

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Université MOULOUD MAMMERRI
TIZI OUZOU**

**Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département de l'Electrotechnique**



Projet de Fin d'Etudes

En vue de l'Obtention du Diplôme de MASTER en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Thème

**Modélisation et commande d'un système
de production d'énergie électrique
utilisant des panneaux photovoltaïques**

Proposé et dirigé par :

Dr. R.MANSOURI

Présenté par :

**Mr BOUKAF Faouzi M^{ed} Lamine
Mr DAHDOUH Takfarines**

Promotion 2011

Remerciement

En premier, nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur M^r R. MANSOURI pour ses conseils judicieux, son suivi attentif et sa confiance qui nous a été très précieuse. De plus, nous tenons à le remercier pour nous avoir assuré l'encadrement et la documentation nécessaire pour l'élaboration de ce mémoire.

Nous remercions également M^r F. BOUCHFAA, Melle S. AREZKI, M^r B. BOUCHAIB et Mme AKEL pour leurs précieuses aides, et leur entière disponibilité. Nous remercions l'ensemble des enseignants et les membres du personnel pour leurs aides et leurs disponibilités tout au long de cette période passée à l'UMMTO.

Nous remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Nous remercions les membres du jury, qui nous ont fait l'honneur de participer au jugement de ce travail.

Nous réservons une pensée toute particulière à nos chers parents qui nous ont toujours soutenu et guidé tout au long de nos études. Qu'ils trouvent, en ce mémoire, le modeste témoignage de notre profonde reconnaissance.

Merci

Dédicaces

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir aidé et guidé à trouver en nous la force et la volonté d'accomplir ce travail.

Je dédie ce travail à mes très chers parents, pour leurs sacrifices et encouragements durant toutes ces années d'études, pour leurs conseils et orientations dans ma vie.

A mes très chères frères Ali, Mouloud et Hocine et mes Sœurs Fatiha, Salîha et son mari Mohamed et surtout la petite Zinebe, pour leurs conseils et encouragements.

A mon grand père et ma grande mère, à mes tantes et mes oncles et leurs fils, et à toute la famille.

A tous mes amis, en particulier, Ghiles, Brahim, Hicham, Oussama, Mouh, Wassim, Riad, Karim, Redha, Said, Samir Tassadit, Hananne, Sousou, et ainsi à toute la promo d'électrotechnique 2010/2011.

A mon chère binôme Fouzi pour tous les moments quand n'a passé pour la réalisation de cette thèse.

A tous ceux qui me sont chers, je qu'ils trouvent tous ici l'expression de ma reconnaissance et gratitude.

T.DAHDOUH

Dédicaces

Je fais hommage de ce modeste travail en témoignage d'estime et de respect,

A mes grands parents pour leur prières

A mon cher père pour sa bonté, sa compréhension et la patience dont il a fait preuve tout au long de mes études.

A ma mère bien aimé, pour sa gentillesse, ces conseils précieux et tous les sacrifices quelle a fait pour moi depuis mon enfance.

A mes frères Khaled, Aniss et mes Sœurs Amina, Yasmina, Anissa , Rhadia et Rima pour leurs encouragements

a mes tantes et mes oncles.

A tous mes amis, en particulier, Abdelkrim, Ismail, Omar, Bilell, Ali, Imad, Adel, Tassadit, Hananne, Mouh , Wassim, Rjad, Karim, Saïd, Samir et ainsi a toute la promo d'électrotechnique 2010/2011.

A Monsieur Khaled et son épouse Rima et surtout a le petit Houdaifa pour leur soutien et encouragement.

A mon frère, mon ami, mon copain et mon chère binôme Takfariness.

A tous ceux qui me sont chers, je dédie ce mémoire.

F. BOUKAF

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
Chapitre I : Théorie et concept de la conversion photovoltaïque	
I.1.Introduction	5
I.2.Energie du soleil	5
I.2.1.Géométrie terre-soleil	5
I.2.2.Mouvement de la terre	5
I.2.3.Trajectoire apparente du soleil	6
I.3.Caractéristiques du rayonnement solaire	7
I.3.1.Energie renouvelable	7
I.3.2.Rôle de l'atmosphère	7
I.3.3.Mass d'air	8
I.4.Modèle de rayonnement solaire	9
I.5.Spectre solaire	10
I.6.Notions fondamentales de physique du semi-conducteur	12
I.6.1. Notions de bandes d'énergie et de dopage	12
I.6.2.densité de porteurs à l'équilibre thermodynamique	14
I.7.Généralités sur les systèmes PV	16
I.7.1. cellule solaire	16
I.7.2.effet photovoltaïque	17
I.7.3.Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque au silicium	18
I.7.4.Caractéristiques énergétiques des cellules photovoltaïques	19
I.7.5. rendement	19
I.7.6.Différents types de cellules solaires PV	19
I.8.conclusion	21
Chapitre II : Modélisation d'un système photovoltaïque	
II.1.Introduction	23
II.2.Différentes modèles des cellules PV	23
II.2.1.Modèle mathématique de la cellule PV	23
II.2.2.Caractéristiques électriques d'une cellule PV	25
II.2.2.1.Caractéristique courant-tension	25
II.2.2.2.Puissance caractéristique d'une cellule solaire	27
II.2.3.Modèle à une seule exponentielle	29
II.2.3.1.Schéma de simulation d'un modèle à une seule exponentielle	31
II.2.3.2.Simulation du modèle du photo courant	32
II.2.3.3.Simulation du modèle du courant de la diode	32
II.2.3.4. simulation du modèle du courant traversant la résistance shunt I_{sh}	34
II.2.4.Modèle à deux exponentielles	35
II.2.5.Schéma de simulation du modèle à deux exponentielles	36
II.2.6.Etude comparative entre un système à une seule exponentielle et deux exponentielles	37
II.3.Constitution d'un module photovoltaïque	39
II.3.1.Association des modules photovoltaïques : Association série, parallèle, série-parallèle	39
II.4.Protection d'un générateur photovoltaïque	44

II.5.Influence des conditions météorologiques sur le fonctionnement de la cellule PV	45
II.5.1.Influence de l'éclairement sur le fonctionnement de la cellule PV	45
II.5.2.Influence de la température sur le fonctionnement de la cellule PV	47
II.6.Influence des résistances R_S et R_{sh} sur les caractéristiques I-V et P-V	48
II.6.1.Influence de la résistance R_S sur les caractéristiques I-V et P-V	48
II.6.2.Influence de la résistance shunt R_{sh} sur les caractéristiques I-V et P-V..	50
II.7.Conclusion	51

Chapitre III : Méthodes de Poursuite de la puissance maximale MPPT

III.1.Introduction	54
III.2.Fonctionnement optimal du GPV	55
III.3.Convertisseur statique DC-DC (hacheur)	56
III.3.1. Hypothèses	57
III.3.2. Définition du rapport cyclique	57
III.4. Hacheur série (Buck)	57
III.4.1. Modèle mathématique équivalente	58
III.4.2. Modèle approximé du hacheur série	59
III.4.3. Etude en régime continu	60
III.4.4. Rapport de conversion $M(\alpha)$	61
III.5. Hacheur parallèle (Boost)	61
III.5.1. Modèle mathématique équivalente	61
III.5.2. Modèle approximé du hacheur parallèle	62
III.5.3.Etude en régime continu	63
III.5.4. Rapport de conversion	63
III.6. Hacheur série-parallèle	63
III.6.1. Modèle mathématique équivalente	64
III.6.2. Etude en régime continu	65
III.6.3. Rapport de conversion $M(\alpha)$	65
III.7. Partie commande	66
III.7.1. Méthodes à contre réaction de tension	66
III.7.2. Méthode à contre réaction de tension de référence fixe	66
III.7.3. Méthode à contre réaction de tension de référence en fonction de V_{co}	67
III.7.4. Méthodes à contre réaction de courant	68
III.7.5. Méthodes à contre réaction de puissance	68
III.8. Algorithme perturbation et observation (P&O)	69
III.8.1. Principe de la méthode	71
III.9. Algorithme incrémentale et conductance (INC)	72
III.10.elaboration de la méthode P&O sous MATLAB SIMULINK	75
III.10.1.modèle de simulation de la méthode P&O	75
III.10.2.Schéma de simulation de l'algorithme P&O sous MATLAB-SIMULINK	76
III.10.3. Modèle du hacheur élévateur-abaisseur	77
III.10.4. Simulation de bloc PV avec un système MPPT (charge résistive)	77
III.10.5.Charge résistive	78
III.10.6.Résultat de simulation	80
III.10.7. Constatation et interprétations	81
III.10.8. Performance de MPPT	82
III.11. Simulation pour des conditions atmosphériques stables	83
III.11.1. Constatation et interprétations	84
III.11.2. Changement des conditions atmosphériques	85
III.11.2.1. Changement lent de l'ensoleillement	85
III.11.2.2. Constatation et interprétations	86

III.11.2.3. Augmentation rapide de l'ensoleillement	86
III.11.2.4. Constatation et interprétations	87
III.11.2.5. Changement lent de la température	87
III.11.2.6. Constatation et interprétations	88
III.11.2.7. Changement rapide de la température	89
III.11.2.8. Changement lent de température et lent d'ensoleillement	90
III.11.2.9. Changement rapide de température et rapide d'ensoleillement	91
III.11.2.10. Constatation et interprétations	91
III.12. Conclusion	92
Chapitre IV : Application pour l'alimentation d'une MAS	
IV.1. Introduction	94
IV.2. Présentation des Systèmes photovoltaïques	94
IV.3. Convertisseur DC/AC	95
IV.3.1. Modélisation d'un onduleur à deux niveaux	95
IV.4. Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan ABC	100
IV.4.1. Hypothèses simplificatrices	100
IV.4.2. Equations électriques de la machine	100
IV.4.3. Equation mécanique de la machine	102
IV.5. Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan dq	103
IV.5.1. Transformation de Park	103
IV.5.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park	105
IV.6. Equations dans différents référentiels	106
IV.6.1. Référentiel lié au stator	106
IV.6.2. Référentiel lié au rotor	107
IV.6.3. Référentiel lié champ tournant Référentiel	107
IV.6.4. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension	107
IV.7. Principe de la commande vectorielle	109
IV.7.1. Théorie du flux orienté	109
IV.7.2. Orientation du flux rotorique	110
IV.7.2.1. Méthode directe	112
IV.7.2.2. Méthode indirecte	112
IV.7.3. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse	113
IV.8. Performance du système photovoltaïque	114
IV.8.1 Cascade GPV - filtre capacitif - onduleur triphasé à deux niveaux à commande MLI	115
IV.8.2. Modélisation du filtre capacitif intermédiaire	115
IV.8.3. simulation et interprétations des résultats	116
IV.8.4. Stabilisation des tensions du bus continu	118
IV.8.5. Etude de la cascade avec le pont de campings	118
IV.8.6. Modélisation du pont de Clamping	119

IV.8.7	Résultat de simulation	120
IV.8.8	Interprétation	123
IV.9	Conclusion	124
	Références bibliographiques	
	Annexes	

liste des figures

Chapitre I : Théorie et concept de la conversion photovoltaïque

Figure I.1 : plan de l'écliptique : l'orbite terrestre et les saisons	6
Figure I.2 : définition de la trajectoire du soleil (hauteur et azimut)	7
Figure I.3 : définition de l'air mass	9
Figure I.4 : composantes du rayonnement solaire au sol	10
Figure I.5 : répartition spectrale de rayonnements solaires	11
Figure I.6 : Diagramme des bandes d'énergies	13
Figure I.7 : diagrammes des transitions directe et indirecte des matériaux semi-conducteurs (silicium et Arseniure de Gallium)	14
Figure I.8 : Représentation schématique d'une cellule solaire	17
Figure I.9 : Schéma illustratif du principe de la conversion de l'énergie	18
Figure I.10 : principe de fonctionnement d'une cellule PV	19
Figure I.11 : Cellule solaire de type mono- cristalline	20
Figure I.12 : Cellule solaire de type poly- cristalline	20
Figure I.13 : Cellule solaire de type amorphe	21

Chapitre II : Modélisation d'un système photovoltaïque

Figure II.1 : Schéma équivalent simple d'une cellule photovoltaïque	23
Figure II.2 : Caractéristique courant-tension d'une cellule PV sous différents éclairagements	25
Figure II.3 : Caractéristique courant-tension d'une cellule solaire	26
Figure II.4 : Caractéristique Puissance-tension d'une cellule solaire	27
Figure II.5 : caractéristique courant-tension illustre le point P_{max} idéale et réelle.	P_{max} 28
Figure II.6 : Modèle à une seule exponentielle d'une cellule solaire	30
Figure II.7: Schéma de simulation d'un modèle à une seule exponentielle	31
Figure II.8 : Schéma de simulation de la photo courant	32
Figure II.9 : Schéma de simulation du courant de la diode globale	33
Figure II.10 : Schéma de simulation du courant de saturation	33
Figure II.11 : Schéma de simulation du courant de la diode I_{d1}	34
Figure II.12 : Schéma de simulation du courant traversant la résistance shunt I_{sh}	34
Figure II.13 : Schéma du modèle équivalent à deux exponentielles d'une cellule solaire	35
Figure II.14: Schéma de simulation du modèle à deux exponentielles d'une cellule solaire	37
Figure II.15 : caractéristique courant-tension d'une cellule : modèle à une seule exponentielle et modèle à deux exponentielles	38
Figure II.16 : caractéristique puissance-tension d'une cellule : modèle à une seule exponentielle et modèle à deux exponentielles	38
Figure II.17 : modules photovoltaïques connectées en série	39
Figure II.18 : caractéristiques courant-tension de modules branchées en séries	40
Figure II.19 : Panneaux connectées en parallèle	41
Figure II.20 : Caractéristiques courant-tension de modules branchés en parallèle	42
Figure II.21 : Panneaux connectés en série-parallèle	43
Figure II.22 : Caractéristiques courant - tension de modules branchées en série – parallèle	44
Figure II.23 : Protection d'un générateur photovoltaïque	45
Figure II.24 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension	46

Figure II.25 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension	46
Figure II.26 : Influence de la température sur la caractéristique courant-tension	47
Figure II.27 : Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension	48
Figure II.28 : Influence de la résistance série sur la caractéristique $I-V$	49
Figure II.29 : Influence de la résistance série sur la caractéristique $P-V$	49
Figure II.30 : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique $I-V$	50
Figure II.31 : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique $P-V$	50

Chapitre III : Méthodes de Poursuite de la puissance maximale MPPT

Figure III.1 : Schéma synoptique d'un système de poursuite du PPM	54
Figure III.2 : Caractéristique $I-V$ pour une charge résistive variable	55
Figure III.3 : Schéma synoptique du principe de hacheur	56
Figure III.4 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur série	58
Figure III.5 : Circuit équivalent du hacheur série quand k est fermé	58
Figure III.6 : Circuit équivalent du hacheur série quand k est ouvert	59
Figure III.7 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur parallèle	61
Figure III.8 : Circuit équivalent du hacheur parallèle quand k est fermé	61
Figure III.9 : Circuit équivalent du hacheur parallèle quand k est ouvert	62
Figure III.10 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur série-parallèle	63
Figure III.11 : Circuit équivalent d'un hacheur série-parallèle quand k est fermé	64
Figure III.12 : Circuit équivalent d'un hacheur série-parallèle quand k est ouvert	64
Figure III.13 : Méthodes à contre réaction de tension	66
Figure III.14. Intervalle de variation de la tension optimale	66
Figure III.15 : Principe de la méthode à contre réaction de tension de référence en fonction de V_{co}	67
Figure III.16 : Caractéristique $P=f(V)$ d'un panneau solaire	68
Figure III.17 : Organigramme de l'algorithme de P&O	70
Figure III.18 : Zones de fonctionnement pour un GPV	71
Figure III.19 : Schéma explicatif du fonctionnement de l'INC	73
Figure III.20 : Organigramme de l'algorithme de l'INC	75
Figure III.21 : Schéma de bloc d'une association PV avec un système MPPT (charge résistive)	76
Figure III.22 : modèle de simulation de l'algorithme P&O	76
Figure III.23 : Schéma de bloc d'un hacheur élévateur-abaisseur	77
Figure III.24 : Caractéristiques $P(V)$ et $P(t)$ avec la poursuite de MPP	78
Figure III.25 : $P=f(t)$ avec et sans la poursuite de MPP	78
Figure III.26 : Connexion directe entre un panneau solaire et une charge résistive	79
Figure III.27 : variation de la charge en fonction du temps	80
Figure III.28 : influence de la charge sur les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ dans les conditions standards de l'algorithme P&O	80
Figure III.29 : formes de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique d obtenus par la méthode P&O pour une charge résistive variable à 25°C et 1000 WW/m^2	81
Figure III.30 : Caractéristique $P=f(t)$ illustre l'intérêt de MPPT sur le GPV	83
Figure III.31 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique d obtenus par la méthode P&O pour une charge résistif à 25°C et 1000 W/m^2	84
Figure III.32 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode P&O pour une variation lente de l'ensoleillement	85

Figure III.33 : Caractéristiques $P=f(V)$ et $I=f(V)$ obtenus par la méthode $P\&O$ pour une augmentation rapide de l'ensoleillement	86
Figure III.34 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode $P\&O$ pour une augmentation rapide de l'ensoleillement	87
Figure III.35 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode $P\&O$ pour une variation lente de la température	88
Figure III.36 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode $P\&O$ pour une variation rapide de la température	89
Figure III.37 : formes d'onde de la puissance, la tension et du rapport cyclique obtenus par la méthode $P\&O$ pour une augmentation lente de la température et de l'ensoleillement	90
Figure III.38 : formes d'onde de la puissance, la tension et du rapport cyclique obtenus par la méthode $P\&O$ pour une augmentation rapide de la température et de l'ensoleillement	91

Chapitre IV : Application pour l'alimentation d'une MAS

Figure IV.1 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque (cascade)	95
Figure IV.2 : Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande	96
Figure IV.3 : Principe de la commande en MLI ($m=32, r=0.8$).	97
Figure IV.4 : principe de la commande en MLI ($m=28, r=0.8$).	99
Figure IV.5 : principe de la commande en MLI ($m=24, r=0.8$).	99
Figure IV.6. Représentation schématique d'une machine asynchrone	100
Figure IV.7 : Représentation symbolique de la machine asynchrone biphasée	104
Figure IV.8 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimenté en tension	108
Figure IV.9 : Principe de la commande vectorielle	109
Figure IV.10 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	109
Figure IV.11 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique	111
Figure IV.12 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	114
Figure IV.13. Structure de la cascade d'un GPV - filtre capacitif - onduleur triphasé à deux niveaux à structure MLI	115
Figure IV.14 : Structure du filtre capacitif intermédiaire	116
Figure IV.15 : Simulation du Filtre capacitif intermédiaire à l'aide de logiciel MATLAB /SIMULINK	117
Figure IV.16. Tensions de d'entrée de l'onduleur à deux niveau	117
Figure IV.17. Tensions de sortie de l'onduleur à deux niveaux	118
Figure IV.18. Structure de la cascade d'un GPV - pont de clamping - onduleur triphasé à deux niveaux à commande MLI- MAS	119
Figure IV.19. Structure du pont de Clamping	119
Figure IV.20 : Simulation de nouveau Filtre capacitif intermédiaire pour une alimentation à un seul GPV à l'aide de logiciel MATLAB /SIMULINK	120
Figure IV.21 Tensions du pont de clamping et leurs différences	121
Figure IV.22 Tensions de sortie de l'onduleur à deux niveaux après l'introduction de pont de clamping	121
Figure IV.23 : Performance de la MAS lors d'un démarrage à vide	122
Figure IV.24 : Performance de la MAS lors d'un d'application d'un couple résistant $C_r=10Nm$ entre les instants $t_1=4s$ et $t_2=6s$.	115

Nomenclatures et abréviations

Chapitre I: Théorie et concept de la conversion photovoltaïque

AM : Air Mass ou Mass d'air.

E_{ph} : énergie des photons en électron volts.

h : constant du Planck ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ J.s)

ν : la fréquence en Hertz.

C : la vitesse de la lumière ($C = 299\,792\,458$ m/s)

λ : La longueur d'onde en micromètre.

E_G : énergie de Gap.

E_C : Énergie de la bande de conduction.

E_V : Énergie de la bande de valence.

K : constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T : température absolue du cristal (K)

E_F : niveau d'énergie appelé niveau de Fermi

$N(E)$: nombre d'état possible.

$f(E)$: probabilité d'occupation d'un état d'énergie.

N_c, N_v : densités effectives d'états.

m_{dc}^*, m_{dv}^* : masses effectives de densité d'états respectivement des électrons et des trous.

N_D : concentration en impuretés de type donneur.

N_A : concentration en impuretés de type accepteur.

CdTe : tellure de cadmium.

GaAs : l'arséniure de gallium.

CIS : diséléniure de cuivre et d'indium.

Chapitre II : Modélisation d'un système photovoltaïque

GPV : générateur photovoltaïque.

MPP : point de puissance maximale.

I_{ph} : photo-courant généré par la cellule sous éclairage.

I : courant généré par la cellule photovoltaïque.

I_d : courant de la diode.

I_{sh} : courant circule dans la résistance shunt.

V : tension délivrée par la cellule PV.

I_{Sat} : courant de saturation de la diode dépendant de la température

T : température de la cellule en °K.

E : éclairage (ensoleillement, irradiance) en W/m^2 .

A : facteur d'idéalité de la diode.

q : la charge élémentaire ($q=1.6 \cdot 10^{-19}$ C).

V_{co} : tension en circuit ouvert.

I_{cc} : courant en court circuit.

V_{PPM} : tension correspond au point de puissance maximale.

I_{PPM} : courant correspond au point de puissance maximale.

FF : facteur de forme.

$\eta(\%)$: Rendement énergétique.
 R_S : résistance série en Ohm.
 R_{sh} : résistance shunt en Ohm.
 R_{SE} : résistance série équivalente.
 R_{PE} : résistance parallèle équivalente.
 K_1 : constante caractérisant le courant de saturation de la diode 1 : $k_1=1.2 \text{ A/Cm}^2\text{K}^3$
 K_2 : constante caractérisant le courant de saturation de la diode 2 : $k_2=2.9 \text{ 10A/Cm}^2\text{K}^5$
 N_S : nombre de cellules groupées en série.
 N_P : nombre de cellules groupées en parallèle.
 N_{MS} : nombre de modules branchés en série.
 N_{MP} : nombre de modules branchés en parallèle.

Chapitre III : Méthode de poursuite du point de puissance maximale

DC/DC : Convertisseur continu/continu (hacheur).
 MPPT: maximum power point tracking.
 P&O: Perturbation & Observation.
 l'INC: Incremental conductance.
 G: conductance.
 α : Rapport cyclique.
 k : interrupteur.
 T_{on} : Temps de fermeture de l'interrupteur.
 T_{off} : Temps d'ouverture de l'interrupteur.
 $M(\alpha)$: Rapport de conversion.
 C : est la constante d'incrémentantion.
 z : pas d'incrémentantion de l'algorithme de l'INC.

Chapitre IV : Performance de la cascade

DC/AC : Convertisseur continu/alternatif (onduleur).
 MLI : Modulation de largeur d'impulsions.
 MAS : Machine Asynchrone.
 F_j : Fonction logique de connexion.
 S_J : Signaux de commande des interrupteurs.
 V_{ref} : signale de référence.
 V_p : signale de la porteuse.
 m : indice de modulation.
 r : taux de modulation ou coefficient de réglage.
 V_s : Tension appliquée aux trois phases du stator.
 I_s : Courant traversant les enroulements statoriques.
 I_r : Courant traversant les enroulements rotoriques.
 φ_s : Flux total à travers les enroulements statoriques.
 φ_r : Flux total à travers les enroulements rotoriques.
 R_s : Résistance propre d'une phase statorique.
 R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.
 θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante ;
 l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

$[L_s], [L_r]$: Matrice inductance statorique (rotorique).

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator ;

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor ;

M_{sr} : Maximum de l'induction mutuelle entre une phase statorique et la phase rotorique.

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : coefficient du frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique de moteur..

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$[X]$: Vecteur d'état, $[X] = [I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \Omega_r]^t$

$[U]$: Vecteur de commande, $[U] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \omega_s]^t$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion.

φ_n : Valeur nominale du flux ;

Ω_n : Valeur nominale de la vitesse mécanique.

Introduction générale

La consommation énergétique dans notre pays ne cesse d'augmenter. La grande partie de l'énergie consommée provient des combustibles fossiles (pétrole, gaz naturel, charbon, ...etc) dont l'utilisation massive peut conduire à l'épuisement de ces réserves et menace réellement l'environnement. Cette menace s'est manifestée principalement à travers la pollution et le réchauffement global de la terre par effet de serre. Aussi, la grande préoccupation du monde actuel est d'atténuer cette pollution en essayant d'adapter les sources d'énergie classiques à des critères très exigeants.

L'utilisation de l'énergie renouvelable, en particulier l'énergie solaire photovoltaïque, pour alimenter les régions désertiques et isolées a l'avantage d'être présente et propre contrairement à l'énergie conventionnelle qui présente les contraintes de l'éloignement du réseau électrique, du transport de combustible et des entretiens périodiques des moteurs.

La situation géographique de l'Algérie favorise le développement de l'énergie solaire. En effet, vu l'importance de l'intensité du rayonnement reçu ainsi que la durée de l'ensoleillement qui dépasse les dix heures par jour pendant plusieurs mois, notre pays peut couvrir certains de ses besoins par l'énergie solaire.

L'utilisation de cette énergie de nature « aléatoire et diffuse » nécessite la combinaison de moyens de stockage et de contrôle de gestion de puissance, chaque générateur photovoltaïque (PV) devrait fonctionner en un point optimal, appelé le point de puissance maximale (MPP), qui est subordonné à la variation de la température et de l'insolation. Pour augmenter le rendement en puissance d'un module PV ou d'un champ de modules PV, un contrôleur électrique est incorporé entre le générateur PV et la charge, dont le rôle principal est la surveillance en continu du point de puissance maximale du générateur PV. Ce contrôleur appelé MPPT (*Maximum Power Point tracking*) agit généralement sur un dispositif de conversion DC-DC. Les techniques de régulation et de contrôle assurent

l'adaptation d'impédance, en transférant à la charge la puissance électrique maximale issue du générateur PV quelque soit les conditions de température et d'ensoleillement.

La comparaison des systèmes avec et sans les dispositifs poursuivant le point de puissance maximale montre que les installations avec un MPPT produisent 80% à 90% de leur puissance maximale théorique, tandis que les installations sans MPPT fonctionnent seulement à 30% de leur rendement de puissance maximale.

Plusieurs méthodes allant de la plus simple qui est l'adaptation manuelle de la charge au générateur photovoltaïque jusqu'aux plus complexes telles que les méthodes P and O, incrémentation de conductance ...etc. ont déjà été utilisées dans plusieurs travaux pour déterminer le point de puissance maximale.

La méthode 'P&O' ou bien la méthode 'perturbation&observation' a attiré l'attention d'un grand nombre de chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance. Le contrôle par la méthode P&O est mieux classé que d'autres méthodes car son principe de fonctionnement est simple et il est rapide et facile à élaborer.

Le système MPPT proposé d'étudier par simulation des contrôleurs P&O qui contrôlent le rapport cyclique du convertisseur continu-continu: Buck-Boost.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous allons présenter les généralités sur le système photovoltaïque et quelques notions sur le matériau semi-conducteur ainsi que le principe de fonctionnement d'une cellule solaire. Ensuite, nous décrivons les principaux éléments des systèmes photovoltaïques. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des différents types de cellules de silicium disponible au marché.

Dans le deuxième chapitre nous exposerons les formules mathématiques « Modèles » de la cellule et du générateur PV, puis nous présenterons l'implémentation de ces modèles dans

l'environnement MATLAB/SIMULINK. A la fin du chapitre, les résultats des différentes simulations effectuées seront présentés puis discutés.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des différents types de convertisseurs DC/DC et les algorithmes les plus répandues pour la poursuite du point de puissance maximum, puis nous allons implémenter ces algorithmes, ainsi que le convertisseur dévolteur élévateur (Buck-Boost) sous le logiciel MATLAB/SIMULINK et ceci sous nombreux changements climatiques.

Le quatrième chapitre traite l'étude de système de pompage photovoltaïque, la première partie de ce chapitre concerne la modélisation et la commande d'un onduleur MLI à deux niveaux alimentant une charge (MAS) l'ensemble est alimenté par une source photovoltaïque. Aussi nous rappellerons d'abord le principe de fonctionnement et les équations magnétiques et électriques décrivant la machine asynchrone ainsi que sa commande (commande vectorielle de la MAS). Par la suite, la cascade (source photovoltaïque onduleur et la MAS) sera implémentée sous MATLAB/SIMULINK.

Une conclusion sur les résultats obtenus et les perspectives de ce travail termineront ce mémoire.

I.1-Introduction

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus abondante parmi les énergies renouvelables. L'électricité photovoltaïque est obtenue par transformation directe de la lumière des rayonnements solaires en électricité, au moyen de cellules photovoltaïques.

La pile solaire (photopile) est un composant semi-conducteur qui transforme l'énergie lumineuse en électricité. La puissance électrique qu'elle délivre dépend du flux et de la répartition spectrale du rayonnement solaire. La collecte de ses courants se révèle plus ou moins efficace suivant la structure technologique et les caractéristiques physiques du semi-conducteur.

Dans ce chapitre on s'intéresse à la théorie et le concept de la conversion photovoltaïque, on analyse les phénomènes qui interviennent sur le transport des charges, dans les différentes parties de la cellule solaire. Il nous a semblé utile d'introduire d'abord quelques notions fondamentales de physique du semi-conducteur. De plus, on étudie l'influence des conditions météorologiques (Température et Eclairement) sur le comportement électrique d'une cellule solaire.

I.2-Energie du soleil

I.2.1-Géométrie terre-soleil

Le soleil est une étoile de forme pseudo-sphérique dont le diamètre atteint 1 391 000 Km, il est situé à une distance moyenne de 149 598 000 Km de la terre. Composé de matière gazeuse, essentiellement de l'hydrogène et de l'hélium, il est le siège de réaction de fusion nucléaire permanent et la température en son cœur atteint 10^7 K. [5]

I.2.2-Mouvement de la terre

La terre décrit au tour du soleil une trajectoire légèrement elliptique dont le soleil occupe un foyer (figure 1.1). En fait la distance qui les sépare varie de $\pm 1.69\%$ au cours de l'année du fait de la légère excentricité de l'orbite terrestre ($e=0.017$), l'axe de rotation de la terre sur elle-même est incliné de $23^{\circ},27'$ par rapport au plan de l'elliptique (plan de l'orbite terrestre). On appelle déclinaison α l'angle formé par l'axe Terre-soleil avec le plan de l'équateur à un moment donné de l'année. [5]

La déclinaison vaut donc $+23^{\circ},27$ au solstice d'été, $-23^{\circ},27$ au solstice d'hiver, et est nulle aux équinoxes. Cette déclinaison est responsable des saisons, car dans l'hémisphère Nord les rayons nous parviennent avec un angle plus élevé en été, et plus bas sur l'horizon en hiver (c'est le contraire dans l'hémisphère sud). Elle explique aussi pourquoi les différences saisonnières soient plus marquées vers les hautes latitudes. On sait également que l'activité solaire n'est pas constante et subit des éruptions solaires, mais leurs conséquences ne dépassent pas 4% de variation d'intensité du rayonnement émis. [5]

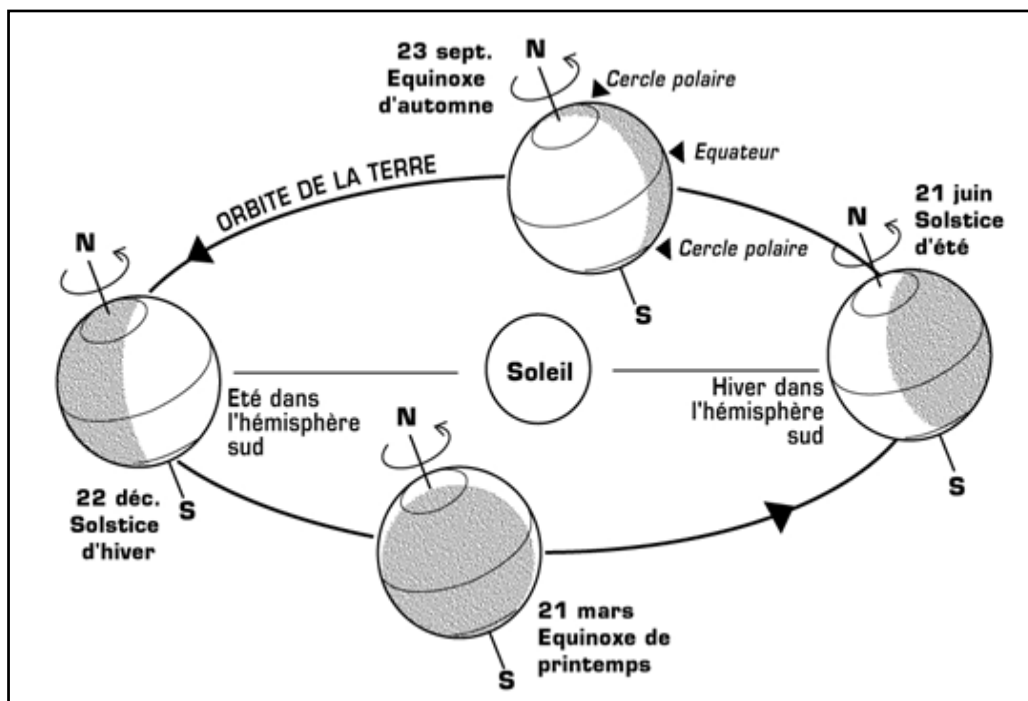


Figure I.1 : plan de l'écliptique : l'orbite terrestre et les saisons [2]

I.2.3-Trajectoire apparente du soleil

Pour un observateur situé sur la surface de la terre, le soleil décrit une trajectoire apparente qui dépend de la latitude et longitude du lieu où il se trouve. Rappelons que la latitude est la distance angulaire d'un point quelconque du globe par rapport à l'équateur. Quant à la longitude, c'est également un angle, donné par rapport au méridien de Greenwich en ce déplaçant vers l'Est. La position du soleil est définie par deux angles, sa hauteur angulaire h (l'angle entre la direction du soleil et le plan horizontal du lieu) et son azimut α : l'angle entre

le méridien du lieu et le plan vertical passant par le soleil, compté négativement vers l'Est (figure I.2). [3]

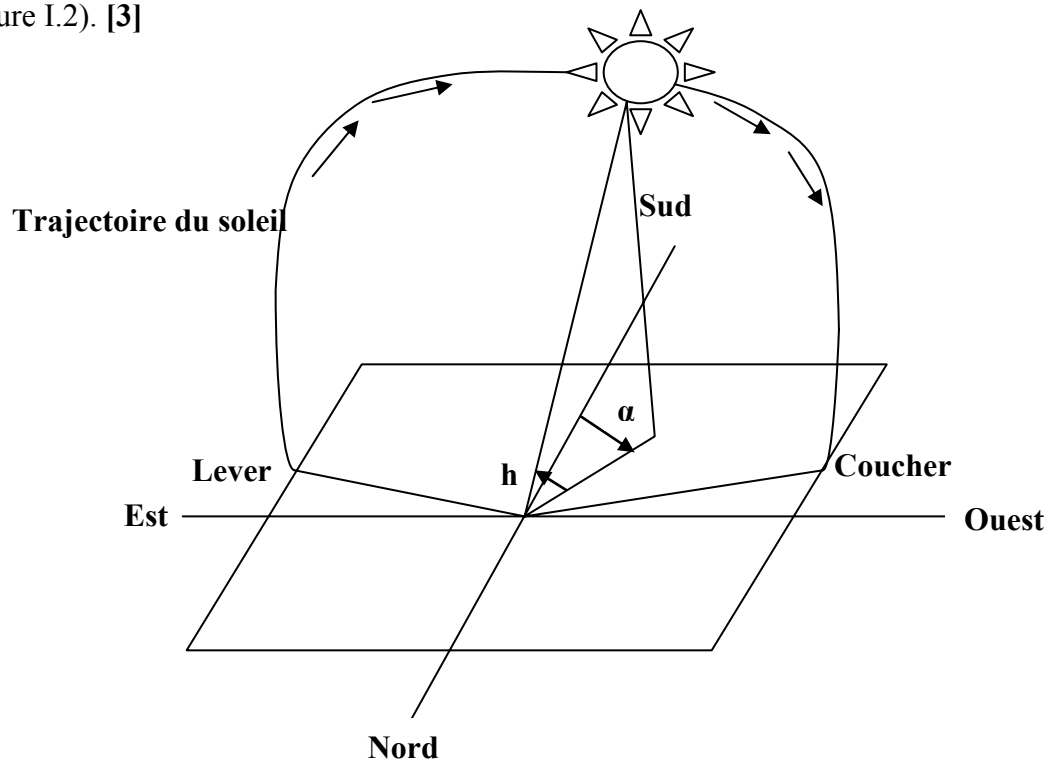


Figure I.2 : définition de la trajectoire du soleil (hauteur et azimut) [3]

I.3-Caractéristiques du rayonnement solaire

I.3.1-Energie renouvelable

L'énergie qui nous vient du soleil représente la quasi-totalité de l'énergie disponible sur terre. Outre l'apport direct sous forme de lumière et de chaleur, elle est à l'origine de la biomasse (photosynthèse), du cycle de l'eau, des vents, des courants océaniques, et sous forme stockée durant des millions d'années, de nos réserves de gaz, de pétrole et de charbon. Les seules ressources énergétiques non solaires sont la chaleur de la terre (géothermique), les marées et l'énergie nucléaire. L'énergie du soleil est produite par les réactions de fusion thermonucléaire : les noyaux d'hydrogène (protons) s'assemblent en noyaux d'hélium (2protons +2neutrons). Cette énergie est émise dans l'espace par la surface du soleil, notamment sous forme d'ondes électromagnétiques (lumière). [1]

I.3.2-Rôle de l'atmosphère

L'énergie lumineuse dite « extraterrestre » c'est -à-dire hors atmosphère a été évaluée avec précision par la NASA et vaut $1\,367\text{ W/m}^2$. Il s'agit de l'irradiance reçue, ou rayonnement

solaire instantané, à un instant donnée au-dessus de l'atmosphère terrestre, en incidence normale (plan perpendiculaire à la direction du soleil). On appelle cette valeur « constante » solaire mais elle n'est pas toute à fait à cause des légères variations de la distance terre-soleil. Cette énergie qui descend en ligne droite vers notre planète ne peut pas parvenir sur la terre en intégralité car elle va subir des transformations en traversant l'atmosphère : par absorption et par diffusion.

En effet, l'atmosphère contient, on le sait, une majorité d'azote et d'oxygène (Respectivement 78 et 21%), mais aussi de l'argon, du CO₂, de la vapeur d'eau et la fameuse couche d'ozone de la stratosphère, dont le rôle de filtrage des UV les plus durs et si important. Les poussières et les nuages (formés de minuscules gouttelettes d'eau, à ne pas confondre avec la vapeur d'eau, qui elle est un gaz) ont aussi leur importance dans la diffusion du rayonnement solaire.

I.3.3-Masse d'air [4][6][7][8]

Plus le soleil est bas sur l'horizon, plus le rayonnement direct qu'il émet va traverser une épaisseur importante d'atmosphère et plus il va subir de transformation. On appelle masse air, le rapport entre l'épaisseur d'atmosphère traversée par le rayonnement direct (distance OM) pour atteindre le sol et l'épaisseur traversée à la verticale du lieu (distance OA) (figure I.3).

A l'aide des points : O, A et M et l'angle h tel que c'est illustré par la (figure I.3), la longueur du trajet du rayonnement du soleil à travers l'atmosphère est donné par :

$$OM = \frac{OA}{\sin h} \quad (1.1)$$

Donc l'air masse

$$\frac{OM}{OA} = \frac{1}{\sin h} \quad (1.2)$$

Les air- masses les plus usuelles sont les suivantes :

AM1 : Soleil au zénith (au niveau de la mer)

AM2 : Soleil à 30°

AM3 : Soleil à 41.8°

AM0 désigne le rayonnement solaire hors atmosphère.

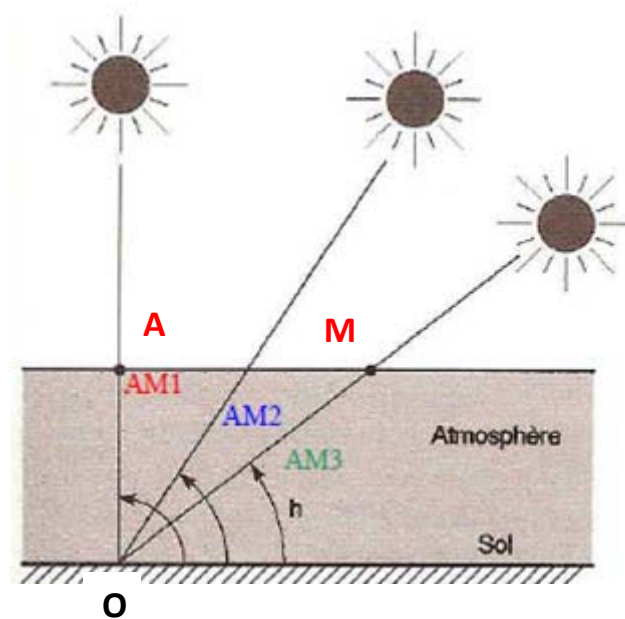


Figure I.3 : définition de l'air mass [4]

I.4-Modèle de rayonnement solaire

En traversant l'atmosphère, le rayonnement solaire est absorbé et diffusé. Au sol, on distingue plusieurs composants : [5]

- **Le rayonnement direct** : c'est le rayonnement qui est reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère, ses rayons sont parallèles entre eux, ils forment donc des ombres et peuvent être concentrés par des miroirs.
- **Le rayonnement diffus** : C'est la partie du rayonnement provenant du soleil, ayant subi de multiples réflexions (dispersions), dans l'atmosphère.
- **L'albédo (rayonnement réfléchi)** : c'est la partie réfléchi par le sol il dépend de l'environnement du site (neige, sable....)
- **Le rayonnement global** : c'est tous simplement la somme de ces diverses contributions comme le montre la figure (1.4).

