre les deux états est subordonné par des conditions de transitions.

III.2.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur à trois niveaux NPC, montre qu'il existe cinq configurations possibles pour ce dernier (Figure III.3) [28][30].

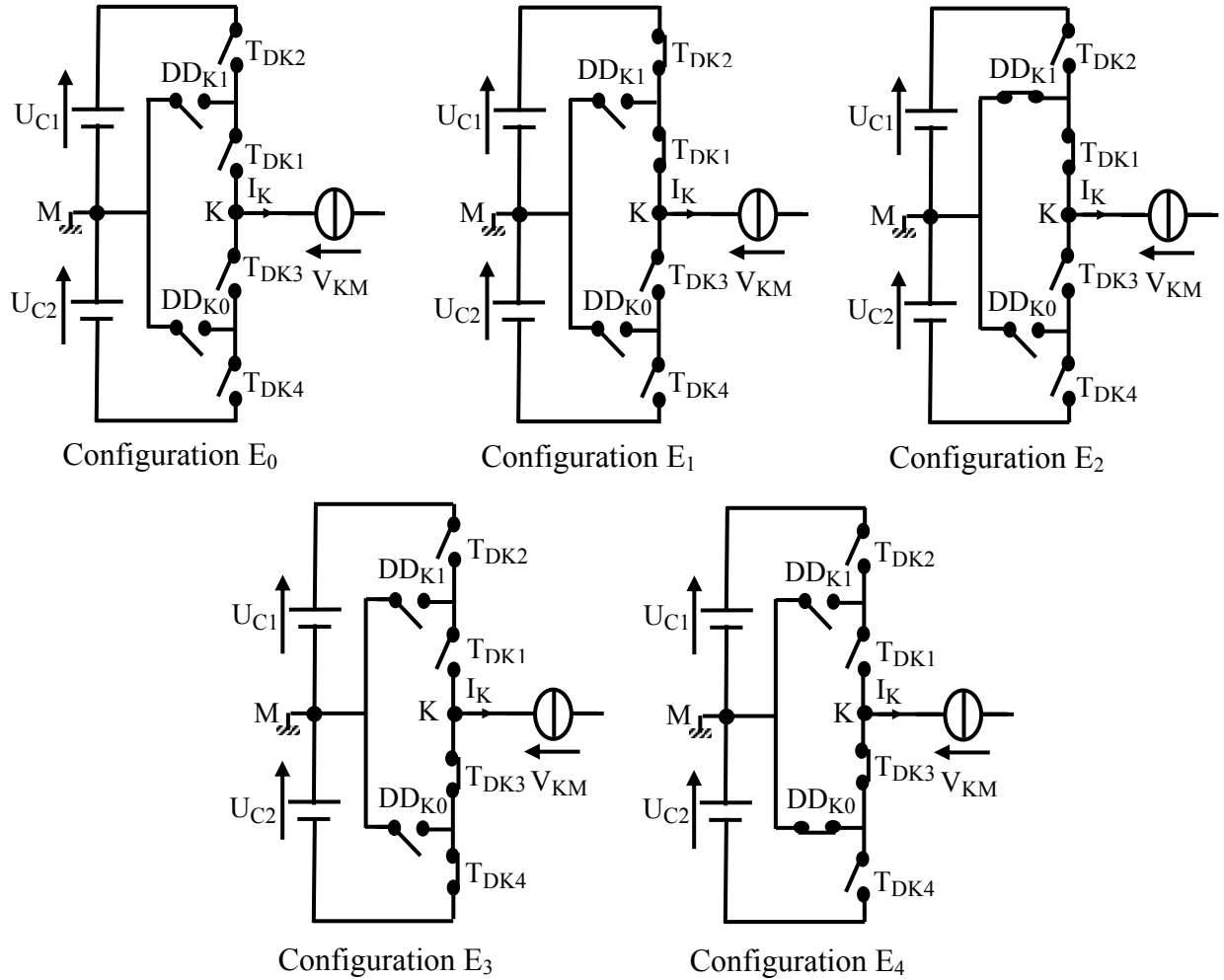


Figure III.3. Différentes configurations du bras K de l'onduleur à trois niveaux

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ses configurations sont représentées dans le tableau III.1.

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$I_K = 0$, V_{KM} dépend de la charge
E_1	$V_{KM} = U_{C1} = U_C$
E_2	$V_{KM} = 0$
E_3	$V_{KM} = -U_{C2} = -U_C$
E_4	$V_{KM} = 0$

Tableau III.1. Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.2.2.2. Réseau de Pétri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

L'analyse fonctionnelle réalisée au moyen du formalisme de Petri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'entre elles un modèle électrique équivalent et à définir les conditions de changement des configurations. Ces conditions de transition donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras. Elles sont des fonctions logiques entre [28][31][32]:

- ✓ Une commande externe B_{KS} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur) ;
- ✓ Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

Les différentes réceptivités R_{mm} sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (U_{DDK1} > 0)]$$

$$R_{03} = [B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge B_{K4} \wedge (U_{mk4} > 0)] + [(U_{mk3} < 0) \wedge (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = [B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (U_{DDK0} > 0)]$$

$$R_{10} = [i_K = 0]$$

$$R_{12} = [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{13} = [\bar{B}_{K1} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{14} = [B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (U_{DDK0} > 0) \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{20} = [i_K = 0]$$

$$R_{21} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{23} = [\bar{B}_{K1} \wedge DD_{K1} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{30} = [i_K = 0]$$

$$R_{31} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge (i_K > 0) + \bar{B}_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{32} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{34} = [\bar{B}_{K4} \wedge B_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{40} = [i_K = 0]$$

$$R_{41} = [\bar{B}_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{43} = [B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K < 0)]$$

La figure III.4 montre le réseau de Petri série de ce bras de l'onduleur, où R_{mm} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n .

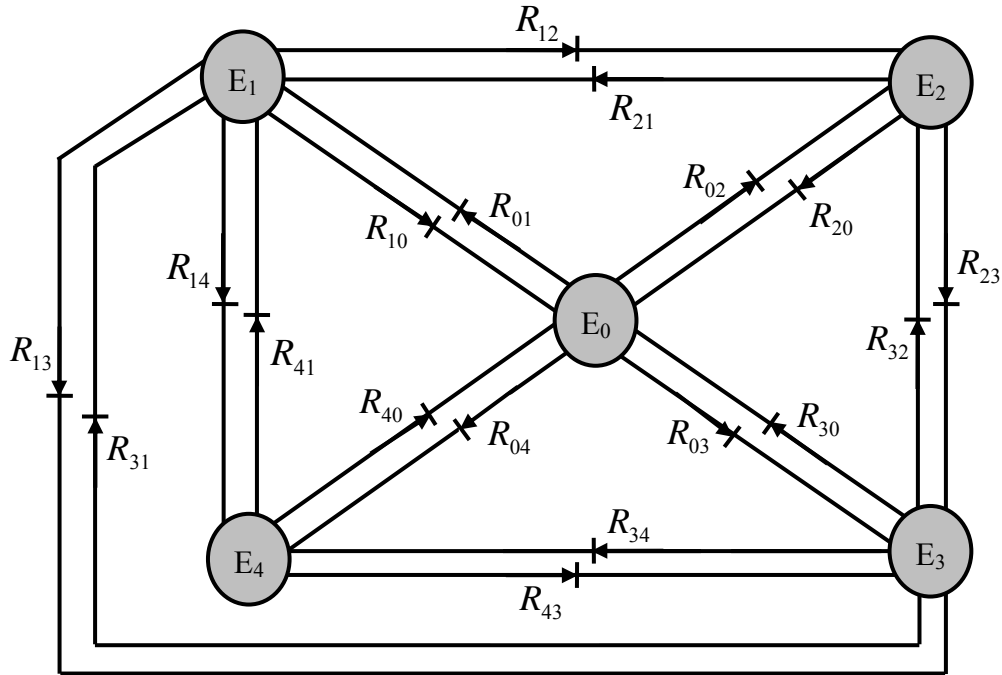


Figure III.4. Réseau de Petri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.3. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques)

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

Hypothèses

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_C) ;
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé. Alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ I_A + I_B + I_C = 0 \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

III.3.1. Fonction de connexion « F_{KS} »

Cette fonction est liée à chaque interrupteur, et décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

Avec K numéro du bras ($K=1, 2, 3$), et S numéro de interrupteur.

III.3.2. Fonction de commutation

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à «n» interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion F_i définie par :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_C \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right\} \quad (\text{III-3})$$

Avec F_C la fonction de commutation de cette cellule, et T sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

III.3.3. Commande complémentaire

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire optimale suivante [28]:

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B}_{K1} \\ B_{K3} = \overline{B}_{K2} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Avec B_{KS} commande de base du transistor T_{KS} de ce bras K . Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K4} = 1 - F_{K1} \\ F_{K3} = 1 - F_{K2} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

III.3.4. Fonction de connexion du demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras F_{Km}^b telle que:

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Pour le bras K , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Le système d'équations précédent montre que la fonction F_{Km}^b vaut «1» dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas.

III.3.5. Fonction de conversion

On note :

- Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A , V_B et V_C ;

- Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM} , V_{BM} , V_{CM} ;
- La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{NM} .

Les potentiels des nœuds A , B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu «M» s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{C1} - F_{13}F_{14}U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{C1} - F_{23}F_{24}U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{C1} - F_{33}F_{34}U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (III-8), ce système d'équations s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad (\text{III-10})$$

D'après ce système (III-10), on peut déduire que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Si on prend en considération l'hypothèse suivante : $U_{C1} = U_{C2} = U_C$. Alors l'équation (III-10) devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III-11})$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

Avec V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{III-13})$$

A partir des relations (III-12) et (III-13), on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{III -14})$$

A partir des relations (III-10) et (III-14), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions aux bornes de la charge suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III -15})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_1 + F_{21}F_{22}i_2 + F_{31}F_{32}i_3 \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_1 + F_{23}F_{24}i_2 + F_{33}F_{34}i_3 \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, la relation (III-16) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{III-18})$$

En introduisant la relation (III-16) dans l'équation (III-18), on obtient :

$$i_{d0} = [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)]i_1 + [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)]i_2 + [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)]i_3 \quad (\text{III-19})$$

On définit la matrice de conversion simple $[N(t)]$ reliant le vecteur d'entrée interne $[V_A, V_B, V_C, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état $[U_{C1}, U_{C2}, i_1, i_2, i_3]^t$ telle que :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[-2F_{10}^b + F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b - 2F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b + F_{20}^b - 2F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)] & [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)] & [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)] \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

De même la matrice notée $[M(t)]$ qui relie le vecteur des tensions composées $[V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état est dite matrice de conversion composée, telle que :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III-22})$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & (-F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & (-F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & (-F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 1 - (F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

La figure III.5 représente le modèle de connaissance global de l'onduleur à trois niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée à point milieu et sa charge triphasée.

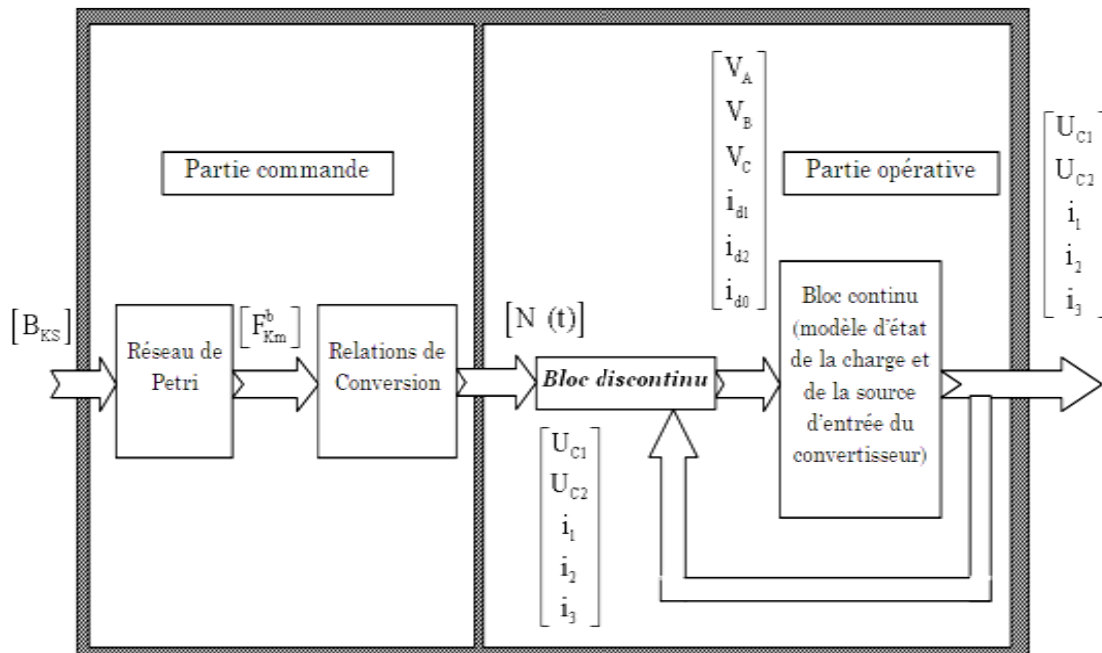


Figure III.5. Modèle de connaissance global de l'onduleur à trois niveaux

A partir de cette figure, on distingue deux parties :

- Partie de commande, représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion $[N(t)]$;
- Partie opérative, constituée d'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[N(t)]$, et d'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

III.4. Différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Les récents progrès technologiques dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs ont élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI) dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques. L'utilisation de ces techniques pour la commande des onduleurs triphasés à trois niveaux rend possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de ces onduleurs.

Afin de générer une tension d'alimentation la plus sinusoïdale que possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) de commande ont été proposées [28][32][33]. Elles consistent à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

Dans cette partie, nous élaborons trois stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux qui sont :

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses bipolaires;
- Modulation vectorielle
- Modulation calculée.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la largeur de la zone linéaire de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

III.4.1. Modulation triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, et deux ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dent de scie, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Cette technique est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse (f_p) à celle de la tension de référence (f) : $m=f_p/f$;
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage en tension « r » est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_m) à celle de la porteuse (V_{pm}) : $r=V_m/U_{pm}$.

La modulation est dite *synchrone* quand « m » est entier, et *asynchrone* dans le cas contraire. En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que les porteuses triangulaires sont données respectivement par les équations (III-24) et (III-25) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad (III-24)$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left(t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \quad (III-25)$$

La figure III.6 montre les différents signaux de cette stratégie.

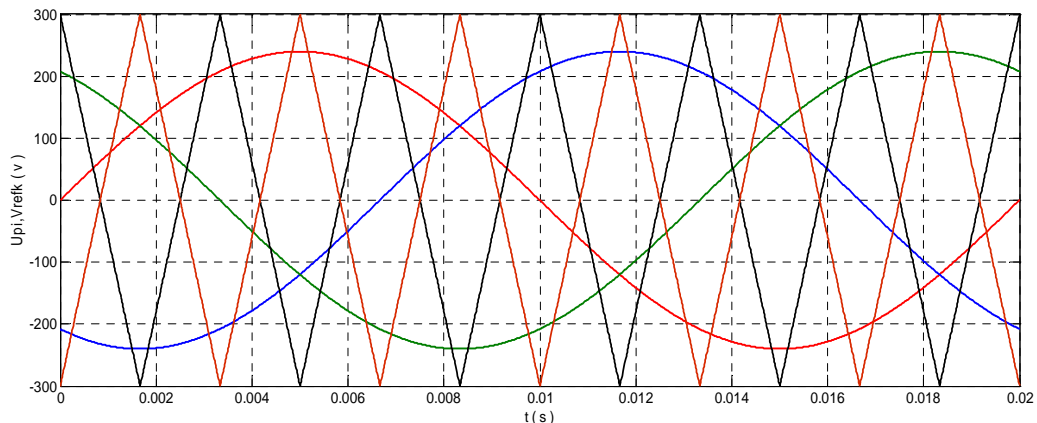


Figure III.6. Différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

L'algorithme de commande de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Pour un bras K de l'onduleur à trois niveaux, cet algorithme se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{K1}, V_{K2})

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = -U_c \end{cases} \quad (III-26)$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{K2} et les ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs

$$\begin{cases} V_{Km} = U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1 \\ V_{Km} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 0 \\ V_{Km} = -U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 0 \end{cases} \quad \text{Avec} \quad V_{Km} = V_{K1} + V_{K2} \quad (III-27)$$

Résultats de simulation

- Les figures III.7, III.8, III.9, III.10 représentent la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques respectivement pour $m=6, 9, 12$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50 \text{ Hz}$.

