وزارة التعليـــم العالـــي والبحـــث العلمـــــــي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعـــة فرحات عباس- سطيـــف 1

UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF 1

UFAS (ALGERIE)

THESE

Présentée au département d'Electronique
Faculté de Technologie
Pour l'obtention du diplôme de

Doctorat en Sciences

Par

Boualem BENDIB

Thème

Une nouvelle approche de modélisation et de commande des systèmes photovoltaïques autonomes

Soutenue le: 15/11/2017 devant la commission d'examen composée de:

Pr. FERHAT HAMIDA Abdelhak	Prof. Université de Sétif 1	Président
Pr. KRIM Fateh	Prof. Université de Sétif 1	Rapporteur
Pr. REKIOUA Toufik	Prof. Université de Bejaia	Examinateur
Pr. MENDIL Boubekeur	Prof. Université de Bejaia	Examinateur
Dr. HATTI Mustapha	M.R.A. UDES/CDER. Tipaza	Examinateur
Dr. ZIET Lahcene	M.C.A. Université de Sétif 1	Examinateur

Remerciements

Je tiens à remercier tout premièrement Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces longues années.

A l'issue de ce travail je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Tout d'abord, je tiens à remercier mon directeur de thèse Monsieur ***Fateh KRIM****, Professeur à l'Université de Sétif 1, pour avoir d'abord proposé ce thème, son encadrement, son suivi permanent, pour tous ses encouragements et discussions tout au long de ces années et ses précieux conseils.*

Je remercie tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux:

Monsieur ***Abdelhak FERHAT HAMIDA,*** *Professeur à l'Université de Sétif 1, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

Messieurs ***Toufik REKIOUA****, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie,* ***Boubekeur MENDIL****, Professeur à l'Université de Bejaia, Algérie,* ***Mustapha HATTI****, M.R.A à l'Unité de développement des équipements solaires (UDES) de Bou-Ismail-Tipaza, Algérie,* ***Lahcene ZIET,*** *M.C.A à l'Université de Sétif 1, Algérie, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.*

Mes remerciements vont aussi à l'ensemble de mes professeurs tout le long de mes années d'études dans l'université de Sétif-1.

Je n'oublierai pas d'exprimer mes sincères *remerciements à tout le personnel du département d'électronique de Sétif-1 et à tous mes collègues chercheurs de l'unité de développement des équipements solaires(UDES) de Bou-Ismail, Tipaza, pour leur soutien moral.*

Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de ma famille qui m'ont aidé de plusieurs manières et pour leur soutien précieux plus que je ne peux le dire durant les longues années de ma formation, ce qui leur fait valoir ma grande reconnaissance.

Finalement, je tiens à exprimer mes reconnaissances à tous mes Amis et collègues pour le soutien moral et matériel…

Résumé

Un système photovoltaïque (PV) a pour fonction d'assurer la conversion de l'énergie solaire en une énergie électrique et le conditionnement de cette énergie en vue de l'adapter aux divers besoins. Les performances d'un système PV autonome dépendent essentiellement de la qualité de conditionnement de l'énergie qui permet le transfert optimal de l'énergie du générateur PV et de la gestion de l'énergie produite pour satisfaire des besoins énergétiques par l'incorporation de convertisseurs. Le but de ce travail est l'étude de l'implémentation des algorithmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes PV autonomes. Beaucoup de travaux portent sur la modélisation, la régulation et la commande de ces systèmes. Pour ce faire, des méthodes et des techniques conventionnelles sont généralement employées. Cependant, ces dernières sont limitées, à cause du caractère aléatoire de la source d'énergie, de la complexité de l'élément de stockage, etc...

Dans ce cadre, le thème proposé se veut une contribution à la modélisation et la commande des systèmes PV par une approche non conventionnelle en utilisant les outils de l'intelligence artificielle les plus appropriés, tels que les réseaux neuronaux, la logique floue. Les résultats obtenus ont montré en général, que les performances des techniques MPPT intelligentes, en termes de stabilité, de précision et de rapidité dans la poursuite du MPP sont beaucoup mieux que celles des techniques classiques.

Mots clés : Système photovoltaïque (PV) autonome; MPPT; perturbation et observation (P&O); conductance incrémentale (IncCond), Logique floue; Réseaux de neurones artificiels (RNA).

Sommaire

Sommaire

Remerciements i
Résumé ii
Sommaire iii
Liste des Figures vii
Liste des Tableaux x
Introduction générale 1
Chapitre 1 : Généralités sur le système PV 4
I.1. Introduction 5
I.2. Développements historiques des cellules solaires photovoltaïques 5
I.3. Technologies des cellules solaires photovoltaïques 6
I.3.1. Cellules solaires à base de silicium 8
I.3.1.1. Les cellules solaires au silicium cristallin 8
I.3.1.1.a. Les cellules au silicium monocristallin 8
I.3.1.1.b. Les cellules au silicium polycristallin 8
I.3.1.2. Les cellules solaires au silicium amorphe 9
I.3.2. Les cellules solaires en couches minces 9
I.3.2.1. Le tellurure de cadmium (CdTe) : 10
I.3.2.2. Le séléniure de cuivre d'indium et de gallium (CIGS): 10
I.3.2.3. L'arséniure de gallium (GaAs): 10
I.3.3. Autres technologies 10
I.3.3.1. Cellules à concentration : 10
I.3.3.2. Cellules multi-jonctions : 11
I.3.3.3. Cellules organiques : 11
I.3.3.4. Cellules à colorants: 11
I.4. Classification des systèmes PV 11
I.4.1. Systèmes PV autonomes 12
I.4.1.1. Systèmes autonomes sans stockage d'énergie (alimentation directe) : 12
I.4.1.2. Systèmes autonomes avec stockage d'énergie : 12
I.4.1.3. Systèmes autonomes hybrides 13
I.4.2. Systèmes PV raccordés au réseau 13
I.5. Conclusion 13
Chapitre 2 : Modélisation du générateur PV 14

II.1. Introduction 15
II.2. L'irradiation solaire et la masse d'aire 15
II.3. Structure physique et principe de fonctionnement d'une cellule PV 17
II.4. Générateur PV et groupement série/parallèle 19
II.4.1. Modèles électriques du générateur PV 20
II.4.1.1. Modèle idéal 20
II.4.1.2. Modèle à une seule diode (modèle à cinq paramètres) 21
II.4.1.3. Modèle à deux diodes 21
II.4.1.4. Modèle à trois diodes 22
II.5. Modélisation mathématique du générateur PV (modèle à une diode) 22
II.6. Validation du modèle 25
II.7. Effet des paramètres internes sur les caractéristiques du générateur PV 27
II.7.1. Effet de la résistance série 27
II.7.2. Effet de la résistance parallèle 27
II.7.3. Effet du facteur d'idéalité 27
II.8. Effet des paramètres externes sur les caractéristiques du générateur PV 29
II.8.1. Effet de l'irradiation et la température 29
II.8.2. Effet de l'angle d'incidence solaire (AOI) 30
II.9. Diodes by-pass et diodes anti-retour 31
II.10. Conclusion 32
Chapitre 3 : Modélisation des convertisseurs DC-DC 33
III.1.Introduction 34
III.2.Convertisseurs DC-DC 34
III.2.1. Convertisseur dévolteur (Buck) 35
III.2.1.1. Modèle mathématique du circuit équivalent 36
III.2.1.2. Approximation de faible ondulation 38
III.2.1.3. Equilibre de la tension d'inductance et courant de condensateur 39
III.2.1.4 Caractéristiques statiques et rapport de conversion 40
III.2.1.5. Détermination des ondulations de tension et de courant 41
III.2.1.6. Modèle faible signal ac 43
III.2.2.Convertisseur survolteur (boost) 45
III.2.2.1. Modèle mathématique de circuit équivalent 46
III.2.2.2 Caractéristiques statiques et rapport de conversion 48
III.2.2.3. Détermination des ondulations de tension et de courant 49
III.2.2.4. Modèle faible signal ac 50

III.2.3.Convertisseur dévolteur-survolteur (buck-boost) 51
III.2.3.1. Modèle mathématique du circuit équivalent 51
III.2.3.2. Caractéristiques statiques et rapport de conversion 53
III.2.3.3. Détermination des ondulations de tension et de courant 54
III.2.3.4. Modèle faible signal ac 54
III.3. Conclusion 55
Chapitre 4 : Batterie de stockage 56
IV.1. Introduction 57
IV.2. Terminologies fondamentales utilisés dans les batteries 57
IV.3. Types de batteries 59
IV.3.1. Batteries primaires 59
IV.3.2. Batteries secondaires (ou rechargeables) 60
IV.3.2.1. Batteries à base de nickel 60
IV.3.2.2. Batterie à base de lithium 61
IV.3.2.3. Batteries au plomb-acide 61
IV.4. Principe de fonctionnement de la batterie (au plomb) 64
IV.5. Le chargement d'une batterie solaire 66
IV.5.1. La phase de charge normale (Bulk) : 67
IV.5.2. La phase d'absorption 67
IV.5.3. La phase d'entretien (Float): 68
IV.5.4. La phase d'égalisation : 68
IV.6. Modélisation de la batterie 68
IV.7. Conclusion 72
Chapitre 5 : Commande du système PV 73
V.1.Introduction 74
V.2. Techniques MPPT conventionnelles 75
V.2.1. La méthode de Perturbation et Observation (P&O) 75
V.2.2. La méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond) 78
V.2.3. La méthode de la tension de circuit ouvert 80
V.2.4. La méthode du courant de court-circuit 81
V.3. Techniques MPPT intelligentes 82
V.3.1. Technique MPPT à base de la logique floue 82
V.3.1.1.La fuzzification 82
V.3.1.2. Moteur d'inférence flou 84
V.3.1.3. La défuzzification 85

V.3.2. Technique MPPT à base des Réseaux de Neurones Artificiels (RNA) 86
V.3.2.1. Principe et définition 86
V.3.2.2. Prédiction du MPP à base des RNA 87
V.3.2.3. L'apprentissage du réseau 88
V.4. Conclusion 90
Chapitre 6 : Résultats de simulation et comparaison 92
VI.1. Introduction 93
VI.2. Simulation des composants du système PV 93
VI.2.1. Le générateur PV 94
VI.2.2. Le convertisseur DC-DC 95
VI.2.3. La batterie de stockage 95
VI.3. Implémentation des méthodes MPPT 96
VI.3.1. Implémentation des méthodes MPPT classiques 96
VI.3.1.1. Implémentation de la méthode MPPT à base de la tension de circuit ouvert 97
VI.3.1.2. Implémentation de la méthode MPPT à base du courant de court circuit 98
VI.3.1.3. Implémentation de la méthode P&O 99
VI.3.1.4. Implémentation de la méthode IncCond 100
VI.3.2. Implémentation des méthodes MPPT avancés 101
VI.3.2.1. Implémentation de la méthode MPPT à base de la logique floue (FL) 102
VI.3.2.2. Implémentation de la méthode MPPT à base des RNA 103
VI.4. Etude comparative des performances obtenues 104
VI.4.1. Conditions environnementales stables 104
VI.4.2. Conditions environnementales variables 107
VI.4.2.1. Augmentation lente de l'ensoleillement 107
VI.4.2.2. Augmentation rapide de l'ensoleillement 107
VI.4.2.3. Augmentation lente de la température 109
VI.4.2.4. Augmentation rapide de la température 109
VI.5. Conclusion 110
Conclusion générale 112
Références 115

Liste des Figures

Figure. I. 1. Les rendements de cellules PV obtenus en laboratoire pour différentes technologies [29]. 7

Figure. I. 2. Modules PV en silicium amorphes installés sur une façade de bâtiment (salle de conférences à l'UDES-Bou-Ismail). 9

Figure. I. 3. Classification des systèmes photovoltaïques [41]. 12

Figure. II. 1. Distribution spectrale du rayonnement du corps noir, et du rayonnement solaire en dehors de l'atmosphère (AM0) et à la verticale de la surface terrestre (AM1) [43]. 16

Figure. II. 2. Concept de la masse d'air (AM). 16

Figure. II. 3. Niveaux d'énergie d'un semi-conducteur : (a) dans l'obscurité, (b) sous illumination. 17

Figure. II. 4. Structure physique de la cellule photovoltaïque 19

Figure. II. 5. (a) cellule solaire, (b) module, (c) panneau et (d) champ photovoltaïque. 20

Figure. II. 6. Modèles de circuit équivalent de la cellule PV. 21

Figure. II. 7. Le modèle « à une seule diode » du circuit électrique de la cellule PV. 22

Figure. II. 8. Variation du courant de court circuit I_{ph} (A) avec: (a) l'irradiation (W/m^2) et (b) la température (°C). 23

Figure. II. 9. Caractéristiques *I-V* et *P-V* d'un module solaire PV. 24

Figure. II. 10. Caractéristiques *I-V*, *P-V* du modèle et des données expérimentales extrait de la fiche technique du module solaire MSX60. 27

Figure. II. 11. Effet de la résistance série sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV. 28

Figure. II. 12. Effet de la résistance parallèle sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV. 28

Figure. II. 13. Effet du facteur d'idéalité sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV. 28

Figure. II. 14. Caractéristiques *I-V* d'un GPV: (a) pour différentes valeurs d'irradiation *G* à une température de 25 ° C. ; (b) pour différentes valeurs de température *T* à une irradiation de1000 W/m^2. 29

Figure. II. 15. Caractéristiques *P–V* d'un GPV: (a) pour différentes valeurs d'irradiation *G* à une température de 25 ° C; (b) pour différentes valeurs de température *T* à une irradiation de1000 W/m^2. 29

Figure. II. 16. La variation de la tension en circuit ouvert V_{OC} avec la température *T*. 30

Figure. II. 17. Effet de l'angle d'incidence (AOI) sur la puissance du panneau PV. 31

Figure. II. 18. Schémas représentant un module PV avec diodes by-pass et diode anti-retour. 31

Figure. III. 1. Principe de couplage du générateur PV par convertisseur MPPT. 34

Figure. III. 2. Forme d'onde de la tension de sortie du convertisseur 35

Figure. III. 3. Circuit typique d'un convertisseur dévolteur. 37

Figure. III. 4. Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur, état 1: interrupteur fermé. 37

Figure. III. 5. Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur, état 2: interrupteur ouvert. 37

Figure. III. 6. Principe d'approximation de faible ondulation 39

Figure. III. 7. Forme d'onde de la tension d'inductance $v_L(t)$, dévolteur idéal 40

Figure. III. 8. Courant d'inductance en régime permanent, convertisseur dévolteur..... 42

Figure. III. 9. Circuit typique d'un convertisseur survolteur. 47

Figure. III. 10. Circuit équivalent d'un convertisseur survolteur, état 1: interrupteur fermé..... 47

Figure. III. 11. Circuit équivalent d'un convertisseur survolteur, état 2: interrupteur ouvert. 47

Figure. III. 12.Circuit typique d'un convertisseur dévolteur-survolteur..... 52

Figure. III. 13.Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur-survolteur, état 1: interrupteur fermé. 52

Figure. III. 14.Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur-survolteur, état 2: interrupteur ouvert..... 52

Figure. IV. 1. Classification des batteries..... 59

Figure. IV. 2. Principe de fonctionnement de sources électrochimiques..... 64

Figure. IV. 3. Composants principales d'une batterie au plomb (cellule). 65

Figure. IV. 4. Phases de chargement d'une batterie solaire..... 67

Figure. IV. 5. Modèle de circuit équivalent de la batterie au plomb-acide..... 69

Figure. V. 1. (a) L'organigramme de l'algorithme P&O (C_P: est le pas de perturbation); (b) Chemin du MPP avec l'algorithme P&O sous changement lent (ligne pointillée) et rapide (ligne continue) de l'ensoleillement..... 76

Figure. V. 2. (a) Principe de la méthode IncCond, (b) L'organigramme de l'algorithme IncCond (C_a: est le pas d'ajustement) 79

Figure. V. 3. Principe de la méthode de la tension de circuit ouvert. 81

Figure. V. 4.Structure du régulateur flou..... 82

Figure. V. 5. Fonctions d'appartenance pour: (a) Variable d'entrée E, (b) Variable d'entrée CE, (c) variable de sortie ΔD. 83

Figure. V. 6. (a): Un aperçu des règles de commande floue, (b): La fenêtre « Ruleviewer » du contrôleur MPPT flou sur Matlab..... 85

Figure. V. 7. Représentation d'un neurone artificiel. 86

Figure. V. 8. Modèle de réseaux de neurone MLP pour identification de MPP. 87

Figure. V. 9. (a)le courant I_{mpp}, (b) la tension V_{mpp}, (c) la puissance P_{max} pour l'ensoleillement Ga varie (de 100 à 1500W/m^2) et la température Ta (de -40 à 75^{o}C) pour le module solaire MSX60. 89

Figure. V. 10. Résultats d'apprentissage de bock RNA. 90

Figure. VI. 1. Schéma représentant le système PV autonome étudié. 93

Figure. VI. 2. Modèle Simulink du générateur PV. 94

Figure. VI. 3. Implémentation sur Simulink du convertisseur Buck. 95

Figure. VI. 4. Bloc de simulation de la batterie. 96

Figure. VI. 5. Implémentation du système PV à base de la technique MPPT de la tension en circuit ouvert ("Voc"). 97

Figure. VI. 6. Implémentation de l'algorithme MPPT à base de la tension en circuit ouvert ("Voc"). 97

Figure. VI. 7. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT à base du courant de court-circuit ("Isc"). 98

Figure. VI. 8. Implémentation de l'algorithme MPPT à base du courant de court circuit ("Isc"). 98

Figure. VI. 9. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT de Perturbation et observation (P&O). 99

Figure. VI. 10. Implémentation de l'algorithme de P&O sur Simulink. 99

Figure. VI. 11. Implémentation de l'algorithme de P&O amélioré sur Simulink. 100

Figure. VI. 12. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT (IncCond)..... 100

Figure. VI. 13. Implémentation de l'algorithme IncCond sur Simulink. 101

Figure. VI. 14. Implémentation de l'algorithme IncCond amélioré sur Simulink. 101

Figure. VI. 15. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT floue..... 102

Figure. VI. 16. Implémentation du contrôleur MPPT flou sur Simulink. 102

Figure. VI. 17. Implémentation sur Simulink du système PV à base de technique MPPT de RNA..... 103

Figure. VI. 18. (a) Simulation de la méthode P&O, en utilisant un convertisseur buck sous conditions stables. (b) - Signaux détaillés de la méthode P&O à une fréquence de 10 Hz. 105

Figure. VI. 19. (a) Comparaison des divers signaux MPPT ;(b) Comparaison détaillée de divers signaux MPPT avec une fréquence de 100 Hz..... 106

Figure. VI. 20. Signaux de puissance de diverses techniques MPPT (a) : sous augmentation lente de l'ensoleillement (b) sous augmentation rapide de l'ensoleillement. 108

Figure. VI. 21. Signaux de puissance de diverses techniques MPPT (a) : sous augmentation lente de température (b) sous augmentation rapide de température..... 110

Liste des Tableaux

Tableau. I. 1. Meilleurs rendements confirmés des cellules et modules solaires [30]. 7

Tableau. II. 1. L'énergie de la bande interdite (E_g) pour certain matériaux semi-conducteurs. 18

Tableau. II. 2: Caractéristique électrique typique du module PV MSX-60. 26

Tableau. IV. 1. Principales caractéristiques de différentes batteries secondaires. 60

Tableau. IV. 2. Types de batteries au plomb-acide [78, 89]. 64

Tableau. V. 1. Principales caractéristiques des méthodes MPPT. 75

Tableau. V. 2. Table de vérité pour l'algorithme amélioré de P&O [160]. 77

Tableau. V. 3. Base de règles du régulateur flou. 84

Tableau. VI. 1. Caractéristiques électriques du module PV MSX-60. 94

Tableau. VI. 2. Comparaison du rendement de poursuite et du temps de réponse pour différentes techniques MPPT dans les conditions stables. 107

Tableau. VI. 3. comparaison du rendement de poursuite de diverses techniques mppt sous augmentation lente et rapide de l'ensoleillement. 108

Tableau. VI. 4. Comparaison du rendement de poursuite de diverses techniques MPPT sous augmentation lente et rapide de température. 110

Introduction générale

Introduction générale

Au cours des dernières années, l'augmentation de la consommation d'énergie et le changement climatique mondial, ont motivé les chercheurs à exploiter l'énergie à partir des ressources renouvelables. Les pays riches en pétrole de la région MENA (Moyen-Orient/Afrique du Nord) ont d'énormes ressources solaires et commencent à se préparer à l'ère post-hydrocarbure et augmentent leurs revenus d'exportation de pétrole en développant leurs ressources solaires à usage domestique. L'Algérie a pour objectif de satisfaire plus d'un tiers de son électricité à partir de sources renouvelables d'ici 2030. Parmi les différentes ressources renouvelables, la technologie solaire photovoltaïque (PV) est l'une des technologies à croissance rapide, en raison de la disponibilité de l'éclairement solaire et elle n'a pas d'effets négatifs sur l'environnement. Cependant, le coût de l'énergie solaire PV est plus élevé en raison de son faible rendement de panneaux PV. Cela motive les chercheurs pour créer non seulement des panneaux solaires à haut rendement, mais aussi des convertisseurs de puissance plus efficaces qui peuvent extraire près de 100% de la puissance disponible du module PV.

Afin d'étudier les convertisseurs électroniques (avec leurs commandes associées) dédiés aux systèmes PV. En premier nous devons modéliser le module PV connecté au convertisseur. Pour l'analyse et la conception de la commande d'un système solaire PV, un modèle précis de la cellule solaire PV est essentiel car la cellule PV est le bloc de construction de base d'un système PV.

Les cellules PV présentent des caractéristiques courant-tension (I–V) et puissance-tension (P-V) non-linéaires et variables selon les paramètres météorologiques (température, ensoleillement). Afin de maximiser la production d'énergie du système photovoltaïque, il est nécessaire que le générateur PV fonctionne au point de puissance maximale (MPP). Un mécanisme de poursuite du point de puissance maximum (MPPT) est donc requis dans le système pour lui permettre de fonctionner au MPP.

Plusieurs techniques MPPT ont été développées pour la recherche du point de fonctionnement optimal permettant de tirer le maximum d'énergie de la source PV. Pour ce faire, des méthodes et des techniques traditionnelles sont généralement employées. Cependant, ces dernières sont limitées, à cause de ses faibles rendements de poursuite.

Dans ce cadre, le thème proposé se veut une contribution à la modélisation et la commande des systèmes PV par une approche non conventionnelle en utilisant les outils de

l'intelligence artificielle les plus appropriés, tels que les réseaux neuronaux artificiels et la logique floue.

Cette thèse est organisée comme suit:

Après une introduction générale

Le chapitre I présente d'une manière générale les systèmes PV, un bref historique sur les cellules solaire PV a été présenté. Ainsi, différentes technologies PV sont décrites.

Le chapitre II est consacré également à l'étude et la modélisation mathématique du générateur PV.

Le chapitre III est consacré à une modélisation des trois types de convertisseurs DC-DC, à savoir, les convertisseurs buck, boost et buck-boost.

Le chapitre IV est dédié à la modélisation de la batterie de stockage.

Le chapitre V est dédié à la modélisation des lois de commande MPPT conventionnelles et intelligentes.

Le chapitre VI est consacré à la simulation du système PV commandé par les techniques MPPT conventionnelles et avancées. Une étude comparative en simulation y est présentée.

La thèse se termine par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1 :

Généralités sur le système PV

I.1. Introduction

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) est la plus jeune des énergies renouvelables, elle a l'avantage d'être non polluante, souple et fiable. Elle permet alors d'éviter l'installation de groupes électrogènes qui posent des problèmes de fiabilité et d'approvisionnement en carburant. Dans ce chapitre, on donnera un bref historique des cellules solaires PV, une présentation simple de leurs principales technologies et on terminera par une classification des systèmes PV.

I.2. Développements historiques des cellules solaires photovoltaïques

Les cellules solaires PV fonctionnent en convertissant la lumière solaire directement en électricité en utilisant les propriétés électroniques d'une classe de matériaux connues sous le nom de semi-conducteurs [1]. Le mot "Photovoltaïque" est la combinaison de deux mots: "photos", mot d'origine grecque qui signifie lumière ; et "Volta", le nom du physicien italien Alessandro Volta, qui a inventé la première pile électrique au 1800 [2, 3].

L'effet photovoltaïques (PV) a été découvert par le physicien français Edmond Becquerel [4] en 1839, où il avait constaté que lorsque la lumière tombe sur deux électrodes métalliques immergées dans un électrolyte, une différence de potentiel s'établit entre elles [5-8].

En 1873, Smith [9] a découvert la photoconductivité du solide, le sélénium (Se). Environ quatre ans après, William Adams and Richard Day [10] ont été les premiers à observer l'effet PV à l'état solide, le sélénium (Se). En 1883, Charles Fritts [11] a fait la première cellule solaire à grande surface en utilisant un film de Se [12-14]. Après la découverte de l'électron par Thomson en 1897 [15], il a alors été démontré que les électrons ont été libérés par la lumière incidente sur la surface, ce qui explique pourquoi seuls les particules chargées négativement pourraient être déchargés par l'action de la lumière [7].

En 1905, Albert Einstein a publié un article expliquant l'effet photoélectrique sur une base quantique [16, 17], pour lequel il a ensuite remporté un prix Nobel de physique en 1921[18]. Au cours de la fin des années 1930 et au début des années 1940, une recherche intensive des matériaux semi-conducteurs sur le germanium et le silicium a été freinée à cause de la seconde guerre mondiale [5]. Le premier effet photovoltaïque avec une cellule au silicium a été observé en 1941 par Russel Ohl [19] des laboratoires Bell Téléphone aux Etats-

Unis. L'effet photovoltaïque avec une cellule au germanium a été rapporté par Benzer [20] en 1946 et par Pantchechnikoff en 1952 [6, 21].

Bien que la cellule à base de silicium a été signalée en début des années 1940, ce n'est qu'en 1954 que la cellule solaire reçut beaucoup d'intérêt, initié par les travaux de Daryl Chapin et al.[22] des laboratoires Bell Téléphone sur les cellules au silicium monocristallin, et Reynolds et al.[23] du laboratoire de « US Air Force Aerospace » sur les cellules au sulfure de cadmium [6, 24].

Les premières applications de ces cellules solaires comme source d'énergie ont été faites avec des vaisseaux spatiaux et satellites à partir de 1958 [25]. Au début des années 1960, la conception des cellules pour l'utilisation spatiale a ralenti, et au cours de la décennie suivante, ce fut leur principale application. La crise énergétique des années 1970 stimula les gouvernements et les industriels à investir dans la technologie photovoltaïque et ses applications terrestres [26]. Ainsi, cette époque fut une période innovatrice dans le développement des cellules à base de silicium, avec des améliorations remarquables des rendements de conversion d'énergie atteints. Parallèlement, il y eut un regain d'intérêt à l'égard de leur utilisation terrestre [1].

Dans les années 1980, l'industrie PV a commencé à mûrir. Des usines de fabrication pour la production de modules PV à partir de cellules solaires à base silicium ont été construits aux Etats-Unis, au Japon et en Europe [14]. Au cours des années 1990, la technologie PV terrestre a régulièrement progressé avec l'installation des toits photovoltaïques et de plusieurs centrales électriques. Elle a même commencé à devenir bien connue aux consommateurs avec son intégration dans de nombreux produits de petite puissance: montres, calculatrices, radios et balises météo, pompes et réfrigérateurs solaires [27].

Aujourd'hui, malgré les impacts négatifs de la crise économique qui a commencé en 2008, le photovoltaïque est encore en croissance à un rythme extraordinaire, les laboratoires de recherche et les industries travaillent en collaboration pour développer de nouveaux concepts ou de nouveaux procédés susceptibles d'améliorer le rendement et de réduire les coûts des cellules PV [16, 26, 28].

I.3. Technologies des cellules solaires photovoltaïques

La Figure I.1 montre l'évolution des rendements record pour différentes technologies PV obtenus en laboratoire à partir de 1976 jusqu'à présent [29].

On peut distinguer trois grandes familles de technologies photovoltaïques (Tableau I.1) [30]:

- Les matériaux solides cristallins (en générale à base de silicium).
- Les cellules solaires en couches minces.
- Autres technologies (cellules multicouches, cellules à concentration, cellules organiques, cellules à colorants, etc..).

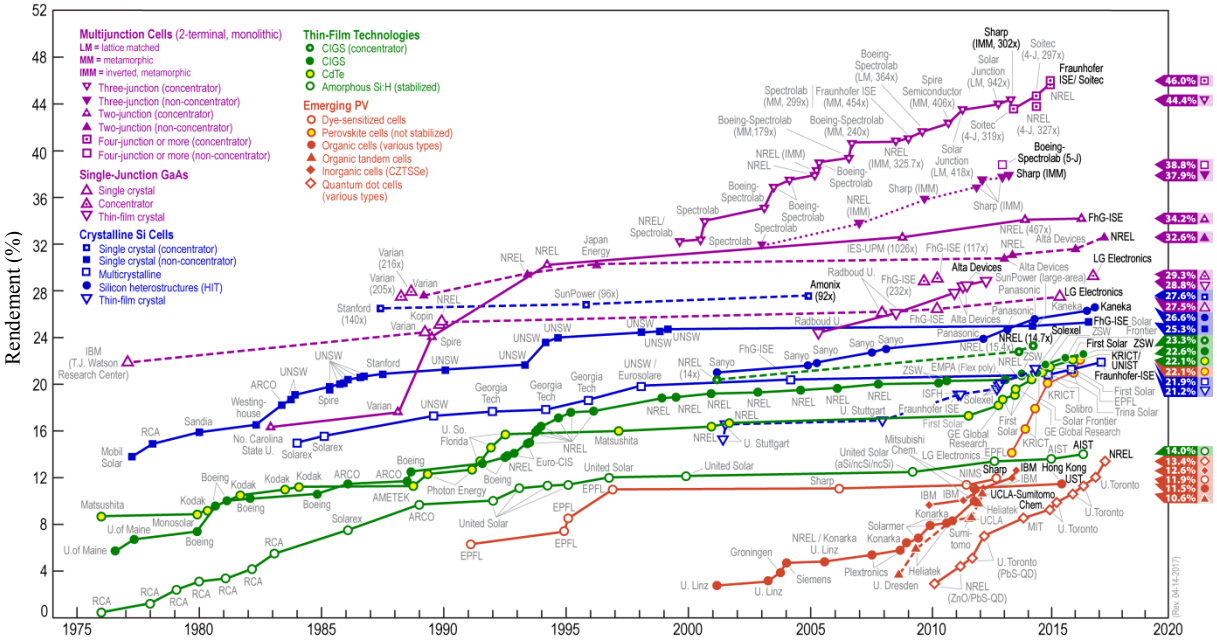


Figure. I. 1. Les rendements de cellules PV obtenus en laboratoire pour différentes technologies [29]**.**

Tableau. I. 1. Meilleurs rendements confirmés des cellules et modules solaires [30]**.**

Type de cellules solaires		Rendement en (%) de	
		Cellules PV en laboratoire	Modules commercialisés
Cellules à base de silicium (Si)	Si monocristallin	26.3	24.4
	Si poly-cristallin	21.3	19.9
Cellules en couches minces	Si amorphe	10.2	
	CIGS	21.0	17.5
	CdTe	21.0	18.6
	GaAs	28.8	24.1
Cellules multi-jonctions	InGaP/GaAs/InGaAs	37.9	31.2
Cellules multi-jonctions à concentration	GaInP/GaAs;GaInAsP/GaInAs	46.0	
Cellules organiques		11.2	8.7
Cellules à colorants		11.9	

I.3.1. Cellules solaires à base de silicium

Le matériau photovoltaïque le plus répandu dans les cellules solaires est le silicium, semi-conducteur de type IV [31]. Le silicium sous forme de dioxyde de silicium (sable de quartz) est un composant extrêmement commun de la croûte terrestre et est essentiellement non-toxique [16]. Les technologies PV à base de cellules au silicium (Si) ont été l'objet de recherches depuis les années 1950 et actuellement, ils couvrent 90 % du marché photovoltaïque mondial [32, 33]. Le silicium solaire est soit cristallin, soit amorphe [34]. À l'état amorphe, il est employé en couche mince, avec des épaisseurs de l'ordre du micron et en deçà et déposé sur un support, alors que les cellules cristallines sont massives et épaisses de 0,1 à 0,2 mm [31].

I.3.1.1. Les cellules solaires au silicium cristallin

Les cellules au silicium cristallin, sont souvent appelées des technologies de «première génération», comme elles ont été les premières à être commercialisées, en plus ce sont des technologues matures. Elles se présentent sous forme de plaquettes carrées ou pseudo-carrées, parfois rondes [31]. Elles sont classées en cellules au silicium *monocristallin* et cellules au silicium *polycristallin*.

I.3.1.1.a. Les cellules au silicium monocristallin

Si la cellule est constituée d'un seul cristal, on parle de silicium monocristallin, et elle a un aspect uniforme, de couleur gris bleuté, ou noir [31]. Les cellules monocristallines sont découpées à partir de lingots de cristal de silicium avec un longueur d'environ 50 cm ou plus qui peuvent ensuite être facilement découpés en tranches de 10 cm de diamètre ou plus [5, 16].

Le rendement de conversion de ces cellules en laboratoire est de 26.3 %, alors que, les modules commercialisés ont un rendement typique de 14 à 24 % [16, 29, 30].

I.3.1.1.b. Les cellules au silicium polycristallin

Si la cellule est faite de silicium multicristallin (ou polycristallin), elle est composée de plusieurs cristaux assemblés, et présente l'aspect d'une « mosaïque » compacte de fragments métalliques bleutés de quelques millimètres à quelques centimètres, appelés « grains » [31].

Le silicium poly-cristallin est obtenu par un procédé de coulage (casting process), suivi d'un traitement thermique qui crée de très petits grains de silicium individuels pour se

combiner et former de plus gros grains ayant des tailles avec plusieurs millimètres de longueur et de largeur [5].

En laboratoire le rendement de conversion de 21.3% [30] a été atteint en utilisant la plaquette de silicium poly-cristallin, tandis que les modules ayant un rendement de 16 à 19.9 % sont aujourd'hui commercialement disponibles [30, 32, 35]. Bien que, ces cellules sont moins efficaces par rapport au monocristallin, ils nécessitent moins d'énergie de production. De ce fait, ils sont un peu moins coûteux à fabriquer [34].

I.3.1.2. Les cellules solaires au silicium amorphe

Le silicium amorphe (a-Si) a été la première technologie de film mince utilisé dans le photovoltaïque. Des petites cellules en a-Si destinés aux produits de consommation tels que les montres et calculatrices, ont introduit des cellules solaires pour des millions de gens depuis les années 1980 [16]. Durant les dernières années, un bon exemple d'utilisation de cette technologie est la construction de façades (Figure.I.2); les modules en a-Si peuvent servir de revêtement attrayant et pourrait bien être compétitifs avec d'autres types de modules PV [16]. Le rendement de ces modules est situé de 6 à 10 %, c'est-à-dire environ la moitié de celle du silicium cristallin [16, 30].

Figure. I. 2. Modules PV en silicium amorphes installés sur une façade de bâtiment (salle de conférences à l'UDES-Bou-Ismail).

I.3.2. Les cellules solaires en couches minces

Les cellules en couches minces constituent ce que certains appellent les cellules de seconde génération [36]. Cette technologie permet de diminuer le coût de fabrication, mais son rendement en général est inférieur à celui des cellules en silicium cristallin. Il existe essentiellement quatre types de cellules solaires qui sont inclus dans cette catégorie, le

silicium amorphe a-Si (mentionné précédemment), et trois autres qui sont fabriqués à partir de matériaux " non-silicium" à savoir :

I.3.2.1. Le tellurure de cadmium (CdTe) :

Ces cellules peuvent être chimiquement déposées dans une solution aqueuse, ou plus récemment par évaporation de CdTe sur un substrat. L'inconvénient majeur de ces cellules est du aux contrôles environnementaux très stricts sur les éléments toxiques comme le cadmium (Cd). La pénurie de matières premières limite aussi la production de tellure (Te) [37]. Le rendement maximal obtenu en laboratoire par ces cellules est 21% et jusqu'à 18.6% pour les modules commercialisées [30].

I.3.2.2. Le séléniure de cuivre d'indium et de gallium (CIGS):

Les premières cellules à base de l'alliage CIGS [38] ont été fabriquées au début des années 1980 par évaporation des éléments constitués de cuivre (Cu), d'indium (In), de galium (Ga), et de sélénium (Se). Malgré, que ces cellules atteignent actuellement un rendement maximal de l'ordre de 21 % en laboratoire et jusqu'à 17.5 % pour les modules commercialisées [30], des problèmes se posent en raison de la rareté de l'indium et ses impacts environnementaux [37].

I.3.2.3. L'arséniure de gallium (GaAs):

Le GaAs est l'un des semi-conducteurs de type III-V (des matériaux composés d'un ou plusieurs éléments de la colonne III et de la colonne V du tableau périodique de Mendeleïev) [31]. Les cellules PV en couches minces qui intègrent cette technologie sont caractérisées par grand rendement qui atteint 28,8% en laboratoire [30] mais leur coût étant encore très élevé, leur utilisation reste cantonnée à des applications très spécifiques comme le domaine spatial [39]. Il est important de noter que le semi-conducteur GaAs a été utilisé aussi pour fabriquer des cellules solaires de haut rendement, en architectures simple jonction et multijonctions.

I.3.3. Autres technologies

Il y a d'autres technologies PV qui sont :

I.3.3.1. Cellules à concentration :

La concentration photovoltaïque est une technologie alternative aux panneaux plats consistant à remplacer la surface plate de cellules solaires avec des éléments optiques

(lentilles ou miroirs) qui augmentent la densité de rayonnement solaire et le concentrer sur des cellules spéciales dont la superficie est très inférieure à la surface de captage [14].

I.3.3.2. Cellules multi-jonctions :

Les cellules multi-jonctions sont composées de plusieurs couches superposées, de matériaux différents, chacun sensible à une longueur d'onde différente, ce qui permet un balayage plus large du spectre solaire. Ce type de cellules est déjà commercialisé, mais principalement pour des applications spatiales [28]. Le rendement obtenu en laboratoire par ces cellules est d'environ 37.9%. Le système de concentration (cellules multijonctions à concentration) a augmenté le rendement de ces cellules à plus de 46% ces dernières années [29, 30].

I.3.3.3. Cellules organiques :

Les cellules PV à base des molécules organiques ou polymères offrent de grandes opportunités à la conversion d'énergie de faible cout dûes à plusieurs avantages technologiques des semi-conducteurs organiques [14]. Cette génération offre une grande flexibilité aux applications solaires [40], mais le rendement maximum obtenu en laboratoire (11.2%) reste faible [30, 36].

I.3.3.4. Cellules à colorants:

La génération d'électricité par ces cellules est basée sur l'absorption de la lumière par molécules colorantes (dite aussi sensibilisateurs) [28].

Le développement de ces cellules a commencé au début des années 1990 [37]. A ce jour, les meilleurs rendements avec ce type de technologie se situent autour de 11.9 % [30, 36].

I.4. Classification des systèmes PV

On appelle système photovoltaïque l'ensemble des composants nécessaires à l'alimentation d'une application en toute fiabilité [31]. Les systèmes PV peuvent être classifiés en deux grandes catégories: autonomes, et interconnectés (raccordés) au réseau. Ces catégories peuvent fonctionnellement être subdivisées comme suit (Figure. I.3) [41]:

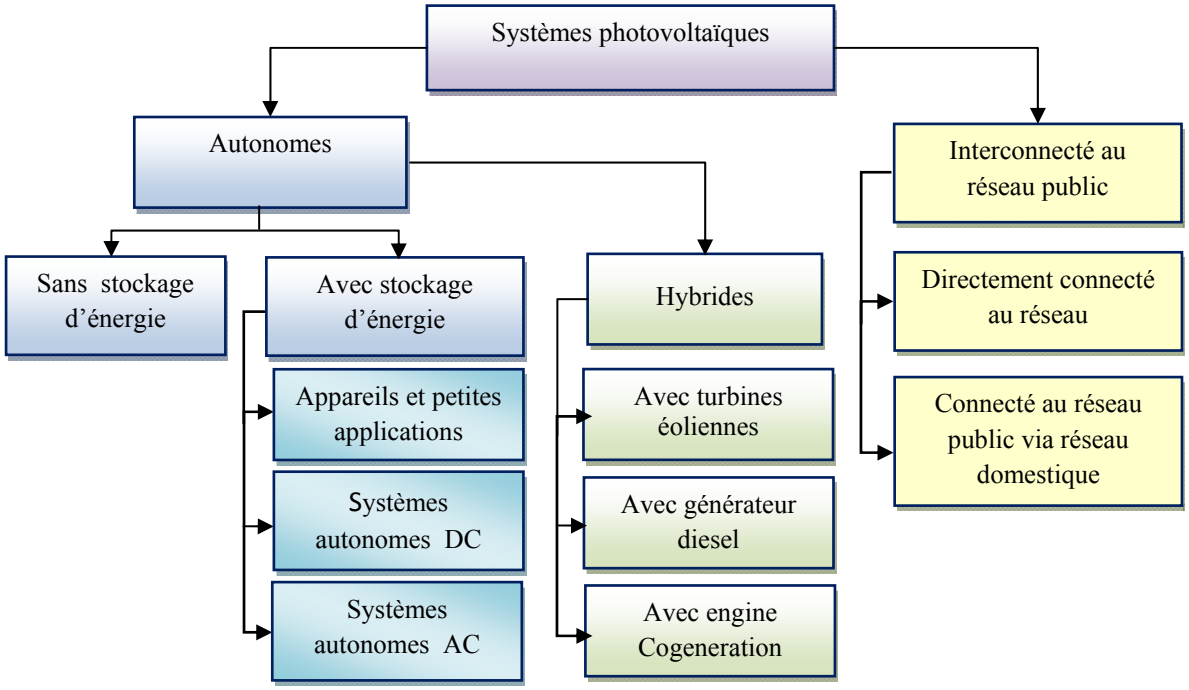


Figure. I. 3. Classification des systèmes photovoltaïques [41].