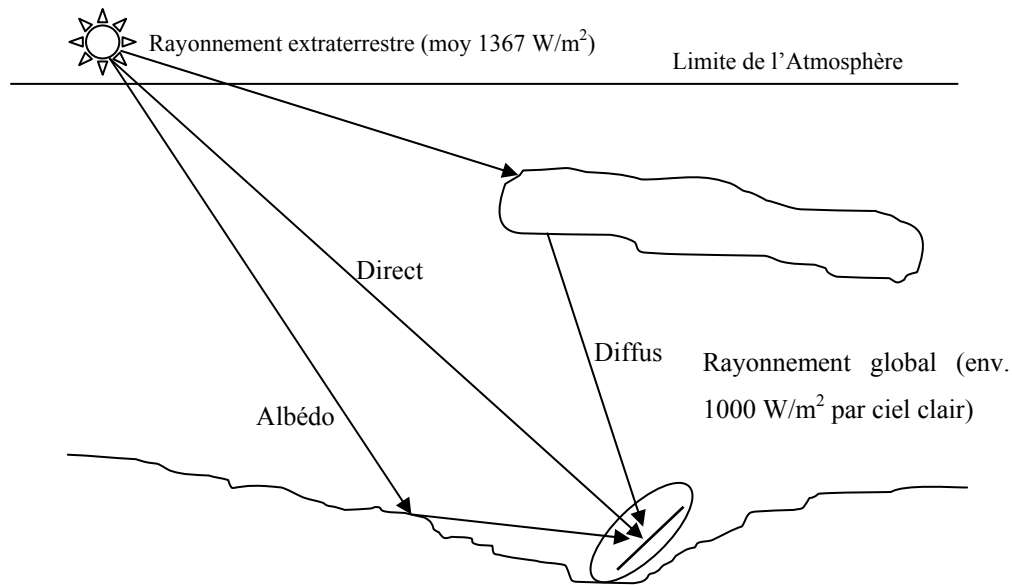


Figure I.4 : composantes du rayonnement solaire au sol [5]

I.5-Spectre solaire

Le spectre du soleil est sa décomposition en longueur d'onde ou « couleurs ». La lumière solaire est en effet composée de toutes sortes de rayonnement de couleurs différentes, caractérisées par leur longueur d'onde. Les photons, grains de lumière qui composent ce rayonnement électromagnétique, sont porteurs d'une énergie est reliée à leur longueur d'onde par la relation :

$$E = h\nu = h \frac{C}{\lambda} \quad (1.3)$$

Où h est la constant de Planck, ν la fréquence, C la vitesse de la lumière et λ la longueur d'onde.

C'est cette relation, mise à jour par **Louis de Broglie** qui a confirmé la nature à la fois corpusculaire et ondulatoire de la lumière : présence de corpuscules (les photons) et propagation d'ondes avec la fréquence de vibration et une longueur d'onde. Une courbe standard de la répartition spectrale du rayonnement solaire extraterrestre compilée selon les données recueillies par les satellites, est désignée sous le nom d'**AM0**. Sa distribution en énergie est répartie comme suit :

ultraviolet UV	$0.20 < \lambda < 0.38 \mu\text{m}$	6.4%
visible	$0.38 < \lambda < 0.78 \mu\text{m}$	48.0%
Infrarouge IR	$0.78 < \lambda < 0.78 \mu\text{m}$	45.6%

La figure (I.5) montre l'atténuation observée après le passage à travers une épaisseur d'atmosphère correspondant à une masse d'air, soit l'équivalent d'une hauteur du soleil de 41.8° au niveau de la mer. L'irradiance spectrale est le flux solaire pour une longueur d'onde donnée (et donc une couleur donnée, en ce qui concerne la lumière visible). [5][10]

Ce spectre de ciel clair, noté **AM1.5**, sert de référence pour la mesure de cellules photovoltaïques. Les simulateurs servant à mesurer les modules tentent de le reproduire aussi fidèlement que possible. On peut également remarquer le spectre du diffus par beau temps, nettement renforcé vers le bleu du fait de la diffusion de Rayleigh sur l'air. [5]

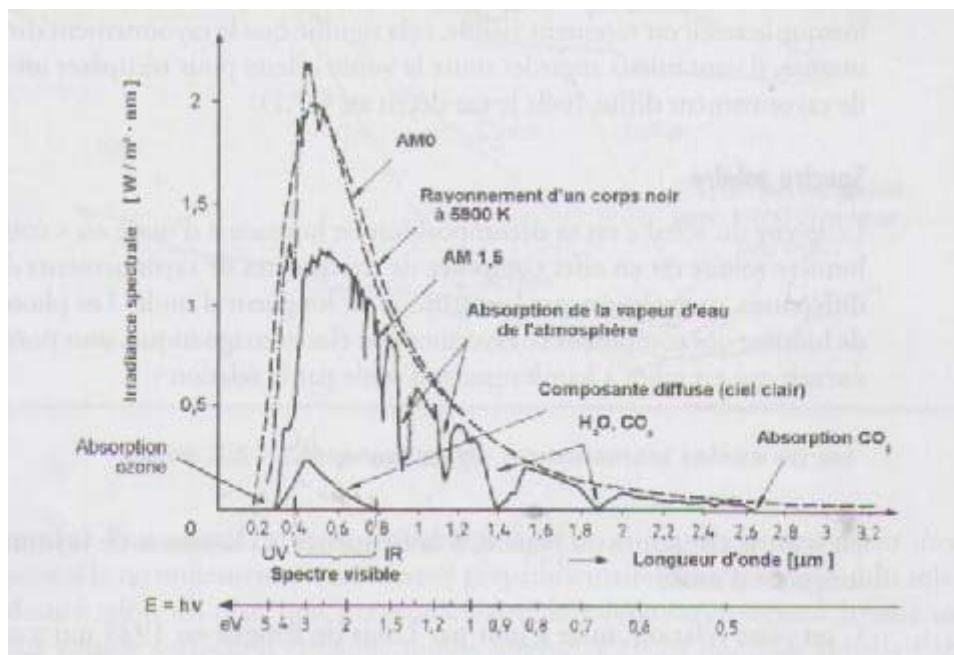


Figure I.5 : répartition spectrale de rayonnements solaires
a) Hors atmosphère (AM0). b) A l' incidence 41.8° (AM1.5) [5]

On voit clairement sur le spectre AM1.5 les bandes d'absorption correspondant aux gaz de l'atmosphère, notamment le CO_2 et la vapeur d'eau. Est représenté aussi sur la figure (I.5) le spectre d'un corps noir dont la température de couleur serait de 5900 K , très proche du

spectre solaire AM0. Le soleil est donc souvent assimilé à ce corps noir, ce qui permet aux physiciens d'élaborer des modèles pour expliquer son comportement et ses émissions de rayonnement.

Donc la conception de systèmes photovoltaïques nécessite la connaissance du rayonnement solaire utile sur le site d'installation, dans des panneaux solaires. C'est un paramètre essentiels de l'étude préalable : pour un besoin électrique donnée, plus d'énergie solaire reçue implique moins des panneaux solaire à installer et inversement.

I.6-Notion fondamentales de physique du semi-conducteur

On s'en tiendra aux rappels de base indispensables à la compréhension des phénomènes de transport qui engendrent les mécanismes de génération et de collecte des charges dans une pile solaire.

I.6.1-Notions de bandes d'énergie et de dopage

En mécanique quantique, on associe à toute particule une fonction d'onde solution de l'équation de Schrodinger. Dans un cristal parfait constitué d'un arrangement régulier d'atomes, la particule en mouvement est soumise à un potentiel qui dépend des périodicités du réseau cristallin. L'équation de Schrodinger faisant intervenir ce potentiel cristallin impose une relation entre des états d'énergie permis et le vecteur d'onde de la particule. Si l'on applique ces lois à l'électron situé dans le cristal, on constate qu'il ne peut occuper que des niveaux discrets d'énergie.

Pour un semi-conducteur, il existe des domaines d'énergie appelés bandes qui seront soit permis, soit interdits. Les énergies que peut prendre l'électron de la couche périphérique de l'atome se répartissent entre deux bandes : bande de valence et bande de conduction, séparées par la bande interdite, comme l'illustre de la figure (I.6). Afin qu'un électron de valence atteigne la bande de conduction, il faut lui fournir une énergie au moins égale à la largeur de la bande interdite (E_G). [3]

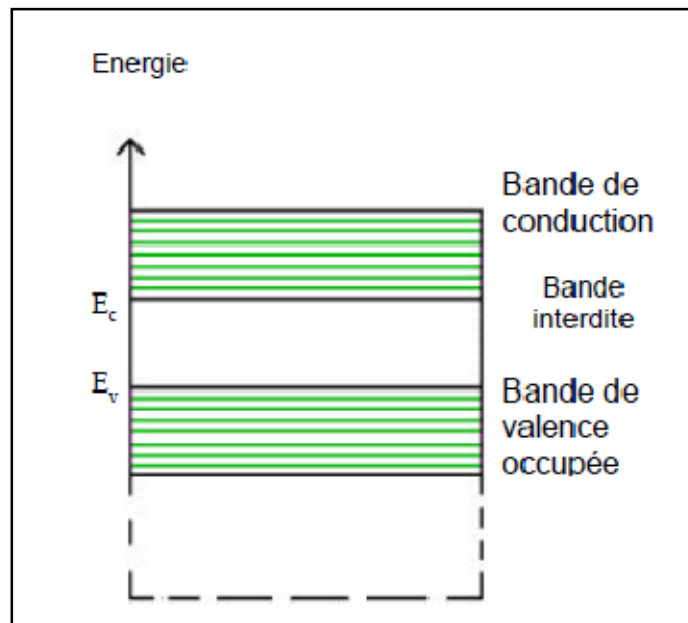


Figure I.6 : Diagramme des bandes d'énergies [3]

Les semi-conducteurs intrinsèques, éléments de la quatrième colonne du tableau périodique des éléments constituent des cristaux qui peuvent devenir conducteurs sous certaines conditions. Pour expliquer ce phénomène, il convient dans un premier temps de décrire la structure électronique des atomes. Les électrons occupent les bandes énergétiques les plus basses dans leur état normal. Ces différentes bandes d'énergie accessibles sont séparées par des bandes énergétiques interdites appelées « gap » qui constituent de véritables barrières énergétiques :

$$\Delta E = E_C - E_V \quad (1.4)$$

En outre on appelle bande de valence la bande la plus élevée en énergie occupée par les électrons et bande de conduction, la bande énergétique accessible située au dessus de la bande interdite.

Lorsqu'il y a apport d'énergie, comme c'est le cas avec un rayon lumineux incident, les électrons de la bande de valence sont susceptibles de traverser la bande interdite et de passer dans la bande de conduction. Dès lors, ces électrons deviennent libres et sont capables de se déplacer à l'intérieur du cristal. [3]

La structure de bande interdite est dite à transition directe comme pour l'arséniure de gallium figure (I.7.b), ou à transition indirecte, avec le silicium par exemple figure (I.7.a). nous verrons en traitant l'absorption optique, que les transitions indirectes ne conservant pas le vecteur d'onde de l'électron ne peuvent s'effectuer que par absorption ou émission d'un photon. Cette particule correspond à un quantum d'énergie (quantité d'énergie) de vibration du réseau cristallin.

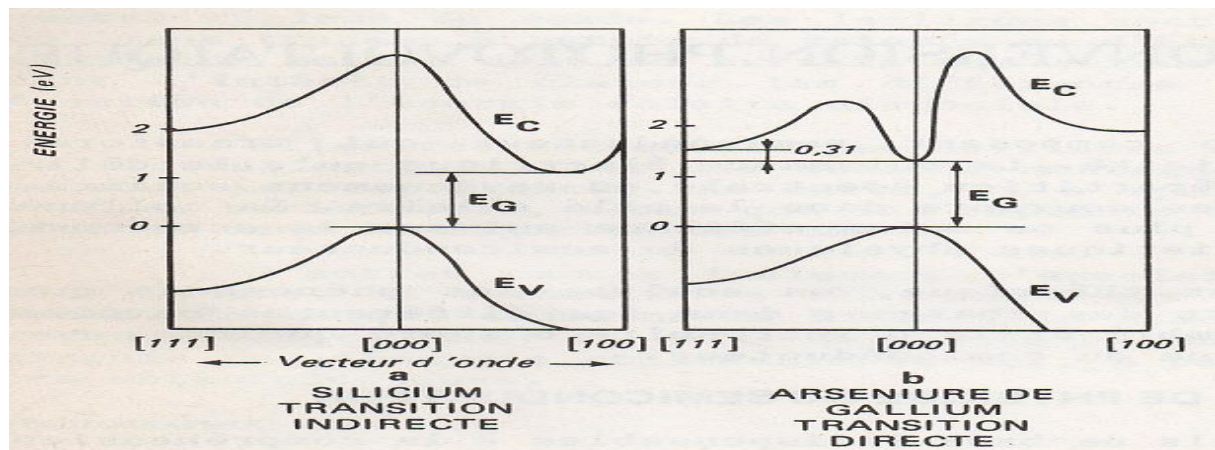


Figure I.7 : diagrammes des transitions directe et indirecte des matériaux semi-conducteurs (silicium et Arseniure de Gallium) [3]

Dans le cas des matériaux isolants, la largeur de bande interdite s'élève à plusieurs électrons-volts (supérieure à 2-3 eV) ; les électrons de valence ne la franchissent jamais. Les niveaux de la bande de conduction sont tous vides. Par contre, si cette largeur de bande interdite n'est que de quelques électrons-volts (inférieure à 2-3 eV) comme pour les semi conducteurs, l'agitation thermique suffit à provoquer cette transition. La conduction s'avère donc possible dans un tel solide. Pour le silicium l'énergie de la bande interdite vaut 1.12 eV.

I.6.2-densité de porteurs à l'équilibre thermodynamique

Afin d'évaluer le nombre de porteurs à l'équilibre thermodynamique, il faut connaître le nombre d'états possibles $N(E)$ entre les niveaux d'énergie E et $(E + dE)$ de la bande, puis déterminer la probabilité d'occupation $f(E)$ d'un état d'énergie E , donnée par la statistique de Fermi-Dirac :

$$f(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{KT}\right)} \quad (1.5)$$

K : constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T : température absolue du cristal (K)

E_F : niveau d'énergie appelé niveau de Fermi, pour lequel la probabilité d'occupation $f(E_F)$ est égale à 0,5.

Dans la bande de conduction qui s'étend de la valeur E_C à l'infini, le nombre d'électrons s'écrit :

$$n = \int_{E_C}^{\infty} N(E) \cdot f(E) \cdot dE \quad (1.6)$$

Dans un semi conducteur intrinsèque, les nombres de trous et d'électrons étant égaux, le niveau de Fermi occupe pratiquement le milieu de la bande interdite. Pour un semi-conducteur de type N, E_F est proche de la bande de conduction. De même, avec un semi-conducteur de type P ou les porteurs majoritaires sont les trous, le niveau de Fermi E_F avoisine la bande de valence.

En résolvant, l'intégrale précédente (relation (1.6)), on trouve :

La concentration en électrons :

$$n = N_C \exp\left(\frac{E_F - E_C}{KT}\right) \quad (1.7)$$

La concentration en trous :

$$p = N_V \exp\left(\frac{E_V - E_F}{KT}\right) \quad (1.8)$$

Avec

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi m_{dc}^* KT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}$$

$$N_V = 2 \left(\frac{2\pi m_{dv}^* KT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}$$

N_c, N_v : densités effectives d'états.

m_{dc}^*, m_{dv}^* : masses effectives de densité d'états respectivement des électrons et des trous.

En effectuant le produit np ; comme $n = p = n_i$, on a :

$$np = n_i^2 = N_C N_V \exp\left(-\frac{E_G}{KT}\right) \quad (1.9)$$

Ce produit ne dépend que de la température, il demeure constant tant que le semi-conducteur est à l'équilibre. Dans un semi-conducteur extrinsèque, la concentration en porteurs minoritaires à température ambiante s'écrira : [3]

Pour le type N, $p_{n0} \cong \frac{n_i^2}{N_D}$

N_D : concentration en impuretés de type donneur.

Pou le type P, $n_{p0} \cong \frac{n_i^2}{N_A}$

N_A : concentration en impuretés de type accepteur.

I.7-Généralités sur les systèmes photovoltaïques

Le système photovoltaïque est constitué de plusieurs parties, allant d'un ensemble de cellules solaires jusqu'à la batterie.

I.7.1- cellule solaire

Une cellule solaire (figure I.8), est un élément semi-conducteur qui permet la conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique en utilisant l'effet PV. Ce dernier consiste en l'apparition d'une différence de potentiel au sein de la jonction PN lorsqu'elle est soumise à un rayonnement lumineux. La cellule solaire consiste en une base de silicium dopée de type **P**

couverte d'une mince couche de type *N*, au-dessus de laquelle on dispose une grille métallique qui constitue avec la base arrière les électrodes de sortie de la cellule. [13][14]

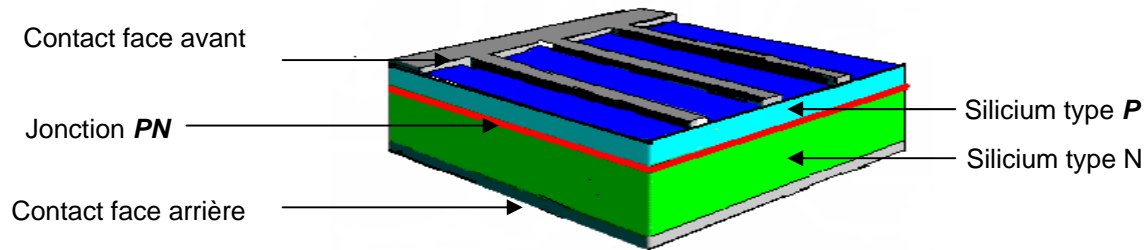


Figure I.8 : Représentation schématique d'une cellule solaire [15]

I.7.2-effet photovoltaïque

On doit la découverte de l'effet photovoltaïque au physicien français Antoine César Becquerel qui, lors de ses expériences, observa l'apparition d'une très faible tension entre deux électrodes de platine plongées dans une solution acide ou alcaline et exposées à la lumière. Mais jusqu'au milieu du vingtième siècle, le phénomène resta une curiosité de laboratoire. La conquête de l'espace et la nécessité d'équiper les satellites de moyens de production d'énergie continue et inépuisable a été déterminante dans le développement des recherches sur le sujet.

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière, les atomes qui subissent le rayonnement sont bombardés par les photons le constituant et transportant chacun une énergie E_{ph} telle que:

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} \quad (1.10)$$

Où :

h : est la constante de *Planck* ($h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ J.s)

c : est la célérité de la lumière dans le vide ($c = 299\,792\,458$ m/s)

λ : la longueur d'onde

La figure(I.9) est un schéma illustratif du principe de l'effet photovoltaïque qui montre le processus d'arrachement de l'électron et l'apparition de paire électron-trous selon l'énergie des photons lumineux

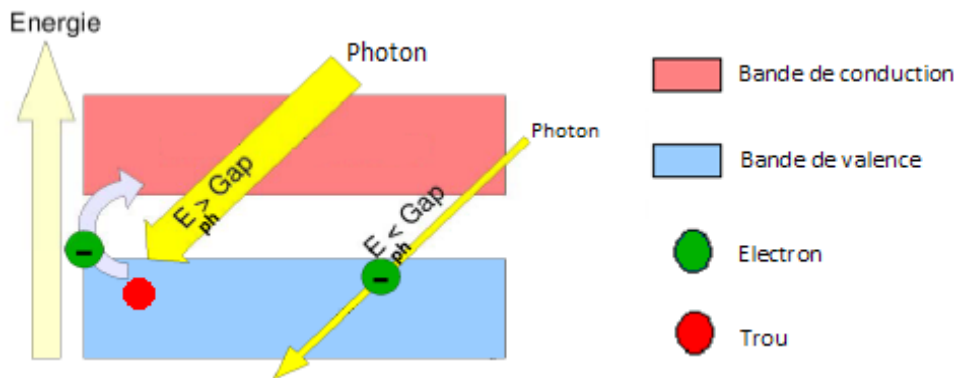


Figure I.9 : Schéma illustratif du principe de la conversion de l'énergie [17]

Sous l'action de ce bombardement, les électrons des couches de valence ont tendance à être arrachés. Dans le cas où E_{ph} est suffisante, une partie des électrons ne revient pas à leur état initial et crée une tension électrique continue faible. Une partie de l'énergie cinétique des photons est ainsi directement transformée en énergie électrique : c'est l'effet photovoltaïque. L'effet photovoltaïque constitue donc la conversion directe de l'énergie du rayonnement solaire en énergie électrique. Le terme photovoltaïque vient du grec photos, qui signifie lumière, et de voltaïque, mot dérivé du nom du physicien italien Alessandro Volta, connu pour ses travaux dans le domaine de l'électricité.

I.7.3-Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque au silicium

Lorsque la cellule est éclairée par une radiation lumineuse d'énergie E_{ph} ($E_{ph} = h\nu$) supérieure ou égale à l'énergie de la bande interdite E_g du semi-conducteur, un couple d'électron-trou est créé, c'est l'**effet photovoltaïque**.

Ces charges sont refoulées par le champ électrique interne de la jonction **PN** vers ces extrémités. Ceci mène à une polarisation de la jonction **PN** et accumule un potentiel de tension appelé **photo-voltage**, si une charge est appliquée aux bornes de la cellule cette tension génère un courant I_{ph} appelé **photo-courant**.

La figure(I.10) illustre le principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque ainsi la création de **photo-voltage** et **photo-courant** aux bornes de ses électrodes :

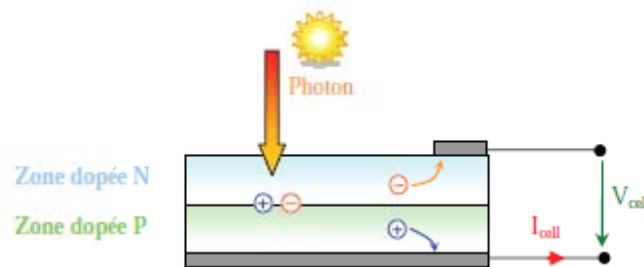


Figure I.10 : principe de fonctionnement d'une cellule PV [13]

I.7.4- Caractéristiques énergétiques des cellules photovoltaïques

Comme dans tous les systèmes énergétiques, l'énergie disponible aux bornes d'une cellule photovoltaïque est fonction de l'énergie entrante et des pertes :

$$E_{\text{électrique}} = E_{\text{lumineuse}} - P_{\text{thermique}} \quad (1.11)$$

$E_{\text{électrique}}$: Energie disponible aux bornes de la cellule (tension, courant).

$E_{\text{lumineuse}}$: Energie incidente (flux lumineux).

$P_{\text{thermiques}}$: Pertes thermiques (par convection, rayonnement et conduction).

I.7.5- rendement

Le rendement d'une photopile est le rapport entre l'énergie électrique qu'elle fournit et l'énergie du rayonnement reçue ou incidente :

$$\eta = \frac{E_{\text{électrique}}}{E_{\text{lumineuse}}} \quad (1.12)$$

I.7.6- Différents types de cellules solaires PV

Il existe trois principaux types de cellules solaires :

❖ Les cellules monocristallines

La cellule monocristalline (figure I.11), est la cellule qui s'approche le plus de la cellule du modèle théorique : elle est effectivement composée d'un seul cristal divisé en deux couches. Les cellules monocristallines permettent d'obtenir de hauts rendements de l'ordre de 15 à 22%.

Ces cellules souffrent néanmoins des inconvénients suivants :

- Méthode de production laborieuse et difficile, donc très chère.
- Il faut une grande quantité d'énergie pour obtenir un cristal pur.
- Une durée d'amortissement de l'investissement en énergie élevée (jusqu'à 7 ans).

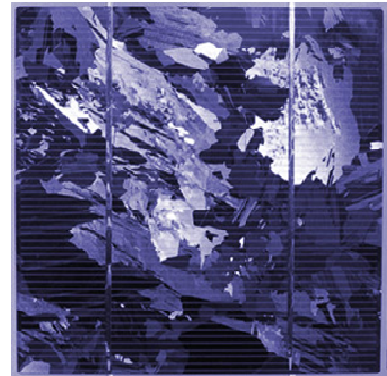


Figure I.11 : Cellule solaire de type mono- cristalline [13]

Ces cellules sont destinées aux appareils de faible puissance et aux applications spatiales.

❖ Les cellules poly-cristallines

Les cellules poly-cristallines (figure I.12), sont composées d'un agglomérat de cristaux. Elles aussi proviennent du sciage de blocs de cristaux, mais ces blocs sont coulés et sont dès lors hétérogènes.

Les cellules poly- cristallines sont caractérisées par :

- Coût de production moins élevé.
- Nécessitent moins d'énergie.
- Rendement de 13 % et jusqu'à 20 % en laboratoire.

Ces cellules sont destinées aux générateurs de toutes tailles (reliés aux réseaux ou en sites isolés).

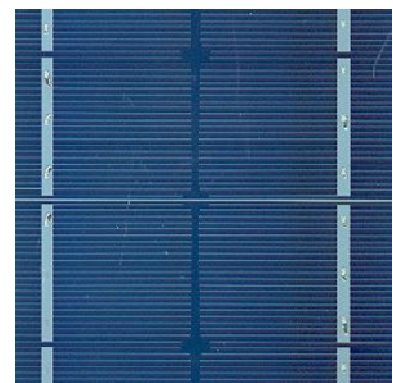


Figure I.12 : Cellule solaire de type poly- cristalline [13]

❖ Les cellules amorphes

Le silicium amorphe est apparu en 1976. Sa structure atomique est désordonnée, non cristallisée, mais il possède un coefficient d'absorption supérieur à celui du silicium cristallin. Cependant, ce qu'il gagne en pouvoir d'absorption, il le perd en mobilité des charges électriques (rendement de conversion faible).

Les cellules amorphes (figure I.13), sont caractérisées par :

- Coût de production bien plus bas.
- Rendement de seulement 5 % par module et de 14 % en laboratoire.
- Fonctionne sous très faible éclaircissement.

Ces cellules sont destinées aux appareils de faible puissance et à la production d'énergie (calculatrices et montres solaires).



Figure I.13 : Cellule solaire de type amorphe [13]

La technologie des nouveaux matériaux, le tellure de cadmium (CdTe), l'arséniure de gallium (GaAs) ainsi que le diséléniure de cuivre et d'indium (CIS) a permis d'obtenir des photopiles ayant des rendements de 38 % en laboratoire.

I.8.conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques notions de base permettant de comprendre ce qu'est l'énergie solaire : géométrie terre-soleille, mouvement de la terre, caractéristiques des rayonnements solaire, rôle de l'atmosphère, air mass, spectre solaire...etc. on a aussi parlé des caractéristiques physiques du matériau semi-conducteur (silicium et de l'arséniure de gallium), puis on a expliqué le concept de l'effet photovoltaïque et le processus de l'apparition de la paire électron-trous en conséquent la création de photo-voltage au borne de la cellule photovoltaïque. A la fin on a cité quelques types des cellules solaires et leurs propriétés (cout, pureté, rendement et durée de vie). Dans le chapitre qui suit, on s'intéresse à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en précisant l'influence des conditions météorologiques (éclairage, température) sur le rendement de la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie photovoltaïque.

II.1.Introduction

La modélisation d'un générateur photovoltaïque (GPV) est une étape importante dans l'analyse et l'évaluation des performances des systèmes photovoltaïques. Il existe plusieurs modèles mathématiques décrivant le générateur photovoltaïque. Le but est la détermination des caractéristiques courant-tension et puissance-tension du générateur. Ces modèles ont été confirmés au cours du temps et en fonction des moyens de calcul disponibles, les modèles les plus utilisés sont :

1. modèle mathématique (idéale)
2. modèle à une seule exponentielle
3. modèle à deux exponentielles

Dans ce chapitre nous exposerons les formules mathématiques « Modèles » de la cellule et du générateur photovoltaïque (GPV), puis nous présenterons l'implémentation de ces modèles sous MATLAB/SIMULINK. Les résultats des différentes simulations effectuées seront présentés puis interprétés.

II.2. Différents modèles des cellules PV

II.2.1. Modèle mathématique (idéale) de la cellule PV

Les propriétés de la jonction PN et la réaction du semi-conducteur au rayonnement mènent au schéma du circuit équivalent idéal simplifié d'une cellule photovoltaïque représenté sur la figure (II.1). [13][14][15]

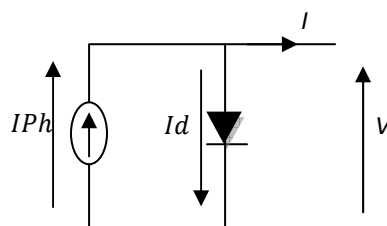


Figure II.1. Schéma équivalent simple d'une cellule photovoltaïque [13]

L'application de la loi de kirchoff et l'utilisation de l'expression du courant de la diode mène à l'expression mathématique de ce modèle.

$$I = I_{ph} - I_d \quad (\text{II.1})$$

Ou' :

- I_{ph} : photo-courant généré par la cellule sous éclairement
- I : courant généré par la cellule photovoltaïque
- I_d : courant de la diode

Les expressions des courants I_d et I sont respectivement données par les relations (II.2) et (II.3) :

$$I_d = I_{sat} \left[\exp\left(\frac{qV}{AKT}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.2})$$

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{qV}{AKT}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.3})$$

Avec :

- V : tension délivrée par la cellule PV
- I_{sat} : courant de saturation de la diode dépendant de la température
- T : température de la cellule en °K
- A : facteur d'idéalité de la diode
- q : la charge élémentaire ($q=1.6.10^{-19}$ C)
- k : constante de Boltzmann ($k=1.38.10^{-23}$ j/K)

Lorsque la jonction PN est éclairée, un courant proportionnel à l'éclairement E apparaît. C'est cette propriété qui est exploitée dans les générateurs solaires photovoltaïques. Il n'est donc pas surprenant que la caractéristique courant-tension d'une cellule PV est pratiquement identique à celle d'une diode idéale à l'obscurité où le phénomène PV disparaît (figure II.2) [15].

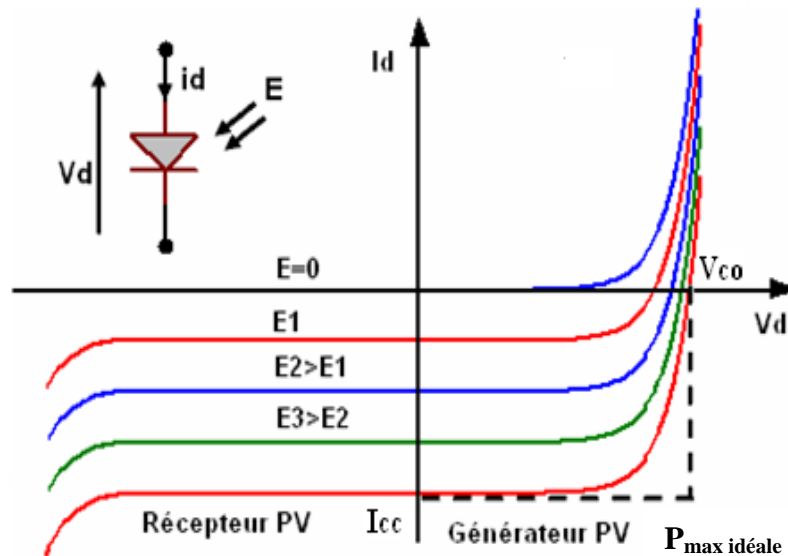


Figure II.2. Caractéristique courant-tension d'une cellule PV sous différents éclairagements [24]

Comme nous pouvons le remarquer sur la caractéristique de la figure (II.2) :

Si $E = 0$, la jonction se comporte comme un photorécepteur.

Si $E > 0$, elle fonctionne comme un générateur avec un courant de court-circuit I_{cc} proportionnelle à l'éclairement.

II.2.2. Caractéristiques électriques d'une cellule PV

Une cellule solaire est caractérisée par :

II.2.2.1. Caractéristique courant-tension

La courbe caractéristique d'une cellule solaire (figure II.3), représente les variations du courant qu'elle produit en fonction de la tension à ses bornes depuis le courant de court-circuit (tension nulle correspondante au courant maximum produit) jusqu'au circuit ouvert (courant nul pour une tension maximale aux bornes de la cellule) [14].

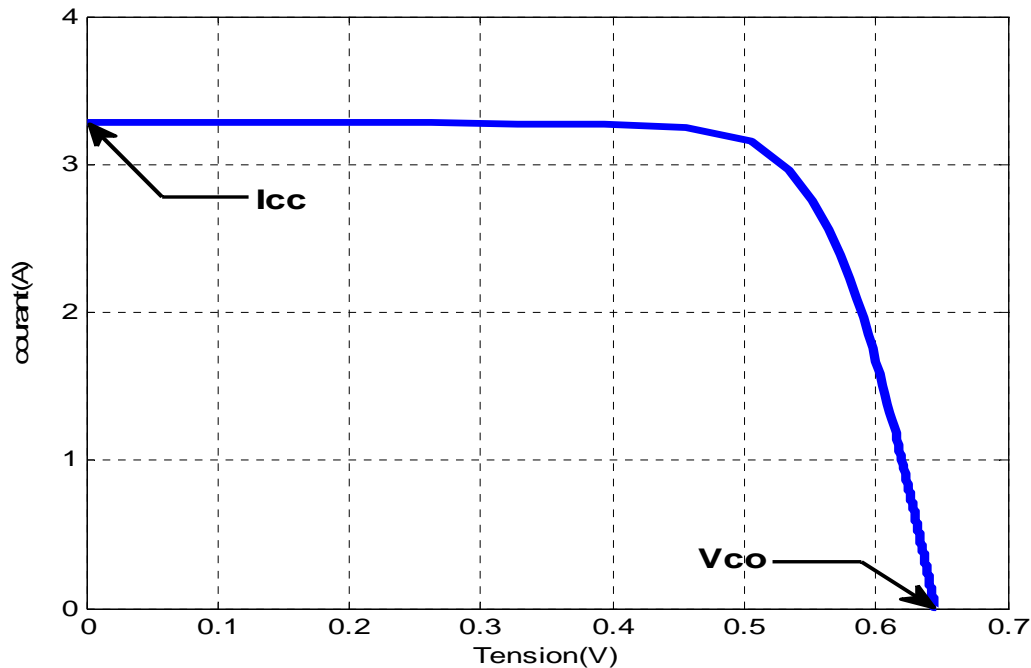


Figure II.3. Caractéristique courant-tension d'une cellule solaire

Sachant que la cellule solaire se comporte comme une source de courant et la jonction PN, on la représente par une diode en parallèle, alors on voit que la cellule solaire peut générer un courant de court circuit I_{CC} égal à 3.25A et la tension à ses bornes appelée tension en circuit ouvert V_{CO} vaut 0.68V.

- **Tension de circuit ouvert V_{CO}**

La tension de circuit ouvert d'une cellule solaire (figure II.3), est fonction des caractéristiques de la jonction électronique et des matériaux utilisés. Pour une cellule donnée, elle ne varie presque pas avec l'intensité lumineuse, au moins pour des éclaircements supérieurs à 100 W/m^2 (ce qui correspond au rayonnement solaire sur terre d'une journée très couverte).

- **Le courant de court-circuit I_{CC}**

Le courant de court-circuit I_{CC} est directement proportionnel à l'énergie rayonnante reçue, c'est-à-dire à l'éclaircissement, à la température ambiante, à la vitesse de circulation de l'air ambiant. Il dépend principalement de la surface de la cellule. Dans les cellules PV au silicium, la tension V_{CO} est de l'ordre de 0.4 à 0.68V et le courant I_{CC} est de l'ordre de 12 mA/cm^2 .

II.2.2.2. Puissance caractéristique d'une cellule solaire

Dans des conditions ambiantes de fonctionnement fixes éclairnement, température, vitesse de circulation de l'air ambiant, etc. la puissance électrique disponible aux bornes d'une cellule solaire est : [27]

$$P = V * I \quad (\text{II.4})$$

- P : puissance mesurée en sortie de la cellule solaire
- V : tension mesurée aux bornes de la cellule solaire
- I : intensité mesurée dans la cellule solaire

La caractéristique puissance-tension d'une cellule est donnée par la figure (II.4) :

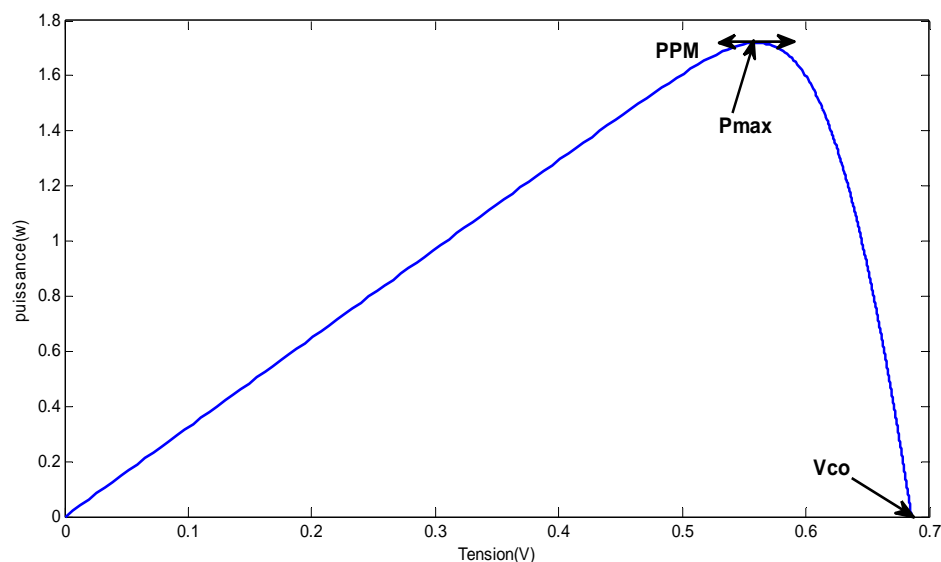


Figure II.4. Caractéristique Puissance-tension d'une cellule solaire.

D'après la figure (II.4), on remarque qu'une cellule solaire peut générer une puissance jusqu'à 1.7 Watt selon tension V_{PPM} compris entre 0.5 et 0.6 Volts.

- **Puissance maximale**

Pour une cellule solaire idéale, la puissance maximale idéale $P_{\max (idéale)}$ correspondrait donc à la tension du circuit ouvert V_{CO} multipliée par le courant de court-circuit I_{CC} :

$$P_{max(ideale)} = V_{CO} * I_{CC} \quad (II.5)$$

➤ $P_{max(idéale)}$: La puissance mesurée aux bornes de la cellule solaire.

En pratique, la courbe caractéristique d'une cellule solaire est plus "arrondie" (figure II.5) et la tension au point de puissance maximale V_{PPM} est inférieure à la tension de circuit ouvert V_{CO} , de même que le courant fourni I_{PPM} est inférieur pour cette même tension, au courant de court-circuit I_{CC} . L'expression de la puissance en ce point est donnée par :

$$P_{max} = V_{PPM} * I_{PPM} \quad (II.6)$$

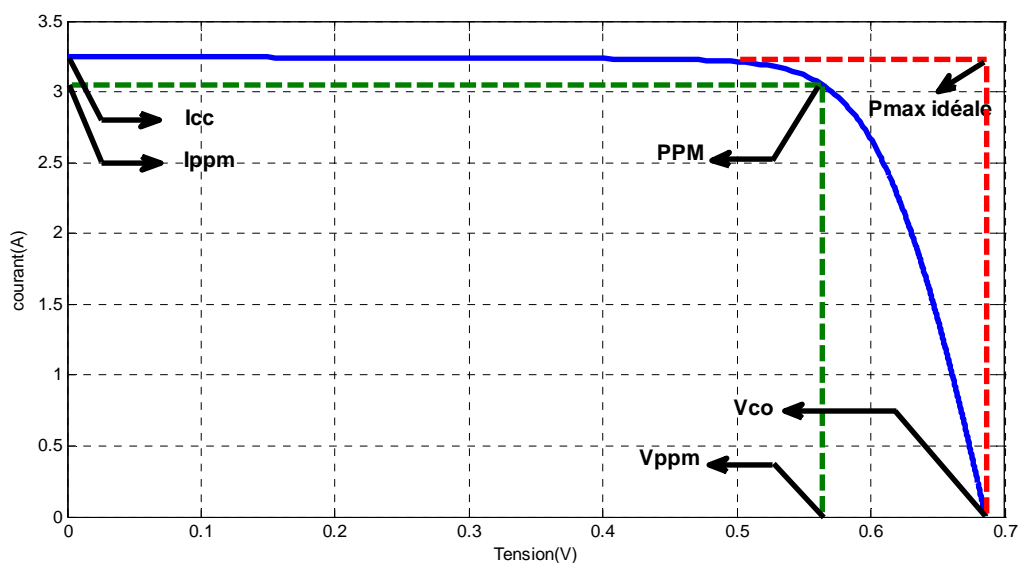


Figure II.5. caractéristique courant-tension illustre le point Pmax ideale et le point Pmax réelle d'une cellule solaire PV.

- **Facteur de forme**

On appelle facteur de forme FF , le rapport entre la puissance maximale fournie par la cellule P_{Max} , dans des conditions d'éclairement, de température et de vitesse de circulation à l'air ambiant donnés, et le produit du courant de court-circuit I_{CC} par la tension de circuit ouvert V_{CO} (c'est à dire la puissance maximale d'une cellule idéale) :[26]

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{co} * I_{cc}} = \frac{V_{PPM} * I_{PPM}}{V_{co} * I_{cc}} \quad (II.7)$$

V_{CO} : La tension du circuit ouvert mesurée aux bornes de la cellule solaire.

I_{CC} : L'intensité mesurée lors d'un court-circuit.

- **Puissance crête d'une cellule solaire [16]**

Dans le cas où la photopile est exposée au rayonnement solaire, la puissance crête d'une photopile, aussi nommée puissance "catalogue", notée W_c (Watt crête) ou W_p (Watt peak), représente la puissance électrique maximale délivrée dans les conditions suivantes dites conditions standard :

- ❖ Éclairement solaire de 1 kW/m^2 (correspondant à peu près à une exposition perpendiculaire aux rayons du soleil à midi par temps clair d'été).
- ❖ Température de la cellule solaire égale à 25°C .
- ❖ Répartition spectrale du rayonnement dit AM1.5 (le nombre "1.5" indique que le parcours de la lumière dans l'atmosphère est 1.5 fois supérieur au parcours le plus court du soleil, c'est-à-dire lorsqu'il est au zénith)

- **Rendement énergétique**

Ce rendement est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale fournie par la cellule solaire et la puissance lumineuse qu'elle reçoit [16]

$$\eta(\%) = \frac{V_{PPM} * I_{PPM}}{E * S} \quad (\text{II.8})$$

Où :

- V_{PPM} : Tension correspondant à la puissance maximale.
- I_{PPM} : Courant correspondant à la puissance maximale.
- S : Surface totale de la cellule solaire.
- E : Puissance lumineuse ou éclairement.

II.2.3. Modèle à une seule exponentielle

Pour décrire le fonctionnement du dispositif électrique, nous allons utiliser des modèles électriques équivalents de type circuit électrique, c'est-à-dire constitués d'éléments relativement simples (sources de courant, résistances et diodes) interconnectés entre eux en respectant les lois de Kirchhoff.

