

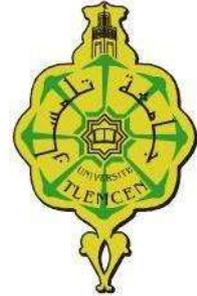
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique et électronique

Mémoire de fin d'étude



Pour l'obtention du diplôme de MASTER en electrotechnique

Option : Reseaux electrique et reseaux electrique intelligent

Thème

**Etude et réalisation d'un circuit de commande
avec MPPT d'un hacheur pour système
photovoltaïque**

Présenté par :

Mr. BENSALAH Belqassim

Mr. FILALI Mohammed

Soutenu le 14 /06/2015

Devant le jury composé de :

Président	: Mr B.YACOUBI	MAA	U.A.B Tlemcen
Examineur	: Mr A. MECHERNENE	MCA	U.A.B Tlemcen
Examinatrice	: Mlle N. HABIBES	MAA	U.A.B Tlemcen
Encadreur	: Mr M.C. BENHABIB	MCB	U.A.B Tlemcen
Co-encadreur	: Mr S.M. MELIANI	MCA	U.A.B Tlemcen

Année universitaire: 2014-2015

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous remercions Dieu le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études et que grâce à lui que ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons à exprimer nos plus sincères remerciements à Mr. M.C BENHABIB, notre encadreur. Notre reconnaissance pour la confiance qu'il nous a fait en nous donnant la chance de travailler avec lui, nous le remercions très profondément pour l'intérêt qui a été porté de sa part à ce travail malgré la charge qu'il assumait actuellement. Nous le remercions pour ses précieux conseils qui nous ont permis une progression concrète de ce projet, leur connaissance pluridisciplinaires et longue expérience pratique des machines électriques mis en jeu tout au long de ce projet. Nous tenons vraiment à remercier très chaleureusement Mr. S.M MELIANI notre co-encadreur, pour sa disponibilité, son soutien, pour ses réponses à nos questions durant nos recherches et surtout d'avoir porté une attention particulière à ce travail.

Nos remerciements à tous les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail : Mr B.YAKOUB, Professeur à l'Université de Tlemcen et, pour nous avoir honoré par sa présence en qualité de président de jury.

Mr A. MECHERNENE, et Mlle N. HABIBES pour nous avoir honorés en qualité d'examineur.

Nos remerciements aux enseignants du département de l'électrotechnique de l'université de Tlemcen sans oublier les assistants du laboratoire de recherches pour leur accueil chaleureux, les remarques et commentaires durant la phase de conception et la manipulation de ce projet.

Pour terminer, nous remercions du fond de nos cœurs nos parents, pour leurs soutiens inconditionnels, elles font nos sources inépuisables de motivation, et tous ceux qui ont pu nous aider dans la réalisation de ce travail sans oublier les amis et les collègues pour leur présence à nos côtés tout au long de cette étude.

Dédicace

A mon père, pour son soutien inconditionnel, ses encouragements, et bien pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions.

A ma mère pour m'avoir soutenu, accompagné et surtout supporté tout au long de ce travail.

A mon frère Djawad, qui a longtemps été debout avec moi et me ont encouragé et me ont soutenu.

A FILALI Mohamed, la personne avec laquelle je fais ce projet Le fait de marcher tous les deux en parallèle a été essentiel pour le bon déroulement de cette thèse.

A mes amis

A toute la promo de L'électrotechnique 2015

A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études.

je dédie ce modeste travail.

-o-o-o-(BENSALAH BELQASSIM)-o-o-o-

Dédicace

Ce mémoire, fruit de mon modeste travail est dédié à tous ceux qui m'ont soutenus durant cette période de préparation,

Sur tous mes parents, mes sœurs, mes amis et sans oublier mon binômes de travail
BENSALAH Belqassim

A toute la promo d'électrotechnique 2015 ;

-o-o-o-(FILALI MOHAMED)-o-o-o-

*«It doesn't matter how beautiful your theory is, it doesn't matter how smart you are.
If it doesn't agree with experiment, it's wrong! »*

Richard Phillips Feynman.

*« Il n'y a pas de route royale pour la science, et ceux-là seulement ont chance
d'arriver à ses sommets lumineux qui ne craignent pas de se fatiguer à gravir ses sentiers
escarpés »*

Karl MARX

Table des matières

Liste des figures	
Liste des tableaux	
Liste des équations	
Nomenclature	
Liste des abréviations	

Introduction général

Chapitre I : *Modélisation de la cellule photovoltaïque*

I.1	Introduction	6
I.2	Effet photovoltaïque	6
I.3	Rayonnement solaire	6
I.4	Influence de la déclinaison solaire	7
I.4.1	Azimut et Élévation	7
I.4.2	Exemple : Influence de la déclinaison solaire sur la ville de TLEMCEN	8
I.5	CONFIGURATIONS DES SYSTEMES PV	9
I.6	Modèle et circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque	10
I.7	Paramètre des cellules photovoltaïques	12
I.7.1	Courant de court-circuit I_{CC}	12
I.7.2	Tension à circuit ouvert V_{CO}	12
I.7.3	Puissance maximale	12
I.7.4	Rendement d'une cellule	12
I.7.5	Facteur de remplissage	13
I.8	Cahier de charge	13
I.8.1	Types de panneaux photovoltaïques : multi cristallins	13
I.9	Influence de l'éclairement et la température sur les courbes $I=f(V)$ et $P=f(V)$	17
I.9.1	Variation de la température	17
I.9.2	Variation du rayonnement solaire	17
I.10	Conclusion :	18

Chapitre II : *Commande d'un hacheur pour panneau photovoltaïque*

II.1.	Introduction	20
-------	--------------------	----

II.2. Types de Hacheur.....	20
II.3. Diffèrent structure de hacheur Boost	21
II.3.1. Double Boost dual entrelacé (IDD Boost).....	21
II.3.2. Boost quadratique mono interrupteur	22
II.3.3. Double Boost cascade.....	23
II.3.4. Etude du hacheur survolteur (Boost)	24
Détermination des paramètres du hacheur Boost	27
II.4. Cahier de charge du hacheur	28
II.5. Principe de la MPPT	28
II.6. Différents types de commande MPPT	31
II.6.1. Principe de fonctionnement selon la méthode de Mikihiko Matsui	32
II.6.2. Principe des commandes “Perturb and Observe” (P&O)	34
II.6.3. Principe des commandes Incrémentation de la Conductance (IncCond).....	37
II.7. Conclusion.....	41
Chapitre III : Réalisation d’un prototype utilisant la commande MPPT	
III.1. Introduction	41
III.2. Description du système	41
III.3. Conception de notre commande MPPT	42
III.3.1 Bloc de mesure	42
a/ Capteur de tension (Annexe A)	43
b/ Mesure du courant :(capteur de courant) (Annexe C).....	44
III.3.2 Bloc de commande	45
III.3.3 Bloc d’alimentation :.....	46
III.4.1 Bloc de Puissance.....	47
III.4.1.2 Choix de l’optocoupleur : (Annexe D).....	47
III.4.1.1 Choix du Driver de MOSFET (Annexe E) (fin).....	47
III.4.1.2 Choix du transistor MOSFET : (Annexe F)	48
III.4.1.3 Choix de l’inductance	49
III.4.1.4 Choix de la capacité.....	49
III.4.1.4 Choix de la résistance	49
III.4. Présentation du prototype.....	50
III.5. Résultats et interprétation.....	51
III.5.1 Application de la Méthode de Mikihiko Matsui	51
III.5.2 Application de la Méthode P&O et INC-CON	53

III.6. Problèmes rencontrés	54
III.7. Conclusion	55
CONCLUSION GÉNÉRALE	56

Bibliographie

Annexes

Résumé

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1: <i>composants du rayonnement solaire</i> :	7
Figure I. 2: Courbe de déclinaison du soleil	9
Figure I. 3: Schéma synoptique général d'une installation photovoltaïque	9
Figure I. 4: Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque (Modèle a une diode)	10
Figure I. 5 : Panneau photovoltaïque	14
Figure I. 6: Modèle à une diode du panneau photovoltaïque	15
Figure I. 7: caractéristique I(V) et P(V) d'une cellule PV	15
Figure I. 8: Les différentes zones de Caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque	16
Figure I. 9: Comparaison entre le datasheet et le modèle à une diode du panneau photovoltaïque.....	16
Figure I. 10: La caractéristique $I=f(v)$ et $P=f(V)$ en fonction de température.....	17
Figure I. 11: La caractéristique $I=f(v)$ et $P=f(V)$ en fonction de l'éclairement.....	17

Chapitre II

Figure II. 1 : Courbe caractéristique de puissance d'un GPV.	20
Figure II. 2: Schema du IDD Boost.....	21
Figure II. 3: Boost quadratique mono interrupteur.....	22
Figure II. 4: Double Boost cascade	23
Figure II. 5 :Schéma de principe d'un convertisseur Boost	24
Figure II. 6 – (a) : Diagramme BOOST en position 1 (b) : Diagramme BOOST en position 2.....	24
Figure II. 7 : ondulation du courant d'inductance	25
Figure II. 8: Ondulation de la tension aux bornes du condensateur	26
Figure II. 9: Schéma de principe du convertisseur MPPT.....	29
Figure II. 10 : Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal.....	30
Figure II. 11: Principe de la première commande MPPT numérique.....	31
Figure II. 12: Explication qualitative des mécanismes de Boost et opération de répartition de la tension de lien V_{OUT}	34
Figure II. 13 : la tension de sortie du convertisseur avec MPPT Mikihiko Matsui.....	34
Figure II. 14: Caractéristique PPV (VPV) d'un panneau solaire	35
Figure II. 15: Algorithme type de la méthode P&O.....	36
Figure II. 16: Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.....	36
Figure II. 17: la tension de sortie du convertisseur avec MPPT P&O.....	37
Figure II. 18: Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de $dPPV/dVPV$ sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de $\Delta IPV/\Delta VPV$ sur la caractéristique de courant (b)...	37
Figure II. 19: Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance. .	38
Figure II. 20: la tension de sortie du convertisseur avec MPPT IncCond	38
Figure II. 21: Modèle SIMULINK du générateur PV +hacheur avec une commande MPPT.....	38