I.4.1. Systèmes PV autonomes

Les systèmes PV autonomes sont indépendants et ne sont pas liés à un réseau public de distribution d'électricité. Ils sont les systèmes les plus simples puisque l'énergie photovoltaïque est utilisée directement à partir des panneaux. On peut les trouver dans les trois cas suivants:

I.4.1.1. Systèmes autonomes sans stockage d'énergie (alimentation directe) :

Dans ce cas, l'appareil alimenté ne fonctionnera qu'en présence de lumière et dès que l'éclairement sera suffisant pour atteindre la puissance demandée.

I.4.1.2. Systèmes autonomes avec stockage d'énergie :

C'est la configuration la plus courante des systèmes photovoltaïques autonomes que les anglophones appellent « stand-alone systems ». L'ensemble est le plus souvent en courant continu (DC), ce qui est préférable car plus simple. Mais dès que l'on touche à l'habitat, il y a presque toujours des appareils en courant alternatif (AC) à alimenter [31].

I.4.1.3. Systèmes autonomes hybrides

Avoir un système hybride, c'est disposer d'une autre source d'électricité autonome qui vient compléter l'apport photovoltaïque. Cette autre source peut être un groupe électrogène ou une génératrice éolienne [31].

I.4.2. Systèmes PV raccordés au réseau

Un tel système s'installe sur un site raccordé au réseau de distribution d'électricité (Sonelgaz en Algérie). Généralement sur des habitations ou des entreprises qui souhaitent recourir à une forme d'énergie renouvelable et qui bénéficient d'un bon ensoleillement.

L'énorme avantage de cette solution est l'absence de batterie. On ne stocke plus l'énergie, on l'injecte directement dans le réseau local ou national. Et ceci sans limite quantitative, donc toute l'énergie est récupérée. L'énorme avantage de cette solution, c'est que le réseau joue le rôle de « stockage illimité », et donc que toute l'énergie est récupérée. Il y a un compteur qui tourne dans un sens pour la consommation, et un autre dans l'autre sens pour la production. Mais il faut tout de même convertir le courant continu des panneaux en alternatif à travers un convertisseur DC-AC (onduleur), et celui-ci doit être homologué par la compagnie d'électricité qui va recevoir ce courant car il doit respecter des normes sur sa qualité « sinusoïdale » [31].

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, un bref historique sur les cellules solaire photovoltaïque (PV) a été présenté. Ainsi, différents technologies PV ont été montrées telles que: Les cellules solaire à base de silicium (cristallins et amorphe), les cellules solaires en couches minces et autres technologies (cellules multicouches, cellules à concentration, cellules organiques, cellules à colorants, etc..).

Les cellules solaires sont les dispositifs de base d'un système PV qu'on peut classifier en systèmes autonomes et systèmes raccordés au réseau.

Chapitre 2 :

Modélisation du générateur PV

II.1. Introduction

Le dispositif de base d'un système PV est la cellule solaire. Dans ce chapitre, les modèles les plus couramment utilisés de la cellule sont présentés. Ceci est suivi par l'implémentation du modèle de générateur PV de n'importe quel groupement série/parallèle, convenable pour tester différents algorithmes MPPT et de prédire le comportement de système sous diverses conditions environnementales (température, irradiation solaire).

II.2. L'irradiation solaire et la masse d'aire

L'irradiation solaire (ou rayonnement solaire) est la densité de la puissance instantanée de la lumière solaire mesurée en watts par mètre carré (W/m^2) [42]. Le rayonnement solaire est constitué d'ondes électromagnétiques composées de photons à des énergies différentes, qui se déplacent avec une vitesse constante [43, 44]. L'énergie des photons (E) est donnée par l'équation suivante [45]:

$$E = \frac{h \cdot c}{\lambda} \tag{II.1}$$

avec c : vitesse de la lumière ($c \approx 3 \times 10^8$ m/s.).
h : constant de Planck ($h = 6.625 \times 10^{-34}$ J·s).
λ : longueur d'onde.

Le spectre de la lumière solaire est représenté sur la Figure II.1 [43]. La densité de puissance en dehors de l'atmosphère de la terre est 1367 W/m^2, ce qui est connu comme la constante solaire [46].

La masse d'air (air masse « AM » en anglais) se réfère à la longueur du chemin relatif du faisceau solaire direct à travers l'atmosphère [43] et représente donc l'influence atmosphérique sur le spectre de la lumière [47] , et on peut l'approximer par l'équation suivante [48]:

$$AM = \frac{1}{\cos \theta_Z} \tag{II.2}$$

Avec θ_Z *:* est l'ongle entre le soleil et le point directement vertical à la terre (zénith), comme montré sur la Figure. II.2.

La lumière du soleil a un spectre proche de celui de la lumière d'un corps noir à une température de 5762 K. La ligne pointillée (Figure. II.1) indique le rayonnement du corps noir à cette température. Ceci est en bon accord avec la courbe de la masse d'air « AM0 » qui montre le spectre dehors de l'atmosphère sur un plan perpendiculaire au soleil à une distance moyenne terre-soleil.

Le chemin de la lumière à travers l'atmosphère est plus court lorsque le soleil est à son zénith (θ_Z=0), et par conséquence la masse d'air égale à l'unité (AM1). Évidemment, le soleil n'est pas toujours au zénith.

Lorsque l'angle (θ_Z) entre soleil et zénith augmente, la masse d'air augmente, de sorte que, à un angle de 48,2° la masse d'air est de 1,5 (AM1.5) et à un angle de 60° elle est de 2,0 (AM2) (Figure II.2). La masse d'air « AM1.5 » a été adoptée comme le spectre solaire standard pour les installations terrestres [49].

Habituellement, la puissance de crête d'un générateur photovoltaïque est mesurée sous une irradiation solaire de 1000W/m^2 avec un spectre AM1.5 et à une température de cellule de 25°C. C'est ce qu'on appelle la condition de test standard (STC) [43].

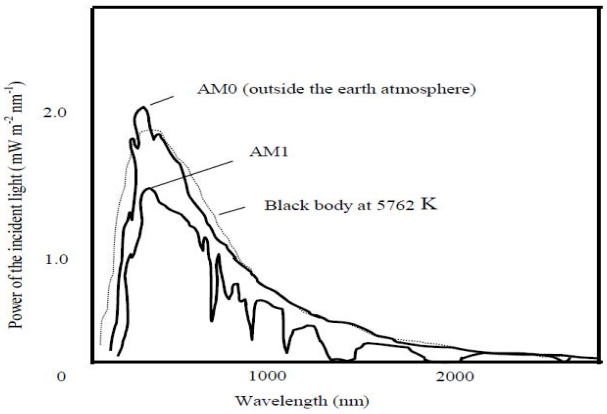


Figure. II. 1. Distribution spectrale du rayonnement du corps noir, et du rayonnement solaire en dehors de l'atmosphère (AM0) et à la verticale de la surface terrestre (AM1) [43].

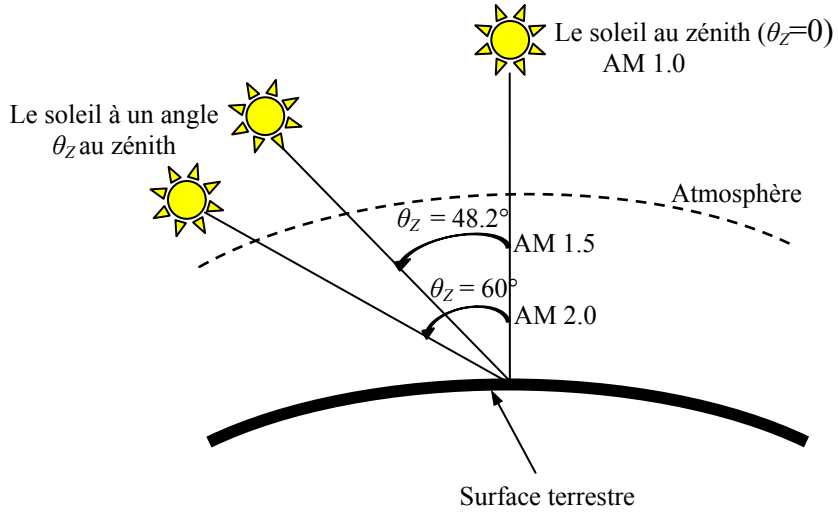


Figure. II. 2. Concept de la masse d'air (AM).

II.3. Structure physique et principe de fonctionnement d'une cellule PV

Les cellules solaires PV sont fabriquées à base des matériaux spéciaux appelés : semi-conducteurs, comme le silicium (Si), qui est actuellement le plus utilisé [50].

Un semi-conducteur est un matériau dont la concentration en charges libres est très faible par rapport aux métaux [26]. Pour qu'un électron lié à son atome (bande de valence) devienne libre dans un semi-conducteur et participe à la conduction du courant, il faut lui fournir une énergie minimum pour qu'il puisse atteindre les niveaux énergétiques supérieurs (bande de conduction) (Figure. II.3.(a)). C'est l'énergie de la bande interdite " band gap ", E_g, en électron-Volt (eV). Cette valeur seuil est propre à chaque matériau semi-conducteur comme il a été montré sur le Tableau II.1[45].

L'éclairement incident sur une cellule solaire sera en partie réfléchi, une autre partie sera absorbée et le reste passera au travers de l'épaisseur de la cellule. Les photons absorbés dont l'énergie est supérieure à l'énergie de la bande interdite «band gap» vont libérer un électron négatif, laissant un " trou " positif derrière lui (Figure. II.3.(b)).

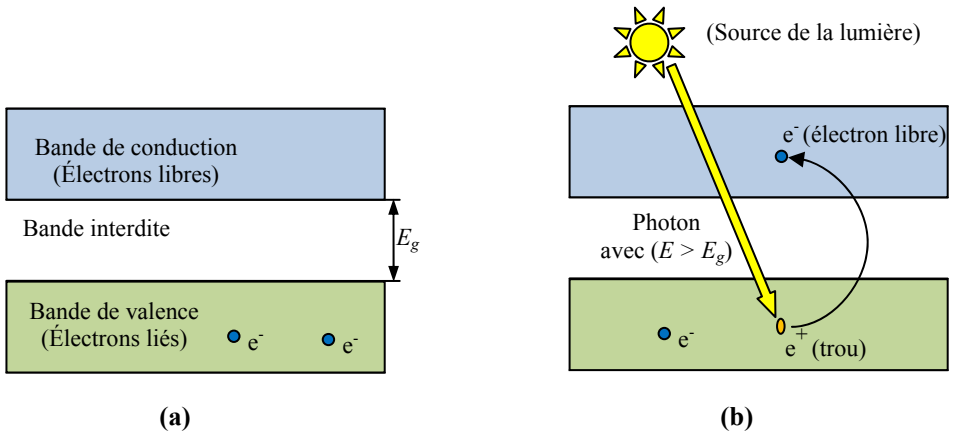


Figure. II. 3. Niveaux d'énergie d'un semi-conducteur : (a) dans l'obscurité, (b) sous illumination.

Tableau. II. 1. L'énergie de la bande interdite (E_g) pour certain matériaux semi-conducteurs.

Matériau	L'énergie de la bande interdite (eV)	
	0 Kelvin (K)	300 K
Si	1.17	1.11
Ge	0.74	0.66
InSb	0.23	0.17
InAs	0.43	0.36
InP	1.42	0.27
GaP	2.32	2.25
GaAs	1.52	1.43
GaSb	0.81	0.68
CdSe	1.84	1.74
CdTe	1.61	1.44

La cellule la plus commune d'aujourd'hui est une cellule simple au silicium cristallin (Si) [31]. Elle est constituée essentiellement de deux couches semi-conductrices (Figure. II.4) :

- Une couche supérieure mince (dite de type ***n***), exposée au soleil, qui est dopée avec des atomes de phosphore (P) possédant 5 électrons périphériques, soit un de plus que les atomes de silicium (Si).
- Une couche inférieure (dite de type ***p***), dopée avec des atomes de bore (B) ayant 3 électrons périphériques, soit un de moins que les atomes de silicium (présence d'un trou).

La couche « de type *n* » est donc excédentaire en électrons et la couche « de type *p* » est déficitaire. Lorsque les deux couches sont mises en contact, créant une jonction *p*-*n*, les électrons en excès de la couche « ***n*** » diffusent dans la couche « ***p*** ». Ainsi, la couche « *n* » se charge positivement, alors que la couche « *p* » se charge négativement. Un équilibre se crée et un champ électrique interne apparaît (Figure II.4).

Les photons qui rentrent dans la cellule solaire peuvent arracher des électrons aux atomes de silicium présents dans les couches « *n* » et « *p* ». Le champ électrique interne à la cellule entraîne les électrons libérés vers la cathode (-) (grille de contact), où ils empruntent un circuit extérieur, générant ainsi un courant électrique. Les électrons rejoignent ensuite l'anode (+) (face arrière), où ils se recombinent avec des trous (Figure II.4). Plus le nombre de photons (c.à.d. l'irradiation solaire) absorbés est important, plus le nombre d'électrons libérés, et donc le courant généré, est important [51].

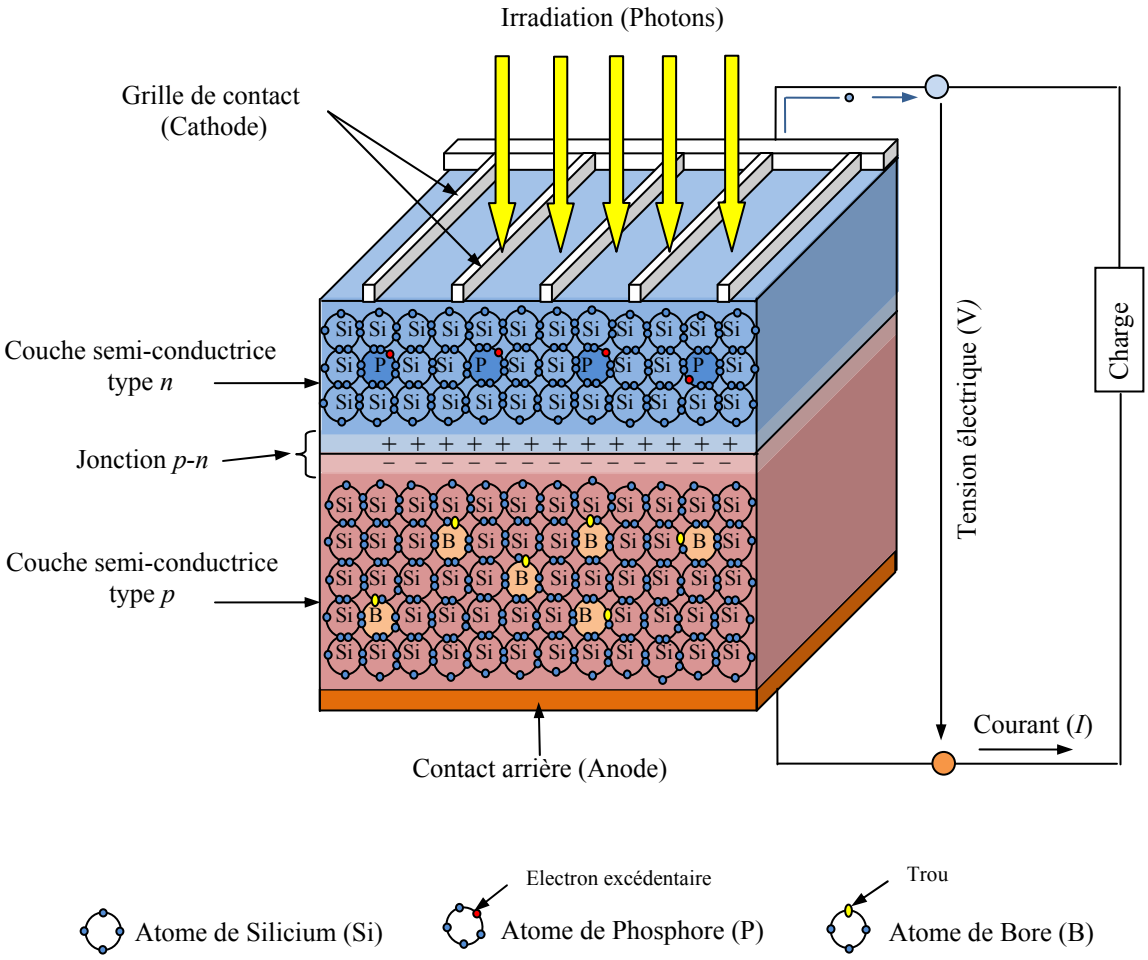


Figure. II. 4. Structure physique de la cellule photovoltaïque

II.4. Générateur PV et groupement série/parallèle

Un générateur PV est tout l'assemblage des cellules solaires, des connexions, des pièces de protection et des supports etc. Le terme « générateur PV » peut être donc représenté par n'importe quel dispositif PV (cellules solaires, modules, panneaux,..) [52].

En effet, une cellule solaire PV (Figure II.5.(a)) ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 1 à 3 W avec une tension de 0,5 à 1,5 Volts selon les technologies [31]. Pour générer plus de puissance, les cellules solaires sont généralement assemblées en série, puis encapsulées sous verre pour former un module PV (Figure II.5.(b)).

Les modules sont connectés en série et/ou en parallèle pour former un panneau (Figure II.5.(c)). Lorsqu'on regroupe plusieurs panneaux sur un même site, on obtient un champ photovoltaïque (Figure II.5.(d)).

Les connections en série de plusieurs dispositifs PV (cellules, modules,) augmentent la tension pour un même courant, tandis que la mise en parallèle accroît le courant en conservant la tension.

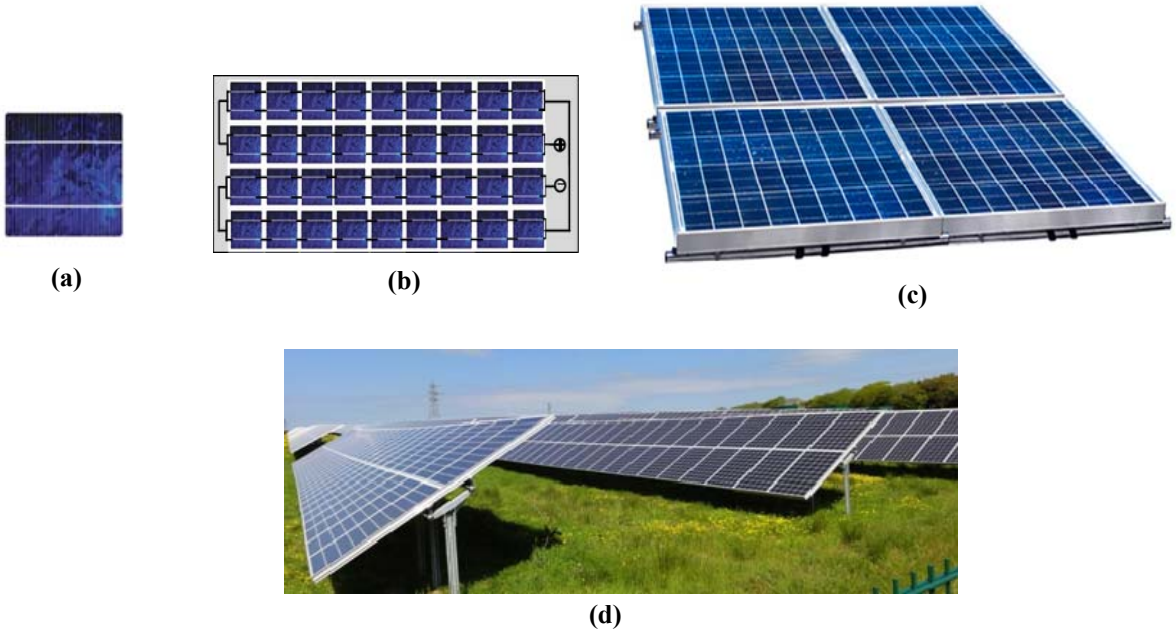


Figure. II. 5. (a) cellule solaire, (b) module, (c) panneau et (d) champ photovoltaïque.

II.4.1. Modèles électriques du générateur PV

Pour construire le modèle du générateur PV (GPV), il faut tout d'abord choisir le circuit électrique équivalent à cette source. De nombreux modèles électriques ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations [53]. Parmi ces modèles on peut citer :

II.4.1.1. Modèle idéal

C'est le modèle le plus simple pour représenter la cellule solaire, car il ne tient compte que du phénomène de diffusion. Le circuit équivalent simplifié d'une cellule solaire se compose d'une diode et d'une source de courant montés en parallèle (Figure. II.6 (a)).

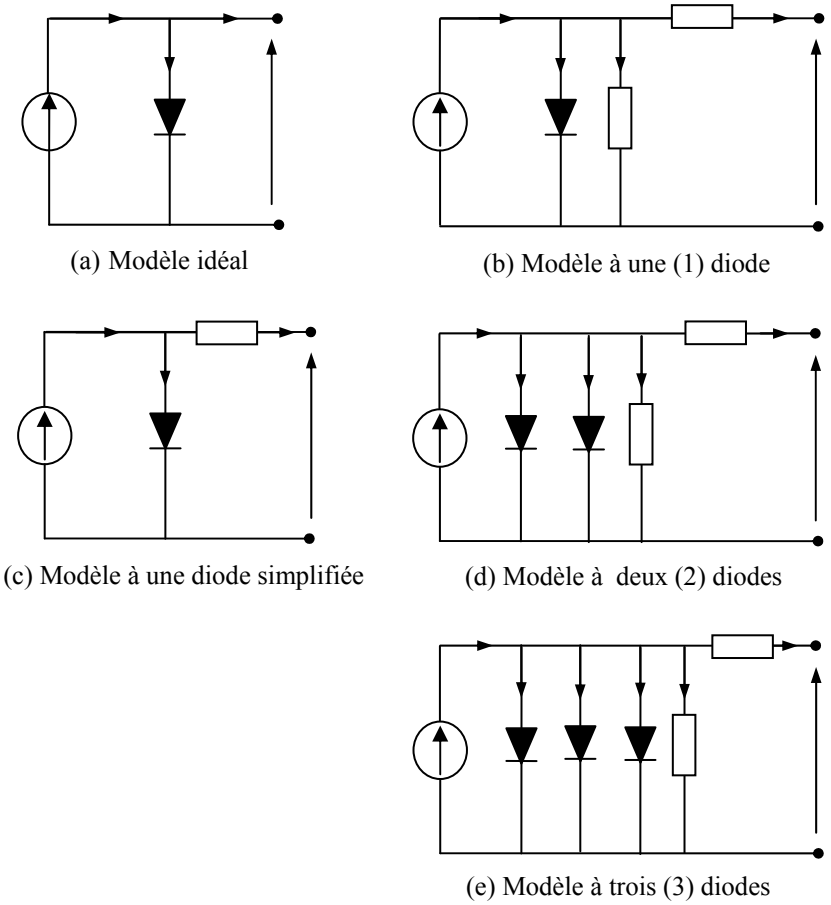


Figure. II. 6. Modèles de circuit équivalent de la cellule PV.

II.4.1.2. Modèle à une seule diode (modèle à cinq paramètres)

C'est le modèle sur lequel s'appuient les constructeurs en donnant les caractéristiques techniques (data sheets) de leurs cellules solaires. Il est aussi considéré satisfaisant et même une référence pour les constructeurs pour cataloguer typiquement les modules solaires [53]. Il tient compte non seulement des chutes de tension dues à la résistance série R_S, mais aussi des fuites de courants dues à la résistance parallèle R_P (Figure. II.6. (b)). Par simplicité, certains auteurs [54] utilisent le modèle à une diode simplifié (modèle à quatre paramètres) de la Figure. II.6. (c).

II.4.1.3. Modèle à deux diodes

Le circuit équivalent du modèle à deux diodes est donné sur la Figure. II.6. (d). Ce modèle est composé de deux diodes, la première tient compte du phénomène de diffusion, tandis que la deuxième diode correspond au phénomène de recombinaison, dans la région de

déplétion, par les niveaux profonds. Ce modèle est plus précis et plus difficile à résoudre et ses paramètres varient également avec la température et irradiance [55].

II.4.1.4. Modèle à trois diodes

Un modèle à trois-diodes (Figure. II.6. (e)) est proposé pour inclure l'influence des effets qui ne sont pas considérés par les modèles précédents (courant de fuite par la périphérie (surface externe)) [56].

II.5. Modélisation mathématique du générateur PV (modèle à une diode)

Comme mentionné précédemment, le modèle du circuit électrique équivalent d'une cellule PV, le plus commun est le modèle à une seule diode (Figure. II.7). En fonctionnement, la cellule PV s'identifierait à un générateur de courant de lumière (I_{ph}) auquel il faut soustraire le courant de la diode en polarisation directe (I_D). En pratique, on introduit une résistance parallèle R_P qui rend compte de certains effets, tels que le courant de fuite par les bords de la cellule et une résistance série R_S traduisant les phénomènes de contact (métallisation de grille et de face arrière) entre la couche de base et la zone avant de la cellule solaire. La relation entre le courant et la tension de la cellule est la suivante [57, 58]:

$$I = I_{ph} - I_o\left(exp\left(\frac{V+I\cdot Rs}{a\cdot V_T}\right) - 1\right) - \frac{V+I\cdot Rs}{Rp} \qquad \text{(II.3)}$$

Où I et V sont le courant et la tension de sortie de la cellule photovoltaïque, I_o est le courant de saturation inverse de la diode. R_S et R_P sont respectivement les résistances série et parallèle (Figure. II.7). La constante « *a* » est le facteur d'idéalité de la diode. Théoriquement, pour les cellules poly-cristallines, il prend une valeur entre 1 et 2, tout en étant près de la valeur de 1 pour des courants élevés, il augmente jusqu'à la valeur 2 pour des courants faibles [59]. La valeur typique de « *a* » est 1.3 [60].

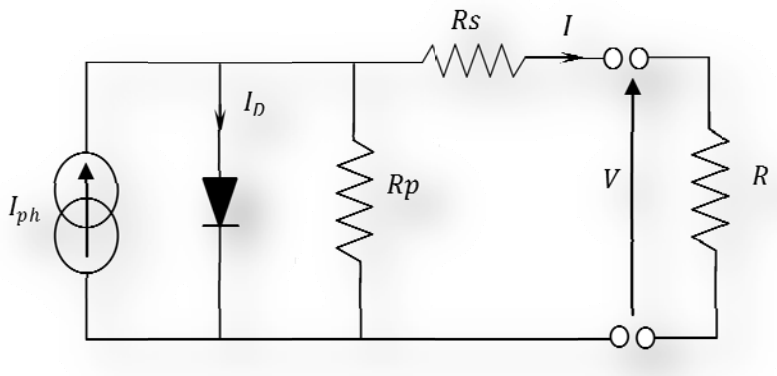


Figure. II. 7. Le modèle « à une seule diode » du circuit électrique de la cellule PV.

V_T est la tension thermique de la cellule solaire définie comme suit:

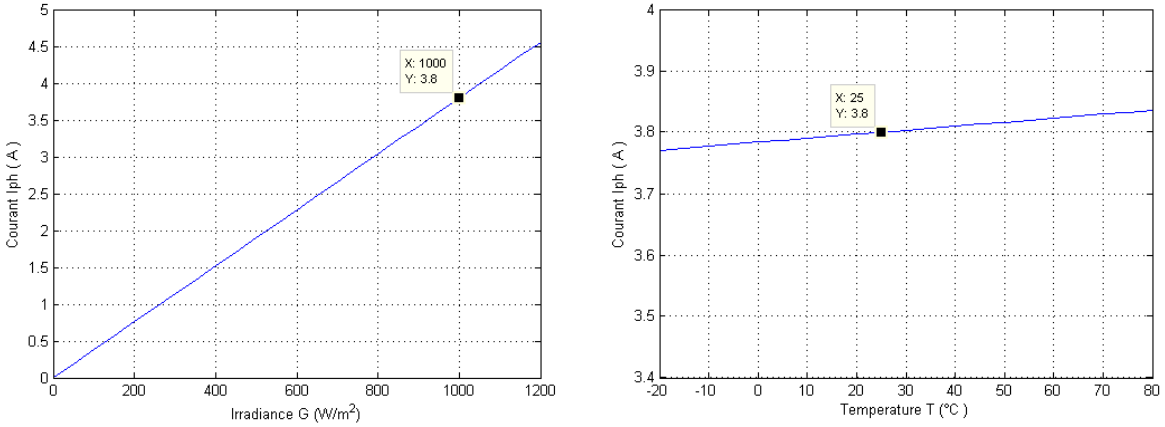
$$V_T = \frac{k_b \cdot T}{q} \tag{II.4}$$

Avec q est la charge de l'électron (1.602×10^{-19} C), k_b est la constante de Boltzmann (1.380×10^{-23} J/K), et T est la température de la jonction *p-n* en Kelvin (K).

I_{ph} est le photo-courant généré, dépend principalement de l'irradiation G et de la température de la cellule T (Figure. II.8), ce qui est décrit comme,

$$I_{ph} = \left(I_{ph_STC} + K_i(T - T_{STC})\right)\frac{G}{G_{STC}} \tag{II.5}$$

Où I_{ph_STC} (en ampères, A) est le photo-courant généré dans les conditions de test standard (STC), T_{STC} (25 C) est la température de la cellule aux STC, G (en watts par mètre carré, W/m^2) est l'irradiation solaire incidente sur la surface de la cellule, G_{STC} (1000 W/m^2) est l'irradiation en conditions STC. La constant K_i est le coefficient de courant de court-circuit, normalement fourni par le fabricant.



(a) **(b)**

Figure. II. 8. Variation du courant de court circuit I_{ph} (A) avec: (a) l'irradiation (W/m^2) et (b) la température (°C).

D'autre part, le courant de saturation de la cellule I_o varie avec la température, il est décrit comme suit [61, 62],

$$I_o = \frac{I_{ph,STC} + K_I(T - T_{STC})}{exp\left([V_{oc,STC} + K_v(T - T_{STC})]/aV_T\right) - 1} \tag{II.6}$$

où $V_{oc,STC}$ (en Volt, V) est la tension en circuit ouvert dans les conditions STC; K_v est le coefficient de tension en circuit ouvert. Ces valeurs sont disponibles sur la fiche technique (datasheet) du module PV.

Comme il a été souligné précédemment, la puissance de sortie de la cellule PV est relativement faible. Pour produire la tension et la puissance nécessaire, les cellules PV sont connectées en série et parallèle. Elles sont regroupées en modules. Les modules sont combinés en panneaux. De cette façon, toute caractéristique désirée (*I-V*) ou (*P-V*) pourrait être générée [62]. Par conséquent, l'équation caractéristique *I-V* d'un générateur PV (composé de N_P en parallèle et N_S en série de cellules solaires) peut être décrite comme,

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_o \left[exp\left(\frac{V + I \cdot \left(\frac{Ns}{Np}\right) \cdot Rs}{N_s \cdot a \cdot V_T} \right) - 1 \right] - \frac{V + I \cdot \left(\frac{Ns}{Np}\right) \cdot Rs}{\left(\frac{Ns}{Np}\right) \cdot Rp} \quad \text{(II.7)}$$

L'équation (II.7) en termes de *I* et *V* n'est pas très facile à résoudre, comparativement à l'équation du circuit équivalent simplifié (model idéal). Par conséquent une méthode numérique (tel que Newton-Raphson) doit être appliquée [41, 63].

Figure. II.9 montre la caractéristique courant-tension (*I-V*) et puissance-tension *(P-V*) d'un module photovoltaïque à une température fixe *T* et à une certaine irradiation, *G*.

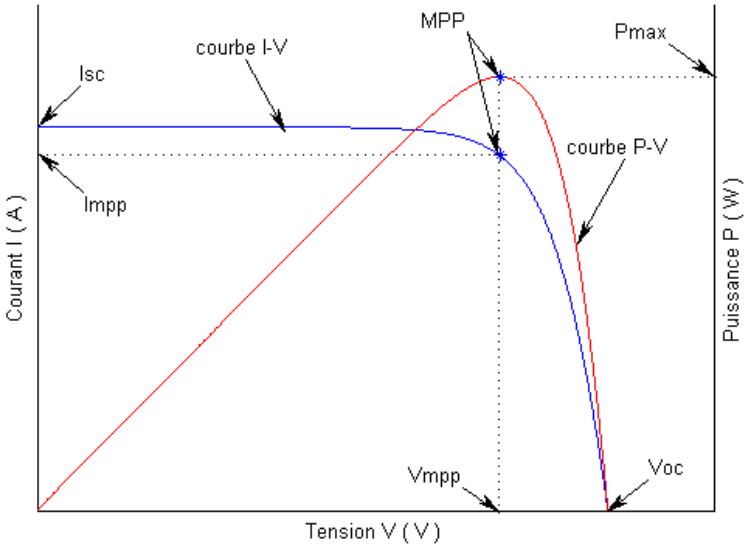


Figure. II. 9. Caractéristiques *I-V* et *P-V* d'un module solaire PV.

Dans cette figure (Figure. II.9), il y a trois points remarquables :

- **Le point de court- circuit (0, I_{SC})**, (c.à.d. le point où la courbe *I-V* rencontre l'axe de courant), où I_{SC} est le courant de court-circuit qui peut être captée en connectant les bornes positive et négative de modules PV. Elle est la plus grande valeur de courant généré lorsque la tension est nulle (V=0).
- **Le point de circuit ouvert (V_{OC}, 0)** : (c.à.d. le point où la courbe *I-V* rencontre l'axe de tension). Où V_{OC} est la tension de circuit ouvert du module PV. Il reflète la tension du module en obscurité. Dans ce cas, aucun courant n'est généré (I=0).
- **Le point de puissance maximale, MPP (V_{mpp}, I_{mpp}) :** dans ce cas, on dit que le module PV fonctionne avec une efficacité optimale et fournit sa puissance maximale (P_{max}) donnée par :

$$P_{\max} = V_{mpp} \cdot I_{mpp} \tag{II.8}$$

Avec I_{mpp} et V_{mpp} sont respectivement les valeurs optimales du courant et de la tension du module PV.

En plus de cela, on peut définir deux paramètres importants du module PV :

- **Le facteur de forme (FF)** : C'est le rapport de la puissance maximale générée (P_{max}) au produit $I_{SC}.V_{OC}$.

$$FF = \frac{P_{\max}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} == \frac{I_{mpp} \cdot V_{mpp}}{V_{OC} \cdot I_{SC}} \tag{II.9}$$

  Pour les cellules ayant un rendement moyen, *FF* a des valeurs de l'ordre de 0.7 à 0.85.

- **Le rendement de conversion:** C'est le rapport de la puissance électrique maximale pouvant être extraite, à la puissance de rayonnement incident (G) sur la surface (S) du module PV.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{\max}}{P_{in}} = \frac{\mathrm{I}_{mpp} \cdot V_{mpp}}{S \cdot G} = \frac{V_{OC} \cdot I_{SC} \cdot FF}{S \cdot G} \tag{II.10}$$

II.6. Validation du modèle

Le module Solarex MSX60 PV a été choisi pour la validation du modèle mathématique, puisque il est bien adapté aux applications traditionnelles du photovoltaïque [64]. Le module MSX 60 fournit une puissance maximum nominale de 60 watts, et a 36 cellules au silicium

poly-cristallin reliées en série. Les caractéristiques principales sont montrées au Tableau. II.2 [65].

Le modèle du module PV a été implémenté en utilisant Matlab. Les paramètres de modèles sont évalués pendant l'exécution en utilisant les équations énumérées dans la section précédente. Le programme, détermine le courant *I*, en utilisant les paramètres électriques typiques du module (I_{SC}, V_{OC}), et les variables de la tension, l'irradiation(G), et la température (T).

Tableau. II. 2: Caractéristique électrique typique du module PV MSX-60.

Variable	Valeur en STC
Puissance maximale (P_{max})	60 W
Courant de fonctionnement optimal I_{mpp}	3.5 A
Tension de fonctionnement optimale (V_{mpp})	17.1V
Courant de court-circuit (I_{SC})	3.8 A
Tension en circuit ouvert (V_{OC})	21.1 V
Coefficient de température de courant *Isc* ,(K_i)	$(0.O65 \mp 0.015)\%/°C$
Coefficient de température de tension V_{OC} , (K_v)	$-(80 \mp 10)mV/°C$

Afin de tester la validité du modèle, une comparaison avec d'autres données expérimentales (différent points remarquables nominales) est très utile.

Figure. II.10 montre les courbes *I-V* et *P-V* du module solaire de Solarex MSX60 [65] combiné avec les données expérimentales [61] aux conditions STC. Les marqueurs étoiles dans la figure représentent les points (*I, V*) et (*P, V*) expérimentaux extraits de la fiche technique (datasheet). Ces résultats prouvent que le modèle correspond exactement aux données expérimentales soit dans les courbes de courant ou de puissance, comme prévu. La précision du modèle peut être légèrement améliorée en exécutant plusieurs itérations avec différentes valeurs du facteur d'idéalité « a ».

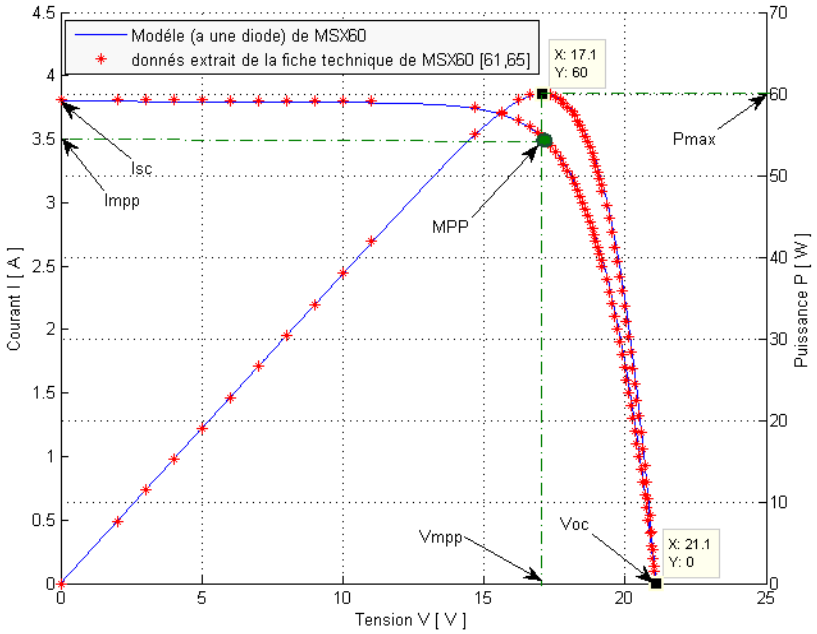


Figure. II. 10. Caractéristiques *I-V*, *P-V* du modèle et des données expérimentales extrait de la fiche technique du module solaire MSX60 [65] .

II.7. Effet des paramètres internes sur les caractéristiques du générateur PV

II.7.1. Effet de la résistance série

La résistance série caractérise les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques des cellules [66]. Comme la montre la Figure. II.11. (a), la résistance série (R_S) agit sur la pente de la caractéristique (*I-V*) dans la zone où le module PV se comporte comme un générateur de tension. On remarque que lorsque R_S augmente, la valeur de la tension optimale (V_{mpp}) diminue, mais le courant optimal (I_{mpp}) reste presque constant. Par conséquence, la puissance maximale (MPP) augmente avec la diminution de la résistance série (Figure. II.11. (b)).

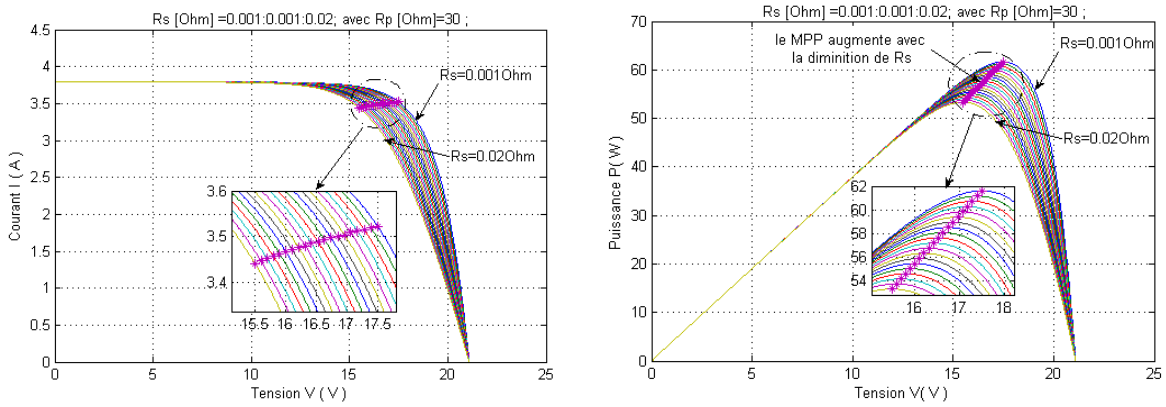
II.7.2. Effet de la résistance parallèle

La résistance parallèle représente la résistance de fuite provenant de courants parasites entre le dessus et le dessous de la cellule, par le bord en particulier et à l'intérieur du matériau par des irrégularités ou impuretés [31]. L'effet de la résistance parallèle sur les caractéristique *I-V* et *P-V* du module PV est montré sur la Figure II.12.

II.7.3. Effet du facteur d'idéalité

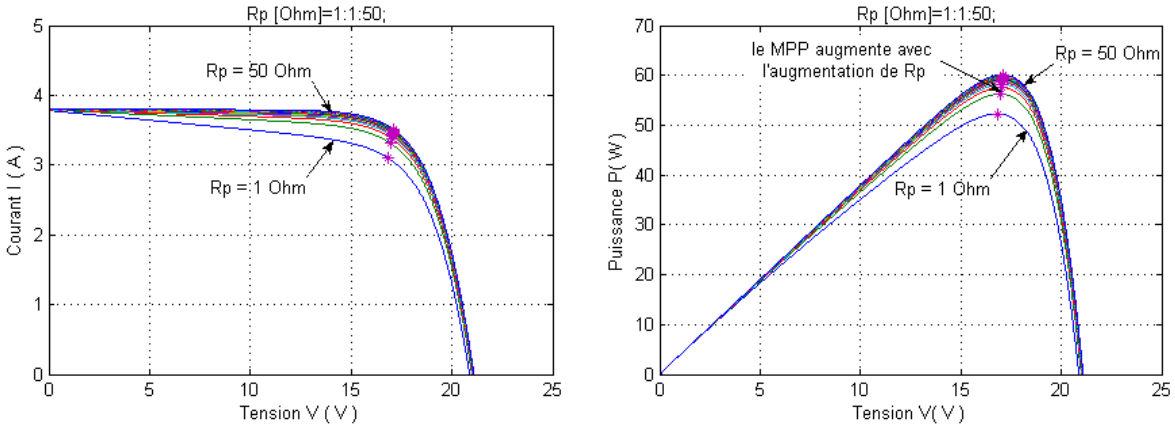
L'influence du facteur d'idéalité de la diode sur les caractéristiques *I-V* et *P-V* du module PV est montrée sur la Figure. II.13. Ce facteur a un effet considérable sur la zone de

la puissance maximale du module PV. On remarque que lorsque le facteur d'idéalité augmente, la valeur de la puissance maximale (*MPP*) diminue et vice-versa.