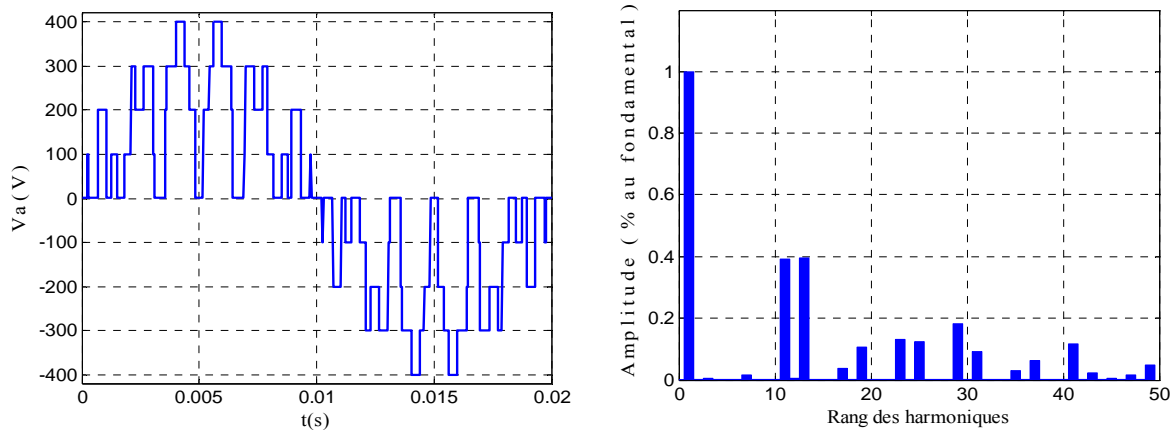


Figure III.7. Tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m=6, r=0.8$)

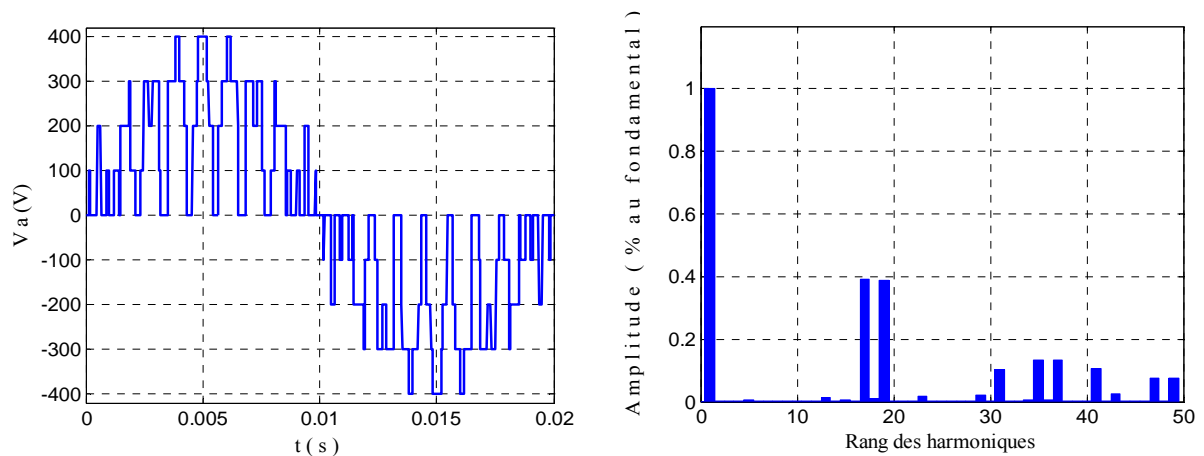


Figure III.8. Tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m=9, r=0.8$)

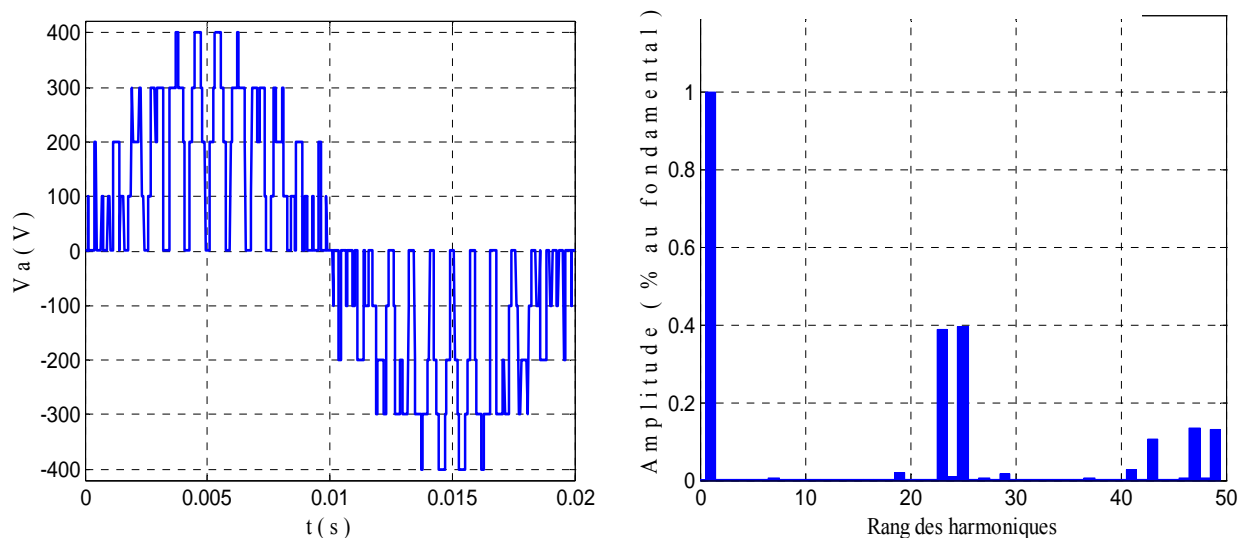


Figure III.9. Tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires ($m=12$, $r=0.8$)

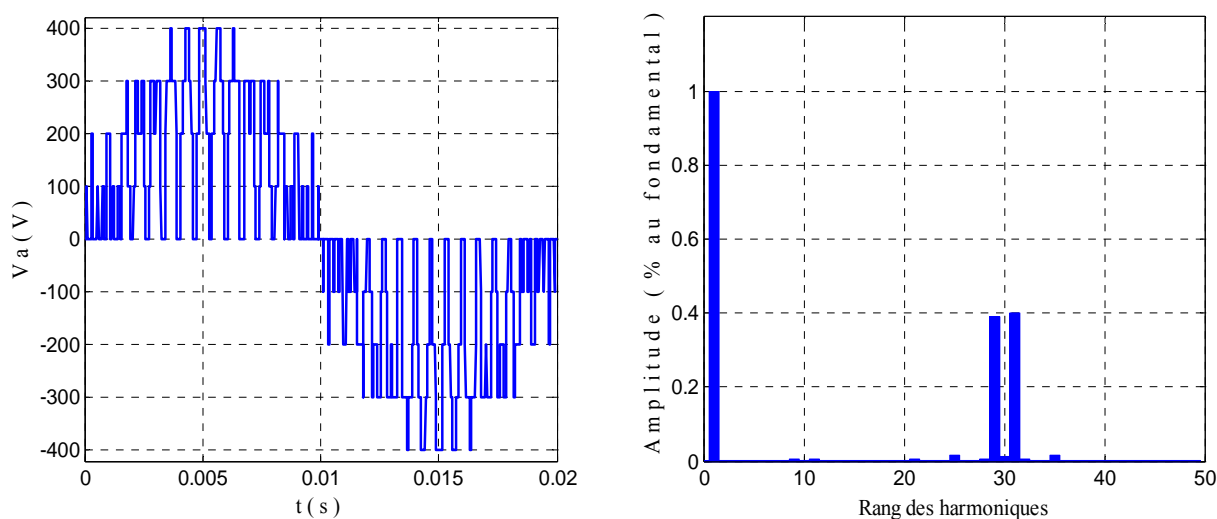


Figure III.10. Tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires ($m=15$, $r=0.8$)

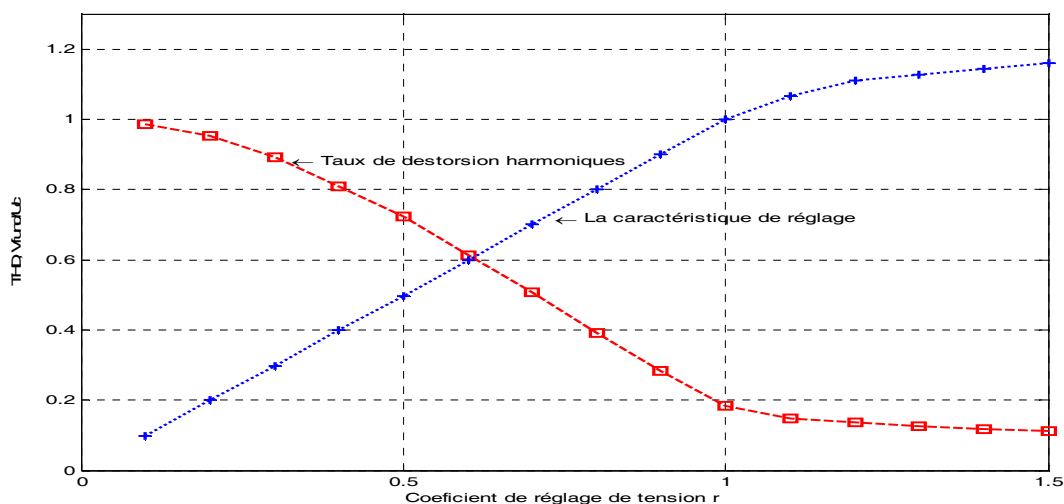


Figure III.11. Caractéristique de réglage de la tension de sortie et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires ($m=6$)

On constate que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seuls les harmoniques impairs existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. L'augmentation de « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0(r=0)$ à U_c ($r=1$). Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

III.4.2. Modulation vectorielle

La modulation vectorielle permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage régulier avec injection de l'harmonique trois [28][33][35]. On définit à partir du vecteur de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$, deux nouveaux vecteurs de référence V_{Sref1} et V_{Sref0} . Le vecteur de référence V_{Sref1} est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des demi-bras du haut de l'onduleur multiniveaux, alors que le vecteur V_{Sref0} est associé aux demi-bras du bas.

Ces deux nouveaux vecteurs de référence sont définis par le système d'équations suivant [33] :

$$\begin{aligned} V_{Sref1}[i] &= V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] &= V_{Sref}[i] - V_0 \end{aligned} \quad (III-28)$$

Avec $i=1,2,3$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -\frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \quad (III-29)$$

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi bras de l'onduleur.

L'organigramme général de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume en trois étapes [16][37] :

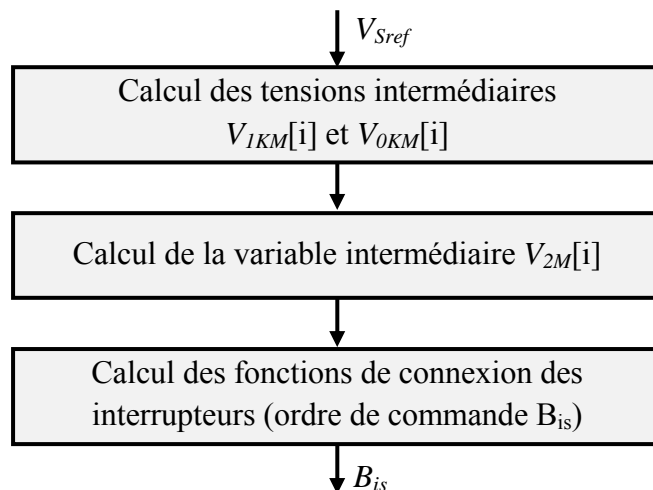


Figure III.12. Organigramme général de la modulation vectorielle

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$ et $V_{0M}[i]$, images des tensions de sortie des deux onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1KM}[i] = U_c \\ V_{Sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1KM}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{Sref0}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{0KM}[i] = 0 \\ V_{Sref0}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{0KM}[i] = -U_c \end{cases} \quad (\text{III-30})$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1KM}[i] + V_{0KM}[i] \quad (\text{III-31})$$

Etape 3 : Détermination des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{2M}[i] = U_c \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 1 \\ V_{2M}[i] = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1; B_{i2} = 0 \\ V_{2M}[i] = -U_c \Rightarrow B_{i1} = 0; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\ B_{K2} = \bar{B}_{K3} \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

Remarque : Cette stratégie est aussi caractérisée par les deux paramètres, l'indice de modulation « m » et le coefficient de réglage de tension « r ».

La figure III.13 représente les différents signaux de la modulation vectorielle.

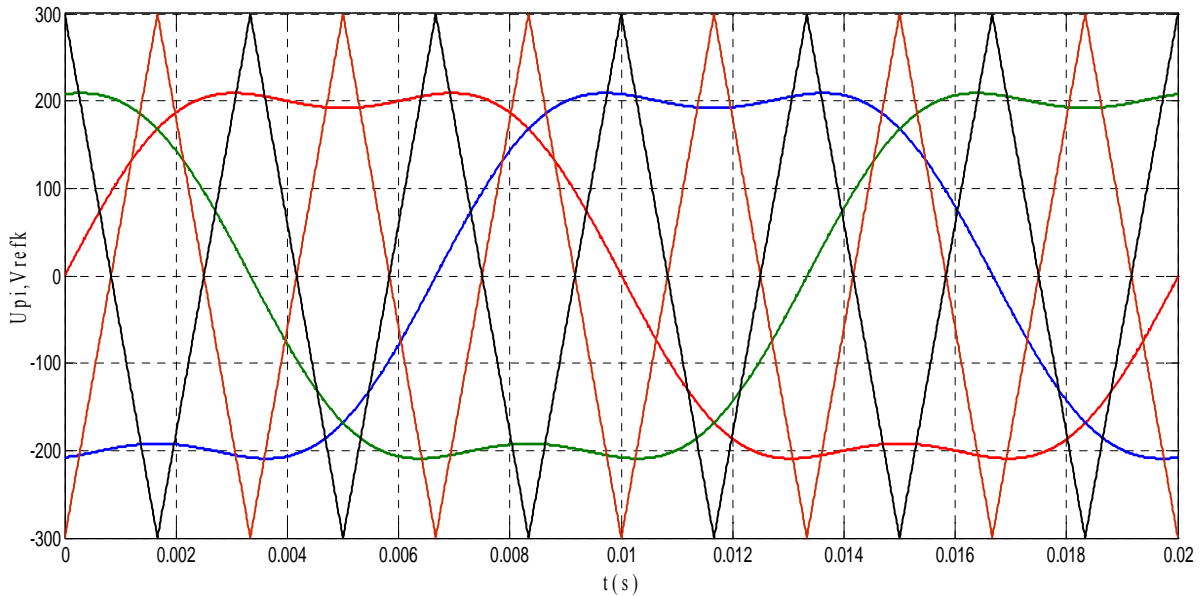


Figure III.13. Différents signaux de la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires

- La figure III.14 représente la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques respectivement pour $m=6, 9, 12$ et 15 avec $r = 0,8$ et $f = 50 \text{ Hz}$.
- La figure III.15 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