Chapitre III

Figure III. 1:Le système GPV muni d'un convertisseur MPPT.....	41
Figure III. 2: Le capteur de tension.....	43
Figure III. 3 : Schéma des capteurs LV25-P avec circuit à base d'amplificateur.	43

Figure III. 4 Réalisation pratique d'une platine de mesure de tension à base du LV25-P.....44

Figure III. 5: le capteur de courant45

Figure III. 6/ / Programmeur PICKIT 2 avec description de ces différents pins.....46

Figure III. 7 : schema typon de l'alimentation47

Figure III. 8: Broches du 4N35.....47

Figure III. 9: Schéma d'une application typique de IR2110.....48

Figure III. 10 : Schéma d'une application de MOSFET49

Figure III. 11 :Circuit pratique contient l'hacheur+optocoupleur+driver.....49

Figure III. 12 : Représentation globale de notre prototype sur ISIS.....50

Figure III. 13 : Signal PWM généré par le PIC16F877a pour $V_p=10v$51

Figure III. 14: Signal PWM généré par le PIC16F877a pour $V_p=17v$51

Figure III. 15 : Signal PWM aux bornes de l'optocoupleur avec un calibre de 5v.....52

Figure III. 16 : Signal de sortie aux bornes de Driver.....52

Figure III. 17Signal de sortie aux bornes du Mosfet (VDS).....53

Figure III. 18Tension de sortie du convertisseur boost avec un calibre de 50v (isis et oscilloscope)53

Figure III. 19 : Le signal PWM générer par le pic16F877a.....53

Figure III. 20 : La tension de sortie aux bornes de Driver avec un calibre de 5v53

Figure III. 21 : La tension de sortie aux bornes de MOSFT avec un calibre de 20v54

Figure III. 22 :la tension à la sortie de convertisseur boost avec un calibre de 50v54

Tableaux

Chapitre I

Tableau I. 1 : Cahier de charge du panneau photovoltaïque.....	14
--	----

Chapitre II

Tableau II. 1 : Entrées nominales hacheur	27
Tableau II. 2: Rapport cyclique en fonction de V_e	28
Tableau II. 3 : Comparaison entre les 3 méthodes MPPT.....	41

Liste des équations

Chapitre I

Eq I. 1 L'angle entre le vecteur Terre-Soleil	7
Eq I. 2 la déclinaison solaire	8
Eq I. 3 La loi des nœuds (Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque (Modèle à une diode))	10
Eq I. 4 Le courant de jonction	10
Eq I. 5 Le courant dans la résistance R_{Sh}	10
Eq I. 6 Le courant de sortie du panneau PV	10
Eq I. 7 Température de la cellule (K)	11
Eq I. 8 la tension à circuit ouvert V_{OC}	11
Eq I. 9 le courant de court-circuit (ISC).....	11
Eq I. 10 paramètres du modèle analytique	11
Eq I. 11.....	11
Eq I. 12 résistance série.....	11
Eq I. 13 courant de la source.....	12
Eq I. 14 La tension à circuit ouvert.....	12
Eq I. 15 le rendement énergétique d'une cellule par le rapport entre la puissance maximum et la puissance incidente.....	12
Eq I. 16 Le facteur de remplissage	13

Chapitre II

Eq II. 1 La relation entre la tension d'entrée et de sortie de convertisseur 100% Boost.....	22
Eq II. 2 le gain de tension de convertisseur 100% Boost.....	22
Eq II. 3 rapport cyclique de convertisseur 100% Boost.....	23
Eq II. 4 le gain de tension de premier boost pour le convertisseur double boost cascade.....	23
Eq II. 5 le gain de tension de second boost pour le convertisseur double boost cascade.....	23
Eq II. 6 le gain de tension de convertisseur double boost cascade.....	23
Eq II. 7 rapport cyclique de convertisseur double boost cascade.....	24
Eq II. 8 équations de l'état passante de convertisseur boost.....	25
Eq II. 9 équations de l'état bloqué de convertisseur boost.....	25
Eq II. 10 l'expression de la tension de sortie de convertisseur boost.....	26
Eq II. 11 ondulation de courant l'inductance.....	26
Eq II. 12 la tension au borne de l'inductance.....	26
Eq II. 13 le courant au borne de l'inductance.....	26
Eq II. 14 ondulation de courant de l'inductance.....	26
Eq II. 15 expression de l'inductance.....	26
Eq II. 16 courant de condensateur.....	27
Eq II. 17 l'expression de capacité	27
Eq II. 18 rapport cyclique.....	27
Eq II. 19 résistance de la charge.....	27
Eq II. 20 rapport cyclique de convertisseur boost.....	32
Eq II. 21 l'expression de la conductance	36
Eq II. 22 variation élémentaire du conductance.....	37

Nomenclature

δ	La déclinaison solaire
Ω	L'angle horaire
I_L	Courant de l'inductance [A]
I_D	Courant de jonction
I_{Rsh}	Courant Shunt [A]
I	Courant A
I_L	Courant photo-génère par la cellule photovoltaïque
I_o	Courant de saturation de la diode
R_S	Résistance série
R_{Sh}	Résistance parallèle
m	Coefficient d'idéalité de la cellule photovoltaïque
k	Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)
T	Température de la cellule (K)
T_a	température ambiante
E_G	Irradiation solaire
V_{OC}	La tension en circuit ouvert
I_{SC}	Le courant de court-circuit
N_s	Nombre de cellule en Série
N_p	Nombre de cellule en Parallèle
P_{max}	Puissance maximale
η_c	Rendement d'une cellule
L	L'inductance
ff	Facteur de forme
G	Eclairement [W/m ²]
I_{pv}	Courant délivrée par la cellule (PV) A
I_{load}	Courant à travers la charge A
I_{PPM}	Courant au MPP A
I_{ph}	Le courant du photo
I_s	Courant de Saturation A
I_{si}	Courant de Saturation inverse de la diode A
I_c	Courant de Capacité [A]
I_{cc}	Courant de court de circuit [A]
k_i	Coefficient de la température de I_{ph}
P_n	Puissance Nominale [w]
R	Résistance Ω
T	Température absolue de la cellule [K]
T_r	Température référence de la cellule (300°C/K)
V_{MPP}	Tension correspond au maximum de puissance
I_{MPP}	Tension correspond au maximum de puissance
P_{MPP}	Puissance au Point de puissance maximale
V_{sa}	La tension au borne de la capacité une
V_{sb}	La tension au borne de la capacité seconde

V_e	Tension d'entrée du hacheur
V_s	Tension de sortie du hacheur
α_1	Le rapport cyclique de premier boost pour le boost cascade
α_2	Le rapport cyclique de premier boost pour le boost cascade
V_1	Tension intermédiaire
V_L	Tension aux bornes de l'inductance
V_g	Tension de générateur photovoltaïque
v_{out}	Tension de sortie du convertisseur
I_L	Le courant traversant l'inductance
I_C	Le courant traversant le condensateur
R	La résistance
L	L'inductance
C	La capacité
I_{out}	Courant sortie du convertisseur
D	Le rapport cyclique
Δi_L	L'ondulation de courant de l'inductance
G	La conductance
I_{pv}	Le courant délivré par le panneau
V_{pv}	La tension au borne du panneau
ΔI_{pV}	La variation de courant
ΔV_{pV}	La variation de tension
V_{ref}	Tension de référence

Liste des abréviations

AM	Air mass
DC/DC	Continu/Continu
PPM	Point de puissance Maximale
GPV	Générateur Photovoltaïque
NOCT	Nominal Operating Cell Temperature
P&O	Perturbation et Observation
STC	Standard Test Conditions
ff	Facteur de forme.
PID	proportionnelle intégrale dérivé
MPPT	Maximum Power Point Tracking.
Inc-Cond	Incrémentation de la Conductance
MOSFET	Metal Oxide Silicon Field Effect Transition
CS	Convertisseur Statique

Introduction générale

Les énergies renouvelables et en particulier l'énergie photovoltaïque sont devenues des sources très prometteuses dans les ressources énergétiques futures d'un pays, en raison tout d'abord de sa nature propre, mais également en raison de la diminution des réserves des ressources conventionnelles (pétrole, gaz, etc.), de la croissance démographique et économique de ce pays incitant à produire plus d'énergies électriques.

De plus, pour subvenir aux besoins en énergie de la société actuelle, il est nécessaire de trouver des solutions adaptées et de les diversifier. Actuellement, il y a principalement deux façons possibles d'agir :

- La première est de diminuer la consommation en générale des consommateurs et d'augmenter la productivité des centrales énergétiques en améliorant leur efficacité.
- La deuxième méthode consiste à développer de nouvelles sources d'énergie. Des recherches sont en cours dans le domaine de la fusion nucléaire qui, éventuellement, pourrait être une solution énergétique du futur, mais l'avenir de cette filière est encore lointain.

Dans l'immédiat, nous disposons de ressources en énergie renouvelable inépuisables que nous sommes en mesure d'exploiter de plus en plus facilement et proprement. Les techniques d'extraction de la puissance de ces ressources demandent des recherches et des développements plus approfondis visant à fiabiliser, abaisser les coûts (de fabrication, d'usage et de recyclage) et augmenter l'efficacité énergétique.

Parmi ces nouvelles énergies apparaissent l'énergie éolienne et l'énergie photovoltaïque (qui sera étudiée dans ce mémoire).

Par rapport à d'autres sources d'énergie, l'énergie photovoltaïque est une bonne option car elle est disponible pendant une large période, à la différence du vent qui produit souvent plus d'énergie la nuit que le jour. La demande d'énergie est deux fois moins importante que le jour. Dans le passé, le coût de l'énergie solaire était d'environ trois fois le coût de l'électricité issue de sources conventionnelles, ce qui a nui à son développement. La hausse des coûts de l'électricité due à l'augmentation du prix des sources conventionnelles et le problème du réchauffement climatique ont fait que toutes les autres sources d'énergie sont en train d'être examinées de plus près.