Le modèle est constitué :

- ❖ D'une résistance shunt R_{sh} (résistance de fuite), qui modélise les fuites par l'effet de bord autour du capteur photovoltaïque.
- ❖ D'une résistance série R_s qui tient compte des pertes ohmiques du matériau et du contact métal semi conducteur.
- ❖ D'une diode pour le phénomène de la polarisation de la jonction P-N.

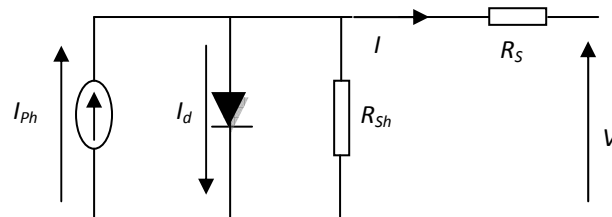


Figure II.6. Modèle à une seule exponentielle d'une cellule solaire [13]

L'expression générale du courant I généré par la cellule est donné par la loi de Kirchhoff :

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh}$$

$$I = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{AKT}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V + R_s I}{R_{sh}}\right) \quad (\text{II.9})$$

Avec :

- I : courant délivré par la cellule solaire
- V : tension délivrée par la cellule solaire
- I_{ph} : courant photo généré

- I_{sat} : courant de saturation de la diode
- R_S : résistance série tel que : $R_S = 15 * 10^{-3} \Omega$
- R_{sh} : résistance shunt tel que : $R_{sh} = 30\Omega$
- q : charge élémentaire tel que : $q = 1.6 * 10^{-19}C$
- K : constante de Boltzmann tel que : $K = 1.380 * 10^{-23} J/K$
- A : facteur d'idéalité de la diode tel que : $A = 1$
- T : la température en Kelvin

I_{ph} : Le photo-courant est directement lié à l'ensoleillement et la température, est donné par la relation (II.10) :

$$I_{ph}(T) = I_{ph \text{ à } (298k)} [1 + (T - T_0)5.10^{-4}] \frac{E}{E_0} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

- $I_{ph}(T)$: photo-courant instantané pendant la journée
- $I_{ph \text{ à } (298k)}$: Photo-courant dans les conditions standard tel que $I_{ph \text{ à } (298k)} = 3.25A$
- E : Ensoleillement instantané mesuré pendant la journée
- E_0 : Ensoleillement dans les conditions standard tel que $E_0 = 1000 W/m^2$
- T : Température instantané pendant la journée
- T_0 : Température dans les conditions standard tel que $T_0 = 298K$

I_{sat} : Courant de saturation de la diode est donné par la relation (II.11) :

$$I_{sat} = k_1 * T^3 e^{\left(\frac{-E_g}{KT}\right)} \quad (\text{II.11})$$

Où :

- E_g : énergie de gap tel que : $E_g = 1.2eV$
- $k_1 = 1.2 A/Cm^2K^3$

II.2.3.1. Schéma de simulation d'un modèle à une seule exponentielle

Le modèle de simulation élaboré à partir des équations caractéristiques des panneaux photovoltaïques et réalisé sous MATLAB/SIMULINK est présenté en figure (II.7) :

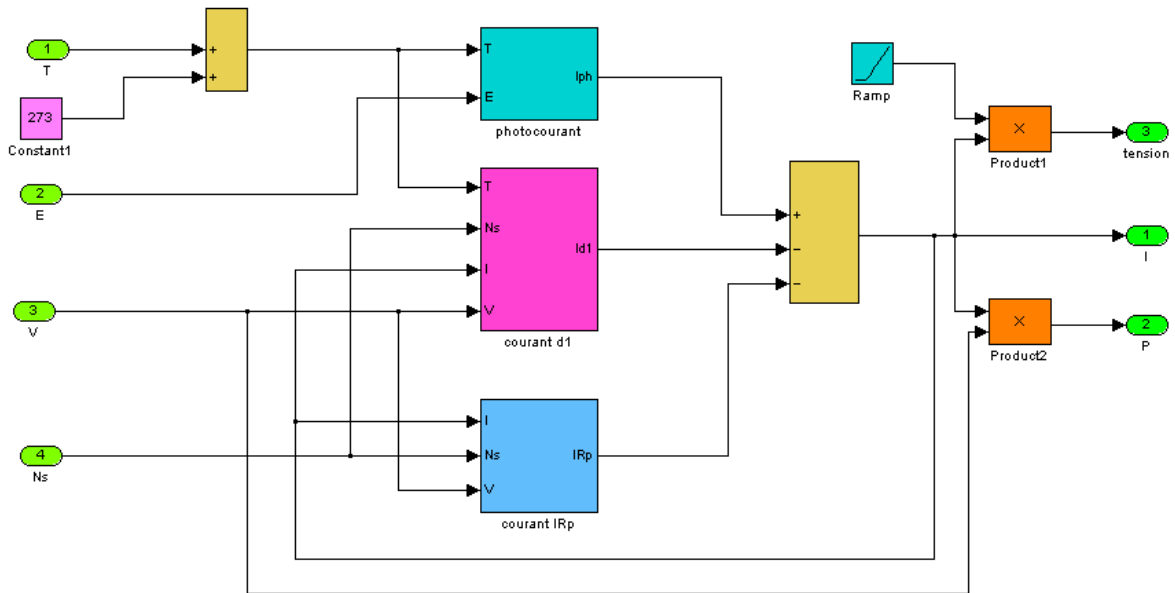


Figure II.7 : Schéma de simulation d'un modèle à une seule diode d'une cellule solaire.

II.2.3.2. simulation du modèle du photo courant

Ce modèle est élaboré à partir de l'équation (II.10) :

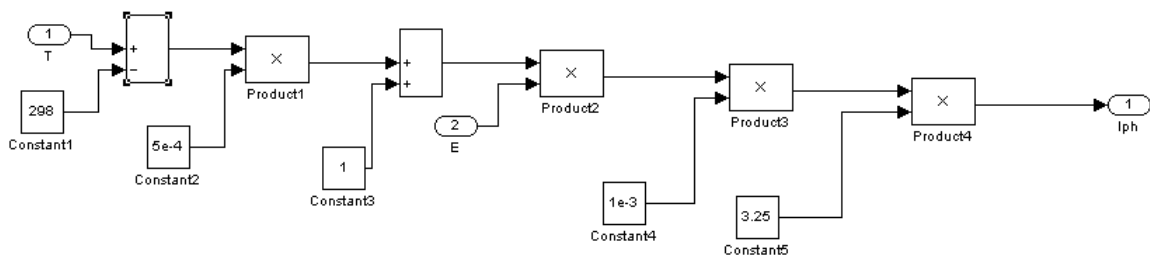


Figure II.8 : Schéma de simulation du photo courant

II.2.3.3. simulation du modèle du courant de la diode

Ce modèle est élaboré à partir de l'équation (II.2) :

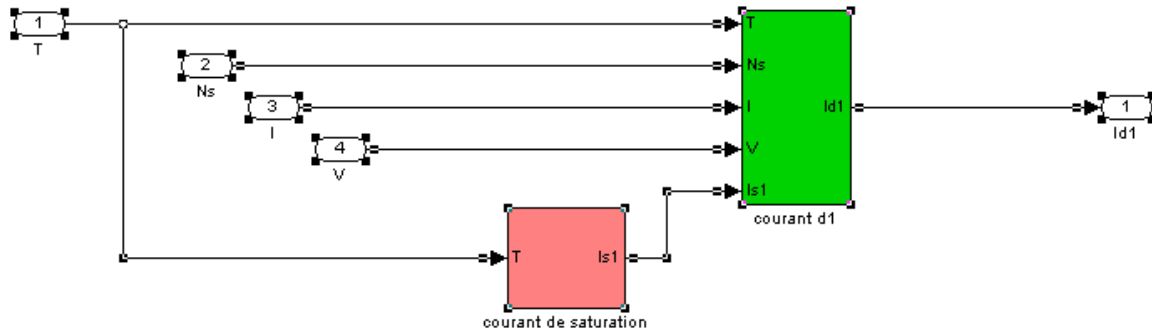


Figure II.9 : Schéma de simulation du courant de la diode globale

Comme le montre la figure (II.9), le modèle du courant de la diode globale possède deux schémas bloc celui du courant de saturation ainsi que le courant de la diode. On va détailler chaque bloc à part :

Le bloc du courant de saturation est illustré par la figure (II.10) est obtenu à partir de la relation (II.11) :

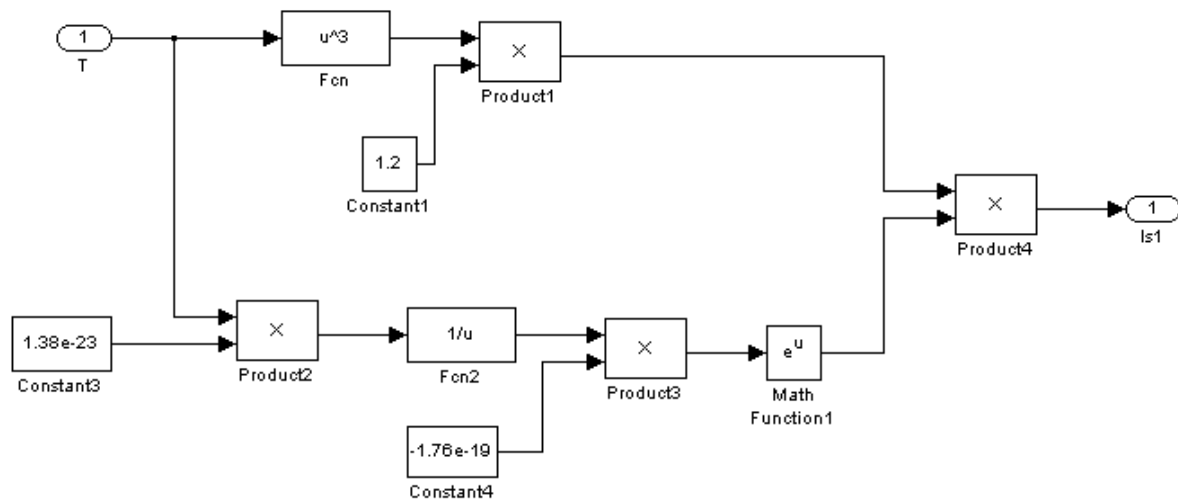


Figure II.10 : Schéma de simulation du courant de saturation

Le bloc en vert est celui du courant de la diode I_{d1} , il est illustré par la figure (II.11) :

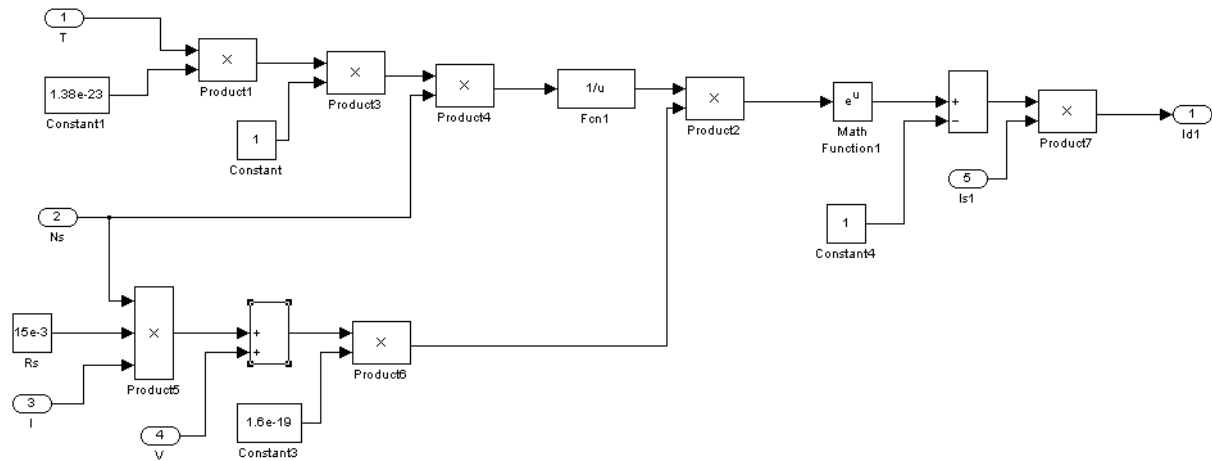


Figure II.11 : Schéma de simulation du courant I_{d1} de la diode

II.2.3.4. simulation du modèle du courant traversant la résistance shunt I_{sh}

Ce modèle est élaboré à partir de l'équation (II.9) :

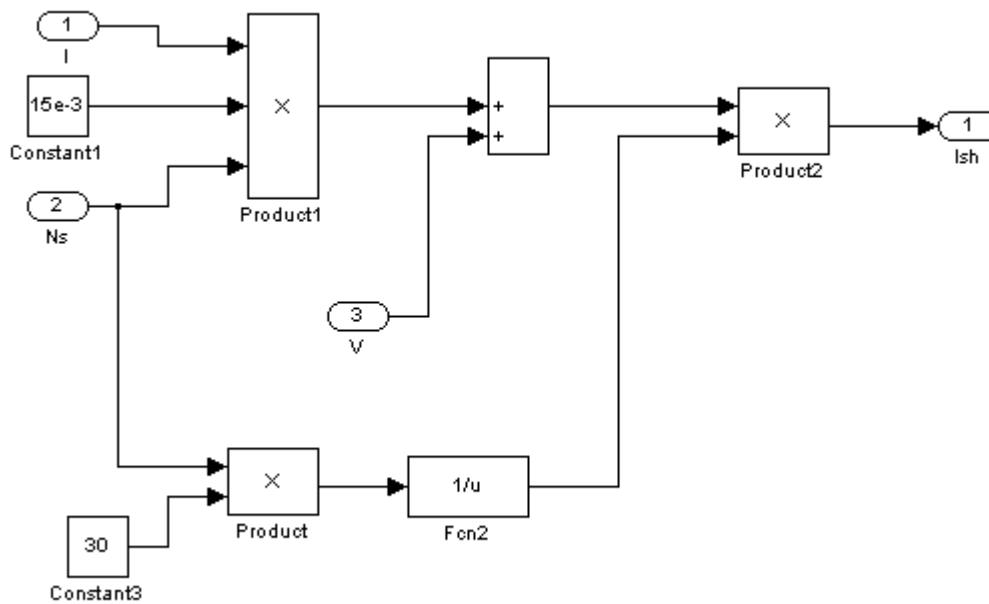


Figure II.12 : Schéma de simulation du courant traversant la résistance shunt I_{sh}

L'Assemblage des schémas bloc précédents nous permis de construire un modèle d'une cellule solaire à une seule exponentielle, dans la suite nous allons modéliser le modèle à deux exponentielles.

II.2.4.Modèle équivalent à deux exponentielles

Ce modèle utilise deux diodes pour représenter les phénomènes de polarisation de la jonction PN. Le schéma équivalent de la cellule solaire devient dans ce cas celui de la figure (II.13) [].

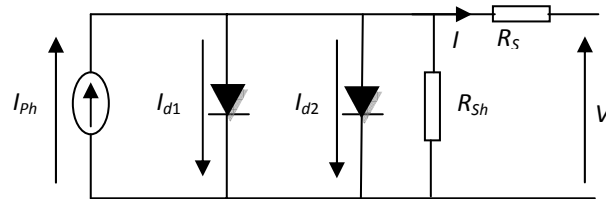


Figure II.13 : Schéma du modèle équivalent à deux exponentielles d'une cellule solaire [13]

Comme le montre la figure (II.13), une cellule photovoltaïque comporte en réalité une résistance série R_s et une résistance en dérivation ou shunt R_{sh} .

La résistance série est la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles. La résistance shunt est due à un courant de fuite au niveau de la jonction ; elle dépend de la façon dont celle-ci a été réalisée [24].

A partir de ce schéma électrique équivalent nous obtenons l'expression de la caractéristique courant-tension de la cellule. Elle est donnée comme suit :

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{Rsh} \quad (\text{II.12})$$

Les courants de diode I_{d1} et I_{d2} s'expriment comme suit :

$$I_{d1} = I_{s1} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A_1 K T} \right) - 1 \right] \quad (\text{II.13})$$

$$I_{d2} = I_{s2} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A_2 K T} \right) - 1 \right] \quad (\text{II.14})$$

D'où l'expression de la caractéristique courant-tension du module à deux exponentielles :

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A_1 K T} \right) - 1 \right] - I_{s2} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_s I)}{A_2 K T} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (\text{II.15})$$

Pour notre cas, le modèle choisi est celui à deux exponentielles. Ce choix est dicté par le fait que le modèle à une exponentielle a déjà fait l'objet de plusieurs travaux. Nous avons alors opté pour le 2^{ème} modèle afin d'expliquer sa capacité de décrire le générateur PV.

L'expression de la caractéristique du modèle choisi est décrite par l'équation (II.15). On déduit de cette dernière que la caractéristique courant-tension dépend fortement de l'éclairement et de la température. La dépendance de cette dernière est encore amplifiée par les propriétés du photo-courant I_{ph} et les courants de saturation inverses des diodes I_{S1} et I_{S2} . Ces courants sont définis comme suit [13]

$$I_{ph}(T) = I_{ph \text{ à } (298k)} [1 + (T - T_0) * 5.10^{-4}] * \frac{E}{E_0} \quad \text{(II.16)}$$

$$I_{S1} = k_1 * T^3 e^{\left(-\frac{E_g}{KT}\right)} \quad \text{(II.17)}$$

$$I_{S2} = k_2 * T^{\frac{5}{2}} e^{\left(-\frac{E_g}{KT}\right)} \quad \text{(II.18)}$$

Avec :

- A_1 et A_2 : les facteurs de pureté de la diode ($A_1=1$ et $A_2=2$).
- R_S et R_{sh} : sont respectivement la résistance série et la résistance parallèle.
- T : est la température absolue en K.
- q : est la charge élémentaire constante.
- K : est la constante de Boltzmann.
- $I_{ph \text{ à } (298k)}$: photo courant généré de la diode à 25°C tel que $I_{ph \text{ à } (298k)} = 3.25A$
- E_0 : l'éclairement standard tel que : $E_0 = 1000 W/m^2$
- K_1 : constante caractérisant le courant de saturation de la diode 1 : $k_1=1.2 A/Cm^2K^3$
- K_2 : constante caractérisant le courant de saturation de la diode 2 : $k_2=2.9 10A/Cm^2K^5$

II.2.5. schéma de simulation du modèle à deux exponentielles

Le schéma de simulation élaboré à partir des équations caractéristiques des panneaux photovoltaïques et réalisé sous MATLAB/SIMULINK est présenté en figure (II.14) :

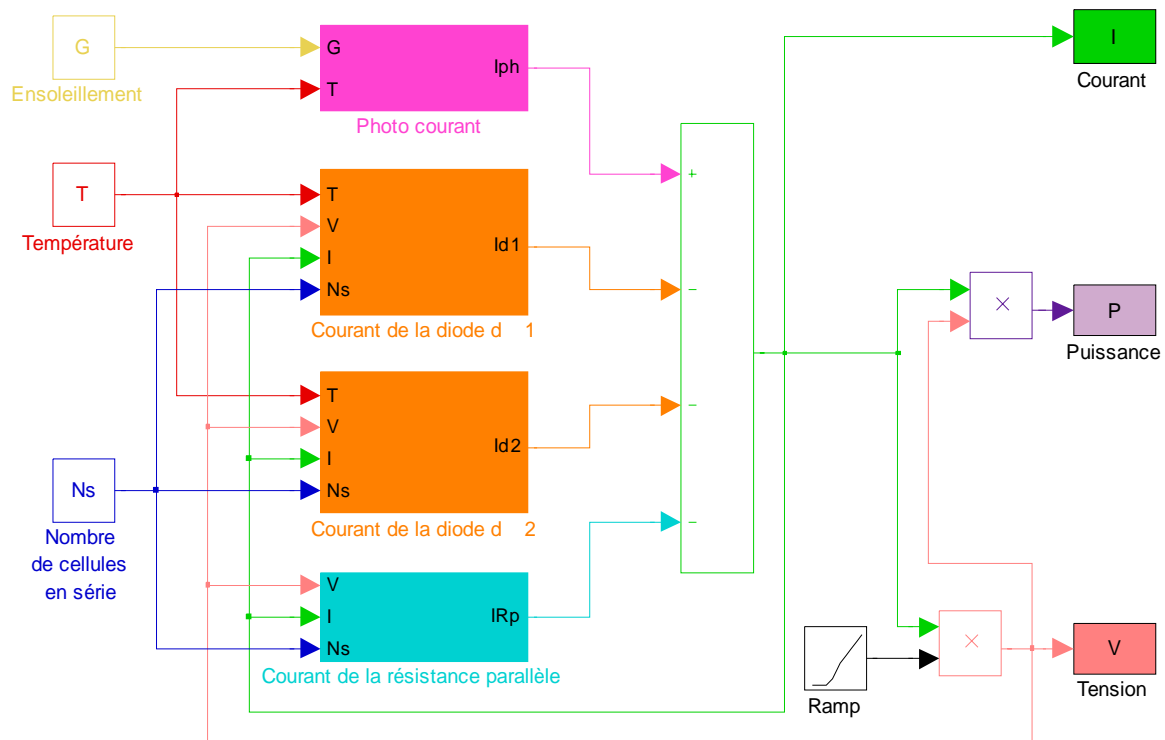


Figure II.14: Schéma de simulation du modèle à deux exponentielles d'une cellule solaire

Les étapes de modélisation du modèle à deux exponentielles d'une cellule solaire est similaire à celui d'une seule exponentielle, sauf que cette fois ci on rajoute un nouveau bloc, celui de la diode 2. alors pour élaborer le bloc de la diode 2, on suit la même procédure que précédemment (figures(II.9), (II.10) et (II.11)).

II.2.6. Etude comparatif entre un système à une seule exponentielle et deux exponentielles

Sachant que la source de courant représente l'éclairement, la diode 1 représente la jonction PN, les deux modèles se ressemblent mais la seule différence réside au niveau de la diode 2 qui permet d'améliorer la performance de la cellule.

Les courbes des caractéristiques courant-tension et puissance-tension sont visualisées dans les figures (II.15) et (II.16) :

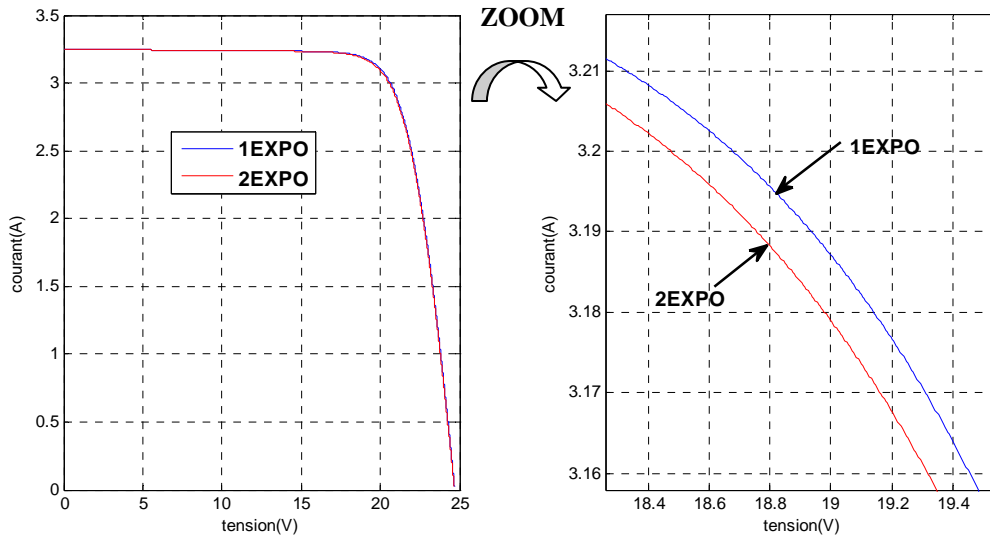


Figure II.15 : caractéristique courant-tension d'une cellule : modèle à une seule exponentielle et modèle à deux exponentielles

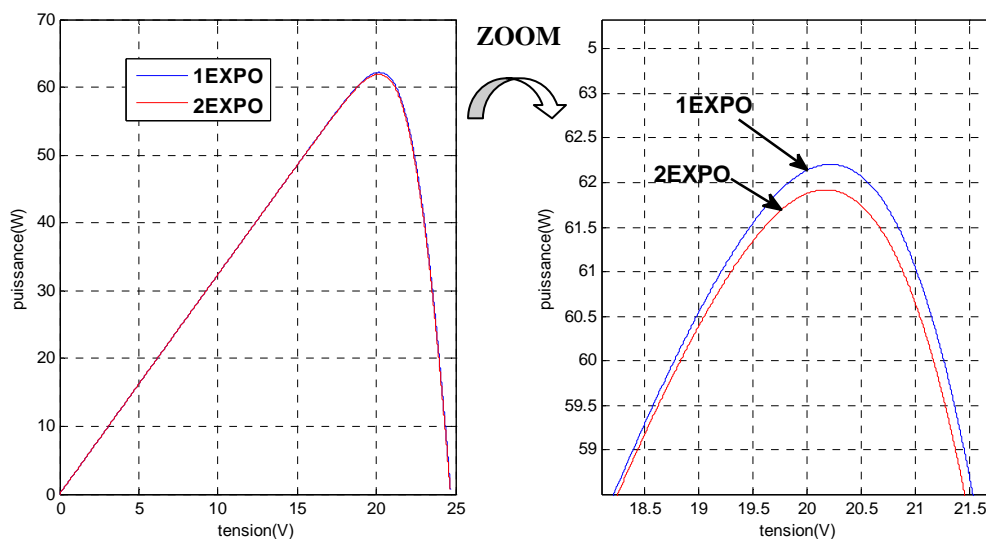


Figure II.16 : caractéristique puissance-tension d'une cellule : modèle à une seule exponentielle et modèle à deux exponentielles

D'après les figures(II.15) et(II.16), on constate que la puissance générée par la cellule solaire à deux exponentielles est légèrement inférieure à celle générée par la cellule à une seule exponentielle et cela revient à l'ajout de la deuxième diode.

Cela explique que l'ajout de la deuxième diode sert pour améliorer les performances du système photovoltaïque. (Cellule à deux exponentielles est le modèle le plus proche de la réalité d'un panneau photovoltaïque).

II.3.Constitution d'un module photovoltaïque [31]

Afin d'augmenter la tension d'utilisation, les cellules solaires sont connectées en série. De plus, la fragilité des cellules au bris, à la corrosion et l'humidité exige une protection envers leur environnement. Pour cela les cellules sont généralement encapsulées sous verre ou sous composés plastiques. Le tout est appelé module photovoltaïque, les modules commercialisés actuellement comportant 36 cellules en séries.

II.3.1.Association des modules photovoltaïques

Afin d'obtenir les valeurs de la tension et du courant désirés, les modules sont arrangés en série, en parallèle ou en série-parallèle.

- **Association en série**

En associant des modules identiques en série, le courant de la branche reste le même, alors que la tension augmente proportionnellement au nombre de modules en série. la figure (II.17) illustre ce type de connexion.

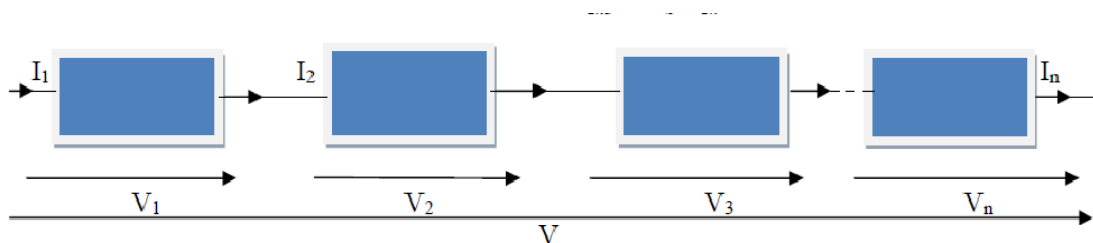


Figure II.17 : modules photovoltaïques connectées en série

L'expression du courant globale et de la tension globale sont donnée par :

$$\begin{cases} I = I_1 = I_2 = \dots = I_n \\ V = V_1 + V_2 + \dots + V_n \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

V_K et I_K ($K=1,2,..$) représente la tension et le courant du k^{eme} d'un panneau photovoltaïque.

L'expression du courant des modules à deux exponentielles groupées en série est donnée par l'équation (II.20) :

$$I = I_{ph} - I_{s1} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_{Se} * I)}{N_{MS} N_s A_1 K T} \right) - 1 \right] - I_{s2} \left[\exp \left(\frac{q(V + R_{Se} * I)}{N_{MS} N_s A_2 K T} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_{Se} * I}{R_{Pe}} \quad (\text{II.20})$$

Avec:

- R_{se} : Résistance série équivalente telle que $R_{se} = N_{MS}N_S R_S$
- R_{pe} : Résistance parallèle équivalente telle que $R_{pe} = N_{MS}N_S R_p$
- N_s : Nombre de cellules groupées en série, pour un panneau photovoltaïque N_s est fixés à 36 cellules.
- N_{MS} : Nombre de modules groupés en série.

La figure (II.18) montre la caractéristique courant-tension pour un panneau constitué de 36 cellules montées en série ainsi que celles de plusieurs panneaux montées en série :

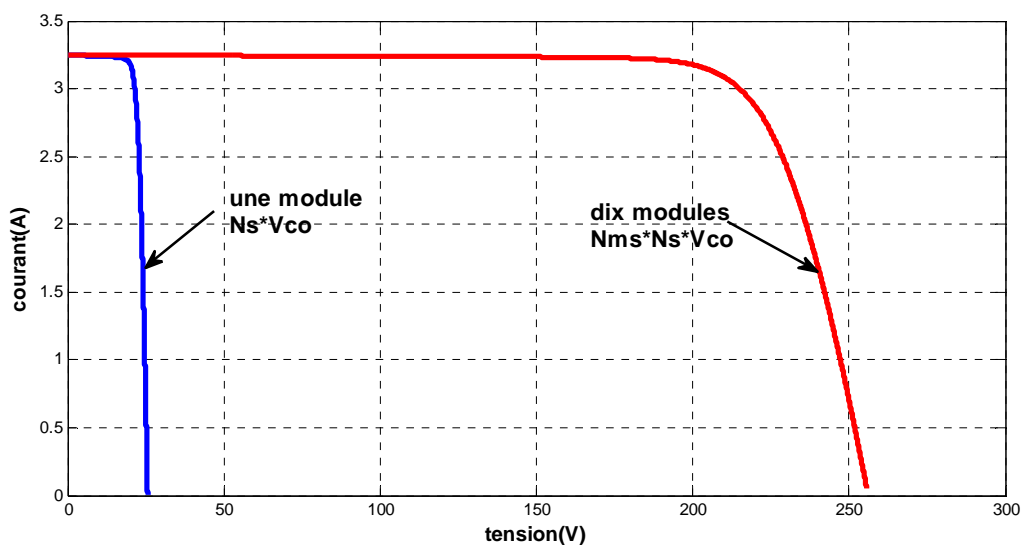


Figure II.18 : caractéristiques courant-tension de modules branchés en séries.

La figure (II.18) montrée qu'effectivement la mise en série de plusieurs cellules ne modifie pas la valeur du courant, par contre elle augmente la valeur de la tension.

La puissance disponible en sortie du module est obtenue en considérant les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 I_{GPV} &= I_{module} \\
 V_{GPV} &= N_{MS} \cdot V_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MS} \cdot V_{module} \cdot I_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MS} \cdot P_{module}
 \end{aligned}
 \tag{II.21}$$

➤ N_{MS} : Nombre de modules groupés en série.

▪ **Association en parallèle**

En associant des modules identiques en parallèle (figure II.19), la tension de la branche est égale à la tension de chaque module et l'intensité augmente proportionnellement au nombre des modules associées en parallèle dans la branche. L'expression du courant ainsi obtenu est donné par :

$$I = N_{MP}I_{ph} - N_{MP}I_{s1} \left[\exp\left(\frac{q(V + R_{Se} * I)}{N_s A_1 K T}\right) - 1 \right] - N_{MP}I_{s2} \left[\exp\left(\frac{q(V + R_{Se} * I)}{N_s A_2 K T}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_{Se} * I}{R_{pe}} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

- R_{se} : Résistance série équivalente telle que $R_{se} = \frac{N_s}{N_{MP}} R_s$.
- R_{pe} : Résistance parallèle équivalente telle que $R_{pe} = \frac{N_s}{N_{MP}} R_p$.
- N_{MP} : Nombre de modules groupés en parallèle.

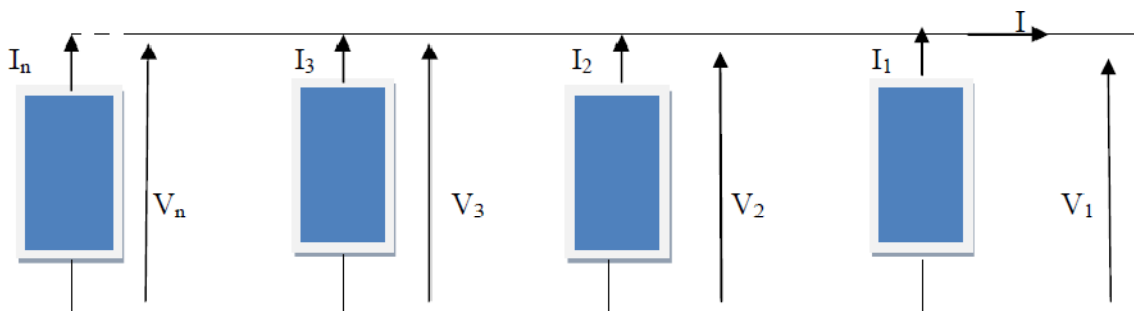


Figure II.19 : Panneaux connectées en parallèle.

L'association des modules en parallèle influe sur l'intensité du courant tel que l'intensité globale est égale au produit de nombre de modules montés en parallèle et l'intensité délivré par chaque module tandis que l'association en parallèle n'a aucune influence sur la tension.

La figure (II.20) montre la caractéristique courant-tension:

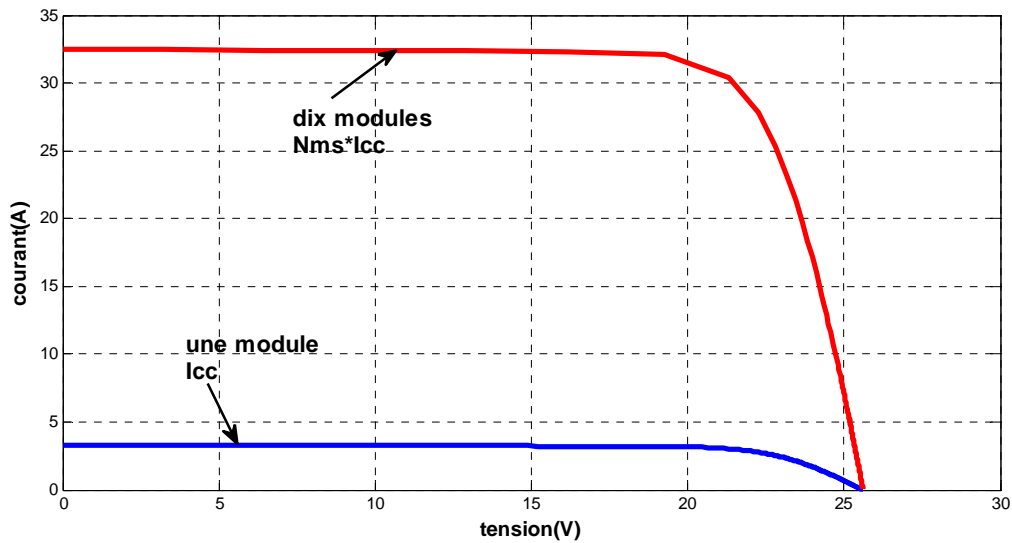


Figure II.20 : Caractéristiques courant-tension de modules branchés en parallèle.

On remarque dans la figure (II.20) que la tension ne change pas, mais que le courant augmente avec l'augmentation du nombre des modules associés en parallèle, ce qui est logique puisqu'on les associe en parallèle.

La puissance disponible en sortie du module est obtenue en considérant les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 I_{GPV} &= N_{MP} I_{module} \\
 V_{GPV} &= V_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MP} \cdot V_{module} \cdot I_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MP} \cdot P_{module}
 \end{aligned}
 \tag{II.23}$$

➤ N_{MP} : Nombre de modules groupés en parallèle.

▪ Association série-parallèle

Le montage série-parallèle, nous permet d'obtenir les valeurs de la tension et du courant désirés. Lorsque on veut alimenter des charges fonctionnent à des puissances élevées (tension supérieur à 25 volts), on parle dans ce cas d'un générateur photovoltaïque ou communément appelé un champ photovoltaïque.

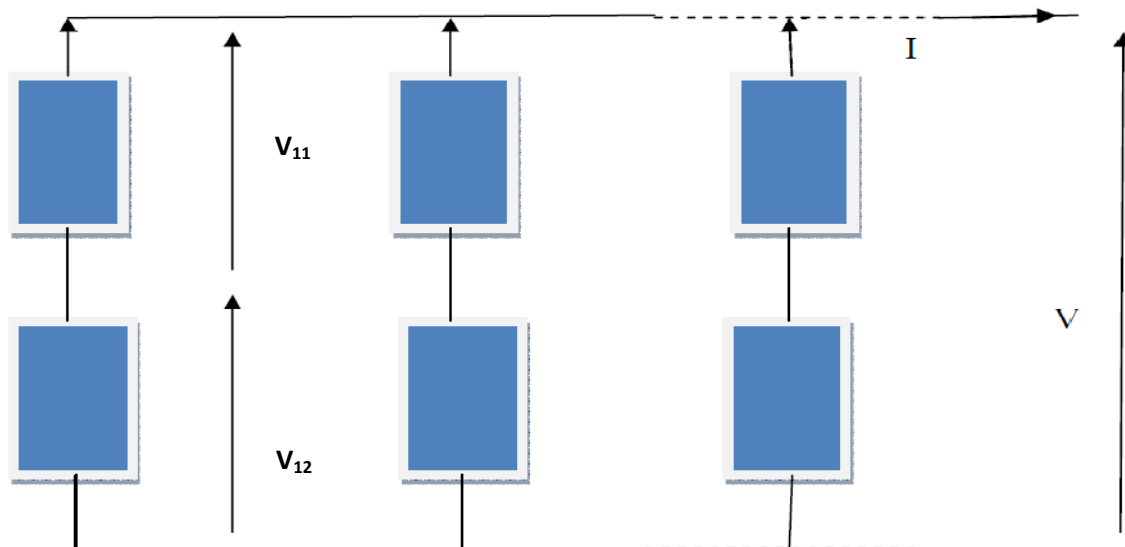


Figure II.21 : Panneaux connectés en série-parallèle

La puissance disponible en sortie du module est obtenue en considérant les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 I_{GPV} &= N_{MP} I_{module} \\
 V_{GPV} &= N_{MS} V_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MS} \cdot V_{module} \cdot N_{MP} I_{module} \\
 P_{GPV} &= N_{MP} N_{MS} \cdot P_{module}
 \end{aligned}
 \tag{II.24}$$

N_{MS} et N_{MP} respectivement, le nombre de modules en série et le nombre de modules en parallèle.

La figure(II.22) illustre la particularité d'un assemblage série-parallèle par rapport aux autres assemblages :

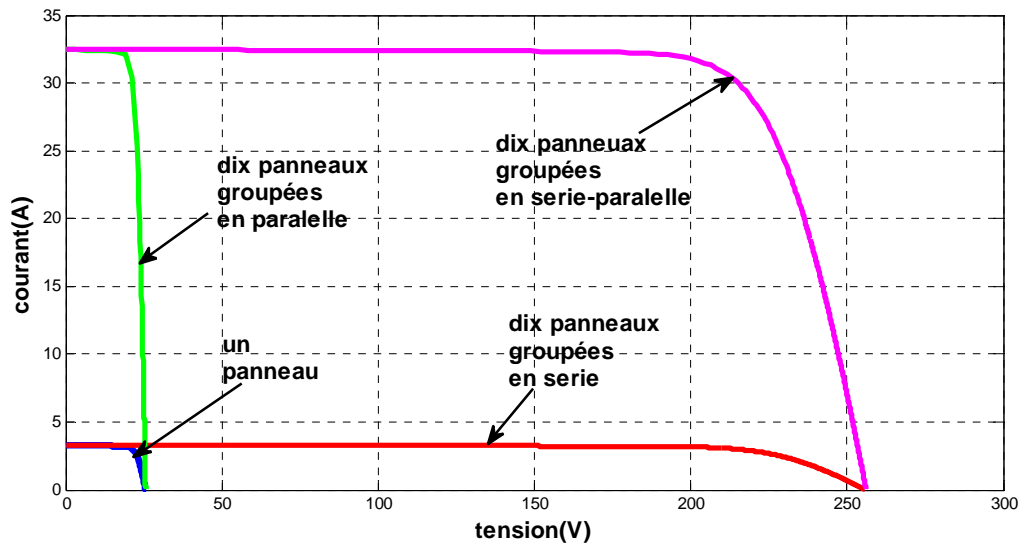


Figure II.22 : Caractéristiques courant - tension de modules branchés en série – parallèle.

On remarque dans la figure (II.22) que la tension et le courant augmentent proportionnellement avec l'augmentation du nombre des modules associés en série-parallèle, ce qui est logique puisqu'on les associe en série-parallèle.

- **Remarque :**

Pour qu'un module *PV* puisse fonctionner de façon optimale, il faut que les N_S et N_P cellules se comportent toutes de façon identique. Pour cela, leur association doit être réalisée en respectant des critères précis :

- Il faut que les cellules soient issues de la même technologie et plus encore, du même lot de fabrication.
- Il faut qu'elles soient soumises aux mêmes conditions environnementales (éclairage, température) et à la même inclinaison.

Pour ces raisons, les fabricants ont choisi de ne pas commercialiser des cellules *PV* seules mais sous forme de modules pré-câblés constitués pour la plupart de 36 cellules en série.

II.4. Protection d'un générateur photovoltaïque [13]

Si les cellules des modules en série ne sont pas identiques ou si certaines cellules sont partiellement ombragées, les cellules moins efficaces peuvent devenir réceptrices. Ainsi, une

cellule ombragée sera soumise à ses bornes à une tension inverse importante et la puissance qu'elle devra dissiper sera trop grande. En fonctionnant ainsi, on provoque l'échauffement de la cellule (hot spot), ce qui est susceptible de la détruire par claquage. Il convient donc de limiter la tension inverse maximale susceptible de se développer aux bornes d'une cellule en plaçant une diode en parallèle (by-pass) au niveau de chaque module (figure II.16).