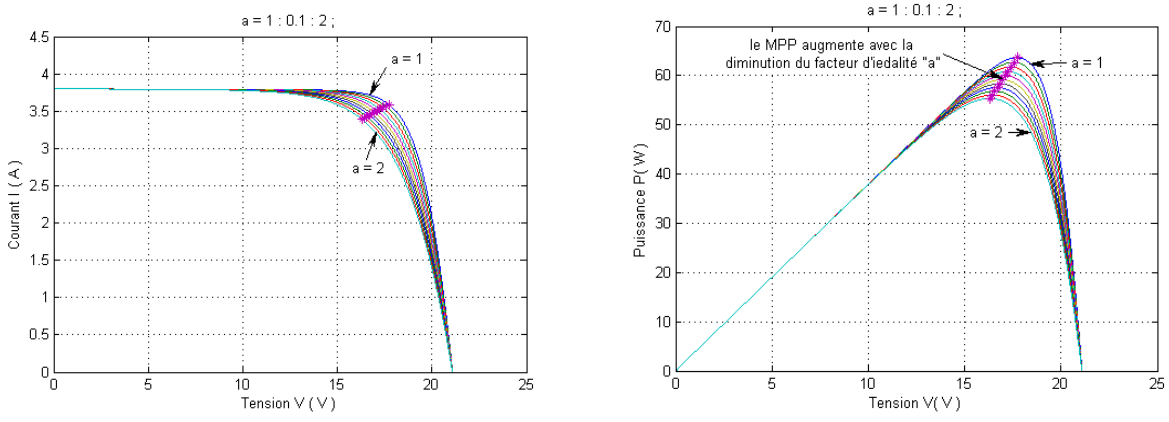
(a) **(b)**

Figure. II. 11. Effet de la résistance série sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV.



(a) **(b)**

Figure. II. 12. Effet de la résistance parallèle sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV.



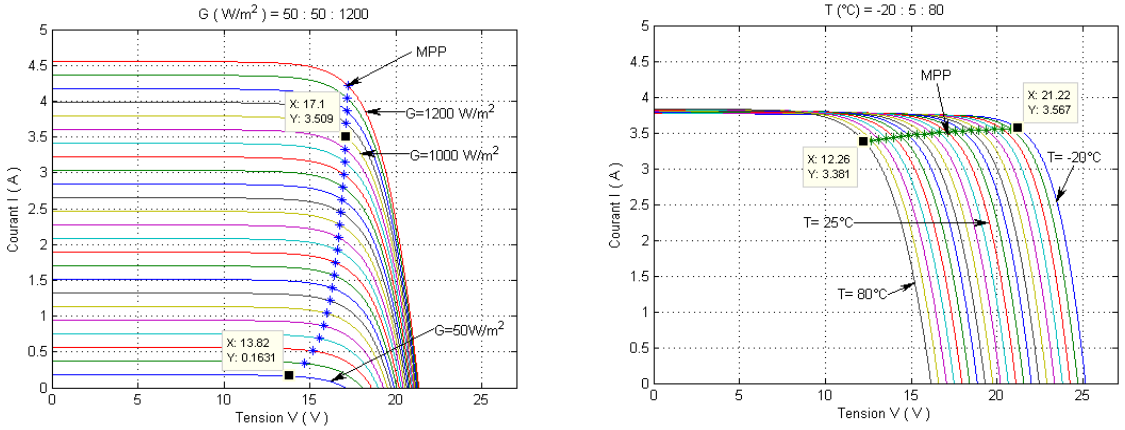
(a) **(b)**

Figure. II. 13. Effet du facteur d'idéalité sur les caractéristiques (a) *I-V* et (b) *P-V* du module PV.

II.8. Effet des paramètres externes sur les caractéristiques du générateur PV

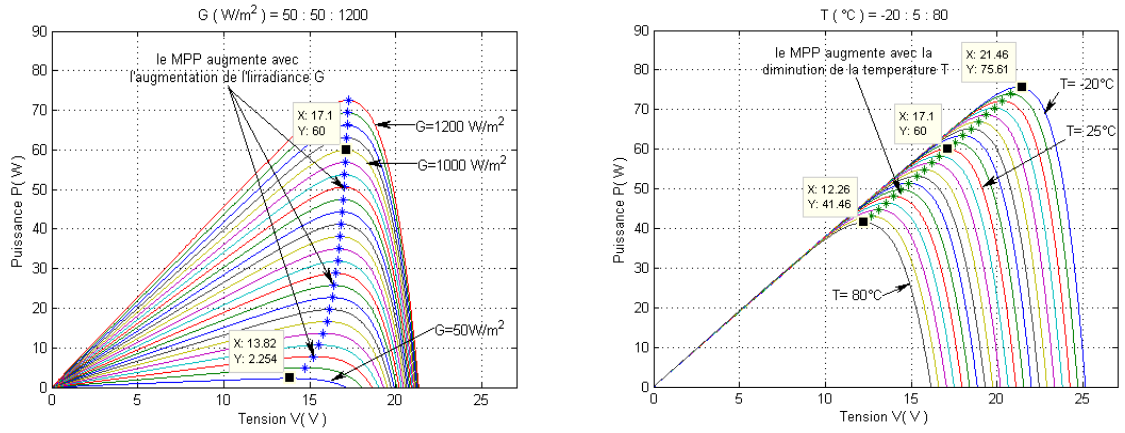
II.8.1. Effet de l'irradiation et la température

Les caractéristiques *I-V* d'une cellule PV dépendent fortement de l'irradiation et de la température [49, 67]. La Figure. II.14 (a) montre que le courant de sortie *I* du module PV est grandement influencée par le changement de l'irradiation *G*, alors que la tension *V* reste à peu près constante. En revanche, pour une variation de température, on peut voir que la tension varie considérablement tandis que le courant reste presque inchangé (Figure. II.14 (b)).



(a) **(b)**

Figure. II. 14. Caractéristiques *I-V* d'un GPV: (a) pour différentes valeurs d'irradiation *G* à une température de 25 ° C. ; (b) pour différentes valeurs de température *T* à une irradiation de1000 W/m^2.



(a) **(b)**

Figure. II. 15. Caractéristiques *P–V* d'un GPV: (a) pour différentes valeurs d'irradiation *G* à une température de 25 ° C; (b) pour différentes valeurs de température *T* à une irradiation de1000 W/m^2.

Figure. II.15 (a) et (b) montrent comment la dépendance du courant *I* et de la tension *V* avec la température et l'irradiation se traduit par une dépendance de la puissance avec les deux mêmes paramètres. La Figure. II.15 (a) confirme le comportement attendu d'un dispositif qui convertit l'énergie solaire en énergie électrique: la puissance de sortie d'un module PV est

considérablement réduite pour un rayonnement qui diminue. La Figure. II.15 (b) montre également un effet qui pourrait ne pas être immédiatement évident: la puissance de sortie est réduite par une augmentation de la température du panneau. Cela peut s'expliquer par la dépendance significative de la tension en circuit ouvert V_{OC} avec la température (Figure. II.16).

$$V_{oc} = V_{oc,STC} + K_v(T - T_{STC}) \quad \text{(II.11)}$$

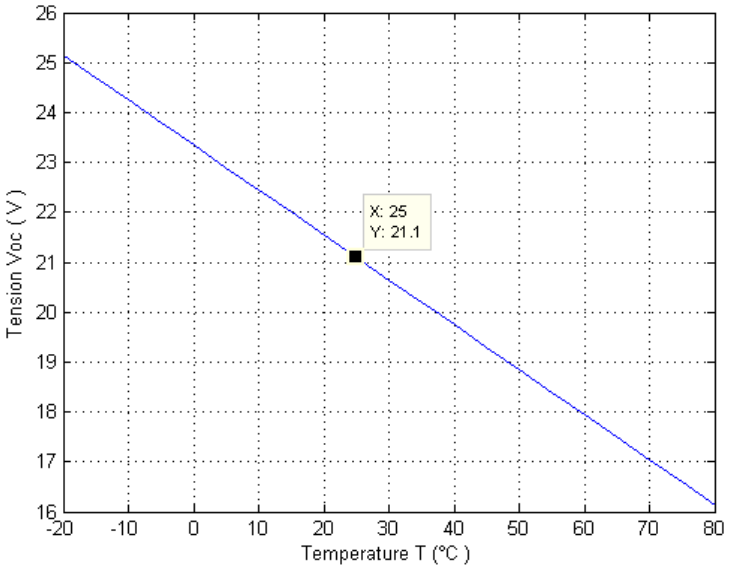


Figure. II. 16. La variation de la tension en circuit ouvert V_{OC} avec la température T.

II.8.2. Effet de l'angle d'incidence solaire (AOI)

Il est également connu sous le nom (effet de cosinus) [47]. Si le soleil est sous un angle θ par rapport à la normale du panneau (Figure. II.17), la puissance développée diminuera avec l'augmentation de θ suivant la loi de cosinus :

$$P = P_o \cos(\theta) \quad \text{(II.12)}$$

Où P_o dénote la puissance de sortie à la normale d'incidence solaire.

L'effet de l'angle d'incidence sur les caractéristiques I-V et P-V peut se traduit par l'influence de l'irradiance solaire sur les même caractéristiques comme le montre le paragraphe précédente.

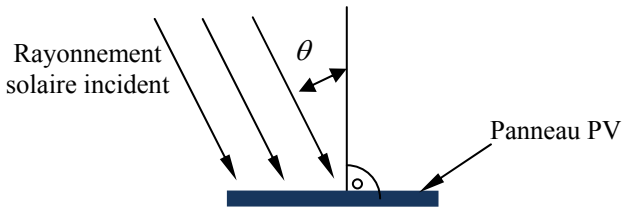


Figure. II. 17. Effet de l'angle d'incidence (AOI) sur la puissance du panneau PV.

II.9. Diodes by-pass et diodes anti-retour

Il est nécessaire de réaliser une tension raisonnablement élevée à la sortie du GPV. Mais si on considère le schéma du circuit équivalent des cellules PV, l'inconvénient de cette configuration devient claire : dès qu'une cellule PV sera ombragée, elle se comportera comme une diode polarisée en inverse de la direction d'écoulement du courant. Ceci a pour conséquence un courant presque nul, et si la tension est supérieure à la tension d'avalanche inverse de la diode, elle détruira par la suite la cellule PV elle même. Ceci peut être évité en plaçant des diodes by-pass en parallèle aux cellules (Figure. II.18).

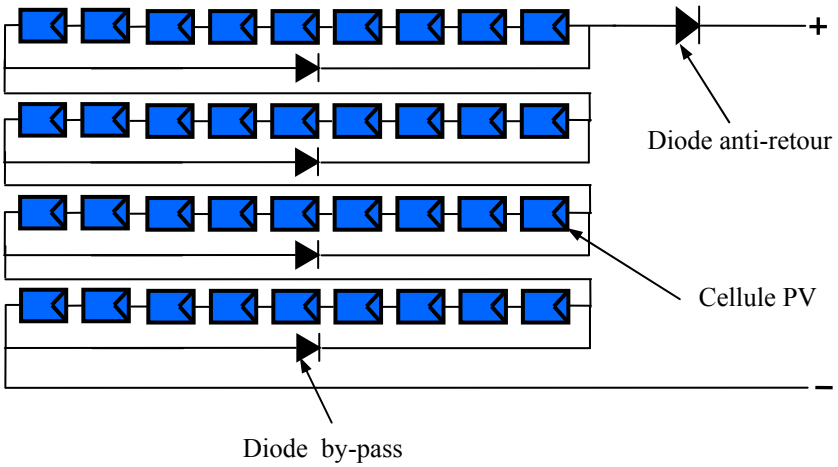


Figure. II. 18. Schémas représentant un module PV avec diodes by-pass et diode anti-retour.

Par contre, les diodes anti-retour sont reliées en série avec le GPV pour empêcher le courant inverse à traverser le GPV pendant la nuit ou une journée sans soleil (Figure II.18). Cet écoulement de courant peut être provoqué par une autre source d'énergie dans le système tel que les batteries de stockage. Sans diodes anti-retour, un courant inverse traversant le GPV à vide pourrait décharger les batteries et même causer l'endommagement thermique des cellules PV [68].

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un élément essential du système photovoltaïque qui est le générateur PV. Les générateurs PV tiennent compte de la conversion directe du rayonnement solaire en énergie électrique. Cependant ils sont considérablement influencés par les variations de l'éclairement et de la température.

Nous avons étudié également le modèle électrique du générateur photovoltaïque (modèle à une diode). Ceci est représenté par une équation implicite qui peut être résolue par des algorithmes itératifs numériques. Dans ce travail nous avons trouvé un modèle mathématique optimale pour caractériser le comportement électrique du module PV.

Chapitre 3 :

Modélisation des convertisseurs DC-DC

III.1.Introduction

La Figure.III.1 donne le schéma de principe d'un convertisseur MPPT de type DC- DC qui est constitué d'un dispositif électronique commandé à travers son rapport cyclique de telle sorte à minimiser l'erreur entre la puissance de fonctionnement et la puissance maximale de référence variable en fonction des conditions météorologiques. Le convertisseur MPPT est caractérisé par [26]:

• La topologie de convertisseur DC-DC: abaisseur (buck), survolteur (boost) ou abaisseur-survolteur (buck-boost)

• Le type de contrôle: analogique ou numérique

• La méthode MPPT utilisée.

Dans ce chapitre nous présentons le principe et la modélisation des trois types de convertisseurs DC-DC, utilisés souvent dans les systèmes PV pour générer les tensions et courants désirés.

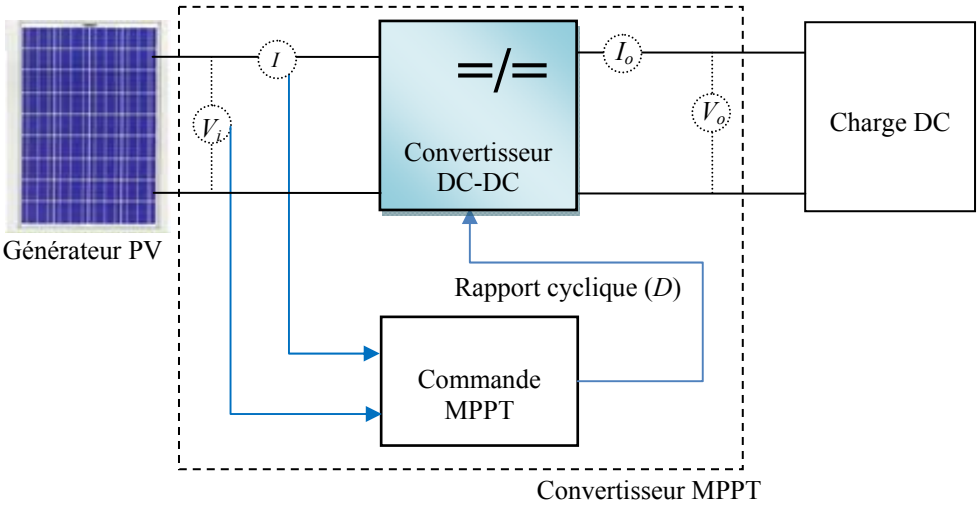


Figure. III. 1. Principe de couplage du générateur PV par convertisseur MPPT.

III.2.Convertisseurs DC-DC

Un convertisseur DC-DC est utilisé pour convertir la tension d'une source continue d'un niveau à un autre. Selon la relation entre les tensions d'entrée et de sortie, un convertisseur DC-DC peut être conçu pour réduire le niveau de la tension ou pour l'augmenter [69].

Un convertisseur DC-DC à commutation se compose de condensateurs, d'inductances, et d'interrupteurs. Tous ces dispositifs idéalement ne consomment aucune puissance, c'est la raison pour laquelle ce type de convertisseurs est caractérisé par un rendement élevé.

L'interrupteur est réalisé avec un dispositif semi-conducteur en mode commuté, généralement un transistor MOSFET ou IGBT [70]. Si le dispositif semi-conducteur est à l'état ouvert, son courant est nul et par conséquent il n'y a pas de dissipation de puissance. S'il est à l'état fermé (c.-à-d. saturé), la chute de tension est presque nulle et par conséquent la puissance dissipée sera très faible.

Durant le fonctionnement du convertisseur, l'interrupteur travaille à une fréquence constante f_S avec un intervalle actif DTs, où Ts est la période de commutation ($T_S = 1/f_S$) et D est le rapport cyclique du commutateur ($D \in [0 ; 1]$) (Figure.III.2).

La fréquence de commutation f_S se situe généralement dans la plage de 1kHz à 1MHz, dépendant de la vitesse de commutation des dispositifs semi-conducteurs [71] .

Les valeurs moyennes de la tension (V_o) et du courant (I_o) de sortie peuvent être ajustées en variant le rapport cyclique D [70].

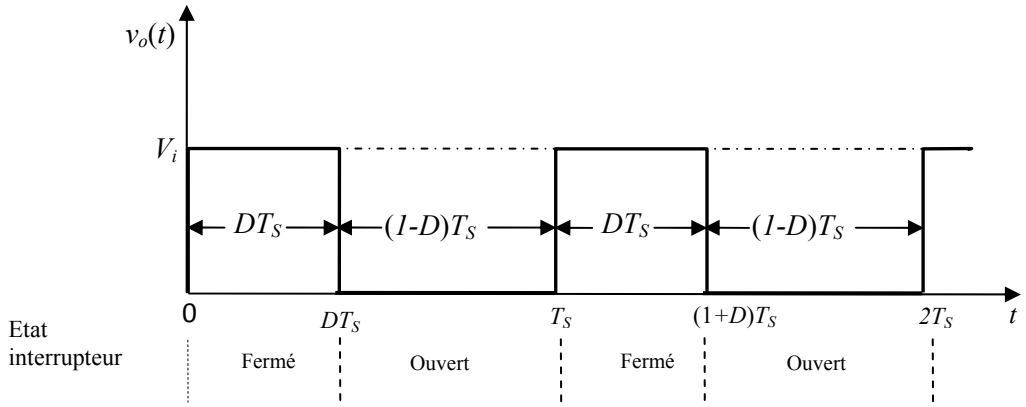


Figure. III. 2. Forme d'onde de la tension de sortie du convertisseur

Le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est appelé le rapport de conversion ($M=V_o/V_i$). Quand il est inférieur à 1, le convertisseur est appelé convertisseur abaisseur ou dévolteur (buck converter); quand il est supérieur à 1, le convertisseur est appelé convertisseur élévateur ou survolteur (boost); quand il peut être supérieur ou inférieur à 1, le convertisseur est appelé convertisseur dévolteur-survolteur (buck-boost) [69, 70].

III.2.1. Convertisseur dévolteur (Buck)

Un convertisseur Buck est un abaisseur de tension. La Figure.III.3 montre un circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur typique, qui est constitué d'une diode, un interrupteur

S, une inductance *L* et deux condensateurs C_1 et C_2. L'inductance (L) et le condensateur (C_2) fonctionnent comme un filtre pour améliorer la qualité de la tension de et du courant de charge [69].

Le convertisseur peut fonctionner en mode de conduction continue (MCC) ou en mode de conduction discontinue (MCD) [71]. En mode MCC, le courant d'inductance (i_L) est toujours supérieur à zéro, alors qu'en MCD le courant d'inductance est nul pendant une certaine portion du période de commutation *Ts*. Dans ce chapitre, seul le mode MCC est considéré afin de simplifier l'étude et l'analyse des convertisseurs.

III.2.1.1. Modèle mathématique du circuit équivalent

Le circuit de la Figure.III.3 possède deux états de fonctionnement: l'état 1 lorsque l'interrupteur *S* est fermé et l'état 2 lorsque *S* est ouvert.

Pour étudier le convertisseur buck et établir son modèle mathématique, la représentation du circuit équivalent pour les deux différents états de l'interrupteur (ouvert et fermé) doit être analysée. Les circuits équivalents de ces deux états sont représentés sur les Figures.III.4 et 5, respectivement.

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la Figure. III.4 (interrupteur fermé) on aboutit au système d'équations suivant:

$$i_{C1}(t) = C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \tag{III.1}$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \tag{III.2}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_l(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t), \tag{III.3}$$

En utilisant la loi de Kirchhoff sur la Figure.III.5 (interrupteur ouvert), un deuxième système d'équations est obtenu:

$$i_{C1}(t) = C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \tag{III.4}$$

$$i_{C2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \tag{III.5}$$

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t), \tag{III.6}$$

Ce sont les équations de base utilisées pour établir l'ensemble des modèles mathématiques décrivant les diverses propriétés du convertisseur buck.

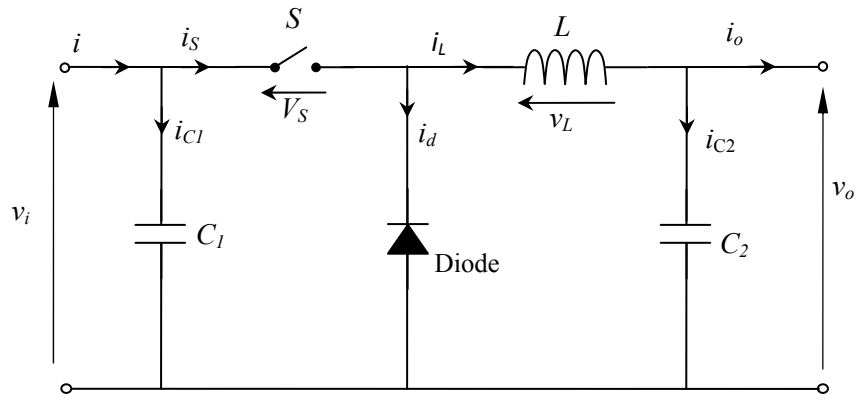


Figure. III. 3. Circuit typique d'un convertisseur dévolteur.

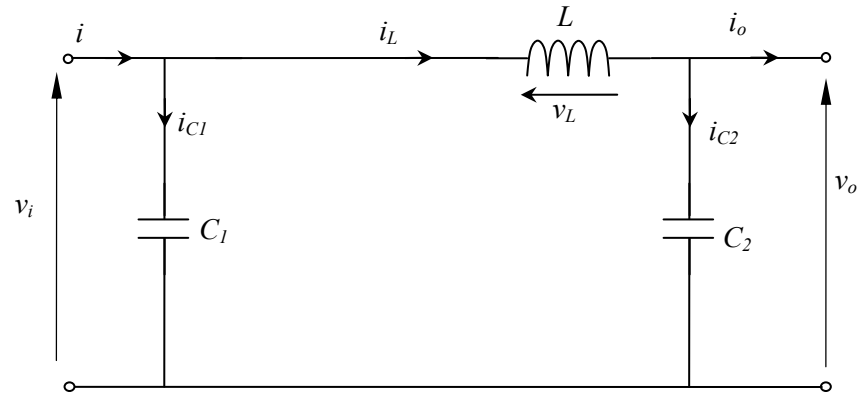


Figure. III. 4. Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur, état 1: interrupteur fermé.

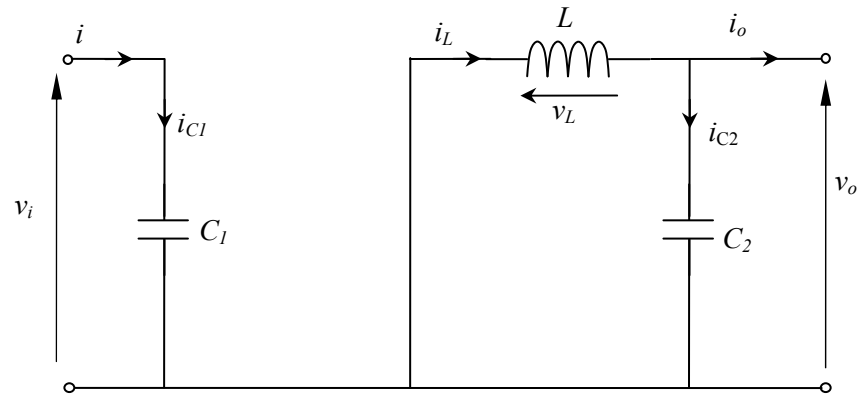


Figure. III. 5. Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur, état 2: interrupteur ouvert.

III.2.1.2. Approximation de faible ondulation

Chaque variable des équations (III.1) à (III.6) possède une valeur continue **(***DC***)** plus une composante d'ondulation(Figure.III.6). Ceci peut s'exprimer en général comme :

$$x(t) = X + x_{ripple}(t) \tag{III.7}$$

Où X représente la composante continue de *x(t),* équivalente à sa valeur moyenne ‹ *x(t)*›*,* alors $x_{ripple}(t)$ dénote l'ondulation du signal. Pour un convertisseur bien conçu, l'amplitude de l'ondulation sera beaucoup plus faible que la composante continue [71]:

$$\left\| x_{ripple}(t) \right\| << X \tag{III.8}$$

Par conséquent l'ondulation peut être négligée et le signal peut être approximé par sa composante continue :

$$x(t) \approx X \tag{III.9}$$

Cette approximation est appelée approximation de faible ondulation ou approximation d'ondulation linéaire et facilite beaucoup l'analyse mathématique des convertisseurs de commutation [49]. Les équations (III.1) à (III.6) peuvent maintenant être réécrites ;

Pendant DT_S les équations résultantes sont:

$$i_{C1} = I - I_L \tag{III.10}$$

$$i_{C2} = I_L - I_o \tag{III.11}$$

$$v_L = V_i - V_o \tag{III.12}$$

et de façon équivalente, pendant $(1\text{-}D)T_S$, on a:

$$i_{C1} = I \tag{III.13}$$

$$i_{C2} = I_L - I_o \tag{III.14}$$

$$v_L = -V_o \tag{III.15}$$

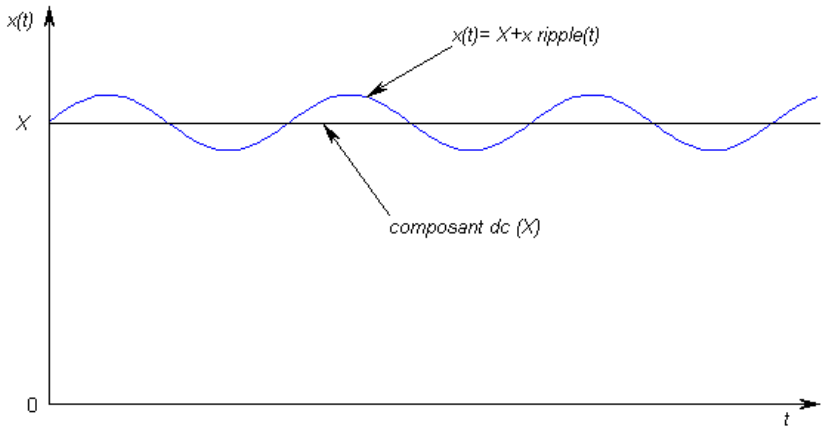


Figure. III. 6. Principe d'approximation de faible ondulation

III.2.1.3. Equilibre de la tension d'inductance et courant de condensateur

Les valeurs continues de la tension d'inductance (V_L) et du courant de condensateur (I_C) sont définies comme la moyenne du signal d'origine:

$$V_L = \langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{Ts} v_L(t)d(t), \tag{III.16}$$

$$I_C = \langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{Ts} i_C(t)d(t), \tag{III.17}$$

En utilisant les relations bien connues : $v_L = L\frac{di_L}{dt}$ et $i_C = \mathrm{C}\frac{dv_o}{dt}$ on obtient:

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L}\int_0^{Ts} v_L(t)d(t), \tag{III.18}$$

$$v_C(T_s) - v_C(0) = \frac{1}{C}\int_0^{Ts} i_C(t)d(t), \tag{III.19}$$

Si le régime permanent est considéré, les valeurs initiale et finale pendant une période de commutation doivent être égales [71]:

$$i_L(t+T_s) = i_L(t), \tag{III.20}$$

$$v_C(t+T_s) = v_C(t), \tag{III.21}$$

Il est donc possible de réécrire les équations (III.18) et (III.19) comme suit :

$$0 = \frac{1}{L}\int_0^{Ts} v_L(t)d(t), \tag{III.22}$$

$$0 = \frac{1}{C}\int_0^{Ts} i_c(t)d(t), \tag{III.23}$$

En comparant les équations (III.22) et (III.23) respectivement à la définition des valeurs moyennes du v_L et de i_C dans (III.16) et (III.17), il est évident que les valeurs continues (DC) de la tension d'inductance et du courant de condensateur doivent être nulles:

$$V_L = \langle v_L \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{Ts} v_L(t)d(t) = 0, \tag{III.24}$$

$$I_C = \langle i_C \rangle = \frac{1}{T_s}\int_0^{Ts} i_C(t)d(t) = 0, \tag{III.25}$$

Cette conclusion sera employée dans le prochain paragraphe pour élaborer le modèle **DC** du convertisseur.

III.2.1.4 Caractéristiques statiques et rapport de conversion

Les équations (III.12) et (III.15) permettent le tracé de la forme d'onde de la tension d'inductance en utilisant l'approximation de faible ondulation, Figure III.7.

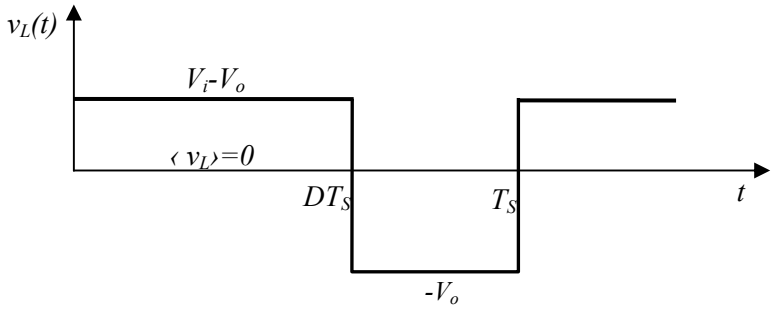


Figure. III. 7. Forme d'onde de la tension d'inductance $v_L(t)$, dévolteur idéal

L'expression de la tension moyenne d'inductance peut être facilement trouvée à partir de la forme d'onde de la Figure. III.7. Selon le principe de l'équilibre (Inductor volt-second balance) la tension moyenne d'inductance est nulle, ainsi:

$$\langle v_L(t)\rangle = D(V_i - V_o) + (1-D)(-V_o) = 0, \tag{III.26}$$

En employant les équations (III.10), (III.11) et (III.13), (III.14) et de même en appliquant le principe de l'équilibre de charge capacitive on trouve les expressions des courants moyens de condensateur:

$$\langle i_{C1}(t)\rangle = D(I - I_L) + (1-D)I = 0, \tag{III.27}$$

$$\langle i_{C2}(t)\rangle = D(I_L - I_o) + (1-D)(I_L - I_o) = 0, \tag{III.28}$$

Les relations (III.26)-(III.28) conduit à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques statiques (DC) d'un convertisseur dévolteur:

$$DV_i = V_o, \tag{III.29}$$

$$I = DI_L, \tag{III.30}$$

$$I_L = I_o, \tag{III.31}$$

On peut voir d'après l'équation (III.29), que la tension de sortie est toujours inferieure à la tension d'entrée. Effectivement, ceci est un convertisseur dévolteur parce le rapport de conversion *M* est inferieur à 1:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = D \tag{III.32}$$

III.2.1.5. Détermination des ondulations de tension et de courant

Alors que l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie Δv_o s'étend habituellement à moins de 1% de la valeur continue V_o, l'amplitude de d'ondulation du courant d'inductance Δi_L varie de 10% à 20% autour de la valeur continue I_L [71].

Il est important de savoir, que l'ondulation du courant d'inductance est déterminée par la valeur de l'inductance *L.* Cependant si l'ondulation devient trop grande, la taille des dispositifs semi-conducteurs de commutation doit être augmentée pour supporter les courants crêtes

élevées. L'augmentation de la taille aurait comme conséquence une augmentation en poids et un coût plus élevé. C'est pourquoi une étude plus détaillée de l'ondulation de courant d'inductance doit être faite. En utilisant la relation bien connue $v_L = L\frac{di_L}{dt}$ et l'équation (III.12), établie en utilisant la méthode d'approximation faible ondulation, l'expression suivante est obtenue:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{V_i - V_o}{L} \tag{III.33}$$

où $\frac{di_L}{dt}$ représente la pente du courant d'inductance (Figure.III.8) pendant le premier intervalle de temps DT_S d'une période de commutation.

Pendant le deuxième intervalle (1-D)T_S avec (III.15), l'équation devient :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{-V_o}{L} \tag{III.34}$$

Comme le montrent les équations (III.33) et (III.34), l'approximation faible ondulation mène à une expression linéaire pour la pente. De l'expression linéaire de $\frac{di_L}{dt}$ (III.34), l'équation de l'ondulation de courant crête à crête peut être facilement établie:

$$i_{Lpp} = 2\Delta i_L = \left|\frac{-V_o}{L}(1-D)T_s\right| = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s. \tag{III.35}$$

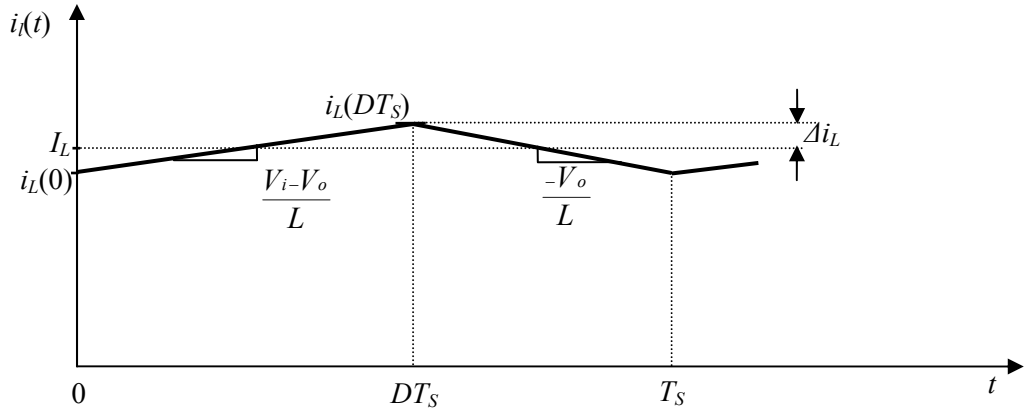


Figure. III. 8. Courant d'inductance en régime permanent, convertisseur dévolteur.

Puisque le convertisseur est considéré à l'équilibre, peu importe de choisir DT_S ou (1-D) T_S pour la détermination de l'amplitude de l'ondulation. L'équation (III.35) peut maintenant être résolue pour l'inductance L, de sorte qu'une amplitude désirée d'ondulation de courant puisse être obtenue:

$$L = \frac{V_o}{2\Delta i_L}(1 - D)T_S \tag{III.36}$$

Pour obtenir une ondulation désirée de tension d'entrée et de sortie, une approche semblable peut être employée. Avec les relations $i_{C1} = \mathrm{C}_1 \frac{dv_{C1}}{dt}$; $i_{C2} = \mathrm{C}_2 \frac{dv_{C2}}{dt}$ et l'approximation faible ondulation (III.13)-(III-14), les équations suivantes sont obtenues :

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \approx \frac{I}{C_1} \quad \text{; et} \qquad \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \approx \frac{I_L - I_o}{C_2} \tag{III.37}$$

où $\frac{dv_{C1}}{dt}$ et $\frac{dv_{C2}}{dt}$ sont respectivement les pentes de l'ondulation de tension d'entrée et de sortie, pendant l'intervalle de temps (1-D)Ts. Ceci conduit à l'ondulation crête à crête de la tension d'entrée et de sortie:

$$v_{ipp} = 2\Delta v_i = \frac{I}{C_1}(1 - D)T_S \text{ ; et } v_{opp} = 2\Delta v_o = \frac{I_L - I_o}{C_2}(1 - D)T_S \tag{III.38}$$

Δv_i et Δv_o étant les amplitudes de l'ondulation de tension d'entrée et de sortie respectivement.

En résolvant les 2 équations de (III.38) par rapport à C_1 et C_2, respectivement, on obtient :

$$C_1 = \frac{I}{2\Delta v_i}(1 - D)T_S \text{ ; et } \qquad C_2 = \frac{I_L - I_o}{2\Delta v_o}(1 - D)T_S \tag{III.39}$$

Ces sont des expressions qui peuvent être employées pour choisir C_1 et C_2 en fonction de l'ondulation de tension désirée.

III.2.1.6. Modèle faible signal ac

Toutes les équations établies dans les paragraphes précédents représentent seulement le comportement équilibré (statique) du convertisseur dévolteur. Pour obtenir un modèle

dynamique une analyse faible signal *ac* est nécessaire. Comme déjà mentionné, l'ondulation de commutation d'un convertisseur bien conçu peut être négligée dans le processus de modélisation.

Les variations qui sont maintenant étudiées sont les variations ac fondamentales des formes d'onde du convertisseur. Ceci signifie que le signal moyen $\langle x(t) \rangle$, par l'approximation faible ondulation, se compose réellement de sa valeur d'équilibre X plus de faibles variations $\hat{x}(t)$ **ac** qui lui sont superposées:

$$\langle x(t) \rangle = X + \hat{x}(t). \tag{III.40}$$

Tous les signaux et formes d'onde du convertisseur peuvent donc être récrits comme suit:

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t), \\ \langle v_i(t) \rangle &= V_i + \hat{v}_i(t), \\ \langle i(t) \rangle &= I + \hat{i}(t), \\ \langle v_o(t) \rangle &= V_o + \hat{v}_o(t), \\ \langle i_o(t) \rangle &= I_o + \hat{i}_o(t), \\ \langle i_L(t) \rangle &= I_L + \hat{i}_L(t). \end{aligned} \tag{III.41}$$

Si ces équations sont substituées dans les équations (III.26)-(III.28) du convertisseur buck, rappelées ci-dessous comme:

$$\begin{aligned} L\frac{d\langle i_L(t) \rangle}{dt} &= d(t)\langle v_i(t) \rangle - \langle v_o(t) \rangle, \\ C_1\frac{d\langle v_i(t) \rangle}{dt} &= \langle i(t) \rangle - d(t)\langle i_L(t) \rangle, \\ C_2\frac{d\langle v_o(t) \rangle}{dt} &= \langle i_L(t) \rangle - \langle i_o(t) \rangle, \end{aligned} \tag{III.42}$$

Le modèle suivant peut être dérivé:

$$L\frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = (D + \hat{d}(t))(V_i + \hat{v}_i(t)) - (V_o + \hat{v}_o(t)), \tag{III.43}$$

$$C_1\frac{d(V_i + \hat{v}_i(t))}{dt} = I + \hat{i}(t) - (D + \hat{d}(t))(I_L + \hat{i}_L(t)), \tag{III.44}$$

$$C_2\frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = I_L + \hat{i}_L(t) - (I_o + \hat{i}_o(t)), \tag{III.45}$$

Puisqu'une petite variation *ac* est ajoutée à la valeur stable (**DC**) du point de fonctionnement, cette étape s'appelle la perturbation. Après multiplication des termes des équations (III.43)–(III.45) et leur arrangement selon leur ordre, l'expression de la tension d'inductance (III.43) s'écrit comme suit:

$$L\left(\frac{dI_L}{dt}+\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt}\right)=\underbrace{(DV_i-V_o)}_{terme\ dc}+\underbrace{D\hat{v}_i(t)+V_i\hat{d}(t)-\hat{v}_{o(t)}}_{terme\ ac\ de\ 1^{ere}\ ordre}+\underbrace{\hat{d}(t)\hat{v}_i(t)}_{terme\ ac\ de\ 2^{ième}\ ordre}\quad , \tag{III.46}$$

Cette équation est non linéaire car elle contient le terme *ac* du second ordre. On suppose les variations **ac** très petites comparativement aux valeurs continues (**DC**) c'est-à-dire:

$$\left\|\hat{x}(t)\right\| << X. \tag{III.47}$$

Ainsi, l'équation (III.46) peut être linéarisée en négligeant simplement le terme du second ordre. Puisque la dérivée d'une constante est nulle, on élimine également le terme *DC*. Ceci rend l'expression linéaire contenant seulement les variations *ac* du premier ordre. L'équation (III.46) peut être réécrite comme:

$$L\frac{d\hat{i}_L(t)}{dt}=D\hat{v}_i(t)+V_i\hat{d}(t)-\hat{v}_o(t). \tag{III.48}$$

Les expressions (III.44) et (III.45) des courants de condensateur peuvent être linéarisées de la même façon et avec les mêmes hypothèses:

$$C_1\frac{d\hat{v}_i(t)}{dt}=\hat{i}(t)-D\hat{i}_L(t)-\hat{d}(t)I_L \tag{III.49}$$

$$C_2\frac{d\hat{v}_o(t)}{dt}=\hat{i}_L(t)-\hat{i}_o(t). \tag{III.50}$$

Les équations (III.48) à (III.50) représentent le modèle faible signal *ac* d'un convertisseur dévolteur et sont donc suffisantes pour décrire la dynamique du convertisseur provoquée par les composants non linéaires.

III.2.2.Convertisseur survolteur (boost)

La Figure.III.9 montre un convertisseur survolteur. Comme son nom l'indique, son application typique est la conversion d'une basse tension en une tension plus élevée. Par

conséquence, son courant de sortie est inférieur à son courant d'entrée en raison de l'équilibre de la puissance.

III.2.2.1. Modèle mathématique de circuit équivalent

De même, il ya aussi deux états de fonctionnement : lorsque l'interrupteur *S* est fermé et lorsqu'il est ouvert. Les circuits équivalents de ces deux états sont représentés sur les Figures.III.10 et 11, respectivement.