Des programmes de recherche et de développement en énergie solaire sont créés dans l'industrie, les universités et les laboratoires. Dans une industrie solaire en plein essor, les progrès de la technologie ne peuvent être que l'accroissement de l'efficacité qui réduira le coût de l'énergie solaire et permettra sa plus grande expansion.

Les panneaux solaires ou photovoltaïques sont l'élément de base de tout système photovoltaïque. Ils sont constitués de cellules photosensibles reliées entre elles. Chaque cellule convertit les rayons provenant du Soleil en électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les panneaux photovoltaïques ont une caractéristique électrique spécifique qui est donnée par le fabricant sous forme de courbes. Ces courbes représentent généralement l'évolution du courant et de la puissance par rapport à la tension du panneau. La caractéristique électrique du panneau est de nature non linéaire et possède un point particulier appelé « Point de Puissance Maximale » (en anglais "Maximum Power Point" MPP). Ce point est le point de fonctionnement optimal pour lequel le panneau opère à sa puissance maximale. L'énergie photovoltaïque dépend donc fortement des

conditions climatiques et de la localisation du site, ce qui rend la position du MPP variable dans le temps et donc difficile à situer.

Dans la plupart des systèmes de production d'énergie photovoltaïque, nous trouvons une technique ou un algorithme particulier nommé « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) qui se traduit par, poursuite du point de puissance maximale. Cette technique, comme son nom l'indique, traque le MPP dans le temps et permet de tirer le maximum de puissance que le panneau est apte à fournir. Le MPPT vise à améliorer et à optimiser l'exploitation des systèmes photovoltaïques. Il permet de faire un gain qui peut atteindre 25% d'où son importance. Techniquement, le MPPT fait appel à une interface entre le panneau et la charge qui est généralement un dispositif de conversion de puissance.

Ainsi, nous présentons dans ce projet la réalisation d'une commande MPPT numérique basée sur trois algorithmes, en faisant une réalisation par le biais d'un microcontrôleur PIC16F8777a d'une commande MPPT.

Parmi les avantages et inconvénients d'une installation photovoltaïque [1], nous trouvons, tout d'abord, pour les avantages :

- D'abord une haute fiabilité. L'installation ne comporte pas de pièces mobiles qui la rendent particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux.
- Ensuite, le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliWatt au MégaWatt.
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite pas de combustible.
- La technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, si ce n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

Concernant les inconvénients, nous pouvons citer :

- La fabrication du module photovoltaïque qui relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % (soit entre 10 et 15 MW/km² par an) avec une limite théorique pour une cellule de 28%.
- Tributaire des conditions météorologiques.
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru.

Ainsi, l'objectif principal de notre travail sera de modéliser et de simuler un système photovoltaïque alimentant un hacheur survolteur dans l'environnement Matlab/Simulink et de trouver et appliquer un algorithme ou une loi de commande efficace et optimale permettant d'extraire le maximum de puissance disponible. Ajoutons à cela l'étude et la réalisation d'une unité regroupant l'algorithme MPPT et la gestion de l'énergie transmise du panneau photovoltaïque à la charge. Cette unité permettra d'améliorer la commande de l'interface de puissance et aussi d'optimiser le transfert de l'énergie dans un système photovoltaïque. Concrètement, l'unité en question est un convertisseur DC/DC (hacheur) commandé par un microcontrôleur. L'utilisation des microcontrôleurs programmables de plus en plus puissants et efficaces permettant de concevoir facilement une telle unité réduisant l'encombrement du dispositif.

Pour cela, la structure du mémoire sera décomposée comme suite :

- Dans le premier chapitre, nous ferons une étude sur les générateurs photovoltaïques où nous présenterons tout d'abord le principe de l'effet photovoltaïque, la cellule PV et ses paramètres. Ensuite, nous ferons un rappel sur les générateurs photovoltaïques et leurs performances.
- Dans le deuxième chapitre, nous présenterons un dispositif électronique pour la poursuite de point de puissance connu sous l'appellation anglo-saxon Maxim Power Point Tracking (MPPT) ayant pour tâche de tirer le maximum de puissance d'un GPV. Il sera détaillé avec un bref aperçu sur les différentes stratégies des MPPT qui existe déjà, ainsi qu'un rappel sur les hacheurs les plus utilisés à savoir les hacheurs BOOST.
- Dans le dernier chapitre, nous présenterons les résultats des tests expérimentaux et nous montrerons les différents unités de prototypes fabriqués au laboratoire afin de valider les études théoriques présenté au chapitre 2.

Chapitre I

Modélisation de la cellule photovoltaïque

I.1 Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée, il pourrait couvrir plusieurs milliers de fois notre consommation globale d'énergie. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis longtemps à mettre à profit cette énergie importante et diffusée sur l'ensemble de la planète, il est arrivé à réaliser ce but par le moyen dit cellule photovoltaïque.

Cette énergie solaire est disponible en abondance sur toute la surface terrestre, et malgré une atténuation importante lorsqu'elle traverse l'atmosphère, la quantité qui reste est encore assez importante quand elle arrive au sol. On peut ainsi compter sur 10 000 w/m² crête dans les zones tempérées et jusqu'à 14 000 W/m² lorsque l'atmosphère est faiblement polluée [1.1] et [1.2].

Ainsi, pour comprendre le fonctionnement de cette énergie et en optimisant son utilisation, nous allons présenter dans ce chapitre un bref rappel sur le principe de la cellule photovoltaïque puis sur le générateur solaire photovoltaïque et leurs performances.

I.2 Effet photovoltaïque

Lorsqu'un matériau semi-conducteur est exposé à la lumière du soleil, les atomes exposés au rayonnement sont "bombardés" par les photons. Sous l'action de ce bombardement, les électrons des couches électroniques supérieures (appelés électrons des couches de valence) ont tendance à être « arrachés » :

Si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau. L'énergie cinétique du photon est alors transformée en énergie thermique.

Par contre, dans les cellules photovoltaïques, une partie des électrons ne revient pas à son état initial. Les électrons "arrachés" créent 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 [1.3].

L'effet photovoltaïque constitue ainsi la conversion directe de l'énergie du rayonnement solaire en énergie électrique au moyen de cellules généralement à base de silicium. Pour obtenir une puissance suffisante, ces cellules sont reliées entre elles et constituent le module solaire.

I.3 Rayonnement solaire

Le rayonnement solaire est une propagation d'une onde de longueur qui varie entre 0.2 et 4.10⁻⁶ [m]. Il arrive au sol après la perte d'une grande partie de son intensité. Il existe plusieurs types de rayonnement, à savoir :

- **Le rayonnement direct**

est un rayonnement qui est reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère. Ses rayons sont parallèles entre eux. Ils peuvent être mesurés par un pyromètre.

- **Le rayonnement diffus**

est constitué par la lumière diffusée par l'atmosphère (air, nébulosité, aérosols). Sa diffusion engendre un phénomène qui répartit un faisceau parallèle en une multitude de faisceaux partant dans toutes les directions. Dans le ciel, ce sont à la fois les molécules d'air, les gouttelettes d'eau (nuages) et les poussières qui produisent cet «éclatement» des rayons du soleil. Cela dépend donc avant tout des conditions météorologiques.

- **Le rayonnement réfléchi**

ou l'albédo du sol est le rayonnement qui est réfléchi par le sol ou par des objets se trouvant à sa surface. Ce rayonnement réfléchi peut être important lorsque le sol est particulièrement réfléchissant (eau, neige).

- **Le rayonnement global**

est la somme de tous les rayonnements reçus, y compris le rayonnement réfléchi par le sol et les objets qui se trouvent à sa surface. Il est mesuré par un pyromètre ou un Solari mètre sans écran. Rayonnement Globale = rayonnement direct + rayonnement diffus + rayonnement réfléchi.

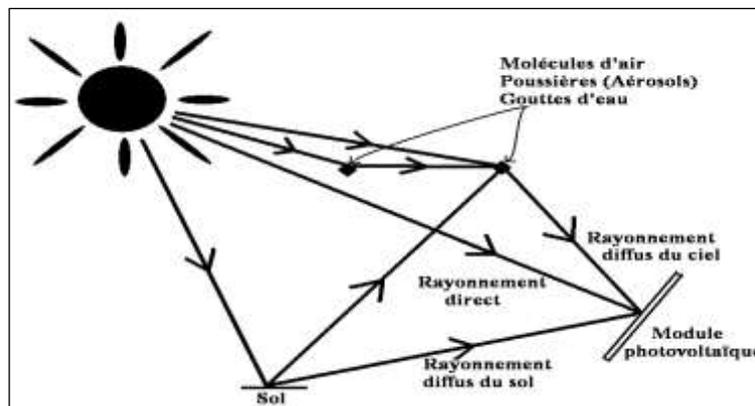


Figure I. 1: composants du rayonnement solaire

I.4 Influence de la déclinaison solaire

L'angle entre le vecteur Terre-Soleil et le plan équatorial est désigné par la déclinaison solaire δ calculé par la formule suivante [I. 4] :

$$\delta = 23.45 * \sin\left(\frac{360}{365}\right) * (N + 284) \quad \text{Eq I. 1}$$

N : étant le nombre de jours de l'année (1=N pour le 1er Janvier).

I.4.1 Azimut et Élévation

Pour des installations dans l'hémisphère Nord, nous choisissons la convention suivante : azimut négatif le matin (90° pour un soleil à l'Est), nul à midi (0° au Sud), et positif après-midi (90° à l'Ouest). L'élévation α varie de 0° pour un soleil sur l'horizon jusqu'à 90° pour un soleil au zénith.

Les coordonnées solaires (α, γ) dépendent du jour de l'année, de l'heure de la journée (on considère l'heure solaire locale) et de la latitude du lieu considéré. Ces trois paramètres sont définis comme suit :

- ✓ La localisation géographique (négative dans l'hémisphère Sud).
- ✓ δ étant la déclinaison, varie au cours de l'année de $-23,45^\circ$ au 21 décembre à $+23,45^\circ$ au 21 juin. C'est l'angle entre la position du soleil sur l'écliptique et l'équateur céleste.
- ✓ Ω étant l'angle horaire, évolue de 15° toutes les heures. Il vaut -45° à 9h du matin, 0° à midi solaire et $+90^\circ$ à 18h.