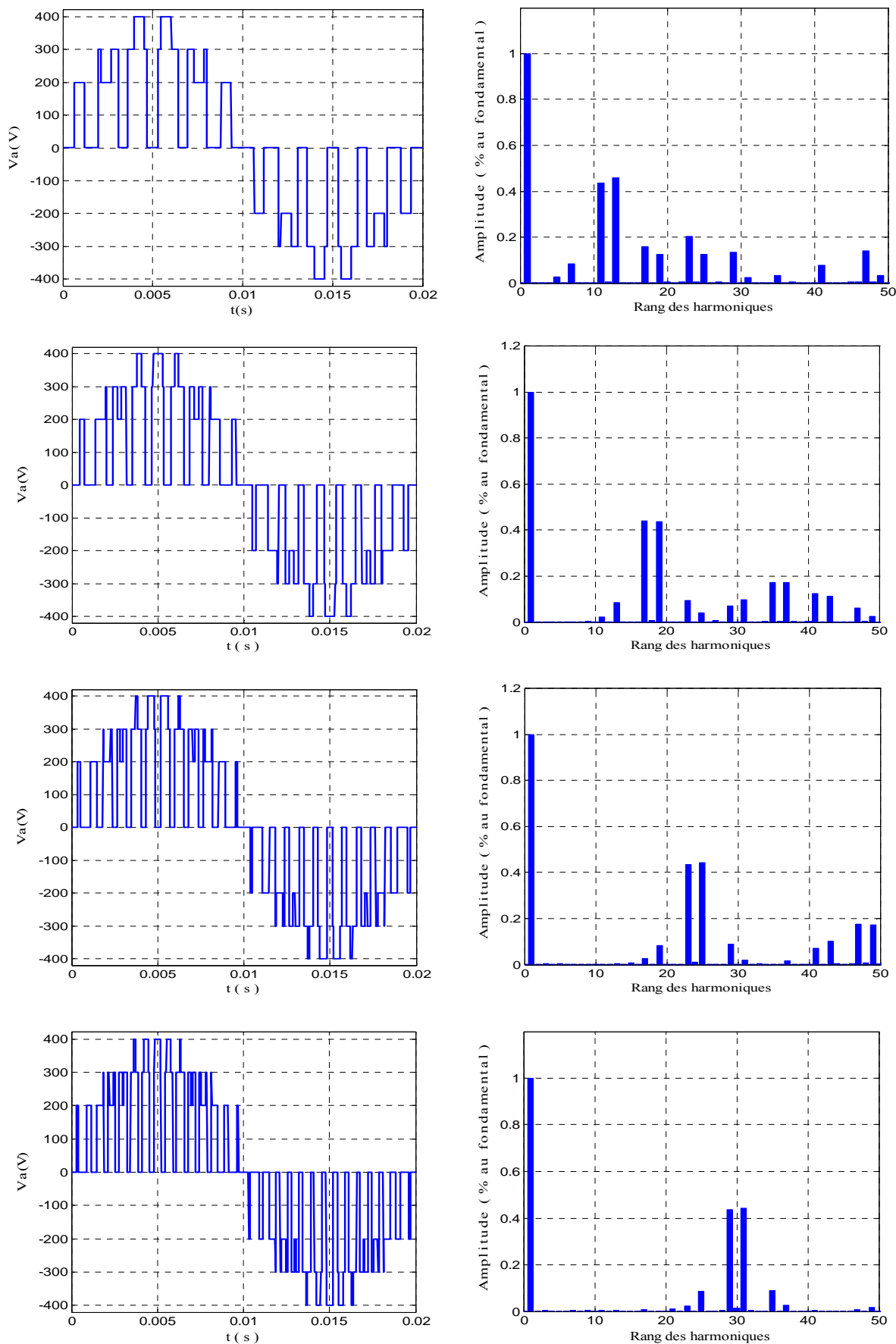


Figure III.14. Tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires respectivement pour ($m=6,9,12$ et 15 , $r=0.8$)

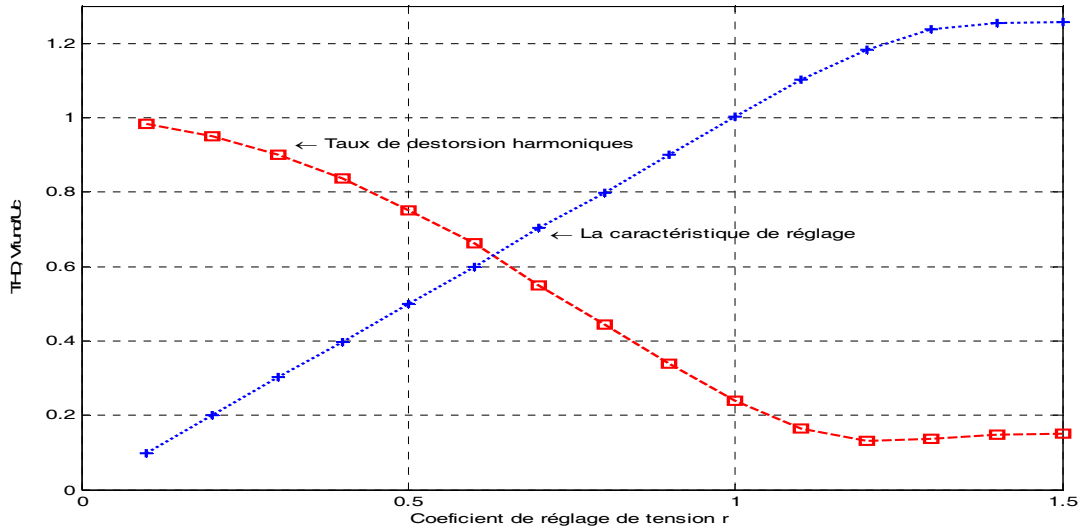


Figure III.15. Caractéristique de réglage de la tension de sortie et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires ($m=6$)

On constate que pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », la tension simple V_A ne possède que des harmoniques impairs, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. L'augmentation de « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage. Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0(r=0)$ à $1.1U_c$ ($r=1.1$). Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

III.4.3. Modulation calculée

Dans cette partie, nous présentons un algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux destiné à une réalisation numérique. L'organigramme général d'une modulation calculée utilisant ce modèle de commande est représenté par la figure III.16.

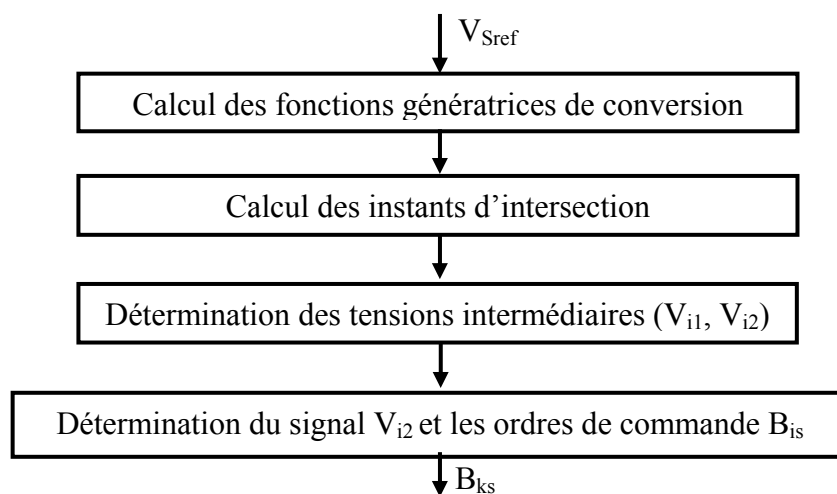


Figure III.16. Organigramme de la modulation calculée

La figure III.17 représente les différents signaux de la modulation calculée.

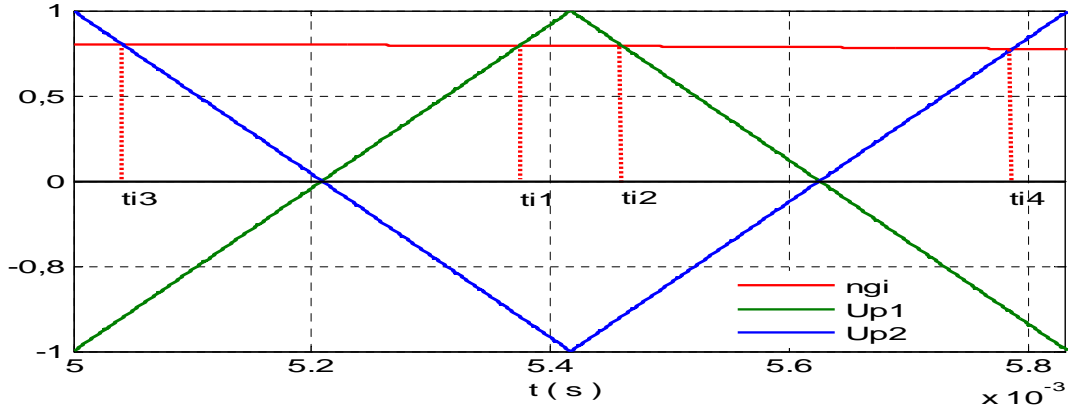


Figure III.17. Différents signaux de l'algorithme de la modulation calculée

Les différentes étapes de cet algorithme peuvent se résumer comme suit:

Etape1: Calcul des fonctions génératrices de conversion simples n_{gi}

$$n_{gi} = \frac{V_{refi}}{U_c} \quad \text{Avec: } i \in \{1,2,3\} \quad (\text{III-33})$$

Etape2: Calcul des instants d'intersection

$$\begin{cases} t_{i1} = (n_{gi} + 1) \frac{T_P}{4} \\ t_{i2} = (-n_{gi} + 3) \frac{T_P}{4} \\ t_{i3} = (-n_{gi} + 1) \frac{T_P}{4} \\ t_{i4} = (n_{gi} + 3) \frac{T_P}{4} \end{cases} \quad (\text{III-34})$$

Etape3: Détermination des tensions intermédiaires (V_{i1} , V_{i2}):

$$\begin{cases} V_{i1} = U_c \text{ si } t \in [0, t_{i1}] \cup [t_{i2}, T_P] \text{ sinon } V_{i1} = 0 \\ V_{i0} = 0 \text{ si } t \in [t_{i3}, t_{i4}] \text{ sinon } V_{i0} = U_c \end{cases} \quad (\text{III-35})$$

Etape4: Détermination du signal V_{i2} et les ordres de commande B_{is} des interrupteurs:

$$V_{i2} = V_{i1} + V_{i0} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{i2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1 ; B_{i2} = 1 \\ V_{i2} = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1 ; B_{i2} = 0 \\ V_{i2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0 ; B_{i2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-36})$$

Résultats de simulation

La figure III.18 représente la tension de sortie V_A et son spectre d'harmonique du l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée basée sur la modulation triangulo-sinusoïdale à deux porteuses triangulaires bipolaires pour $m=6, 9, 12$ et 15 avec $r=0,8$ et $f=50\text{Hz}$.

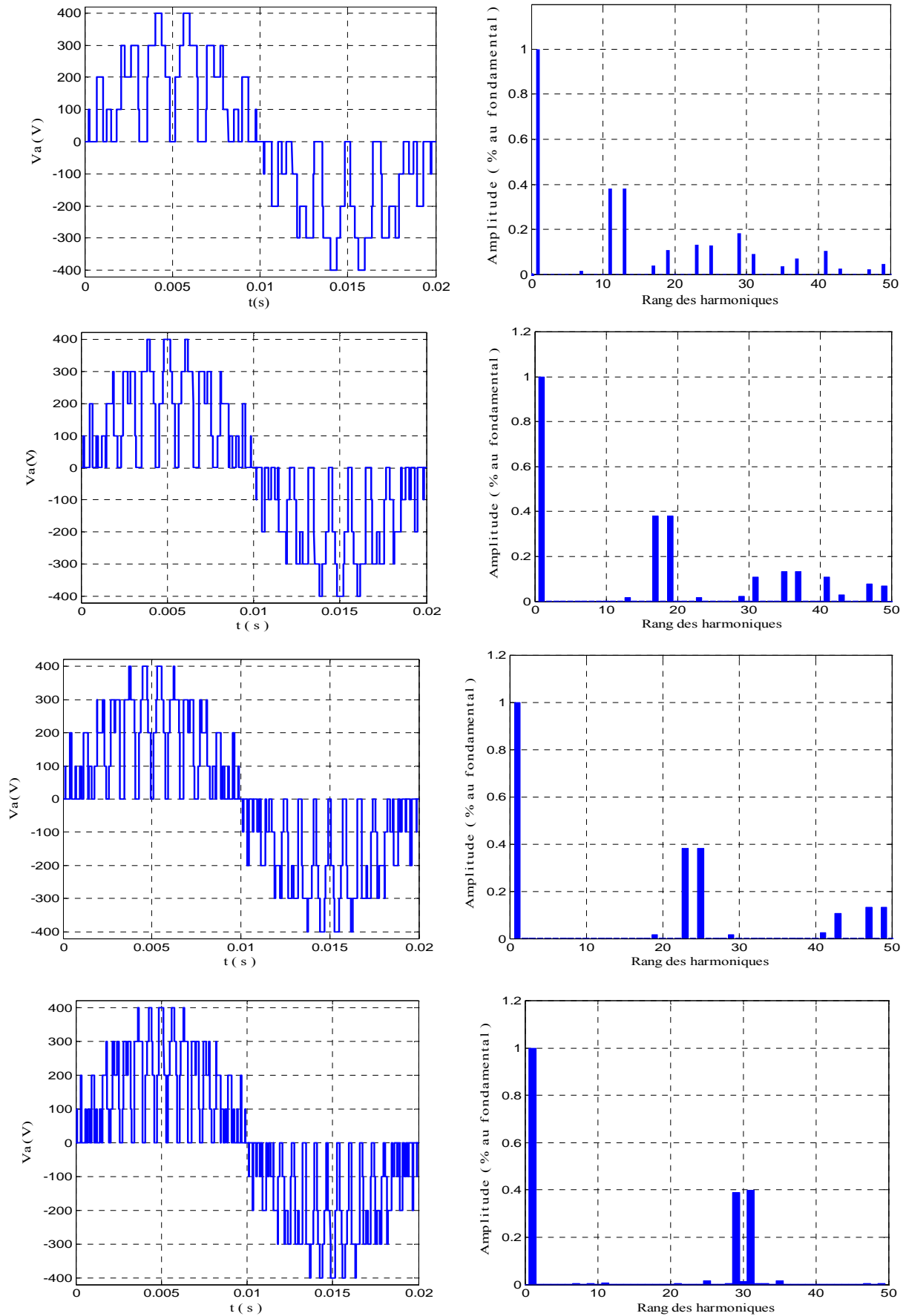


Figure III.18. Tension simple et son spectre de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la modulation calculée

La figure III.16 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

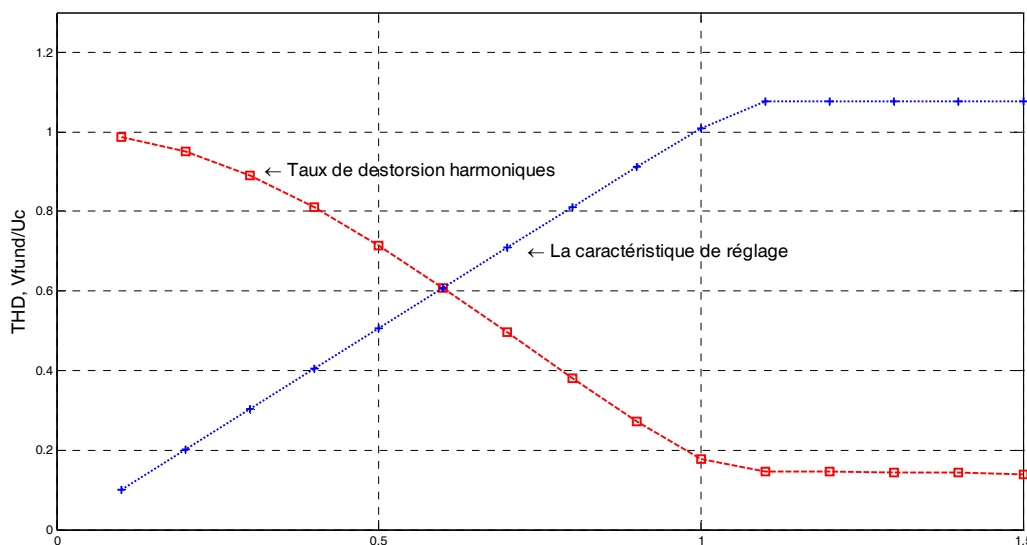


Figure III.16. Caractéristique de réglage de la tension V_A et le THD de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation calculée pour $m=6$

Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental plus large, dans l'intervalle variant de $r=0$ à $r=1.15$. L'amplitude de ce fondamental se sature à $r=1.1$. Le taux d'harmoniques varie lentement à partir de cette valeur.