Si les modules en parallèle ne sont pas identiques ou si quelques cellules d'un module sont ombragées, les modules moins performants deviendront récepteurs si la tension d'utilisation est supérieure à la tension produite par ces modules. Une dissipation de puissance importante peut devenir dangereuse au niveau de la cellule la plus faible de ces modules. Ainsi, le courant des branches des modules performants se dissipera dans la branche la moins performante. Donc, il est préférable de disposer des diodes anti-retour. Celle-ci empêche aussi de gaspiller dans le module occulté une partie de la puissance produite par les modules fonctionnant normalement.

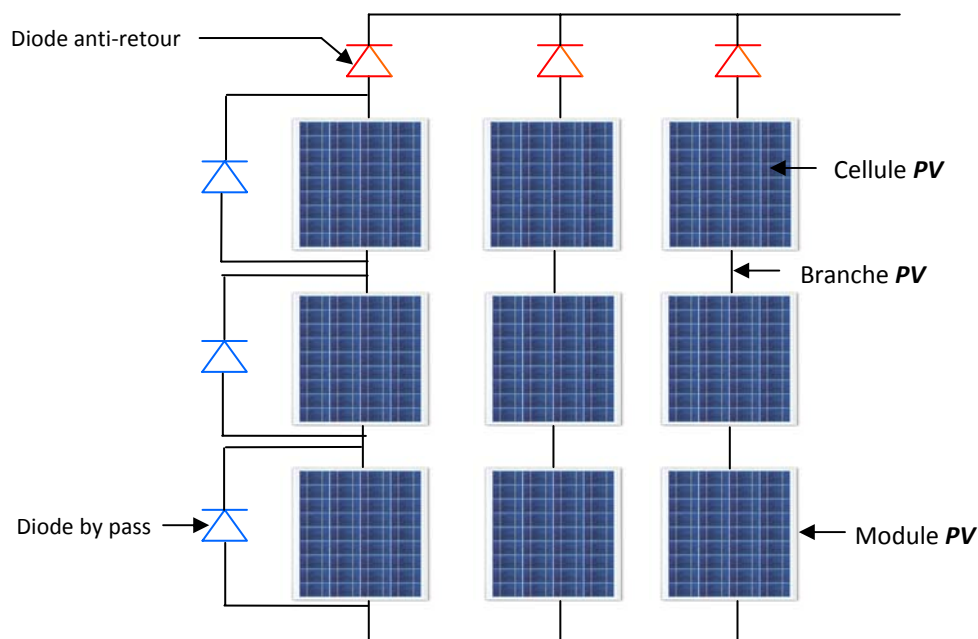


Figure II.23 : Protection d'un générateur photovoltaïque [13].

II.5. Influence des conditions météorologiques sur le fonctionnement de la cellule PV : [31][32][34][36][38]

II.5.1. influence de l'éclairement sur le fonctionnement de la cellule photovoltaïque

Pour étudier l'influence de l'éclairement sur les caractéristiques courant-tension et puissance-tension nous avons fait varier l'éclairement solaire dans notre simulation en gardant la température constante ($T=25^{\circ}\text{C}$).

Les figures suivantes illustrent les caractéristiques obtenues pour des éclairements de $1000\text{W}/\text{m}^2$, $800\text{W}/\text{m}^2$, $600\text{W}/\text{m}^2$, $400\text{W}/\text{m}^2$ et $200\text{W}/\text{m}^2$.

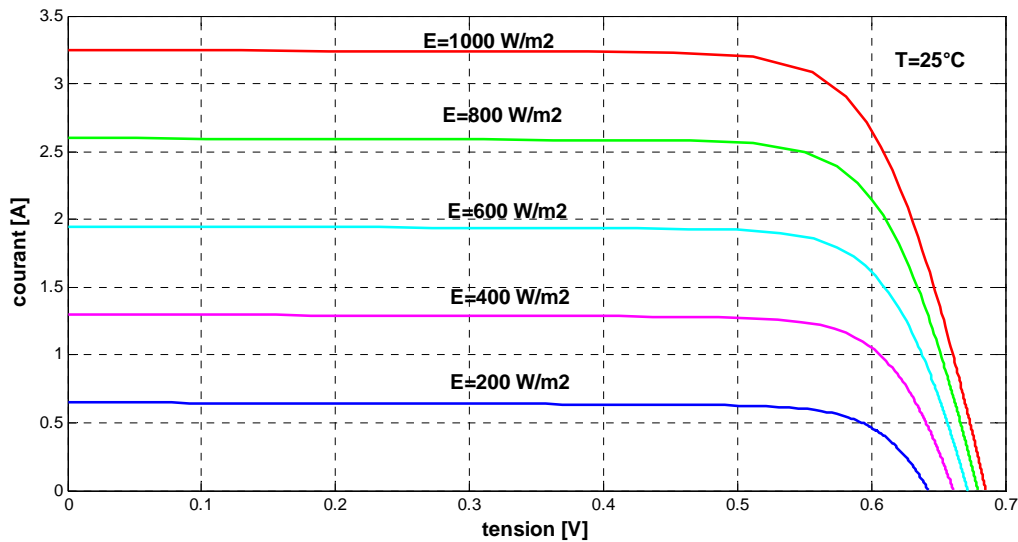


Figure II.24 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique courant-tension

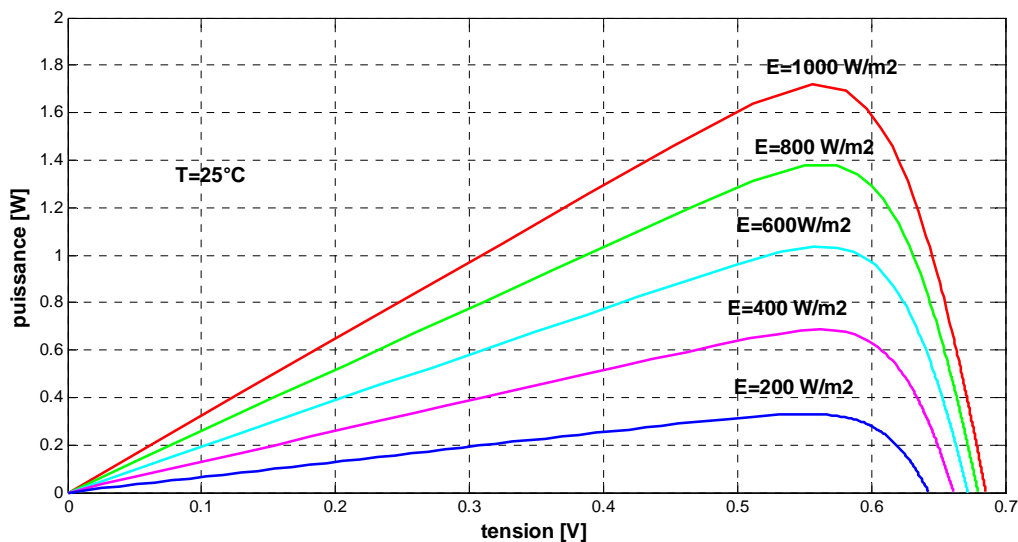


Figure II.25 : Influence de l'éclairement sur la caractéristique puissance-tension

La variation de l'ensoleillement (flux lumineux) se traduit par un déplacement du point de puissance maximale (PPM) de la caractéristique $I=f(V)$ suivant l'axe des courants (figure II.24), ce qui veut dire que le courant du court-circuit I_{cc} est proportionnel à l'éclairement, par contre V_{co} varie très peu en fonction de l'éclairement. Par conséquent, la puissance délivrée par le générateur augmente (figure II.25).

II.5.2. Influence de la température sur le fonctionnement de la cellule PV

Afin d'évaluer l'influence de la température sur les caractéristiques courant-tension et puissance-tension, nous avons simulé le comportement de la cellule PV en faisant varier la température, en gardant l'éclairement constant ($E=1000\text{W/m}^2$).

Les résultats de cette simulation pour des températures de -10°C , 0°C , 25°C , 50°C et 75°C sont donnés par les caractéristiques suivantes :

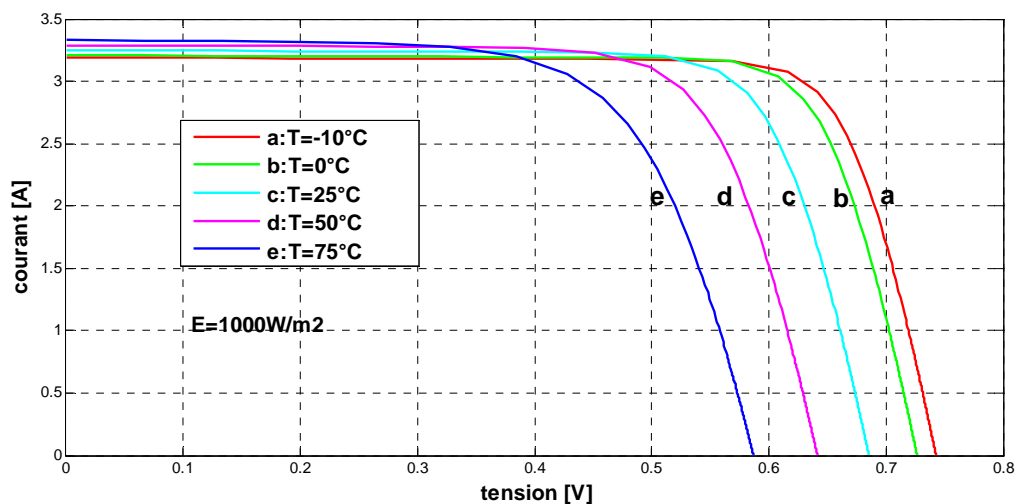


Figure II.26 : Influence de la température sur la caractéristique courant-tension

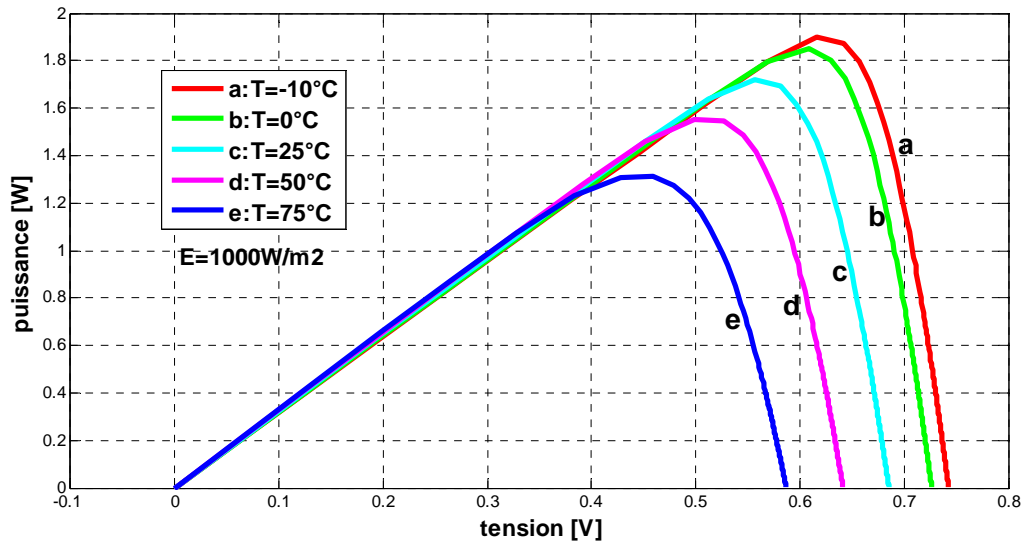


Figure II.27 : Influence de la température sur la caractéristique puissance-tension

D'après la caractéristique $I-V$ (figure II.26) nous remarquons que la température a une influence négligeable sur la valeur du courant de court-circuit. Par contre, la tension en circuit ouvert baisse assez fortement lorsque la température augmente, par conséquent la puissance diminue (figure II.27). La diminution de la puissance fournie est estimée environ de 0,5% par degré Celsius pour un module.

II.6. Influence des résistances R_s et R_{sh} sur les caractéristiques I-V et P-V

II.6.1 Influence de la résistance R_s sur les caractéristiques I-V et P-V

La résistance série R_s caractérise les pertes par effets Joule de la résistance propre du semi conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques de la cellule. Les contacts semi conducteur – électrodes à résistance élevée abaissent appréciablement la tension et le courant de sortie ce qui va limiter le rendement de conversion.

Le but de cette simulation est de montrer le comportement du générateur PV lorsque R_s varie. Aussi, nous avons fait varier R_s en lui affectant les valeurs suivantes : 0Ω , 0.015Ω , 0.03Ω , 0.04Ω et 0.05Ω et ceci pour $E=1000W/m^2$ et $T=25^\circ C$.

Les résultats de cette simulation sont donnés par les figures (II.28) et (II.29)

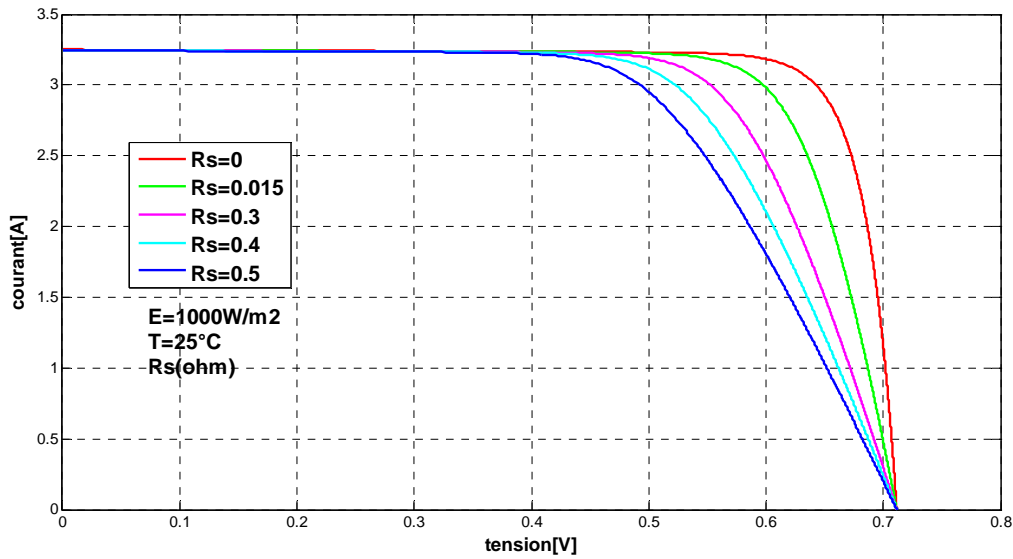


Figure II.28 : Influence de la résistance série sur la caractéristique $I-V$

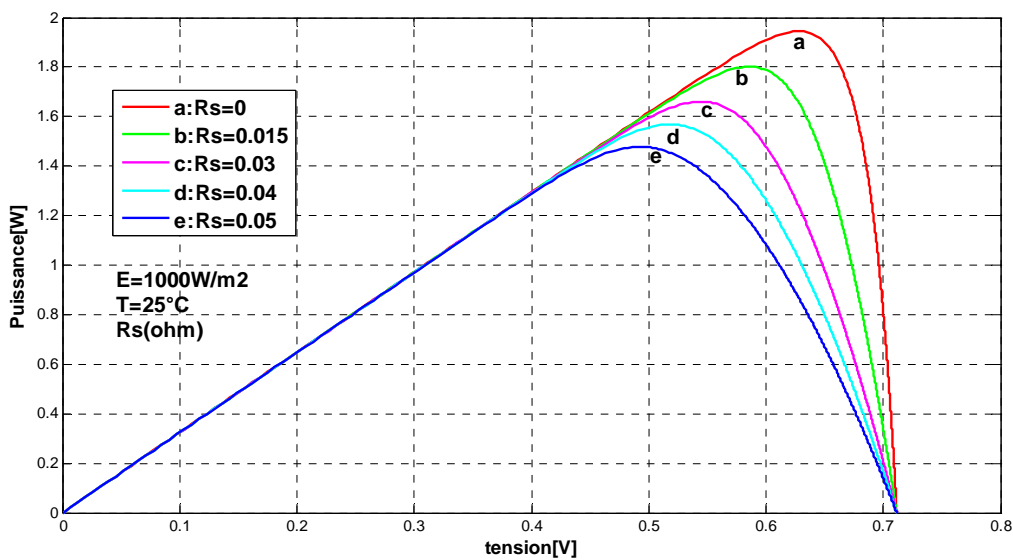


Figure II.29 : Influence de la résistance série sur la caractéristique $P-V$

Les performances du panneau PV sont d'autant plus dégradées que ses résistances séries sont grandes, la figure (II.28) montre que l'augmentation de R_s se traduit par une diminution de la pente de la courbe $I = f(V)$, dans la zone où le panneau fonctionne comme une source de tension.

II.6.2 Influence de la résistance shunt R_{sh} sur les caractéristiques I-V et P-V

Nous proposons dans cette simulation d'étudier l'influence de R_{sh} sur le comportement du générateur PV sous un éclairement de 1000W/m^2 et une température de 25°C , nous avons donné les valeurs suivantes à la résistance R_{sh} : 30Ω , 60Ω , 100Ω , 500Ω et 1000Ω . Les figures (II.30) et (II.31) montrent les résultats obtenus.

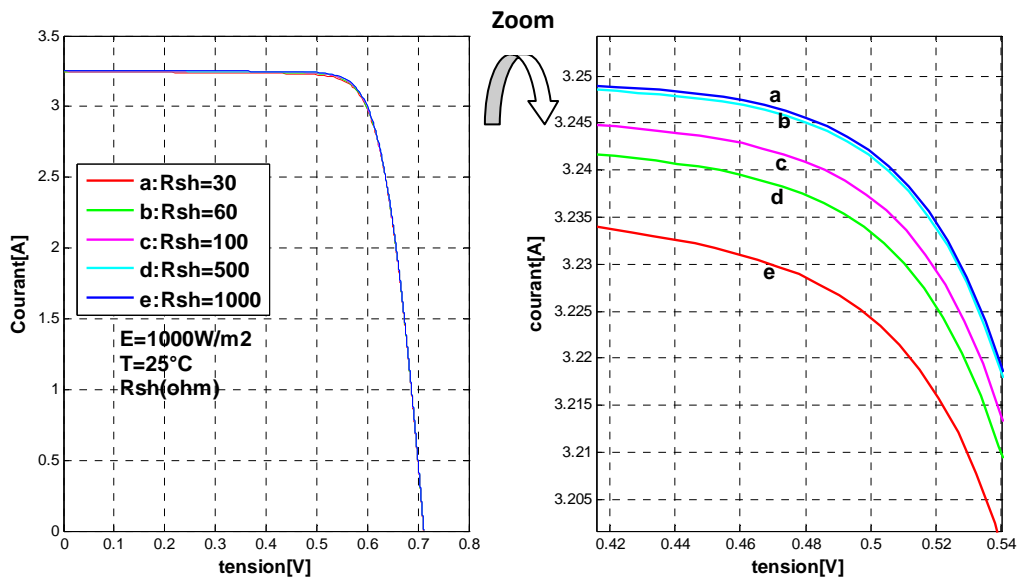


Figure II.30 : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique I-V

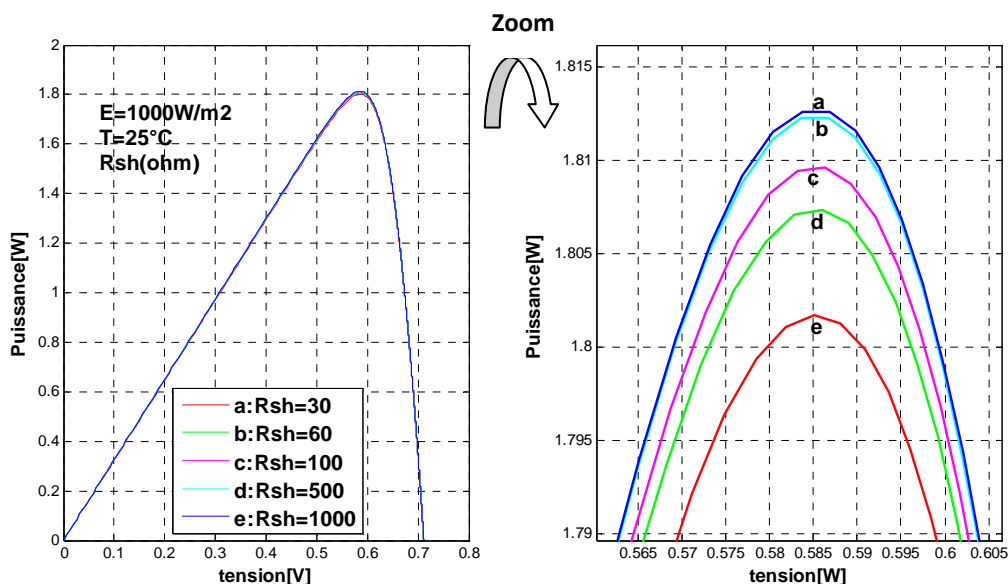


Figure II.31 : Influence de la résistance shunt sur la caractéristique P-V

La figure (II.31) montre que l'augmentation de R_{Sh} se traduit par une augmentation de la courbe de puissance dans la zone correspondant à un fonctionnement comme source de courant. La dégradation du fonctionnement du panneau PV est donc due à la diminution de la résistance shunt.

II.7.Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les différents modèles mathématiques d'une cellule PV, ensuite nous avons fait la simulation des différents modèles sous « MATLAB/SIMULINK », avec l'interprétation des différents graphes obtenus.

A partir de ces dernières nous avons montré l'influence des paramètres externes (température et ensoleillement), et des paramètres internes (R_S et R_{Sh}), puis nous avons constaté que les changements climatiques ont la plus grande influence sur le panneau photovoltaïque.

En effet, la variation de l'éclairement et de la température modifie le point de puissance maximale ce qui réduit le rendement du générateur PV. Afin de faire fonctionner le GPV à son point de fonctionnement optimal, il est nécessaire de le doter d'un contrôleur MPPT qui permet la poursuite du point PPM. Les différentes méthodes usuelles de cette poursuite font l'objet du chapitre suivant.

III.1.Introduction

L'adaptation d'impédance entre un générateur photovoltaïque et une charge est un problème technologique, à fin de transférer le maximum de puissance du générateur photovoltaïque à la charge. La littérature propose une grande quantité de solutions sur l'algorithme de contrôle effectuant une recherche de point de puissance maximale (PPM) lorsque le GPV et la charge sont connectés à travers un convertisseur statique.

Un GPV présente une caractéristiques courant-tension non linéaire avec des PPM. Cette caractéristique dépend entre autre du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. De plus, selon les caractéristiques de la charge sur laquelle le GPV débite, nous pouvons trouver un très grand écart entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode de connexion directe. Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, la technique utilisé classiquement est d'utiliser un étage d'adaptation entre le GPV et la charge (figure III.1). Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle, le transfert maximum de puissance fournie par le générateur pour qu'elle soit la plus proche possible de P_{\max} disponible. [3]

Le circuit de base d'un système de poursuite du point de puissance maximale est un convertisseur DC/DC piloté par un circuit de commande, afin d'extraire la totalité de la puissance produite par le GPV.

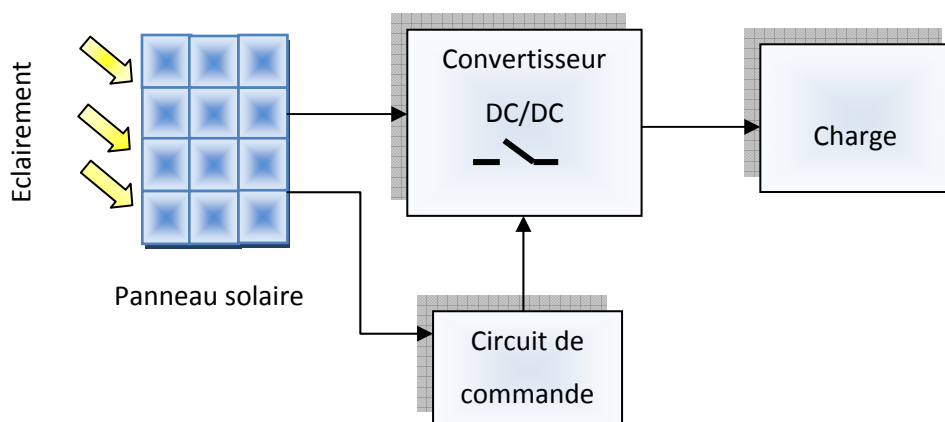


Figure III.1 : Schéma synoptique d'un système de poursuite du PPM

Dans ce chapitre, nous allons étudier les différents types de convertisseurs DC/DC et les algorithmes les plus répandus pour la poursuite du point de puissance maximale (PPM), puis nous allons implémenter ces algorithmes ainsi que le convertisseur dévolteur élévateur (Buck-Boost), sous le logiciel MATLAB/SIMULINK et ceci sous de nombreux changements climatiques.

III.2.Fonctionnement optimal du GPV

La figure (III.2) représente la caractéristique $I-V$ d'un GPV pour un éclairement et une température donnés. On place une charge résistive variable aux bornes du générateur photovoltaïque. La puissance délivrée à cette charge dépendra seulement de la valeur de sa Résistance R . Le point de fonctionnement optimal MPP de coordonnées (V_{opt}, I_{opt}) du GPV est défini par l'intersection de sa caractéristique électrique $I-V$ avec celle de la droite de charge de pente $(1/R)$.

Seule la charge dont la caractéristique passe par le point MPP (V_{opt}, I_{opt}) permet d'extraire la puissance optimale, qu'on appelle R optimale (R_{opt}). Sa valeur est donnée par la relation (III.1).

$$R_{opt} = \frac{V_{opt}}{I_{opt}} \quad (III.1)$$

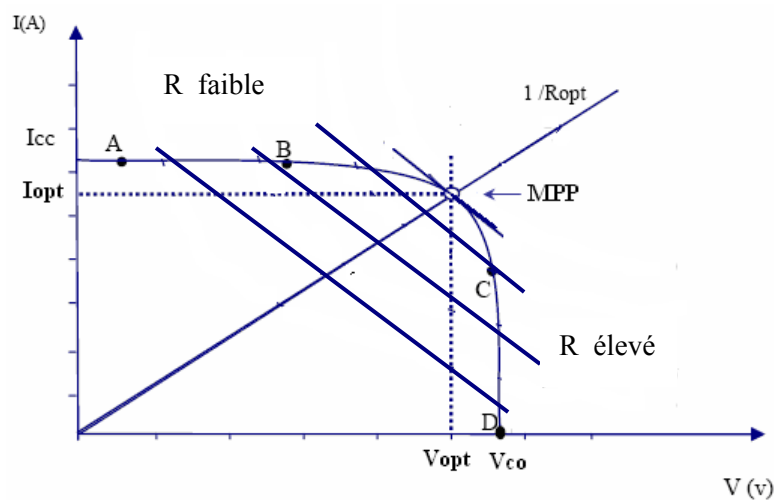


Figure III.2 : Caractéristique $I-V$ pour une charge résistive variable [15]

Si R est de valeur faible, le GPV travaillera dans la zone (AB), dans laquelle il se comporte comme une source de courant constant, de valeur égale au courant du court-circuit. Si R est élevée, le GPV travaillera dans la zone (CD), dans laquelle le GPV se comporte comme un générateur de tension, sa valeur est égale presque à la valeur de la tension du circuit ouvert.

Pour assurer le fonctionnement optimal du GPV, un équipement de commande doit être mis entre le GPV et la charge, dont le but est l'adaptation des deux équipements (générateur photovoltaïque/charge) pour un meilleur transfert d'énergie vers la charge. Ce dernier peut augmenter d'une manière significative le rendement en puissance du GPV, nous utilisons pour cela un convertisseur DC/DC (hacheur) doté d'une (commande MPPT), qui permet la poursuite du point de puissance maximale.

Le système qui assure la poursuite du PPM du GPV est composé de deux parties :

- Partie d'électronique de puissance comprenant un convertisseur DC-DC.
- Partie commande. [25]

III.3. Convertisseur statique DC-DC (hacheur)

Un convertisseur DC-DC est un circuit électronique qui joue le rôle d'interface entre le générateur PV et la charge pour assurer le transfert de la totalité de la puissance issue du générateur PV. Le convertisseur très souvent utilisé est le hacheur, il permet de transformer une tension continue fixe à une autre tension continue de valeur réglable. [27]

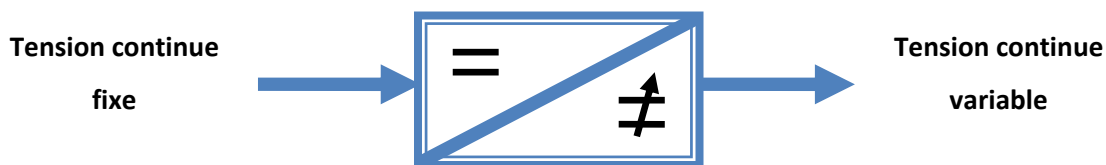


Figure III.3 : Schéma synoptique du principe de l'hacheur

Le hacheur se compose essentiellement d'un interrupteur de puissance unidirectionnel (généralement le MOSFET), des éléments passifs (bobine, condensateur) et d'une diode.

Le choix de ce type d'interrupteur est justifié car sa commande qui nécessite une faible quantité d'énergie (La grille étant isolée, l'intensité du courant de commande est quasiment nulle) donc il est possible de le commander en tension. Le MOSFET possède une large gamme de fréquence de commutation.

Il existe plusieurs types de convertisseurs DC-DC nous citons :

- Convertisseur Buck (hacheur série).
- Convertisseur Boost (hacheur parallèle).
- Convertisseur Buck-Boost (hacheur série-parallèle).

III.3.1. Hypothèses

Avant d'étudier les différents types de hacheurs, on propose les hypothèses simplificatrices suivantes : voir figure (III.4)

- L'interrupteur k est supposé parfait.
- La chute de tension aux borne de la diode est négligeable.
- L'inductance L est supposée parfaite, donc sa résistance est nulle.

III.3.2. Définition du rapport cyclique

Le rapport cyclique α est défini comme étant le temps t_{on} pendant lequel l'interrupteur est fermé divisé par la période de fonctionnement du montage T , soit $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$. On définit également le temps pendant lequel l'interrupteur est ouvert par : $T_{off} = T - T_{on}$.

III.4. Hacheur série (Buck)

Le schéma de la figure (III.4) représente le circuit électrique équivalent d'un hacheur série (abaisseur de tension) également appelé convertisseur Buck. Ce montage permet de convertir la tension d'entrée V en une tension de sortie V_s inférieure.

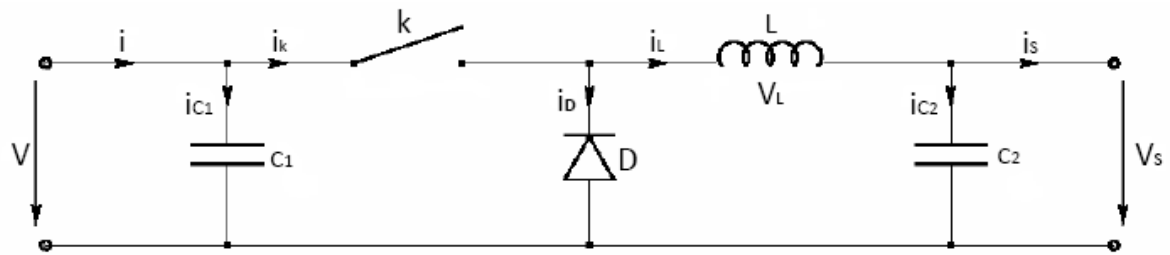


Figure III.4 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur série [27]

III.4.1 Modèle mathématique équivalent

Pour écrire le modèle mathématique du hacheur, il faut l'étudier dans les deux phases de fonctionnement (k fermé, et k ouvert), ensuite donner son modèle approximé.

Les variables dynamiques du circuit du hacheur sont i_L , V_{C1} , V_{C2} , respectivement avec les composants L , C_1 , C_2 . Les équations qui lient les dérivées de i_L , V_{C1} par rapport au temps, aux Variables d'entrée et de sortie ainsi que les composantes du condensateur et les variables dynamique i_L , V_{C1} sont de la forme : [27]

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = f(i_L, i_C, V_C, L, C) \quad (\text{III.2})$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = g(i_L, i_C, V_C, L, C) \quad (\text{III.3})$$

$-0 < t < \alpha.T$: k fermé, la diode se bloque et le courant circulera dans la charge à travers l'inductance.

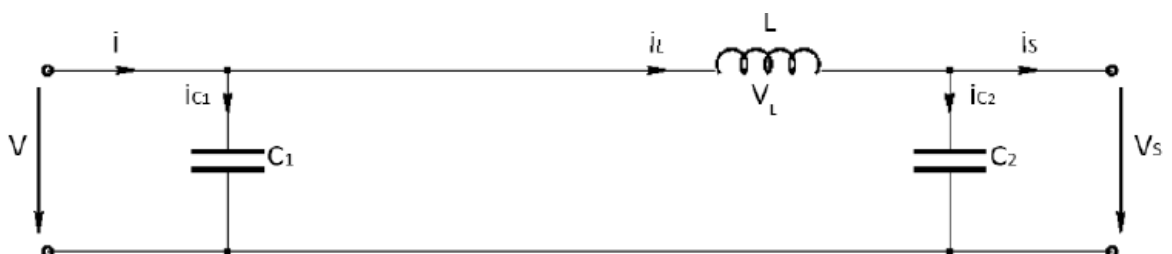


Figure III.5 : Circuit équivalent du hacheur série quand k est fermé [27]

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit équivalent précédent on trouve :

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV(t)}{dt} = i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_s(t)}{dt} = i_L(t) - i_s(t) \\ V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = V(t) - V_s(t) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$\alpha T < t < T$: k ouvert, la diode devient passante et le courant traversant l'inductance décroît. L'ajout de la diode est justifié pour assurer la continuité du courant de l'inductance.

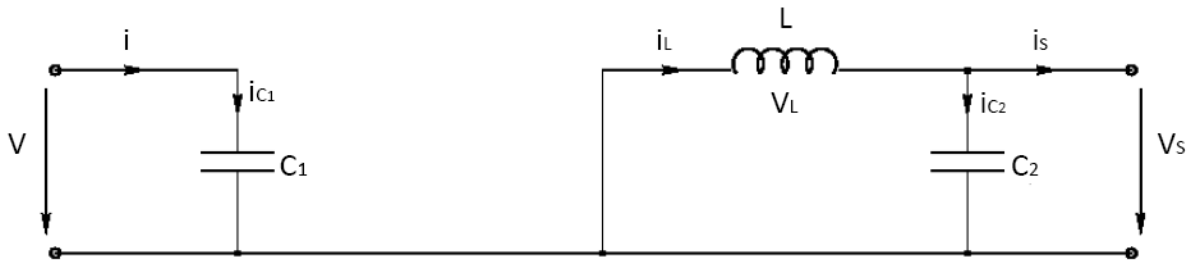


Figure III.6 : Circuit équivalent du hacheur série quand k est ouvert [27]

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV(t)}{dt} = i(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_s(t)}{dt} = i_L(t) - i_s(t) \\ V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = -V_s(t) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.4.2. Modèle approximé du hacheur série

Le hacheur série est représenté par les systèmes d'équations pour une période (k fermé et k ouvert), le hacheur oscille entre ces deux états avec une fréquence élevée, nous devons trouver une représentation dynamique approximée valable pour ces deux états. Pour cela nous considérons que la variation des variables dynamiques i_L et V_L est de forme linéaire, donc la dérivée de ces grandeurs est constante. [27]

Cette approche nous permet de décomposer l'expression de la valeur moyenne de la dérivée de la variable dynamique sur les deux états :

Le courant qui parcourt la self et la tension aux bornes de la capacité est de la forme linéaire.

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle = \frac{dx_{(\alpha,T)}}{dt} \cdot \alpha T + \frac{dx_{(1-\alpha)T}}{dt} \cdot (1-\alpha) \cdot T \quad (\text{III.6})$$

Ou' $\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle$ est la valeur moyenne de la dérivée de x sur une période T. Cette relation est valide si $\frac{dx_{(\alpha,T)}}{dt}$ sont constants sur αT et $(1-\alpha) \cdot T$ respectivement.

En appliquant la relation (III.6) sur les systèmes d'équations, on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dV}{dt} T = \alpha T \cdot (i - i_L) + (1-\alpha) T \cdot i \\ C_2 \cdot \frac{dV_s}{dt} T = \alpha T \cdot (i_L - i_s) + (1-\alpha) T \cdot (i_L - i_s) \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = \alpha T \cdot (V - V_s) + (1-\alpha) T \cdot (-V_s) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

En arrangeant les termes des équations précédentes, on obtient la modélisation dynamique du hacheur série

$$\begin{cases} i_s = i_L - C_2 \cdot \frac{dV_s}{dt} \\ i_L = \frac{1}{\alpha} \cdot (i - C_1 \frac{dV}{dt}) \\ V = \frac{1}{\alpha} \cdot (V_s + L \cdot \frac{di_L}{dt}) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

III.4.3. Etude en régime continu

Le régime continu est obtenu en éliminant les dérivées des variables dynamiques, et en remplaçant les variables dynamiques par leurs valeurs moyennes.

Le système d'équations donne

$$\begin{cases} I_s = I_L \\ I = \alpha \cdot I_L \\ V_s = \alpha \cdot V \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.4.4. Rapport de conversion $M(\alpha)$

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

$$M(\alpha) = \frac{V_s}{V} = \alpha \quad (\text{III.10})$$

III.5. Hacheur parallèle (Boost)

Le hacheur parallèle (élevateur de tension) ou convertisseur Boost est donné par la figure (III.7), il peut être utilisé pour avoir une tension de sortie supérieure à celle d'entrée. Dans ce montage on installe une diode afin d'éviter la décharge du condensateur C_2 .

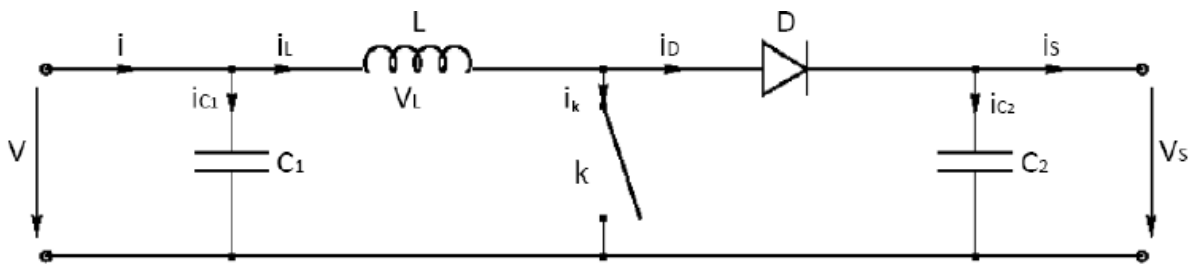


Figure III.7 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur parallèle [27]

III.5.1. Modèle mathématique équivalente

Comme le hacheur série, l'application de la loi de Kirchhoff sur le circuit précédent selon l'état de l'interrupteur k nous permet pour :

$0 < t < \alpha T$: k est fermé, la diode est polarisée en inverse et le courant dans l'inductance croît progressivement (c'est une phase d'accumulation d'énergie sous forme magnétique).

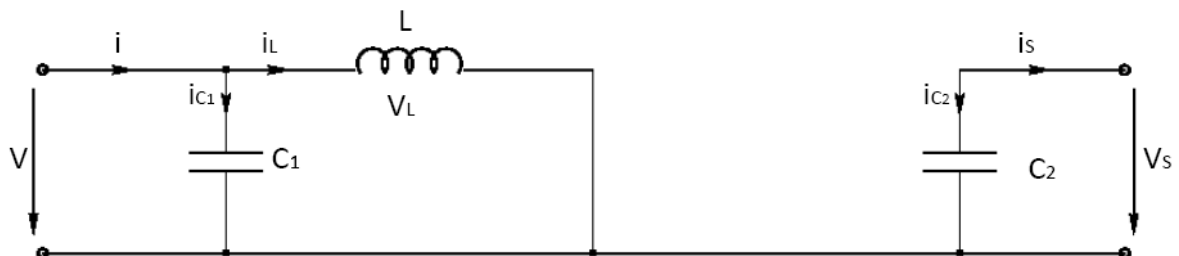


Figure III.8 : Circuit équivalent du hacheur parallèle quand k est fermé [27]

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \cdot \frac{dV}{dt} = i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \frac{dV_S}{dt} = -i_s \\ V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$\alpha T < t < T$: k est ouvert, la diode est passante et l'inductance libère l'énergie emmagasinée lorsque k est fermé avec diminution du courant i_L .

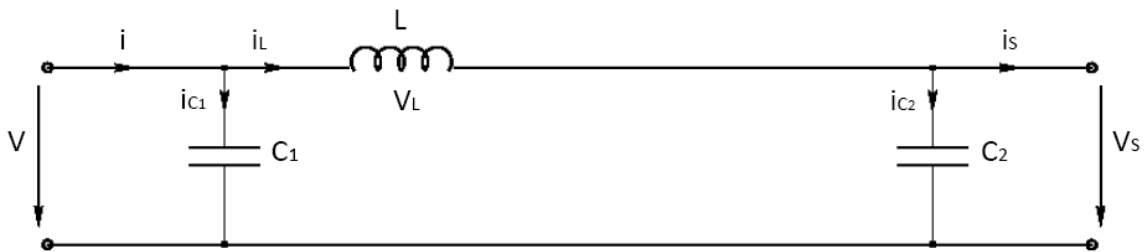


Figure III.9 : Circuit équivalent du hacheur parallèle quand k est ouvert [27]

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \cdot \frac{dV}{dt} = i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \frac{dV_S}{dt} = i_L - i_s \\ V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V - V_S \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

III.5.2. Modèle approximé du hacheur parallèle

En appliquant la relation(III.6), sur les systèmes d'équations on trouve le modèle approximé du hacheur parallèle : [27]

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dV}{dt} T = \alpha T \cdot (i - i_L) + (1 - \alpha) T \cdot (i - i_L) \\ C_2 \frac{dV_S}{dt} T = -\alpha T \cdot i_s + (1 - \alpha) T \cdot (i_L - i_s) \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} T = \alpha T \cdot V + (1 - \alpha) T \cdot (V - V_S) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le modèle dynamique du hacheur parallèle est obtenu après arrangement des termes de l'équation précédents :

$$\begin{cases} i_L = i - C_1 \cdot \frac{dV}{dt} \\ i_S = (1 - \alpha) \cdot i_L - C_2 \cdot \frac{dV_S}{dt} \\ V = (1 - \alpha) \cdot V_S + L \cdot \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.5.3. Etude en régime continu

$$\begin{cases} I = I_L \\ I_S = (1 - \alpha) \cdot I_L \\ V = (1 - \alpha) \cdot V_S \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.5.4. Rapport de conversion

En utilisant les équations de l'étude en régime continu, le rapport de conversion est donné par :

$$M(\alpha) = \frac{V_S}{V} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (\text{III.16})$$

III.6. Hacheur série-parallèle

Le hacheur série-parallèle (élevateur-abaisseur) ou convertisseur Buck-Boost combine les propriétés des configurations de hacheur série et parallèle. Il peut être employé pour transformer n'importe quelle tension continue d'entrée en n'importe quelle tension continue désirée de sortie. [27]

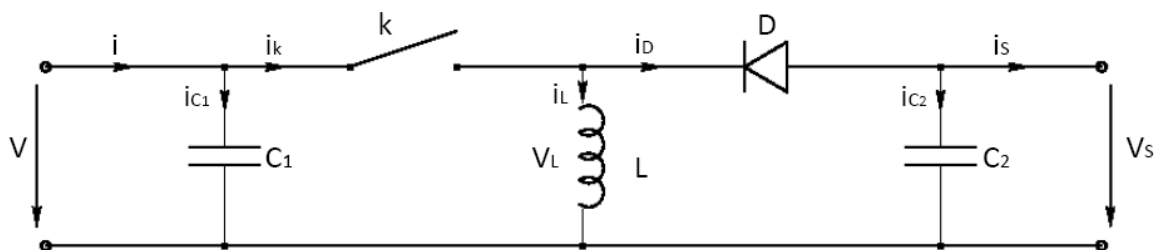


Figure III.10 : Circuit électrique équivalent d'un hacheur série-parallèle [27]

III.6.1. Modèle mathématique équivalent

Par l'application de la loi de Kirchhoff et selon l'état de l'interrupteur k le fonctionnement du hacheur série-parallèle est donné par :

$0 < t < \alpha T$: k est fermé, c'est une phase d'accumulation d'énergie sous forme magnétique dans l'inductance et la diode est bloquée.