Ainsi, les formules qui permettent de calculer ces paramètres sont données comme suite [I. 5] :

$$\delta = 23.45 * \sin\left(\frac{360}{365}\right) * (n - 81) \quad \text{Eq I. 2}$$

$$\Omega = (h - 12)$$

$$\alpha = (\sin\varphi \sin\delta + \cos\varphi \cos\delta \cos\Omega)$$

Avec :

n : numéro du jour de l'année.

h : heure solaire locale

I.4.2 Exemple : Influence de la déclinaison solaire sur la ville de TLEMCCEN

L'élévation solaire a été réalisée en utilisant les données recueillies dans une zone dans le nord-ouest de l'Algérie, exactement dans la wilaya de Tlemcen.

La wilaya se situe à l'extrémité nord-ouest du pays et occupe l'Oranie occidentale. Elle s'étend du littoral au Nord à la steppe au Sud et constitue un paysage diversifié où on rencontre quatre ensembles physiques distincts du nord au sud (Monts des Trara et Sebâa Chioukh, Un ensemble de plaines agricoles, monts de Tlemcen qui font partie de la grande chaîne de l'Atlas tellien qui traverse l'Algérie et les hautes plaines steppiques au sud avec des altitudes variant de 842m à 1200m (plateau de Lalla-Seti).

La wilaya de Tlemcen a un Longitude égal à -1.316° et un Latitude de 34.88° .

Latitude " ϕ "= 48.8827 (Tlemcen). Nous obtenons en utilisant SunEarthTools.com la figure suivante :

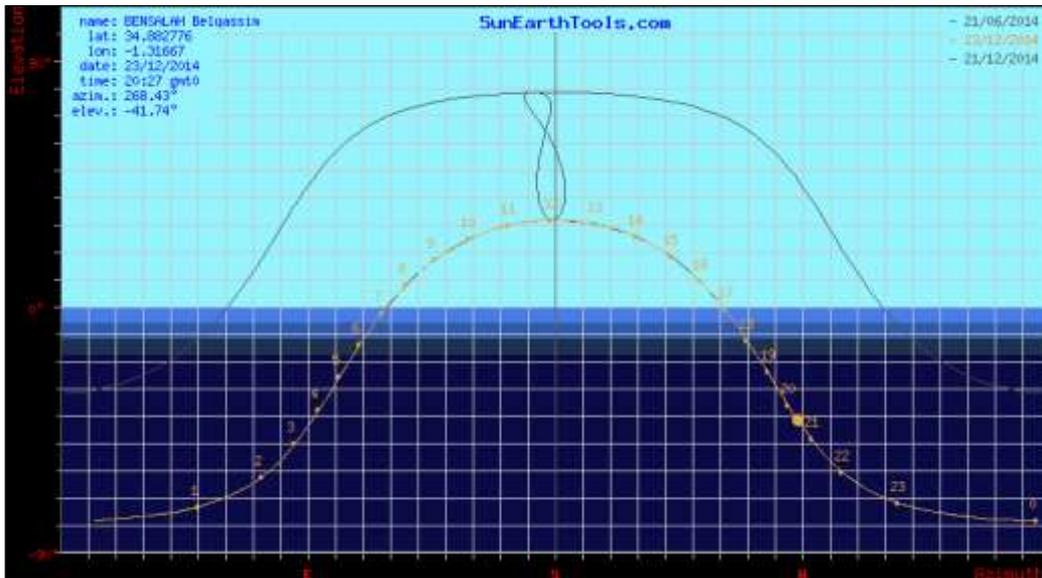


Figure I. 2: Courbe de déclinaison du soleil [I. 6]

I.5 CONFIGURATIONS DES SYSTEMES PV

Généralement, une installation photovoltaïque comprend les éléments suivants :

- un générateur photovoltaïque,
- un convertisseur statique continu / continu (DC/DC),
- un convertisseur statique continu / alternatif (DC/AC),
- un système de régulation et de stockage,
- et une source auxiliaire d’appoints.

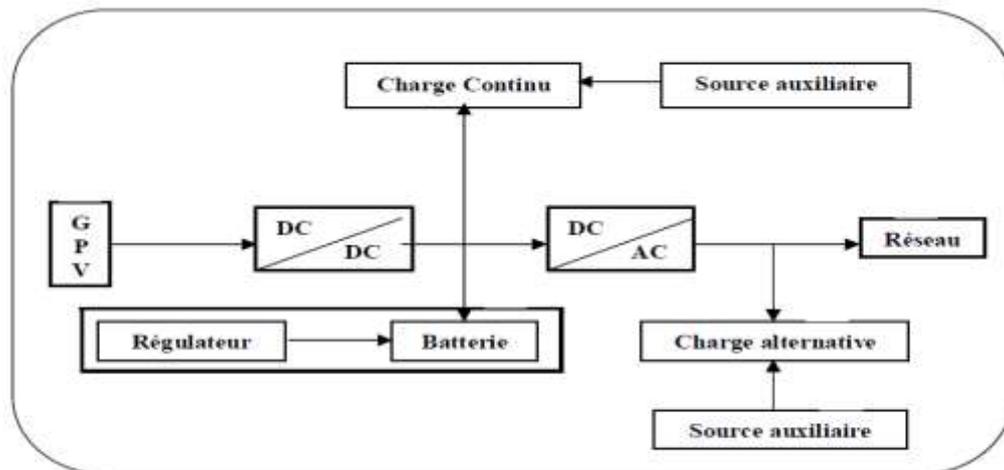


Figure I. 3: Schéma synoptique général d’une installation photovoltaïque

I.6 Modèle et circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque

Dans la littérature, il existe plusieurs modèles de cellule photovoltaïque dont le but est l'obtention de la caractéristique courant-tension I-V pour l'analyse et l'évaluation des performances des modules photovoltaïques. Ces modèles diffèrent entre eux par la procédure et le nombre de paramètres intervenants dans le calcul de la paire courant-tension [1.7]

Le circuit équivalent que nous retenons dans notre travail est donné par la Figure 1.4.

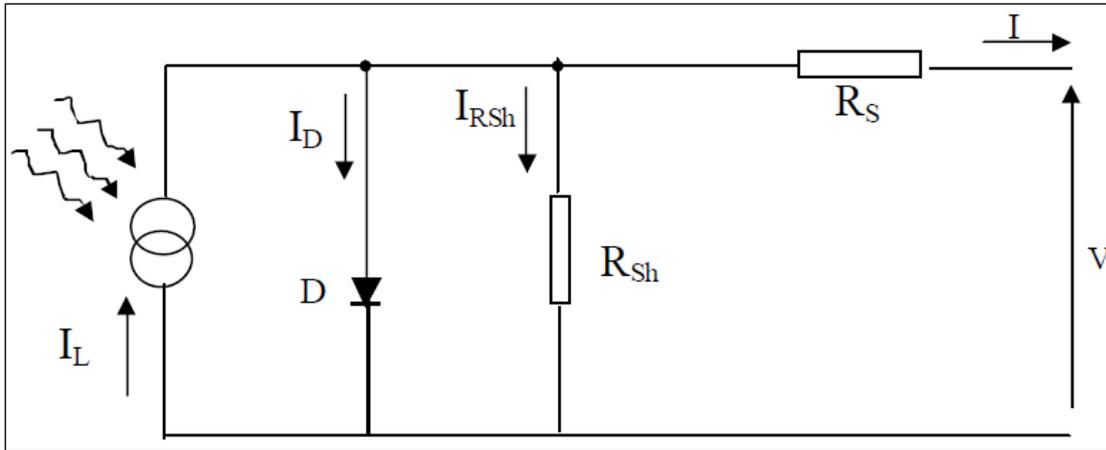


Figure 1. 4: Circuit électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque (Modèle à une diode)

La loi des nœuds nous permet d'écrire la relation suivante :

$$I_L = I_D + I_{RSh} + I \quad \text{Eq 1. 3}$$

A partir de ce circuit, nous obtenons les équations qui nous permettent d'obtenir la caractéristique I-V de la cellule photovoltaïque.

Le courant de jonction I_D est donné par :

$$I_D = I_0 \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_S)}{m k T} \right) - 1 \right] \quad \text{Eq 1. 4}$$

Le courant dans la résistance R_{Sh} est donné par :

$$I_{Rsh} = \frac{V + I R_S}{R_{sh}} \quad \text{Eq 1. 5}$$

A partir de l'équation (I.3), nous obtenons l'expression de la caractéristique I-V du modèle choisi :

$$I = I_L - I_D - I_{Rsh} = I_L - I_0 \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_S)}{m k T} \right) - 1 \right] - \frac{V + I R_S}{R_{sh}} \quad \text{Eq 1. 6}$$

Avec

I_L : Courant photo-génère par la cellule photovoltaïque sous éclairément donné (A)

I_0 : Courant de saturation de la diode ou courant à l'obscurité (A)

R_S : Résistance série de la cellule photovoltaïque (Ω), qui traduit le phénomène de résistance de contact (métallisation de la grille avant et la face arrière), de la couche de base et de la zone avant de la cellule solaire [1. 8]

R_{Sh} : Résistance parallèle ou shunt (Ω), qui rend compte d'effets tels que le courant de fuite par les bords de la cellule [1.8] :

m : Coefficient d'idéalité de la cellule photovoltaïque

k : Constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T : Température de la cellule (K) avec $T = T_a + EG * \left(\frac{Noct-20}{800}\right)$ Eq 1. 7

Où :

T_a : température ambiante.

$Noct$: Condition de température nominale de fonctionnement de la cellule qui est donnée par le constructeur (45°C).

EG : irradiation solaire.