L'application de la loi de Kirchhoff, pendant le premier intervalle DT_S (Figure.III.10), conduit au système d'équations suivantes:

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t), \\ v_L(t) &= L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t). \end{aligned} \tag{III.51}$$

Dans ce cas l'inductance *L* stocke l'énergie de la source d'alimentation alors que le condensateur (C_2) se décharge pour alimenter la charge.

Après que l'interrupteur soit ouvert durant le deuxième intervalle (1-*D)*T_S de la période de commutation (Figure. III.11), un deuxième système d'équations peut être déduit:

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ v_L(t) &= L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_o(t), \end{aligned} \tag{III.52}$$

Dans ce cas, l'énergie stockée dans l'inductance *L* et celle de la source sont transférés à la charge et au condensateur (C_2).

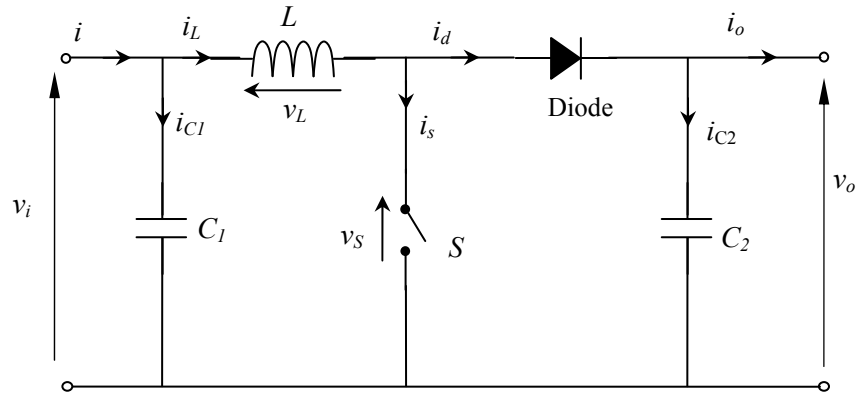


Figure. III. 9. Circuit typique d'un convertisseur survolteur.

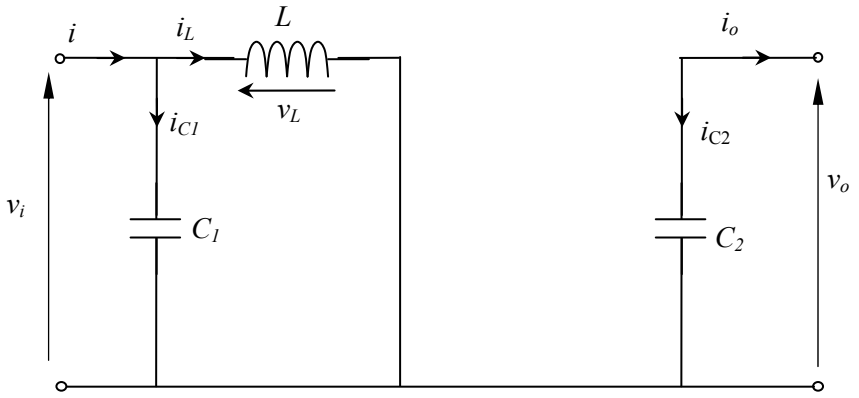


Figure. III. 10. Circuit équivalent d'un convertisseur survolteur, état 1: interrupteur fermé.

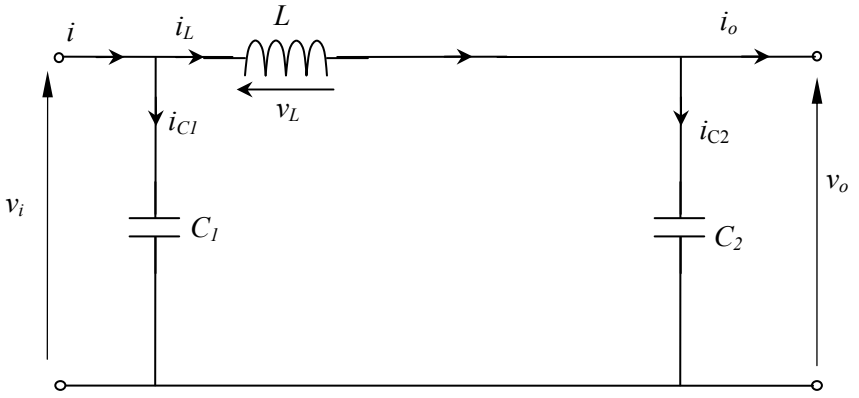


Figure. III. 11. Circuit équivalent d'un convertisseur survolteur, état 2: interrupteur ouvert.

III.2.2.2 Caractéristiques statiques et rapport de conversion

En appliquant l'approximation faible ondulation, les équations (III.51) peuvent être simplifiées comme:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_L, \\ i_{C2} &= -I_o, \\ v_L &= V_i \end{aligned} \tag{III.53}$$

De même les équations (III.52) se simplifient comme:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_L, \\ i_{C2} &= I_L - I_o, \\ v_L &= V_i - V_o \end{aligned} \tag{III.54}$$

Pour trouver les valeurs moyennes de ic_1, ic_2, et v_L durant une période de commutation T_S les équations (III.53) et (III.54) sont substituées dans (III.55):

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \\ &= \frac{1}{T_s} \left[\int_t^{t+DT_s} x\big|_{[0,DT_S]}(\tau) d\tau + \int_{t+DT_s}^{t+T_s} x\big|_{[DT_S,T_S]}(\tau) d\tau \right] \end{aligned} \tag{III.55}$$

L'application du principe de l'équilibre de la tension d'inductance et de la charge capacitive comme mentionné au paragraphe (III.2.1.3) conduit finalement à un modèle moyen (*DC)* du convertisseur survolteur:

$$\begin{aligned} \langle i_{C1}(t) \rangle &= D(I - I_L) + (1-D)(I - I_L) = 0, \\ \langle i_{C2}(t) \rangle &= D(-I_o) + (1-D)(I_L - I_o) = 0, \\ \langle v_L(t) \rangle &= DV_i + (1-D)(V_i - V_o) = 0, \end{aligned} \tag{III.56}$$

Ceci peut être encore réduit à un système final d'équations décrivant les caractéristiques stables (DC):

$$I = I_L \tag{III.57}$$

$$I_o = (1-D)I_L \tag{III.58}$$

$$V_i = (1-D)V_o, \tag{III.59}$$

A partir de (III.59) on peut déduire le rapport de conversion *M (D)* de convertisseur comme suit:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}. \tag{III.60}$$

Effectivement, ceci est un convertisseur survolteur parce que $M(D) > 1$ pour $D \in [0\ ,1]$.

III.2.2.3. Détermination des ondulations de tension et de courant

En appliquant l'approximation linéaire des pentes de l'ondulation de la tension d'entrée Δv_i, de sortie Δv_o, et du courant d'inductance Δi_L, les équations (III.51) et (III.53) peuvent être réécrits comme:

$$\frac{dv_{C1}(t)}{dt} = \frac{i_{C1}}{C_1} \approx \frac{I - I_L}{C_1},$$

$$\frac{dv_{C2}(t)}{dt} = \frac{i_{C2}}{C_2} \approx \frac{-I_o}{C_2}, \tag{III.61}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L}{L} \approx \frac{V_i}{L},$$

Avec $\frac{dv_{C1}(t)}{dt}$, $\frac{dv_{C2}(t)}{dt}$, $\frac{di_L(t)}{dt}$ sont respectivement les pentes des ondulations de la tension d'entrée, de la tension de sortie, et du courant d'inductance pendant le premier intervalle DT_S. Avec ces équations linéaires il est facile d'exprimer l'ondulation crête à crête :

$$v_{ipp} = 2\Delta v_i = \frac{I - I_L}{C_1} DT_S,$$

$$v_{opp} = 2\Delta v_o = \frac{-I_o}{C_2} DT_S, \tag{III.62}$$

$$i_{Lpp} = 2\Delta i_L = \frac{V_i}{L} DT_S.$$

A partir de ces équations (III.62), on peut concevoir un convertisseur survolteur selon les spécifications d'ondulation donnée:

$$C_1 = \frac{I - I_L}{2\Delta v_i} DT_S,$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta v_o} DT_S, \tag{III.63}$$

$$L = \frac{V_i}{2\Delta i_L} DT_S.$$

III.2.2.4. Modèle faible signal ac

Comme pour le convertisseur dévolteur, en appliquant la relation (III.40) sur (III.56), on obtient:

$$C_1 \frac{d(V_i + \hat{v}_i(t))}{dt} = I + \hat{i}(t) - (I_L + \hat{i}_L(t)),$$

$$C_2 \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = ((1 - \mathrm{D}) - \hat{d}(t))(I_L + \hat{i}_L(t)) - (I_o + \hat{i}_o(t)), \tag{III.64}$$

$$L \frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = V_i + \hat{v}_i(t) - ((1 - \mathrm{D}) - \hat{d}(t))(V_o + \hat{v}_o(t)),$$

De même, après certain simplifications, on obtient le système d'équations linéaire suivant:

$$C_1 \frac{d\hat{v}_i(t)}{dt} = \hat{i}(t) - \hat{i}_L(t),$$

$$C_2 \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = (1 - D)\hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) I_L - \hat{i}_o(t), \tag{III.65}$$

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \hat{v}_i(t) - (1 - D)\hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) V_o$$

Ce modèle (III.65) décrit donc le comportement dynamique du convertisseur boost.

III.2.3.Convertisseur dévolteur-survolteur (buck-boost)

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs buck et boost. Il peut être utilisé pour transformer idéalement n'importe quelle tension DC d'entrée en n'importe quelle tension DC de sortie désirée [49].

III.2.3.1. Modèle mathématique du circuit équivalent

La Figure.III.12 montre un convertisseur buck-boost idéal. Les deux circuits équivalents de ce convertisseur pour les deux intervalles de commutation DT_S et $(1\text{-}D)T_S$ sont montrés sur la Figure.III.13 et la Figure.III.14 respectivement. Comparé aux convertisseurs dévolteur et survolteur, la tension de sortie (v_o) est de polarité inverse de celle d'entrée (v_i) [69, 70, 72].

En premier intervalle DT_S (Figure.III.13), l'interrupteur S est fermé et un courant commence à circuler traversant l'inductance L, où elle se charge d'énergie jusqu'au début du deuxième intervalle de temps $(1\text{-}D)Ts$. Lorsque l'interrupteur (S) est ouvert (Figure.III.14), l'énergie stockée dans l'inductance est transféré à la charge. En appliquant les lois de Kirchhoff aux circuits équivalents (Figure.III.13 et Figure.III.14), on obtient :

Pour le premier intervalle de temps DTs:

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_L(t), \\ i_{C2}(t) &= C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_o(t) \\ v_L(t) &= L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) \end{aligned} \tag{III.66}$$

et pour le deuxième intervalle $(1\text{-}D)Ts$:

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \cdot \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \\ i_{C2}(t) &= C_2 \cdot \frac{dv_o(t)}{dt} = -i_L(t) - i_o(t) \\ v_L(t) &= L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = -v_o(t), \end{aligned} \tag{III.67}$$

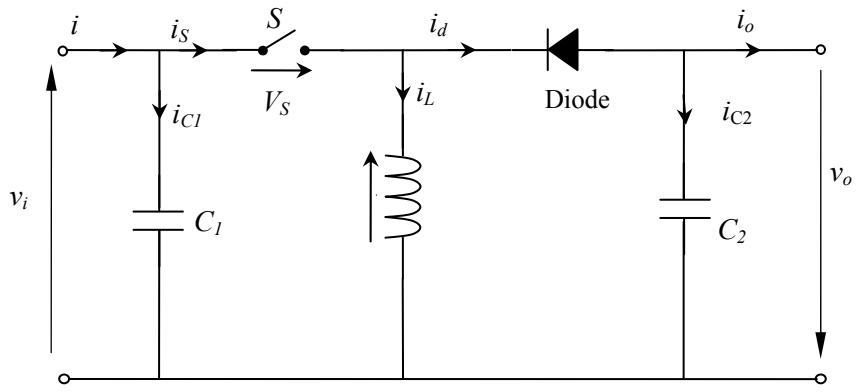


Figure. III. 12.Circuit typique d'un convertisseur dévolteur-survolteur.

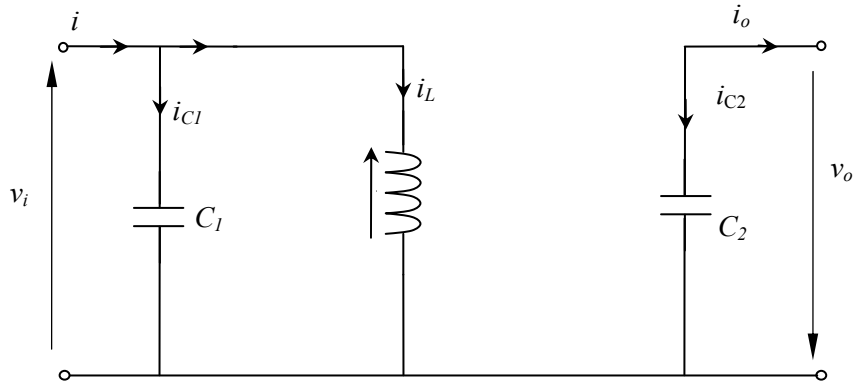


Figure. III. 13.Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur-survolteur, état 1: interrupteur fermé.

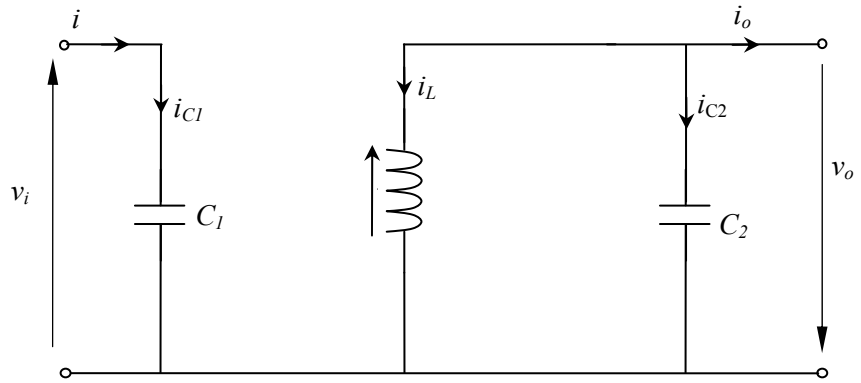


Figure. III. 14.Circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur-survolteur, état 2: interrupteur ouvert.

III.2.3.2. Caractéristiques statiques et rapport de conversion

En appliquant l'approximation faible ondulation, les équations (III.66) peuvent être simplifiées comme:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I - I_L, \\ i_{C2} &= -I_o, \\ v_L &= V_i \end{aligned} \tag{III.68}$$

De même les équations (III.67) se simplifient comme:

$$\begin{aligned} i_{C1} &= I, \\ i_{C2} &= -I_L - I_o, \\ v_L &= -V_o \end{aligned} \tag{III.69}$$

En appliquant le principe de l'équilibre de la tension d'inductance et de la charge capacitive comme mentionné au paragraphe III.2.1.3. , un système d'équations décrivant les caractéristiques stables (DC) du convertisseur buck-boost est donné comme suit:

$$\begin{aligned} I &= DI_L, \\ I_o &= -(1-D)I_L, \\ DV_i &= (1-D)V_o \end{aligned} \tag{III.70}$$

En régime permanent, le rapport de conversion $M(D)$ du convertisseur buck-boost est le produit des deux rapports de conversion des convertisseurs buck et boost (en supposant que les interrupteurs dans les deux convertisseurs ont le même rapport cyclique D) [72]:

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = D\frac{1}{1-D} \tag{III.71}$$

On remarque d'après (III.71) que le convertisseur buck-boost fonctionne en mode buck lorsque D <0,5 et en mode boost lorsque D > 0,5.

III.2.3.3. Détermination des ondulations de tension et de courant

En suivant les mêmes étapes que pour les convertisseurs buck et boost mentionnés précédemment, on trouve les valeurs crête à crête des courants et des tensions comme suit:

$$v_{ipp} = 2\Delta v_i = \frac{I - I_L}{C_1} DT_S,$$

$$v_{opp} = 2\Delta v_o = \frac{-I_o}{C_2} DT_S, \tag{III.72}$$

$$i_{Lpp} = 2\Delta i_L = \frac{V_i}{L} DT_S.$$

Les valeurs à choisir des condensateurs (C_1; C_2) et d'inductance (L) pour des ondulations données sont donc:

$$C_1 = \frac{I - I_L}{2\Delta v_i} DT_S,$$

$$C_2 = \frac{-I_o}{2\Delta v_o} DT_S, \tag{III.73}$$

$$L = \frac{V_i}{2\Delta i_L} DT_S.$$

III.2.3.4. Modèle faible signal ac

En appliquant les mêmes procédures comme mentionné précédemment dans les paragraphes III.2.1.6 et III.2.2.4, on trouve le système d'équations suivantes:

$$C_1 \frac{d(V_i + \hat{v}_i(t))}{dt} = I + \hat{i}(t) - (D + \hat{d}(t))(I_L + \hat{i}_L(t)),$$

$$C_2 \frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = (1 - (\mathrm{D} + \hat{d}(t)))(I_L + \hat{i}_L(t)) - (I_o + \hat{i}_o(t)), \tag{III.74}$$

$$L \frac{d(I_L + \hat{i}_L(t))}{dt} = (\mathrm{D} + \hat{d}(t))(V_i + \hat{v}_i(t)) - (1 - (\mathrm{D} + \hat{d}(t)))(V_o + \hat{v}_o(t)),$$

Après l'arrangement de l'équation (III.74) et en négligeant le terme du second ordre ainsi que le terme *DC*, on obtient un système d'équations linéaires décrivant le comportement dynamique (faible signal ac) du convertisseur buck-boost.

$$C_1 \frac{d\hat{v}_i(t)}{dt} = \hat{i}(t) - D\hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) I_L$$

$$C_2 \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{d}(t) I_L - (1 - \mathrm{D})\hat{i}_L(t) - \hat{i}_o(t), \qquad \text{(III.75)}$$

$$L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = \mathrm{D}\hat{v}_i(t) + \hat{d}(t) V_i - (1 - \mathrm{D})\hat{v}_o(t) + \hat{d}(t) V_o$$

III.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation statique et dynamique des convertisseurs DC-DC de type buck, boost et buck-boost. Le modèle statique permet le dimensionnement du convertisseur. Le modèle dynamique qui représente le comportement du convertisseur vis-à-vis des différentes perturbations, permet la détermination des fonctions de transfert du convertisseur en vue de la conception de la commande (telle que la commande MPPT) ou du schéma électrique équivalent.

Chapitre 4 :

Batterie de stockage

IV.1. Introduction

Dans les systèmes photovoltaïques (PV) autonomes, l'énergie électrique produite par le générateur PV ne peut pas toujours être utilisée lors de sa production. Parce que la demande d'énergie ne coïncide pas toujours avec sa production, les batteries de stockage sont couramment utilisées dans les systèmes PV [73]. Par Conséquent, pendant les heures d'ensoleillement, le système PV alimente directement la charge, l'énergie électrique excédentaire étant stockée dans la batterie. Pendant la nuit, ou durant une période de faible rayonnement solaire, l'énergie est fournie à la charge par la batterie [52]. Certaines rares applications, tels que les ventilateurs et les pompes, n'ont pas besoin de batteries parce que ces appareils doivent fonctionner seulement en présence de soleil [74].

L'utilisation des batteries pour stocker le courant électrique généré par les modules PV sous forme d'énergie chimique rend l'énergie produite aisément disponible toutes les fois qu'elle est nécessaire. Les principales fonctions d'une batterie de stockage dans un système PV sont donc les suivantes [73]:

- *Capacité de stockage d'énergie et l'autonomie :* pour stocker l'énergie électrique lorsqu'elle est produite par le générateur photovoltaïque et pour fournir l'énergie pour les charges électriques selon les besoins ou à la demande.
- *La stabilisation de tension et de courant:* pour alimenter les charges électriques avec des tensions et des courants stables, en supprimant ou «lissant» des transitoires pouvant se produire dans les systèmes PV.
- *Fournir les courants de démarrage (Surge Currents):* Pour alimenter les charges électriques (machines) par des courants de fonctionnement très élevés.

Dans ce chapitre, on présente les types de batteries couramment utilisés dans les systèmes PV, ainsi que le principe de fonctionnement de la batterie au plomb-acide et le modèle de circuit équivalent.

IV.2. Terminologies fondamentales utilisés dans les batteries

Dans cette section, certains concepts fondamentaux de la batterie sont brièvement examinés.

- **Cellule et batterie :** L'élément de base de chaque batterie est la cellule. Le terme batterie se réfère généralement à plusieurs cellules qui sont connectées en série ou en parallèle , mais parfois aussi des cellules individuelles sont appelés «batteries» [75].

- **Matière active:** Le terme ‘matière active’ se réfère aux composants utilisés dans la réaction dans une cellule, ou régénérées à cause d'une décharge ou charge. Le terme ‘matière active’ comprend en premier lieu les matières dans l'électrode positive et négative, mais peut également inclure certains composants de l'électrolyte [75, 76] .
- **La capacité standard ou nominale:** La capacité d'une batterie pour fournir du courant électrique pendant un intervalle de temps donné, couramment exprimée en ampères-heures (Ah) [77]. Un ampère-heure (Ah) est égal au transfert d'un ampère (A) au cours d'une heure (h). La capacité nominale est le nombre d'ampères-heures (Ah) qui peuvent être extraits au maximum de la batterie, dans des conditions prédéterminées (standards) de décharge [52, 78, 79]. Par exemple, une batterie qui fournit 10-ampères pendant 20 heures est dite avoir fourni 200 ampères-heures. La capacité d'une batterie dépend de plusieurs facteurs de conception, notamment: la quantité de matière active, le nombre, la forme et les dimensions physiques des plaques, et la densité d'électrolyte [73].
- **La tension nominale :** Habituellement les batteries sont disponibles sous forme de blocs de 2V, 6V ou 12V.
- **La durée de vie :** Elle correspond au nombre de cycles charge/décharge que la batterie peut effectuer [79]. Les décharges profondes entraînent une perte de capacité importante et un vieillissement prématuré des batteries.
- **Le nombre de jours d’autonomie :** L’autonomie se réfère à la durée pendant laquelle une batterie complètement chargée (dans un système PV) peut fournir de l'énergie aux charges du système quand il n'y a pas d'énergie délivrée à partir du générateur PV. Bien que beaucoup systèmes PV autonomes sont conçus avec cinq jours d'autonomie, certains systèmes critiques (par exemple, les télécommunications) disposent des batteries avec plus de 10 jours d'autonomie. Les autonomies typiques vont de cinq jours à 25 jours [73, 80, 81].
- **L'Etat de Charge :** L'état de charge (couramment appelé SOC (State of Charge)) est définie comme étant la quantité d'énergie stockée dans la batterie, exprimée en pourcentage [73]. Le SOC d’une batterie est, donc, le rapport entre sa capacité actuelle et sa capacité nominale [52]. La décharge d'une batterie aboutit à une diminution de l'état de charge, alors que la charge de la batterie est traduite par une augmentation de l'état de charge [73].
- **La profondeur de décharge :** (en anglo-saxon dite :depth of discharge (DOD)), c’ est la capacité enlevée d'une batterie divisée par sa capacité nominale, exprimée en pourcentage (%) [78, 79].

- **Autodécharge :** Le procédé par lequel la capacité disponible de la batterie est réduite par des réactions chimiques internes [79]. Cette autodécharge est causée principalement par la température et l'âge de la batterie.
- **Surcharge :** Le forçage de courant à travers une batterie après qu'elle a été entièrement rechargée. Les valeurs typiques de surcharge sont entre 105% et 130% [80].
- **Densité énergétique :** La densité énergétique d'une batterie est son énergie divisée par son poids (ou volume). Lorsque le poids est utilisée, elle est appelée la densité énergétique massique ; et est appelée la densité énergétique volumétrique lorsque le volume est utilisé [78].

IV.3. Types de batteries

En général, les batteries peuvent être divisées en 2 catégories majeures (Figure. IV.1), batteries primaires et secondaires [73]:

IV.3.1. Batteries primaires

La batterie primaire peut stocker et fournir de l'énergie électrique, mais ne peut pas être rechargée. Les batteries typiques au carbone-zinc et au lithium couramment utilisées dans les dispositifs électroniques de consommation sont des batteries primaires. Les batteries primaires ne sont pas utilisés dans les systèmes PV parce qu'elles ne peuvent pas être rechargées [73].

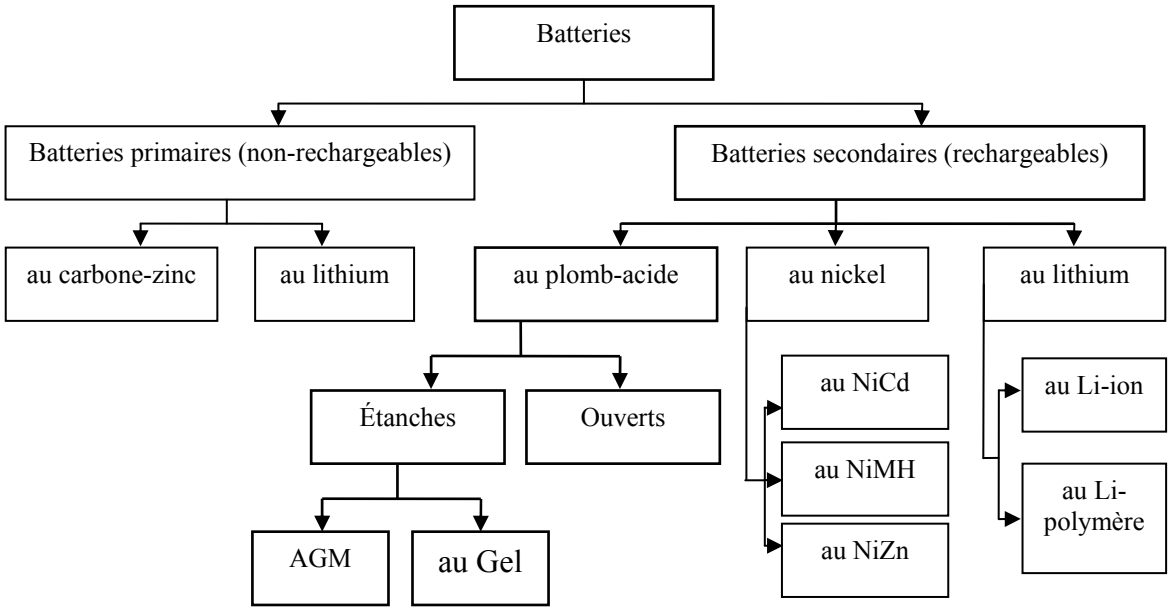


Figure. IV. 1. Classification des batteries.

IV.3.2. Batteries secondaires (ou rechargeables)

Une batterie secondaire peut stocker et délivrer de l'énergie électrique, et peut également être rechargée en y faisant passer un courant dans un sens opposé au courant de décharge. Il existe plusieurs types de batteries secondaires. Elles diffèrent selon les paramètres relatifs aux matériaux des électrodes et de l'électrolyte. Ceci se traduit par différentes propriétés électriques telles que la densité énergétique, le rendement, la durée de vie, la température de fonctionnement, la résistance interne et l'autodécharge et ainsi par des propriétés économiques tels que le coût de la batterie et son besoin à l'entretien [14] .

On peut distinguer trois technologies de batteries secondaires utilisées dans les systèmes photovoltaïques : batteries à base de nickel, batteries à base de lithium , et batteries au plomb-acide [78]. Le Tableau IV.1 présente ces types de batteries et certaines de leurs principales caractéristiques qui sont importantes pour les concepteurs de systèmes PV [14, 78, 82].

Tableau. IV. 1. Principales caractéristiques de différentes batteries secondaires.

Type de batterie	tension moyen [V] [78, 82]	Coût relatif [78]	Densité énergétique [78]		Rendement [%][14]	Durée de vie [cycles] [78]
			[Wh/Kg]	[Wh/L]		
Batteries à base de nickel :						
Nickel-cadmium (NiCd)	1.2	1	40-60	100-150	60–70	500-1000
Nickel-zinc (NiZn)	1.2	-	-	-	-	-
Nickel-metal hydride (NiMH)	1.2	1.5-2.0	60-80	200-350	80-90	500-800
Batteries à base de lithium:						
Li-ion	3.6	-	120-160	200-330	90-95	1000-1200
Li-polymère	1.8-3.0	-	120-210	230-410		-
Batteries au plomb-acide :						
Batteries étanche	2.0	0.6	30-45	70-110	85-90	500-2000
Batterie ouvert						

IV.3.2.1. Batteries à base de nickel

Les batteries à base de nickel sont principalement les batteries au nickel-cadmium (NiCd), au nickel-hydrure métallique (NiMH) et au nickel-zinc (NiZn). En général, la batterie au NiCd est la seule des trois types de batteries à base de nickel qui est commercialement utilisée pour des applications industrielles UPS (alimentation sans interruption) telles que dans le stockage à grande échelle pour les systèmes à énergie renouvelable. Cependant, les

batteries NiCd peuvent coûter jusqu'à 10 fois plus que les batteries plomb-acide [83]. Les batteries Ni-Cd contiennent aussi des substances toxiques (cadmium), ce qui les rend dangereuses pour l'environnement [31, 84].

IV.3.2.2. Batterie à base de lithium

Cette technologie n'a pas encore été utilisée pour le stockage de l'énergie dans le contexte d'un système d'alimentation sans interruption (UPS), bien que ces applications sont en cours d'élaboration [83]. Actuellement, la technologie de batterie au lithium est généralement utilisée dans les systèmes mobiles ou portables et dans le futur proche, il est envisagé d'être utilisée dans les véhicules hybrides ou électriques. Les batteries au lithium se composent de deux types principaux: batteries au lithium-ion (Li-ion) et au lithium-polymère (Li-polymère). Leur avantage par rapport aux batteries à base de NiCd et de plomb-acide est leur efficacité énergétique plus élevée, leur plus faible taux d'autodécharge et le très faible entretien requis [83].

IV.3.2.3. Batteries au plomb-acide

Les batteries au plomb-acide sont les plus anciens type de batteries et sont basées sur les réactions chimiques impliquant le dioxyde de plomb PbO_2 (qui forme l'électrode de cathode), le plomb Pb (qui forme l'électrode d'anode) et l'acide sulfurique H_2SO_4 qui agit comme électrolyte. La tension nominale d'une cellule plomb-acide est de 2 V et la densité d'énergie typique est d'environ 30 Wh/kg avec une densité de puissance d'environ 180 W/kg. Les batteries au plomb-acide ont des rendements énergétiques élevés (entre 85 et 90%), sont faciles à installer et nécessitent un relativement faible niveau d'entretien et de faible coût d'investissement [82, 83]. Les avantages de la batterie plomb-acide assurent qu'elle est toujours le choix le plus populaire dans les systèmes PV autonomes [74, 82, 85, 86].

Les batteries plomb-acide peuvent être regroupées selon leurs applications en trois catégories principales [78, 81] :

- *Batteries automobiles dite aussi SLI (Starting Lighting Ignition)*: Elles servent au « démarrage » du véhicule ainsi qu'à fournir l'électricité nécessaire à ses accessoires (éclairage). Elles sont conçues pour fournir un courant élevé pendant une courte durée.
- *Batteries à décharge profonde (Deep Cycle)* : dite aussi *batteries de traction* : Elles sont des batteries industrielles utilisées pour alimenter les véhicules de transport interne (in-house): chariots élévateurs, voitures électriques, équipements miniers, etc.

- *Batteries stationnaires* : Elles sont couramment utilisées pour l'alimentation de secours, à savoir, pour générer et stocker de l'énergie électrique pour l'utilisation, sur demande, par les systèmes de télécommunication, les centrales électriques, les systèmes informatiques, les systèmes de sécurité , et les équipements militaires où l'interruption de fonctionnement est inconcevable, etc.

D'autre part, et en termes d'entretien, il existe essentiellement deux types de batteries au plomb-acide, à savoir : (1) les batteries ouvertes et (2) les batteries étanches (Tableau. IV.2) [78-81, 87].

Toutes les batteries plomb-acide produisent de l'hydrogène « H_2 » et de l'oxygène « O_2 » au niveau des électrodes pendant la charge par un processus appelé « électrolyse ». Ces gaz sont autorisés à échapper dans la batterie ouverte, mais la batterie étanche est construite de telle sorte que les gaz sont contenus et recombinées [88].

IV.3.2.3.1. Batteries ouvertes

Les batteries ouvertes (en anglo-saxon : flooded or vented batteries) sont celles dans lesquelles les électrodes/plaques sont immergées dans une électrolyte liquide [78, 79, 81]. L'adjectif "ouvert" désigne le fait que les productions de gaz (dioxygène O_2 et dihydrogène H_2) inhérentes à l'accumulateur s'échappent naturellement par les orifices prévus sur le bac. Le dégagement de gaz H_2 dans le lieu de stockage des batteries est une source de danger, car son mélange avec l'air ambiant est potentiellement explosif à partir de 4% en volume [89]. Ceci nécessite une très bonne ventilation dans le lieu de stockage. Puisque les gaz créés pendant le chargement sont évacués dans l'atmosphère, il faut ajouter de l'eau distillée, de temps en temps, pour amener l'électrolyte à son niveau requis [80, 88]. Par conséquent, ce type des batteries nécessitent un entretien périodique [82].

IV.3.2.3.2. Batteries étanches

Les batteries étanches (en anglais : sealed batteries) confinent l'électrolyte, mais elles ont une soupape (valve) de sécurité pour permettre l'échappement des gaz si la pression interne dépasse un certain seuil. Pendant la charge, la batterie plomb-acide génère le gaz de l'oxygène à l'électrode positive. Ces types de batteries sont conçus de telle sorte que l'oxygène produit durant le chargement est capturé et recombiné dans la batterie. Ceci est appelé un cycle de recombinaison de l'oxygène et fonctionne bien tant que le taux de charge ne soit pas trop élevé. Une taux de charge trop élevé peut entraîner en un cas de rupture, d'emballement thermique, ou de dommage mécanique interne [88].

La batterie à soupape VRLA (Valve-Regulated Lead-Acide) est le type le plus commun des batteries étanches. Ces types de batteries étanches ont une soupape à ressort contrôlée qui évacue les gaz à une pression prédéterminée. Bien que le terme «Valve-Regulated» soit souvent utilisé comme synonyme pour décrire les batteries au plomb-acide étanche, toutes les batteries étanches sont contrôlées par une valve. Certains modèles de batteries utilisent des bouchons de ventilation remplaçables ou d'autres mécanismes pour soulager la pression en excès. Les batteries étanches ont été développées pour réduire la maintenance nécessaire des batteries en service actif. Puisque les niveaux d'électrolyte sont conservés par la recombinaison de gaz, il ne devrait pas y avoir besoin d'ajouter de l'eau distillée pendant la durée de vie de la batterie. Pour cette raison, ces batteries sont souvent appelées "batteries sans entretien" [88]. Deux versions de la batterie VRLA entrées sur le marché, à savoir la batterie AGM, et la batterie au gel [78, 80, 90]:

IV.3.2.3.2.1. Batteries AGM

La technologie ‘AGM’ est la technologie la plus fréquente utilisée dans la fabrication des batteries étanches au plomb. AGM signifie « Absorbent Glass Mat » [91]. Dans ces batteries, l'électrolyte est également liquide mais celui ci est absorbé (immobilisé) par une natte (buvard) en fibre de verre qui permettent de comprimer les plaques entre elles [78, 92, 93]. Les batteries AGM sont plus aptes à fournir des courants très élevés pendant de courtes durées (démarrage) que les batteries Gel [94-97]. Les batteries AGM supporteront légèrement mieux une surcharge que les batteries Gel [98].

IV.3.2.3.2.2. Batteries au Gel

La technologie Gel (dite : dryfit) est une technologie utilisée dans la fabrication des batteries étanches au plomb. L’électrolyte n’est plus liquide mais gélifié [91]. L'électrolyte est figé par l'addition de gel de silice disposé entre les plaques de batterie [78, 92, 99]. Dans certaines batteries, de l'acide phosphorique est additionné afin d'améliorer la durée de vie en cyclage profond [100]. Grâce à cette technologie les batteries ont de meilleures performances [91]. Les batteries gel sont les moins sensibles aux températures extrêmes, au stockage à faible charge et possèdent une vitesse d’autodécharge très lente [98].

Tableau. IV. 2. Types de batteries au plomb-acide [78, 89].

Type de batterie au plomb	Electrolyte	Appellation anglo-saxonne	Avantages	Inconvénients	Produit commercial
Batterie ouvert	Liquide	Flooded (ou vented) battery	· Duré de vie pouvant être importante (5 à 15 ans). · Technologie la moins chère.	· Consommation d'eau. · Installation en locaux spécifiques (dégagement de gaz). · Le poids le plus élevé.	Classic OPzS Solar [101]
Batterie étanche	Absorbé par le séparateur	AGM sealed (ou VRLA) battery	· Recombinaison c.à.d. il n'y a pas de pertes en eau (pas d'entretien). · Très faible taux de dégagement de gaz (sécurité)	· Plus faible durée de vie. · Plus sensible à la température. · Plus coûteuse.	Absolyte GP [102]
	Gélifié	Gel sealed (ou VRLA) battery			Sonnenschein SOLAR [103]

IV.4. Principe de fonctionnement de la batterie (au plomb)

Les batteries (accumulateurs) convertissent l'énergie électrique en énergie chimique stockable par l'utilisation d'un convertisseur électrique-chimique. En cas de besoin, l'énergie chimique stockée est convertie en énergie électrique par le convertisseur chimico-électrique [87]. Le mode de fonctionnement est représenté sur la Figure. IV.2.

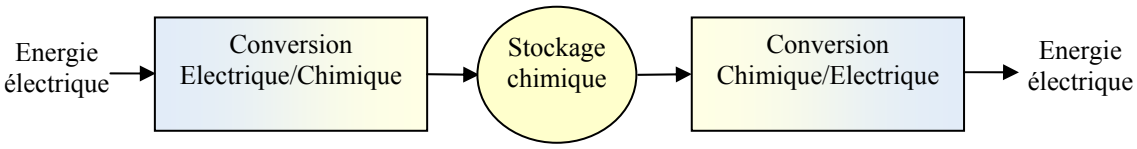


Figure. IV. 2. Principe de fonctionnement de sources électrochimiques.

La batterie au plomb (Figure. IV.3) est constituée principalement d'un faisceau de plaques positives (cathode) composées de bioxyde de plomb (PbO_2), d'un faisceau de plaques négatives (anode) à base de plomb spongieux (Pb), et baignant dans une solution d'acide sulfurique H_2SO_4 (électrolyte) [68, 104].

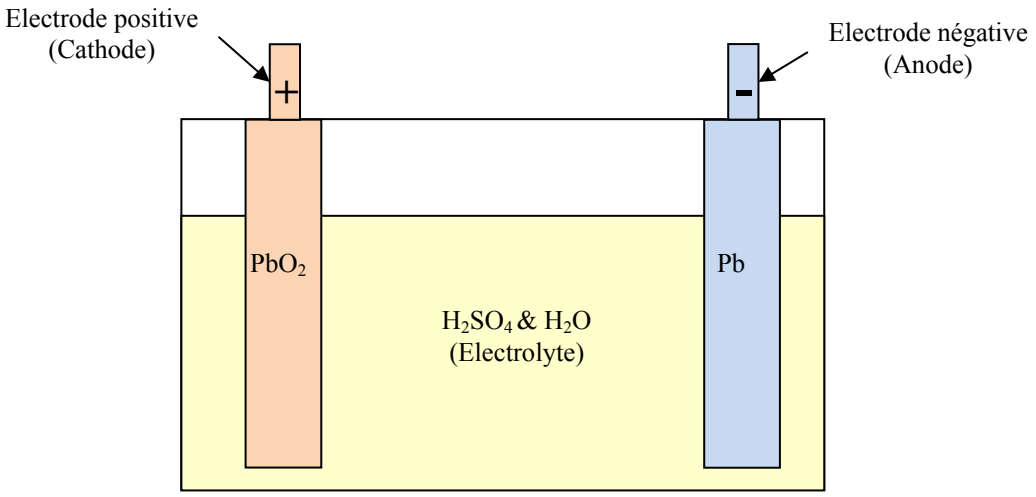


Figure. IV. 3. Composants principales d'une batterie au plomb (cellule).

L'équation (IV.1) présente la réaction électrochimique présente à l'électrode négative (anode) pendant la charge et la décharge [82] :

$$PbSO_4 + 2e^- \underset{dech\,arge}{\overset{charge}{\rightleftharpoons}} Pb + SO_4^{2-} \qquad \text{(IV.1)}$$

De même, à l'électrode positive (cathode), la réaction électrochimique est la suivante :

$$PbSO_4 + 2H_2O \underset{dech\,arge}{\overset{charge}{\rightleftharpoons}} PbO_2 + SO_4^{2-} + 4H^+ + 2e^- \qquad \text{(IV.2)}$$

Les réactions qui se déroulent dans les deux électrodes peuvent être exprimées par l'équation globale suivante:

$$2PbSO_4 + 2H_2O \underset{dech\,arge}{\overset{charge}{\rightleftharpoons}} Pb + 2H_2SO_4 + PbO_2 \qquad \text{(IV.3)}$$

Pendant la phase de **décharge**, l'acide sulfurique (H_2SO_4) réagit avec la matière active des plaques positives et négatives, avec comme résultat la formation de sulfate de plomb ($PbSO_4$) et d'eau (H_2O). De ce fait, la concentration en acide décroît, la force électromotrice de l'élément de batterie diminue, et la résistance interne augmente [68, 94]. On notera que dans une batterie complètement déchargée, des matières actives dans les deux plaques positives et négatives sont converties en $PbSO_4$, tandis que la solution d'acide sulfurique est convertie en eau [73]. Les décharges trop profondes peuvent conduire à une perte irréversible de capacité [105].

Pendant la phase de **charge**, la solution se régénère, la réaction inverse se produit [68, 94]. L'acide H_2SO_4 se libère sur les deux plaques, ce qui fait que la masse active est transformée en oxyde de plomb (PbO_2) sur les plaques positives et en plomb (Pb) poreux et spongieux sur les plaques négatives.