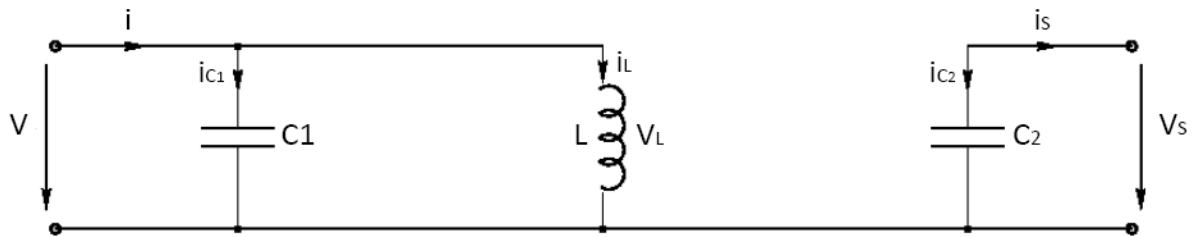


Figure III.11 : Circuit équivalent d'un hacheur série-parallèle quand k est fermé [27]

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \cdot \frac{dV}{dt} = i - i_L \\ i_{c2} = C_2 \cdot \frac{dV_s}{dt} = -i_s \\ V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$\alpha T < t < T$: k est ouvert, la diode est passante et l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée vers le condensateur C_2 et à la charge.

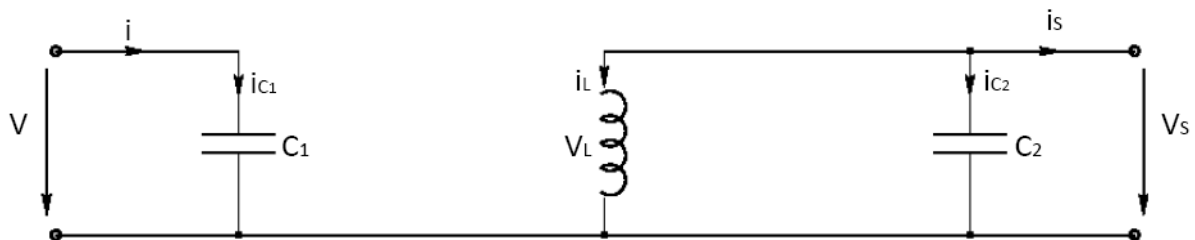


Figure III.12 : Circuit équivalent d'un hacheur série-parallèle quand k est ouvert [27]

$$\begin{cases} i_{c1} = C_1 \cdot \frac{dV}{dt} = i \\ i_{c2} = C_2 \cdot \frac{dV_s}{dt} = -i_s - i_L \\ V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_s \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

En appliquant la relation(III.6), on trouve :

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dV}{dt} T = \alpha T \cdot (i - i_L) + (1 - \alpha) T \cdot i \\ C_2 \frac{dV_S}{dt} T = -\alpha T \cdot i_s + (1 - \alpha) T \cdot (-i_s - i_L) \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} T = \alpha T \cdot V + (1 - \alpha) T \cdot V_s \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La modélisation dynamique du hacheur série-parallel est obtenue après arrangement des termes des équations :

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{\alpha} \cdot \left(i - C_1 \frac{dV_S}{dt} \right) \\ i_s = -(1 - \alpha) \cdot i_L - C_2 \cdot \frac{dV_S}{dt} \\ V = \frac{1}{\alpha} \cdot \left(-(1 - \alpha) \cdot V_s + L \cdot \frac{di_L}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.6.2. Etude en régime continu

$$\begin{cases} I = \alpha \cdot i_L \\ I_s = -(1 - \alpha) \cdot i_L \\ V = \frac{-(1 - \alpha)}{\alpha} \cdot V_s \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.6.3. Rapport de conversion $M(\alpha)$

L'expression de rapport de conversion est donné par :

$$M(\alpha) = \frac{-\alpha}{1 - \alpha} \quad (\text{III.22})$$

$0 < \alpha < 0.5$: Le hacheur est un abaisseur de tension.

$0.5 < \alpha < 1$: Le hacheur est un élévateur de tension.

III.7. Partie commande

La partie commande est caractérisée par : La méthode à utiliser afin d'effectuer une opération de poursuite du point de puissance maximale [37]. Différentes méthodes de recherche du point de puissance maximale peuvent être utilisées, on peut citer à titre d'exemple :

- Méthodes à contre réaction de tension.
- Méthodes à contre réaction de courant.
- Méthodes à contre réaction de puissance.

III.7.1. Méthodes à contre réaction de tension

Les méthodes à contre réaction de tension se basent sur la différence entre une tension de référence (fixe ou variable) et la tension délivrée par le panneau solaire, cela génère une tension d'erreur (e) qui fait varier le rapport cyclique, la Figure (III.13) illustre ce principe

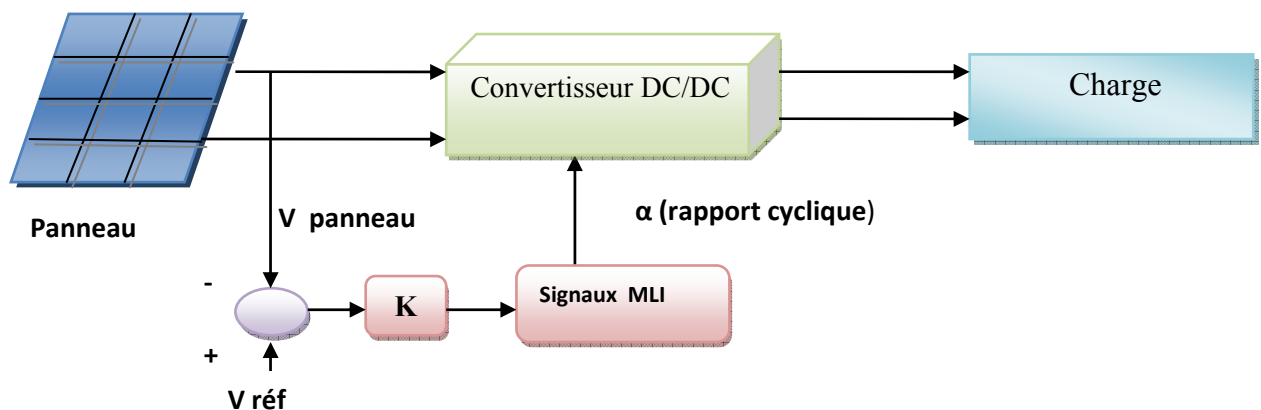
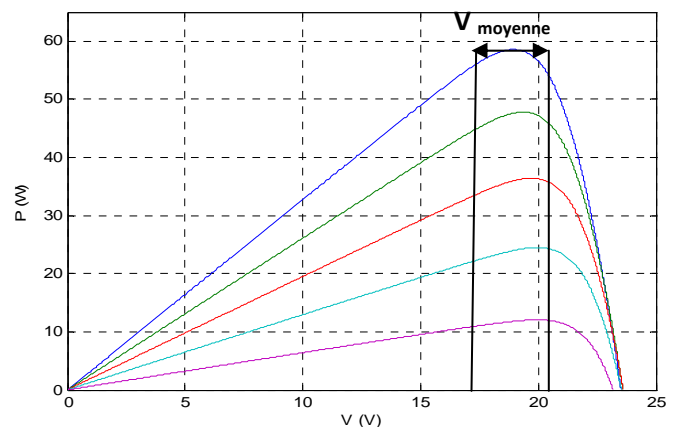


Figure III.13 : Méthodes à contre réaction de tension

III.7.2. Méthode à contre réaction de tension de référence fixe

La tension de référence est égale à la moyenne des tensions optimales de l'intervalle des points des puissances maximale pour différentes valeurs de températures et éclairagements, comme l'indique la figure (III.14). [37]

Figure III.14. Intervalle de variation de la tension optimale



On remarque d'après la figure (III.14) la tension de référence avec la quelle on va régler notre système à fonctionner est donné par la formule suivante :

$$V_{réf} = V_{moy} \quad (III.23)$$

III.7.3. Méthode à contre réaction de tension de référence en fonction de V_{co}

La tension de référence est égale à la tension optimale (la tension correspondant au point de puissance maximale) qui peut être exprimée comme une fonction linéaire de la tension en circuit ouvert, $V_{opt} = \beta \cdot V_{co}$ ou β est une constante généralement comprise entre 0.7 et 0.85 selon la température et le type de panneau solaire. La tension V_{co} du circuit ouvert du panneau solaire est mesurée par l'interruption de fonctionnement normal du système. [37]

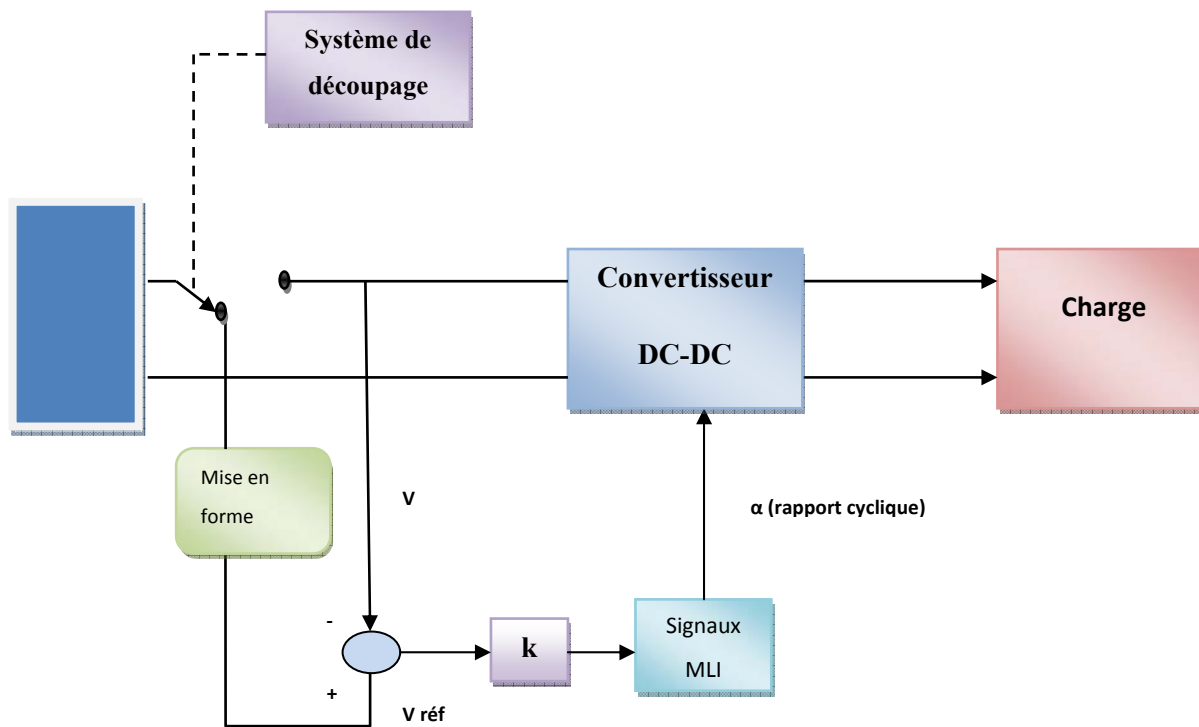


Figure III.15 : Principe de la méthode à contre réaction de tension de référence en fonction de V_{co}

Cette méthode présente des inconvénients :

- L'interruption du système à chaque fois pour les besoins de mesure de V_{co} occasionne des pertes et une augmentation des bruits.
- Le fait d'introduire une valeur fixe de β cause l'inexactitude de cette méthode.

III.7.4. Méthodes à contre réaction de courant

Par analogie avec la méthode à contre réaction de tension de référence en fonction de V_{co} , le courant de court-circuit I_{cc} du panneau solaire permet de savoir la valeur du courant optimal dans lequel doit fonctionner le panneau pour extraire le maximum de puissance. Le courant optimal est proportionnel au courant de court-circuit, cette proportionnalité est presque constante en fonction des conditions d'ensoleillement et de température ($I_{opt} = k' \cdot I_{CC}$). [37]

III.7.5. Méthodes à contre réaction de puissance

Les méthodes à contre réaction de puissance se basent sur des algorithmes de recherche itérative pour trouver le point de fonctionnement du panneau afin que la puissance générée soit maximale sans interruption de fonctionnement du système [37].

La puissance extraite du panneau solaire est calculée à partir des mesures de courant I et de tension V puis la multiplication de ces deux grandeurs.

La caractéristique $P=f(V)$ peut être assimilée à une parabole, qui possède un seul point maximum correspond à la puissance maximale.

Pour trouver le point de puissance maximale (PPM) on se base sur l'étude du signe du gradient $\frac{dP}{dV}$, ce dernier donne une information sur la position de fonctionnement par rapport au point maximum. [37]

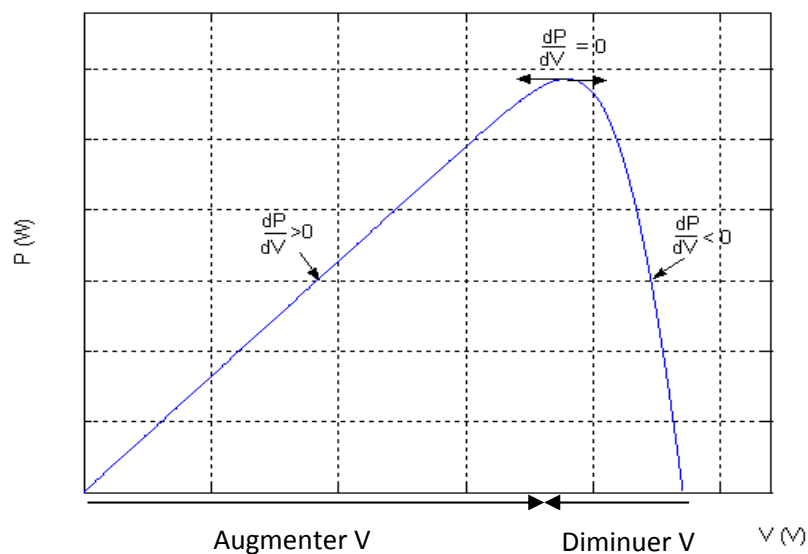


Figure III.16 : Caractéristique $P=f(V)$ d'un panneau solaire

- Si $\frac{dP}{dV}$ est positive, le point de fonctionnement se trouve à gauche de PPM, la tension doit être augmentée pour s'approcher du PPM en agissant sur le rapport cyclique.
- Si $\frac{dP}{dV}$ est négative, le point de fonctionnement se trouve à droite du PPM, la tension doit être diminuée pour s'approcher du PPM.
- Si $\frac{dP}{dV} = 0$, le point de fonctionnement se trouve sur le PPM.

III.8. Algorithme perturbation et observation (P&O)

La méthode Perturbation & Observation (P&O) est l'une des méthodes les plus utilisées. C'est une méthode itérative permettant d'obtenir le point de puissance maximale, elle exige seulement des mesures sur la tension et le courant de sortie du panneau solaire. Comme son nom indique cette méthode fonctionne par la perturbation de la tension V du système en agissant directement sur le rapport cyclique puis l'observation de l'effet de cette perturbation sur la puissance de sortie de panneau solaire [28][37].

La tension aux bornes du panneau solaire est volontairement perturbée (augmentée ou diminuée) puis la puissance est comparée à celle obtenue avant perturbation. Si la puissance délivrée par le panneau est augmentée du fait de la perturbation, la perturbation suivante est faite dans le même direction. Réciproquement, si la puissance diminue la nouvelle perturbation est réalisée dans le sens opposé. L'organigramme fonctionnel de cet algorithme est le suivant :

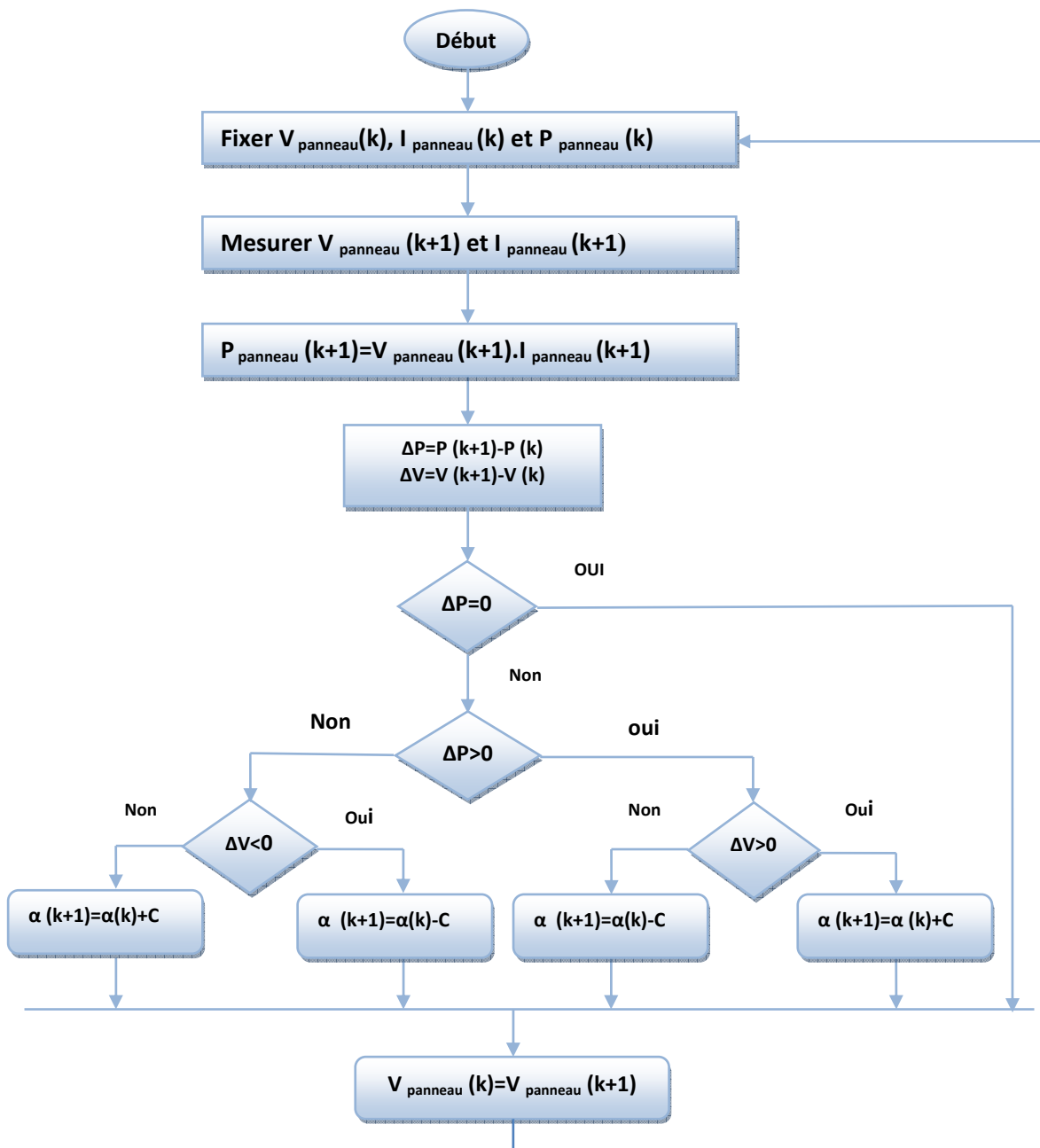


Figure III.17 : Organigramme de l'algorithme de P&O

Où : C : est la constante d'incrément.

- Si la constante d'incrément est grande, l'algorithme de P and O répondra rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement (variation de la température et de l'éclairement), mais les pertes seront accrues dans les conditions stables (la température et l'éclairement sont fixes) ou lentement changeantes.

- Si la constante d'incrémentation est très petite, les pertes dans les conditions stables ou lentement changeantes seront réduites, mais le système ne pourra plus suivre les changements rapides de la température et de l'éclairement. [28]

La valeur idéale de la constante d'incrémentacion est déterminée expérimentalement.

III.8.1. Principe de la méthode

L'analyse de la courbe de la puissance en fonction de la tension d'un *GPV* (Figure III.18) montre qu'il existe deux zones de fonctionnement ; la première à gauche du point de puissance maximale où le rapport dP/dV est positif et la deuxième à droite du *PPM* où dP/dV est négatif. Lorsqu'on perturbe le point de fonctionnement quatre cas peuvent se présenter [39] [28]:

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

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

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

Soit donc : $\alpha(k+1) = \alpha(k) - c$

Où : c est le pas d'incrémentacion.

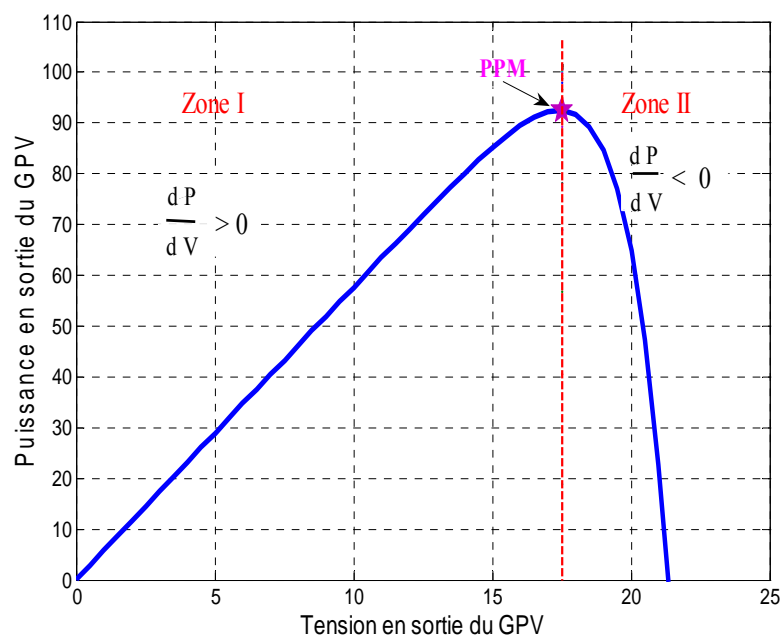


Figure III.18 : Zones de fonctionnement pour un *GPV*

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

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

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

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

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

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

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

III.9. Algorithme incrémentale et conductance (INC)

Le gradient $\frac{dP}{dV}$ est traité autrement dans cet algorithme par la comparaison des deux grandeurs qu'on va définir ci-dessous :

La puissance de sortie du panneau solaire est donnée par

$$P = V \cdot I \quad \text{(III.24)}$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V \cdot I)}{dV} \quad \text{(III.25)}$$

$$\frac{dP}{dV} = I \cdot \frac{dV}{dV} + V \cdot \frac{dI}{dV} \quad \text{(III.26)}$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} \quad (\text{III.27})$$

Donc

$$\frac{1}{V} \cdot \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (\text{III.28})$$

On définit la conductance de la source : $G = \frac{I}{V}$ et l'incrémentale conductance : $\Delta G = \frac{dI}{dV}$

La tension de sortie du panneau solaire étant positive, on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 \text{ si } G > -\Delta G \\ \frac{dP}{dV} = 0 \text{ si } G = -\Delta G \\ \frac{dP}{dV} < 0 \text{ si } G < -\Delta G \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

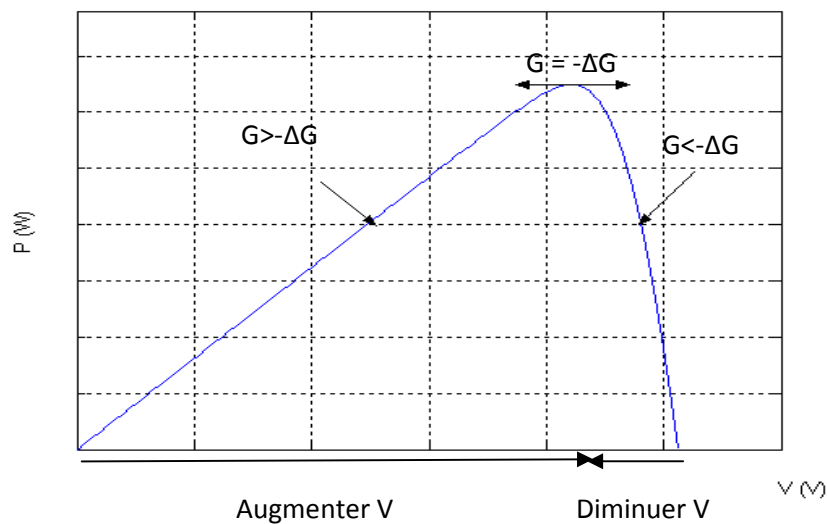


Figure III.19 : Schéma explicatif du fonctionnement de l'INC

On déduit trois cas possibles :

- $G > -\Delta G$: dans ce cas le point de fonctionnement est situé à gauche de PPM donc on augmente la tension V jusqu'à atteindre le point correspond le PPM agissant sur le rapport cyclique donc on va diminuer ce dernier.

- $G = -\Delta G$: dans ce cas le point de fonctionnement situé au PPM donc on garde la tension V constante ce qu'implique le rapport cyclique α reste constant.
- $G < -\Delta G$: dans ce cas le point de fonctionnement est situé à droite de PPM, donc on diminue la tension V jusqu'à atteindre le point correspond le PPM et cela par l'augmentation de rapport cyclique α .

Il existe un cas dans lequel on ne peut pas comparer les conductances : lorsque le système était au PPM à l'itération précédente. Dans ce cas, le rapport cyclique n'a pas été modifié et la tension V reste constante ($dV=0$). La conductance incrémentale n'est pas définie il suffit d'observer les variations de I . On déduit ainsi les variations à provoquer.

- $dI = 0 \Leftrightarrow$ On garde V constante \Leftrightarrow On ne modifié pas α .
- $dI > 0 \Leftrightarrow$ On augmente la tension $V \Leftrightarrow$ On diminue α .
- $dI < 0 \Leftrightarrow$ On diminue la tension $V \Leftrightarrow$ On augmente α .

Ceci explique le premier test de l'algorithme $dV=0$ comme l'on peut constater dans le schéma fonctionnel de la figure (III.19) [37].

Mais à cause de l'approximation des dérivées dV et dI et l'utilisation d'un pas constant, la condition $\frac{I}{V} = \frac{-dI}{dV}$ est rarement varié ce qui occasionne à des oscillations autour du PPM, pour remédier à ce problème une erreur est ajoutée à la condition du PPM, c'est-à-dire que le PPM est atteint si $\left| \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \right| \leq \xi$ [37].

Remarque :

Dans cet algorithme, une approximation a été faite : $dV = \Delta V$ et $dI = \Delta I$

L'algorithme incrémental de conductance (INC) est donné par la figure suivante.

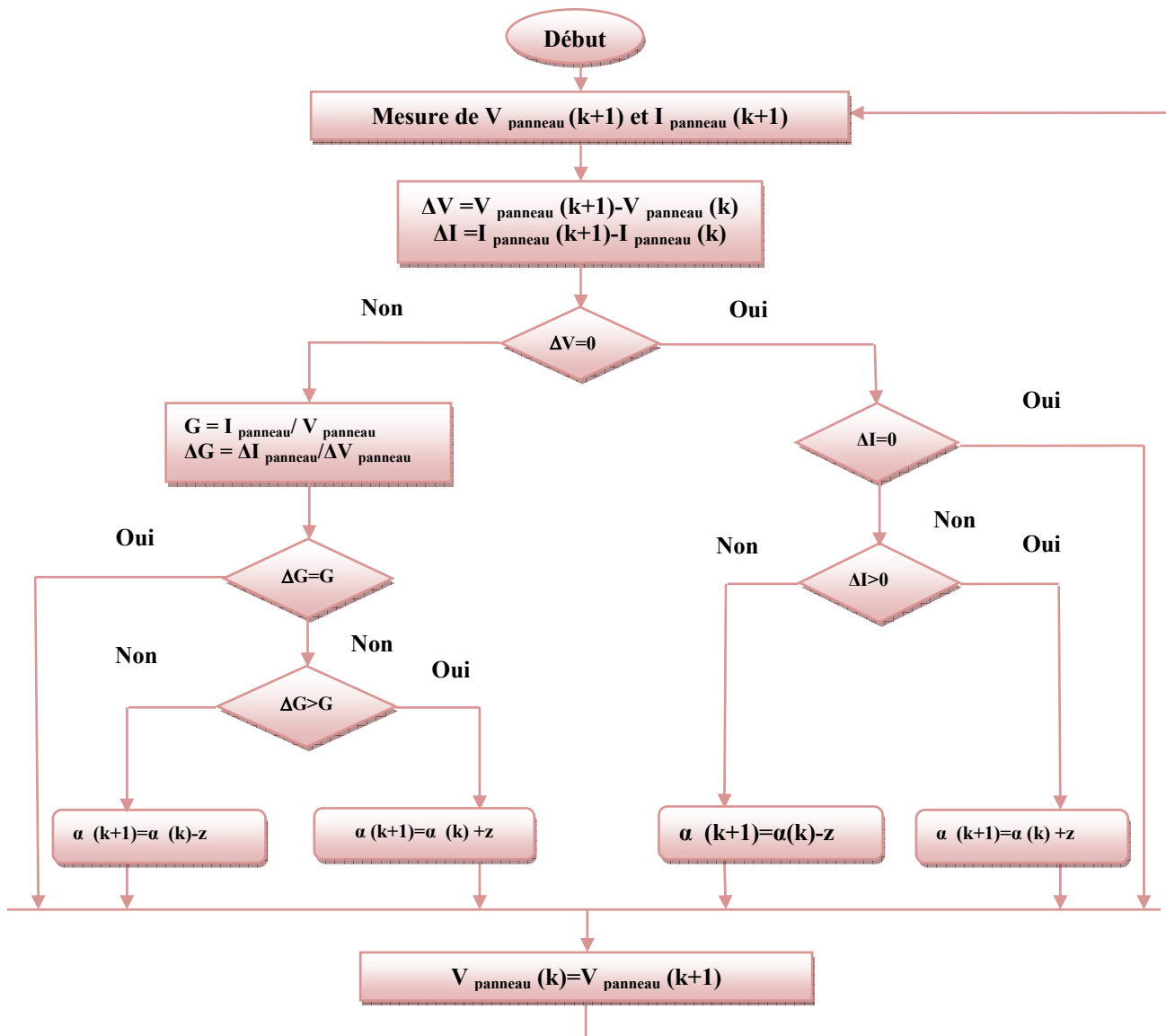


Figure III.20 : Organigramme de l’algorithme de l’INC

z : pas d’incrémentatation de l’algorithme de l’INC.

III.10.élaboration de la méthode P&O sous MATLAB SIMULINK

III.10.1.modèle de simulation de la méthode P&O

La figure ci-dessous, représente le schéma de bloc de l’association d’un panneau PV avec une charge résistive.

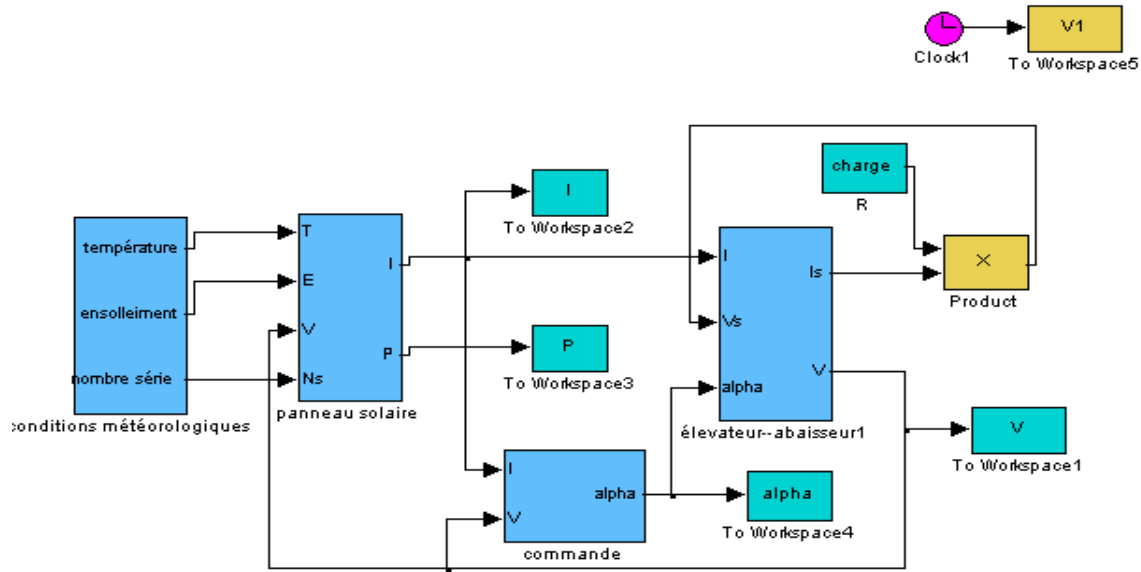


Figure III.21 : Schéma de bloc d’une association PV avec un système MPPT (charge résistive)

On a vu dans le chapitre II, la modélisation du générateur photovoltaïque ainsi que l’influence des conditions météorologique (Eclairment, Température) sur le rendement énergétique du GPV, maintenant on va voir le comportement du système photovoltaïque avec et sans MPPT.

III.10.2.Schéma de simulation de l’algorithme P&O sous MATLAB-SIMULINK

Le schéma de simulation de la l’algorithme de P&O sous MATLAB-SIMULINK est donné par la figure (III.22).

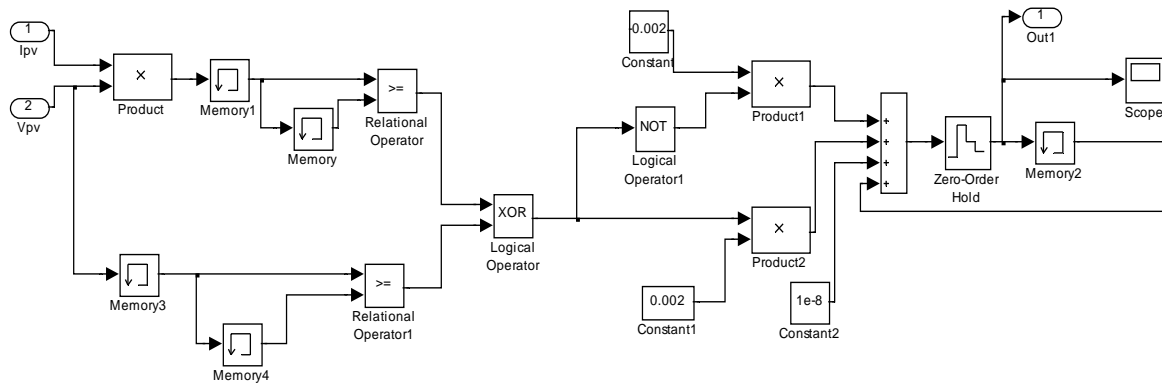


Figure III.22 : modèle de simulation de l’algorithme P&O

III.10.3. Modèle du hacheur élévateur-abaisseur

Revenant au système d'équation (III.20), le schéma bloc d'un hacheur série-parallèle représenté sous MATLAB-SIMULINK est donné par la figure (III.23).

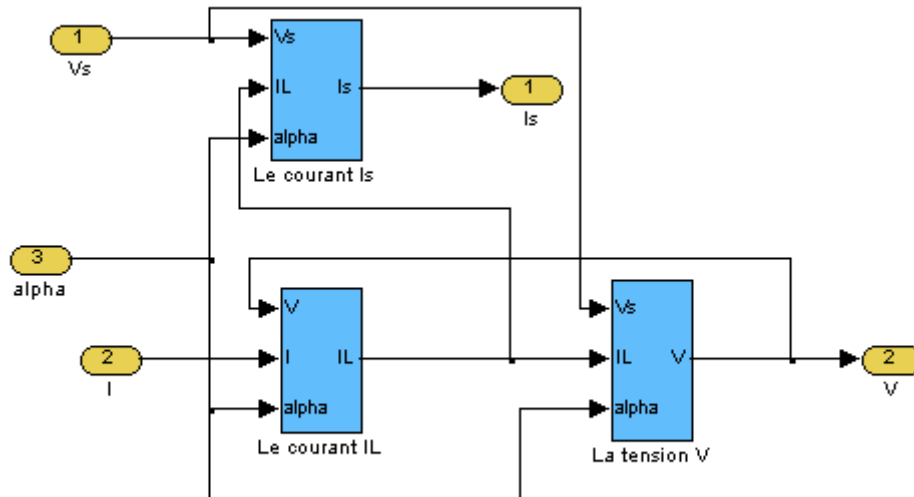


Figure III.23 : Schéma bloc d'un hacheur élévateur-abaisseur (Buck-Boost)

III.10.4. Simulation du bloc PV avec un système MPPT (charge résistive)

Afin de visualiser la poursuite du PPM, on effectue une simulation dans les conditions atmosphériques standards ($E=1000W/m^2$, $T=25^{\circ}C$), pour une charge résistive les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.24) et (III.25).

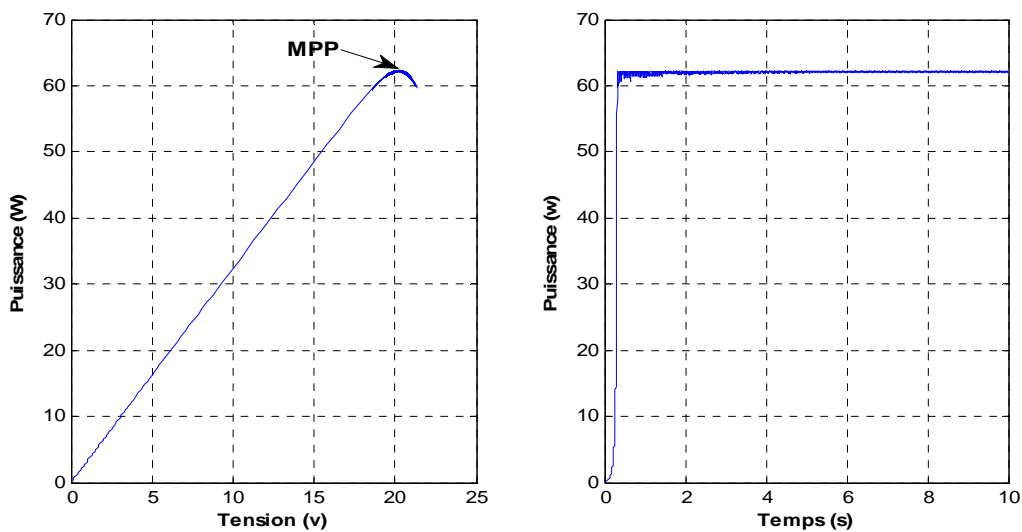


Figure III.24 : Caractéristiques P(V) et P(t) avec la poursuite de MPP

D'après les figures (III.24) on constate qu'une fois le point de puissance maximum est atteint, la commande MPPT le maintient.

Pour constater l'intérêt du MPPT on va effectuer deux simulation l'une avec MPPT et l'autre sans MPPT. Comme le montre la figure (III.25)

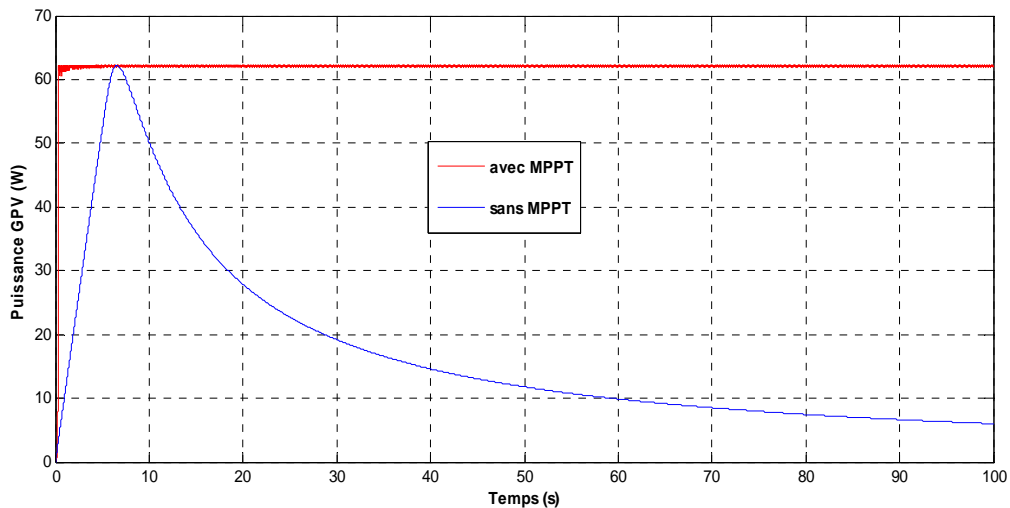


Figure III.25 : $P=f(t)$ avec et sans la poursuite de MPP

D'après la figure (III.25) on constate que le mécanisme de la poursuite a bien suivi le MPP.

Avec la poursuite du MPP le système PV arrive à fonctionner au MPP une fois que ce dernier est atteint, par contre sans MPPT une fois que la puissance du GPV atteint sa valeur maximale va diminuer selon la caractéristique $I=f(V)$ du générateur PV.