III.4.4. Comparaison entre les différentes stratégies de commande de l'onduleur

Le tableau III.2 résume les caractéristiques des différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.

La stratégie	r_{\max} de la caractéristique de réglage	THDmax	THDmin	La fréquence centrale de la première famille d'harmoniques
Algorithme1	1	0.8803	0.2611	2mf
Algorithme2	1.1	0.8521	0.2252	2mf
Algorithme3	1.15	0.8512	0.2193	2mf

Tableau III.2. Tableau comparatif des différentes stratégies de l'onduleur à trois niveaux

Ce tableau, montre que l'algorithme3 (modulation calculée à deux porteuses bipolaires triangulaires) est le meilleur, car le taux de modulation de cet algorithme permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r_{\max}=1.15$ avec un taux $THD_{\min}=0.2193$. Ainsi, dans la suite de notre travail l'onduleur à trois niveaux est toujours commandé la modulation calculée.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Pétri.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, on a défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à trois niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série. Cette stratégie nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux niveaux à ceux des onduleurs à trois niveaux.

Ainsi, nous avons développé trois stratégies de commande MLI de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies à deux porteuses, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$.

La stratégie de la modulation calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% avec un faible taux d'harmoniques.

CHAPITRE IV

PERFORMANCE D'UNE CHAÎNE PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTÉE AU RESEAU LOCAL

CHAPITRE IV

PERFORMANCE D'UNE CHAÎNE PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTÉE AU RÉSEAU LOCAL

IV.1. Introduction

Une chaîne de conversion photovoltaïque signifie aujourd'hui un générateur photovoltaïque (GPV) connecté à une charge par l'intermédiaire d'un convertisseur. Selon l'application visée, l'énergie photovoltaïque est soit utilisée telle quelle par la charge, soit stockée ou bien injectée directement au réseau électrique. L'optimisation de la production de cette énergie reste encore du domaine de la recherche et beaucoup d'innovations sont encore nécessaires pour en faire une énergie fiable. De nos jours, les axes de recherche pour augmenter la production de cette énergie sont principalement focalisés sur l'extraction de la puissance maximale, mais très peu de solutions sont proposées pour améliorer l'efficacité énergétique de la chaîne de conversion dans son ensemble. Le haut degré d'intégration et la flexibilité apportés par le domaine digital nous ont poussés vers la numérisation de commandes des différents organes constituant la chaîne de production photovoltaïque connectée au réseau électrique local.

IV.2. Les systèmes photovoltaïque connectés au réseau

Les caractéristiques du générateur photovoltaïque sont combinées aux besoins des consommateurs d'énergie avec l'échange d'énergie résultant entre l'édifice et le réseau électrique conventionnel suivant les quatre cas de figures suivants [38] :

• **L'électricité PV produite est supérieure aux besoins en électricité de l'habitation :** L'électricité en surplus est ainsi injectée dans le réseau. Le propriétaire de la centrale devient alors producteur d'électricité.

• **L'électricité photovoltaïque produite est égale aux besoins (cas de figure théorique) :** Les appareils consomment de l'énergie photovoltaïque strictement, la centrale photovoltaïque est dans une phase d'équilibre.

• **L'électricité photovoltaïque produite est inférieure aux besoins ou nulle (la nuit) :** La totalité de l'électricité solaire est utilisée par les appareils et un complément est apporté par le réseau.

• **L'électricité photovoltaïque est entièrement injectée dans le réseau :** Le producteur consomme l'énergie fournie par le réseau de distribution électrique et utilise le réseau pour stocker toute l'énergie produite par sa centrale photovoltaïque.

Dans tous les cas, l'électricité produite n'est pas gaspillée.

L'énergie photovoltaïque est de plus totalement modulable et peut donc répondre à un large éventail de besoins. La taille des installations peut aussi être augmentée par la suite afin de suivre l'évolution des besoins ou des moyens financiers.

Une Centrale Photovoltaïque Connectée au Réseau, est constituée de quatre blocs fonctionnels différents :

- **Générateur photovoltaïque** : constitué des modules photovoltaïque pouvant être connectés en série et/ou en parallèle qui convertissent l'énergie du soleil en électricité continue ;
- **Dispositif de conditionnement de puissance (DCP)** : constitué d'un convertisseur DC/DC ayant pour fonction la poursuite du point de puissance maximum et d'un onduleur DC/AC .
- **Protections ou les éléments de mesure** : adaptés pour garantir la qualité de l'onde sinusoïdale injectée au réseau et d'une manière générale la sécurité de la centrale photovoltaïque et du réseau.
- **Réseau de distribution électrique basse tension** : de tension 220V ou 380V alternative et de fréquence 50 Hz.

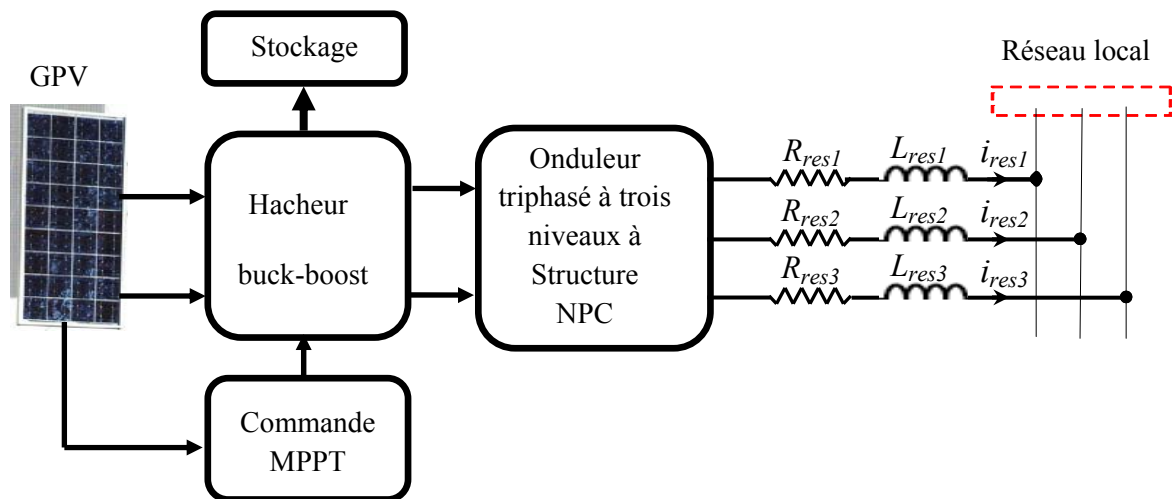


Figure IV.1. Schéma d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau

Dans des circonstances normales, le système fonctionne en mode relié au réseau en alimentant toutes les charges ou en renvoyant la puissance en surplus sur le réseau tout en maintenant la batterie en pleine charge.

Dans le cas où le réseau est déconnecté les circuits de commande de l'onduleur ouvrent la connexion avec le réseau, l'onduleur est alors alimenté par les batteries pour fournir toute la puissance nécessaire aux charges critiques.

IV.3. Modélisation du Réseau électrique

IV.3.1. Équations électrique du réseau dans le repère abc

Le réseau est modélisé par une source de tension en série avec une inductance, se comportant ainsi comme une source de courant. Vu que l'inductance du réseau faible et mal connue, elle est généralement insuffisante pour atténuer l'ondulation du courant. Il est donc nécessaire d'ajouter une inductance L_{res} et une résistance R_{res} plus importantes en série, afin de négliger celles du réseau mal connu et de réduire l'effet de leurs variations [38] (Figure IV.2).

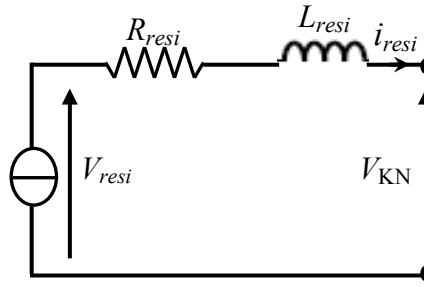


Figure IV.2. Modèle équivalent d'une phase du réseau

La tension de la phase « i » du réseau triphasé s'exprime comme suit :

$$V_{resi} = R_{resi} i_{resi} + L_{resi} \frac{di_{resi}}{dt} + V_{KN} \quad (IV-1)$$

Avec: $K \in \{A, B, C\}$ et $i \in \{1, 2, 3\}$

V_{resi} et i_{resi} : représentent respectivement la tension et le courant de la phase « i » du réseau triphasé.

V_{KN} : tension liée au bras « i » du récepteur.

En appliquant la transformée de LAPLACE à l'équation (IV-1), on obtient :

$$V_{resi}(S) = (R_{res} + L_{res}S)I_{resi}(S) + V_{KN}(S) \quad (IV-2)$$

D'où:

$$I_{resi}(S) = \frac{V_{resi}(S) - V_{KN}(S)}{R_{res} + L_{res}S} \quad (IV-3)$$

IV.3.2. Équations électrique du réseau dans le repère dq

Le passage du repère abc au repère tournant dq dans le sens direct, s'effectue à l'aide de la transformation de Park. D'où elle permet d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution.

Sachant que la charge est triphasée, équilibrée avec le neutre isolé, on considère $\theta = \omega t$, le repère de Park tourne à la même vitesse que les grandeurs électriques du réseau. L'équation (IV-1) devienne :

$$\begin{bmatrix} V_{res1} \\ V_{res2} \\ V_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & 0 & 0 \\ 0 & R_{res} & 0 \\ 0 & 0 & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{res} & 0 & 0 \\ 0 & L_{res} & 0 \\ 0 & 0 & L_{res} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (IV-4)$$

En appliquant au système (IV-4) la transformée de Park, on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & -L_{res}\omega \\ L_{res}\omega & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L_{res} \\ L_{res} & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV-5)$$

En combinant les équations électriques établies dans la modélisation du réseau dans le repère de Park, on obtient le schéma bloc de la figure IV-3 [40]. On a comme grandeurs d'entrée V_q, V_d et pour grandeurs de sortie respectivement i_d, i_q .

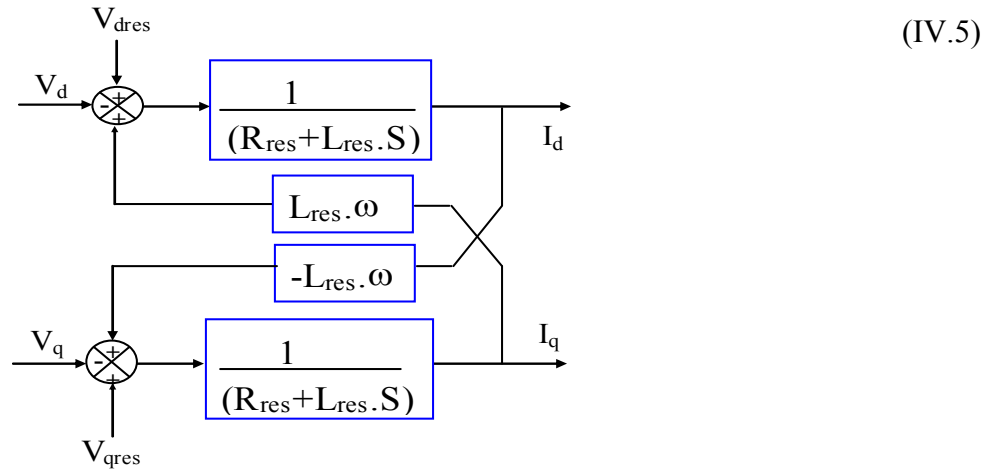


Figure IV.3. Schéma bloc du modèle du réseau dans le repère dq

L'application de la transformée de LAPLACE au système (IV-6), donne:

$$\begin{bmatrix} V_{dres} \\ V_{qres} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{res} & -L_{res} \omega \\ L_{res} \omega & R_{res} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (IV-6)$$

Dans le repère dq , le couplage entre le courant i_d et le courant i_q apparaît car les équations sont écrites dans le repère tournant.

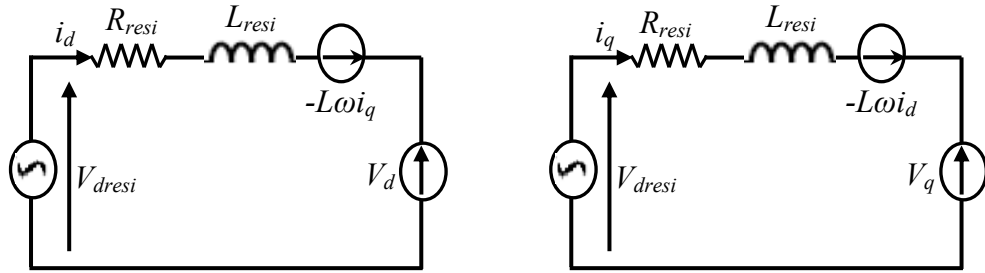


Figure IV.4. Modélisation d'un réseau triphasé dans le repère dq

IV.3.3. Régulation du courant dans l'axe ABC

En supposant que le réseau est équilibré et la tension en avance par rapport au courant. On pose V_a comme référence des phases.

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2} V_{eff} \cos \omega_s t \\ V_b = \sqrt{2} V_{eff} \cos \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_c = \sqrt{2} V_{eff} \cos \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases}; \text{ Et } \begin{cases} I_a = \sqrt{2} I_{eff} \cos (\omega_s t - \varphi) \\ I_b = \sqrt{2} I_{eff} \cos \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \varphi \right) \\ I_c = \sqrt{2} I_{eff} \cos \left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3} - \varphi \right) \end{cases} \quad (IV-7)$$

Les puissances P et Q sont définies respectivement par les relations (IV-9):

$$P = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; \text{ Et } Q = (V_a V_b V_c) \begin{bmatrix} I_a e^{(-j\frac{\pi}{2})} \\ I_b e^{(-j\frac{\pi}{2})} \\ I_c e^{(-j\frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-8})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte peut être modélisée par un premier ordre, ayant comme variable d'entrée la tension aux bornes de l'impédance, et pour variable de sortie le courant de phase. La fonction de transfert en boucle ouverte peut s'écrire comme suit [40][41]:

$$H(S) = \frac{I}{R_{res} (1 + T_e \cdot S)} \quad (\text{IV-9})$$

$$\text{Avec : } T_e = \frac{L_{res}}{R_{res}} \quad (\text{IV-10})$$

T_e représente la constante de temps exigée du régulateur de courant.

Les régulateurs Proportionnel Intégrale, notés PI , sont employés pour avoir une bonne précision. Leur fonction de transfert est de la forme:

$$H(S) = K \cdot \left(\frac{1 + T_i S}{T_i S} \right) \quad (\text{IV-11})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant est donnée par:

$$F_{BO}(S) = K \left(\frac{1 + T_i S}{T_i S} \right) \left(\frac{I}{R_{res} (1 + T_e S)} \right) \quad (\text{IV-12})$$

Pour annuler l'erreur statique en régime permanent, on choisit l'action intégrale égale à la constante du temps en boucle ouverte $T_i = T_e$. La fonction de transfert devient:

$$F_{BO}(S) = \frac{K}{R_{res} T_i S} \quad (\text{IV-13})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est calculée à partir de celle en boucle ouverte suivant la relation suivante:

$$F_{BF} = \frac{F_{BO}}{1 + F_{BO}} \quad (\text{IV-14})$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée:

$$F_{BF} = \frac{I}{1 + \tau \cdot S} \quad (\text{IV-15})$$

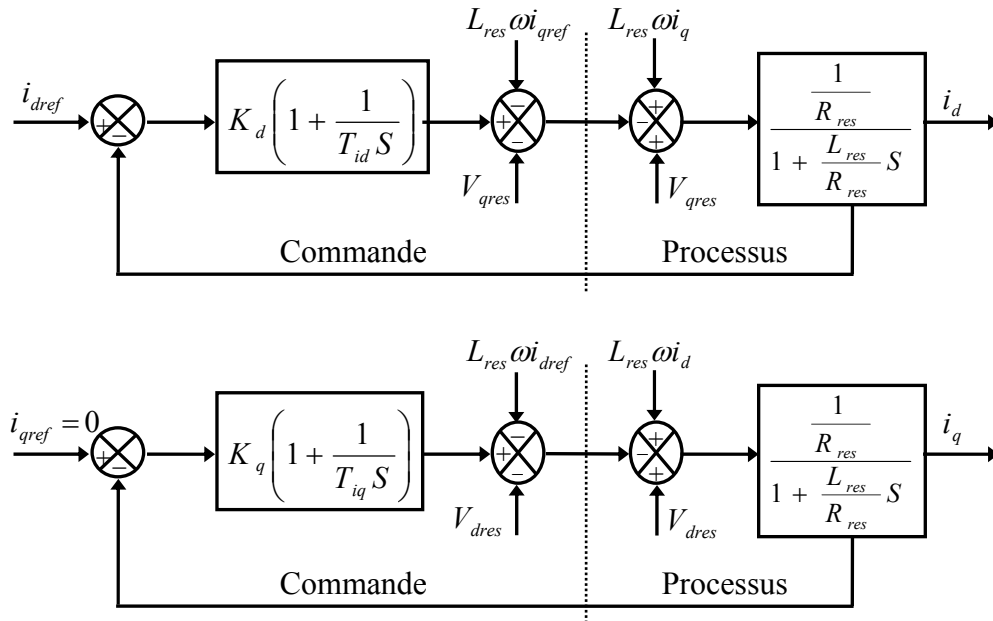


Figure IV.6. Boucle de régulation des courants i_d et i_q

Les termes $(L_{res}\omega i_q)$ et $(L_{res}\omega i_d)$ sont compensés du côté commande par respectivement $(L_{res}\omega i_{qref})$ et $(L_{res}\omega i_{dref})$ pour un découplage, alors les courants i_d et i_q ne dépendent que de ses références.