Si la charge se poursuit trop longtemps, la tension peut atteindre une valeur seuil à partir de laquelle on assiste à la décomposition de l'eau (électrolyse) en dioxygène (O_2) gazeux à l'électrode positive et en dihydrogène (H_2) gazeux à l'électrode négative. Ce phénomène dit de dégazage est caractérisé par les réactions suivantes aux électrodes [68, 73, 94, 105-109]:

Le dégagement de l'oxygène à l'électrode positive:

$$H_2O \rightarrow \frac{1}{2}O_2^{\uparrow} + 2H^+ + 2e^- \qquad \text{(IV.4)}$$

et de l'hydrogène à l'électrode négative:

$$2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2^{\uparrow} \qquad \text{(IV.5)}$$

La réaction globale (électrolyse) :

$$H_2O \rightarrow \frac{1}{2}O_2^{\uparrow} + H_2^{\uparrow} \qquad \text{(IV.6)}$$

Lorsque les deux gaz (O_2 et H_2) remontent à la surface et s'échappent de l'électrolyte, il y a une perte d'eau et il faut remplir la batterie (ouvert) avec de l'eau distillée [106] , d'une part. D'autre part, ceci est un mélange extrêmement explosif (O_2 et H_2), ce qui explique pourquoi la présence de flammes ou d'étincelles à proximité d'une batterie peut être très dangereuse lors de la charge. C'est la raison pour laquelle un local à accumulateurs (batteries ouverts) doit toujours être efficacement aéré [94].

IV.5. Le chargement d'une batterie solaire

Le chargement des batteries doit être effectué avec un courant continu, en utilisant un régulateur de charge [76].

La batterie est mieux chargée en respectant un cycle de charge en 4 étapes ou phases (Figure IV.4): la phase de charge normale (bulk), la phase d'absorption, la phase de maintien (float) et la phase d'égalisation [73, 85]. Ce qui diffère en fonction de la technologie utilisée (ouvert, étanche,..), ce sont les valeurs de tension qui déterminent le passage d'une étape à l'autre [80, 110].

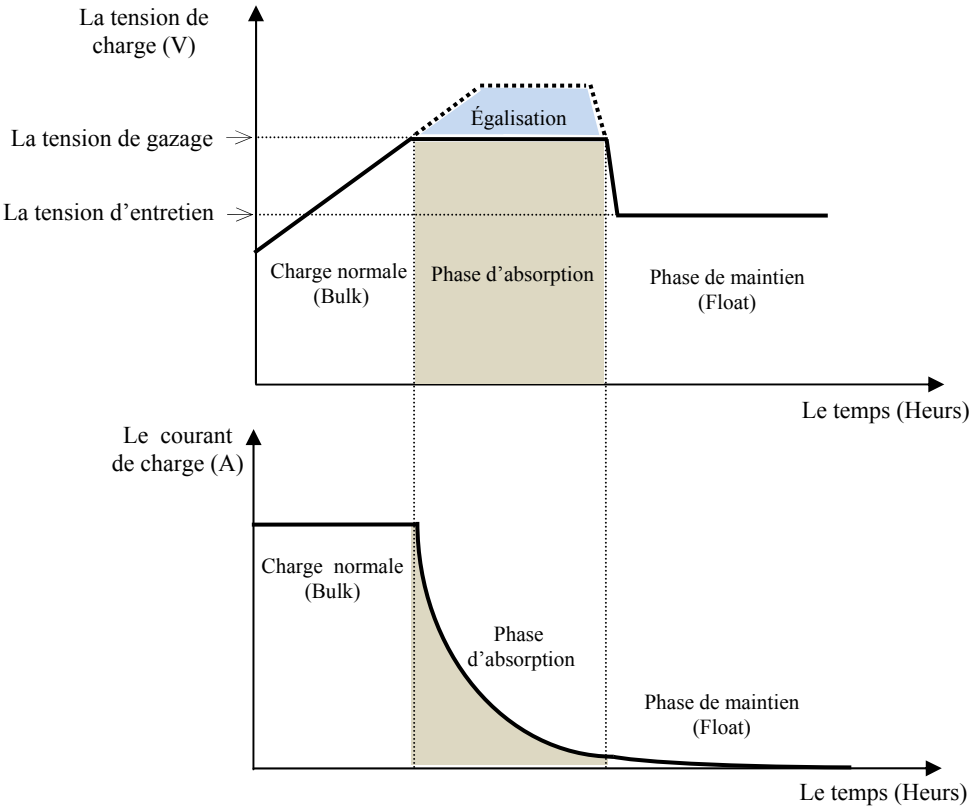


Figure. IV. 4. Phases de chargement d'une batterie solaire.

IV.5.1. La phase de charge normale (Bulk) :

Le mode de chargement Bulk (dite aussi : chargement à courant constant limité) est utilisé pour charger une batterie qui se trouve dans un état de charge (SOC) relativement faible [111]. Le chargement Bulk est la partie initiale d'un cycle de charge (Figure. IV.4), effectué à un taux de charge qui ne provoque pas la tension de cellule à dépasser la tension de gazage (2,4 V par élément). Cette phase se produit généralement jusqu'à 80-90% de l'état de charge.

IV.5.2. La phase d'absorption

Le mode de charge d'absorption est utilisé pour charger une batterie à un état de charge (SOC) relativement élevé [111]. Pendant cette phase, la batterie est chargée à une tension constante mais un peu plus élevée (ne dépasse pas la tension de gazage) , elle absorbe ainsi des intensités plus importantes [94, 110]. La phase d'absorption dure jusqu'à ce que la batterie soit complètement chargée.

IV.5.3. La phase d'entretien (Float):

La phase d'entretien est appliquée lorsque la batterie est complètement chargée [111]. Une fois qu'une batterie est presque complètement chargée, la plupart de la matière active dans la batterie a été convertie en sa forme originale [73], et tout le courant de charge est transformé en chaleur et en gaz [112]. Pendant cette phase (Figure. VI.4), la tension de la batterie est réduite à une valeur limitée (constante) dite tension d'entretien ou de 'floating' pour limiter le plus possible la corrosion et le bouillonnement. Mais la tension doit rester suffisamment élevée pour compenser l'autodécharge, c'est à dire, pour conserver la batterie complètement chargée [94]. Cette phase fournit une charge d'entretien très faible tout en réduisant la surchauffe et les dégagements gazeux de la batterie en pleine charge. L'objectif de la phase d'entretien est aussi de protéger la batterie contre une surcharge à long terme, et de fournir l'énergie des différents consommateurs tout en conservant la batterie chargée [110, 112].

IV.5.4. La phase d'égalisation :

Cette phase est utilisée principalement pour les batteries à électrolyte liquide. Elle est utilisée périodiquement pour homogénéiser la densité de l'électrolyte [110] et maintenir la consistance entre les cellules individuelles (tension et capacité) [73, 80]. La charge d'égalisation augmente la tension de la batterie au-dessus de la tension d'absorption standard de sorte que l'électrolyte produise des gaz [112]. C'est une charge prolongée généralement à une tension élevée. La fréquence de charge d'égalisation dépend de type de la batterie, de l'algorithme de charge, etc. [80].

IV.6. Modélisation de la batterie

La modélisation et la simulation peut jouer un rôle important dans la compréhension et la conception de systèmes de batteries. Les simulations prédictives peuvent compléter les expériences dans l'accélération et le déploiement de nouveaux modèles de batteries et ont généralement le plus grand impact où [113]:

- Les données expérimentales ne sont pas suffisantes pour comprendre les mécanismes sous-jacents qui contrôlent les phénomènes observés.
- Les données nécessaires ne peuvent pas être facilement déterminées fiablement, ou économiquement grâce à des expériences.
- L'espace des paramètres est si grand qu'il est difficile de trouver la solution optimale, même avec la meilleure conception de techniques expérimentales.

Puisque les batteries font partie du système électrique global, il est nécessaire de les inclure dans le modèle du système. Par conséquent un modèle de circuit électrique équivalent pour les batteries est nécessaire pour pouvoir analyser le fonctionnement dynamique et le comportement stable du système.

Au cours des années un certain nombre de modèles de batterie ont été développés [114] [115, 116]. La plupart de ces modèles sont basés sur des quantités observables telles que la tension, le courant et le temps, et ne dépendent pas de la structure interne du système [52].

Lu, Liu, et Wu [117] utilisent un modèle qui a été à l'origine développé par Salameh, Casacca, et lynch dans [118] et [119] comme représenté en Figure IV.5. C'est le modèle de circuit équivalent de Thevenin amélioré qui est généralement utilisé [120].

Ce modèle décrit correctement le comportement primaire d'une batterie, mais n'explique pas les propriétés variables lentement de la batterie telle que l'augmentation et la diminution de la tension de fonctionnement provoquée par le processus de charge et de décharge.

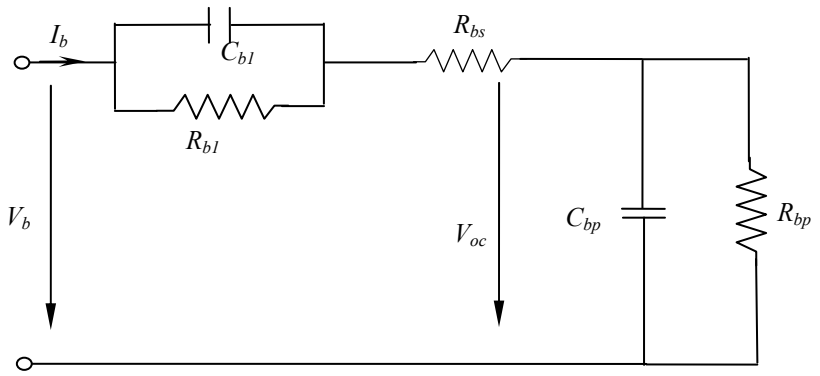


Figure. IV. 5. Modèle de circuit équivalent de la batterie au plomb-acide

Ce nouveau modèle de batterie inclut les composants équivalents de toutes les caractéristiques de fonctionnement principales d'une batterie au plomb-acide : La capacité électrochimique de l'énergie de la batterie est représentée par le condensateur C_{bp}. La valeur de C_{bp} est dérivée de l'expression générale de l'énergie dans un condensateur :

$$E_c = \frac{1}{2} C \cdot V_c^{\,2}, \tag{IV.7}$$

Avec C étant la capacité du condensateur et V_c sa tension. À la différence d'un condensateur, une tension de batterie ne sera pas nulle à son plus bas état de charge. C'est équivalent à un condensateur ayant un niveau minimum de charge égal à l'énergie $E_{c,min}$. La capacité de batterie entièrement (complètement) chargée est représentée par un niveau maximum de l'énergie $E_{c,max}$. Ceci conduit à l'équation suivante pour l'énergie globale accumulable dans une batterie [117]:

$$E_b = E_{c,\max} - E_{c,\min} = \frac{1}{2} C \cdot V_{\max}{}^2 - \frac{1}{2} C \cdot V_{\min}{}^2 = \frac{1}{2} C_{bp} (V_{\max}{}^2 - V_{\min}{}^2). \quad \text{(IV.8)}$$

L'énergie E_b est donnée par le fabricant en kilowatt heures (kWh) ou spécifiée en ampère heures (Ah), qui doit être transformée en kWh par multiplication avec la tension de fonctionnement spécifiée.

Les tensions V_{max} et V_{min} sont respectivement les tensions maximum et minimum de circuit ouvert de la batterie. Finalement la transformation de l'équation (IV.8) conduit à une expression représentant la capacité de charge de la batterie:

$$C_{bp} = \frac{2E_b}{V_{\max}{}^2 - V_{\min}{}^2}. \quad \text{(IV.9)}$$

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances branchées en série R_{bs} et $R_{b1.}$ La résistance d'électrolyte est représentée par $R_{bs,}$ tandis que la résistance R_{b1} représente la diffusion d'électrolyte. R_{b1} (ainsi que le petit condensateur C_{b1}) modélisent également la surtension de la batterie ou l'effet de polarisation. Ceci représente le phénomène où la tension V_{oc} de la batterie chute dès qu'une charge sera branchée. De même on peut observer un saut brusque de tension lors de l'application du courant de charge [49].

En utilisant la notation indiquée en Figure. IV.5 la surtension peut être exprimée comme la différence entre les tensions V_{oc} de la batterie et V_b. R_{b1} et C_{b1} forment un réseau parallèle RC avec une constante de temps $\tau = R_{b1} C_{b1}$ de sorte que

$$V_b = V_{oc} + R_{b1}(1 - e^{-t/\tau}) i_b + R_{bs} \cdot i_b. \quad \text{(IV.10)}$$

Une autre caractéristique très importante de cette batterie est la décharge spontanée, représentée par la résistance R_{bp} branchée en parallèle avec le condensateur principal C_{bp}. Elle est provoquée par l'électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de la batterie aux basses tensions [119].

Le circuit de la Figure IV.5 décrit les caractéristiques d'une batterie au plomb de manière complète mais simplifiée : les auteurs dans [119] proposent des expressions mathématiques supplémentaires de modèle ajustant les composants du modèle avec la température variable pour représenter la dépendance d'une batterie avec la température. Ils n'expliquent pas d'autres dépendances telles que l'état de charge ou le niveau d'électrolyte dans les cellules de la batterie qui sont des facteurs additionnels influençant les caractéristiques de la batterie.

Dans la recherche faite par Lu, Liu, et Wu [117] et les travaux de simulation d'accompagnement, ces dépendances complexes sont négligées et des valeurs fixées sont employées pour représenter les composants de circuit équivalent. C'est suffisant puisque le modèle de la batterie fait partie d'un seul modèle dynamique approximatif du système global employé pour analyser les performances et la stabilité du système.

La Figure IV.5 permet d'exprimer mathématiquement l'impédance équivalente de la batterie au plomb:

$$\begin{aligned} Z(s) &= R_{bs} + R_{b1} \| C_{b1} + R_{bp} \| C_{bp} \\ &= R_{bs} + \frac{R_{b1}}{R_{b1} C_{b1}\, \mathrm{s} + 1} + \frac{R_{bp}}{R_{bp} C_{bp}\, \mathrm{s} + 1}. \end{aligned} \tag{IV.11}$$

Pour l'utilisation d'un modèle mathématique du système il est nécessaire de transformer (IV.11) en terme simple de la forme suivante :

$$Z(s) = \frac{s^2 a_2 + s a_1 + a_0}{s^2 b_2 + s b_1 + b_0}. \tag{IV.12}$$

Où les coefficients a_i et b_j sont utilisés pour représenter les différentes composants de circuit:

$$\begin{aligned} a_2 &= R_{bs} R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ a_1 &= R_{bs} R_{b1} C_{b1} + R_{bs} R_{bp} C_{bp} + R_{b1} R_{bp} C_{bp} + R_{bp} R_{b1} C_{b1}, \\ a_0 &= R_{bs} + R_{b1} + R_{bp}, \\ b_2 &= R_{b1} R_{bp} C_{b1} C_{bp}, \\ b_1 &= R_{b1} C_{b1} + R_{bp} C_{bp}, \\ b_0 &= 1. \end{aligned} \tag{IV.13}$$

C'est la forme finale du modèle mathématique de la batterie comme elle sera utilisée dans la simulation du système.

IV.7. Conclusion

Le stockage d'énergie dans les systèmes photovoltaïques autonomes se fait en général par batteries. L'utilisation des batteries pour stocker le courant électrique généré par les panneaux PV sous forme d'énergie chimique rend l'énergie produite aisément disponible toutes les fois qu'elle est nécessaire. La batterie se compose d'une anode, d'une cathode, d'un électrolyte, des séparateurs et de boîtier externe. Il existe plusieurs types de batteries. La principale différence entre ces batteries est les types de matériaux utilisés comme électrodes et l'électrolyte, qui déterminent les caractéristiques spécifiques des systèmes. La batterie la plus commune est la batterie au plomb, car son coût est relativement faible, facile à fabriquer et ses caractéristiques électrochimiques sont favorables (grand courant de sortie et longue durée de vie dans des conditions contrôlées). Un modèle mathématique de cette batterie a été présenté dans ce chapitre.

Chapitre 5 :

Commande du système PV

V.1.Introduction

Dans les systèmes PV autonomes, les algorithmes MPPT sont généralement implémentés dans les convertisseurs DC-DC [74]. Les techniques MPPT peuvent être classées en méthodes directes et indirectes [121]. Les méthodes indirectes, telles que celles se basant sur la tension de circuit ouvert et le courant de court-circuit [122-124], nécessitent une connaissance préalable des caractéristiques des panneaux PV, ou sont basés sur des relations mathématiques qui ne répondent pas à toutes les conditions météorologiques. Par conséquent, elles ne peuvent pas suivre précisément le MPP du module PV à tout ensoleillement et température de la cellule. En outre, et selon Femia et al [125], la détection directe de la température et de l'ensoleillement n'est pas conseillée, parce que leur mesure nécessite des dispositifs coûteux qui doivent être placés tout le long du panneau PV, afin d'obtenir les valeurs de telles variables pour chaque panneau ou groupe de panneaux, ce qui rend la mesure très coûteuse, en particulier pour les grandes installations PV.

D'autre part, les méthodes directes fonctionnent sous toutes les conditions météorologiques. Les méthodes directes les plus utilisées sont [121]: la méthode de Perturbation et Observation (P&O) [67, 126, 127], la méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond) [128-131], et la méthode MPPT à base de la logique floue (FL) [132-136]. Les produits qu'on trouve sur le marché utilisent généralement des méthodes MPPT perturbatrices, déterminant, instant par instant, la valeur de la tension à laquelle le module PV délivre sa puissance maximale. Les méthodes P&O et IncCond permettent habituellement de contrôler le signal de référence du convertisseur DC-DC qui adapte la tension du module PV avec celle du bus continu ou fonctionne comme un chargeur de batterie [125, 137].

Les principaux avantages de ces deux méthodes est qu'elles sont compatibles avec n'importe quel générateur PV, elles ne nécessitent pas d'informations sur le générateur PV, et sont simples à implémenter sur un contrôleur numérique [138]. En plus, il est possible d'intégrer ces méthodes dans des onduleurs commerciaux [139-142]. En outre, les méthodes MPPT peuvent être classées en méthodes conventionnelles et méthodes intelligentes. Comme le montre le Tableau. V.1, les techniques intelligentes (méthodes à base de la logique floue (FL) et des réseaux de neurones artificiels (RNA)) sont plus efficaces. Elles ont une réponse rapide, mais elles sont plus complexes par rapport aux techniques classiques qui sont généralement simples, pas chers et moins efficaces. Bien qu'il existe plusieurs techniques

MPPT qui sont mentionnées dans la littérature, ce chapitre présente une étude sur les techniques les plus utilisées dans les systèmes PV.

Tableau. V. 1. Principales caractéristiques des méthodes MPPT.

Méthode MPPT		Paramètres mesurés	Dépend-elle du module PV?	Directe ou indirecte?	Analogique ou numérique?	Rendement	Rapidité/ réponse	Coût	Complexité d'implémentation
Méthodes conventionnelles	P&O	Tension, courant	Non	Directe	Les deux	Faible	Varie	Faible	Faible
	IncCond	Tension, courant	Non	Directe	Numérique	Moyen	Varie	Faible	Moyenne
	Méthode de la tension en circuit ouvert	Tension	Oui	Indirecte	Les deux	Faible	Moyenne	Faible	Faible
	Méthode du courant de court-circuit	courant	Oui	Indirecte	Les deux	Moyen	Moyenne	Faible	Moyenne
Méthodes intelligentes	Logique floue	Tension, courant	Oui	Directe	Numérique	Élevé	Rapide	Élevé	Moyenne
	Réseaux de neurones	Varie	Oui	Indirecte	Numérique	Élevé	Rapide	Elevé	Grande

V.2. Techniques MPPT conventionnelles

De nombreuses méthodes de poursuite du point de puissance maximale ont été proposées [121, 139-153]. Deux algorithmes sont souvent utilisés pour atteindre le MPP à savoir: la méthode de Perturbation et Observation (P&O) et la méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond).Récemment, ces deux méthodes ont été implémentées sur onduleurs MPPT commerciaux [139-142]. Il y a aussi d'autres techniques MPPT classiques telles que : la méthode à base de la tension en circuit ouvert et la méthode à base du courant de court-circuit [122-124].

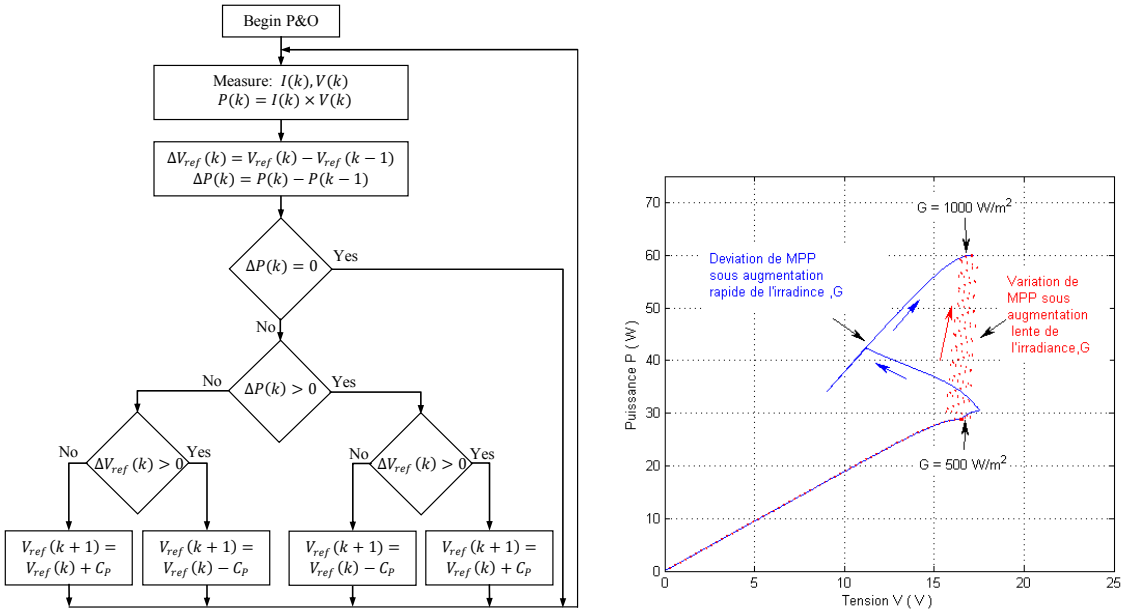
V.2.1. La méthode de Perturbation et Observation (P&O)

La méthode P&O est largement utilisé en produits commerciaux et est la base de la plus grande partie des algorithmes plus sophistiqués présentés dans la littérature [125, 154]. Il est largement utilisé dans la pratique, en raison de son faible coût, sa simplicité et facilité d'implémentation [67, 155-157]. L'algorithme P&O fonctionne périodiquement en perturbant la tension de fonctionnement (V) et en observant la variation de puissance afin de déduire la direction du changement à donner à la tension de référence V_{ref} [158].

Ainsi, si la tension de fonctionnement V du générateur PV est perturbée dans une direction donnée et si la puissance fournie par le générateur PV augmente, cela signifie que le point de fonctionnement est déplacé vers le MPP et, par conséquent, la tension de fonctionnement doit encore être perturbée dans la même direction. Dans le cas contraire, si la

puissance tirée du générateur PV diminue, le point de fonctionnement est éloigné de la MPP et, par conséquent, la direction de la perturbation de tension de fonctionnement doit être inversée [67].

La Figure. V.1.a montre un organigramme de l'algorithme P&O. Avec cet algorithme la tension de fonctionnement V est perturbée à chaque cycle de MPPT. Dès que le MPP est atteint, V va osciller autour de la tension de fonctionnement idéale V_{mpp}. Cela entraîne une perte de puissance qui dépend de la largeur du pas de perturbation C_P [67].Le principal inconvénient de la technique P&O est la déviation occasionnelle depuis le point de fonctionnement optimal en cas de changement rapide des conditions atmosphériques, tels que les nuages épars. En outre, une taille de pas de perturbation appropriée est importante pour assurer une bonne performance, tant en réponse permanente qu'en réponse dynamique [145].



(a) **(b)**

Figure. V. 1. (a) L'organigramme de l'algorithme P&O (C_P: est le pas de perturbation); (b) Chemin du MPP avec l'algorithme P&O sous changement lent (ligne pointillée) et rapide (ligne continue) de l'ensoleillement**.**

Plusieurs améliorations de l'algorithme P&O ont été proposées afin de réduire le nombre d'oscillations autour du MPP en régime permanent, mais elles ralentissent l'algorithme au changement des conditions atmosphériques et diminuent le rendement de l'algorithme durant les jours nuageux [67, 125, 134, 159]. Cet inconvénient peut être montré sur la Figure. V.1. (b), où la trajectoire du point de fonctionnement du P&O pour une variation de l'ensoleillement de 500W/m^2 à 1000/m^2 est rapportée. L'exemple en montre deux comportements différents de la puissance (P) en fonction de la tension (V).

La ligne pointillée sur la Figure. V.1. (b) montre la trajectoire du point de fonctionnement sous changement lent de l'ensoleillement, alors que la ligne continue montre la défaillance du contrôleur P&O à poursuivre le MPP quand une augmentation rapide de l'ensoleillement se produit.

L'augmentation rapide de l'ensoleillement peut être caractérisée par l'augmentation de puissance deux fois au cours des deux derniers cycles de l'algorithme P&O ou par la direction de la perturbation qui reste la même pour les deux dernières étapes. Une solution à ce problème est d'ajouter une nouvelle condition dans l'algorithme P&O [49, 160]. Par conséquent, l'algorithme doit prendre en compte les variations de puissance (ΔP) et de tension (ΔV) à des intervalles de temps consécutifs ($k-1$) et (k). L'algorithme P&O amélioré utilise alors quatre variables (c.-à-d.:ΔV ($k-1$), ΔP ($k-1$), ΔV (k) et ΔP (k)), ce qui donne 16 cas possibles, comme indiqué dans le Tableau. V.2. Si l'augmentation de la puissance est causée par la perturbation et non pas par l'augmentation de l'ensoleillement, l'algorithme P&O améliorée entraîne une diminution de la puissance pour un cycle (mauvaise direction de perturbation), mais il reprend dans la bonne direction pour le cycle suivant [160].

Tableau. V. 2. Table de vérité pour l'algorithme amélioré de P&O [160].

$\Delta V\,(k-1)$	$\Delta P\,(k-1)$	$\Delta V\,(k)$	$\Delta P\,(k)$	$\Delta V\,(k+1)$
-	-	-	-	+
-	-	-	+	+
-	-	+	-	-
-	-	+	+	+
-	+	-	-	+
-	+	-	+	+
-	+	+	-	-
-	+	+	+	-
+	-	-	-	+
+	-	-	+	-
+	-	+	-	-
+	-	+	+	-
+	+	-	-	+
+	+	-	+	+
+	+	+	-	-
+	+	+	+	-

V.2.2. La méthode de la Conductance Incrémentale (IncCond)

La méthode de la conductance incrémentale (IncCond) est basée sur le fait que la pente de la courbe puissance-tension (*P-V*), est égale à zéro au MPP. Elle a été proposée pour améliorer la précision de poursuite et la performance dynamique dans des conditions qui varient rapidement [129-131].La tension et le courant du générateur PV sont les grandeurs sur lesquelles le contrôleur MPPT repose pour calculer la conductance et la conductance incrémentale, et de prendre sa décision (pour augmenter ou diminuer le rapport cyclique de sortie). La puissance de sortie du générateur PV peut être exprimée comme: $P=V\cdot I$. Ensuite, le dérivée de ce produit donne:

$$\frac{dP}{dV}=\frac{d\left(V\cdot I\right)}{dV}=I+V\frac{dI}{dV}\Rightarrow\frac{1}{V}\cdot\frac{dP}{dV}=\frac{I}{V}+\frac{dI}{dV} \tag{V.1}$$

P, *V* et *I,* sont respectivement, la puissance, la tension, et le courant du générateur PV.

Le but de cet algorithme est de trouver le point de tension de fonctionnement à laquelle la conductance instantanée du générateur photovoltaïque (*I/V*) est égale à la conductance incrémentale (*dI/dV*). Comme cela est représenté sur la Figure. V.2 (a), la pente de la courbe de puissance est zéro au MPP, positive sur la gauche du MPP et négative sur la droite du MPP. Ceci est exprimé par les équations suivantes:

$$dP/dV=0\,\text{si}\,dI/dV=-I/V\text{ , (au MPP)} \tag{V.2}$$

$$dP/dV>0\,\text{si}\,dI/dV>-I/V\text{ , (sur la gauche du MPP)} \tag{V.3}$$

$$dP/dV<0\,\text{si}\,dI/dV<-I/V\text{ , (sur la droite du MPP)} \tag{V.4}$$

L'organigramme de l'algorithme IncCond est représenté sur la Figure. V.2 (b). Dans cette méthode, deux capteurs sont utilisés pour mesurer la tension *V* et le courant *I*de fonctionnement. Les changements incrémentaux *dV* et *dI* peuvent être calculés numériquement en échantillonnant le courant *I* et la tension *V* du générateur PV à des intervalles de temps consécutifs (*k-1*) et (*k*), comme suit [161]:

$$dV(k)=V(k)-V(k-1) \tag{V.5}$$

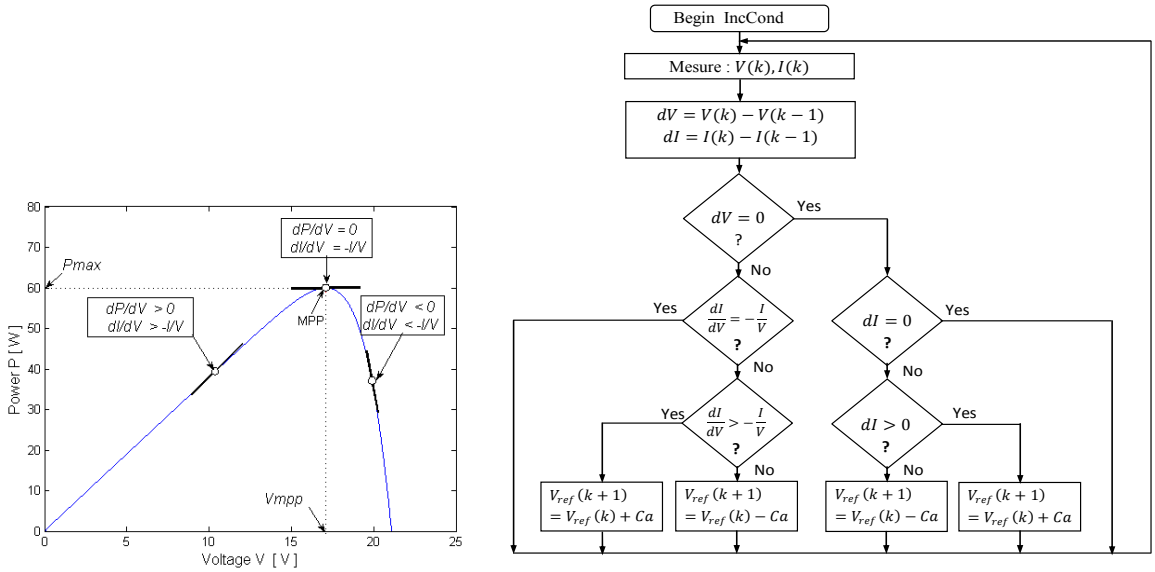
$$dI(k)=I(k)-I(k-1) \tag{V.6}$$

Comme on le voit sur la Figure. V.2 (b), V_{ref} est la tension de référence à laquelle le générateur photovoltaïque est forcé de fonctionner. Au MPP, V_{ref} est égale à V_{mpp}. Une fois, le

MPP atteint, le fonctionnement du générateur PV est maintenu en ce point, sauf si un changement de *dI* est observé, ce qui indique un changement des conditions météorologiques et alors un déplacement du MPP.L'algorithme décrémente ou incrémente la valeur de V_{ref} en utilisant un pas d'ajustement constant (C_a) afin de poursuivre le nouveau MPP [143].

L'algorithme IncCond peut effectivement calculer la direction dans laquelle doit être perturbé le point de fonctionnement pour atteindre le MPP. Ainsi, sous l'augmentation rapide d'ensoleillement, elle ne devrait pas être dans la mauvaise direction, comme cela se produit par la méthode P&O.

Dans[162], une comparaison complète entre la méthode P&O et la méthode IncCond est présentée; elle montre que le rendement des résultats expérimentaux est de 95%. Dans [163], le rendement a atteint 98,2%, mais des problèmes de fiabilité se posent concernant la méthode IncCond à cause du bruit des composants [164].



(a) **(b)**

Figure. V. 2. (a) Principe de la méthode IncCond, (b) L'organigramme de l'algorithme IncCond (C_a: est le pas d'ajustement)

En raison des erreurs de mesure et de quantification, la condition (*I/V=-dI/dV*) est rarement atteinte, par conséquent, dans les conditions environnementales stables, le système oscille autour du MPP.

Une tentative a été faite pour résoudre ce problème en prenant un pas variable [131]. Mais, il nécessite des circuits de commande complexes et coûteux [145]. Une solution à ce problème serait de tolérer une petite et positive erreur marginale (ε) à la condition de puissance maximale ($I/V + dI/dV = 0$) de telle sorte que le MPP est présumée être trouvée si [162, 165]:

$$\left|\frac{dI}{dV}+\frac{I}{V}\right| \leq \varepsilon \tag{V.7}$$

La valeur de cette erreur marginale (ε) détermine la sensibilité du système. Cette erreur est choisie par rapport au swap (compromis) entre les oscillations à l'état stable et le risque de fluctuation au point de fonctionnement similaire [164].

V.2.3. La méthode de la tension de circuit ouvert

Sous différents niveaux d'ensoleillement et de température, la tension du générateur PV au point de puissance maximale V_{mpp} peut être considérée comme une fraction constante de sa tension en circuit ouvert V_{oc} [143],

$$V_{mpp} \approx k_1 V_{oc} \tag{V.8}$$

Où k_1 est un facteur de proportionnalité. Vu que k_1 est fonction des paramètres du module PV utilisé, il doit être généralement calculé préalablement en déterminant empiriquement V_{mpp} et V_{oc} pour un module PV spécifique sous différentes valeurs d'ensoleillement et de température. Il est constaté que la valeur de k_1 varie entre 0,71 et 0,92 [143, 145, 166].

Une fois k_1 connu, la tension V_{mpp} est calculée en utilisant l'équation (V.8), avec V_{oc} mesuré périodiquement en déconnectant le convertisseur DC-DC pour une fraction de seconde [143, 145]. La tension de référence (V_{mpp}) est comparée avec la tension de fonctionnement du générateur PV pour générer un signal d'erreur qui est utilisé comme entrée pour la commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) du convertisseur DC-DC [144], (Figure .V.3).

Cette méthode peut être facile à implémenter analogiquement. Cependant, l'efficacité de poursuite de la MPPT est faible par rapport à celle des autres méthodes [153]. La principale raison est la perte temporaire d'énergie (pendant la mesure de la tension de circuit ouvert) et

ainsi, la tension V_{mpp} n'est pas toujours à un pourcentage fixe de V_{oc} [143, 153, 166]. Pour éviter ce problème, des cellules pilotes sont utilisées à partir de laquelle V_{oc} peut être obtenue [122, 167]. Ces cellules pilotes doivent être bien choisies pour représenter correctement les caractéristiques du module PV. Dans certaines applications PV spéciales, il est impossible de trouver un emplacement idéal (angle d'inclinaison) de la cellule pilote pour représenter toutes les cellules de l'installation [49].

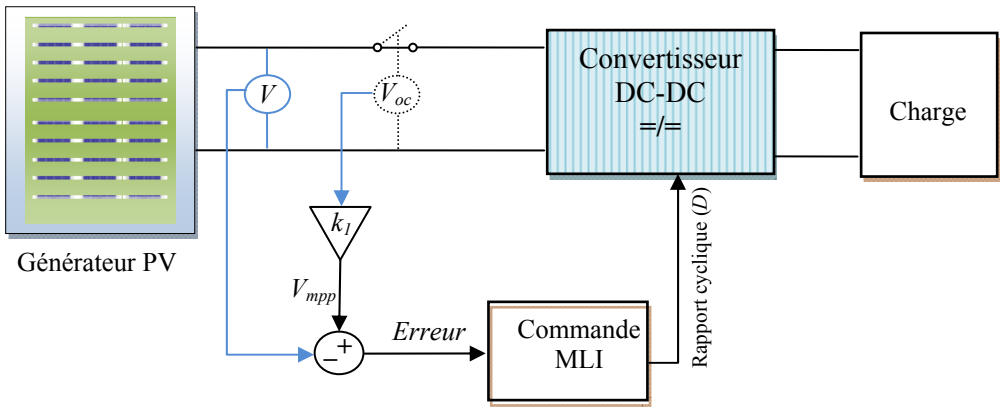


Figure. V. 3. Principe de la méthode de la tension de circuit ouvert.

V.2.4. La méthode du courant de court-circuit

Cette méthode est similaire à la méthode précédente; mais elle fonctionne avec le courant au lieu de la tension. Dans ce cas, le courant optimal I_{mpp} du générateur PV est un pourcentage fixe du courant de court-circuit I_{sc} dans différentes conditions atmosphériques [121, 123, 124, 143, 166],

$$I_{mpp} = k_2 I_{SC} \tag{V.9}$$

où k_2 est une constant de proportionnalité, et varie entre 0,78 et 0,92[143, 145, 166].

La mesure du courant I_{sc} pendant le fonctionnement pose des problèmes. Un commutateur supplémentaire doit généralement être ajouté au convertisseur de puissance pour court-circuiter périodiquement le générateur PV de telle sorte que I_{sc} puisse être mesurée en utilisant un capteur de courant[166]. Cela augmente le nombre de composants et le coût.

Pour garantir une bonne performance de cette méthode en présence de multiples maxima locaux, on peut mettre à jour le k_2 en balayant périodiquement la tension du générateur PV du point de circuit ouvert jusqu'au point de court-circuit [123, 168].

V.3. Techniques MPPT intelligentes

V.3.1. Technique MPPT à base de la logique floue

La logique floue a reçu beaucoup d'attention d'un certain nombre de chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance. La logique floue ou de la théorie des ensembles flous est une nouvelle méthode de commande MPPT pour atteindre le point de puissance maximale du générateur photovoltaïque. La commande par logique floue est assez facile à implémenter, car elle ne nécessite pas de modèle mathématique exact du système. Le régulateur MPPT flou est composé de trois composantes de base, fuzzyfication, moteur d'inférence, et défuzzyfication, comme le montre la figure. V.4 [136].

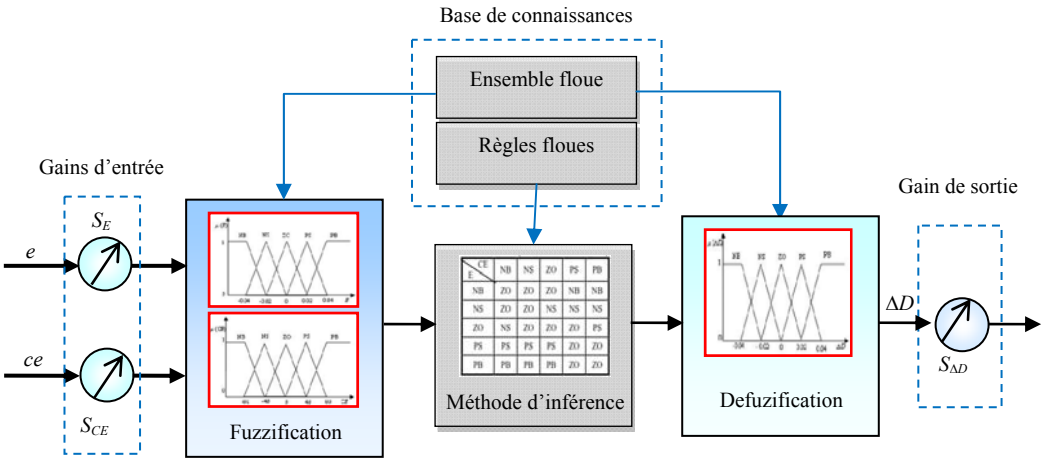


Figure. V. 4. Structure du régulateur flou.

V.3.1.1.La fuzzification

La fuzzification permet de transformer les variables réelles en variables floues. La tension (V) et le courant (I) réels du générateur PV peuvent être mesurés en continu et la puissance peut être calculée ($P = V \times I$).Les variables d'entrée du régulateur flou proposée sont : l'erreur (E) et la variation de l'erreur (CE). À un instant d'échantillonnage k, ces variables sont exprimées comme suit: [132, 169]:

$$E(k) = \frac{P(k) - P(k-1)}{I(k) - I(k-1)} \tag{V.10}$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \tag{V.11}$$

Où $P(k)$ et $I(k)$ sont respectivement la puissance et le courant du générateur PV. La

variation du rapport cyclique (ΔD) d'un convertisseur DC-DC est utilisée comme une sortie du régulateur proposé.

Comme illustré en Figure. V.4, les variables d'entrée du régulateur flou (E, CE) sont déterminées à partir des signaux réels (e, ce) en multipliant par les gains (ou facteurs) d'échelle correspondants (S_E, S_{CE}), puis converties en variables linguistiques tels que GB (grand positif), PP (petit positif), Z0 (zéro), PN (petit négatif), GN (grand négatif) en utilisant des sous-ensembles flous de base.

La Figure. V.5 montre les fonctions d'appartenance des cinq sous-ensembles flous pour les variables d'entrée et de sortie. Toutes ces fonctions sont de forme triangulaire afin de simplifier le traitement informatique.

L'entrée $E(k)$ montre si le point de fonctionnement à l'instant k se trouve sur la gauche ou sur la droite du MPP dans la caractéristique *P-I* de générateur PV, tandis que l'entrée *CE(k)* exprime le sens de déplacement de ce point. Par conséquent, la commande est effectuée en modifiant le rapport cyclique (ΔD) en fonction de la pente $E(k)$ afin de ramener le point de fonctionnement au point maximum où la pente est nulle.