III.10.5. Influence de charge résistive variable sur GPV

Dans cette partie on va voir l'influence de la charge sur le fonctionnement d'un panneau solaire. Ainsi que la robustesse de la technique MPPT qui assure à chaque valeur de la résistance de charge le point de fonctionnement soit le MPP. [37] [28]

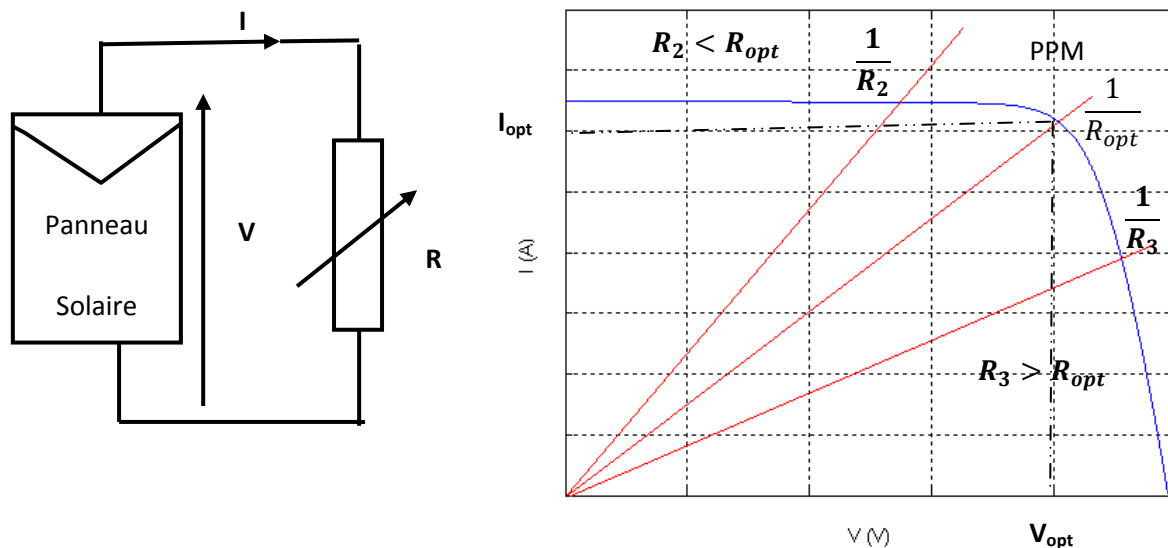


Figure III.26 : Connexion directe entre un panneau solaire et une charge résistive [37]

Comme nous pouvons le constater sur la figure (III.26), le fonctionnement d'un panneau solaire dépend fortement des caractéristiques de la charge à laquelle elle est associée, en effet une seule charge dont sa caractéristique passe par le PPM permet d'extraire la puissance maximale (disponible à une température et un éclairement donné), qu'on appelle résistance optimale sa valeur est donnée par la relation suivante :

$$R_{OPT} = \frac{V_{OPT}}{I_{OPT}} \quad (\text{III.30})$$

Où : V_{OPT} peut être déterminé à partir du point de puissance maximale sur la caractéristique puissance-tension puis on extrapole cette valeur sur la caractéristique courant-tension pour déterminer I_{OPT} .

Pour déterminer la résistance optimale à $T=25^{\circ}\text{C}$ et $E=1000\text{W/m}^2$ et en utilisant les instructions mentionnés précédemment on trouve :

$$V_{OPT}=20.2 \text{ V.}$$

$$I_{OPT}=3.079 \text{ A.}$$

$$R_{OPT}=6.56 \ \Omega.$$

Maintenant, pour voir l'influence de la charge sur la poursuite du PPM, on fait la simulation pour R faible, R optimale, R élevé.

La simulation a été faite dans les conditions standards ($E=1000\text{W/m}^2$, $T=25^\circ\text{C}$)

- [0s, 3s] pour $R_{CH} = R_{OPT}$ ($R_{CH1} = 6.56\Omega$).
- [3s, 6s] pour $R_{CH} < R_{OPT}$ ($R_{CH2} = 0.1\Omega$).
- [6s, 10s] pour $R_{CH} > R_{OPT}$ ($R_{CH3} = 200\Omega$).

III.10.6. Résultat de simulation

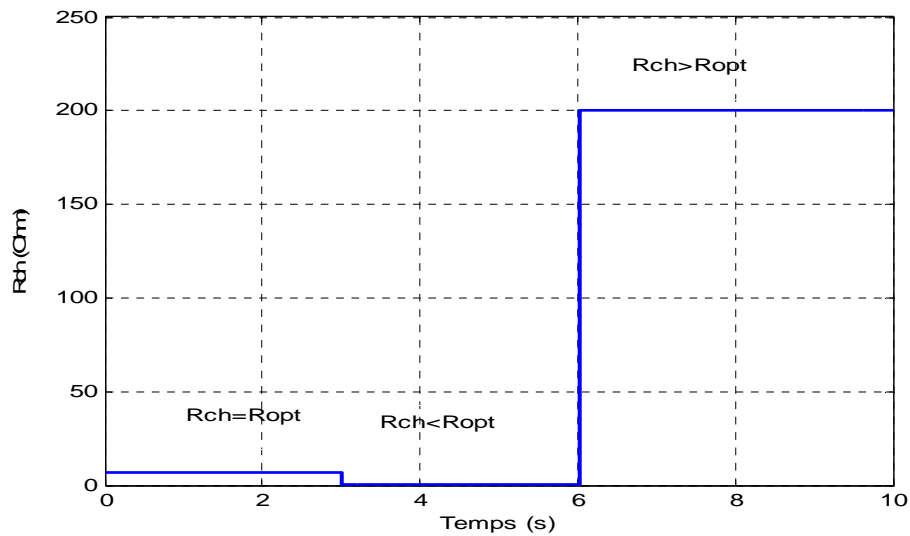


Figure III.27 : variation de la charge en fonction du temps

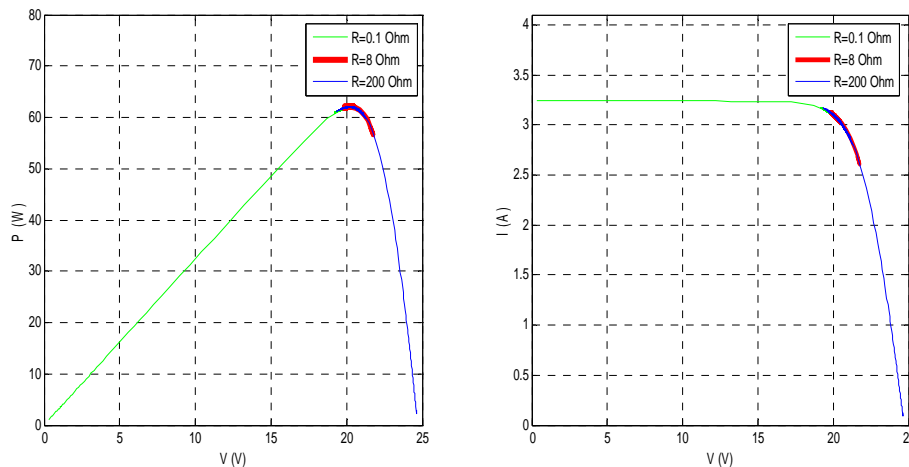


Figure III.28 : influence de la charge sur les caractéristiques $P(V)$ et $I(V)$ dans les conditions standards de l'algorithme P&O

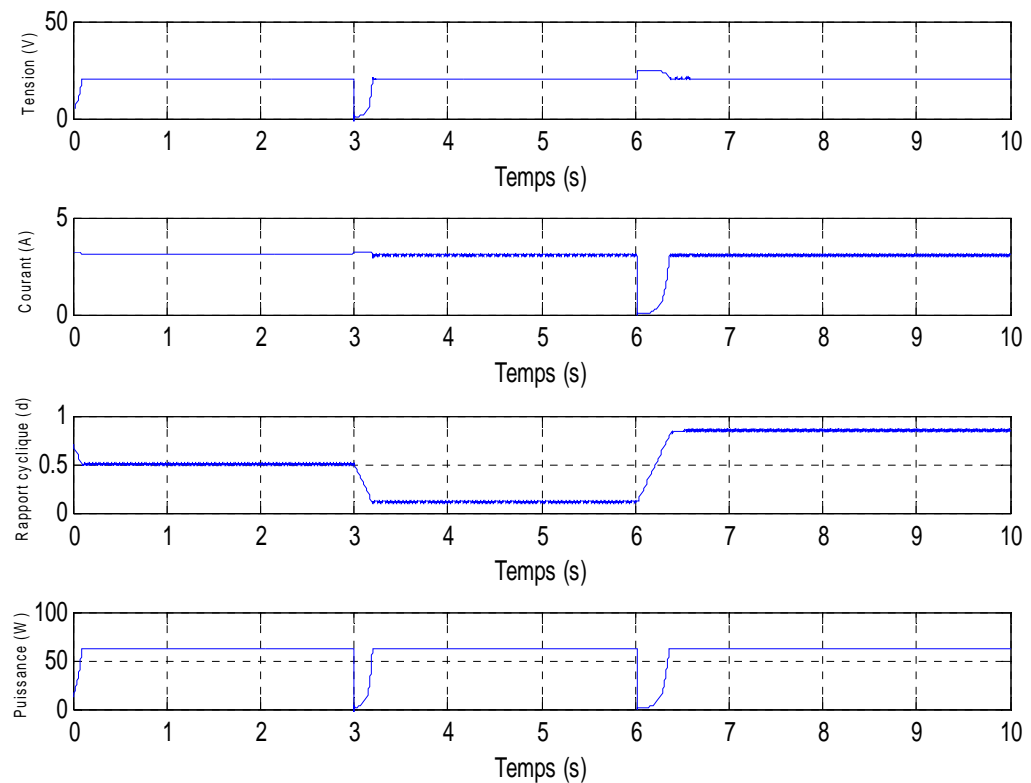


Figure III.29 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique α obtenus par la méthode P&O pour une charge résistive variable à 25°C et 1000W/m²

III.10.7. Constatation et interprétations

- [0s, 3s] : Pour une valeur optimale de la résistance, on constate que son point de fonctionnement se trouve au PPM figure (III.26). Donc le MPPT va maintenir ce point de fonctionnement jusqu'à 3s. D'après les résultats de simulation obtenus on constate aussi qu'aucun changement apparaît sur les graphes figure (III.29), sauf celui du régime transitoire, ce dernier est due au temps nécessaire pour que le point de fonctionnement atteigne la puissance maximale produite par le panneau PV.
- [3s, 6s] : Pour une charge inférieure à la charge optimale, cette fois-ci, on remarque que le point de fonctionnement de cette charge est situé à gauche de PPM. Dans cette zone le panneau PV se comporte comme un générateur de courant, les coordonnées correspondantes à ce point sont données comme suit (V_{MIN}, I_{MAX}) figure (III.26).

D'après les résultats de simulation obtenus le convertisseur DC/DC va élever la valeur de la tension V_{MIN} jusqu'à atteindre la valeur correspondante au PPM (V_{OPT}) et cela est fait par la décrémentation du rapport cyclique (α) (figure (III.29)), pour le courant on remarque qu'il a diminué de sa valeur max(I_{MAX}) jusqu'à atteindre la valeur correspondante au PPM (I_{OPT}) (figure (III.29)). D'après la figure de la puissance on constate qu'elle a augmenté de sa valeur correspondante à (V_{MIN}, I_{MAX}) jusqu'à atteindre sa valeur max MPP. Une fois le MPP est atteint le MPPT maintient le point de fonctionnement à ce dernier jusqu'à 6s.

- [6s, 10s] : Pour une charge plus grande que la charge optimale c.à.d. que le point de fonctionnement de cette charge est située à droite de PPM. Dans cette zone le panneau PV se comporte comme un générateur de tension, les coordonnées correspondant à ce point sont données comme suit (V_{MAX}, I_{MIN}) figure (III.26). D'après les résultats de simulation obtenus, le convertisseur DC/DC va diminuer la valeur de la tension V_{MAX} jusqu'à atteindre la valeur correspondante au PPM (V_{OPT}) figure (III.29), et cela fait par l'incrémentement du rapport cyclique (d), pour le courant on remarque qu'il a augmenté de sa valeur min(I_{MIN}) jusqu'à atteindre la valeur correspondante au PPM (I_{OPT}) (figure (III.29)). D'après la figure de la puissance, on constate qu'elle a augmenté de sa valeur correspondante à (V_{MAX}, I_{MIN}) jusqu'à atteindre sa valeur max (PPM). Une fois le MPP est atteint le MPPT maintient le point de fonctionnement à ce dernier jusqu'à 10s.

D'après ce test, on a vu que la charge influe fortement sur la puissance produite par GPV, et on a vu l'importance de la technique MPPT qui assure le point de fonctionnement soit le MPP.

III.10.8. Performance du MPPT

Pour voir l'intérêt d'un système PV avec MPPT sur la puissance produite par le GPV, on va garder la même charge que le test précédent (charge variable) et on va simuler le générateur photovoltaïque parfois avec MPPT et parfois sans MPPT, le résultat de ce test est donné par la figure suivante.

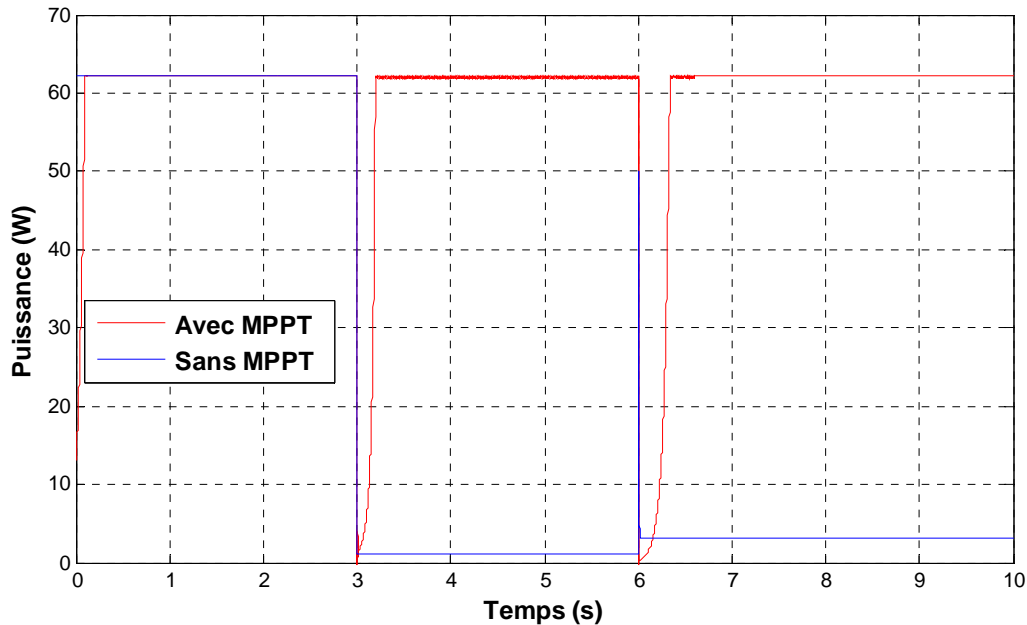


Figure III.30 : Caractéristique $P=f(t)$ illustrant l'intérêt du MPPT sur le GPV

D'après la figure (III.30), on constate que la MPPT sert à extraire le maximum de l'énergie produite par le GPV.

III.11. Simulation du système MPPT pour des conditions atmosphériques stables

Pour cette simulation, les paramètres température T et ensoleillement E sont maintenus aux valeurs standards qui sont respectivement $T=25^{\circ}\text{C}$ et $E=1000\text{ W/m}^2$, avec $R_{CH} = 5\ \Omega$.

L'intérêt majeur sera focalisé sur les ondulations au niveau de la puissance, la tension de la charge et le rapport cyclique D ou α .

La figure (III.31), montre la puissance, la tension et la variable de commande du système MPPT contrôlé par l'algorithme P&O.

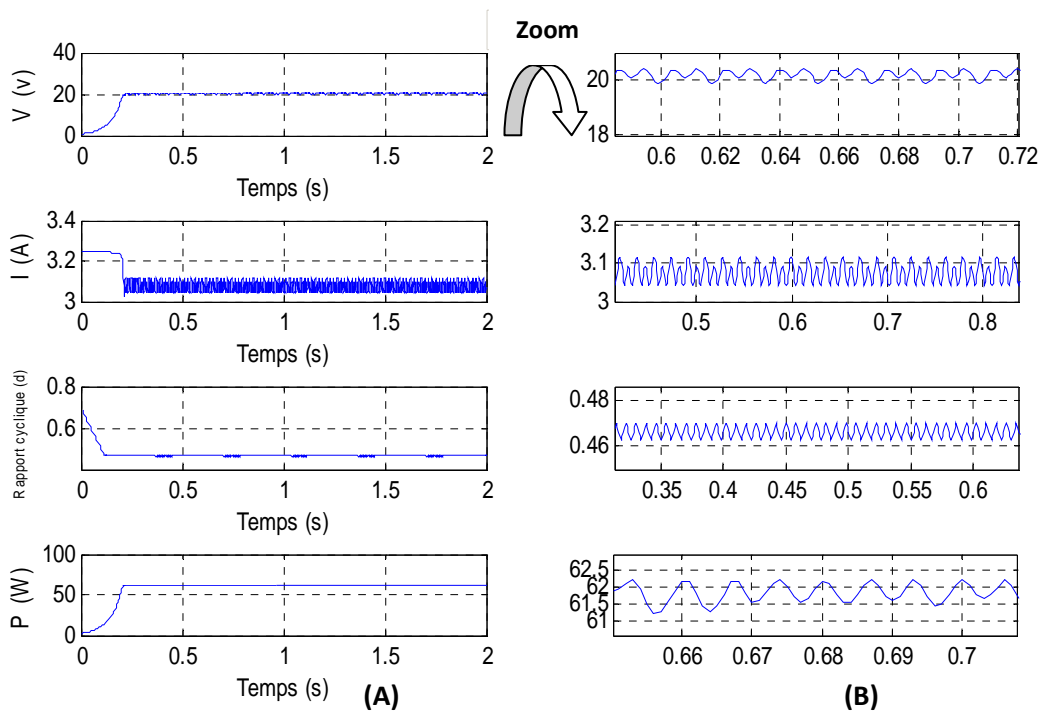


Figure III.31 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et le rapport cyclique obtenus par la méthode P&O pour une charge résistif à 25°C et 1000 W/m²

III.11.1. Constatation et interprétations

On remarque d'abord que les graphes ont deux états :

- Etat transitoire.
- Etat permanent.

L'état transitoire indique la rapidité du contrôleur, sa durée est en fonction de la largeur du pas de perturbation $\alpha\theta$ (dans notre cas $\alpha\theta=0.002$). Cette dernière, lorsqu'elle est importante permet une convergence rapide du contrôleur vers le *PPM* avec une précision près, ce qui donne naissance à des oscillations de la commande autour d'une certaine valeur qui génère à son tour des oscillations au niveau de la puissance figure (III.31), ce qui implique des pertes qui sont proportionnelles à la valeur de la constante d'incrément $\Delta\alpha$, et inversement.

Figure (III.31) (A) l'état permanent, la valeur de la puissance oscille aux environs de 61.5W, cette valeur représente exactement le *PPM* du panneau solaire de 36 cellules montées en série pour les conditions normales d'insolation et de température, cela veut dire que le mécanisme a vraiment suivi le point de puissance maximale.

Figure [(III.31) (B)] est le zoom de la figure [(III.31) (A)]. On remarque des oscillations pendant une période de 0.1s de la puissance autour du son *PPM*. Cela est dû à l'impossibilité d'avoir la variation de la puissance nulle lorsque la puissance maximale est atteinte par le fait de son approximation par des différences discrètes ($\Delta P = dP$ et $\Delta V = dV$). Ce qui implique que la puissance maximale n'est jamais atteinte et le point de fonctionnement reste en oscillation au-dessous de la puissance maximale (la puissance oscille entre 61.2W et 62.2W, la tension entre 20V et 20.7V et le rapport cyclique entre 0.46 et 0.47).

III.11.2. Changement des conditions atmosphériques

On change les caractéristiques de l'environnement, et on visualise la réaction du notre contrôleur MPPT avec $R_{CH} = 5 \Omega$.

III.11.2.1. Changement lent de l'ensoleillement

Dans ce cas, on varie l'ensoleillement dans 3 périodes avec une température égale à 25°C. La première période [0s.20s], l'ensoleillement est égal à 200 W/m², la deuxième période [20s.40s] l'ensoleillement varie linéairement de 200W/m² à 800W/m², et la troisième période [40s.60s], l'ensoleillement est fixe à 800W/m², La figure (III.32) montre le déplacement de PPM lors du changement de l'insolation.

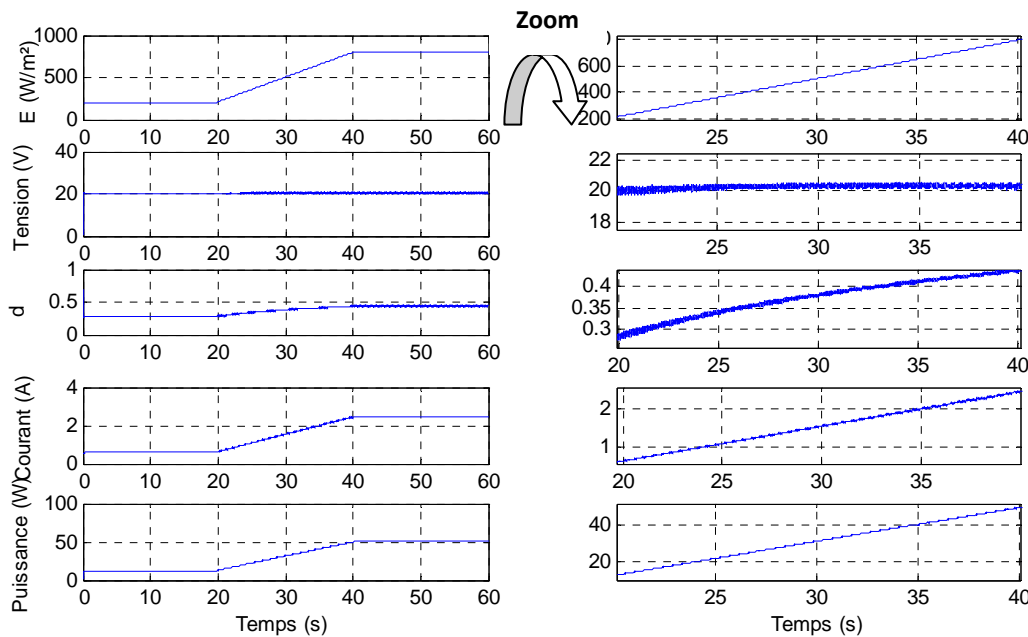


Figure III.32 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode *P&O* pour une variation lente de l'ensoleillement.

III.11.2.2. Constatation et interprétations

Dans ce test, on se basera sur l'intervalle où l'ensoleillement augmente de 200W/m^2 à 800W/m^2 dans un temps de 20s avec une température constante de 25°C . Il est caractérisé par des variations du rapport cyclique et de la puissance du générateur photovoltaïque contrôlé par la technique P&O, cette puissance suit la variation de l'insolation (point par point), le système suit donc le changement de l'ensoleillement dans un environnement instable sans effectuer un retard ou une chute de puissance considérable et on remarque que le courant a fortement augmenté (de 0.5A à 2.5A) ce qui est normal car il dépend directement de l'ensoleillement comme on l'a vu dans le deuxième chapitre, et on remarque que la tension ne change pas et cela vient du fait que la variation de l'éclairement n'influe pas sur la tension de GPV, la variable de commande croit de 0.25 à 0.45

III.11.2.3. Augmentation rapide de l'ensoleillement

Les caractéristiques $P=f(V)$ et $I=f(V)$ lors d'une augmentation rapide sont représentées par la figure(III.33).

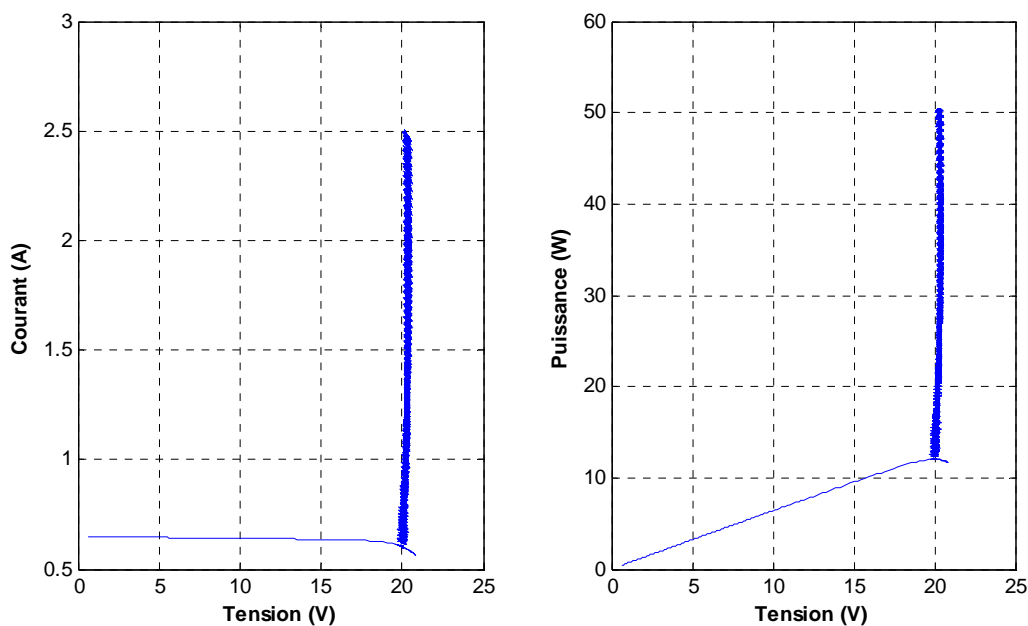


Figure III.33 : Caractéristiques $P=f(V)$ et $I=f(V)$ obtenus par la méthode P&O pour une augmentation rapide de l'ensoleillement.

Dans ce cas, on varie l'éclairement dans 3 périodes avec une température égale à 25°C . La première période [0s.10s], l'éclairement est égal à 200W/m^2 , la deuxième période [10s.15s]

l'insolation varie linéairement de 200W/m^2 à 800W/m^2 , et la troisième période [15s.25s], l'insolation est fixe à 800W/m^2 , La figure (III.34) montre le déplacement de PPM lors du changement de l'éclairement.

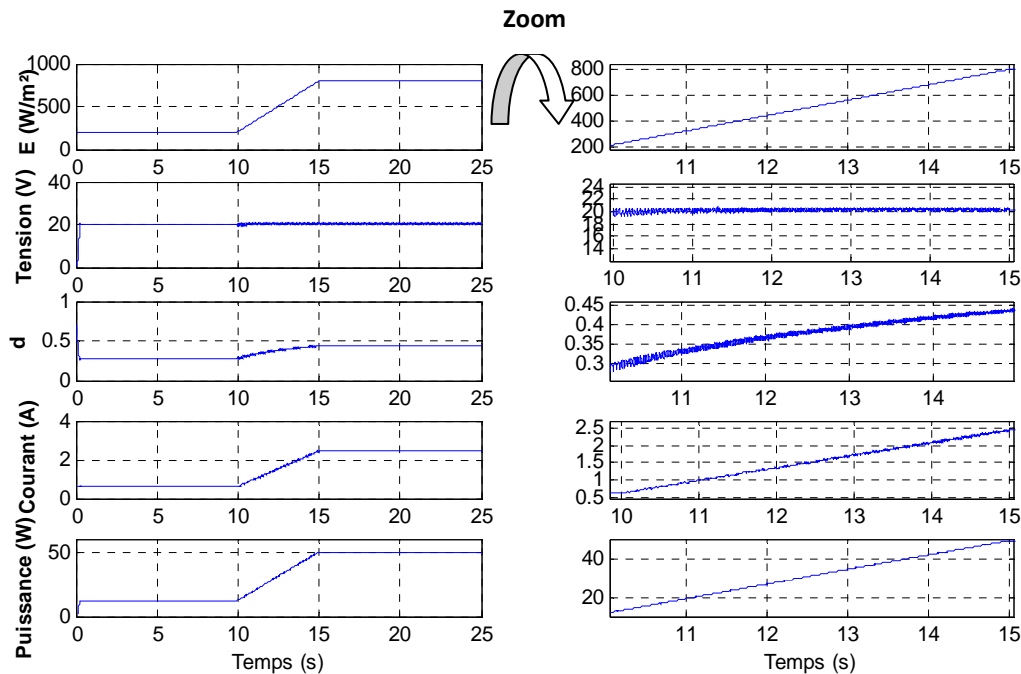


Figure III.34 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode *P&O* pour une augmentation rapide de l'insolation.

III.11.2.4. Constatation et interprétations

Dans le cas où l'insolation augmente de 200 à 800W/m^2 dans un laps de temps de 5s avec une température constante à 25°C , l'algorithme P&O a pu suivre exactement la pente de la variation de l'insolation, on constate que l'algorithme suit parfaitement la perturbation de l'éclairement avec de meilleures performances vis-à-vis du temps de réponse de l'algorithme P&O.

III.11.2.5. Changement lent de la température

A cause de la masse thermique importante du panneau solaire, la variation de la température est très lente, des changements rapides de la température sont rarement occasionnés. Ainsi la température dépend du flux des radiations solaires, dans le cas d'un fort ensoleillement la

température croît progressivement jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint. Généralement une augmentation rapide de la température ne se produit jamais.

Dans ce cas on varie la température sur 3 périodes avec un ensoleillement de 1000W/m^2 , la première période [0s.40s] la température est égale à 25°C , la deuxième période [40s.60s] la température varie linéairement de 25°C à 35°C , et la troisième période [60s.100s] la température est fixée aux environs de 35°C .

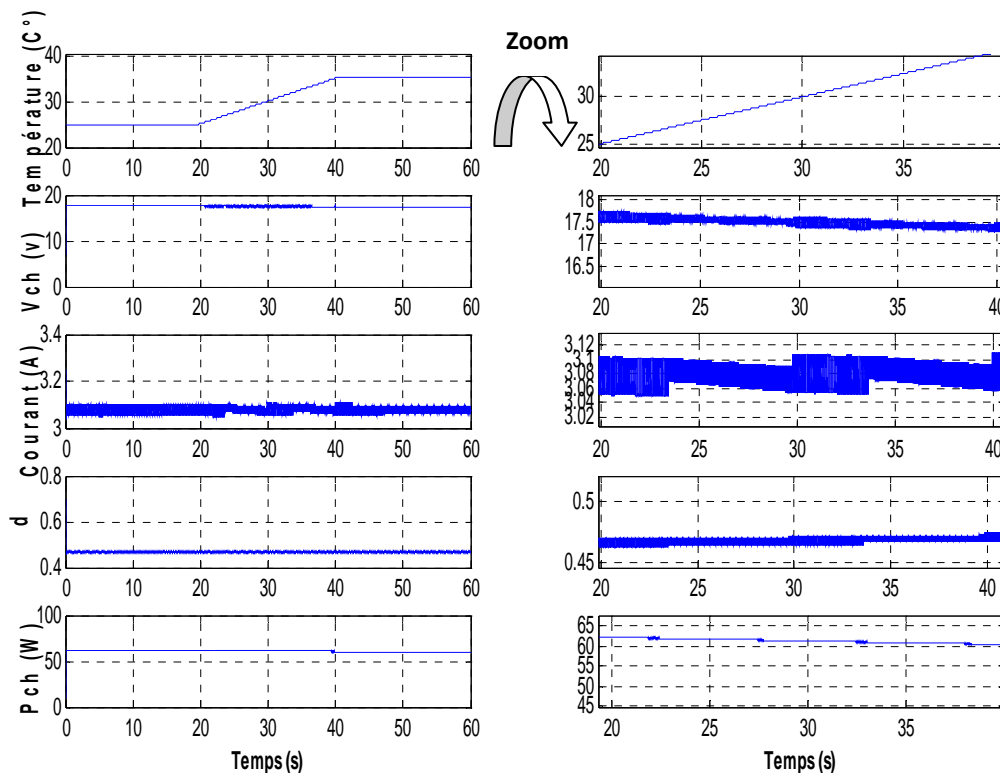


Figure III.35 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode *P&O* pour une variation lente de la température.

III.11.2.6. Constatation et interprétations

L'effet de la température est moins net sur la grandeur de la puissance maximale alors qu'il se manifeste essentiellement sur la position du point de puissance maximale (PPM) par le fait que la tension en circuit ouvert dépend fortement de la température de la cellule. Cette petite déviation à travers un temps relativement lent ne présente pas un vrai challenge pour la technique MPPT (*P&O*), elle se comporte parfaitement vis-à-vis de ce changement. Dès que la température se perturbe, le système trouve un nouveau point de stabilité accompagné d'une légère augmentation du rapport cyclique.

III.11.2.7. Changement rapide de la température

Dans ce cas on varie la température sur 3 périodes avec un ensoleillement de 1000W/m^2 , la première période [0s.10s] la température est égale à 25°C , la deuxième période [10s.15s] la température varie linéairement et rapidement de 25°C à 35°C , et la troisième période [15s.25s] la température est fixée aux environs de 35°C .

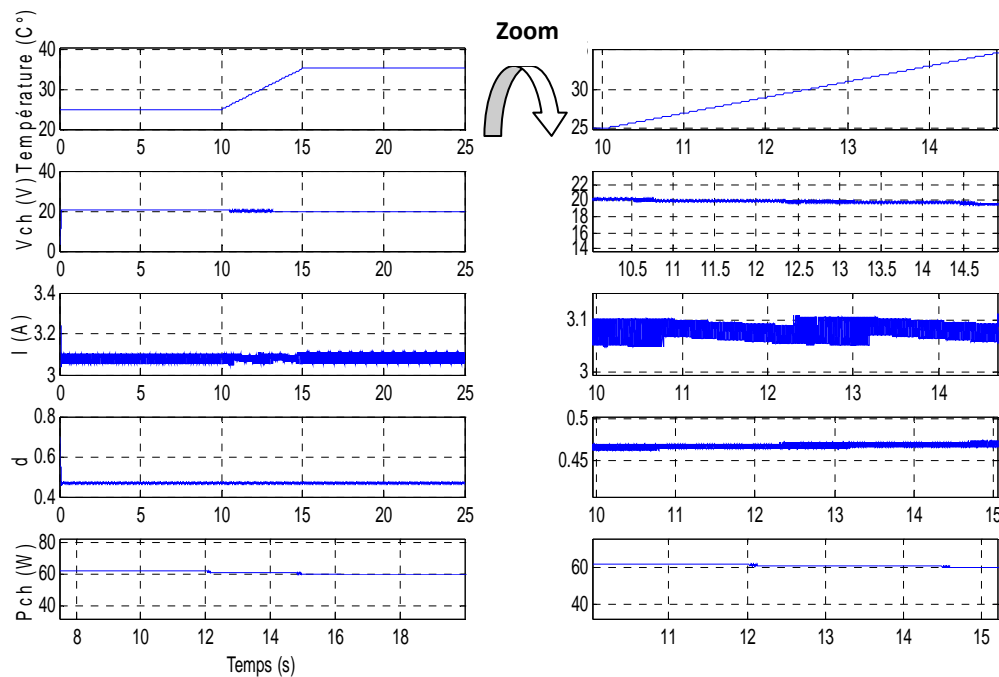


Figure III.36 : formes d'onde de la puissance, la tension, le courant et du rapport cyclique obtenus par la méthode *P&O* pour une variation rapide de la température.

L'effet de la variation rapide de la température est le même que pour une variation lente, l'effet est moins net sur la grandeur de la puissance maximale alors qu'il se manifeste essentiellement sur la position du point de puissance maximale (PPM) par le fait que la tension en circuit ouvert dépend fortement de la température de la cellule.

III.11.2.8. Changement lent de température et lent d'ensoleillement

On a remarqué au chapitre II, que l'éclairement influe sur le courant et la température influe sur la tension. En réalité ces deux variantes ne sont pas indépendants l'une de l'autre, pour cela on a fait les simulations suivantes:

Dans ce cas on fait varier la température et l'éclairement sur 3 périodes, la première période [0s.20s] la température est égale à 25°C et l'éclairement de 200 W/m², la deuxième période [20s.40s] la température varie linéairement de 25°C à 35°C et l'éclairement de 200W/m² à 800W/m², et la troisième période [40s.60s] la température est de 35°C et l'éclairement de 800W/m². La figure (III.37) montre le déplacement de du *PPM* lors de changement de température.

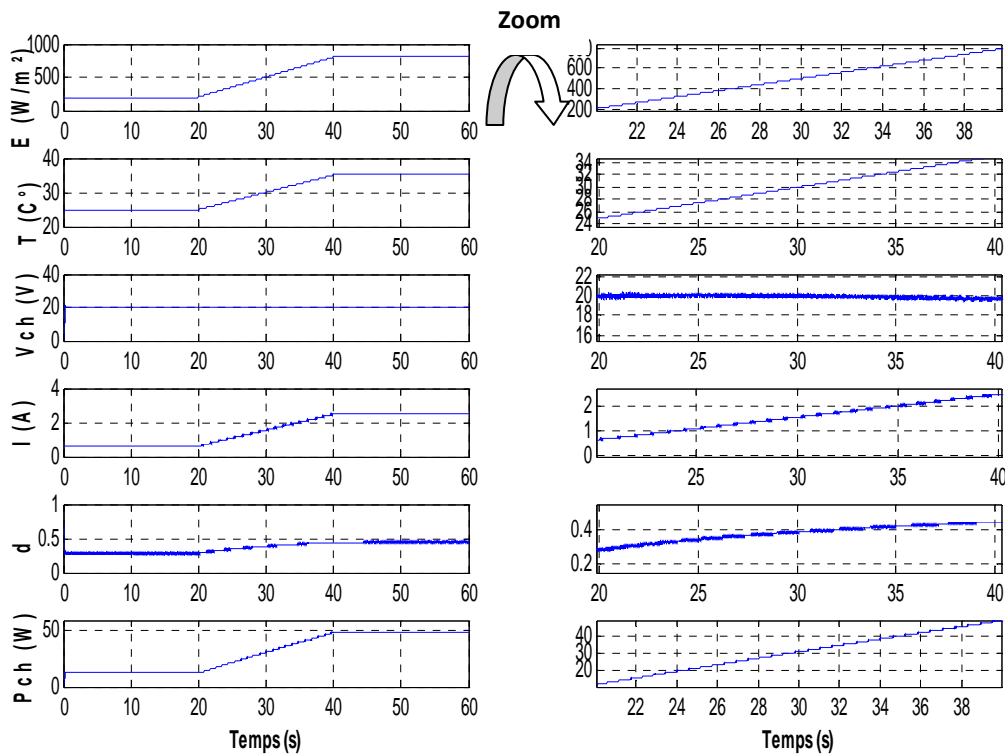


Figure III.37 : formes d'onde de la puissance, la tension et du rapport cyclique obtenus par la méthode *P&O* pour une augmentation lente de la température et de l'ensoleillement.

En analysant la figure de la puissance, on remarque que l'éclairement a plus d'effet sur le GPV que celui de la température, ça s'explique par le faite que l'éclairement agit sur la valeur du courant photo-généré.

III.11.2.9. Changement rapide de température et rapide d'ensoleillement

Dans ce cas on fait varier la température et l'éclairement sur 3 périodes, la première période [0s.10s] la température est égale à 25°C et l'éclairement de 200 W/m², la deuxième période [10s.15s] la température varie linéairement de 25°C à 35°C et l'éclairement de 200W/m² à 800W/m², et la troisième période [15s.25s] la température est de 35°C et l'éclairement de

800W/m² La figure (III.38) montre le déplacement de PPM lors du changement de température.

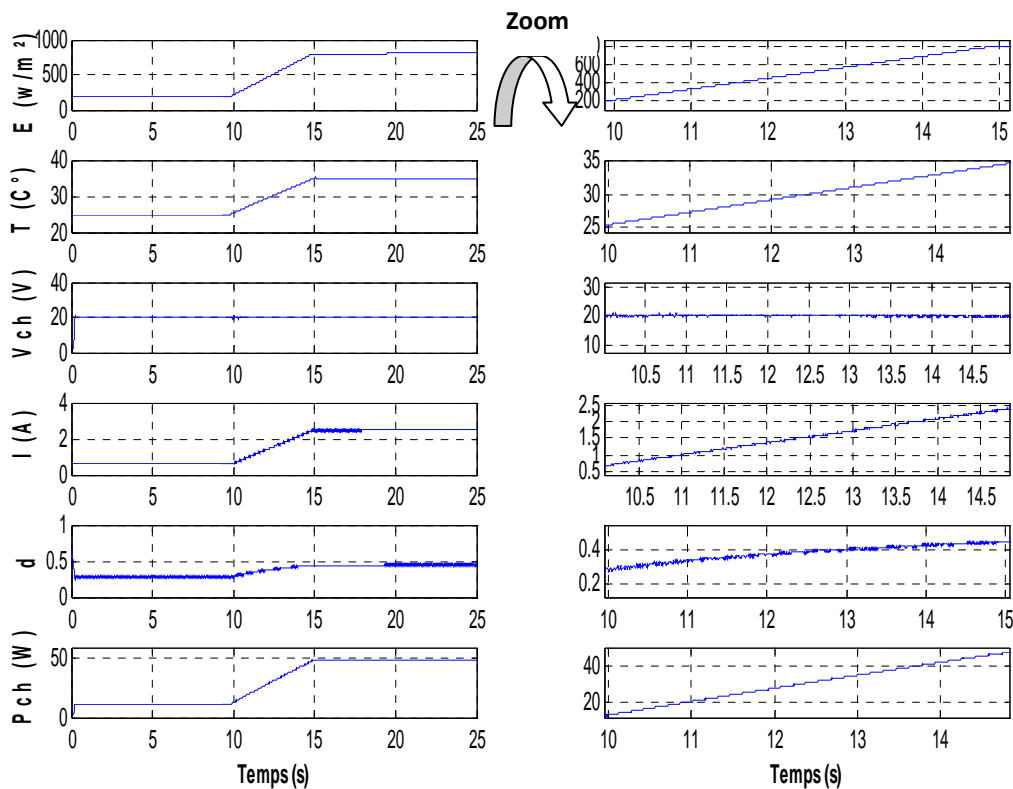


Figure III.38 : formes d'onde de la puissance, la tension et du rapport cyclique obtenus par la méthode P&O pour une augmentation rapide de la température et de l'ensoleillement.

III.11.2.10. Constatation et interprétations

On remarque dans ce cas que la variation simultanée de l'éclairement et de la température a le même effet que pour une variation rapide de l'éclairement à une température constante.

On peut dire que pour les deux cas précédents figures (III.37) et (III.38) avec une période de 60s, on aperçoit une augmentation des différents paramètres (puissance, courant et rapport cyclique) se qui signifie que toutes ces variations dépendent de la variation de l'éclairement et non de la température.