L'idéal pour une centrale électrique est d'avoir une puissance réactive échangée avec la charge quasiment nulle, ce qui revient à considérer le facteur de puissance quasi unitaire ($\cos\varphi=1$). Pour se faire, on annule le courant i_q . Quant à la puissance active, son réglage se fait en agissant sur le courant direct i_d [41].

Le couplage qui existe entre les deux courants i_d et i_q fait que le modèle établi est très complexe à la régulation. Pour remédier à ce problème, on procède à un découplage des deux grandeurs par compensation, qui consiste à ajouter les termes $L_{res}\omega i_{qref}$ et $L_{res}\omega i_{dref}$ à la boucle de régulation interne. Les boucles de régulation des courants i_d et i_q sont données par la figure IV.7.

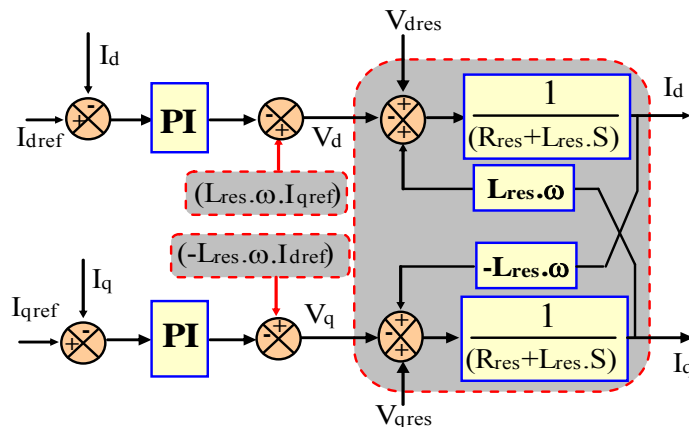


Figure IV.7. Modèle équivalent de la boucle de régulation des courants

Les paramètres des régulateurs des courants des deux phases peuvent être calculés séparément. La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$F(S) = k \left(\frac{I + T_{iK}}{T_{iK}} \right) \left(\frac{I}{R_{res} \left(I + \frac{L_{res}}{R_{res}} \cdot S \right)} \right) \tag{IV-21}$$

Avec :

$$T_{iK}(S) = \frac{L_{res}}{R_{res}} \tag{IV-22}$$

Le gain du régulateur est calculé de la même façon que dans le repère abc. On à alors:

$$K = \frac{3R_{res} T_S}{T_e} \tag{IV-23}$$

IV.4. Chaîne photovoltaïque connectée au réseau

Le schéma synoptique de la chaîne complète : Générateur photovoltaïque – Convertisseurs - Batterie – Réseau électrique étudiée est donné par la figure IV.8.

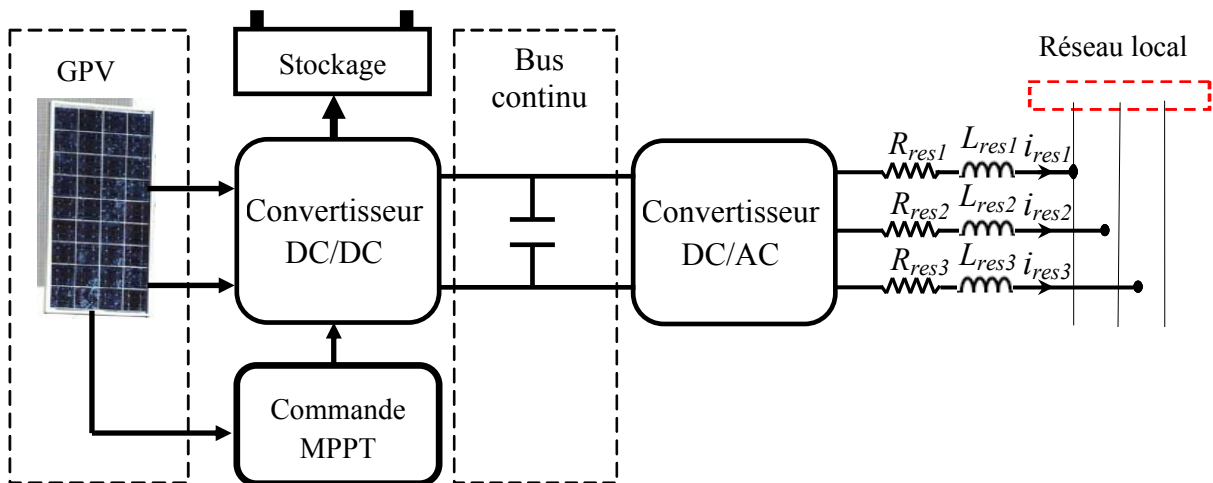


Figure IV.8. Structure globale de la chaîne photovoltaïque étudiée

IV.4. 1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre intermédiaire est présentée par la figure IV.9.

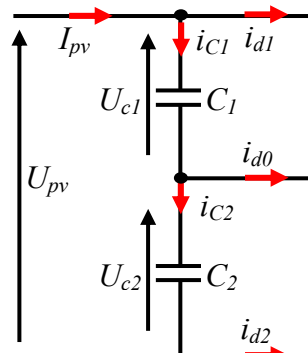


Figure. IV.9. Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant [42] :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} - i_{d2} \end{cases} \quad (\text{IV-24})$$

IV.4.2. Stabilisation des tensions du bus continu

Pour remédier au problème d'instabilité des tensions d'entrée du convertisseur à trois niveaux à structure NPC par rapport au sont point de milieu, on introduit un pont d'équilibrage dit pont de Clamping aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire. Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité . Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions [43].

IV.4.2.1. Modélisation du pont de Clamping

La structure du pont de clamping est donnée par la figure IV.10.

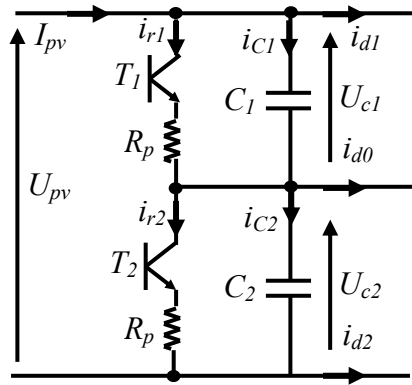


Figure. IV.10. Structure du pont de Clamping

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire avec le pont de clamping est donné comme suit :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} - i_{d2} - i_{r2} \end{cases} \quad (\text{IV-25})$$

$$\text{Avec : } i_{ri} = T_i \frac{U_{ci}}{R_p} \quad (\text{IV-26})$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant [43][44]:

Si $U_{c1} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_1=1) \ \& \ (T_2=0)$

Si $U_{c2} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_2=1) \ \& \ (T_1=0)$

IV.4.2.2. Résultats de simulation

L'onduleur de tension à trois niveaux est commandé par la stratégie de modulation calculée avec $m=12$. Le GPV délivre une tension de 600V. Les paramètres de pont de clamping et de filtre intermédiaire sont: $C_1=C_2=20\text{mF}$ et $R_p=25\Omega$.

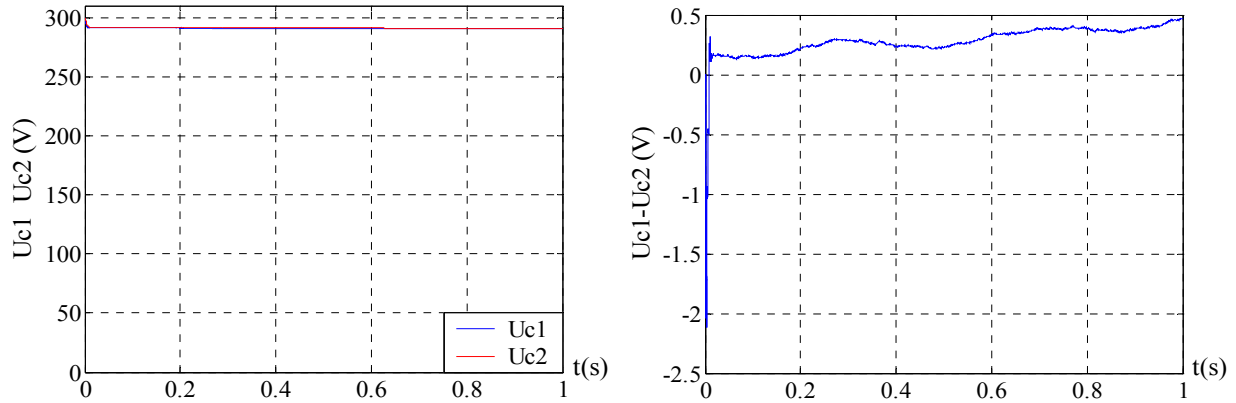


Figure IV.11. Tensions du pont de clamping et leurs différences

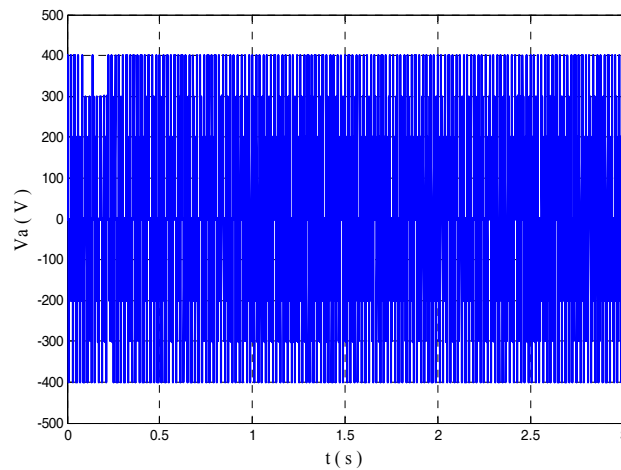


Figure IV.12. Tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux après l'introduction de pont de clamping

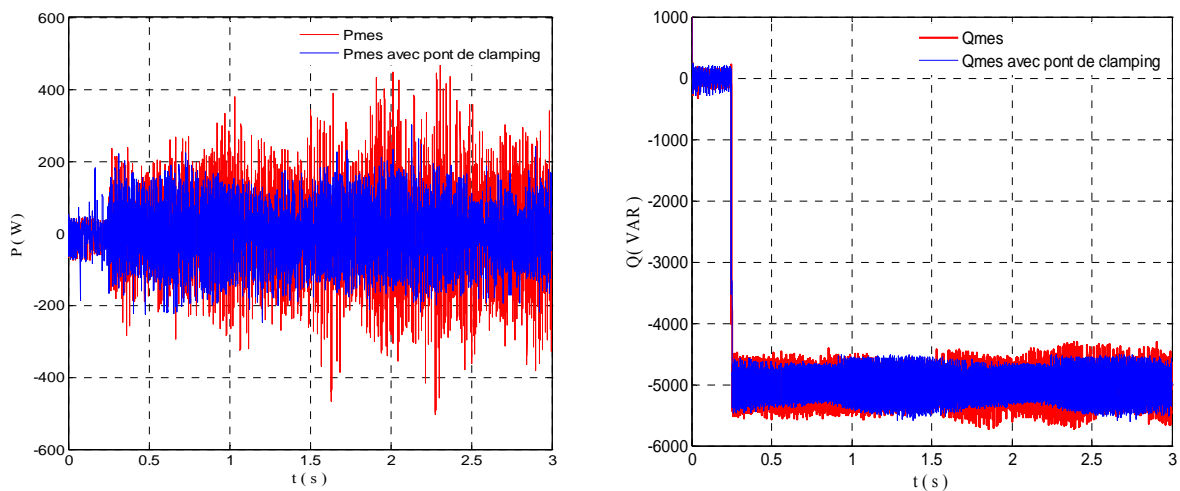


Figure IV.13. Puissances (active, réactive) avec et sans pont de clamping

On constate que l'introduction de pont de clamping améliore les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux. Ainsi, la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent. La tension de sortie de l'onduleur est stable (Figure IV.12).

Les puissances (active et réactive) présentent moins de fluctuations dans le cas de l'introduction pont de clamping (Figure IV.13).

IV.5. Performances de la chaîne photovoltaïque Connectée au Réseau

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

L'onduleur à trois niveaux à structure NPC est commandé par la stratégie modulation calculée à deux porteuses bipolaires triangulaires. La stabilisation des tensions du bus continu est assurée par l'introduction du pont de Clamping.

Pour le contrôle des puissances, l'extraction de puissance maximale du générateur photovoltaïque est obtenue en utilisant la technique basée sur la logique floue.

Les figures suivantes représentent les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau lorsque : $P_{ref}=5000W$ et $Q_{ref}=5000VAR$ à $t_1=0.25s$.