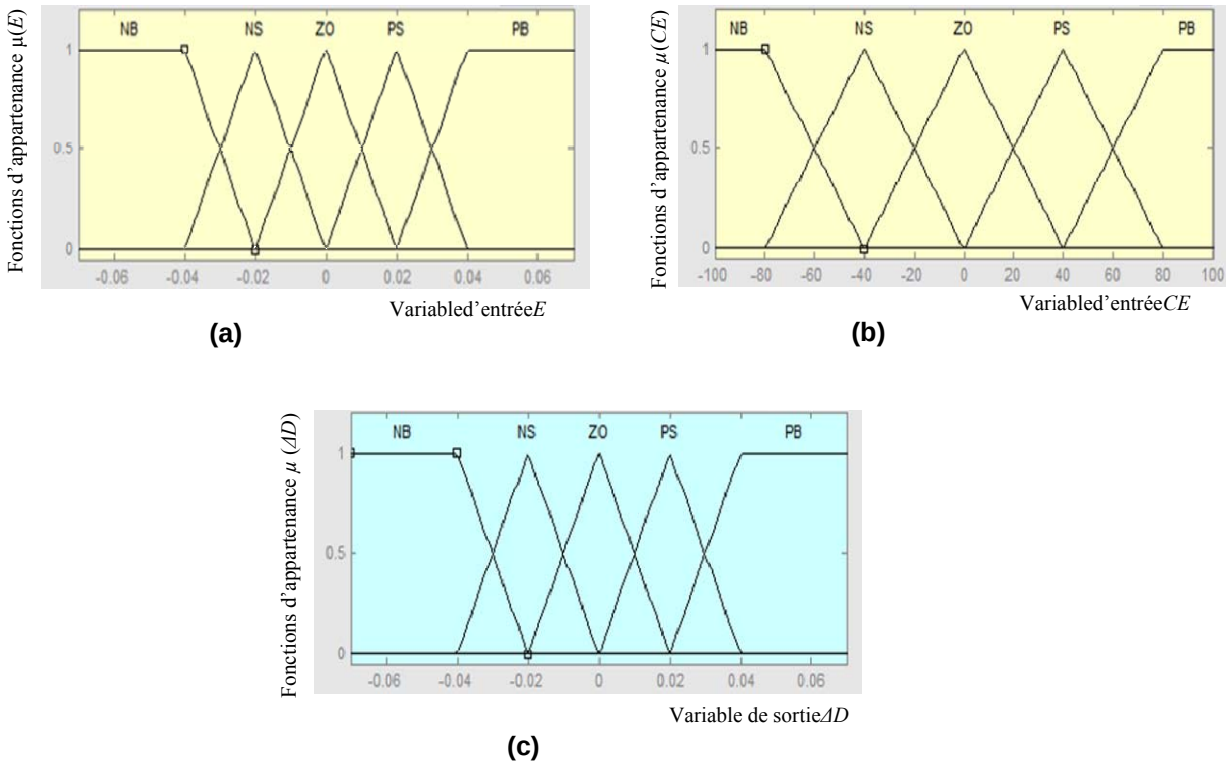


Figure. V. 5. Fonctions d'appartenance pour: (a) Variable d'entrée E, (b) Variable d'entrée CE, (c) variable de sortie ΔD.

V.3.1.2. Moteur d'inférence flou

Le moteur d'inférence applique les règles aux entrées floues (celles qui ont été générées par le processus de fuzzification) pour déterminer les sorties floues. Par conséquent, avant que les règles ne puissent être évaluées, les valeurs d'entrée 'crisp' doivent être fuzzifiées pour obtenir les valeurs linguistiques correspondantes (qui sont nécessaires pour déterminer les règles actives) et le degré auquel chaque partie de l'antécédent a été satisfaite pour chaque règle [134]. Le Tableau. V.3 présente les règles du régulateur flou, où toutes les entrées de la matrice sont des ensembles flous de l'erreur (*E*), le changement de l'erreur (*CE*) et le changement de rapport cyclique (ΔD) au convertisseur.

Les règles floues de commande incluses dans le Tableau. V.3 peuvent être présentées en graphique *3-dimensions* (*3-D*) comme le montre la figure. V.6. (a). Ces règles sont utilisées pour la commande du convertisseur DC-DC tel que le MPP du générateur PV soit atteint.

Comme illustré dans le Tableau. V.3, l'idée principale des règles est d'apporter le point de fonctionnement au MPP en augmentant ou en diminuant le rapport cyclique selon la position du point de fonctionnement par rapport au MPP. Si le point de fonctionnement est éloigné du MPP, le rapport cyclique sera augmenté ou diminué largement.

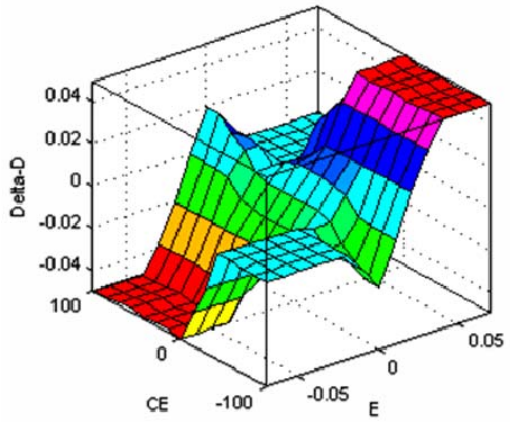
La Figure. V.6 (b) montre un exemple de règle de contrôle: si *E* est GP et *CE* est GN alors ΔD est GP. Cela implique que si le point de fonctionnement est éloigné du MPP vers le côté gauche et le changement de pente dans caractéristique *P-I* est grand dans la direction opposée, il faudrait augmenter largement le rapport cyclique.

La commande floue utilise généralement l'une des méthodes d'inférence suivantes: Max-Min, Max-Prod et Somme-Prod. Dans ce chapitre, la méthode d'inférence de Mamdani [170], qui est la combinaison floue Max-Min, est utilisée.

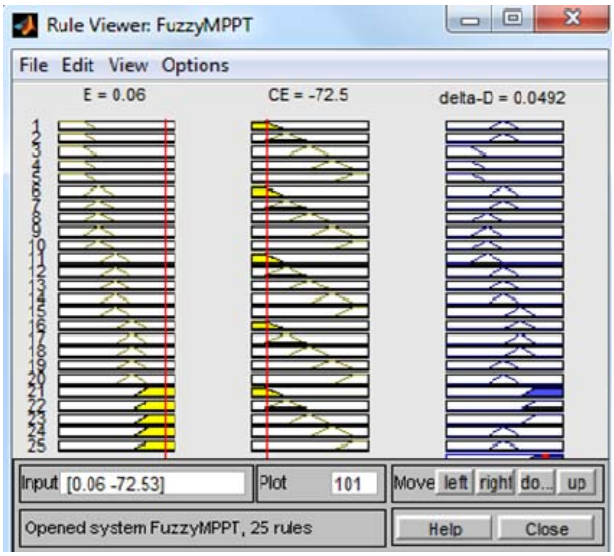
Tableau. V. 3. Base de règles du régulateur flou.

E	*CE*				
	GN	PN	ZO	PP	GP
GN	ZO	ZO	GN	GN	GN
PN	ZO	ZO	PN	PN	PN
ZO	PN	ZO	ZO	ZO	PP
PP	PP	PP	PP	ZO	ZO
GP	GP	GP	GP	ZO	ZO

Si *E* est GP et *CE* est GN Alors ΔD est GP



(a)



(b)

Figure. V. 6. (a): Un aperçu des règles de commande floue, (b): La fenêtre « Ruleviewer » du contrôleur MPPT flou sur Matlab.

V.3.1.3. La défuzzification

On a constaté que la méthode d'inférence fournit une fonction pour la variable d'appartenance résultante; il s'agit donc d'une information floue. Puisque le convertisseur DC-DC nécessite un signal de commande *D* précis à son entrée, il est nécessaire de transformer cette information floue en une information déterministe, cette transformation est appelée défuzzification.

Les méthodes les plus utilisées pour la défuzzification sont: le centre de la surface (centre of area, COA), la moyenne des maxima (MOM) et la méthode du critère maximal (MCM) [171, 172].

Dans ce travail, la défuzzification est effectuée en utilisant la méthode de la détermination du centre de gravité (COA) du dernier ensemble flou combiné.

Le dernier ensemble flou combiné est défini par l'union de tous les ensembles flous produits par les règles floues en utilisant la méthode d'agrégation maximale [170, 173].

Dans ce travail, la méthode COA est utilisée pour déterminer la sortie de régulateur flou (ΔD), qui peut être exprimée comme suit:

$$\Delta D(k) = \frac{\sum_{j=1}^{n} \mu\left(\Delta D_j(k)\right) \cdot \Delta D_j(k)}{\sum_{j=1}^{n} \mu\left(\Delta D_j(k)\right)} \tag{V.12}$$

La sortie du régulateur flou est le changement du rapport cyclique $\Delta D(k)$, qui est converti en rapport cyclique $D(k)$ par:

$$D(k) = D(k-1) + S_{\Delta D} \cdot \Delta D(k) \tag{V.13}$$

V.3.2. Technique MPPT à base des Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)

V.3.2.1. Principe et définition

En général, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées $x_1, x_2, \ldots, x_n$ (qui sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones) et une seule sortie (Figure. V.7). Son traitement consiste à affecter à sa sortie y_i le résultat d'une fonction de seuillage f (dite aussi la fonction d'activation).

$$y_i = f(a_i) = f\left(\left[\sum_{j=1}^{n} w_{ij} * x_j\right] + b_i\right) \tag{V.14}$$

Où a_i : est l'état d'activation du neurone, f : est la fonction d'activation du neurone, b_i : le biais (représentant le seuil interne du neurone). Les paramètres w_{ij} reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids.

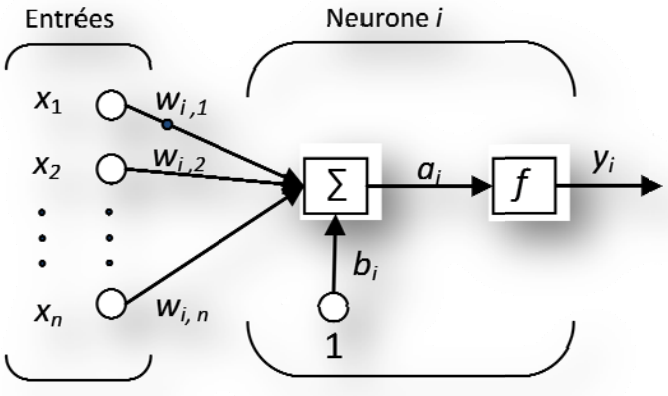


Figure. V. 7. Représentation d'un neurone artificiel.

Un réseau de neurones artificiels (RNA) est un ensemble d'éléments de traitement d'information (neurones élémentaires), avec une topologie spécifique d'interconnexions entre ces éléments et une loi d'apprentissage pour adapter les poids de connexions. Un très grand nombre de modèles et d'architectures de réseau existent [174, 175].

V.3.2.2. Prédiction du MPP à base des RNA

Les RNA peuvent être classés en deux grandes catégories en fonction de leurs structures de connexion: Les réseaux 'Feed-forward'' (ou non-récurrents) et les réseaux ''Feedback'' de rétroaction (ou récurrente).

Les réseaux ''feed-forward'' sont le type le plus couramment utilisé, principalement en raison de la difficulté d'apprentissage des réseaux de rétroaction, malgré ce dernier sont plus appropriés pour représenter des systèmes dynamiques [176].

Les Perceptrons Multicouches (MLP) sont les réseaux de neurones les plus connus [177]. Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type feedforward, c'est à dire à propagation directe. Dans notre cas, pour modéliser un générateur photovoltaïque (MSX60), nous proposons un réseau MLP à trois couches (comme montré sur la Figure. V.8):

- La première est celle des entrées (l'irradiation G_a et la Température T_a).
- La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde (*tansig*).
- La troisième, constituée ici par trois neurones (V_{mpp}, I_{mpp}, P_{max}), est la couche de sortie. Ses fonctions d'activation sont du type linéaire (*purelin*).

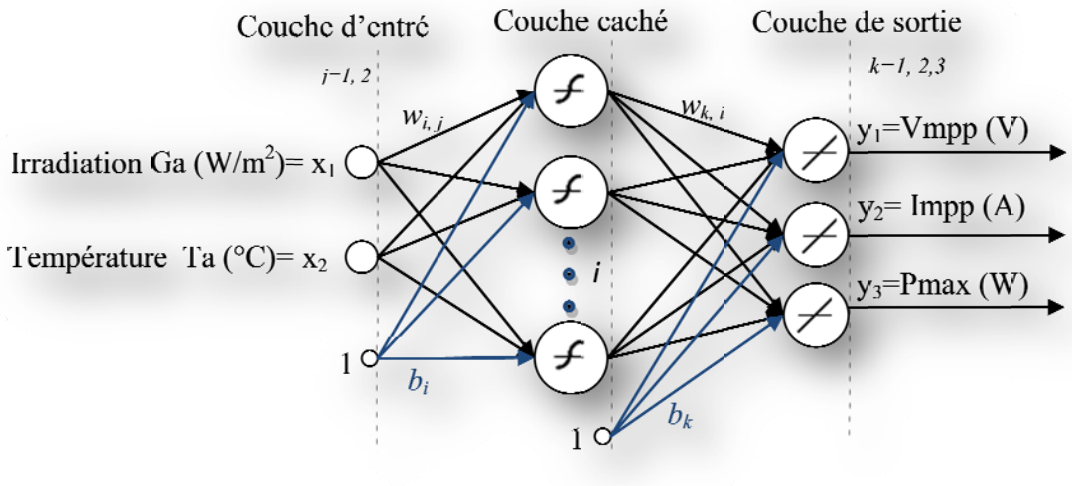


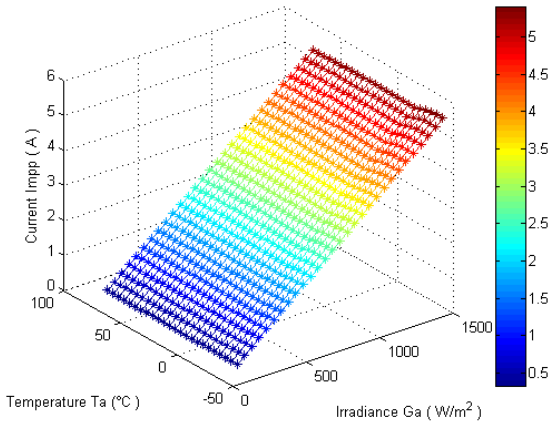
Figure. V. 8. Modèle de réseaux de neurone MLP pour identification de MPP.

V.3.2.3. L'apprentissage du réseau

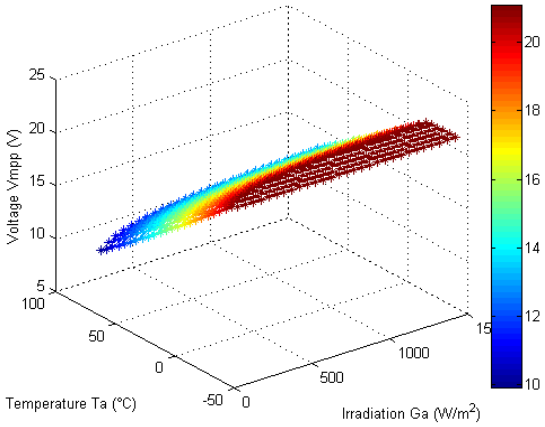
La retro-propagation est la méthode d'apprentissage supervisée le plus utilisée pour ajuster les poids et les biais d'un réseau MLP (de manière à satisfaire un critère d'optimisation). Dans cette méthode, l'erreur entre les deux sorties (sortie désirée et sortie du réseau) est calculée. Elle est utilisée pour corriger les poids $w_{k,i}$ (et les biais b_k) de la couche de sortie puis par rétro-propagation de l'erreur, des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids w_{ij} (et des bais b_i) de la couche cachée.

Les variables d'entrée du réseau MLP peuvent être des paramètres du générateur PV comme la tension V_{oc} et le courant $I_{sc,}$ des données atmosphériques comme la température et l'ensoleillement, ou toute combinaison de ceux-ci. La sortie est généralement une ou plusieurs signaux de référence. Dans notre cas, les donnés d'apprentissage (entrées et sorties désirées correspondantes) sont obtenues en utilisant le modèle mathématique de GPV présenté dans le chapitre. II. Pour cela, on a proposé un ensemble de figures 3-D pour couvrir les situations les plus probables d'ensoleillement G_a, et de température T_a (qui sont les variables d'entrée), avec les points de fonctionnement désirées correspondants (V_{mpp}, I_{mpp}, P_{max}) comme il a été montré sur la Figure. V.9.

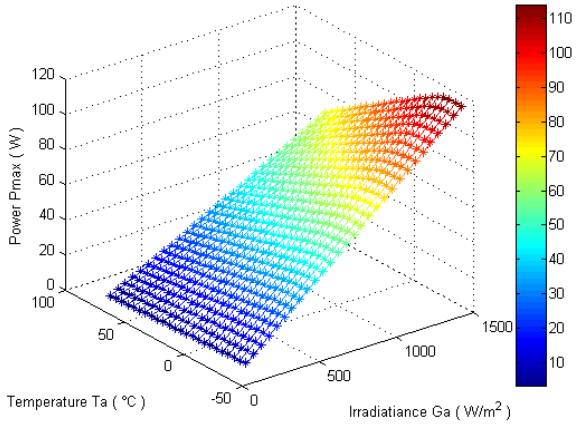
On peut voir sur cette figure que la corrélation entre la tension optimale V_{mpp} (le courant I_{mpp}, la puissance P_{max}) et l'ensoleillement/température est non linéaire. De cette propriété, la poursuite du point de puissance optimale en utilisant une technique intelligente à base de RNA peut donner une solution très prometteuse. L'apprentissage a été effectué à l'aide du logiciel Matlab avec l'algorithme de rétro-propagation de Levenberg-Marquardt (L-M). L'algorithme L-M montre une convergence plus rapide et une meilleure précision que d'autres algorithmes [178-180]. Bien que l'algorithme L-M nécessite un espace mémoire important dans la phase d'apprentissage, cet algorithme est préférable pratiquement. Les résultats d'apprentissage sont montrés sur la Figure. V.10.



(a)



(b)



(c)

Figure. V. 9. (a)le courant I_{mpp}, (b) la tension V_{mpp}, (c) la puissance P_{max} pour l'ensoleillement *Ga* varie (de 100 à 1500W/m^2) et la température *Ta* (de -40 à 75^{o}C) pour le module solaire MSX60.

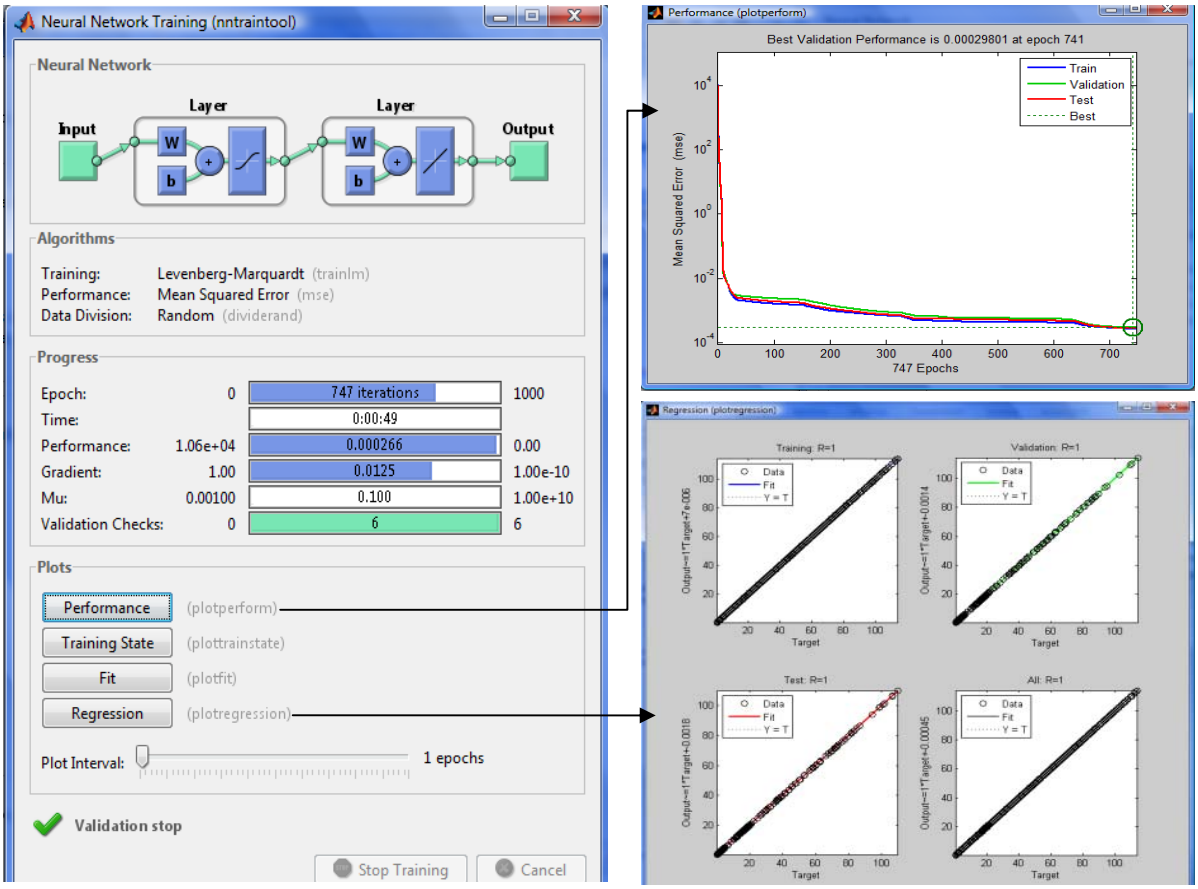


Figure. V. 10. Résultats d'apprentissage de bock RNA.

V.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude sur les différentes techniques de poursuite de point de puissance maximale (MPPT).

Les techniques MPPT peuvent être classées en méthodes directes et indirectes. Les méthodes indirectes, comme les méthodes à base de la tension en circuit ouvert et du courant de court-circuit, nécessitent une connaissance préalable des caractéristiques de module PV, ou sont basées sur des relations mathématiques qui ne répondent pas à toutes les conditions météorologiques. Par conséquent, ils ne peuvent pas suivre précisément le MPP du module PV à tout ensoleillement et température de la cellule.

D'autre part, les méthodes directes fonctionnent dans toutes les conditions climatiques. Les méthodes directes les plus utilisées sont: la méthode P&O, la méthode IncCond, et la méthode MPPT floue. Les méthodes P&O et IncCond sont compatibles avec n'importe quel générateur PV, elles ne nécessitent pas d'informations sur le module PV, et sont simples à implémenter sur un contrôleur numérique.

En outre, les méthodes MPPT peuvent être classées en méthodes conventionnelles et méthodes intelligentes. Les techniques intelligentes (c.à.d. les méthodes MPPT à base de la logique floue (FL) et des réseaux de neurones artificiels (RNA)) sont plus efficaces. Elles ont une réponse rapide, mais elles sont plus complexes par rapport aux techniques classiques qui sont généralement simples, pas chers et moins efficaces.

Chapitre 6 :

Résultats de simulation et comparaison

VI.1. Introduction

Compte tenu des possibilités offertes en matière de modélisation et de simulation pour les systèmes dynamiques, et de la simplification d'implantation des modèles grâce à son interface graphique, et de l'implémentation facile des contrôleur intelligents (à base de la logique Floue (FL) et des Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)), grâce aux blocs disponibles, l'étude en simulation de notre système a été réalisée par le logiciel Matlab/Simulink.

Comme montré en Figure.VI.1, le système PV étudié se compose d'un générateur PV, un convertisseur DC-DC buck avec un contrôleur MPPT connecté à la charge (batterie).

En vue d'examiner les améliorations que présentent les méthodes MPPT intelligentes (FL, RNA), une étude comparative avec les méthodes dites conventionnelles (P&O, IncCond,...) a été effectuée dans ce chapitre.

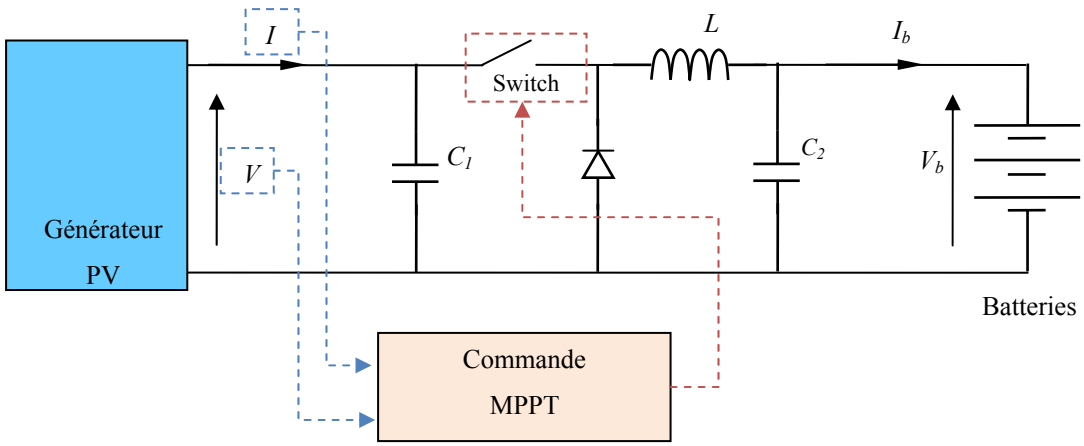


Figure. VI. 1. Schéma représentant le système PV autonome étudié.

VI.2. Simulation des composants du système PV

Le système PV commandé par MPPT est simulé avec la combinaison des sous-ensembles représentés en Figure VI.1. Les différents blocs de sous-ensemble représentent les parties physiques réelles du système PV étudié. Leurs modèles sont basés sur les équations présentées en chapitres II, III, IV et V.

VI.2.1. Le générateur PV

Le modèle mathématique de générateur PV a été présenté au chapitre II (paragraphe. II.5) et donné par l'équation (II.7) comme:

$$I = N_P I_{ph} - N_P I_o \left[\exp \frac{V + R_S \left(\frac{N_S}{N_P} \right) I}{N_S a V_T} - 1 \right] - \frac{V + R_S \left(\frac{N_S}{N_P} \right) I}{\left(\frac{N_S}{N_P} \right) R_P}$$

Le module PV considéré dans la simulation est le MSX-60, dans lequel les données du module PV sont indiquées dans le Tableau.VI.1 [65] . Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du générateur PV basé sur ce modèle est montré en Figure.VI.2.

Tableau. VI. 1. Caractéristiques électriques du module PV MSX-60.

Caractéristiques Electriques	Valeurs
Tension en circuit ouvert (V_{OC})	21.1 V
Courant de court-circuit(I_{SC})	3.8 A
Tension de fonctionnement optimale (V_{mpp})	17.1 V
Courant de fonctionnement optimal (I_{mpp})	3.5 A
Puissance maximale (P_{max})	60 W
Coefficient de température de courant I_{SC}, (Ki)	(0.065±0.015) %/°C
Coefficient de température de tension V_{OC}, (Kv)	-(80±10) mV/°C

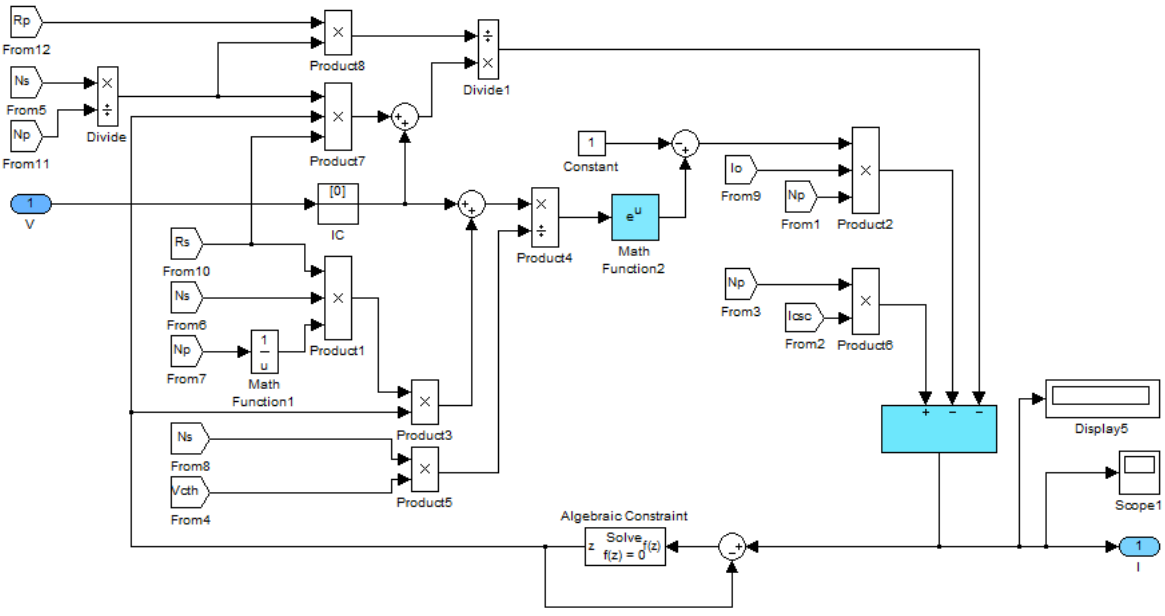


Figure. VI. 2. Modèle Simulink du générateur PV**.**

VI.2.2. Le convertisseur DC-DC

Le convertisseur buck [71] est utilisé pour convertir le niveau élevé de la tension continue d'entrée de la batterie [119]. Les équations de base du convertisseur dévolteur ont été données au paragraphe III.2.1.1 par les équations (III.1)-(III.3) pour l'intervalle de temps DT_S et par (III.4)-(III.6) pour l'intervalle $(1\text{-}D)T_S$. Elles peuvent être employées pour obtenir une description moyennée du système à l'aide de l'expression (III.55).

$$i_b = i_L - C_2 \cdot \frac{dv_b}{dt} \tag{VI.1}$$

$$i_L = \frac{1}{d}\left(i - C_1 \frac{dv}{dt} \right) \tag{VI.2}$$

$$v = \frac{1}{d}\left(v_b - L \frac{di_L}{dt} \right) \tag{VI.3}$$

Ces équations ((VI.1) à (VI.3)) peuvent alors être implémentées sur Simulink® pour former un modèle de simulation du convertisseur dévolteur comme représenté en Figure VI.3. La forme choisie des équations (VI.1)-(VI.3) permet l'utilisation de la tension de sortie v du convertisseur comme une entrée directe au modèle discuté préalablement du générateur PV. De la même manière le courant de sortie i_b de convertisseur peut être utilisé comme une entrée directe au bloc de simulation de la batterie.

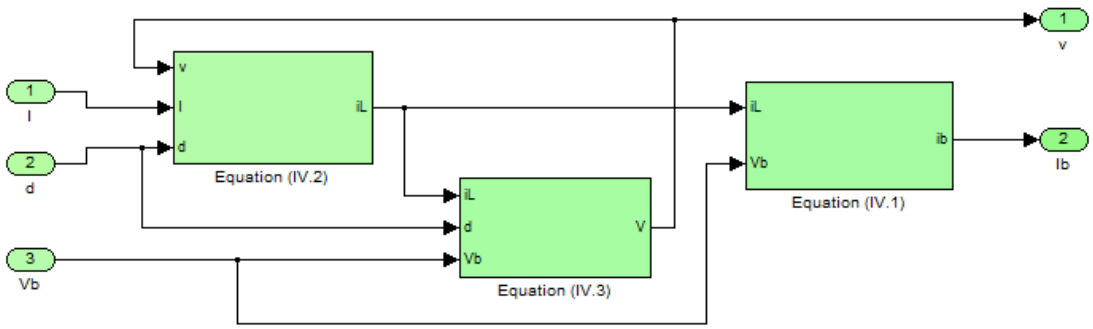


Figure. VI. 3. Implémentation sur Simulink du convertisseur Buck.

VI.2.3. La batterie de stockage

Un modèle de circuit équivalent d'une batterie acide-plomb a été présenté au paragraphe IV.6 (Figure. IV.5). Une description mathématique a été donnée et une fonction de transfert sous une forme simple (équation (IV.12)) a été dénotée comme impédance de batterie:

$$Z(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

Où les coefficients a_i et le b_j sont donnés par leur expression (IV.13).

Pour la simulation, cette équation est représentée sous forme de bloc de fonction de transfert, avec les coefficients des polynômes donnés directement (Figure.VI.4).

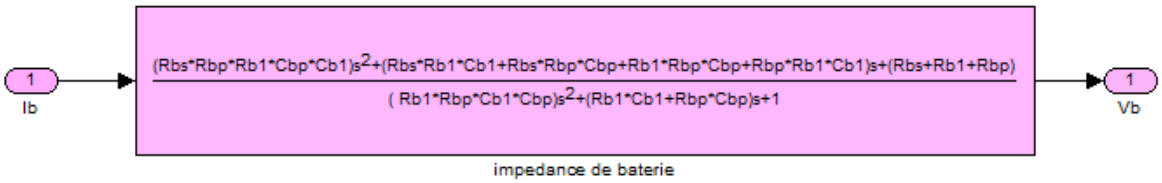


Figure. VI. 4. Bloc de simulation de la batterie**.**

VI.3. Implémentation des méthodes MPPT

La simulation est la seule manière d'évaluer les performances d'une commande numérique à rétroaction dans un système analogique avant de construire un prototype réel. Ainsi la simulation (par Simulink) fournit le moyen d'évaluer les diverses techniques MPPT (classiques et avancés) et d'analyser leurs comportements sous les mêmes conditions précises de fonctionnement.

Tous les systèmes MPPT simulés commandent directement l'entrée MLI (modulation de la largeur d'impulsion, en anglais: PWM (pulse width modulation) du convertisseur DC-DC en ajustant son rapport cyclique *D*.

VI.3.1. Implémentation des méthodes MPPT classiques

La présente section montre l'implémentation sur Simulink des techniques MPPT classiques présentées au chapitre V.

Ces techniques sont :

- La technique MPPT à base de la tension de circuit ouvert ("Voc").
- La technique MPPT à base du courant de court circuit ("Isc").
- La technique MPPT de perturbation et observation (P&O).
- La technique MPPT de la conductance incrémentale (IncCond).

VI.3.1.1. Implémentation de la méthode MPPT à base de la tension de circuit ouvert

L'algorithme MPPT à base de la tension de circuit-ouvert a été discuté au chapitre V (section. V.2.1). Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du système PV commandé par MPPT à base de la tension de circuit ouvert est montré en Figure.VI.5. Le bloc MPPT est présenté en Figure VI.6.

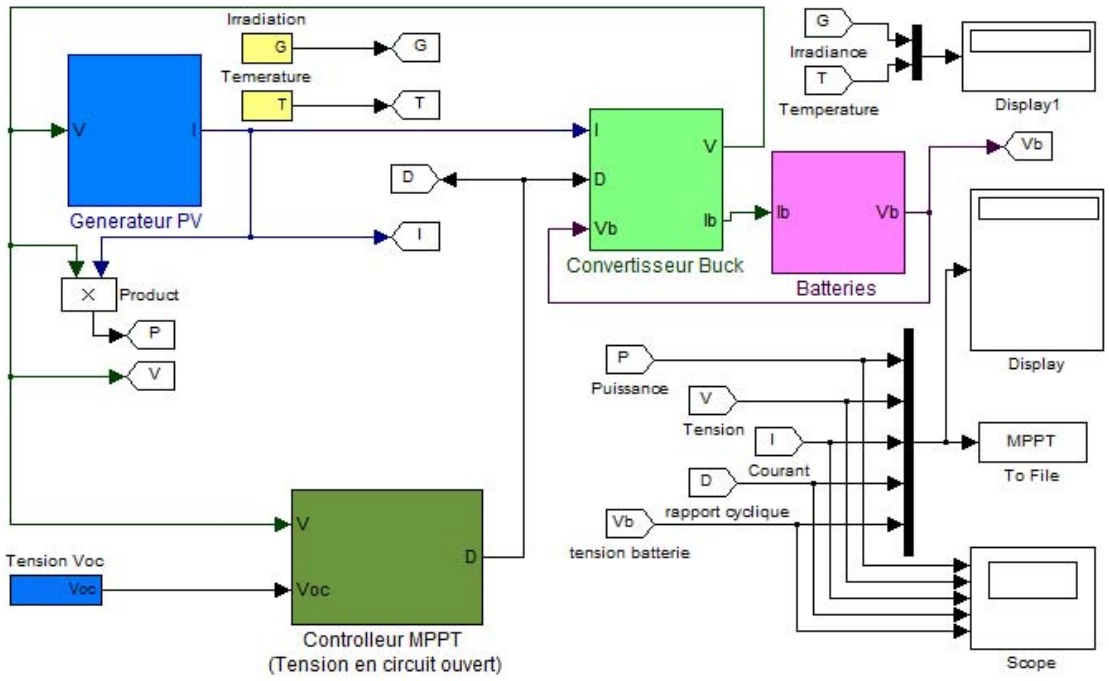


Figure. VI. 5. Implémentation du système PV à base de la technique MPPT de la tension en circuit ouvert ("Voc").

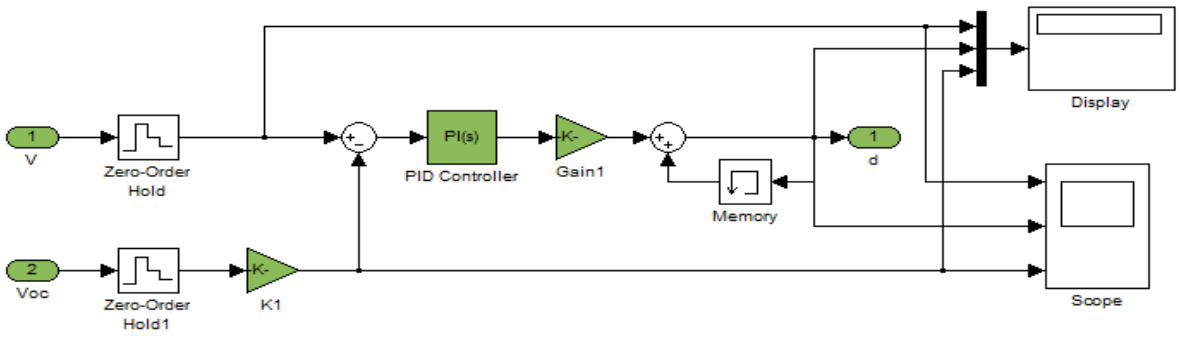


Figure. VI. 6. Implémentation de l'algorithme MPPT à base de la tension en circuit ouvert ("Voc").

VI.3.1.2. Implémentation de la méthode MPPT à base du courant de court circuit

L'algorithme MPPT à base du courant de court circuit a été discuté dans le chapitre V (section. V.2.2). Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du système PV commandé par MPPT à base du courant de court circuit est montré en Figure.VI.7. Le bloc MPPT est présenté en Figure VI.8.

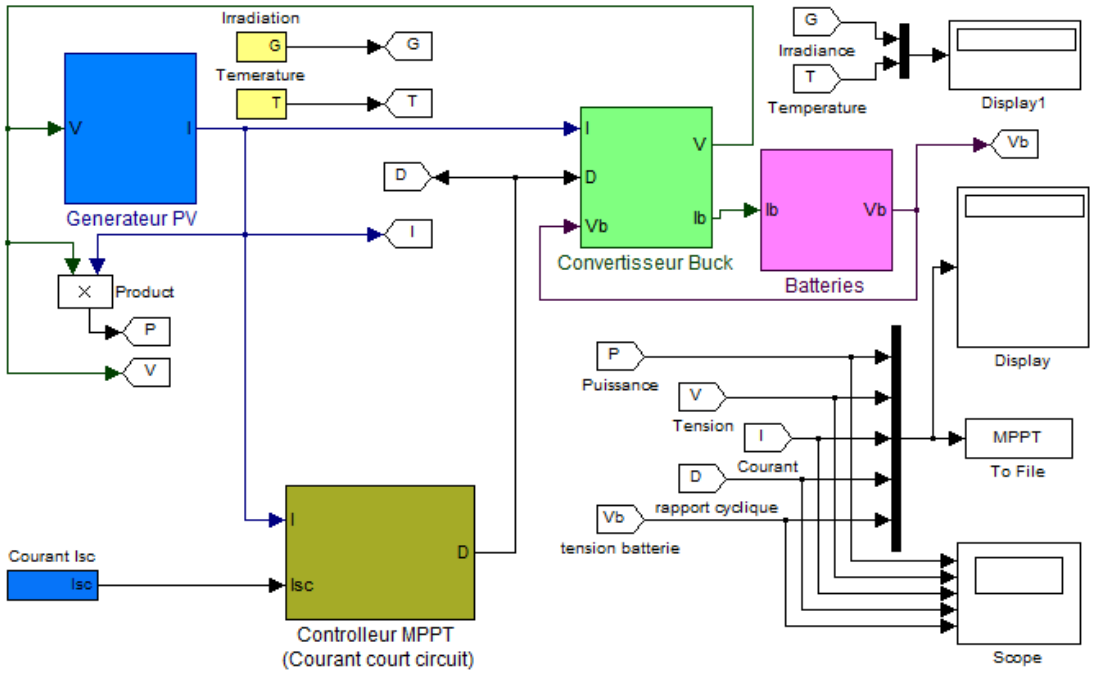


Figure. VI. 7. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT à base du courant de court-circuit ("Isc").

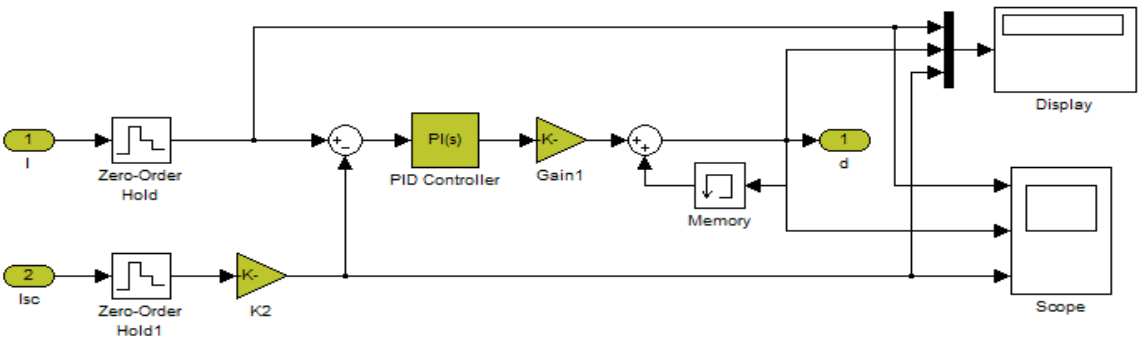


Figure. VI. 8. Implémentation de l'algorithme MPPT à base du courant de court circuit ("Isc").