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré les trois modèles du hacheur élévateur, abaisseur et élévateur-abaisseur et en plus on a su l'intérêt d'intégrer le hacheur utilisé comme un étage d'adaptation entre le panneau solaire et la charge. On a conclut que pour optimiser le rendement de la

chaîne de conversion et assurer une durée de vie très longue des batteries de stockage, on emploie un hacheur Buck –Boost.

En revanche, nous avons étudié en particulier et en détail un convertisseur Buck-Boost commandé par un contrôleur MPPT basé sur la Technique « P&O ».

Les simulations fournissent la meilleure opportunité pour évaluer la technique de poursuite du point de puissance maximale utilisée « P&O », et d'analyser son comportement sous les différentes conditions de fonctionnement.

A part les ondulations et le temps de réponse assez lent dus à la valeur du pas d'incrément choisies, « P&O » reste la méthode la plus simple à étudier et à implémenter vu le nombre réduit de variables à traiter. Dans le prochain chapitre, on entamera la modélisation d'un onduleur à deux niveaux connecté à une machine asynchrone.

IV.1. Introduction

Les développements de nouvelles structures électromagnétiques de conversion d'énergie associant machines et convertisseurs statiques ont permis d'étendre leurs applications dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable.

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machines, le courant d'induit qui produit le couple et le courant d'induction qui engendre flux, sont physiquement distincts. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine d'une manière indépendante et précise, et ainsi d'assurer des réponses dynamiques excellentes. Toutefois la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent coûteuse. En conséquence, les recherches sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques (onduleurs). La difficulté de commander une machine à courant alternatif réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de cette dernière (couple, courant et vitesse ou la position).

Afin de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine, plusieurs stratégies de commande ont été proposées pour obtenir des performances souhaitées. Ces stratégies de commande consistent souvent à rendre le comportement électromagnétique de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu. Cette similitude est rendue possible par l'emploi de la commande vectorielle élaborée à partir du modèle de Park.

Dans notre étude, nous nous intéressons à la machine asynchrone alimenté par un onduleur MLI ce dernier est alimenter par une source photovoltaïque. [15]

IV.2. Présentation des Systèmes photovoltaïques [38]

Le système photovoltaïque se compose des éléments suivants (Figure IV.1)

- Un générateur photovoltaïque (source d'énergie).
- Un convertisseur DC/DC piloté par une commande MPPT (permettant d'extraire le maximum d'énergie engendré par le GPV vers la charge)
- Une batterie pour le stockage de l'énergie.

- Un onduleur (DC/AC) permet de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue (panneaux photovoltaïques).
Un moteur à courant alternatif triphasé (moteur asynchrone a cage) que représente la charge et accomplit la chaîne de conversion.
- Un filtre capacitif intermédiaire assure la connexion entre le convertisseur (DC/DC) et le convertisseur statique (DC/AC).

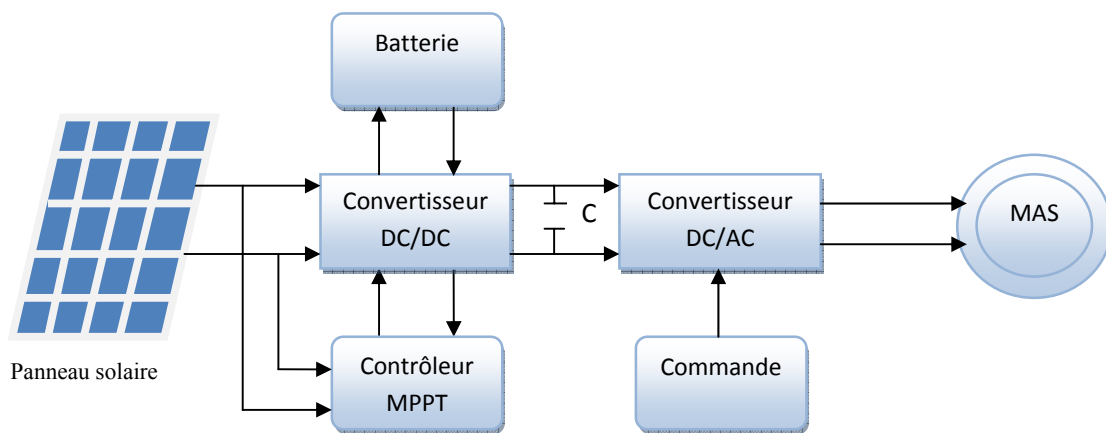


Figure IV.1 : Schéma synoptique d'un système photovoltaïque (cascade)

On a vu dans les chapitres précédents, le GPV ainsi que le convertisseur DC/DC piloté d'une commande de poursuite de PPM, dans ce chapitre on s'intéresse à étudier le convertisseur statique (DC/AC) ainsi que la machine asynchrone, et en fin de ce chapitre on va voir comment on va connecter l'ensemble convertisseur (DC/AC) et MAS à une source photovoltaïque.

IV.3. Convertisseur DC/AC

Dans le système photovoltaïque, la connexion entre le générateur photovoltaïque et la charge entraînée par un moteur à courant alternatif est assurée par un onduleur. Ce dernier assure la conversion DC/AC ainsi que le transfert optimal de puissance du générateur solaire vers la charge, pour cela on va utiliser un onduleur à deux niveaux à commande MLI. [39] [40]

IV.3.1. Modélisation d'un onduleur à deux niveaux

Pour la modélisation de l'onduleur de tension nous supposons que :

- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.
- Les onduleurs sont des structures en pont constituées d'interrupteurs électrique tels que les IGBT, les transistors de puissance ou thyristors.

La technique de commande la plus utilisée en industrie est la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le rôle est de réduire les harmoniques en les envoyant vers les hautes fréquences. Parmi ses techniques nous citons celle triangulo-sinusoïdale qui a été adoptée dans notre travail.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de référence (modulante) à une porteuse. Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. . [39] [40]

Le schéma de principe de cet étage est représenté à la figure (IV.2)

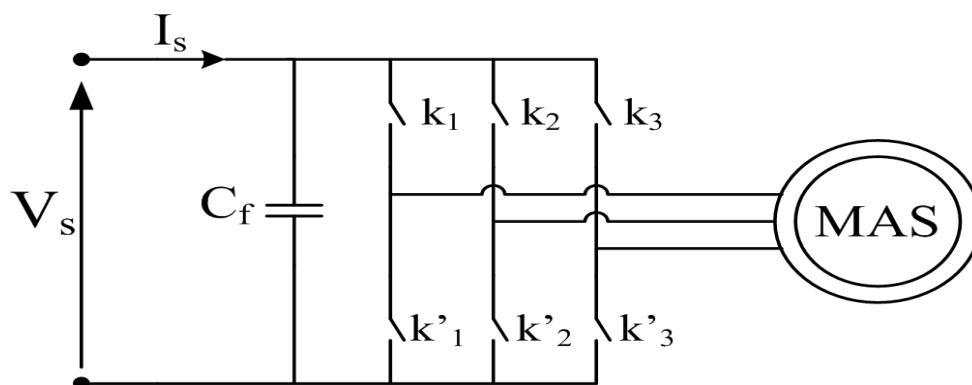


Figure IV.2 : Onduleur de tension avec ses grandeurs de commande [39]

A chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$) définie comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{13} \\ U_{21} \\ U_{32} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

Avec : S_j ($j=1, 2, 3$) : Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons :

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0 \quad (\text{IV.3})$$

Par conséquent, les tensions simples V_j , s'expriment par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = V_s/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondant aux signaux de commande des interrupteurs S_j . Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

La stratégie triangulo-sinusoïdale est obtenue par la comparaison, du signal de porteuse (V_p) et les signaux de références (V_{ref}), définissant la fonction logique S_j comme le montre la figure (IV.3) :

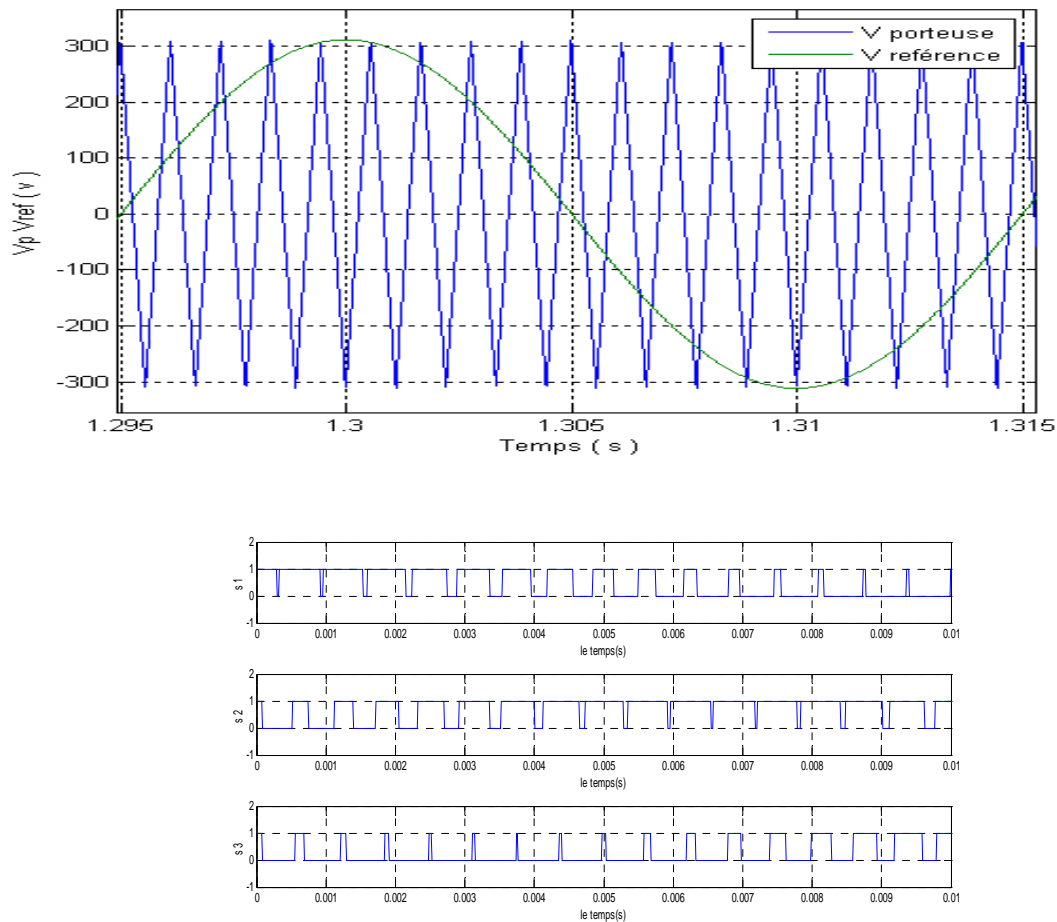


Figure IV.3 : Principe de la commande en MLI (m=32, r=0.8).

La fonction logique S_j , associée au signal de commande est définie par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} \leq -V_p \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_{ref} de la tension de référence. [39] [40]

$$m = f_p / f_{ref} \quad (\text{IV.6})$$

- le taux de modulation ou coefficient de réglage au tension

$$r = V_{ref}/V_p \quad (\text{IV.7})$$

Avec V_{ref} et V_p les amplitudes des tensions de référence et de la porteuse.

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement

$$V_{max} = r * V_s / 2 \quad (\text{IV.8})$$

Avec V_s : la tension d'entrée de l'onduleur.

Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental.

La tension de sortie de l'onduleur pour deux coefficients de modulation ($m=28$, $m=24$) est représentée à la figure (IV.4) et (IV.5): [39] [40]

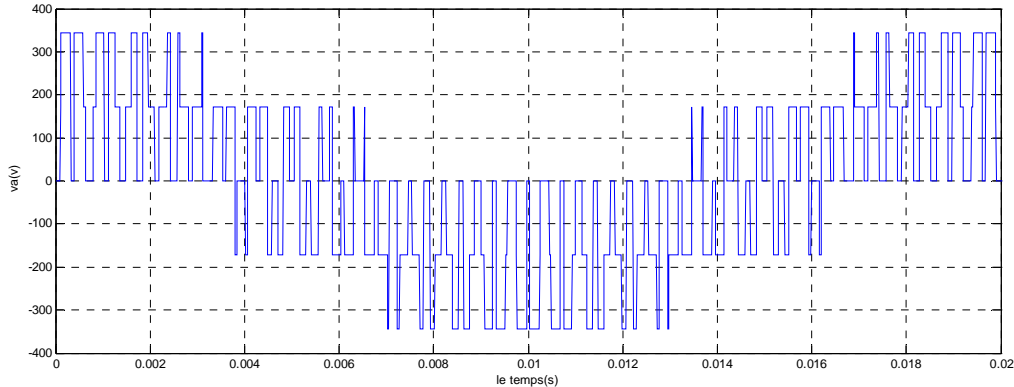


Figure IV.4 : principe de la commande en MLI ($m=28$, $r=0.8$).

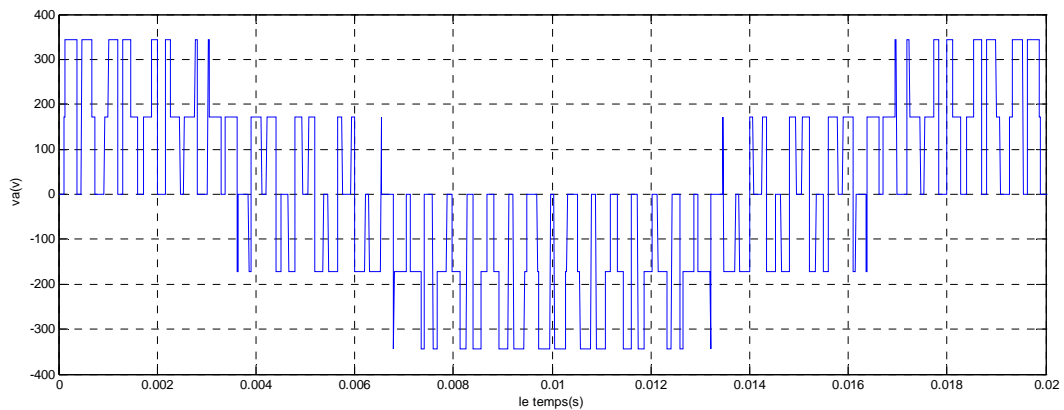


Figure IV.5 : principe de la commande en MLI ($m=24$, $r=0.8$).

D'après ces figures, on remarque que plus le coefficient de modulation m augmente plus la tension de sortie se rapproche de la sinusoïde en valeurs moyennes.

- L'utilisation d'un onduleur qui a plus de deux niveaux à l'avantage d'être commandé avec plus d'une porteuse et apporte de ce fait une amélioration du taux d'harmoniques.

IV.4. Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan ABC

Les équations électriques des trois phases statoriques et rotoriques servent de point de départ à l'élaboration du modèle dynamique de la machine asynchrone à cage. Considérons le modèle de la machine asynchrone triphasée à deux paires de pôles, comme il est présenté à la figure (IV.6) [39] [40] :

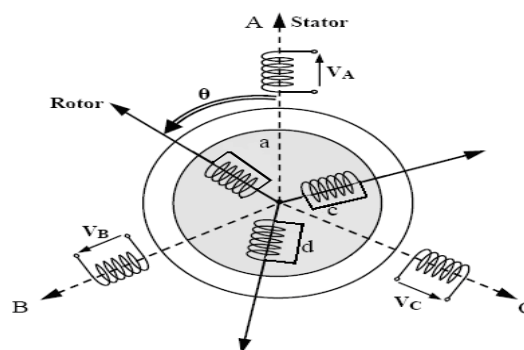


Figure IV.6. Représentation schématique d'une machine asynchrone [39]

IV.4.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses

- La machine présente une parfaite symétrie triphasée de construction.
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- On néglige le phénomène d'hystérésis, l'effet des courants de Foucault.
- L'entrefer est de largeur constante, l'effet des encoches est négligé.
- Une distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

IV.4.2. Equations électriques de la machine

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit : [38] [39] [40]

$$\begin{cases} [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Avec : $[V_r] = 0$

Pour les équations magnétiques ou les équations des flux on a :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: Tensions appliquées aux trois phases du stator ;

$[V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$: Tensions appliquées aux trois phases du rotor ;

$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$: Courants traversant les enroulements statoriques ;

$[I_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T$: Courants traversant les enroulements rotoriques ;

$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$: Flux totaux à travers les enroulements statoriques ;

$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: Flux totaux à travers les enroulements rotoriques.

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

R_s : Résistance propre d'une phase statorique.

R_r : Résistance propre d'une phase rotorique.

Sachant que les matrices des inductances propres et mutuelles ont la même forme du stator et rotor :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$[L_S]$: Matrice des inductances propres et mutuelles des phases statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances propres et mutuelles des phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Avec :

θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

M_{sr} : Maximum de l'induction mutuelle entre une phase statorique et la phase rotorique.

En combinant entre les systèmes d'équation (IV.9) et (IV.10), nous obtenons les équations de fonctionnement de la machine suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \} \\ 0 = R_r[I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_r] + [M_{sr}][I_s] \} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

IV.4.3. Equation mécanique de la machine

Sachant que l'entrefer est constant, la machine ayant ces deux armatures triphasées et symétriques, les inductances propres et mutuelles entre enroulements d'une armature sont constantes, alors l'expression du couple électromagnétique sera [38] [39] [40] :

$$C_{em} = p[I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \right\} \quad (\text{IV.12})$$

L'équation mécanique est régie par l'équation suivante :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega_r)/J \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : coefficient du frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique de moteur.

p : nombre de paire de pôles de la machine.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine). Afin de contourner cette difficulté, nous utilisons la transformation de Park qui nous permet de passer du système triphasé à un autre système biphasé équivalent [38] [39] [40].

IV.5. Modélisation de la machine asynchrone (MAS) dans le plan dq

IV.5.1. Transformation de Park

La transformation de Park correspond tout simplement à un changement de base de différents vecteurs, en utilisant une matrice spéciale dite de passage de Park. Un passage qui permet de simplifier les équations d'un système à vecteurs de dimension trois, en les remplaçant par un système équivalent à vecteurs de dimension deux. La transformation de Park permet donc, de remplacer le moteur triphasé par un moteur biphasé équivalent. [40] [41] [39]

La figure (IV.7) illustre la représentation symbolique de la machine asynchrone dans le repère biphasé.

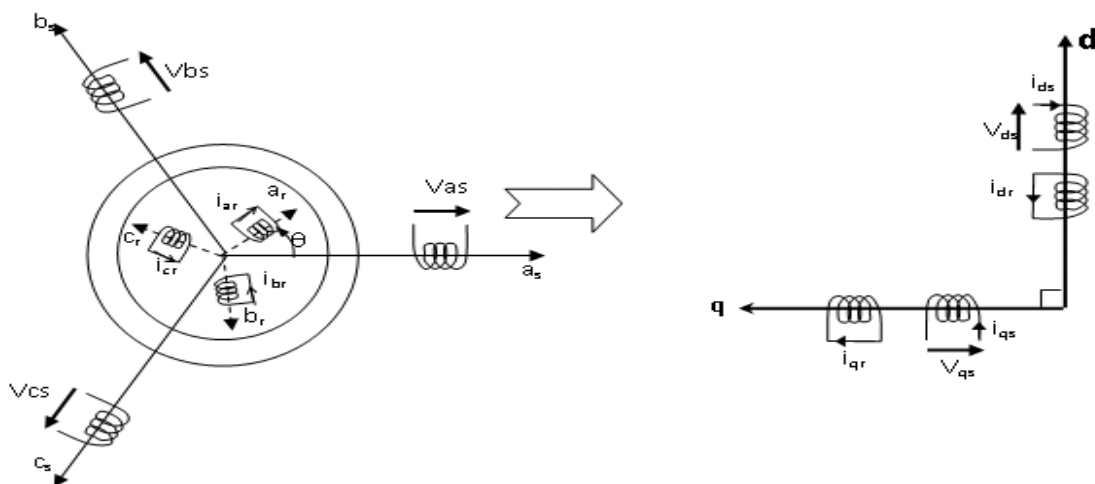


Figure IV.7 : Représentation symbolique de la machine asynchrone biphasée

En faisant coïncider les deux axes directs stator et rotor :

- d : axe direct stator rotor
- q : axe en quadrature stator rotor

Dans ce qui suit, au lieu de travailler dans un système triphasé, nous ramenons ce dernier à un système biphasé, la transformation des grandeurs de la machine d'un repère triphasé à un autre biphasé se fait par une matrice qui est définie par : [38] [39] [40]

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

Avec : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$

IV.5.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice indépendante de la variation de θ . Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)][V_{s,ABC}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_r)][V_{r,ABC}] \end{cases} \quad \begin{cases} [I_{s,dq}] = [P(\theta_s)][I_{s,ABC}] \\ [I_{r,dq}] = [P(\theta_r)][I_{r,ABC}] \end{cases} \quad \begin{cases} [\varphi_{s,dq}] = [P(\theta_s)][\varphi_{s,ABC}] \\ [\varphi_{r,dq}] = [P(\theta_r)][\varphi_{r,ABC}] \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

On pose :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Pour des raisons de simplification et d'unification de références, nous posons la relation de coïncidence suivante : [38] [39] [40]

$$\theta_s - \theta_r = \theta \quad (\text{IV.18})$$

On désigne :

- Par $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d - q dans le repère statorique.
- Par $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ la vitesse angulaire des axes d - q dans le repère rotorique.

De sorte qu'à partir de l'expression ($\theta_s - \theta_r = \theta$); il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \omega = P\Omega \quad (\text{IV.19})$$

L'expression du couple pour une machine à p pair de pôles est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} [\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}] \quad (\text{IV.20})$$

IV.6. Equations dans différents référentiels

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composants de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Trois types de référentiels (stator, rotor et champ tournant) sont intéressants en pratique, le choix se faisant en fonction du problème étudié.

IV.6.1. Référentiel lié au stator

Dans un référentiel lié au stator, la vitesse w_s est nulle ($w_s=0$), ce qui conduit à :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation constante. [38] [39] [40]

IV.6.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un repère lié au rotor, la vitesse ω_a est égale à la vitesse ω_r du rotor ($\omega=\omega_s$, $\omega_r=0$), ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{dr} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

IV.6.3. Référentiel lié champ tournant Référentiel

Le référentiel lié par rapport au champ tournant ($\theta=\theta_s$) correspond à la transformation des variables par rapport aux axes ($d-q$) tournant à la vitesse synchrone du champ de la machine. Ce type d'orientation est très utilisé dans les applications nécessitant l'étude de la commande.

Les équations des tensions de la MAS, écrites dans le plan ($d-q$), sont les suivantes [40] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. Ce référentiel est la seule référentielle qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine.

IV.6.4. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

En boucle ouverte nous considérons d'une part les tensions statoriques (V_{ds} , V_{qs}), et la pulsation ω_s comme variable de commande et d'autre part, les courant statoriques (I_{ds} , I_{qs}), les flux rotoriques (φ_{dr} , φ_{qr}) et la vitesse mécanique (Ω_r), comme variable d'état, la représentation d'état du modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère lié au champ tournant se résume à la forme matricielle suivante : [39]

$$[x] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{IV.24})$$

$[X]$: Vecteur d'état, $[X] = [I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr} \ \Omega_r]^t$

$[U]$: Vecteur de commande, $[U] = [V_{ds} \ V_{qs} \ \omega_s]^t$

Le schéma descriptif qui en résulte est donné à la (figure IV.8).

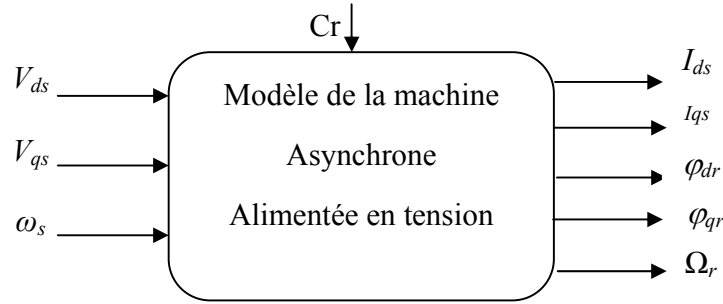


Figure IV.8 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension

Une autre écriture de l'équation (IV.11) plus explicite est donnée par : [38] [39] [40]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_s\sigma L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{M_{sr}^2}{L_s\sigma L_r} \varphi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_s\sigma L_r} \varphi_{dr} \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_s\sigma L_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -\frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} - g\omega \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -\frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{qs} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} + g\omega \varphi_{dr} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{j}{p} [C_{em} - C_r - f\Omega_r] \end{array} \right. \quad (IV.25)$$

Ou:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{coefficient de dispersion.}$$

IV.7. Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur, en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un repère de référence lié au flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple [40]. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée, ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit le couple.

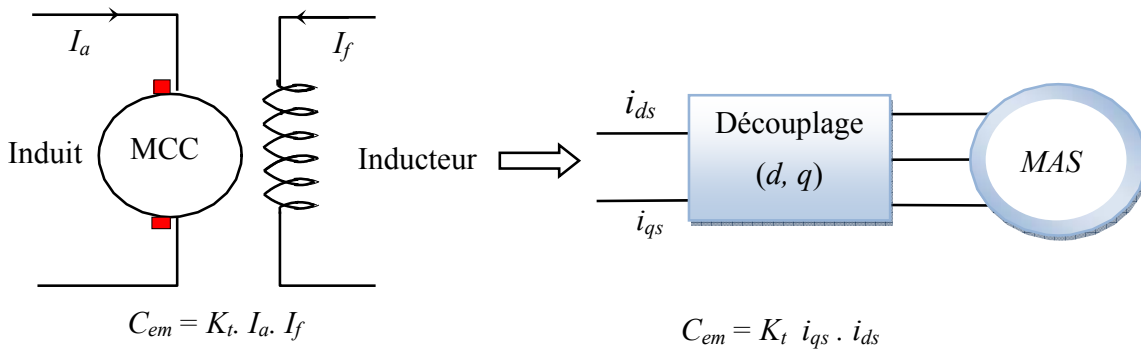


Figure IV.9 : Principe de la commande vectorielle

IV.7.1. Théorie du flux orienté

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) à orienter (Figure IV.10). [39] [40]

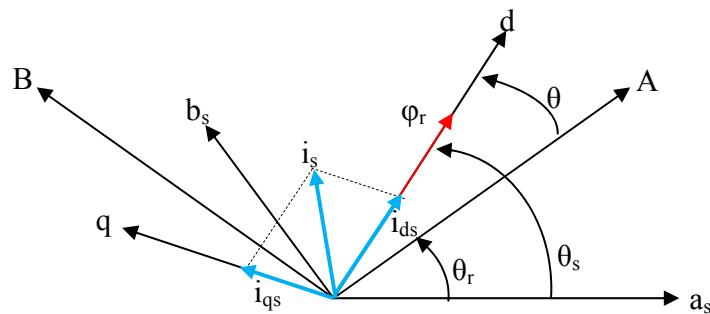


Figure IV.10 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux φ représenté à la figure (IV.10) peut être considéré suivant le type d'orientation comme étant, le flux rotorique φ_r , le flux statorique φ_s ou le flux d'entrefer φ_m , en appliquant les conditions suivantes :

- Pour l'orientation du flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r ; \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{IV.26})$$

- Celle du flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s ; \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{IV.27})$$

- Dans le cas de l'orientation du flux d'entrefer :

$$\varphi_{dm} = \varphi_m ; \varphi_{qm} = 0 \quad (\text{IV.28})$$

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe « d » suivant l'axe du flux rotorique (figure IV.10). Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation. [39] [40]

IV.7.2. Orientation du flux rotorique

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tel que l'axe d soit confondu avec la direction de φ_r .

En appliquant sur le modèle de la machine asynchrone (IV.25) les conditions d'orientation du flux rotorique, nous obtenons le système d'équation suivant : [38] [39] [40]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} \left[\left(-R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} + L_s \sigma \omega_s I_{qs} - \frac{L_m^2}{L_r T_r} \varphi_r + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} \left[\left(-R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} + L_s \sigma \omega_s I_{ds} - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r \varphi_r} I_{qs} \\ C_{em} = \frac{L_m}{L_r} \varphi_r I_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [C_{em} - C_r - f\Omega_r] \end{array} \right. \quad (\text{IV.29})$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces équations peuvent être représentées par le schéma bloc suivant :

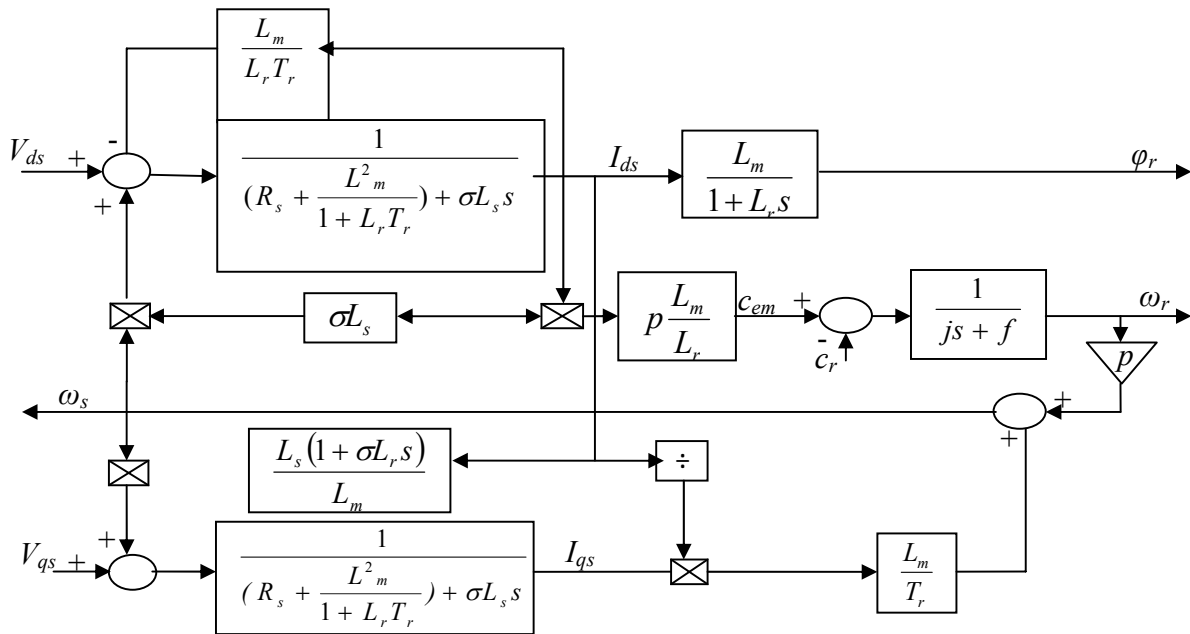


Figure IV.11 : Schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique [40]

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante I_{ds} de même qu'on peut commander le couple avec la composante I_{qs} , si le flux rotorique est constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle. Ainsi, la machine asynchrone est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Pour assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale [39].

La régulation de flux peut être faite soit par la méthode directe ou la méthode indirecte:

IV.7.2.1. Méthode directe

La première consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela deux procédés sont utilisées à savoir la mesure du flux dans l'entrefer à l'aide de capteur et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques [39].

IV.7.2.2. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à déterminer uniquement la position du flux à orienter et cela en calculant la vitesse de glissement ω_g et en captant la position du rotor θ_r . Les équations utilisées sont alors [40]:

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} \varphi_{rref} + \varphi_{rref} = L_m I_{dsrref} \\ C_{emref} = \frac{PL_m}{L_r} \varphi_{rref} I_{qsref} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r \varphi_{rref}} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Le flux φ_{rref} et le couple C_{emref} permettent de calculer I_{dsref} et I_{qsref} à partir des équations précédentes.

Le glissement de la machine est calculé par :

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{T_r \varphi_{rref}} I_{qsref} \quad (\text{IV.31})$$

La position du flux rotorique est déterminée par la formule suivante :

$$\theta_s = \int \omega_g dt + \int \omega_r dt \quad (\text{IV.32})$$

On s'intéresse dans notre étude à la méthode indirecte.

IV.7.3. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

La consigne du flux est générée par un bloc de défluxage dans lequel elle peut être absolue, ou liée à la vitesse mécanique (Ω_r) pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé, régit par la non linéarité suivante [39].

$$\varphi_{rref} = \begin{cases} \varphi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \frac{\varphi_n \cdot \Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \tag{IV.33}$$

Avec :

φ_n : Valeur nominale du flux ;

Ω_n : Valeur nominale de la vitesse mécanique.

Le schéma bloc correspondant à la commande indirecte avec réglage de vitesse est donné par la Figure (IV.12) :

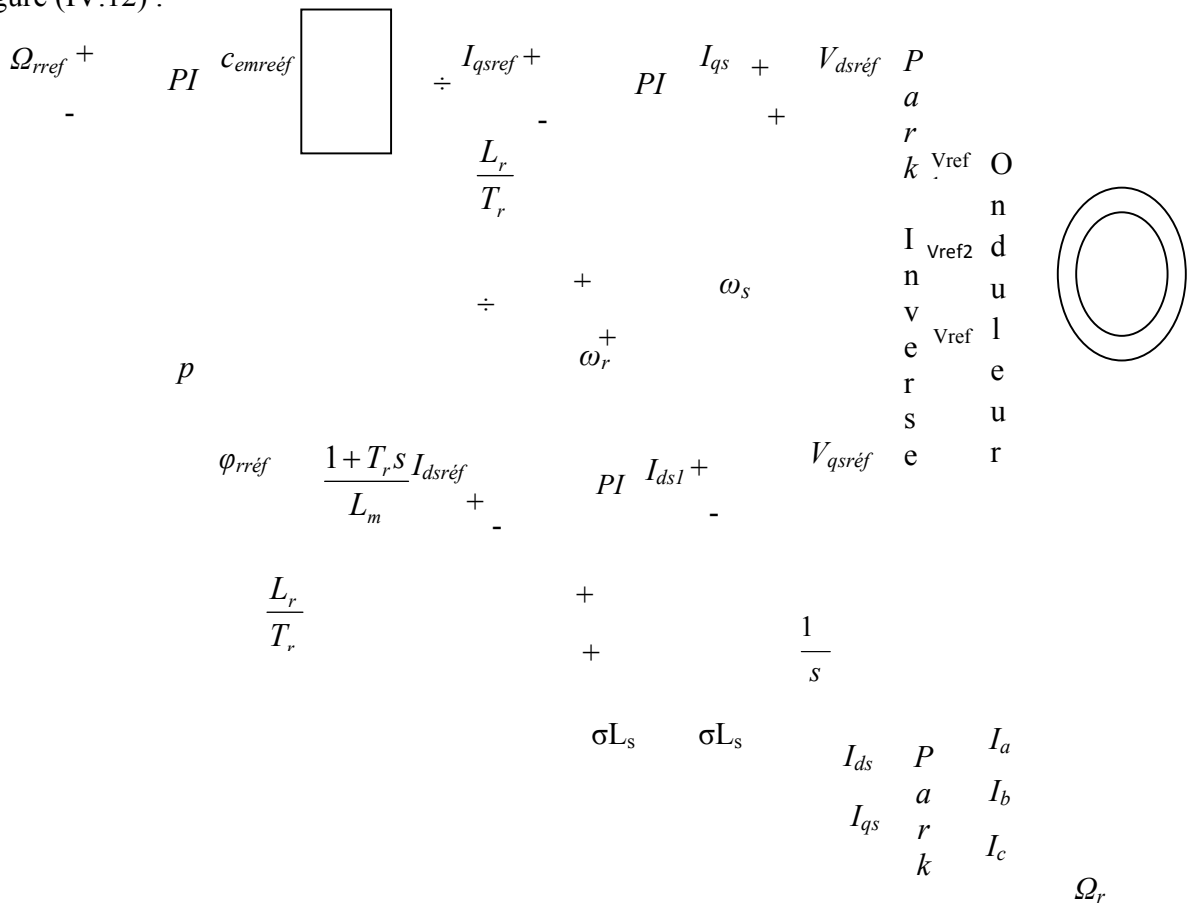


Figure IV.12 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse [40]

IV.8. Performance du système photovoltaïque

IV.8.1 Cascade GPV - filtre capacitif - onduleur triphasé à deux niveaux à commande MLI

La structure de cette cascade est représentée sur la figure ci-dessous :

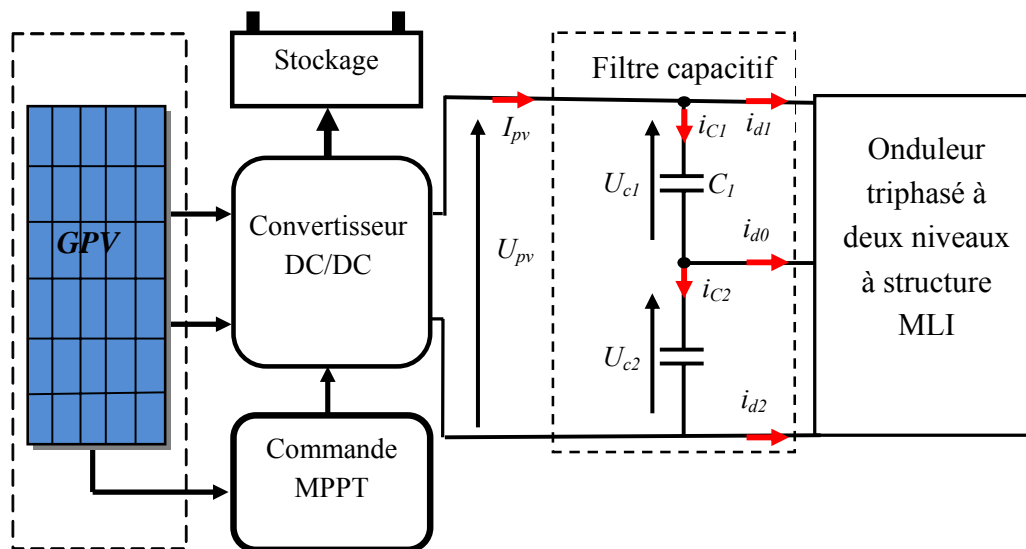


Figure IV.13. Structure de la cascade d'un GPV- filtre capacitif - onduleur triphasé à deux niveaux à structure MLI

VI.8.2. Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

La figure (IV-14) représente le filtre capacitif intermédiaire à point milieu, où le GPV est équivalent à une source de courant continu.

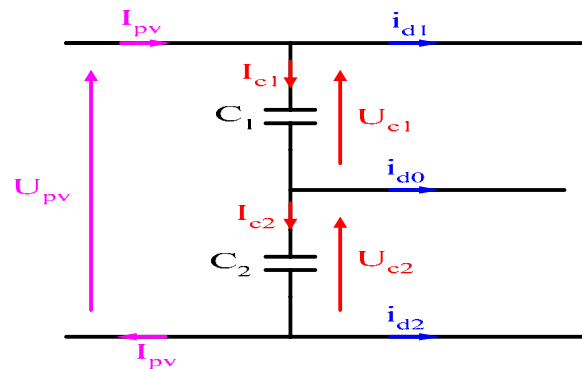


Figure IV.14 : Structure du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle mathématique du filtre capacitif intermédiaire dans ce cas est défini par le système d'équations suivant : [41] [38]

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} \\ C_2 \cdot \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} + i_{d2} \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

Avec $i_{d0} = i_{c1} - i_{c2}$

Comme $C_1 = C_2 = C$

On aura $i_{d0} = C \cdot \frac{d}{dt} (U_{c1} - U_{c2})$ (IV.35)

IV.8.3. simulation et interprétations des résultats

L'onduleur de tension à deux niveaux est commandé par la stratégie MLI avec $m=60$. Le GPV délivre une tension de 600V. Les capacités du filtre intermédiaire ont la même valeur ($C_1 = C_2 = 20\text{mF}$). Le schéma de simulation du filtre capacitif est donné par la figure (IV.15) :

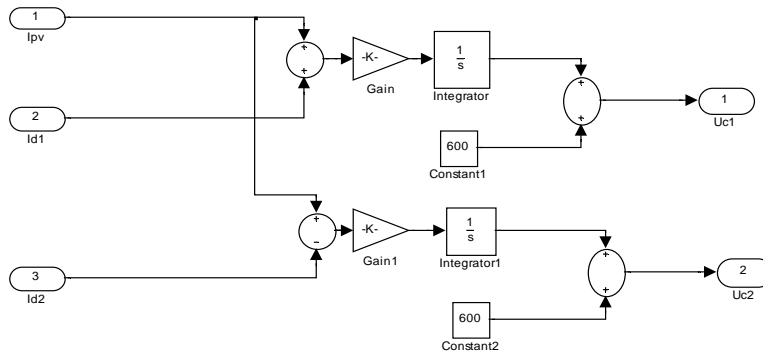


Figure IV.15 : Simulation du Filtre capacitif intermédiaire à l'aide de logiciel MATLAB /SIMULINK

Les figures (IV.16) et (IV.17) suivantes représentent les tensions d'entrée et de sortie de l'onduleur lors d'une connexion au GPV.

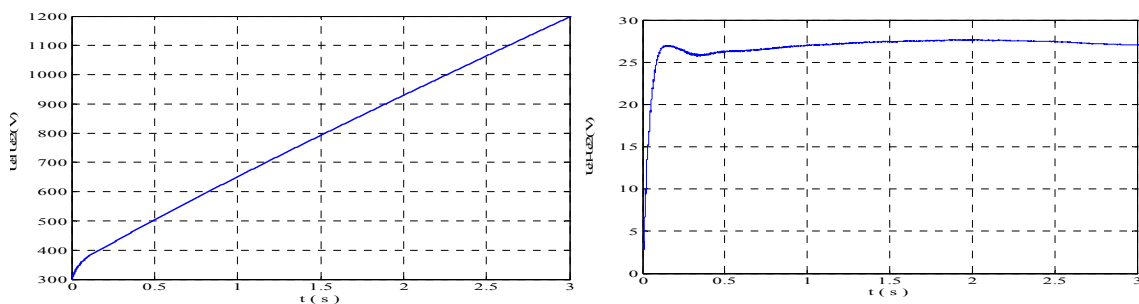


Figure IV.16. Tensions d'entrée du l'onduleur à deux niveaux

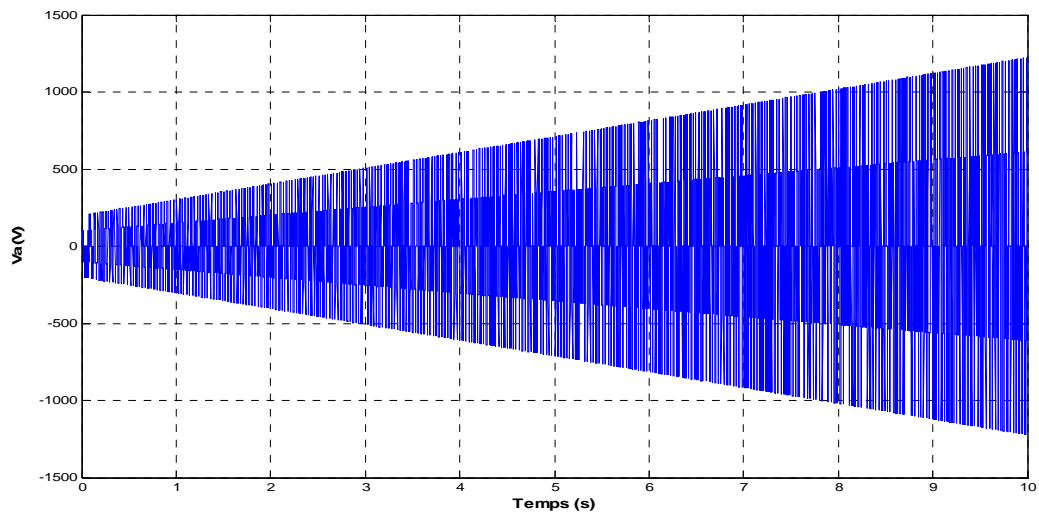


Figure IV.17. Tensions de sortie de l'onduleur à deux niveaux

On constate d'après les figures (IV.16) et (IV.17) que les deux tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à deux niveaux sont décroissantes et leur différence $U_{c1}-U_{c2}$ est importante. La tension de sortie de l'onduleur est instable.