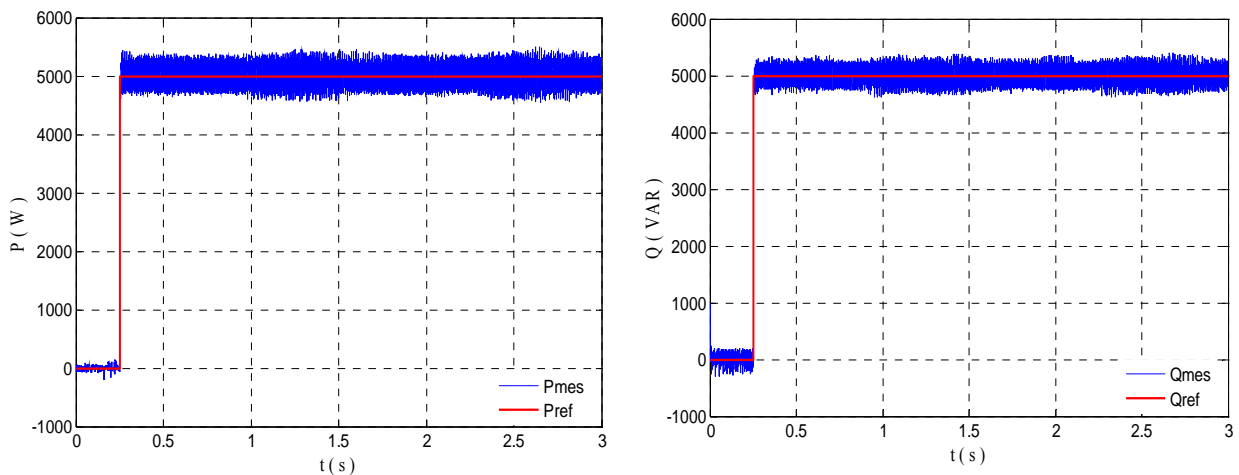


Figure IV.14. Puissances (active, réactive) et leurs références

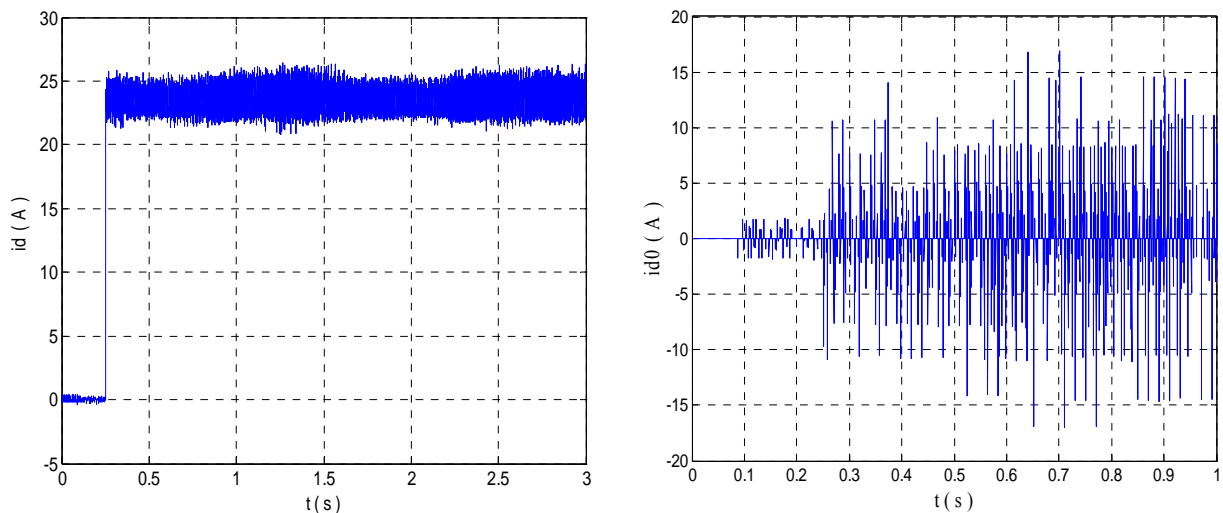
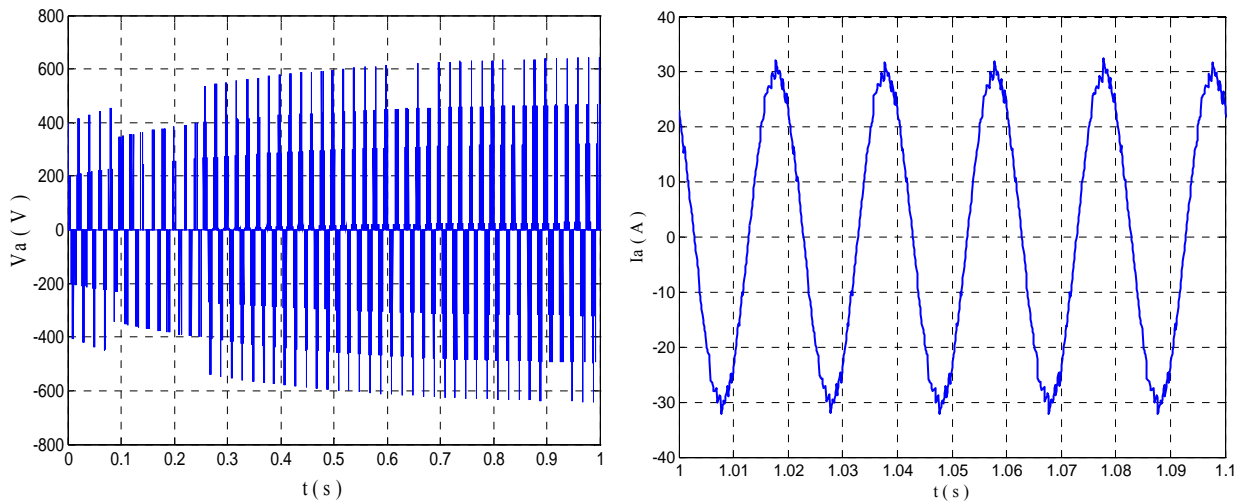
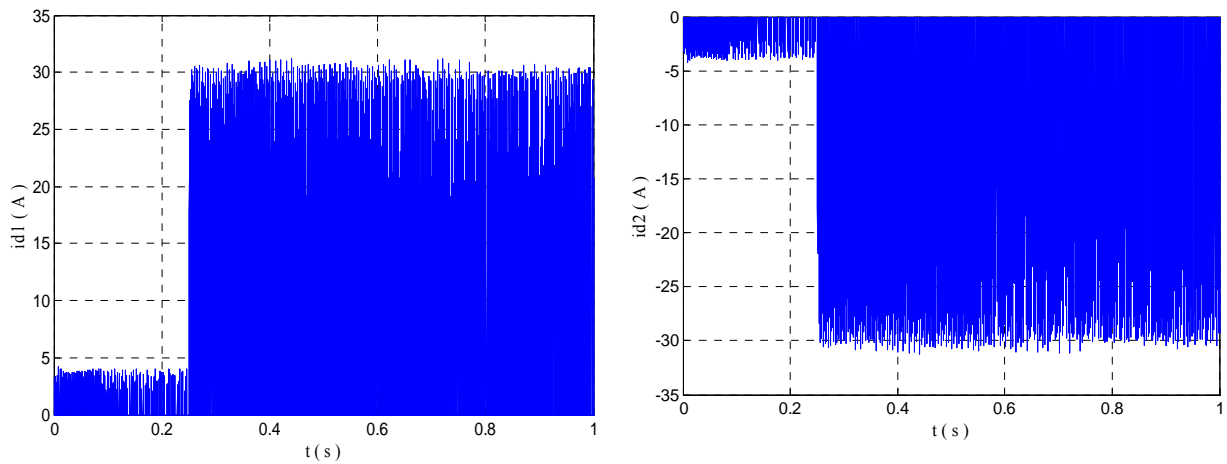
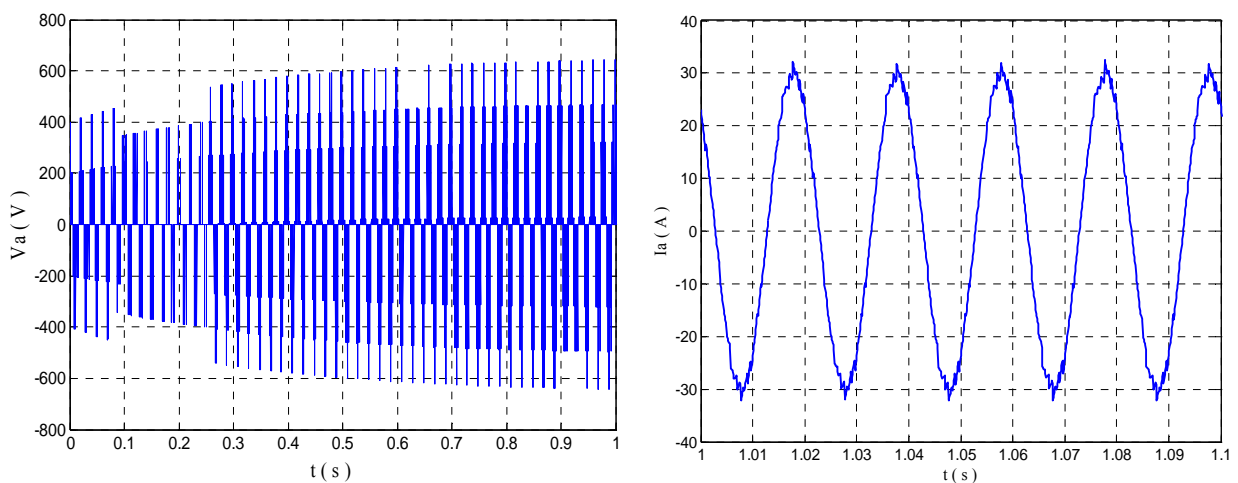


Figure IV.15. Allure des courants direct i_d et d'entrée de l'onduleur i_{d0}

Figure IV.16. Tension V_A et courant i_a de sortie de l'onduleur à trois niveauxFigure IV.17. Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2} Figure IV.18. Tension V_A et le courant i_a de sortie de l'onduleur à trois niveaux

Les figures suivantes représentent les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau lorsque $P_{ref}=0W$, $Q_{ref}=5000VAR$ à $t_1=0.25s$.

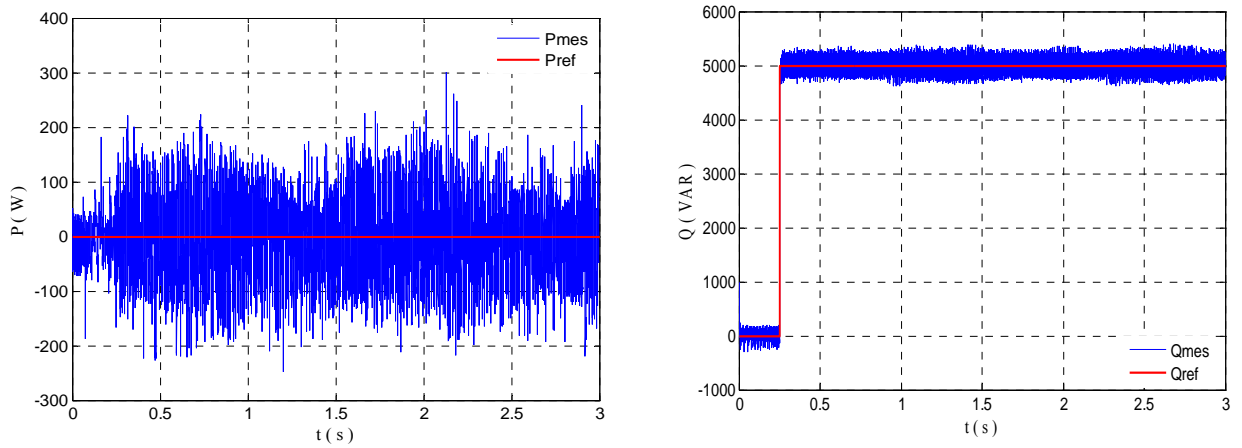


Figure IV.19. Puissances (active, réactive) et leurs références

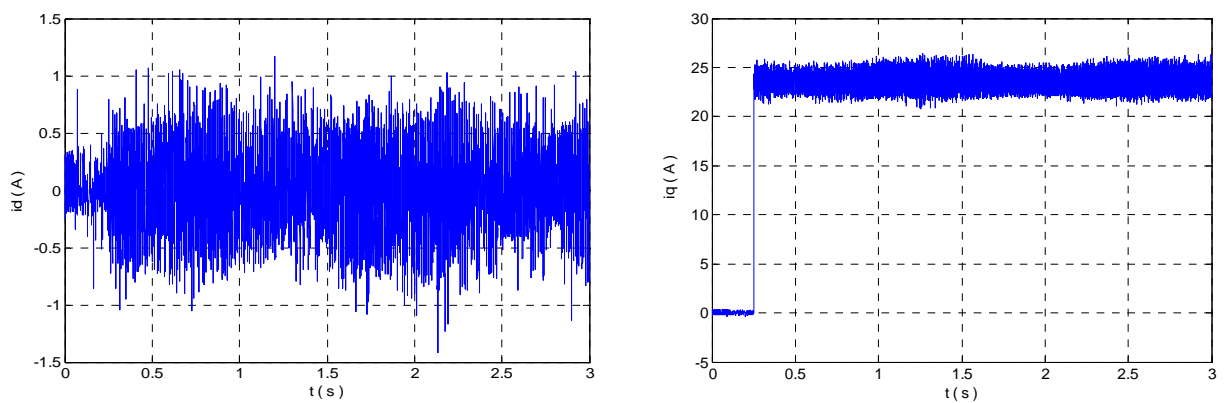


Figure IV.20. Courants direct i_d et en quadrature i_q

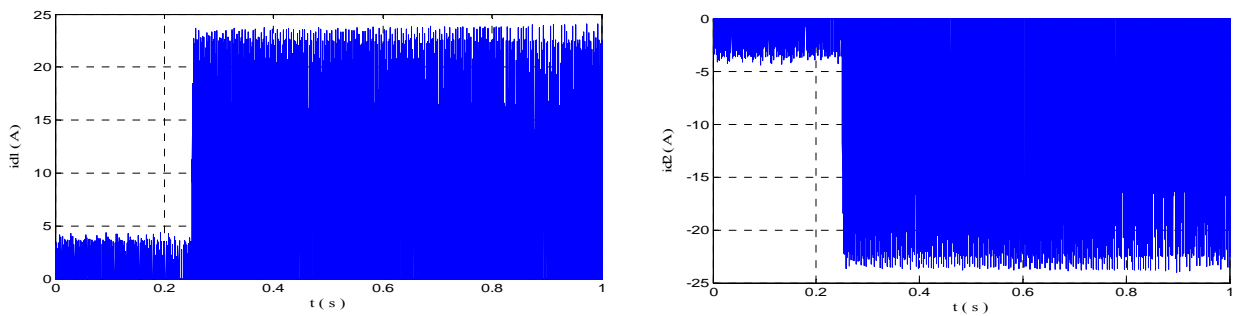


Figure IV.21. Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}

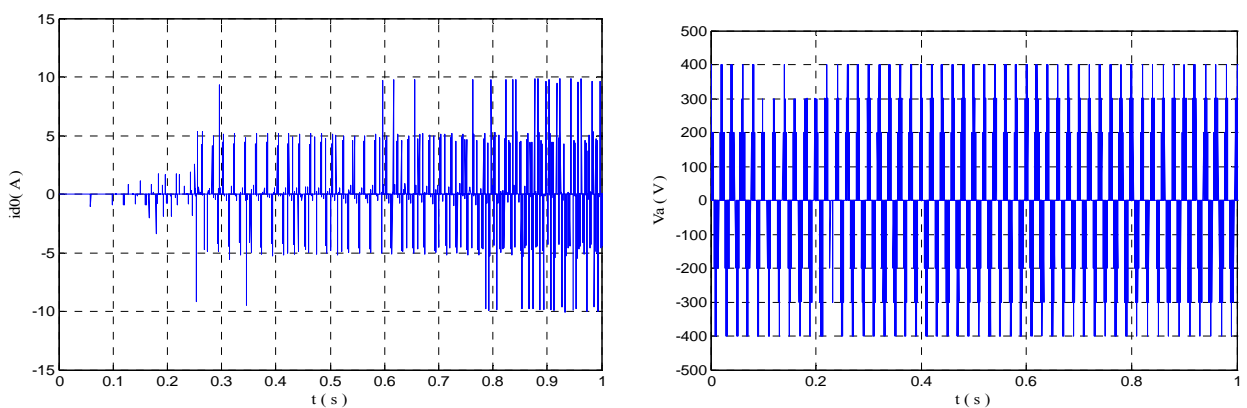


Figure IV.22. Allure du courant d'entrée i_{d0} et de la tension de sortie V_A de l'onduleur à trois niveaux

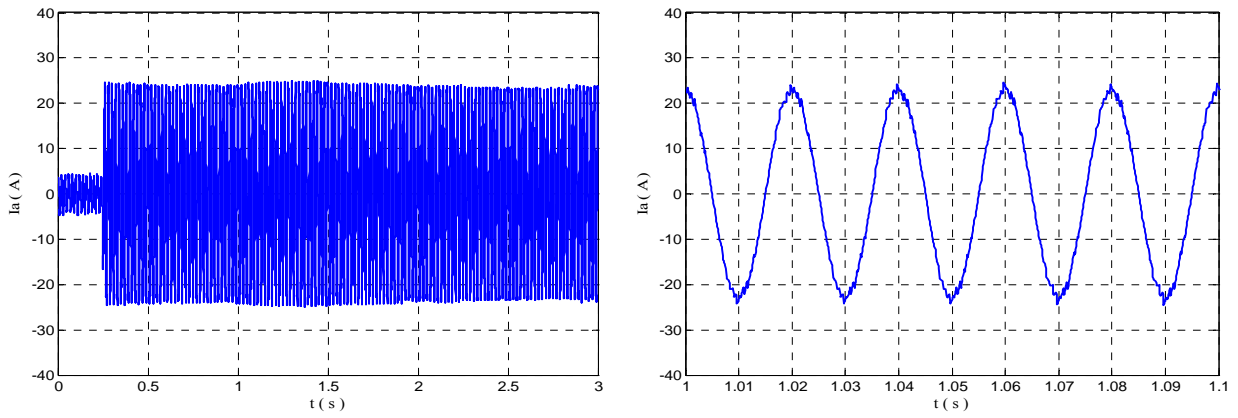


Figure IV.23. Allure du courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux i_a

Les figures suivantes représentent les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau lorsque $Q_{ref}=0$ VAR, $P_{ref}=5000$ W à $t_1=0.25$ s.