Pour un éclairage et une température donnés, les cinq paramètres : m , I_0 , R_S , I_L , et R_{Sh} peuvent être déterminés à partir des données suivantes qui sont la tension en circuit ouvert V_{OC} , le courant de court-circuit (I_{SC}), la tension et le courant au point de maximum de puissance V_m et I_m ainsi que les deux résistances série et shunt R_S et R_{Sh} qui sont déterminées à partir des deux pentes des tangentes à la caractéristique I-V au voisinage de V_{OC} et de I_{SC} données par :

$$\left(\frac{dV}{dI}\right) \Big|_{V \approx V_{OC}} = -R_{S0} \quad \text{Eq 1. 8}$$

et

$$\left(\frac{dV}{dI}\right) \Big|_{I \approx I_{SC}} = -R_{sh0} \quad \text{Eq 1. 9}$$

Ainsi, les cinq paramètres du modèle analytique choisi sont donnés par les relations suivantes [1. 9] :

$$m = \frac{V_m + I_m \cdot R_{S0} - V_{OC}}{V_t \cdot \left[\ln\left(I_{SC} - \frac{V_m}{R_{sh}} - I_m\right) - \ln\left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{sh}}\right) + \left(\frac{I_m}{I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{sh}}}\right) \right]} \quad \text{Eq 1. 10}$$

$$I_0 = \left(I_{SC} - \frac{V_{OC}}{R_{sh}}\right) * \exp\left(\frac{V_{OC}}{m \cdot V_t}\right) \quad \text{Eq 1. 11}$$

$$R_S = R_{S0} - \frac{m \cdot V_t}{I_0} \exp\left(-\frac{V_{OC}}{m \cdot V_t}\right) \quad \text{Eq 1. 12}$$

$$I_L = I_{SC} * \left(1 + \frac{R_S}{R_{sh}}\right) + I_0 * \left(\exp\left(\frac{I_{SC} \cdot R_S}{m \cdot V_t}\right) - 1\right) \quad \text{Eq 1. 13}$$

1.7 Paramètre des cellules photovoltaïques

Les paramètres des cellules photovoltaïques (I_{CC} , V_{C0} , P_{max} , η_c , ff), extraits des caractéristiques courant-tension, permettent de comparer différentes cellules éclairées dans des conditions identiques. Ainsi, nous avons :

I.7.1 Courant de court-circuit I_{CC}

Il s'agit du courant obtenu en court-circuitant les bornes de la cellule ($V=0$). Il croît linéairement avec l'intensité d'illumination de la cellule et dépend de la surface éclairée, de la longueur d'onde du rayonnement, de la mobilité des porteurs et de la température.

Ce qui nous donne $I_{cc}(V=0) = I_L$.

I.7.2 Tension à circuit ouvert V_{CO}

La tension à circuit ouvert est obtenue quand le courant qui traverse la cellule est nul. Elle dépend de la barrière d'énergie et de la résistance shunt. Elle décroît avec la température et varie peu avec l'intensité lumineuse. Nous pouvons écrire :

$$V_{CO}(I=0) = VT \ln\left(\frac{I_L}{I_0} + 1\right) \quad \text{Eq I. 14}$$

I.7.3 Puissance maximale

La puissance fournie au circuit extérieur par une cellule photovoltaïque sous éclairement dépend de la résistance de charge (résistance externe placée aux bornes de la cellule). Cette puissance notée P_{max} est maximale en un point de fonctionnement $P_{max}(I_{max}, V_{max})$ de la courbe courant-tension (courants compris entre 0 et I_{CC} et tension comprise entre 0 et V_{CO}).

I.7.4 Rendement d'une cellule

Nous définissons le rendement énergétique d'une cellule par le rapport entre la puissance maximale et la puissance incidente.

$$\text{Avec :} \quad \eta_c = \frac{P_{max}}{P_s} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{G \cdot S} \quad \text{Eq I. 15}$$

Ou :

P_{max} : Puissance maximale débitée par la cellule photovoltaïque (W)

P_s : est la puissance maximale mesurée dans les conditions STC (Standard Test Conditions), c'est-à-dire sous un spectre du rayonnement AM, à une température de 25°C, et un éclairement de 1000W/ m².

I_{max} : Courant au point de puissance maximale de la cellule photovoltaïque (A)

V_{max} : Tension au point de puissance maximale de la cellule photovoltaïque (V)

G : Eclairement global incident sur la cellule photovoltaïque (W/m²)

S : Surface totale de la cellule photovoltaïque (m²).

I.7.5 Facteur de remplissage

Le facteur de remplissage ou facteur de forme, encore souvent appelé par sa dénomination anglaise (Fill Factor) correspond à la puissance maximale délivrée par la cellule, divisée par le produit $V_{CO} \cdot I_{CC}$, qui correspond à la puissance maximale idéale.

$$ff = \frac{P_{max}}{V_{CO} \cdot I_{CC}} = \frac{V_{max} \cdot I_{max}}{V_{co} \cdot I_{cc}} \quad \text{Eq I. 16}$$

D'après les caractéristiques courant-tension et puissance-tension, nous pouvons déduire d'autres paramètres, qui sont :

- Le courant de court-circuit I_{cc} , qui est le courant débité par la cellule quand la tension à ses bornes est nulle. En pratique, ce courant est très proche du photocourant I_L .
- La tension de circuit ouvert V_{co} , qui est la tension qui apparaît aux bornes de la cellule quand le courant débité est nul.
- Entre ces deux extrêmes, il existe un optimum donnant la plus grande puissance P_{max} ou MPP (Maximum Power Point).

I.8 Cahier de charge

Nous entendons électrification en énergie solaire, la fourniture d'électricité à partir des panneaux solaires sous 17v en courant continu. Le système solaire photovoltaïque est destiné à alimenter une lampe, TV + Démo. Le panneau utiliser doit être certifié et conforme aux normes internationales en vigueur. Le panneau doit prévoir une durée d'utilisation de 4h/j.

I.8.1 Types de panneaux photovoltaïques : multi cristallins

Nous avons décidé d'utiliser le Module SLP080-12 (société SOLARLAND) pour valider nos simulations. Les panneaux photovoltaïques multi cristallins ont comme avantage principal :

- ✓ Un meilleur rendement
- ✓ Une Structure double verre, longue durée de vie (> 30 ans)
- ✓ Une Technologie innovante : suppression des soudures cellules
- ✓ Une Excellente résistance aux conditions climatiques extrêmes (forte humidité, chaleur)
- ✓ Sans effet PID
- ✓ Un Module 100% recyclables
- ✓ Une Très faible dégradation de la puissance dans le temps
- ✓ Une Certifiés IEC 61215 et 61730 avec cadre
- ✓ Un Esthétisme soigné

L'objectif est d'obtenir une puissance maximale à l'aide de commande MPPT pour alimenter notre charge. Le tableau suivant nous donne les caractéristiques de ce panneau.

Eléments	symbole	valeurs	unité
température nominale de fonctionnement de la cellule	NOCT	45	Degré °C
Température référence	T_{ref}	273	Kelvin
Court-circuit température actuelle	k_i	0.7e-3	/
Température de références cellulaires	T_r	300	Kelvin
Inverses saturation diode courants	I_{OR}	3.047e-7	A
charge électrique dans condensateur	q	1.6021e-19	colombe
Gap Band	E_g	1.11	ev
Paramètre de diodes	A	1.28	m^2
Constante de Boltzmann en	k	1.3854e-23	J / K
Résistance série de cellules par région	r_{scell}	5e-3	Ohm / m^2
Résistance de shunt de cellules par zone	r_{shcell}	50	Ohm / m^2
nombre de cellules en série par module	N_s	4	/
nombre de modules en série	M_s	1	/
nombre de cellules en parallèle par module	N_p	9	/
nombre de modules en parallèle	M_p	1	/
$C_{radiation}$	STC radiation	1000	/

Tableau I. 1 : Cahier de charge du panneau photovoltaïque

La figure suivante montre le schéma global du panneau solaire dans Matlab

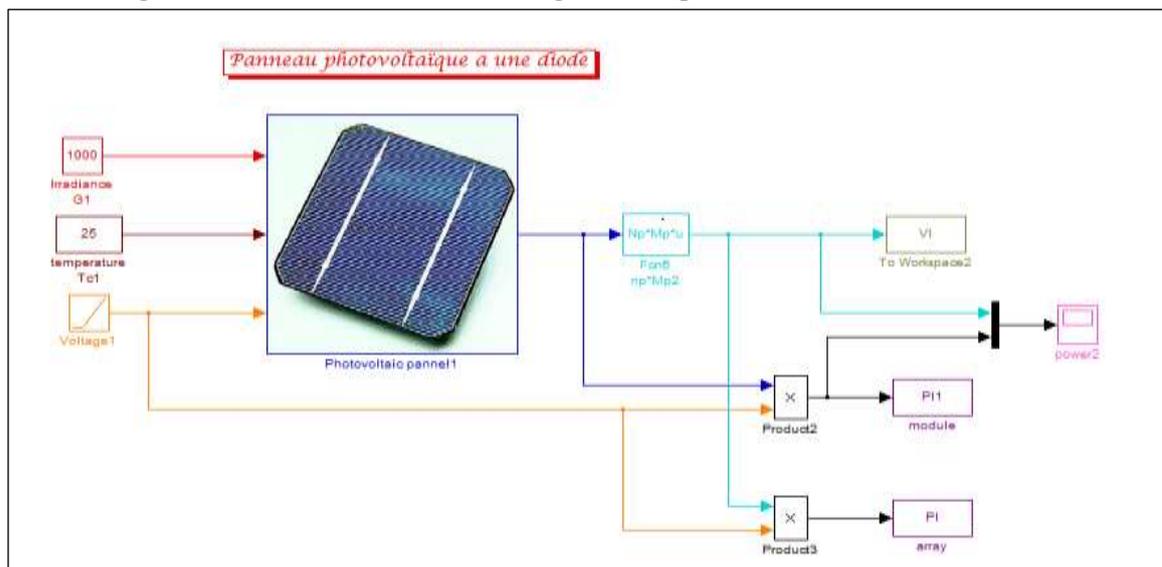


Figure I. 5 : Panneau photovoltaïque

En cliquant sur la figure du panneau photovoltaïque, nous avons le modèle à une diode du panneau solaire.