VI.3.1.3. Implémentation de la méthode P&O

L'algorithme de perturbation et observation (P&O) a été discuté dans le chapitre-V (section. V.2.3). Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du système PV commandé par MPPT de P&O est montré en Figure.VI.9. Les blocs MPPT de P&O et de P&O amélioré, sont présentés en Figure.VI.10 et Figure.VI.11, respectivement.

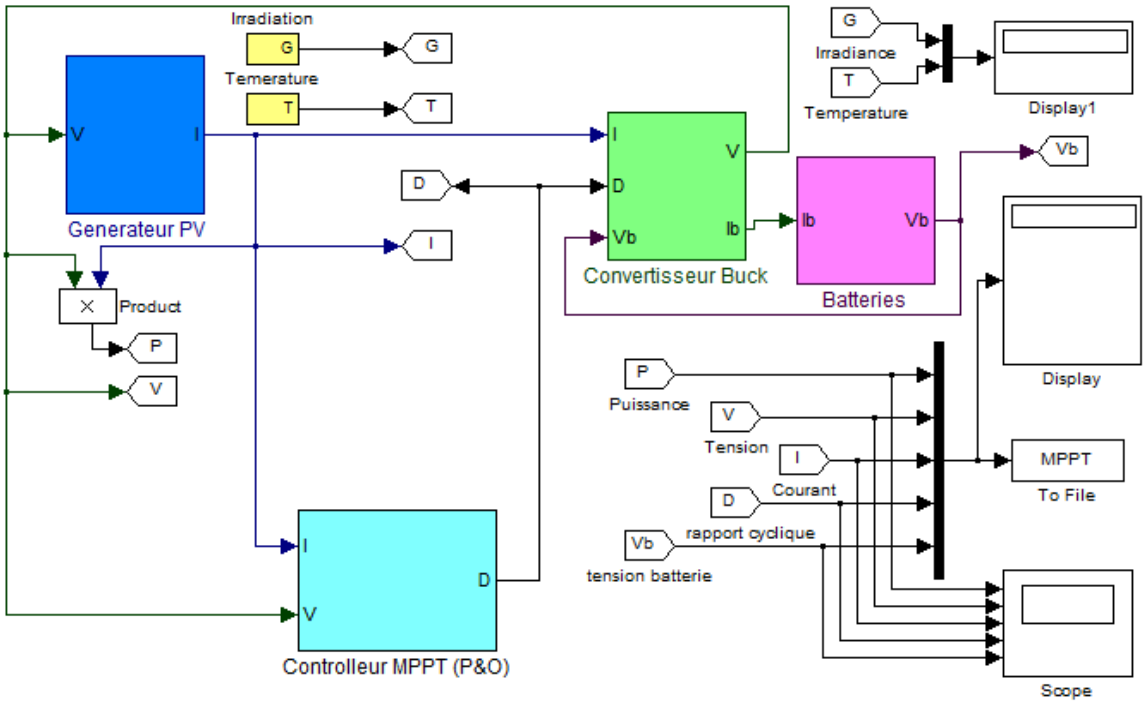


Figure. VI. 9. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT de Perturbation et observation (P&O).

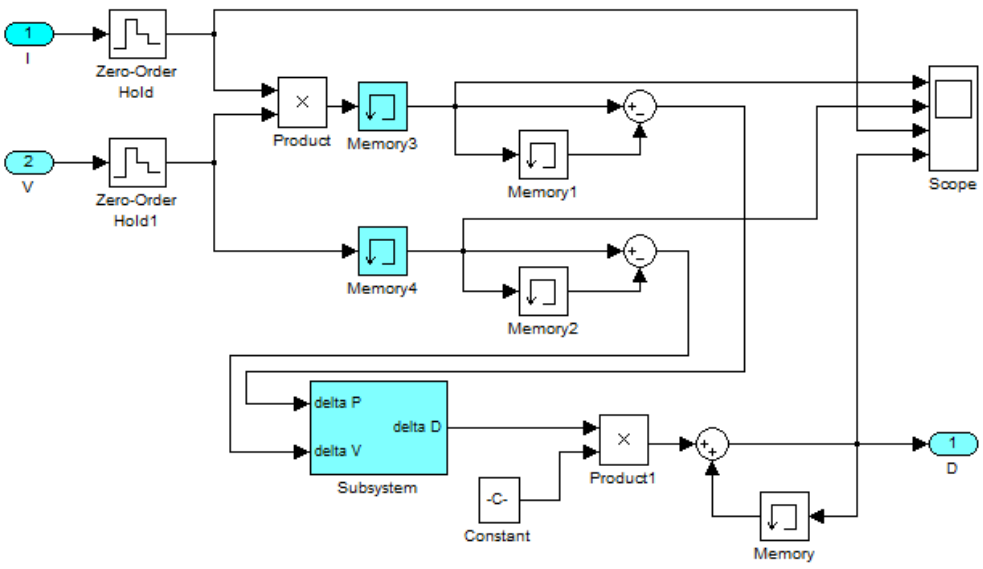


Figure. VI. 10. Implémentation de l'algorithme de P&O sur Simulink.

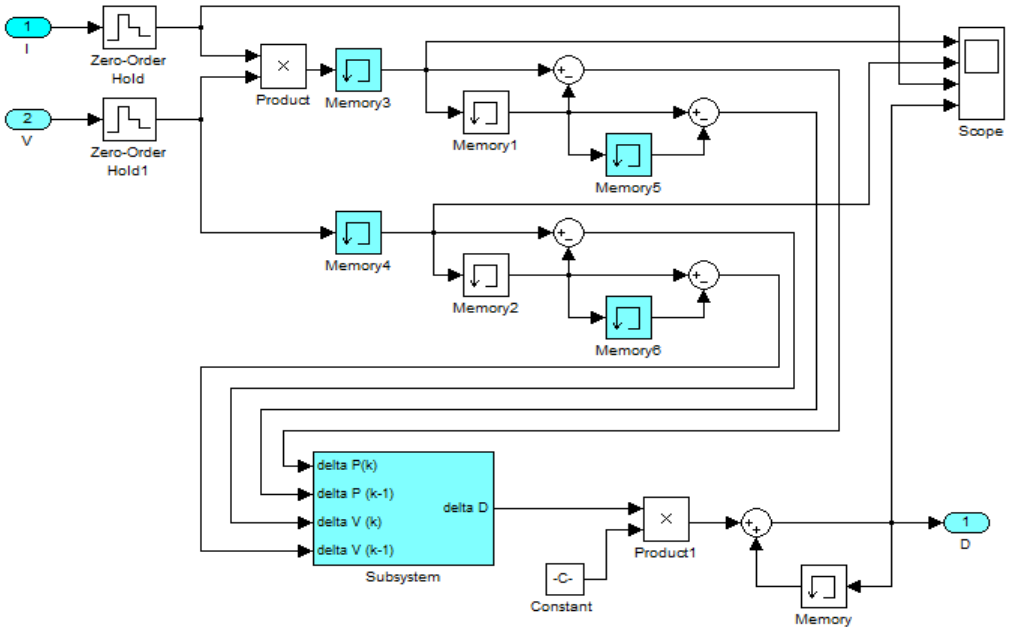


Figure. VI. 11. Implémentation de l'algorithme de P&O amélioré sur Simulink.

VI.3.1.4. Implémentation de la méthode IncCond

L'algorithme de la conductance incrémentale (IncCond) a été discuté au chapitre V (section. V.2.4). Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du système PV commandé par MPPT de IncCond est montré en Figure.VI.12. Les blocs MPPT de IncCond et de IncCond amélioré, sont présentés en Figure.VI.13 et Figure.VI.14, respectivement.

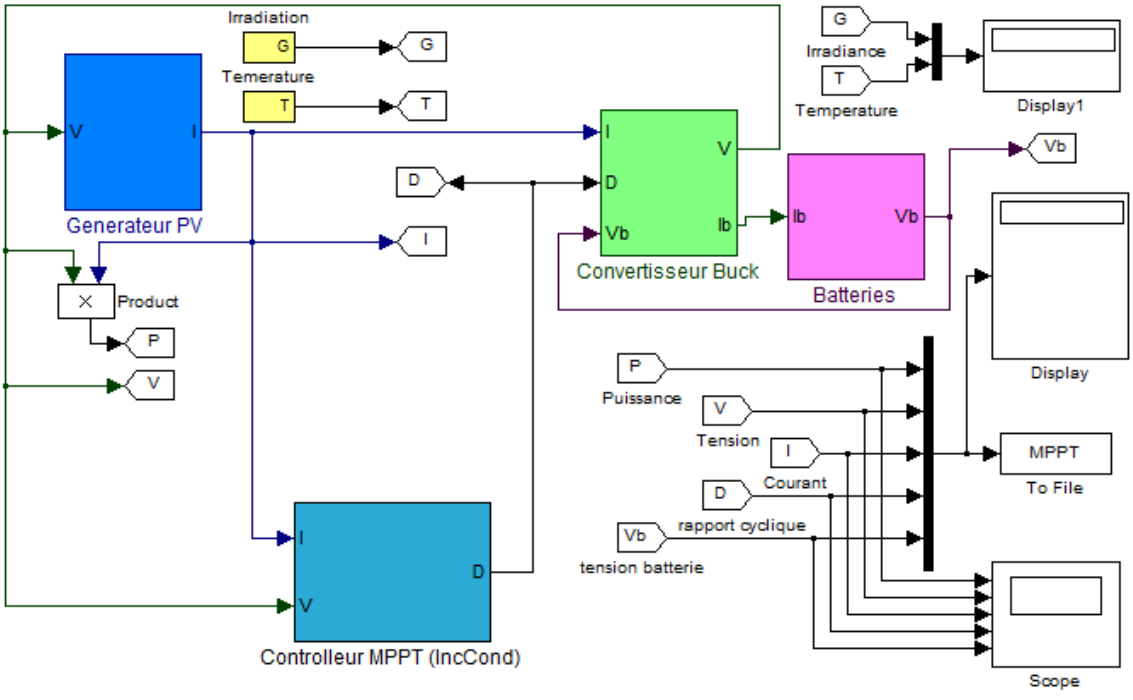


Figure. VI. 12. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT (IncCond).

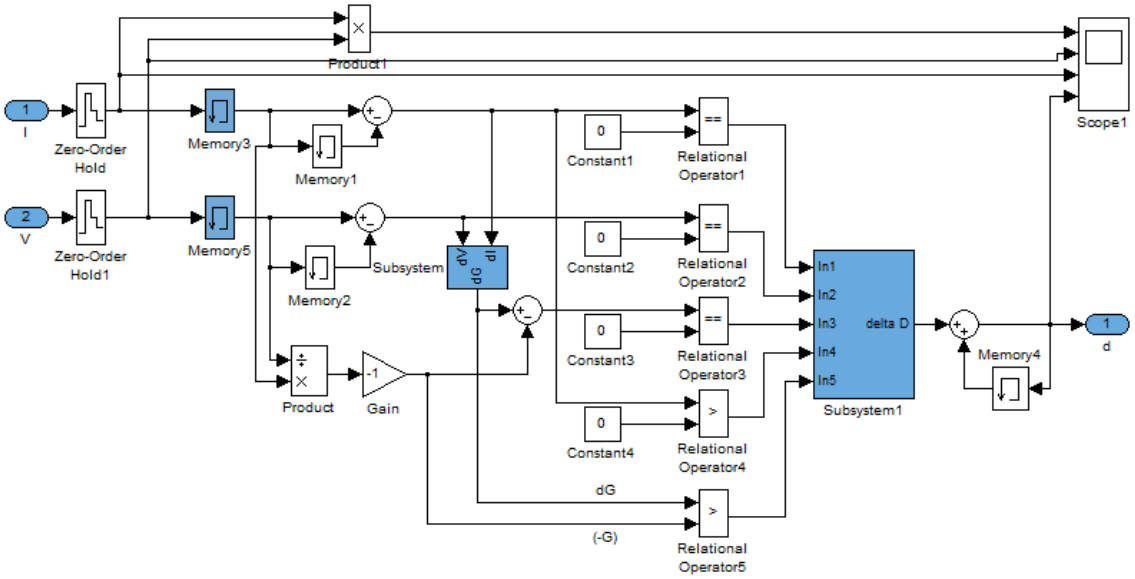


Figure. VI. 13. Implémentation de l'algorithme IncCond sur Simulink.

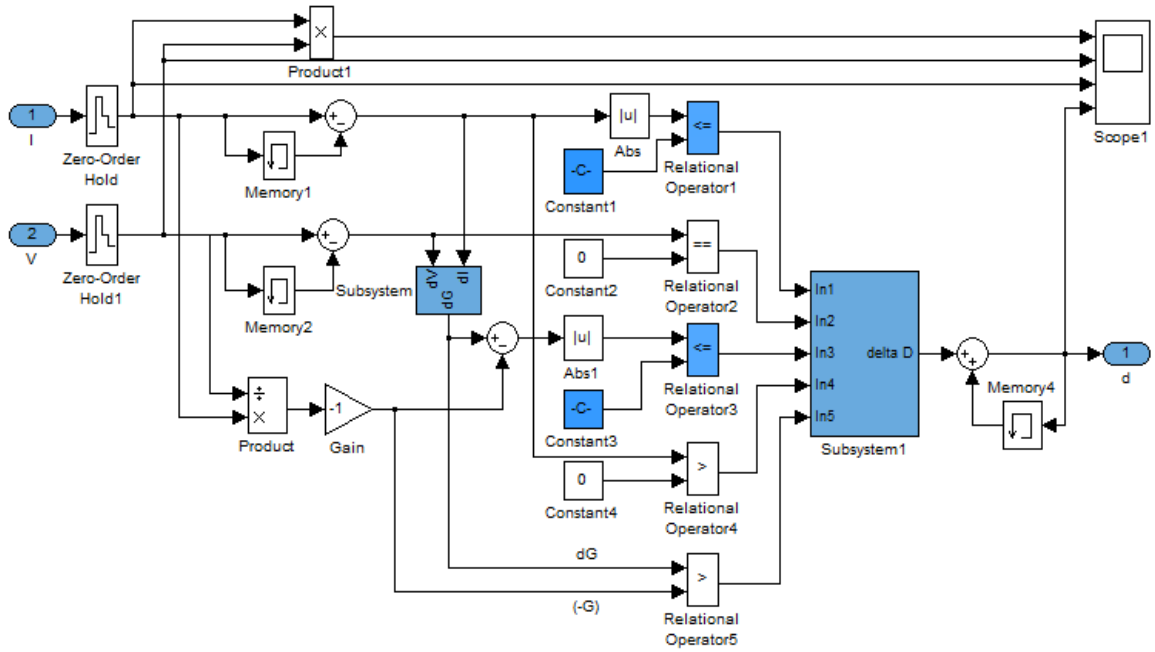


Figure. VI. 14. Implémentation de l'algorithme IncCond amélioré sur Simulink.

VI.3.2. Implémentation des méthodes MPPT avancés

La présente section montre l'implémentation sur Simulink des techniques MPPT avancées présentées au chapitre V. Ces techniques sont :

- La technique MPPT à base de la logique floue (FL).
- La technique MPPT à base des réseaux de neurones artificiels (RNA).

VI.3.2.1. Implémentation de la méthode MPPT à base de la logique floue (FL)

L'interface graphique de la boîte à outils « Fuzzy Logic Toolbx » de Matlab-Simulink est utilisé pour construire le contrôleur flou (Fuzzy logic controller « FLC ») [171, 181]. L'algorithme MPPT flou a été discuté au chapitre. V (section. V.3.1).

Le schéma fonctionnel (sur Simulink) du système PV commandé par MPPT floue est montré en Figure.VI.15. Le modèle du contrôleur MPPT flou est présenté en Figure. IV.16 [136].

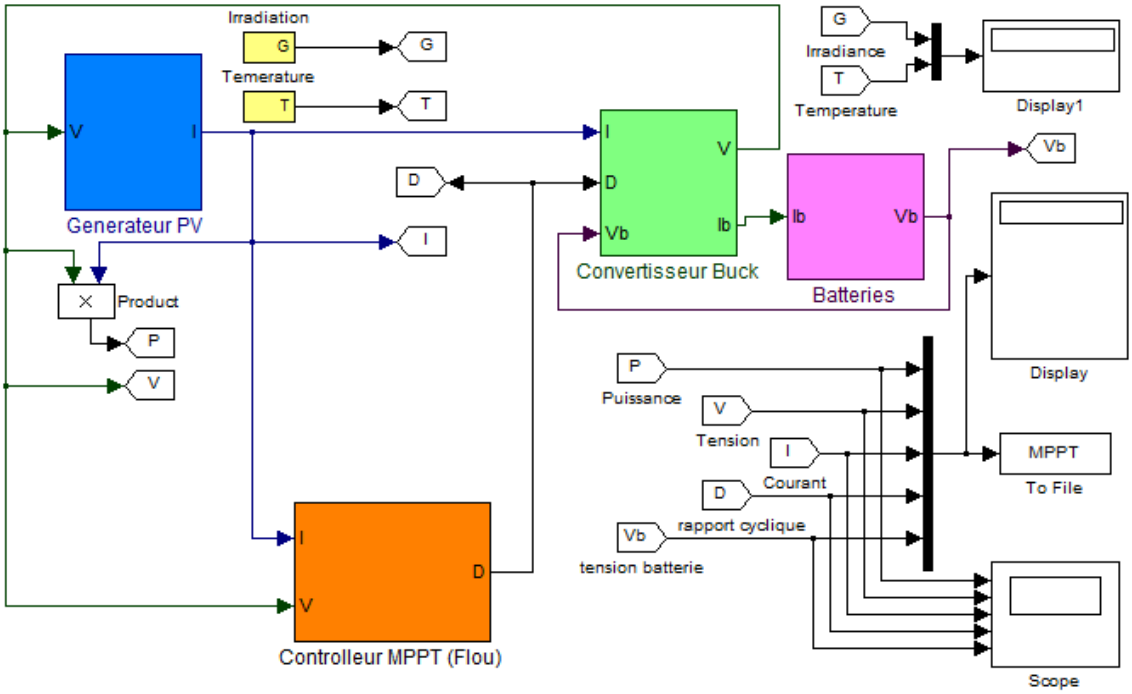


Figure. VI. 15. Implémentation sur Simulink® du système PV à base de la technique MPPT floue.

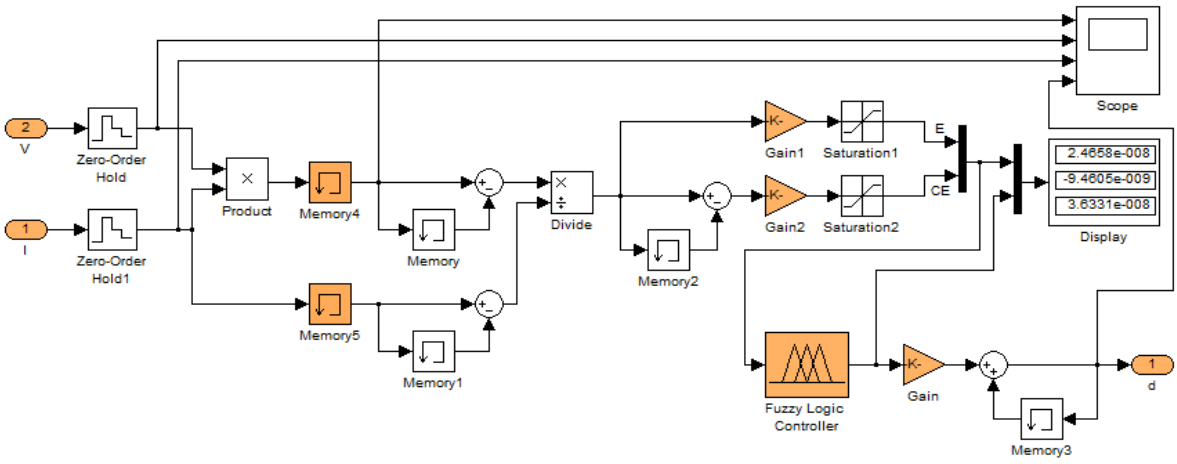


Figure. VI. 16. Implémentation du contrôleur MPPT flou sur Simulink.

VI.3.2.2. Implémentation de la méthode MPPT à base des RNA

La prédiction du MPP à base des réseaux de neurones artificiels (RNA) a été discutée au chapitre V (section. V.3.2). La Figure.VI.17 représente un système PV commandé par la technique MPPT à base de RNA. Dans ce cas, le bloc de RNA est employé pour obtenir la tension optimale V_{mpp}. Cette tension est comparée avec la tension de fonctionnement du générateur PV et l'erreur est introduite dans un contrôleur proportionnel intégral (PI) [182, 183] , ou un contrôleur flou [184]. Dans ce travail, le contrôleur flou est employé avec le bloc RNA pour réduire l'erreur en régime permanent et par conséquent pour ajuster le signal de commande (le rapport cyclique, *D*) du convertisseur DC-DC [182, 184].

Dans ce travail, nous avons présenté un modèle RNA qui peut identifier le MPP sous toutes conditions climatiques d'ensoleillement et température.

Le contrôleur flou (FLC) utilise la tension MPP estimée en tant que tension de référence pour générer le signal de commande désirée pour le convertisseur DC-DC.

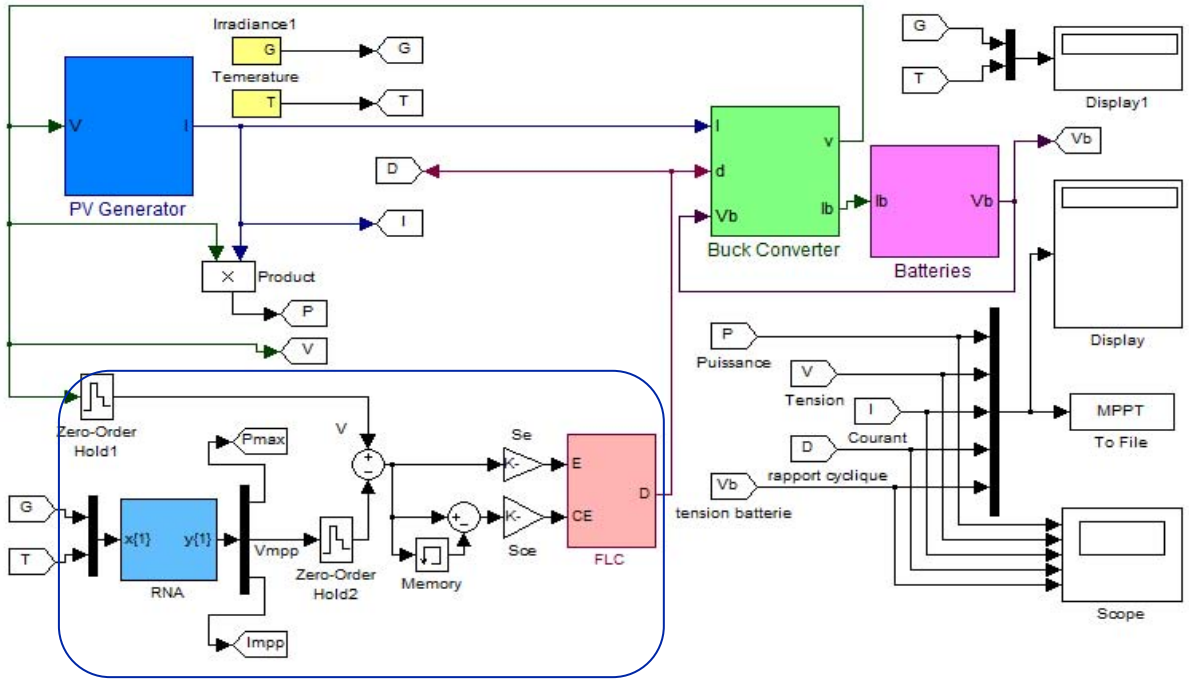


Figure. VI. 17. Implémentation sur Simulink du système PV à base de technique MPPT de RNA.

VI.4. Etude comparative des performances obtenues

Dans ce travail, les résultats de simulation obtenus par les techniques MPPT avancées (à base de la logique floue (FL) et des réseaux de neurone artificiels (RNA)), sont comparés à ceux obtenus en utilisant les techniques classiques (à base de la tension en circuit ouvert, courant de court circuit, P&O et Inc Cond). Les critères utilisés dans la comparaison sont:

- Le temps de réponse (rapidité).
- L'oscillation autour de MPP (précision et stabilité).
- Le rendement de poursuite (efficacité).

Les configurations de simulation sont exactement dans les mêmes conditions pour tous les algorithmes MPPT.

VI.4.1. Conditions environnementales stables

La Figure.18(a) montre la puissance du générateur photovoltaïque (P), la tension de fonctionnement (V), le courant (I), la tension de la batterie (V_b) et le rapport cyclique (D) commandé par la technique P&O en utilisant un convertisseur buck sous des valeurs données de la température de la cellule (T=45°C) et de l'ensoleillement (G=1000 W/m^2).

Dans ce cas, une fréquence d'échantillonnage de 10Hz est utilisée pour l'algorithme MPPT. Initialement, le rapport cyclique a été fixé à D = 0,7. Dans les 20s, la tension de la batterie V_b augmente rapidement pour atteindre 12,30V. Ensuite, malgré une augmentation de tension supplémentaire, le contrôleur P&O permet d'ajuster le rapport D très rapidement de sorte qu'une puissance de sortie stable soit atteinte. Après ce point, la puissance de sortie ne varie pas davantage puisque le générateur PV fonctionne dans des conditions stables.

La Figure.VI.18.(b) montre les résultats détaillés de la Figure.VI.18.(a). Elle montre clairement l'oscillation continue du point de fonctionnement autour du point de puissance maximale (MPP). Ceci est le résultat de la perturbation continue de la tension de fonctionnement (V) afin d'atteindre le MPP. Cette oscillation continue est fondamentale pour la technique P&O. En outre, on peut observer que le signal de puissance (P) alterne entre deux minima différents. Ceci est dû à deux pentes différentes de la caractéristique puissance-tension (P-V).

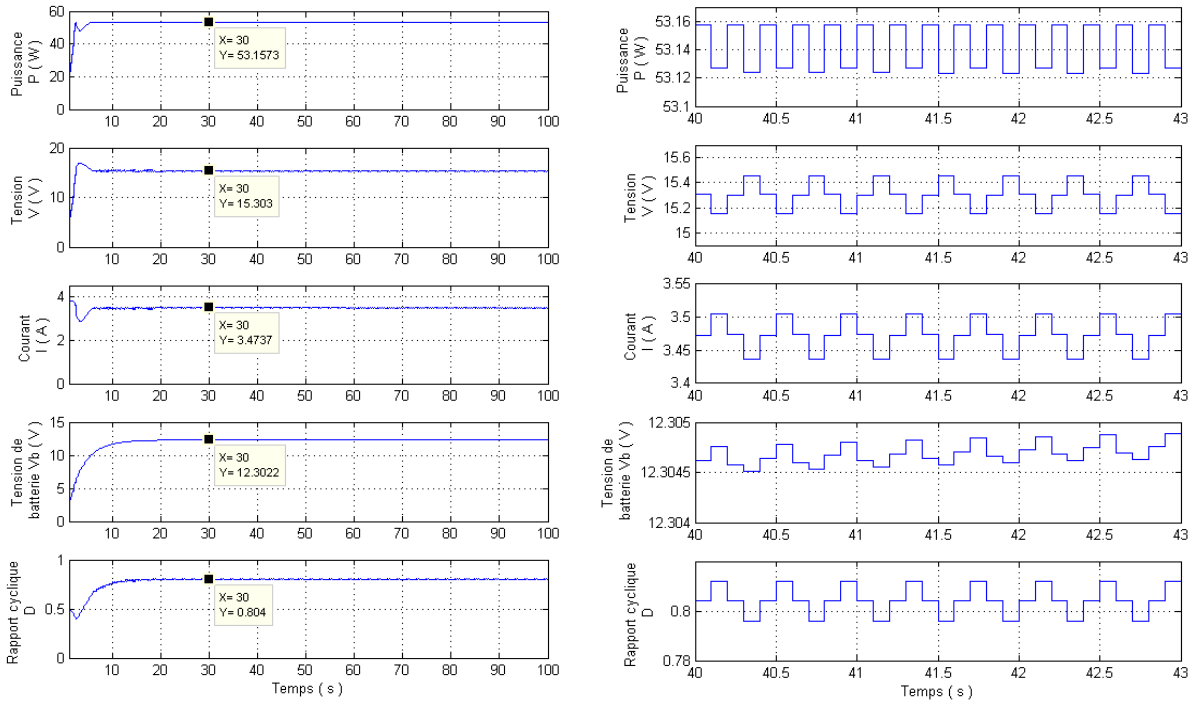


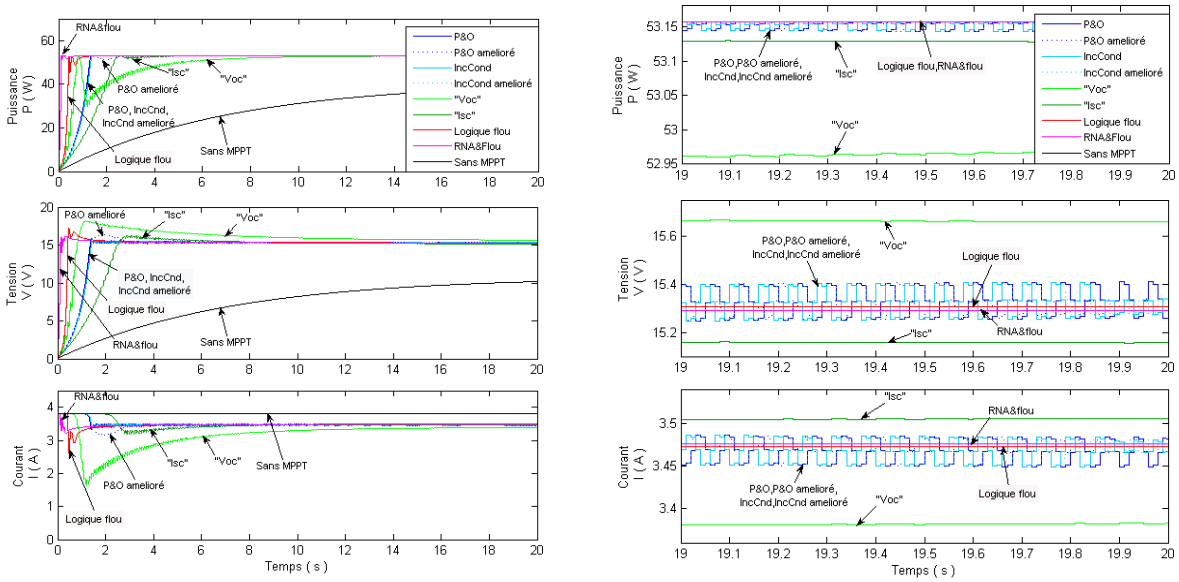
Figure. VI. 18. (a) Simulation de la méthode P&O, en utilisant un convertisseur buck sous conditions stables. (b) - Signaux détaillés de la méthode P&O à une fréquence de 10 Hz.

Pour permettre à la MPPT de réagir rapidement aux variations des conditions de fonctionnement, la fréquence d'échantillonnage peut être augmentée.

La Figure.VI.19.(a) montre, à titre de comparaison, les résultats de simulation de la puissance (*P*) du générateur PV, la tension de fonctionnement (*V*) et le courant (*I*) en utilisant un convertisseur buck sous des valeurs données de la température de la cellule (*T*=45 °C) et de l'ensoleillement (G = 1000 W/m^2). Dans ce cas, une fréquence d'échantillonnage de 100 Hz est utilisée pour tous les algorithmes MPPT. Nous observons clairement comment un contrôleur MPPT à base de techniques intelligents (Logique floue et RNA&flou) a réduit le temps de réponse du système PV. Il a été observé évidemment que le système avec les contrôleurs conventionnels entrainent une perte d'énergie.

La Figure.VI.19(b) représente les résultats détaillés de la Figure.VI.19. (a). On peut y voir des oscillations continues du point de fonctionnement autour du MPP pour les techniques classiques (P&O, IncCond) ; ceci est dû à la perturbation continue de la tension de fonctionnement afin d'atteindre le MPP. Alors que ce phénomène d'oscillation n'a pas été observé par les techniques MPPT intelligentes (logique floue, RNA&Flou), où les signaux de puissance (*P*), tension (*V*), et courant (*I*) restent presque constantes. Ceci conduit à une réduction des pertes de puissance.

On peut y voir aussi que les signaux de puissance des techniques classiques ("Voc" et "Isc") n'atteignent pas le point MPP; ceci est dû aux valeurs approximatives des constantes K_1 ($=V_{mpp}/V_{oc}$=0.81) et K_2 ($=I_{mpp}/I_{sc}$ =0.92) qui sont calculées sous les conditions de test standards (STC) [65].



(a) **(b)**

Figure. VI. 19. (a) Comparaison des divers signaux MPPT ;(b) Comparaison détaillée de divers signaux MPPT avec une fréquence de 100 Hz.

Dans ce travail, le rendement de la poursuite a été utilisé pour évaluer les performances de poursuite des différentes méthodes MPPT. Le rendement de poursuite est défini comme [185],

$$\eta_{MPPT} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} P dt}{\int_{t_1}^{t_2} P_{\max} dt} \qquad \text{(VI.4)}$$

où t_1 est l'instant de démarrage du système et t_2 est l'instant d'arrêt du système, P est la puissance de sortie du générateur PV, et P_{max} est la puissance maximale théorique du générateur [185]. Le rendement de poursuite obtenu à partir des courbes précédentes (Figure. VI.19a) est utilisé pour la comparaison des diverses techniques MPPT comme le montre le Tableau.VI.2. Les rendements des contrôleurs MPPT floue et RNA&Flou sont supérieurs à 99% dans des conditions stables, alors que le rendement des autres méthodes MPPT classiques varie entre 97% et 98%. Cependant la méthode directe (sans MPPT) cause une perte considérable de puissance et le rendement est d'environ 68% (Tableau.VI. 2).

Tableau. VI. 2. Comparaison du rendement de poursuite et du temps de réponse pour différentes techniques MPPT dans les conditions stables.

Algorithme	Rendement de poursuite, η_{MPPT} (%) (t_2=60s)	Temps de réponse (s)
Tension en circuit ouvert ("Voc")	97.41	8.00
Courant de court circuit ("Isc")	97.55	5.00
P&O	98,52	1.35
P&O amélioré	98.47	2.65
IncCond	98.45	1.40
IncCond amélioré	98.46	1.40
Logique flou	99.40	0.88
RNA&flou	99.87	0.40
Sans MPPT	68.06	> 20

VI.4.2. Conditions environnementales variables

VI.4.2.1. Augmentation lente de l'ensoleillement

Une augmentation lente du rayonnement de 800W/m^2 à 1000W/m^2 pendant un intervalle de temps de 5 secondes a été simulée. Dans le même temps, la température de cellule a été maintenue constante à 45°C. L'observation des courbes de puissance de sortie pour différentes techniques MPPT a conduit à la courbe représentée sur la Figure.VI.20.(a).

On peut noter sur la Figure.VI.20.(a) que la puissance de sortie de la méthode RNA&Floue augmente plus rapidement que la puissance des autres méthodes MPPT.

En fait, les oscillations de faibles amplitudes de la technique MPPT floue pendant la période d'augmentation de rayonnement ne sont qu'une déviation répétée du point de fonctionnement dans les deux sens du MPP et la MPPT doit toujours retrouver le MPP.

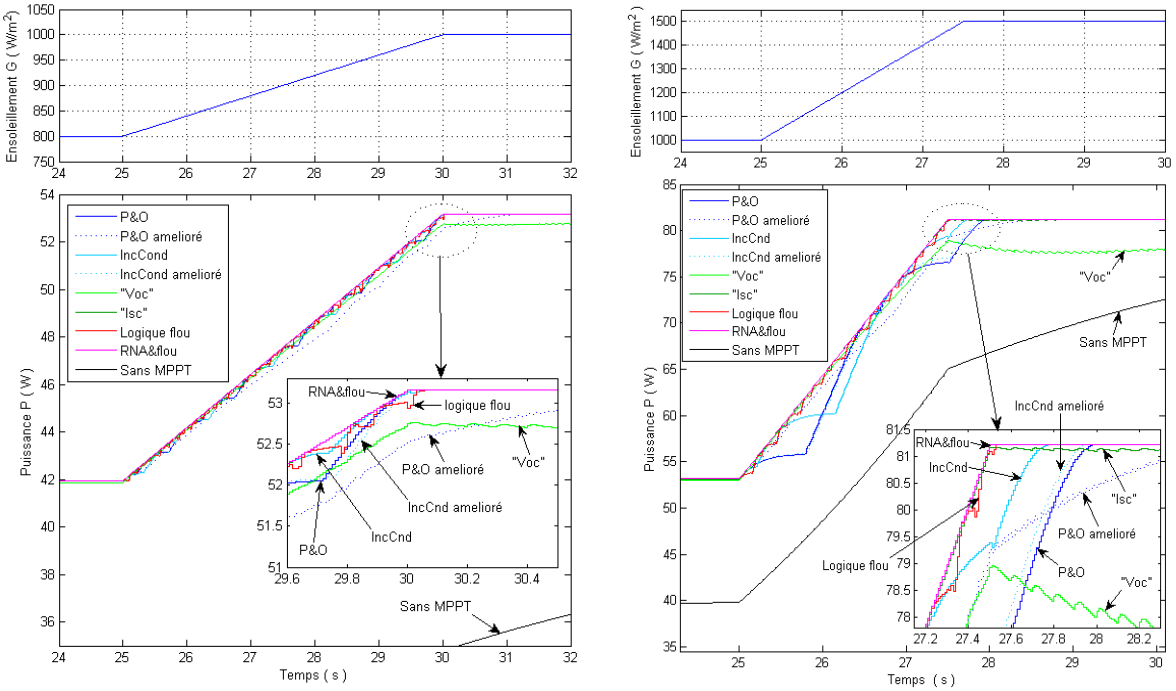
VI.4.2.2. Augmentation rapide de l'ensoleillement

Une augmentation rapide d'ensoleillement de 1000W/m^2 à 1500W/m^2 dans un intervalle de temps de 2,5 secondes a été simulée (Figure.VI.20. (b)).

La température de la cellule a été maintenue à une valeur constante de 45°C. Dans ces conditions de fonctionnement, la technique RNA&Floue est plus efficace (Figure. VI.20. (b)).

La Figure. IV.20.(b) montre comment les puissances de la technique RNA&Flou, la P&O améliorée et de la technique "Isc" augmentent linéairement avec l'augmentation de l'ensoleillement, alors que les autres techniques classiques montrent un écart considérable du MPP. On peut constater que les MPPT (Floue et RNA&Floue), dans ce cas, sont les plus rapides avec une petite oscillation autour du MPP pour le MPPT flou.

Le rendement de poursuite de chaque technique pour une variation rapide de l'ensoleillement est présenté dans le Tableau.VI. 3. Comme on le voit, le rendement varie entre 93% et 99%, mais les méthodes intelligentes (Logique floue et RNA&floue) sont les plus efficaces et elles convergent rapidement vers le MPP.



(a) **(b)**

Figure. VI. 20. Signaux de puissance de diverses techniques MPPT (a) : sous augmentation lente de l'ensoleillement (b) sous augmentation rapide de l'ensoleillement.

Tableau. VI. 3. comparaison du rendement de poursuite de diverses techniques mppt sous augmentation lente et rapide de l'ensoleillement.

Algorithme	Rendement de poursuite, η_{MPPT} (%)	
	Augmentation lente d'ensoleillement (t_2=60s)	Augmentation rapide d'ensoleillement (t_2=35s)
Tension en circuit ouvert ("Voc")	96.19	93.35
Courant de court circuit ("Isc")	97.31	95.52
P&O	97.40	96.90
P&O amélioré	97.22	96.80
IncCond	97.36	96.92
IncCond amélioré	97.36	96.83
Logique floue	99.26	98.83
RNA&Flou	99.87	99.80
Sans MPPT	62.92	67.84

VI.4.2.3. Augmentation lente de la température

Dans ce cas, une augmentation lente de la température de 45 °C à 50 °C pendant 5 secondes a été simulée, alors que l'ensoleillement est maintenu constant à 1000 W/m^2. Les résultats de simulation sont présentés en Figure.VI.21(a). On peut observer que, tous les contrôleurs MPPT poursuivent le MPP avec des oscillations insignifiantes. Cependant, la technique MPPT basée sur la tension en circuit ouvert "Voc" a un certain écart par rapport au MPP pendant cette augmentation de température; ceci est dû à la valeur approximative de constant K_1 qui est calculés sous les conditions de test standards (STC).