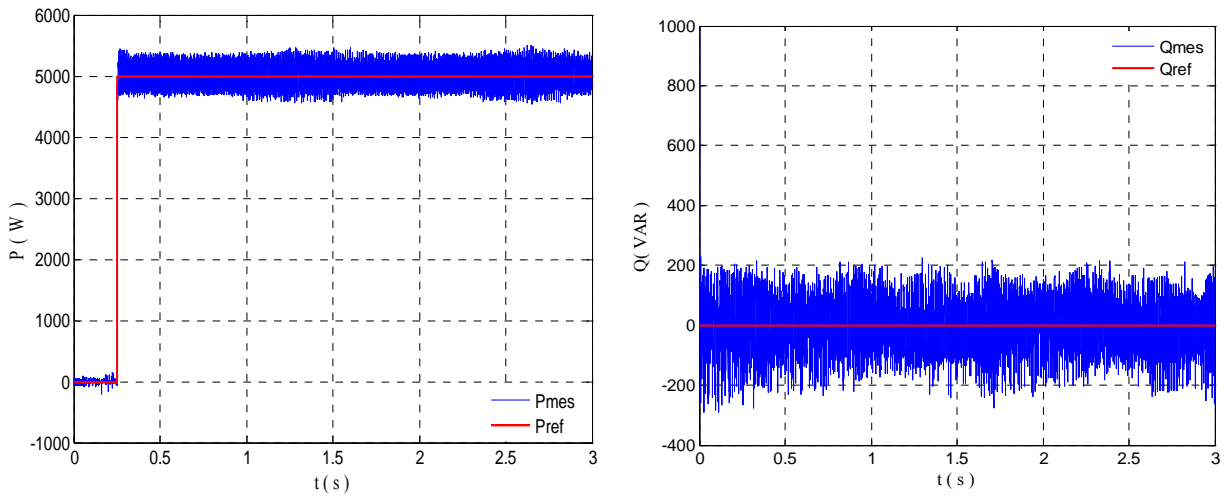


Figure IV.24. Puissances (active, réactive) et leurs références

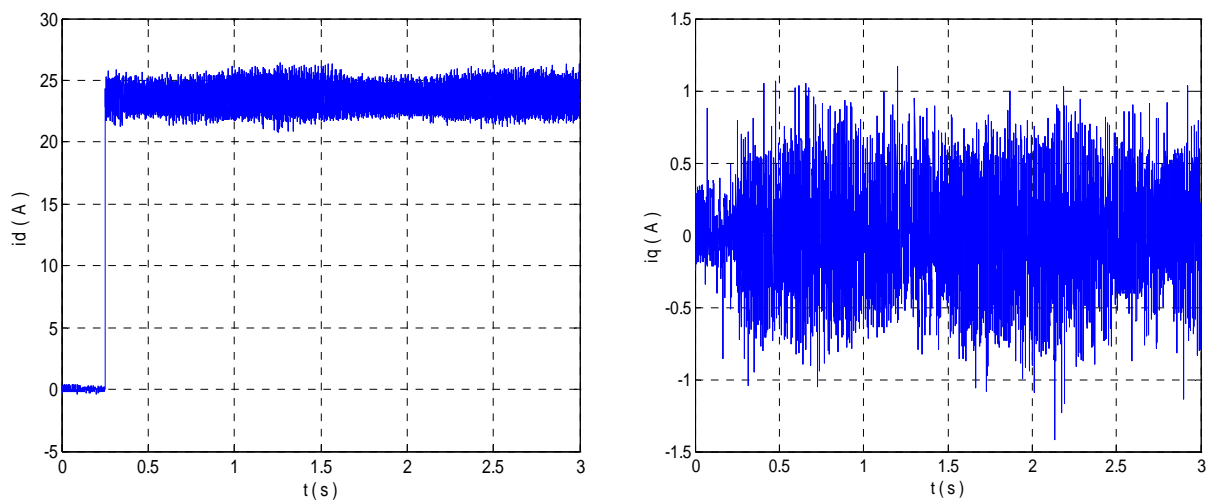


Figure IV.25. Courants direct i_d et en quadrature i_q

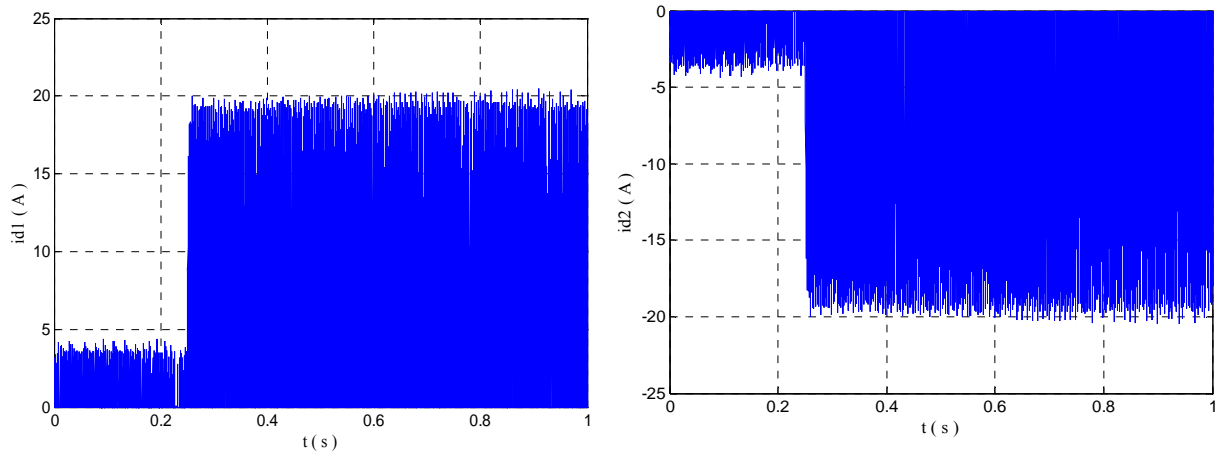


Figure IV.26. Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}

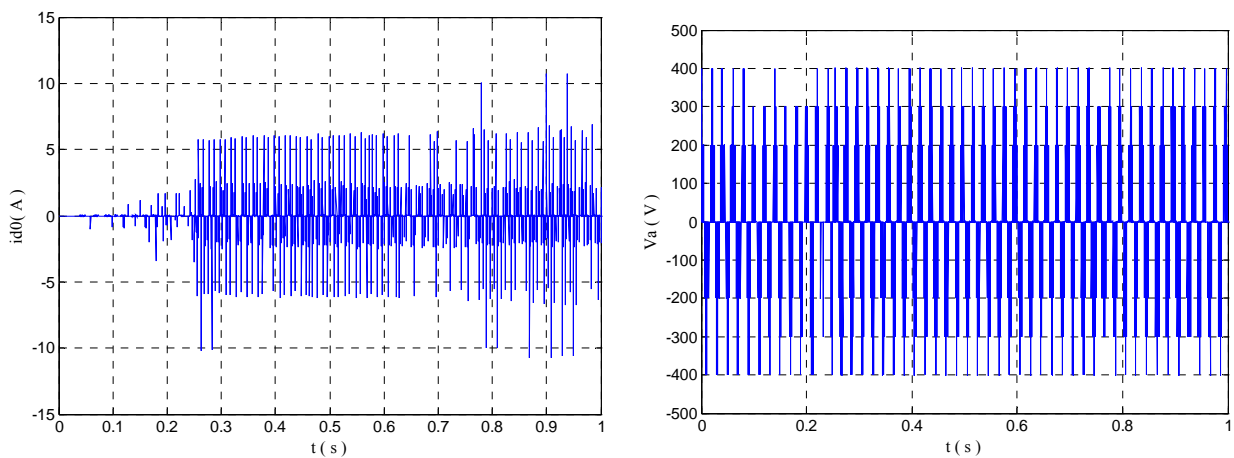


Figure IV.27. Allure du courant d'entrée i_{d0} et de la tension de sortie V_A de l'onduleur à trois niveaux

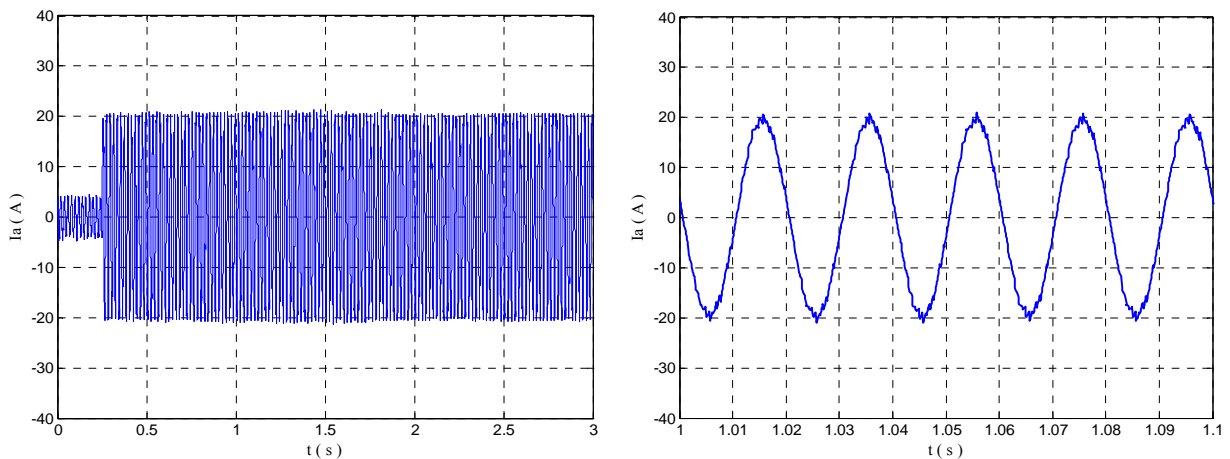


Figure IV.28. Allure du courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux i_a

Dans ce dernier test, l'onduleur à trois niveaux est alimenté par un champ photovoltaïque de 50 panneaux photovoltaïques et $Q=0\text{VAR}$.

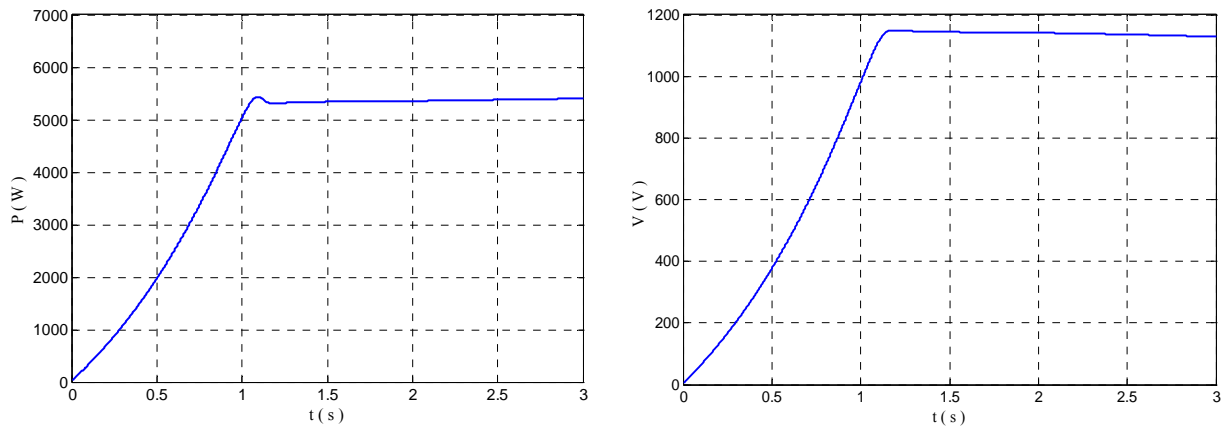


Figure IV.29. Puissance du champ photovoltaïque et sa tension de sortie V_{pv}

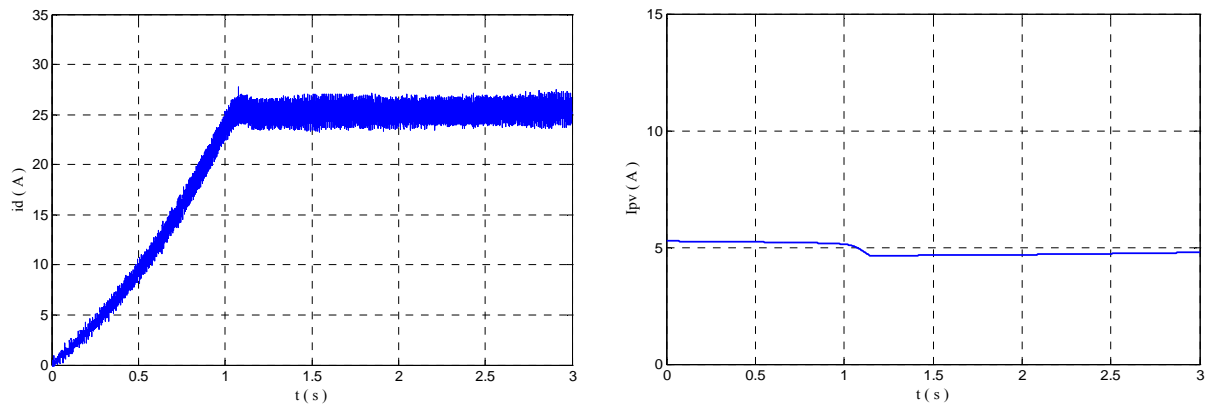


Figure IV.30. Courants en quadrature i_d et de sortie du GPV I_{pv}

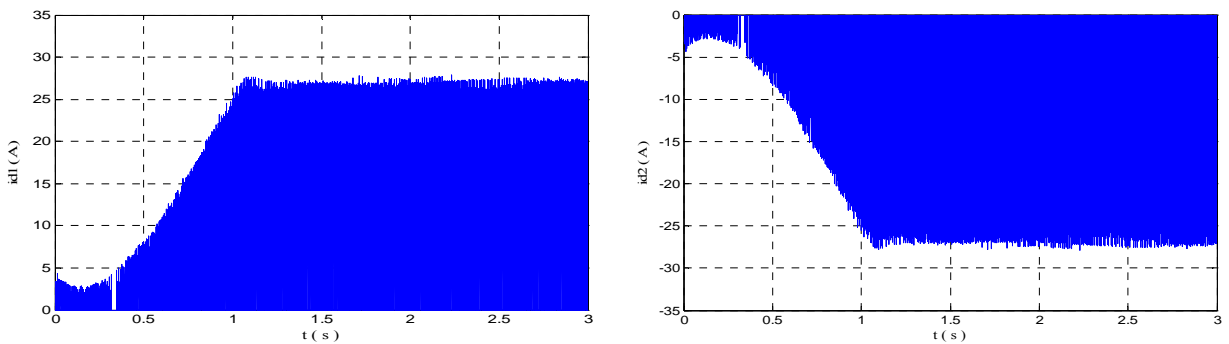


Figure IV.31. Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux i_{d1} et i_{d2}

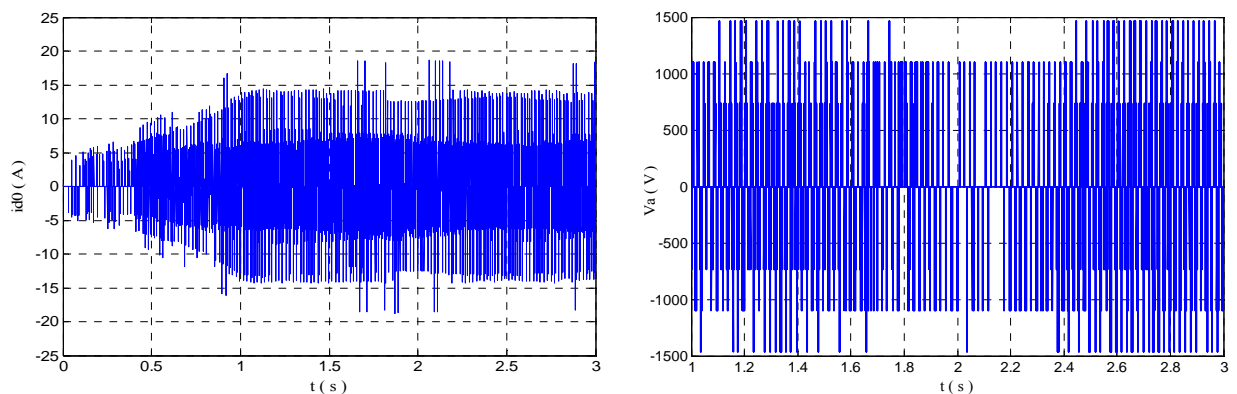


Figure IV.32. Allure du courant d'entrée i_{d0} et de la tension de sortie V_A de l'onduleur à trois niveaux