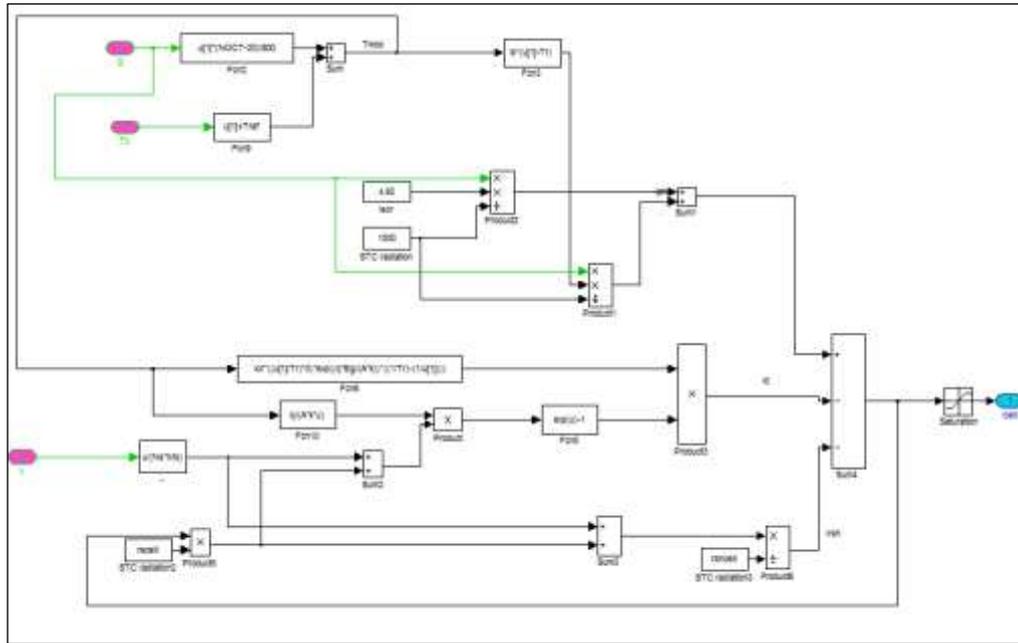


Figure I. 6: Modèle à une diode du panneau photovoltaïque

Après simulation nous obtenons les caractéristiques de la tension en fonction du courant et les caractéristique de la tension en fonction la puissance pour une température de 25C° et une radiance de 1000W/m².

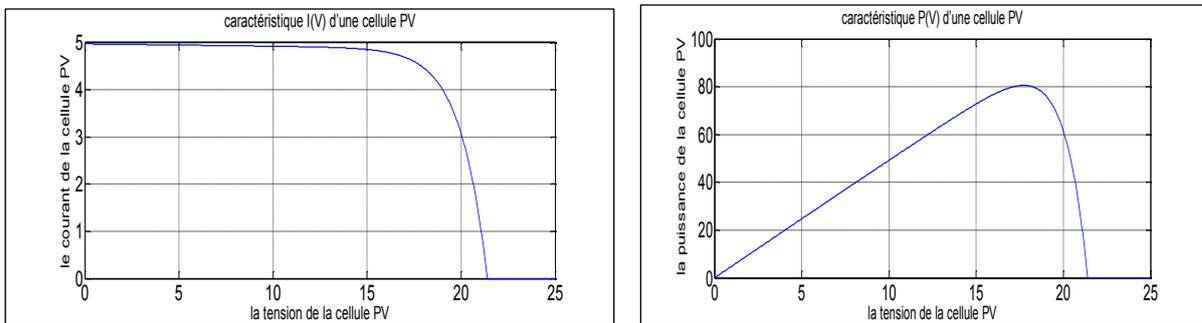


Figure I. 7: caractéristique I(V) et P(V) d'une cellule PV

Ainsi, les différentes zones de la caractéristique $I=f(V)$ d'un générateur photovoltaïque est donné par la figure I.8.

Sachant que la caractéristique fondamentale du générateur photovoltaïque donnée pour un éclairage et une température donnée, n'impose ni le courant ni la tension de fonctionnement, seule la courbe $I=f(V)$ est fixée. C'est la valeur de la charge aux bornes du générateur qui va déterminer le point de fonctionnement du système photovoltaïque. La figure (1.8) représente trois zones essentielles :

- a) **Zone (1)** : où le courant reste constant quelle que soit la tension. Dans cette zone, le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant.

- b) **Zone (2)** : correspondant au coude de la caractéristique, la région intermédiaire entre les deux zones précédentes, représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal (caractérisé par une puissance maximale) peut être déterminé.
- c) **Zone (3)** : qui se distingue par une variation de courant correspondant à une tension presque constante, dans ce cas le générateur est assimilable à un générateur de tension.

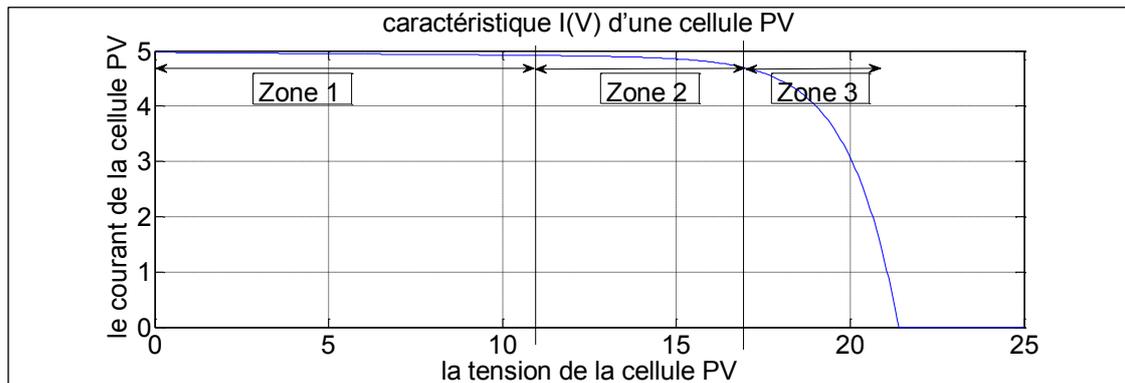


Figure I. 8: Les différentes zones de Caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque

Afin de valider notre modèle, nous l'avons comparé avec le datasheet, présenté par les deux figures ci-dessous :

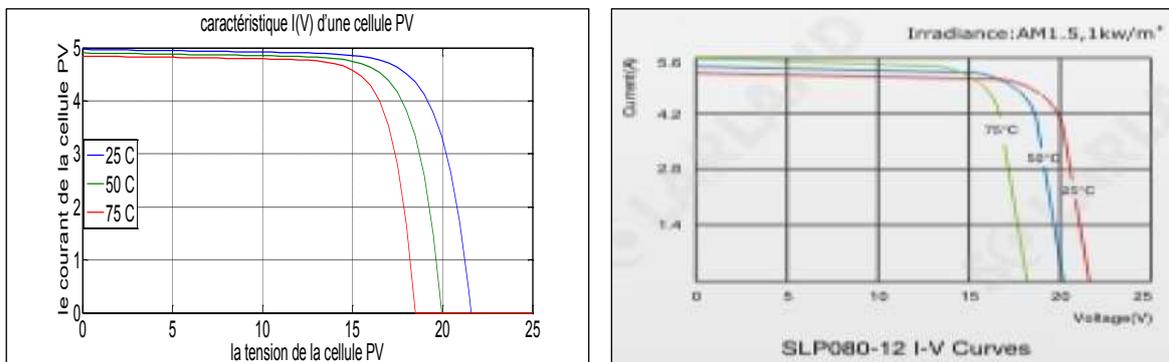


Figure I. 9: Comparaison entre le datasheet et le modèle à une diode du panneau photovoltaïque

Nous constatons que les deux courbes sont similaires. Donc, le modèle mathématique du panneau adopté reflète bien la réalité et donne une bonne approximation du panneau. Cela, va nous aider à réguler le système panneau photovoltaïque.

I.9 Influence de l'éclairement et la température sur les courbes $I=f(V)$ et $P=f(V)$

I.9.1 Variation de la température

La figure (I.10) montre l'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$. Il est essentiel de comprendre l'effet de changement de la température d'une cellule solaire sur la caractéristique $I=f(V)$.

Nous remarquons que le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, mais la température influence négativement sur la tension de circuit ouvert. Quand la température augmente la tension de circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur diminue.

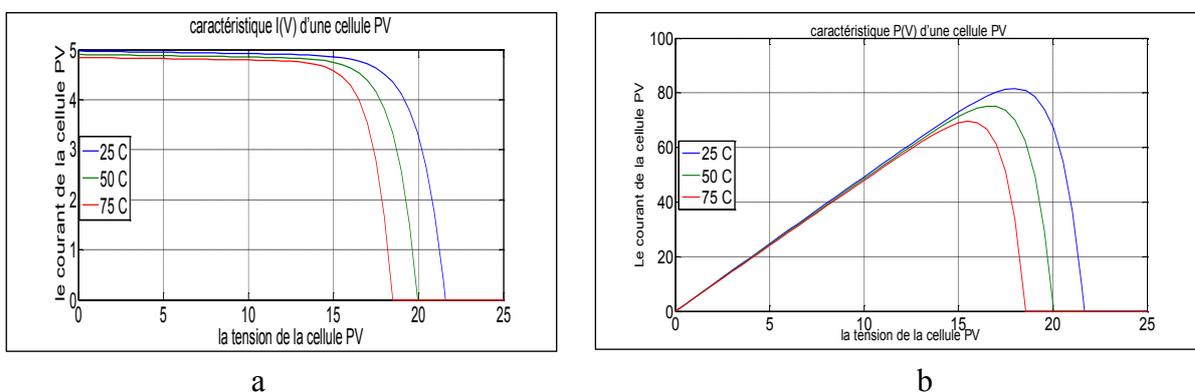


Figure I. 10: La caractéristique $I=f(v)$ et $P=f(V)$ en fonction de température

I.9.2 Variation du rayonnement solaire

La première figure (I.11) a, montre l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$ à une température constante, nous constatons que le courant subit une variation importante, par contre, la tension varie légèrement.

De plus, la deuxième figure (I.11) b, illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui se traduit par une augmentation de la puissance lorsque l'éclairement augmente.