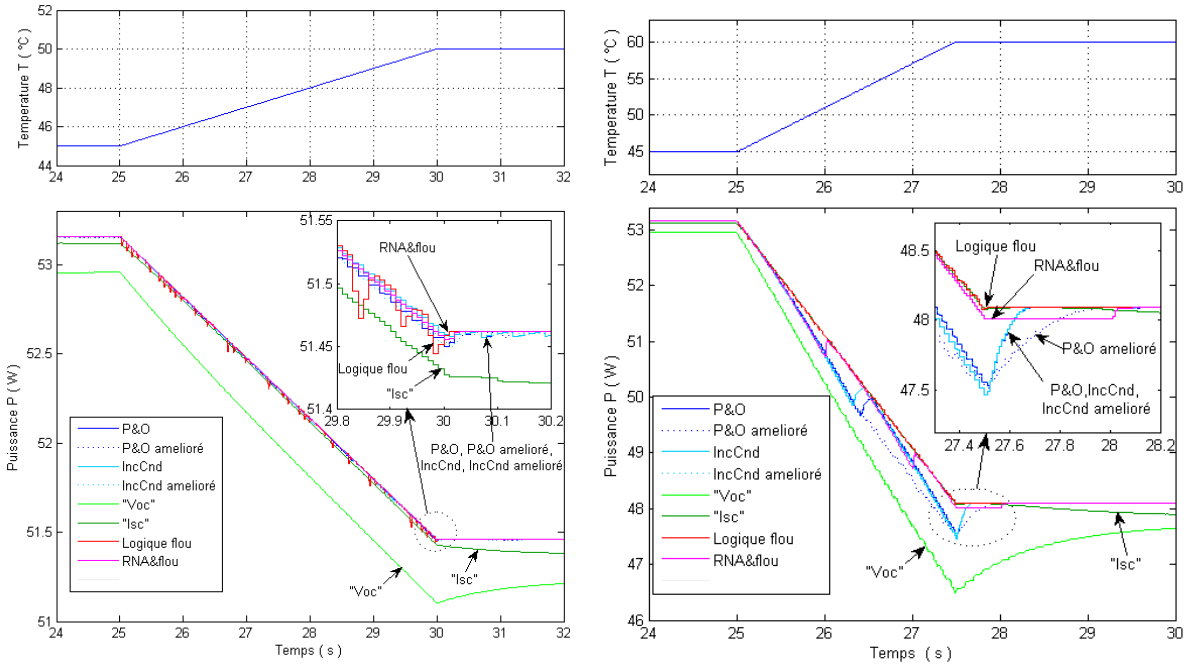
VI.4.2.4. Augmentation rapide de la température

Bien que la température au cours d'une journée ne change pas rapidement, une variation rapide de la température est utilisée ici pour évaluer la performance des techniques MPPT étudiées. Dans ce cas, une augmentation rapide de la température de cellule de 45°C à 60°C pendant 2,5 secondes a été simulée, alors que l'ensoleillement est maintenu constant à 1000W/m^2. Les résultats de simulation sont présentés dans la Figure.VI.21 (b).

Comme le montre la figure, les méthodes MPPT intelligents (Flou et RNA&floue) sont supérieures aux autres méthodes dans la poursuite du MPP du système. La puissance disponible est d'environ 53 W alors que la température de la cellule est de 45°C. Cependant, lorsque la température de la cellule augmente de 45 °C à 60 °C, le contrôleur flou développé poursuit rapidement le nouveau MPP (48 W) avec des oscillations négligeables.

Cependant, les autres techniques MPPT ont un certain écart par rapport au MPP pendant cette augmentation de température. Le rendement de poursuite de chaque technique lors de la variation lente et rapide de la température est présenté dans le Tableau.VI.4.

Comme on peut le voir, le rendement varie entre 94% et 97% pour les techniques classiques. Dans ce cas, les techniques MPPT avancés (RNA&floue et Floue) sont les plus efficaces avec 99.82% et 99.06% respectivement, alors que la méthode directe (sans MPPT) est la moins efficace avec 69%.



(a) **(b)**

Figure. VI. 21. Signaux de puissance de diverses techniques MPPT (a) : sous augmentation lente de température (b) sous augmentation rapide de température.

Tableau. VI. 4. Comparaison du rendement de poursuite de diverses techniques MPPT sous augmentation lente et rapide de température.

Algorithme	Rendement de poursuite, η_{MPPT} (%)	
	Augmentation lent de température (t_2=50s)	Augmentation rapide de température (t_2=50s)
Tension en circuit ouvert "Voc"	95.22	94.80
Courant de court circuit "Isc"	96.34	96.13
P&O	97.74	97.65
P&O amélioré	97.61	97.49
IncCond	97.68	97.58
IncCond amélioré	97.69	97.59
Logique floue	99.09	99.06
RNA	99.84	99.82
sans MPPT	67.20	69.12

VI.5. Conclusion

Afin d'améliorer la performance du systeme photovoltaïque (PV), diverses méthodes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) conventionnelles et intelligentes ont été utilisées. Ce chapitre a présenté une étude sur les techniques MPPT les plus utilisées dans les systèmes PV, à savoir : la méthode de perturbation et d'observation (P&O), la méthode conductance incrémentale (IncCond) , la méthode MPTT à base de la tension en circuit ouvert ("Voc"), la méthode MPPT à base du courant de court-circuit ("Isc"), la méthode MPPT floue (FL) et la méthode MPPT à base des reseaux de neurones artificiels (RNA&floue).

Dans le cadre de ce travail, des simulations numériques (en utilisant Simulink/Matlab) ont été réalisées sur les systèmes PV contenant des contrôleurs MPPT classiques et intelligents, sous différentes conditions climatiques.

Les résultats obtenus ont montré en général, que les performances des techniques MPPT intelligents, en termes de stabilité, de précision et de rapidité dans la poursuite du MPP sont beaucoup mieux que celles des techniques classiques .

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse concernent les systèmes photovoltaïques (PV) autonomes avec stockage d'énergie par batterie. Le générateur solaire PV tient compte de la conversion directe du rayonnement solaire en énergie électrique. Pour l'analyse et la conception de commande d'un système solaire PV, un modèle précis de la cellule solaire PV est essentielle car la cellule PV est le bloc de construction de base d'un système PV.

Dans le cadre de ce travail, un modèle électrique à une diode a été utilisé pour la modélisation du générateur PV. Ceci est représenté par une équation implicite qui peut être résolue par des algorithmes itératifs numériques. Nous avons trouvé également un modèle mathématique optimal pour caractériser le comportement électrique du module PV (MSX60). Nous avons étudié en particulier l'identification des points de puissance maximum (MPP) avec la variation des conditions météorologiques (température et ensoleillement). Pour cela, nous avons présenté un modèle optimal, à base des réseaux de neurones artificiels (RNA), qui peut également identifier les points MPP pour le même module PV.

Le stockage d'énergie dans les systèmes PV autonomes se fait en général par batteries. L'utilisation des batteries pour stocker le courant électrique généré par les panneaux PV sous forme d'énergie chimique rend l'énergie produite aisément disponible toutes les fois qu'elle est nécessaire. Il existe plusieurs types de batteries. La batterie la plus commune est la batterie au plomb, car son coût est relativement faible, facile à fabriquer et ses caractéristiques électrochimiques sont favorables. Un modèle mathématique de cette batterie a été décrit.

Nous avons présenté aussi la modélisation statique et dynamique des convertisseurs DC-DC de type buck, boost et buck-boost. Le modèle statique permet le dimensionnement du convertisseur. Le modèle dynamique qui représente le comportement du convertisseur vis-à-vis des différentes perturbations, permet la détermination des fonctions de transfert du convertisseur en vue de la conception de la commande ou du schéma électrique équivalent.

Afin d'améliorer la performance du systeme PV, diverses méthodes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) conventionnelles et intelligentes ont été utilisées. Cette thése présente une étude sur les techniques MPPT les plus utilisées dans les systèmes PV, à savoir : la méthode de perturbation et d'observation (P&O), la méthode de la conductance incrémentale (IncCond), la méthode MPTT à base de la tension en circuit ouvert ("Voc"), la méthode MPPT à base du courant de court-circuit ("Isc"), la méthode MPPT floue (FL) et la méthode MPPT hybride à base modéle des reseaux de neurones artificiels & régulateur flou (RNA&flou).

Dans le cadre de ces travaux, des simulations numériques (en utilisant Simulink/Matlab) ont été réalisées sur les systèmes PV contenant des contrôleurs MPPT classiques et intellligents, dans des conditions de fonctionnement très variées (variation rapide et lente de l'ensoleillement et de la température). Par conséquent la comparaison directe entre toutes ces approches dans les mêmes conditions de fonctionnement est tout à fait possible. Les résultats obtenus ont montré en général, que les performances des techniques MPPT intelligentes, en termes de stabilité, de précision et de rapidité dans la poursuite du MPP sont meilleures que les techniques classiques.

Il serait souhaitable de procéder à l'implémentation experimentales des methodes MPPT simulées, pour valider les résultats de simulation et confirmer les performances obtenues.

Références

[1] M. A. Green, *Solar cells: operating principles, technology, and system applications*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1982.

[2] R. Cecchini and G. Pelosi, "Alessandro Volta and his battery," *IEEE Antennas and Propagation Magazine,* vol. 34, pp. 30-37, 1992.

[3] M. Pagliaro, G. Palmisano, and R. Ciriminna, "Photovoltaics," in *Flexible Solar Cells*, ed: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co, Germany., 2008, pp. 31-54.

[4] A. E. Becquerel, "On electric effects under the influence of solar radiation," *Comptes rendus de l'Académie des sciences,* vol. 9, pp. 561-567, 1839.

[5] H. S. Rauschenbach, *Solar Cell Array Design Handbook: The Principles and Technology of Photovoltaic Energy Conversion*. New York, USA: Van Nostrand Reinhold Company, 1980.

[6] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3rd ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2006.

[7] J. McGee, "Photoelectric Cells-A Review of Progress," *IRE Transactions on Component Parts,* vol. 5, pp. 2-23, 1958.

[8] M. A. Green, "Photovoltaic principles," *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures,* vol. 14, pp. 11-17, 2002.

[9] W. Smith, "The action of light on selenium," *Journal of the Society of Telegraph Engineers,* vol. 2, pp. 31-33, 1873.

[10] W. G. Adams and R. Day, "The action of light on selenium," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London,* pp. 313-349, 1877.

[11] C. E. Fritts, "On a new form of selenium cell, and some electrical discoveries made by its use," *American Journal of Science,* pp. 465-472, 1883.

[12] P. Rappaport, "The photovoltaic effect and its utilization," *Solar Energy,* vol. 3, pp. 8-18, 1959.

[13] L. El Chaar and N. El Zein, "Review of photovoltaic technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 15, pp. 2165-2175, 2011.

[14] A. Luque and S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. West Sussex, UK: John Wiley & Sons, 2011.

[15] J. J. Thomson, "On the masses of the ions in gases at low pressures," *The London, Edinburgh, and Dublin philosophical magazine and journal of science,* vol. 48, pp. 547-567, 1899.

[16] P. A. Lynn, *Electricity from sunlight: An introduction to photovoltaics*. West Sussex, UK: John Wiley & Sons, 2010.

[17] L. M. Fraas, "History of solar cell development," in *Low-Cost Solar Electric Power*, ed New York, USA: Springer, 2014, pp. 1-12.

[18] M. Trainer, "Albert Einstein's patents," *World Patent Information,* vol. 28, pp. 159-165, 2006.

[19] R. S. Ohl, "Light-sensitive electric device," ed: Google Patents, 1946.

[20] S. Benzer, "Excess-defect germanium contacts," *Physical Review,* vol. 72, pp. 1267-1268, 1947.

[21] J. Pantchechnikoff, "A large area germanium photocell," *Review of Scientific Instruments,* vol. 23, pp. 135-135, 1952.

[22] D. Chapin, C. Fuller, and G. Pearson, "A new silicon p-n junction photocell for converting solar radiation into electrical power," *Journal of Applied Physics,* pp. 676-677, 1954.

[23] D. Reynolds, G. Leies, L. Antes, and R. Marburger, "Photovoltaic effect in cadmium sulfide," *Physical Review,* vol. 96, pp. 533-534, 1954.

[24] J. J. Loferski, "The first forty years: a brief history of the modern photovoltaic age," *Progress in photovoltaics: research and applications,* vol. 1, pp. 67-78, 1993.

[25] R. Ramakumar and J. Bigger, "Photovoltaic systems," *Proceedings of the IEEE,* vol. 81, pp. 365-377, 1993.

[26] T. Tafticht, "Analyse et commande d'un système hybride photovoltaïque éolien," Thèse de Doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2007.

[27] B. Robyns, A. Davigny, B. Francois, A. Henneton, and J. Sprooten, *Electricity Production from Renewables Energies*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2012.

[28] C. Richter, D. Lincot, and C. A. Gueymard, *Solar Energy*. New York, USA: Springer, 2013.

[29] NREL. *Best Research Cell Efficiencies. continuellement actualisées à https://www.nrel.gov/pv/assets/images/efficiency-chart.png (consulté le 04 Avril 2017).*

[30] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, E. D. Dunlop, D. H. Levi, and A. W. Ho-Baillie, "Solar cell efficiency tables (version 49)," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications,* vol. 25, pp. 3-13, 2017.

[31] A. Labouret and M. Villoz, *Energie Solaire Photovoltaïque - 4ème édition*. France: Dunod, 2009.

[32] P. Reinhard, A. Chirila, P. Blosch, F. Pianezzi, S. Nishiwaki, S. Buechelers, and A. N. Tiwari, "Review of progress toward 20% efficiency flexible CIGS solar cells and manufacturing issues of solar modules," *IEEE Journal of Photovoltaics,* vol. 3, pp. 572-580, 2013.

[33] J. N. Burghartz, *Guide to State-of-the-art Electron Devices*. West Sussex, UK: Wiley-IEEE Press, 2013.

[34] D. Chiras, *Solar Electricity Basics: A Green Energy Guide*. Canada: New Society Publishers, 2010.

[35] M. D. Archer and M. A. Green, *Clean Electricity from Photovoltaics*. London, UK: Imperial College Press, 2015.

[36] A. Houari, "Contribution à l'étude de micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques," Thèse de doctorat, Université de Lorraine, France, 2012.

[37] R. Guerrero-Lemus and J. Martínez-Duart, "Photovoltaics (PV)," in *Renewable Energies and CO2*. vol. 3, ed: Springer London, 2013, pp. 115-134.

[38] M. Park, S. Ahn, J. H. Yun, J. Gwak, A. Cho, S. Ahn, K. Shin, D. Nam, H. Cheong, and K. Yoon, "Characteristics of Cu (In, Ga) Se 2 (CIGS) thin films deposited by a direct solution coating process," *Journal of Alloys and Compounds,* vol. 513, pp. 68-74, 2012.

[39] W. Cao and J. Xue, "Recent progress in organic photovoltaics: device architecture and optical design," *Energy & Environmental Science,* vol. 7, pp. 2123-2144, 2014.

[40] D. D. Fung and W. C. Choy, "Introduction to Organic Solar Cells," in *Organic Solar Cells : Materials and Device Physics*, ed London, UK: Springer, 2013, pp. 1-16.

[41] G. Dzimano, "Modeling of photovoltaic systems," Master thesis, The Ohio State University, USA, 2008.

[42] IEEE, "IEEE Recommended Practice for Sizing Lead-Acid Batteries for Stand-Alone Photovoltaic (PV) Systems," *IEEE Std 1013-2007 (Revision of IEEE Std 1013-2000),* pp. 1-55, 2007.

[43] Y. T. Tan, "Impact on the power system with a large penetration of photovoltaic generation," Ph.D. Thesis, University of Manchester, Manchester, UK, 2004.

[44] C. Riordan and R. Hulstron, "What is an air mass 1.5 spectrum? [Solar cell performance calculations]," in *Conference Record of the 21st IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 1990, pp. 1085-1088.

[45] R. Pode and B. Diouf, *Solar lighting*, 1st ed. London, UK: Springer Science & Business Media, 2011.

[46] IEEE, "IEEE Recommended Practice for Electric Power Systems in Commercial Buildings," *IEEE Std 241-1990,* pp. 1-768, 1991.

[47] D. L. King and P. E. Eckert, "Characterizing (rating) the performance of large photovoltaic arrays for all operating conditions," in *Conference Record of the Twenty Fifth IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 1996, pp. 1385-1388.

[48] S. R. Wenham, M. A. Green, M. E. Watt, and R. Corkish, *Applied Photovoltaics*, 2nd ed. London, UK: Earthscan, 2007.

[49] H. Knopf, "Analysis, Simulation, and evaluation of maximum power point tracking (MPPT) methods for a solar powered vehicle," Master of Science thesis, Portland State University, Oregon, USA, 1999.

[50] A. Aziz, "Propriétés électriques des composants électroniques minéraux et organiques. Conception et modélisation d'une chaîne photovoltaïque pour une meilleure exploitation de l'énergie solaire," Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier-Toulouse III, France, 2006.

[51] A. Bougaud. *Cellule photovoltaïque.* Available: http://a.bougaud.free.fr/TS_specialistes_physique/P08_cellule_photovoltaique.doc

[52] A. D. Hansen, P. E. Sørensen, L. H. Hansen, and H. W. Bindner, "Models for a stand-alone PV system," Risø National Laboratory, Roskilde, Danemark, Technical report, 2001.

[53] D. Bellala, "Contribution à l'optimisation des systèmes de conversion d'énergie: Application aux systèmes photovoltaïques," Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Batna 2, Algérie, 2009.

[54] I. Altas and A. Sharaf, "A photovoltaic array simulation model for matlab-simulink GUI environment," in *International Conference on Clean Electrical Power, ICCEP'07* 2007, pp. 341-345.

[55] J. Gow and C. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proceedings on Electric Power Applications,* vol. 146, pp. 193-200, 1999.

[56] K. Nishioka, N. Sakitani, Y. Uraoka, and T. Fuyuki, "Analysis of multicrystalline silicon solar cells by modified 3-diode equivalent circuit model taking leakage current through periphery into consideration," *Solar energy materials and solar cells,* vol. 91, pp. 1222-1227, 2007.

[57] A. Ingegnoli and A. Iannopollo, "A maximum power point tracking algorithm for stand-alone photovoltaic systems controlled by low computational power devices," in *15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Valletta, 2010, pp. 1522-1527.

[58] E. Karatepe, M. Boztepe, and M. Colak, "Development of a suitable model for characterizing photovoltaic arrays with shaded solar cells," *Solar Energy,* vol. 81, pp. 977-992, 2007.

[59] M. Djarallah, "Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentiels couplés au réseau électrique," Thèse de Doctorat en Science, Université de Batna 2, Algérie, 2008.

[60] G. Walker, "Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model," *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia,* vol. 21, pp. 45-55, 2001.

[61] M. G. Villalva and J. R. Gazoli, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 24, pp. 1198-1208, 2009.

[62] K. Ishaque and Z. Salam, "A comprehensive MATLAB Simulink PV system simulator with partial shading capability based on two-diode model," *Solar Energy,* vol. 85, pp. 2217-2227, 2011.

[63] F. Adamo, F. Attivissimo, A. D. Nisio, and M. Spadavecchia, "Characterization and testing of a tool for photovoltaic panel modeling," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* vol. 60, pp. 1613-1622, 2011.

[64] F. M. González-Longatt, "Model of photovoltaic module in Matlab," in *2do congreso iberoamericano de estudiantes de ingenierıacute;a eléctrica, electrónica y computación, Ii Cibelec*, 2005, pp. 1-5.

[65] Solarex. *Solarex MSX60 and MSX64 Solar Arrays Datasheet*. Available: http://www.californiasolarcenter.org/newssh/pdfs/solarexMSX64.pdf

[66] B. Hassane, B. Dennai, and A. Hemlaoui, "Modélisation d'un système dichroïque couplé en série," *Revue des Energies Renouvelables,* vol. 14, pp. 699-706, 2011.

[67] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 20, pp. 963-973, 2005.

[68] S. Makhloufi, "Développement de stratégies de contrôle et de régulation à base de techniques intelligentes pour des systèmes photovoltaïques," Mémoire de Magister, Université de Batna 2, Algérie, 2002.

[69] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. West Sussex, U.K: Wiley/IEEE Press, 2013.

[70] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, 3rd ed. MA, USA: Elsevier and Butterworth-Heinemann, 2011.

[71] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed. New York, USA: Kluwer academic, 2001.

[72] T. M. Undeland, W. P. Robbins, and N. Mohan, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. New York, USA: John Wiley and Sons, 2003.

[73] J. P. Dunlop, "Batteries and charge control in stand-alone photovoltaic systems: Fundamentals and application," Sandia National Laboratories, Florida Solar Energy Center ,USA, Technical Report, 1997.

[74] M. Hankins, *Stand-alone Solar Eectric Systems: the Earthscan Expert Handbook for Planning, Design and Installation*. London, UK: Earthscan, 2010.

[75] D. Berndt and D. Spahrbier, "Batteries," in *Ullmann's Encyclopedia of Industrial Chemistry*, ed: Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2000.

[76] H. A. Kiehne, *Battery Technology Handbook*, 2nd ed. New York, USA: Marcel Dekker Inc, 2003.

[77] S. M. Kaplan, *Wiley Electrical and Electronics Engineering Dictionary*. New Jersey, USA: Wiley-Interscience, 2004.

[78] N. Kularatna, *Energy Storage Devices for Electronic Systems: Rechargeable Batteries and Supercapacitors*. London, UK: Elsevier-Academic Press, 2014.

[79] IEEE, "IEEE Recommended Practice for Sizing Lead-Acid Batteries for Photovoltaic (PV) Systems," *IEEE Std 1013-2000,* pp. 1-43, 2001.

[80] IEEE, "IEEE Guide for Selecting, Charging, Testing, and Evaluating Lead-Acid Batteries Used in Stand-Alone Photovoltaic (PV) Systems," *IEEE Std 1361-2014 (Revision of IEEE Std 1361-2003),* pp. 1-39, 2014.

[81] V. Benamara, "Étude et simulation d'un panneau solaire raccordé au réseau avec périphérique de stockage," Maîtrise en génie électrique, École de technologie supérieure, Université du Québec, Canada, 2012.

[82] D. Pavlov, *Lead-acid batteries: science and technology*, 1st ed. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2011.

[83] I. Hadjipaschalis, A. Poullikkas, and V. Efthimiou, "Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 13, pp. 1513-1522, 2009.

[84] A. Evans, V. Strezov, and T. J. Evans, "Assessment of utility energy storage options for increased renewable energy penetration," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 16, pp. 4141-4147, 2012.

[85] T. P. Nguyen, "Solar panel maximum power point tracker," Ph.D Thesis University of Queensland, Australia, 2001.

[86] J. B. Mohedano Martínez, "Batteries in PV systems," Bachelor's thesis, Wroclaw university of technology, Poland, 2011.

[87] A. Jossen, J. Garche, and D. U. Sauer, "Operation conditions of batteries in PV applications," *Solar Energy,* vol. 76, pp. 759-769, 2004.

[88] J. Yoder, *Primer on lead-acid storage batteries*. Washington, USA: DOE Handbook, DOE-HDBK-1084-95, Department of Energy, 1995.

[89] G. Dillenseger, "Caractérisation de nouveaux modes de maintien en charge pour batteries stationnaires de secours," Thése de Doctorat, Université Montpellier II (Sciences et Techniques du Languedoc), France, 2004.

[90] P. T. Moseley and J. Garche, *Electrochemical Energy Storage for Renewable Sources and Grid Balancing*. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, 2015.

[91] Enersafe. *http://www.enersafe.fr/faq.html*.

[92] Seatronic. (2008). *Technologie des batteries*. Available: http://blog.seatronic.fr/fiches-pratiques/energie/stockage/batterie/technologie/

[93] Exide-Technologies. *AGM (VRLA)*. Available: http://www2.exide.com/fr/fr/produits-solutions/traction/technologies-traction/agm-vrla-motive.aspx

[94] R. Vader, *Energie Sans Limites*. Pays-Bas: Victron-Energy, 2007.

[95] Solaris-store. *Batterie VICTRON étanche AGM*. Available: https://www.solaris-store.com/1094-batterie-victron-etanche-agm-12v-38ah.html

[96] Batterie-solaire.com. *La batterie étanche "VRLA" AGM*. Available: http://www.batterie-solaire.com/PBCPPlayer.asp?ID=299855

[97] Telwin. *Types de batteries*. Available: http://professionalbatterychargers.com/fr/tipologia+di+batterie

[98] Apb-Energy. *Chargeur de batterie* [Notice technique]. Available: https://www.apb-energy.fr/site/medias/Notices_en_ligne/chargeurbatterie-1260-1280-2440.pdf

[99] Exide-Technologies. *Gel (VRLA)*. Available: http://www.exide.com/fr/fr/produits-solutions/traction/technologies-traction/gel-vrla-motive.aspx

[100] batterie-solaire.com. *La Batterie Gel*. Available: http://www.batterie-solaire.com/PBCPPlayer.asp?ID=303655

[101] Exide-Technologies. *Classic Solar*. Available: http://www2.exide.com/Media/files/GNB_Classic_Solar_NXCSLTEPDF00616.pdf

[102] Exide-Technologies. *Absolyte GP*. Available: http://www.exide.com/as/en/product-solutions/network-power/product/absolyte-gp.aspx

[103] Exide-Technologies. *Sonnenschein Solar*. Available: https://www.exide.com/sites/default/files/2017-01/Sonnenschein_SOLAR_en.pdf

[104] F. S. Barnes and J. G. Levine, *Large energy storage systems handbook*. Boca Raton, FL, USA: CRC press, Taylor & Francis Group, 2011.

[105] J. Labbé, "L'Hydrogène électrolytique comme moyen de stockage d'électricité pour systèmes photovoltaïques isolés," Thése de Doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2006.

[106] Seenrgy. *Les différentes technologies de Batteries au Plomb*. Available: http://www.seenrgy.com/webservice/document/_getStream.asp?id=8B9CF4C1-F833-438D-82B7-E6652F2A0E4A

[107] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook of Batteries*, 3rd ed. New York, USA: McGraw-Hill, 2002.

[108] R. Rynkiewicz, "Discharge and charge modeling of lead acid batteries," in *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, USA 1999, pp. 707-710.

[109] D. Berndt, "Valve-regulated lead-acid batteries," *Journal of power sources,* vol. 100, pp. 29-46, 2001.

[110] Seatronic. *Régulation : cycle de charge d'une batterie au plomb*. Available: http://blog.seatronic.fr/fiches-pratiques/energie/production/regulation/

[111] J. E. Pfeifer, F. A. M. Pereira, and H. E. Flynn, "Charge Controller for DC-DC Power Conversion," ed: Google Patents, 2008.

[112] Morningstar. *TriStar MPPT Installation, Operation and Maintenance Manual*. Available: http://www.morningstarcorp.com/wp-content/uploads/2014/02/150V-TS-MPPT-Operators-Manual.pdf

[113] C. Daniel and J. O. Besenhard, *Handbook of Battery Materials*, 2nd ed. Weinheim, Germany: John Wiley & Sons, 2011.

[114] W. A. Facinelli, "Modeling and simulation of lead-acid batteries for photovoltaic systems," in *Proceedings of the 18th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC '83)*, Orlando, Florida, 1983, pp. 1582-1588.

[115] J. F. Manwell and J. G. McGowan, "Lead acid battery storage model for hybrid energy systems," *Solar Energy,* vol. 50, pp. 399-405, 1993.

[116] J. F. Manwell and J. G. McGowan, "Extension of the kinetic battery model for wind/hybrid power systems," in *Proceedings of the 5th European Wind Energy Association Conference (EWEC '94)*, 1994, pp. 284-289.

[117] C.-F. Lu, C.-C. Liu, and C.-J. Wu, "Dynamic modelling of battery energy storage system and application to power system stability," *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution,* vol. 142, pp. 429-435, 1995.

[118] M. A. Casacca and Z. M. Salameh, "Determination of lead-acid battery capacity via mathematical modeling techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 7, pp. 442-446, 1992.

[119] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "A mathematical model for lead-acid batteries," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 7, pp. 93-98, 1992.

[120] C. Wang and M. H. Nehrir, "Load transient mitigation for stand-alone fuel cell power generation systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 22, pp. 864-872, 2007.

[121] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Solar energy materials and solar cells,* vol. 90, pp. 1555-1578, 2006.

[122] G. Hart, H. Branz, and C. Cox, "Experimental tests of open-loop maximum-power-point tracking techniques for photovoltaic arrays," *Solar cells,* vol. 13, pp. 185-195, 1984.

[123] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 49, pp. 217-223, 2002.

[124] M. A. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltageand current-based maximum power-point tracking," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 17, pp. 514-522, 2002.

[125] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, *Power electronics and control techniques for maximum energy harvesting in photovoltaic systems*. Boca Raton, FL, USA: CRC press, Taylor & Francis Group, 2012.

[126] C. Hua, J. Lin, and C. Shen, "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 45, pp. 99-107, 1998.

[127] M. A. Elgendy, B. Zahawi, and D. J. Atkinson, "Assessment of perturb and observe MPPT algorithm implementation techniques for PV pumping applications," *IEEE transactions on sustainable energy,* vol. 3, pp. 21-33, 2012.

[128] O. Wasynezuk, "Dynamic behavior of a class of photovoltaic power systems," *IEEE transactions on power apparatus and systems,* pp. 3031-3037, 1983.

[129] B. Liu, S. Duan, F. Liu, and P. Xu, "Analysis and improvement of maximum power point tracking algorithm based on incremental conductance method for photovoltaic array," in *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS'07)*, 2007, pp. 637-641.

[130] K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution,* vol. 142, pp. 59-64, 1995.

[131] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, "A variable step size INC MPPT method for PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 2622-2628, 2008.

[132] C.-Y. Won, D.-H. Kim, S.-C. Kim, W.-S. Kim, and H.-S. Kim, "A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller," in *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94)* 1994, pp. 396-403.

[133] T. Senjyu and K. Uezato, "Maximum power point tracker using fuzzy control for photovoltaic arrays," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 1994, pp. 143-147.

[134] A. E.-S. Nafeh, F. H. Fahmy, and E. M. Abou El-Zahab, "Maximum-power operation of a stand-alone PV system using fuzzy logic control," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields,* vol. 15, pp. 385-398, 2002.

[135] M. M. Algazar, H. A. El-Halim, and M. E. E. K. Salem, "Maximum power point tracking using fuzzy logic control," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems,* vol. 39, pp. 21-28, 2012.

[136] B. Bendib, F. Krim, H. Belmili, M. Almi, and S. Boulouma, "Advanced Fuzzy MPPT Controller for a stand-alone PV system," *Energy Procedia,* vol. 50, pp. 383-392, 2014.

[137] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. G. Franquelo, C. A. Ramos-Paja, T. Suntio, and W. M. Xiao, "Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation," *IEEE Industrial Electronics Magazine,* vol. 7, pp. 6-20, 2013.

[138] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, S. V. Spataru, and R. Teodorescu, "On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems," *IEEE journal of photovoltaics,* vol. 3, pp. 1070-1078, 2013.

[139] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE transactions on industry applications,* vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.

[140] L. Egiziano, N. Femia, D. Granozio, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Photovoltaic inverters with Perturb&Observe MPPT technique and one-cycle control," in *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '06)*, 2006, pp. 3718-3721.

[141] S. B. Kjær, "Evaluation of the “hill climbing” and the “incremental conductance” maximum power point trackers for photovoltaic power systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 27, pp. 922-929, 2012.

[142] H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque, F. Guinjoan, L. Marroyo, and L. Martinez-Salamero, "Power adaptor device for domestic DC microgrids based on commercial MPPT inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 60, pp. 1191-1203, 2013.

[143] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 22, pp. 439-449, 2007.

[144] S. Jain and V. Agarwal, "Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems," *IET Electric Power Applications,* vol. 1, pp. 753-762, 2007.

[145] B. Subudhi and R. Pradhan, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *IEEE transactions on sustainable energy,* vol. 4, pp. 89-98, 2013.

[146] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 25, pp. 793-813, 2013.

[147] P. Mohanty, G. Bhuvaneswari, R. Balasubramanian, and N. K. Dhaliwal, "MATLAB based modeling to study the performance of different MPPT techniques used for solar PV system under various operating conditions," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 38, pp. 581-593, 2014.

[148] K. Karabacak and N. Cetin, "Artificial neural networks for controlling wind–PV power systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 29, pp. 804-827, 2014.

[149] N. A. Kamarzaman and C. W. Tan, "A comprehensive review of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 37, pp. 585-598, 2014.

[150] V. Salas, E. Olias, A. Lazaro, and A. Barrado, "Evaluation of a new maximum power point tracker (MPPT) applied to the photovoltaic stand-alone systems," *Solar energy materials and solar cells,* vol. 87, pp. 807-815, 2005.

[151] D. Tokushima, M. Uchida, S. Kanbei, H. Ishikawa, and H. Naitoh, "A new MPPT control for photovoltaic panels by instantaneous maximum power point tracking," *Electrical Engineering in Japan,* vol. 157, pp. 73-80, 2006.

[152] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renewable Energy,* vol. 36, pp. 2508-2514, 2011.

[153] D. Hohm and M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms," *Progress in Photovoltaics: Research and Applications,* vol. 11, pp. 47-62, 2003.

[154] E. Mamarelis, G. Petrone, and G. Spagnuolo, "A two-steps algorithm improving the P&O steady state MPPT efficiency," *Applied Energy,* vol. 113, pp. 414-421, 2014.

[155] Z. Zhou, P. Holland, and P. Igic, "MPPT algorithm test on a photovoltaic emulating system constructed by a DC power supply and an indoor solar panel," *Energy Conversion and Management,* vol. 85, pp. 460-469, 2014.

[156] L. Piegari and R. Rizzo, "Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking," *IET Renewable Power Generation,* vol. 4, pp. 317-328, 2010.

[157] F. Liu, Y. Kang, Y. Zhang, and S. Duan, "Comparison of P&O and hill climbing MPPT methods for grid-connected PV converter," in *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA '08)* 2008, pp. 804-807.

[158] R. F. Coelho, F. M. Concer, and D. C. Martins, "A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems," in *9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON '10)*, 2010, pp. 1-6.

[159] W. Wu, N. Pongratananukul, W. Qiu, K. Rustom, T. Kasparis, and I. Batarseh, "DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system," in *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'03)* 2003, pp. 525-530.

[160] A. Chermitti, O. Boukli-Hacene, and B. Mohamed, "Improvement of the" Perturb and Observe" MPPT Algorithm in a Photovoltaic System under Rapidly Changing Climatic Conditions," *International Journal of Computer Applications,* vol. 56, pp. 5-10, 2012.

[161] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. C. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Transactions on Power Electronics,* vol. 16, pp. 46-54, 2001.

[162] E. Roman, R. Alonso, P. Ibañez, S. Elorduizapatarietxe, and D. Goitia, "Intelligent PV module for grid-connected PV systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 53, pp. 1066-1073, 2006.

[163] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli, "Reliability issues in photovoltaic power processing systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 55, pp. 2569-2580, 2008.

[164] A. Safari and S. Mekhilef, "Simulation and hardware implementation of incremental conductance MPPT with direct control method using cuk converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 58, pp. 1154-1161, 2011.

[165] D. Beriber and A. Talha, "MPPT techniques for PV systems," in *Fourth International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG '13)*, 2013, pp. 1437-1442.

[166] D. Sera, "Real-time modelling, diagnostics and optimised MPPT for residental PV systems," PhD Thesis, Aalborg University, Denmark, 2009.

[167] Z. M. Salameh, F. Dagher, and W. A. Lynch, "Step-down maximum power point tracker for photovoltaic systems," *Solar Energy,* vol. 46, pp. 279-282, 1991.

[168] B. Bekker and H. Beukes, "Finding an optimal PV panel maximum power point tracking method," in *7th AFRICON Conference in Africa (AFRICON '04)*, 2004, pp. 1125-1129.

[169] A. Messai, A. Mellit, A. Guessoum, and S. Kalogirou, "Maximum power point tracking using a GA optimized fuzzy logic controller and its FPGA implementation," *Solar Energy,* vol. 85, pp. 265-277, 2011.

[170] E. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *International journal of human-computer studies,* vol. 51, pp. 135-147, 1999.

[171] N. Martaj and M. Mokhtari, *MATLAB R2009, SIMULINK et STATEFLOW pour Ingénieurs, Chercheurs et Etudiants*. Heidelberg, Allemagne: Springer, 2010.

[172] K. Michels, F. Klawonn, R. Kruse, and A. Nürnberger, *Fuzzy control: fundamentals, stability and design of fuzzy controllers*. Heidelberg, Germany: Springer, 2007.

[173] N. Khaehintung and P. Sirisuk, "Implementation of maximum power point tracking using fuzzy logic controller for solar-powered light-flasher applications," in *The 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'04)*, 2004, pp. 171-174.

[174] S. H. Huang and H.-C. Zhang, "Artificial neural networks in manufacturing: concepts, applications, and perspectives," *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology: Part A,* vol. 17, pp. 212-228, 1994.

[175] M. R. Meireles, P. E. Almeida, and M. G. Simões, "A comprehensive review for industrial applicability of artificial neural networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 50, pp. 585-601, 2003.

[176] D. A. Linkens and H. O. Nyongesa, "Learning systems in intelligent control: an appraisal of fuzzy, neural and genetic algorithm control applications," *IEE Proceedings-Control Theory and Applications,* vol. 143, pp. 367-386, 1996.

[177] M. H. Al-Shamisi, A. H. Assi, and H. A. Hejase, "Artificial neural networks for predicting global solar radiation in Al Ain city-UAE," *International journal of green energy,* vol. 10, pp. 443-456, 2013.

[178] M. T. Hagan and M. B. Menhaj, "Training feedforward networks with the Marquardt algorithm," *IEEE transactions on Neural Networks,* vol. 5, pp. 989-993, 1994.

[179] B. K. Bose, "Chapter 11 - Neural Network and Applications," in *Power Electronics And Motor Drives : Advances and Trends*, ed Burlington, MA, USA: Elsevier-Academic Press, 2006, pp. 731-850.

[180] B. K. Bose, "Neural network applications in power electronics and motor drives—An introduction and perspective," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* vol. 54, pp. 14-33, 2007.

[181] Mathworks. *http://www.mathworks.com*.

[182] R. Ramaprabha, V. Gothandaraman, K. Kanimozhi, R. Divya, and B. Mathur, "Maximum power point tracking using GA-optimized artificial neural network for Solar PV system," in *1st international conference on electrical energy systems (ICEES)*, 2011, pp. 264-268.

[183] B. Bendib, F. Krim, H. Belmili, M. Almi, and S. Bolouma, "Maximum Power Point Tracking of an Autonomous Photovoltaic System using Neural Network Approach," in *1st International Conference on Electrical Engineering and Control Applications (ICEECA'12), Khenchela, Algeria*, 2012.

[184] B. Bendib, F. Krim, H. Belmili, M. Almi, and S. Bolouma, "An intelligent MPPT approach based on neural-network voltage estimator and fuzzy controller, applied to a stand-alone PV system," in *23rd IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '14)*, Istanbul, Turkey, 2014, pp. 404-409.

[185] C. Hua and C. Shen, "Study of maximum power tracking techniques and control of DC/DC converters for photovoltaic power system," in *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '98)*, 1998, pp. 86-93.

ملخص:

الغرض من الأنظمة الكهروضوئية هو ضمان تحويل الطاقة الشمسية إلى طاقة كهربائية. يعتمد أداء النظام الكهروضوئي المستقل بشكل أساسي على نوعية تكييف الطاقة التي تسمح بالتحويل الأمثل للطاقة من المولدات الكهروضوئية وإدارة هذه الطاقة لتلبية الاحتياجات المختلفة من خلال دمج المحولات.الهدف من هذا العمل هو دراسة تنفيذ خوارزميات تتبع نقطة الاستطاعة القصوى (MPPT) في الأنظمة الكهروضوئية المستقلة. تركز العديد من البحوث على النمذجة والضبط والتحكم في هذه الأنظمة. لهذا الغرض، تستخدم عموما الطرق التقليدية. لكن هذه الأخيرة محدودة، وذلك بسبب الطبيعة العشوائية لمصدر الطاقة، وتعقيد عنصر التخزين (البطارية)، الخ ...

في هذا الإطار، فإن الموضوع المقترح هو إسهام في نمذجة وضبط الأنظمة الكهروضوئية من خلال مقاربة غير تقليدية باستخدام أدوات الذكاء الاصطناعي الأنسب، مثل الشبكات العصبونية والمنطق الضبابي. النتائج المتحصل عليها أظهرت بوجه عام أن أداء التقنيات الذكية من حيث الاستقرار والدقة والسرعة في تتبع نقطة الاستطاعة القصوى هي أفضل من التقنيات التقليدية.

كلمات مفتاحية: النظام الكهروضوئي المستقل؛ تتبع نقطة الاستطاعة القصوى؛ طريقة الاضطراب والمراقبة؛ طريقة المواصلة المتزايدة، المنطق الضبابي؛ الشبكات العصبونية الاصطناعية.

Résumé

Un système photovoltaïque (PV) a pour fonction d'assurer la conversion de l'énergie solaire en une énergie électrique et le conditionnement de cette énergie en vue de l'adapter aux divers besoins. Les performances d'un système PV autonome dépendent essentiellement de la qualité de conditionnement de l'énergie qui permet le transfert optimal de l'énergie du générateur PV et de la gestion de l'énergie produite pour satisfaire des besoins énergétiques par l'incorporation de convertisseurs. Le but de ce travail est l'étude de l'implémentation des algorithmes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) dans les systèmes PV autonomes. Beaucoup de travaux portent sur la modélisation, la régulation et la commande de ces systèmes. Pour ce faire, des méthodes et des techniques conventionnelles sont généralement employées. Cependant, ces dernières sont limitées, à cause du caractère aléatoire de la source d'énergie, de la complexité de l'élément de stockage, etc...

Dans ce cadre, le thème proposé se veut une contribution à la modélisation et la commande des systèmes PV par une approche non conventionnelle en utilisant les outils de l'intelligence artificielle les plus appropriés, tels que les réseaux neuronaux, la logique floue. Les résultats obtenus ont montré en général, que les performances des techniques MPPT intelligentes, en termes de stabilité, de précision et de rapidité dans la poursuite du MPP sont beaucoup mieux que celles des techniques classiques.

Mots clés : Système photovoltaïque (PV) autonome; MPPT; perturbation et observation (P&O); conductance incrémentale (IncCond), Logique floue; Réseaux de neurones artificiels (RNA).

Abstract

The purpose of a photovoltaic (PV) system is to ensure the conversion of solar energy into electrical energy (electricity). The performance of an autonomous PV system depends essentially on the quality of energy conditioning which allows the optimal transfer of the energy from the PV generator and energy management to satisfy energy needs by the incorporation of converters. The goal of this work is to study the implementation of the maximum power point tracking (MPPT) algorithms in stand-alone PV systems. Many researches focus on modeling, regulation and control of these systems. For this purpose, conventional methods are generally employed. However, they are limited, due to the random nature of the energy source, the complexity of the storage element, etc...

In this context, the proposed theme is a contribution to the modeling and control of PV systems through an unconventional approach using the most appropriate artificial intelligence tools, such as neural networks, fuzzy logic. The results obtained have generally shown that the performance of intelligent MPPT techniques in terms of stability, accuracy and speed in the MPP tracking are much better than those of conventional techniques.

Key words: Stand-alone photovoltaic (PV) system; MPPT; Perturbation and Observation (P&O); Incremental Conductance (IncCond), Fuzzy Logic (FL); Artificial Neural Networks (ANN).