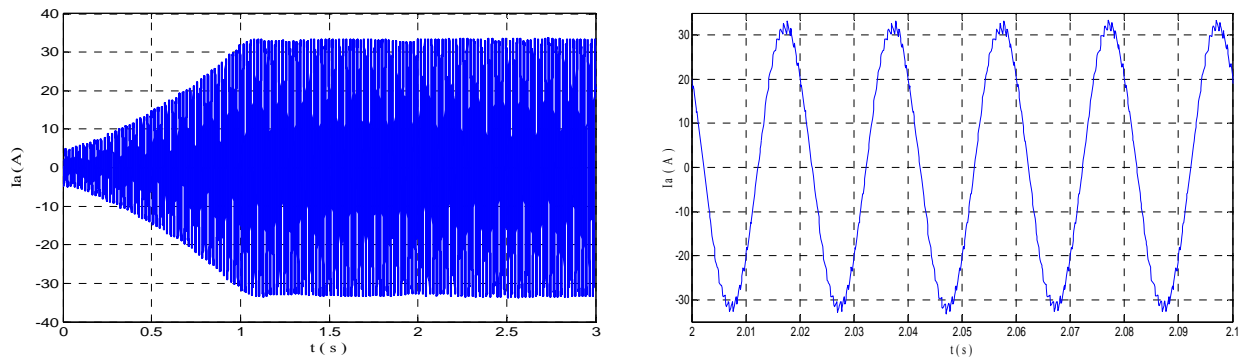
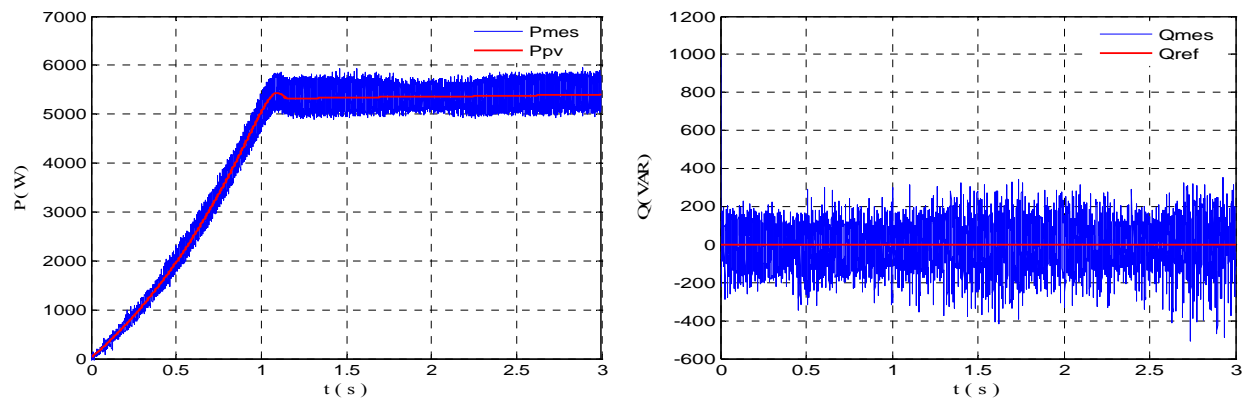
Figure IV.33. Allure du courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux i_a 

Figure IV.34. Puissances (active, réactive) et leurs références

Les résultats de simulation montrent que les puissances actives et réactives suivent parfaitement leurs références.

Les courants d'entrée de l'onduleur i_{d1} et i_{d2} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Le courant i_{d0} a une valeur moyenne pratiquement nulle.

Les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux sont maintenues constantes. Le courant de sortie de l'onduleur à trois niveaux est pratiquement sinusoïdal.

Le courant i_d suit l'allure de la puissance active P par contre le i_q suit l'allure de la puissance réactive Q .

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau local.

La modélisation du réseau électrique ainsi que la régulation du courant d'une phase de se réseau dans les deux repères abc et dq utilisant un régulateur PI ont été étudiées.

L'utilisation du pont de clamping proposé, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

L'intégration de l'onduleur multiniveaux comme interface d'adaptation entre le système de production photovoltaïque et le réseau électrique est très judicieuse vu les bonnes performances spectrales qu'il présente. Les performances obtenues par la chaîne proposée sont très prometteuses quand à l'utilisation de ce type de système de production d'électricité dans les régions isolés.

**CONCLUSION
GENERALE ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce mémoire est consacré à l'étude et la commande d'un système de production d'électricité photovoltaïque avec stockage d'énergie relié à un réseau local.

Dans le premier chapitre, nous avons procédé à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à une et à deux exponentielles. Ce dernier est le modèle le plus adapté pour une simulation adéquate du fonctionnement des cellules solaires, car il nous a permis d'obtenir des caractéristiques très proches de celles du générateur photovoltaïque réel, ce qui nous a permis de valider notre modélisation.

L'élaboration d'un modèle de dispositif de stockage afin garantir une disponibilité permanente et constante de l'énergie quelles que soient les variations météorologique à été, également, abordée dans ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation et le dimensionnement de trois topologies de base de convertisseurs statiques *DC/DC*, ainsi que le développement des différentes techniques de poursuite du point de puissance maximale (MPPT).

La modélisation des trois topologies de hacheurs, abaisseur (*Buck*), élévateur (*Boost*) et abaisseur-élévateur (*Buck-Boost*), montra que le hacheur *Buck-Boost* est le seul à permettre un suivi efficace du point de puissance maximale et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques.

La poursuite du point de puissance maximale (*PPM*) par la méthode *P&O* est une technique relativement simple, rapide, n'utilisant qu'un nombre réduit de capteurs, s'adaptant assez bien au changement des conditions météorologiques et à ceux de la charge.

L'inconvénient majeur de cette méthode vient des pertes de puissance engendrées par l'oscillation du point de fonctionnement du système photovoltaïque autour de sa position optimale. Ces pertes augmentent avec le pas d'incrémentation du rapport cyclique du hacheur. Par ailleurs, un pas très faible augmentera le temps de réponse du système. Un compromis doit être adopté entre rapidité et perte de puissance.

La méthode de conductance incrémentale, plus complexe à élaborer que la *P&O*, apporte une amélioration du régime établi du système photovoltaïque commandé ; ceci en réduisant, voir en annulant, les oscillations qui apparaissent autour du point de puissance maximale. Cela ce fait au détriment de la précision du système ; qui diminue avec les oscillations.

L'emploi d'un dispositif MPPT basé sur la théorie des ensembles flous offre une solution très efficace car il assure un compromis entre rapidité en transitoire et stabilité en régime permanent.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras de cet onduleur, nous ont permis de montrer que ce dernier est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série. Cette caractéristique nous a permis d'extrapoler les modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux niveaux a ceux des onduleurs à trois niveaux. Ainsi, nous avons développé trois stratégies de commande MLI de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies MLI, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. La stratégie de la modulation

calculée utilisant deux porteuses bipolaires triangulaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% avec un faible taux d'harmoniques.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié les performances de la chaîne photovoltaïque connectée au réseau électrique local. Par ailleurs, la modélisation du réseau électrique ainsi que la régulation du courant d'une phase de ce réseau dans les repères *abc* et *dq* utilisant un régulateur *PI* ont été étudiées.

Les performances obtenues par la chaîne proposée sont très prometteuses quand à l'utilisation de ce type de cascade dans les régions isolés.

Comme perspective directe de ce travail :

- Implémentation des différents algorithmes élaborés sur la carte DSP ;
- Elaboration de nouveaux algorithmes d'extraction de puissance maximale (réseau de neurone, génétique, ...etc) ;
- Etude et gestion d'une chaîne de production hybride ;
- Réactions du système photovoltaïque vis à vis des déséquilibres du réseau, des creux de tensions et des fluctuations.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. M. Belhaj, "Modélisation d'un système de captage photovoltaïque autonome", Mémoire de Magister, Université de Bechar, 2007.
- [2]. O. Gergaud, "Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couple au réseau et associe a un accumulateur", PhD Thesis, Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2002.
- [3]. S.Tadjer, "Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque GPV", Thèse de Magister, Université de Boumerdes, 2008.
- [4]. R. Maouedj, "Application de l'énergie photovoltaïque au pompage Hydraulique sur les sites de Telemcen et Bouzareah", Thèse de Magister, Université de Telemcen, 2005.
- [5]. A. Ould Mohamed Yahya, A. Ould Mahmoud et I. Youm, "Etude et modélisation d'un générateur photovoltaïque", Revue des Energies Renouvelables Vol. 11 N°3 473 – 483, 2008.
- [6]. A.Talha and **H. Boumaaraf**, "Comparison of MPPT strategies for solar modules", 2nd International Conference on Nuclear and Renewable Energy Resources, Ankara, Turkey, July 2010.
- [7]. **H. Boumaaraf** et A.Talha, "Commande Numérique MPPT d'un Système Photovoltaïque", 1^{ère} conférence national CNEER, Boumerdes, 2010.
- [8]. J. Royer, T. Djiako , E. Schiller et B. Sada Sy, "Le Pompage Photovoltaïque" ,Manuel de cours à l'intention des ingénieurs et des techniciens, Université d'Ottawa.
- [9]. S .Kreuawan, "Etude d'un mini réseau hybride associant une centrale photovoltaïque et une micro turbine à gaz", Thèse de Master, Ecole Centrale Lille, 2005.
- [10]. W. De Soto, "Improvement and validation of model for photovoltaic array performance", M.S. thesis, Solar energy laboratory, University of Wisconsin Madison, 2004.
- [11]. F. Chekired, "Etude et implémentation d'une commande MPPT neuro-floue sur FPGA», Mémoire de Magister, Université de Jijel, 2008.
- [12]. **H. Boumaaraf** and A.Talha "Modeling of a Photovoltaic Panel and the Search for its Maximum Power Point Tracking", 1st International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications (EFEEA'10), Ghardaia, Algeria, November, 2010.
- [13]. A. Benatallah, R. Mostefaouib, M. Boubekric and N. Boubekrid "A simulation model for sizing PV installations", Elsevier Ltd, 2007, pp. 97–101.
- [14]. S. Issadi, "Commande d'une poursuite du point de puissance maximale par les réseaux de neurones", Mémoire de Magistère, ENP Alger, 2006.
- [15]. S. M. Ait-Cheikh, "Etude, Investigation et conception d'algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques", Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [16]. S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonzalez, and J. Balcells, "Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, N°.5, pp. 1504–1511, Octobre 2006.
- [17]. K. Zaouache, "Etude et développement de différentes méthodes MPPT pour un système photovoltaïque", Mémoire de Magistère, USTHB, 2009.

- [18]. K. Ameer, "Etude d'un système photovoltaïque muni d'un régulateur MPPT. Application a la conduite d'une MSAP", Mémoire de Magister, USTHB, 2009.
- [19]. A. Rufer, P. Barrade, "Cours d'électronique de puissance : Conversion DC/DC", Laboratoire d'électronique industrielle, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 2001.
- [20]. Y. Ammar, "Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystemes autonomes", Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier, 2006.
- [21]. J.M. Enrique, E. Duràn, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andujar, "Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies", *Solar Energy* 81, pp. 31–38, 2007.
- [22]. M.S. Aït Cheikh, C. Larbes†, G.F. Tchoketch Kebir and A. Zerguerras, "Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme", *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 10, N°3, pp. 387 – 395, 2007.
- [23]. M. Makhlof, "Etude et optimisation d'un modèle de conversion d'énergie photovoltaïque, Application au pompage", Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.
- [24]. M.Hatti, "Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système photovoltaïque", JCGE'08, Lyon, France, 2008.
- [25]. O.T.K. Gul Filiz, "Commande des hacheurs MPPT par logique floue", Mémoire de Magistère, ENP Alger, 2006.
- [26]. M.H. Bierhoff and F.W. Fuchs, "Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters Based on Analytical Derivation", *Proc. of the Power Electronics Society Conference*, 2004.
- [27]. Y. Huang, M. Shen, F.Z. Peng and J. Wang, "Z-source inverter for residential photovoltaic systems", *IEEE Trans Power Electron*, Vol.21, N°.6, pp. 1776-1782, November 2006.
- [28]. E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multinationaux", Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France, 1995.
- [29]. C. Buttay, "Contribution à la conception par la simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension", PhD Thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2004.
- [30]. Y. H.Lee, B. S. Suh, and D. S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Transaction on Industrial Application.*, Vol.32, N°.2, pp. 260–268, March/April 1996.
- [31]. M. Cross, A. J. Forsyth, "A high-power-factor, three-phase isolated AC–DC converter using high-frequency current injection", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol.18, N°.4, pp. 1012 –1020, July 2003.
- [32]. J.P. Hautier, G. Manesse, "Utilisation des réseaux de Pétri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", *Technique de l'Ingénieur*, D3740, 1996.
- [33]. J.K. Steinke, "Control strategy for a three phase AC traction drive with three-level GTO

- PWM inverter", PESC'88, Kyoto, 1988.
- [34]. L.M. Tolbert, F.Z. Peng and T.G. Habetler, "Multilevel PWM methods at low modulation indices", Applied Power Electronics Conference and exposition (APEC99), pp. 1032-1039, 1999.
- [35]. F. Bouchafaa, A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, "Stabilization of DC Link Voltage Using A Clamping Bridge In Multilevel Cascade", 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March 27-31, 2005 – Tunisia.
- [36]. A. Talha, F. Bouchafaa, E. M. Berkouk, M.S. Boucherit, C. Kouroughli, "Nouvelle Stratégie de la modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux à structure NPC", 3rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March 27-31, Tunisia, 2005.
- [37]. J. Bernard, "Energie solaire, calculs et optimisation", Ellips, pp. 193–212, 2004.
- [38]. F. Boukhtouche Cherfa, "Etude et réalisation d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau de distribution électrique BT", Mémoire de Magistère, ENP, 2004.
- [39]. F. Bouchafaa, "Etude et commande de différentes cascades à onduleur à neuf niveaux à structures NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de Doctorat, ENP, 2006.
- [40]. R. Kezerli, "Alimentation et commande d'une MADA connecté au réseau en utilisant les convertisseurs multiniveaux", Mémoire de Magistère, USTHB, 2009.
- [41]. S. Hadjammar, "Intégration des panneaux photovoltaïques dans un réseau local en utilisant un modèle intelligent", Mémoire de Magistère, USTHB, 2010.
- [42]. R. Azaizia, "Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux", Mémoire de Magistère, Boumerdes, 2008.
- [43]. A. Talha, "Etude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine à aimants permanents", Thèse de Doctorat, ENP. Alger, 2004.
- [44]. J.M. Enrique, E. Duràn, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andùjar, "Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies", Solar Energy 81, pp. 31–38, 2007.

ANNEXES

ANNEXE

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU GPV SMX-83

Nombre de cellules en séries $n_s=36$

Puissance maximale $P_{\max}=83\text{W}$

Courant de court circuit $I_{sc}=5.27\text{A}$

Tension de circuit ouvert $V_{oc}=21.2\text{V}$

Résistance série de la cellule photovoltaïque $R_s=0.099\Omega$

Résistance shunt de la cellule photovoltaïque $R_{sh}=200\Omega$

Coefficient de température associé à $I_{sc}=0.065 \pm 0.015 \text{ \% } / ^\circ\text{C}$

Coefficient de température associé à $V_{oc}=-(80 \pm 10) \text{ mV}/^\circ\text{C}$

PARAMETRES DU HACHEUR

$C_1=C_2=5.6\text{mF}$

$L=3.5\text{mH}$

PARAMETRES DU RESEAU

220/380V- 50Hz

Résistance du réseau $R_{res}=0.25\Omega$

Inductance du réseau $L_{res}=0.01\text{H}$