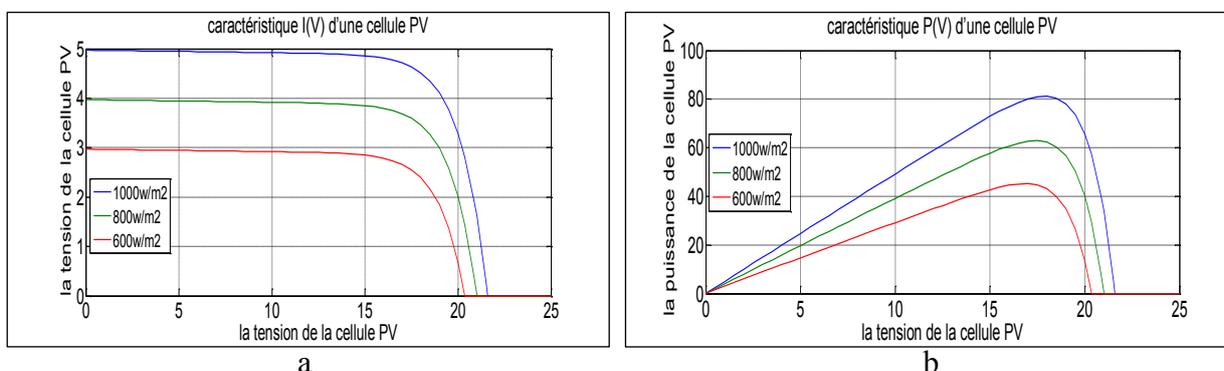


Figure I. 11: La caractéristique $I=f(v)$ et $P=f(V)$ en fonction de l'éclairement

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases indispensables à la compréhension du panneau photovoltaïque. Nous avons rappelé quelques notions sur le rayonnement solaire, leurs différents types, nous avons ensuite expliqué le fonctionnement des cellules photovoltaïques et leurs caractéristiques principales.

Dans ce qui suit on va alimenter un convertisseur avec panneau photovoltaïque continu/continu qui est régler par commande MPPT pour augmenter le niveau de la tension.

Chapitre II

Commande d'un hacheur pour panneau photovoltaïque

II.1. Introduction

La puissance délivrée par un générateur photovoltaïque (GPV) dépend fortement du niveau d'ensoleillement, de la température des cellules, de l'ombrage et aussi de la nature de la charge alimentée. Elle est de ce fait très imprévisible. La courbe caractéristique de puissance du GPV présente un point de puissance maximale MPP (Maximum Power Point) correspondant à un certain point de fonctionnement de coordonnées V_{MPP} pour la tension et I_{MPP} pour le courant (voir figure II.1). Vu que la position du MPP dépend du niveau d'ensoleillement et de la température des cellules, elle n'est jamais constante dans le temps. Un convertisseur à base d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracker) doit donc être utilisé afin de suivre ces changements. Ainsi, un convertisseur à base d'une commande MPPT est un système de conversion de puissance muni d'un algorithme de contrôle approprié permettant d'extraire le maximum de puissance que le GPV peut fournir.

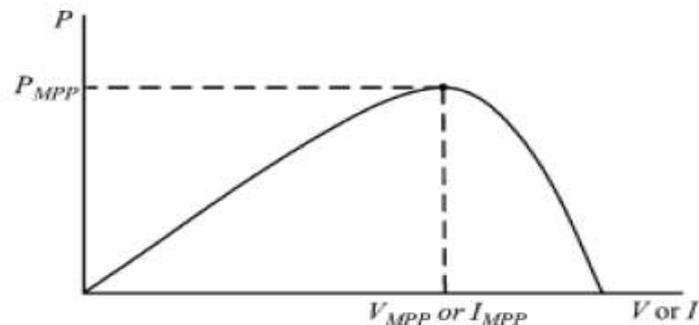


Figure II. 1 : Courbe caractéristique de puissance d'un GPV.

II.2. Types de Hacheur

Il y a plusieurs topologies de Hacheur. Ils sont classés par catégorie selon que la topologie soit isolée ou non isolée.

- Concernant, les topologies isolées, ils emploient un transformateur d'isolement fonctionnant à haute fréquence, elles sont très employées souvent dans les alimentations à découpage. Les topologies les plus connues sont le Flyback, en demi-pont et en pont complet. Dans les applications photovoltaïques (PV), les systèmes de couplage avec le réseau électrique emploient souvent ces types de topologies quand l'isolement électrique est préféré pour des raisons de sûreté [II. 1].
- Concernant, les topologies non isolées, ils ne comportent pas de transformateurs d'isolement. Elles sont généralement utilisées dans l'entraînement des moteurs à courant continu [II. 1]. Ces topologies sont classées en trois catégories :
 - Abaisseurs (Buck);
 - Elévateurs (Boost) (c'est ce qui nous intéresse);

- Elévateurs - Abaisseurs (Buck-Boost)

II.3. Différent structure de hacheur Boost

II.3.1. Double Boost dual entrelacé (IDD Boost)

La première structure est l'IDD Boost (ou double Boost dual entrelacé), elle est présentée sur la Figure II.2. Cette structure présentée dans la thèse [II. 2] permet de réduire le courant moyen dans les inductances et de réduire la tension de dimensionnement des interrupteurs. L'intérêt principal de cette structure est un gain en tension plus important que pour un Boost classique avec le même rapport cyclique. Sa structure se compose de deux Boost dont les entrées sont communes mais dont les sorties sont séparées par la charge. Pour un fonctionnement entrelacé, les interrupteurs sont commandés avec un décalage de $T/2$. La tension de sortie de chaque Boost peut donc être déterminée de façon classique.

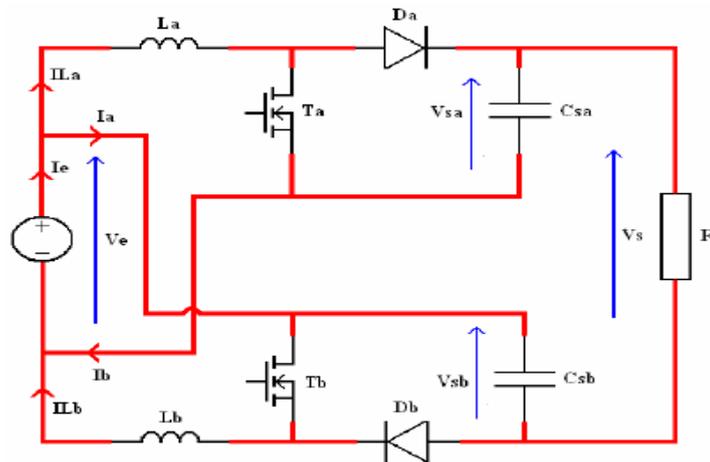


Figure II. 2: Schema du IDD Boost

Les tensions de sortie peuvent donc être écrites sous la forme suivante :

$$V_{sa} = V_{sb} = \frac{V_e}{1 - \alpha}$$

En appliquant la loi des mailles, la tension de sortie sera donnée par l'expression suivante :

$$V_s = V_{sa} - V_e + V_{sb}$$

En remplaçant l'expression de V_{sa} et V_{sb} (eqt II.1) dans II.2, l'expression de V_s devient :

$$V_s = V_e * \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad \text{Eq II. 1}$$

Ainsi, pour un même rapport cyclique, l'IDD Boost possédera un plus grand gain de tension qu'un Boost classique ce qui est un grand avantage.

II.3.2. Boost quadratique mono interrupteur

La deuxième structure que nous allons étudier est une structure originale, le Boost quadratique mono interrupteur (Figure II-3). Sa structure présente le grand avantage d'avoir un seul interrupteur à commander tout en permettant, lorsque le Mosfet est fermé, de stocker de l'énergie dans deux inductances. Lorsque le Mosfet est ouvert l'énergie stockée est transférée vers la charge. Cette structure permet donc d'avoir un gain de tension plus élevé qu'un Boost classique.

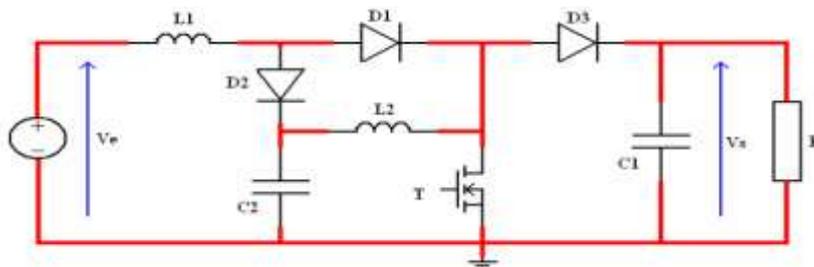


Figure II. 3: Boost quadratique mono interrupteur

Le gain de tension peut s'écrire de la forme suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha)^2} \quad \text{Eq II. 2}$$

Ce gain en tension par rapport à un Boost classique est fortement augmenté pour un rapport cyclique donné. Le rapport cyclique de l'interrupteur peut donc s'écrire :

$$\alpha = 1 - \sqrt{\frac{V_e}{V_s}} \quad \text{Eq II. 3}$$

II.3.3. Double Boost cascade

Théoriquement les gains en tension d'un hacheur Boost ou d'un hacheur à accumulation inductive tend vers l'infini pour un rapport cyclique unitaire. En réalité, ce gain est limité par les résistances séries des composants (inductances et condensateurs) [II. 3]. Par conséquent, ce gain ne pourra pas, ou difficilement, dépasser 5 pour un rapport cyclique de 0,9. La structure du double Boost en cascade consiste en deux Boosts mis l'un après l'autre (Figure II.4). L'utilisation de deux Boosts en cascade permet d'élever la tension d'entrée en deux temps et de ne pas trop solliciter chaque Boost. Le premier Boost élève la tension de V_e à V_1 , puis le second augmente la tension de V_1 vers V_s .