IV.8.4. Stabilisation des tensions du bus continu

Pour remédier au problème d'instabilité des tensions d'entrée du convertisseur à deux niveaux à commande *MLI*, on introduit un pont d'équilibrage dit pont de Clamping aux bornes de chaque capacité du filtre intermédiaire. Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité (Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions) : [41] [38].

IV.8.5. Etude de la cascade avec le pont de clampings

La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant :

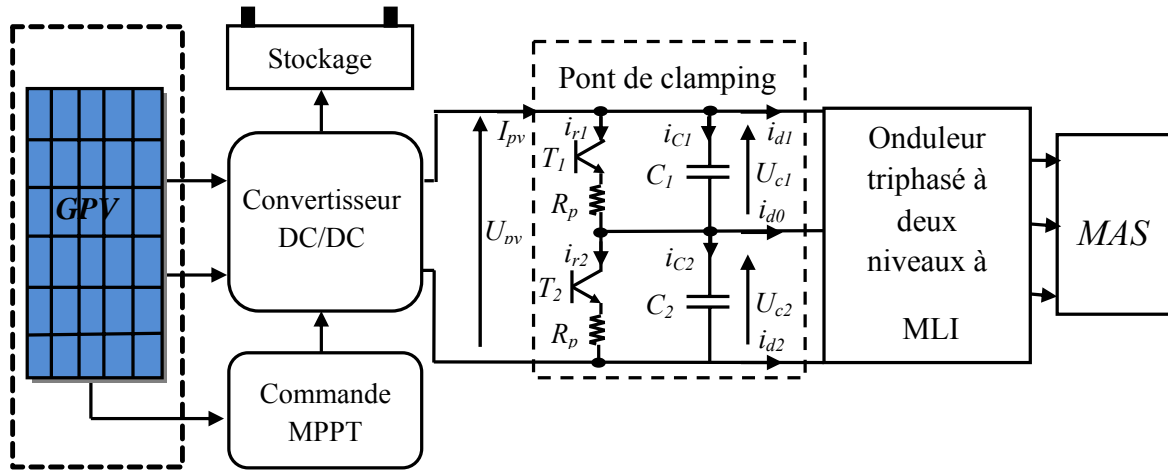


Figure IV.18. Structure de la cascade d'un GPV- pont de clamping - onduleur triphasé à deux niveaux à commande MLI- MAS: [41] [38]

IV.8.6. Modélisation du pont de Clamping

La structure du pont de clamping est donnée par la figure (IV.19) :

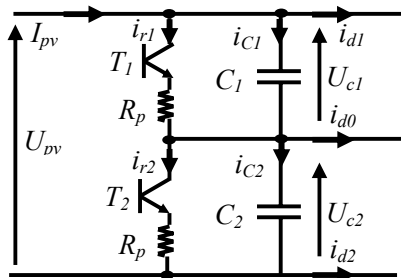


Figure IV.19. Structure du pont de Clamping

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire avec le pont de clamping est donné comme suit: [41] [38]:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{pv} - i_{d1} - i_{r1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{pv} - i_{d2} - i_{r2} \end{cases} \quad (IV.36)$$

Avec :

$$i_{ri} = T_i \frac{U_{ci}}{R_p} \quad (\text{IV-37})$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est la suivante [41] [38]:

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

$$\text{Si } U_{c2} > U_{pv}/2 \Rightarrow (T_2=1) \ \& \ (T_1=0) \quad (\text{IV.38})$$

Le schéma de simulation du pont de clamping sous MALAB-SIMULINK est donné par la figure suivante :

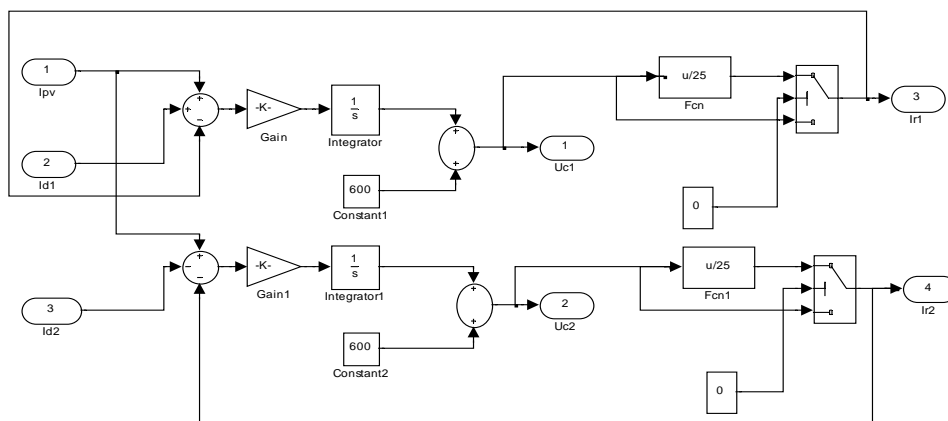


Figure IV.20 : Simulation de nouveau Filtre capacitif intermédiaire pour une alimentation à un seul GPV à l'aide de logiciel MATLAB /SIMULINK

IV.8.7 Résultat de simulation

L'onduleur de tension à deux niveaux est commandé par MLI avec $m=60$. Le GPV délivre une tension de $600V$. Les paramètres du pont de clamping et du filtre intermédiaire sont: $C_1=C_2=20mF$ et $R_p=25\Omega$.

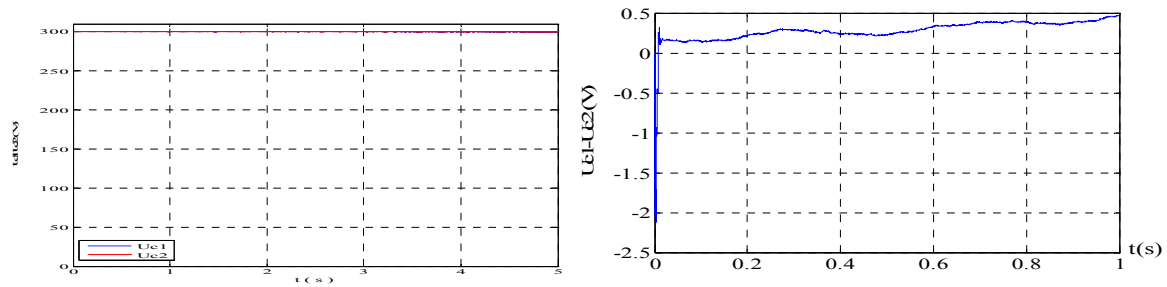


Figure IV.21 Tensions du pont de clamping et leurs différences

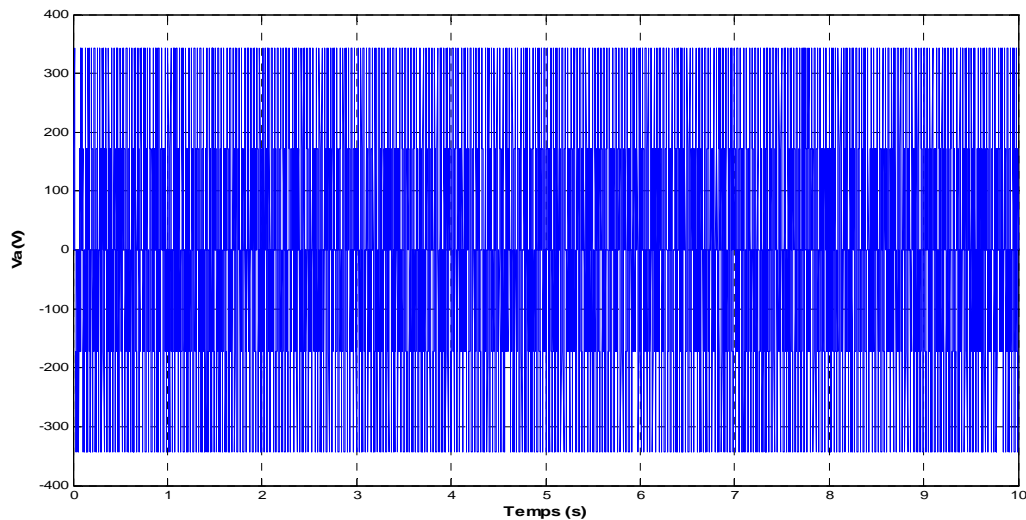


Figure IV.22 Tensions de sortie de l'onduleur à deux niveaux après l'introduction du pont de clamping

L'introduction du pont de clamping améliore les tensions d'entrée de l'onduleur à deux niveaux. Ainsi, la différence de ces tensions d'entrée diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent. La tension de sortie de l'onduleur est pratiquement stable.

Les figures (IV.23) et (IV.24) représentent les performances de la conduite de la MAS commandée en vitesse et alimentée par l'onduleur à deux niveaux commandés par MLI, dans le cas où ce dernier est alimenté par une source photovoltaïque.

La dynamique de la commande vectorielle indirecte de la MAS avec orientation de flux rototique est observée avec une vitesse de référence $w_{ref}=100rad/s$ et un flux rotorique $\varphi_{rréf}=1Wb$.

Cet essai est effectué pour les deux types de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide du moteur;
- Réponse à un échelon de couple (démarrage puis application d'une perturbation de charge $C_r=10N$ entre deux instants).

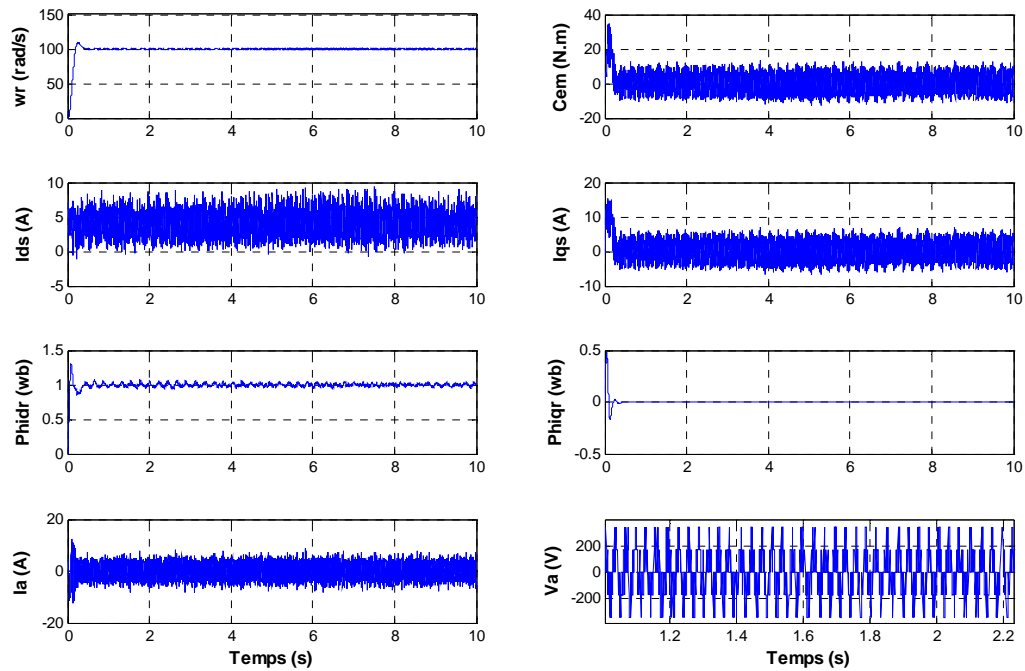


Figure IV.23 Performance de la MAS lors d'un démarrage à vide

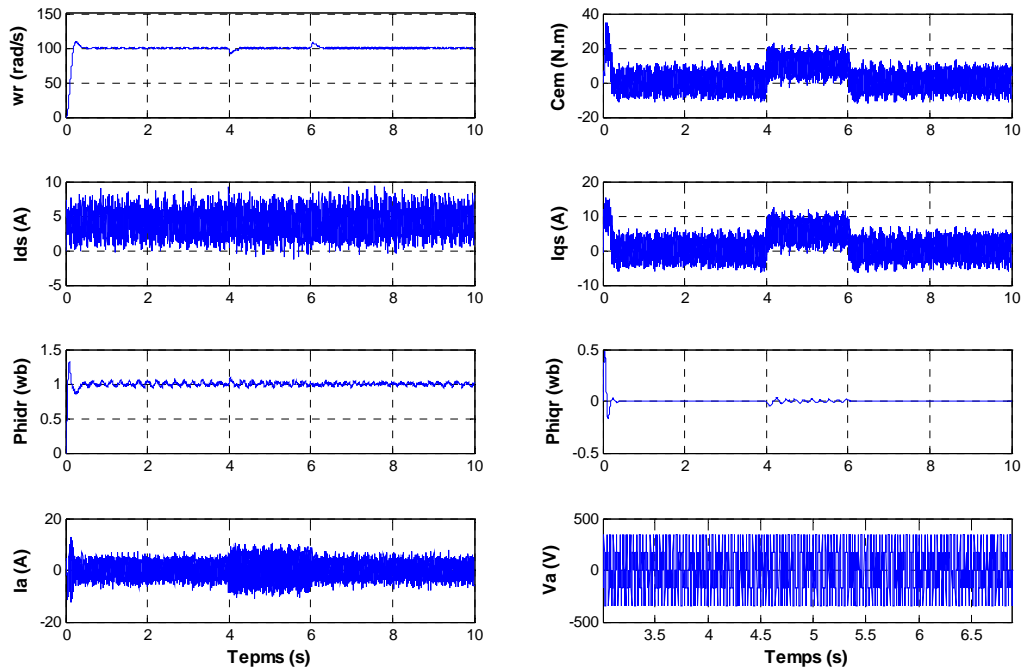


Figure IV.24 Performance de la MAS lors d'une application d'un couple résistant $C_r=10Nm$ entre les instants $t_1=4s$ et $t_2=6s$.

IV.8.8. Interprétation

D'après les figures (VI.23) et (IV.24) on constate que la vitesse de rotation de la MAS atteint rapidement sa référence 100 rad/s. Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la MAS dépassant les 35 N.m ensuite se stabilise en régime permanent établi après 0.4s. La composante du flux en quadrature Φ_{qr} est nulle qui confirme l'orientation du flux suivant l'axe direct adopté par la commande. Les courants I_{ds} et I_{qs} ont les mêmes allures comme respectivement Φ_{dr} et C_{em} , qui montre que le découplage entre le couple et flux est assuré. Cette dernière constatation est bien claire lors de l'application du couple résistant, ou on remarque que le couple est affecté par la perturbation contrairement au flux qui n'a pas subi de perturbation. Le courant de la machine est pratiquement sinusoïdal.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons présenté les principales caractéristiques d'un système photovoltaïque permettant d'alimenter une MAS avec de l'énergie solaire.

La première partie de ce chapitre a été consacrée à la modélisation de l'onduleur à deux niveaux à commande MLI.

Par la suite on a présenté la modélisation de la MAS avec certaines hypothèses simplificatrices. A l'aide de la transformation de Park, nous avons obtenu un modèle dans un repère biphasé lié au champ tournant.

Puis nous avons présenté le principe de la commande vectorielle indirecte (dite à flux orienté) de la machine asynchrone. Une simulation du modèle de la commande est effectuée avec régulation de vitesse. A l'issue de cette simulation, nous avons constaté qu'effectivement cette technique permet de découpler le flux et le couple de sorte que la composante directe du courant statorique commande le flux et la composante en quadrature contrôle le couple. Ceci permet d'obtenir des performances élevées similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparé.

L'utilisation du pont de clamping proposé, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à deux niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions afin d'obtenir une tension stable à la sortie de l'onduleur.

Les performances obtenus par la cascade proposée pour la conduite de la MAS lors d'un réglage de vitesse sont très prometteuse quand à l'utilisation de ce type d'association dans les domaines des énergies renouvelables.

Conclusion générale

Le générateur photovoltaïque est un convertisseur d'énergie caractérisé par un point de fonctionnement où la puissance générée est maximale. Ce point se déplace en fonction des conditions atmosphériques. Un mécanisme de poursuite s'avère alors indispensable pour que le générateur photovoltaïque puisse fonctionner avec une meilleure efficacité. Grâce à la présence d'un processus de poursuite du point de puissance maximale, connu sous le nom de contrôleur MPPT, une meilleure adaptation source/charge est réalisée, permettant un transfert maximum de puissance.

Le projet qui nous a été confié est une contribution à l'exploration des différentes techniques du contrôleur MPPT en particulier la technique de la P and O.

Aussi, dans un premier temps, nous avons modélisé le générateur PV à l'aide du modèle à double exponentielle. L'objectif visé est d'abord d'étudier la capacité de ce modèle à décrire un générateur PV, ensuite, l'étude de l'influence des paramètres internes du générateur ainsi que les paramètres climatiques sur son fonctionnement.

La modélisation du générateur PV nous a permis d'une part de confirmer que les variations climatiques brusques influent considérablement sur la puissance de sortie, et d'autre part d'implémenter les algorithmes de poursuite du point de puissance maximale.

Nous avons commencé d'abord par implémenter la méthode « Perturbation et Observation ». La méthode P and O est considérée comme étant le plus simple mécanisme parmi les méthodes algorithmiques du point de vue du nombre de variables traitées et de la complexité de l'algorithme de traitement. Les différentes simulations que nous avons effectuées ont montré que cette méthode a un problème de déviation du vrai point MPP lorsqu'une variation brusque de l'ensoleillement est produite ce qui cause une perte de puissance. Ce qui nous a donné l'impression à la recherche de nouvelles méthodes de poursuite de PPM basée sur les algorithmes génétiques et la logique flous.

Pour exploiter cette énergie produite par GPV, on a étudié dans la dernière partie de ce travail l'application pour l'alimentation d'une MAS.

Les résultats prometteurs trouvés dans ce travail nécessitent une validation en fonctionnement du MPPT réel, ceci est l'une des perspectives de ce travail.

1. Schéma de simulation de l'hacheur Buck-Boost

La modélisation de hacheur abaisseur-élevateur ou « Buck-Boost » est une étape importante est nécessaire pour compléter la chaîne de conversion parce que l'hacheur est considéré comme une interface entre le générateur photovoltaïque et la charge. la simulation de ce dernier est toujours faite sous MATLAB Simulink.

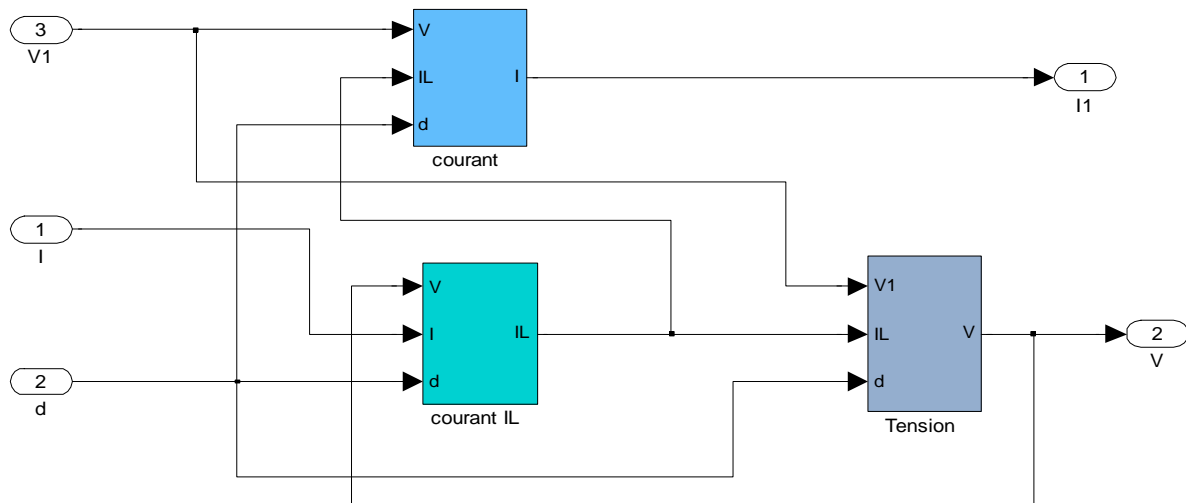


Figure (A.1) : schéma de simulation du convertisseur Buck-Boost

Comme la figure ci-dessus montre, le hacheur Buck-boost possède trois blocs principales celle de la tension de hacheur, courant emmagasiné dans la bobine I_L et le courant de sortie. Dans la suite, on va détailler chaque bloc à part (voir les différentes étapes de modélisation de l'hacheur Buck-boost).

2. Schéma de simulation du bloc celle de la tension de sortie

La figure (A.2) montre le contenu du bloc de la tension

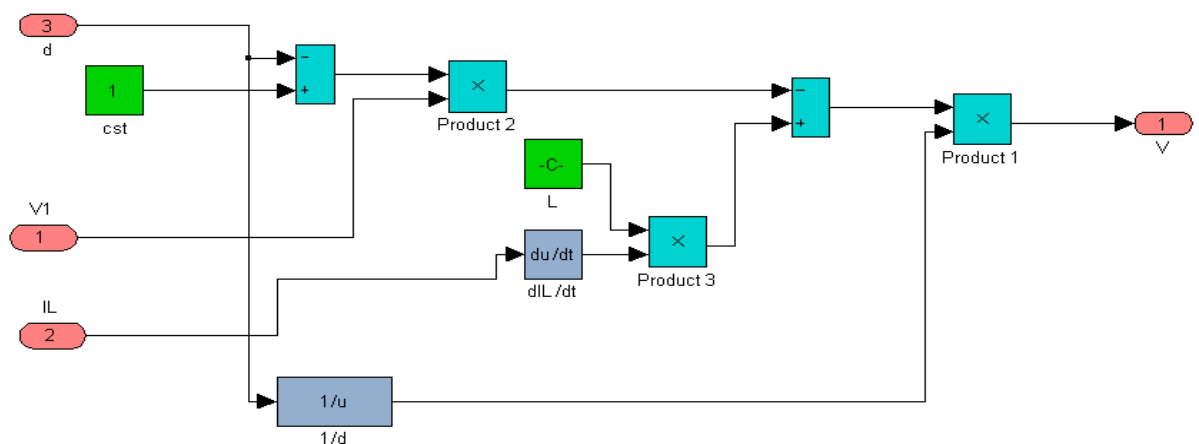


Figure (A.2) : Schéma de simulation du bloc de la tension de sortie

3. Schéma de simulation celui du courant emmagasiné dans la bobine

Le courant I_L emmagasiné est modélisé et élaboré sous Matlab-Simulink, comme montre la figure (A.3)

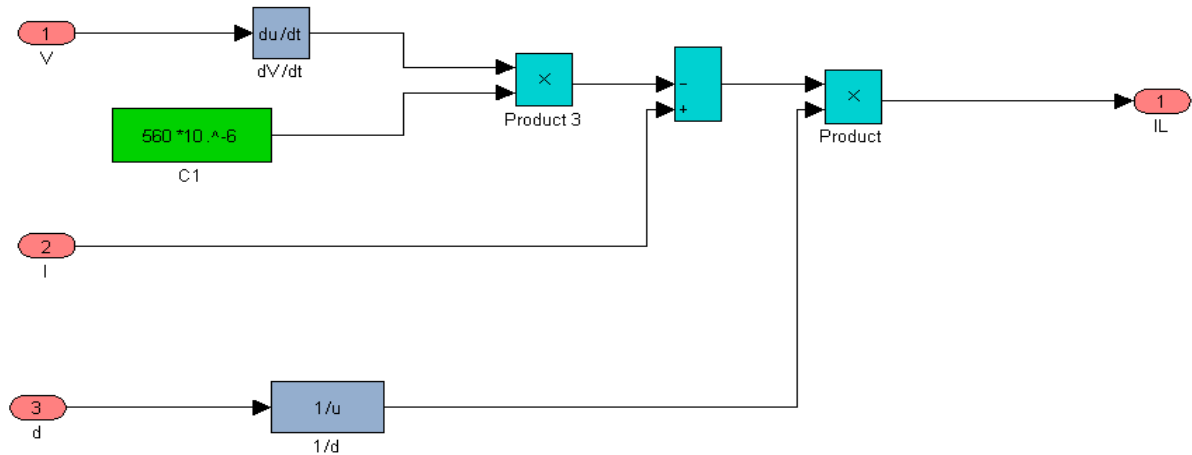


Figure (A.3) : Schéma de simulation du bloc du courant I_L

4. Schéma de simulation celui du courant de sortie de l'hacheur Buck-Boost

Finalement, il reste d'identifier le contenu du bloc celui du courant de sortie du hacheur Buck-Boost, le schéma de simulation est élaboré comme montre la figure (A.4)

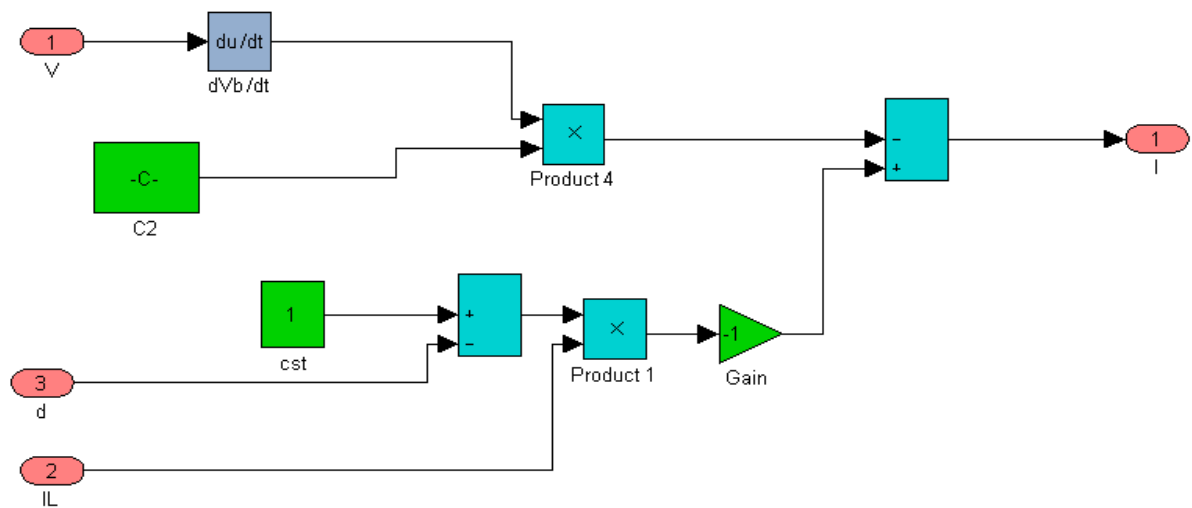


Figure (A.4) : Schéma de simulation du bloc du courant de sortie du hacheur

Avec :

$$L = 350 \cdot 10^6 \text{ H}$$

$$C1 = 560 \cdot 10^6 \text{ F}$$

$$C2 = 560 \cdot 10^6 \text{ F}$$

1. PARAMETRES DE LA MAS

Puissance nominale :	1.5 kW
Tension nominale	$220 / 230 \text{ V}$
Vitesse nominale :	1420 tr/mn
Fréquence :	50 Hz
Résistance statorique :	4.85Ω
Résistance rotorique :	3.805Ω
Inductance cyclique statorique :	0.274 H
Inductance cyclique rotorique :	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique:	0.258 H
Nombres de paires de pôles :	2
Moment d'inertie :	0.031 kg.m^2
Coefficient de frottement :	$0.001136 \text{ kg.m}^2/\text{S}$
Rendement nominale :	0.78
Facteur de puissance nominale :	0.8

2. Calcul des paramètres des régulateurs de courant

Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs de type (*PI*) qui permettent d'avoir une précision, une rapidité et une stabilité du système. La fonction de transfert des régulateurs est donnée par [39]:

$$R(s) = \frac{K_x (1 + T_x \cdot s)}{T_x \cdot s} \quad (\text{B-1})$$

Ou :

$$R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{B-2})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = K_x \\ K_i = \frac{K_x}{T_x} \end{cases} \quad (\text{B-3})$$

La détermination des paramètres (K, T) du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation [39].

Le découplage effectué au deuxième chapitre nous permet de procéder à la régulation des courants I_{ds} et I_{qs} de même fonction de transfert.

$$R_c(s) = \frac{I_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{I_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)} = \frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s \cdot s)} \quad (\text{B -4})$$

Le schéma global de la régulation des courants (I_{ds}, I_{qs}) est représenté sur la figure (B.1).

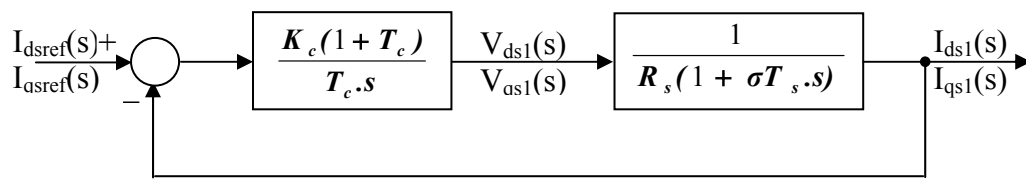


Figure.B.1. Schéma bloc de la régulation des courants statoriques

Pour ramener le système en boucle fermée à un système du premier ordre, nous choisissons l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte ($T = \sigma T_s$). Le gain sera calculé de façon à avoir une meilleure dynamique du système caractérisé par le temps de réponse qui l'on choisit de trois plus petit que celui du système non corrigé, nous obtenons

$$\begin{cases} K_c = 3R_s \\ T_c = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{B-5})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = 3R_s \\ T_i = \frac{3R_s}{\sigma T_s} \end{cases} \quad (\text{B -6})$$

3. Calcul des paramètres des régulateurs de vitesse

La boucle de régulation de vitesse nous permet de déterminer le couple de référence (C_{emref}). Pour le réglage de la vitesse de rotation nous admettons les hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux rotorique parfaitement réglé sur toute la plage de régulation.
- Nous ne considérons pas la régulation de la partie électrique du stator, car sa constante de temps apparente est beaucoup plus réduite que la constante de temps mécanique. La

réponse des courants (I_{ds} , I_{qs}) à leurs valeurs de référence apparaît comme quasi-instantanée vis-à-vis de la partie mécanique du système.

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{drref} I_{qs} = k_e I_{qs}$$

Avec

$$k_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_{drref}$$

Le schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte est représenté sur la figure (B.2).

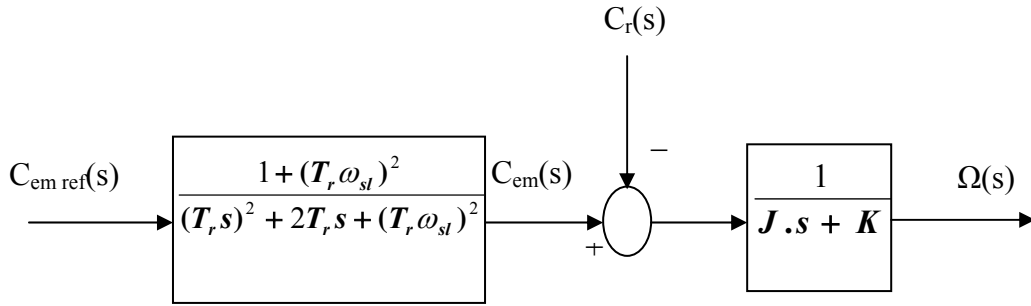


Figure B.2. Schéma bloc de la vitesse en boucle ouverte

Le schéma bloc de la régulation de vitesse à l'aide d'un régulateur (PI) est représenté par figure (B.3):

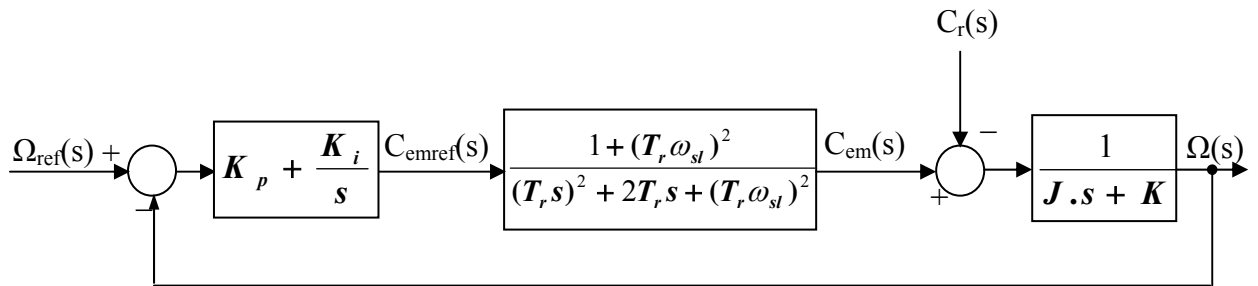


Figure B.3. Schéma bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique de ce système est la suivante [39] :

$$P(s) = JT_r \left[s^4 + \left(\frac{K}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2K}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl} \right) s^2 + \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} s + \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} \right] \quad (B-7)$$

Pour que ce système ait une réponse optimale il faut que :

$$\begin{cases} \frac{K + K_p [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \left(\frac{K}{J} + \frac{2}{T_r}\right) \omega_0^2 \\ \frac{K_i [1 + (T_r \omega_{sl})^2]}{JT_r^2} = \omega_0^4 \end{cases} \quad (\text{B-8})$$

Nous posons :

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\omega_{sl}^2 + \frac{1}{T_r^2}\right)} = \sqrt{\left(\frac{L_m I_{qsref}}{T_r \varphi_{ref}}\right)^2 + \frac{1}{T_r^2}} \quad (\text{B-9})$$

Nous avons donc :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2J}{T_r} \\ K_i = \frac{J}{T_r^2} \end{cases} \quad (\text{B-10})$$

Références Bibliographiques

- [1] **J-C.MULLER**«Electricité photovoltaïque, principes, filière et marché» .
- [2] **A.LABOURET, P.CUMUNEL, J-P.BRAUN and B.FARAGGI**«Cellules solaires, les bases de l'énergie photovoltaïque 3^{ème} édition» ETSF : éditions techniques et scientifiques français.
- [3] **M.ORGERET, préface de F.D'ALLEST**«les piles solaires, le composant et ses applications» édition MASSON.
- [4] **A.LABOURET, P.CUMUNEL, J-P.BRAUN and B.FARAGGI**«Cellules solaires, les bases de l'énergie photovoltaïque 4^{ème} édition» ETSF : éditions techniques et scientifiques français.
- [5] **Anne LABOURET et Michel VILLOZ**«Energie solaire photovoltaïque» 3^{ème} édition DUNOD.
- [6] «Publication de centre de développement des énergies renouvelables, ministère de l'enseignement supérieure et de la recherche scientifique. Algérie» Revue des énergies renouvelables volumes11.numéro2, juin 2008.
- [7] Revue des énergies renouvelables, volumes11, numéro1, publication du CDER , mars 2008.
- [8] Revue des énergies renouvelables, volumes11, numéro4, publication du CDER , décembre 2008.
- [9] **W.B.GILLET, R.J.HACKER and W.KAUT** «Photovoltaic demonstration projects»commission of the European communities.
- [10] **Directeur de la publication André Blanc, Directeur Bruno DECLEMENTI, Directeur de la rédaction Marc CHABREUIL**«Techniques de l'ingénieur, partie Génie Energétique» 249 rue de crimée 75925 Paris Cedex 19.www.techniques-ingénieur.fr.edition T.I
- [11] **Directeur de la publication André Blanc, Directeur Bruno DECLEMENTI, Directeur de la rédaction Marc CHABREUIL**«Techniques de l'ingénieur, partie Génie Electrique, convertisseurs et machines électriques» 249 rue de crimée 75019 Paris Cedex 19.www.techniques-ingénieur.fr.edition T.I
- [12] **A.LABOURET, P.CUMUNEL,J-P.BRAUN and B.FARAGGI**«Cellules solaires, les bases de l'énergie photovoltaïque 5^{ème} édition» ETSF :éditions techniques et scientifiques français.

- [13] **HAMID Amina et DJELFOUI Hayat**«Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentations alimentés par une source hybride (éolien-photovoltaïque)»mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2009.
- [14] **S.A.BELHARRAT**«Production et gestion de l'énergie solaire photovoltaïque adaptée à une maison»mémoire d'ingénieur, UMMTO, promotion 2010.
- [15] **FEROUI Mohamed Ali et ACHOUR Amar**«Etude des différentes techniques MPPT d'un système photovoltaïque»mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2008/2009.
- [16] **AKASSEWA Tchapo Singo** «système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome»mémoire de doctorat en génie électrique, université de NANCY, promotion février 2010.
- [17] **Melle.HENNOUS Chahrazet et Melle.AIT ALLALA Kahina**«Dimensionnement et installation d'un système photovoltaïque Application à la FGEI»mémoire d'ingénieur, UMMTO, promotion 2008/2009.
- [18] **Amar KHELIF**«Développement d'un outil d'aide à la décision pour l'hybridation par le photovoltaïque des microcentrales Diesel du sud de l'Algérie»mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magistère en électronique option : contrôle de processus et robotique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger juin 2008
- [19] les entreprises d'électricité et l'utilisation de l'énergie solaire photovoltaïque au Maghreb, Direction recherche et de développement Sonelgaz, Alger 12-13 juin 1999.
- [20] direction recherche développement Sonalgaz, énergie solaire photovoltaïque, compte rendu d'exploitation des prototypes de : TAHIFE (w.TAMANRASSET), IMEHROU (w.ILLIZI), novembre 1992.
- [21] **Abdelbaki MAAFI**«Etude expérimentale du dimensionnement d'une centrale solaire à conversion photovoltaïque de petit puissance dans le cas d'une application à l'Eclairage» diplôme d'ingénieur, janvier 1982.
- [22] **Melle.MEKKI SORAYA et M.BADACHE RAMDANE**«Intégration des piles à combustibles et des cellules photovoltaïques dans un réseau de distribution»mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion juin 2009.
- [23] **MAHAMMEDI MOHAMED et AIT OUARAB MOULOUD**«Modélisation en vue d'une commande d'une chaîne éolienne utilisant des convertisseurs multi niveaux NPC»mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2010.
- [24] **HADJAMMAR Sidali** «Intégration des panneaux photovoltaïques dans un réseau local en utilisant un modèle intelligent»mémoire de magistère, USTHB, promotion 2010.

[25] **OUZIA MOHAMED et BOUTICHE AHMED** «Etude d'un système photovoltaïque connecté au réseau local» mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2007.

[26] **BOUCHAFAA LATIFA et AMROUCHE HAYET** «Commande d'une poursuite du point de puissance maximale par logique floue» mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2008.

[27] **Hammoudene Med Rezkellah et Benahmed Missoum** «Etude et réalisation d'un contrôleur MPPT par la méthode Perturbation et Observation à l'aide d'un microcontrôleur » mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion 2010.

[28] **ZAROUR LAID** «ETUDE TECHNIQUE D'UN SYSTEME D'ENERGIE HYBRIDE PHOTOVOLTAÏQUE-EOLIEN HORS RESEAU » mémoire de magistère, Université de Mantouri Constantine, promotion 2010.

[29] **DAOUD Housseyn** «IMPLEMENTATION D'UNE COMMANDE MPPT FLOUE SUR FPGA» mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion : juin 2006.

[30] **ISSAADI Salim** «Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones» mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Alger Promotion 2006.

[31] **Maouedj Rachid** «APPLICATION DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE AU POMPAGE HYDRAULIQUE SUR LES SITES DE TLEMCEN ET DE BOUZAREAH» mémoire de Magistère, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Promotion décembre 2005.

[32] **Ould Sass Mohamed** «Commande synergétique d'un moteur asynchrone» mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion mars 2008.

[33] **BOUDJEMA Mohammed et BELHAOUAS Nasreddine** «Commande d'une poursuite du point de puissance maximum (MPPT) par les Réseaux de Neurones et implémentation sur FPGA et DSP» mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion juin 2007.

[34] **M.L.SIHAMDI** «ETUDE ET REALISATION D'UN CONTROLEUR MPPT PAR LA METHODE 'INCREMENTATION DE LA CONDUCTANCE' AVEC UN PIC 16F876» mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion juin 2003.

[35] **BENMOSBAH Amine et MECHERAOUI Choukri Adel**« Implémentation sur FPGA des méthodes MPPT : "P&O" et "floue optimisée par les Algorithmes Génétiques"» mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion juin 2006.

[36] **SOBAIHI Khaled**«Etude et réalisation d'un hacheur de tracking du point de puissance maximale à contre réaction de tension» mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Promotion 2006.

[37] **AISSAT Mohamed et SAIDI Adel** «Etude et réalisation d'un suiveur automatique pour panneau solaire » mémoire d'ingénieur, USTHB, promotion juin 2010.

[38] **SAIDA BOUKHALFA** « Etude d'un système de pompage photovoltaïque» mémoire de magistère, USTHB, promotion juin 2010.

[39] **SOUFIANE BOUKECHOUIOU MOHAMED BOUKHOUKHI** «Conception d'une Commande robuste à Structures Variables floue de BEN -GHALIA d'un Moteur asynchrone à cage, mémoire d'ingénieur, USTHB promotion juin 2010.

[40] **AISSIOUI SOUHI MEZAOUROU ADEL** Mise en œuvre d'une commande à structure variable flou d'un moteur asynchrone alimenté en tension contrôlé en courant, mémoire d'ingénieur, USTHB promotion 2007.

[41] **ABIB Hakim GHARBI Zineddine** Etude et commande d'un convertisseur multi niveaux alimenté par un système photovoltaïque mémoire d'ingénieur, USTHB promotion 2006.