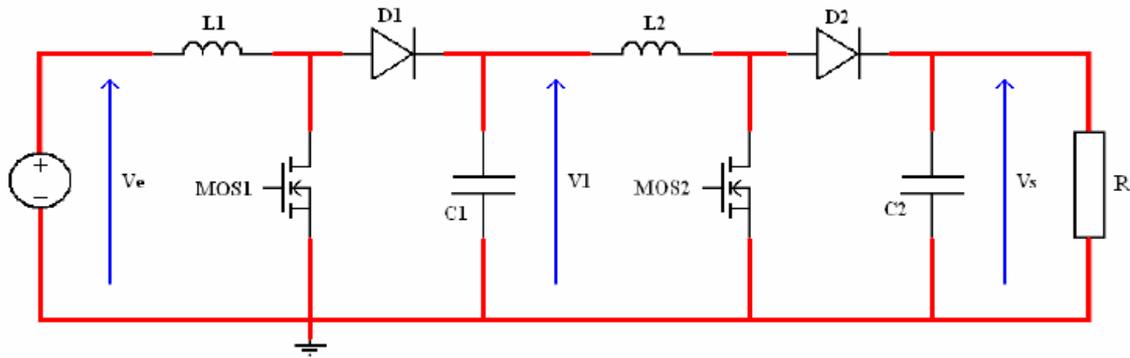


Figure II. 4: Double Boost cascade

En utilisant les équations d'un Boost, on est capable d'exprimer le gain en tension de l'ensemble, à savoir :

Pour le premier Boost nous avons $\frac{V1}{Ve} = \frac{1}{(1-\alpha1)}$ Eq II. 4

et pour le second Boost nous avons $\frac{Vs}{V1} = \frac{1}{(1-\alpha2)}$ Eq II. 5

Le rapport du double Boost en cascade peut donc s'écrire de la forme suivante :

$$\frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{(1-\alpha1)} * \frac{1}{(1-\alpha2)} \quad \text{Eq II. 6}$$

Deux moyens de commandes sont possibles pour piloter cette structure :

- ✓ Soit les deux Boosts ont le même rapport cyclique, dans ce cas le rapport d'élévation de tension est le même que celui du Boost quadratique mono interrupteur. Cette commande permet de répartir le gain en tension global de manière symétrique sur chaque Boost.
- ✓ Soit la tension intermédiaire V_1 est asservie à une valeur fixe. Dans ce cas les deux Boosts fonctionnent à des rapports cycliques différents et le rapport d'élévation de tension reste de la forme générale. La valeur de la tension V_1 doit être définie pour calculer les valeurs des deux rapports cycliques.

Pour un même rapport cyclique, le Boost possédera un plus grand gain de tension qu'un Boost classique, ceci est un avantage.

Ainsi le rapport cyclique des deux interrupteurs peut être déduit par l'équation suivante :

$$\alpha = \frac{V_s - V_e}{V_s + V_e} \quad \text{Eq II. 7}$$

II.3.4. Etude du hacheur survolteur (Boost)

Le principe de fonctionnement du convertisseur survolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur Boost ou hacheur parallèle. La figure (II.5) présente le schéma de principe du convertisseur survolteur [II. 4].

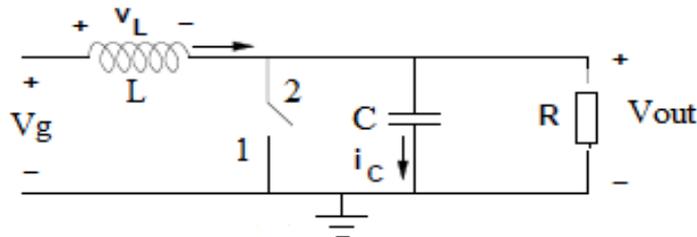


Figure II. 5 : Schéma de principe d'un convertisseur Boost

Déterminer le comportement réel de ce convertisseur, nécessite de connaître en détail son modèle mathématique. Pour cela nous devons faire la représentation du circuit équivalent par les deux états du commutateur et de tirer par la suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie. La figure (II.6) montre les schémas des circuits équivalents d'un convertisseur survolteur dans les deux cas : interrupteur est fermé pendant dT_s et lorsque l'interrupteur est ouvert pendant $(1-d)T_s$

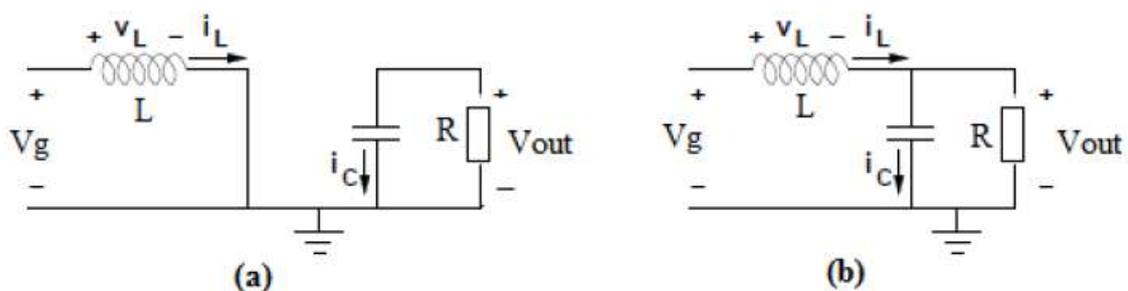


Figure II. 6– (a) : Diagramme BOOST en position 1 (b) : Diagramme BOOST en position 2

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits de la figure (II.6), nous obtenons les systèmes d'équations suivants :

De $[0 \text{ à } DT]$ (état passant) le MOSFET est en position 1, l'inductance stocke le courant provenant de la source et la capacité maintient la tension de sortie utilisant l'énergie précédemment stockée. Pendant ce temps, le courant I_L augmente suivant l'équation suivante :

Pour la première période dT_s :

$$\begin{cases} \mathbf{Vg} = \mathbf{V_L} \\ \mathbf{Ic} = -\frac{\mathbf{Vout}}{\mathbf{R}} \end{cases} \quad \text{Eq II. 8}$$

De $[DT$ a $T]$ (état bloqué) : le MOSFET est en position 2, Lorsque l'interrupteur s'ouvre, le courant dans l'inductance provoque une surtension qui s'ajoute à celle du condensateur. Ainsi, d'après la figure (II.6 (b)) nous avons :

$$\begin{cases} \mathbf{V_L} = \mathbf{Vg} - \mathbf{Vout} \\ \mathbf{Ic} = \mathbf{I_L} - \mathbf{Iout} = \mathbf{I_L} - \frac{\mathbf{Vout}}{\mathbf{R}} \end{cases} \quad \text{Eq II. 9}$$

Par conséquent, les expressions de la tension de l'inductance et le courant du condensateur dans les deux cas de commutation sont évaluées et considéré sur une période de commutation.

A partir des équations II.8 et II.9, la tension moyenne peut être calculée qui est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{Vout} = \mathbf{Vg} \frac{1}{1-D} \quad \text{Eq II. 10}$$

Cependant, il est important de dimensionner l'inductance et la capacité. Pour obtenir les performances données, la figure suivante permet de calculer la valeur de l'inductance. Nous remarquons, à partir de la figure (II.7), que l'ondulation I_L peut être calculée comme suit :

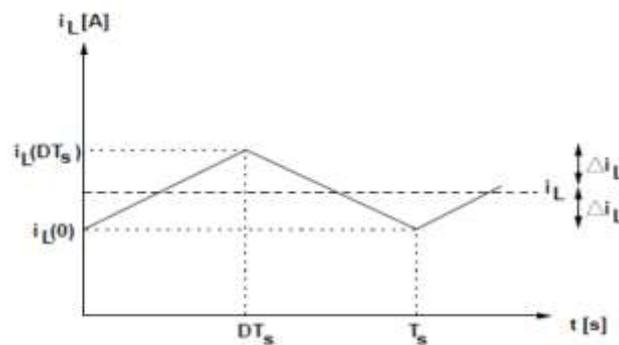


Figure II. 7 : ondulation du courant d'inductance

$$\Delta i_L = \frac{1}{2} \cdot (i_L(DT_s) - i_L) \quad \text{Eq II. 11}$$

La tension aux bornes de l'inductance est déterminée par la pente dans le premier sous-intervalle, qui peut être calculée comme suite :

$$V_L = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad \text{Eq II. 12}$$

$$\frac{V_g}{L} = \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_L(DT_s) = i(0) + \frac{V_g}{L} \cdot (DT_s) \quad \text{Eq II. 13}$$

En appliquant les conditions aux limites dans l'éq ci-dessus, l'expression du courant d'entraînement est comme suit :

$$\Delta i_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_g}{L} \cdot DT_s \quad \text{Eq II. 14}$$

$$L = \frac{V_g}{2 \cdot \Delta i_L} \cdot DT_s \quad \text{Eq II. 15}$$

Suivant l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur (figure (II.8)), nous avons :

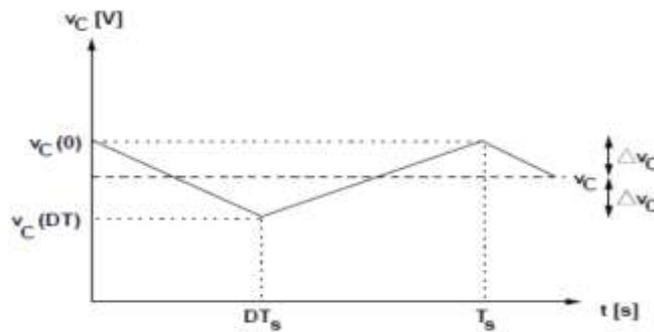


Figure II. 8: Ondulation de la tension aux bornes du condensateur

$$i_c = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt} \quad \text{Eq II. 16}$$

$$\int_{\Delta v_c}^{-\Delta v_c} dv_c = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_c dt$$

$$-2\Delta v_c = -\frac{1}{C} \cdot \frac{V_{out}}{R} \cdot DT_s$$

$$C = \frac{V_{out}}{2\Delta v_c \cdot R} \cdot DT_s \quad \text{Eq II. 17}$$

Détermination des paramètres du hacheur Boost

Le calcul des paramètres du hacheur Boost se fait à l'aide des formules suivantes :

Le rapport cyclique D peut être extrait selon l'expression :

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{G,\max}}{V_{out,\max}} \quad \text{Eq II. 18}$$

La résistance de charge équivalente peut être exprimée comme suit :

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R} \leftrightarrow R = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad \text{Eq II. 19}$$

II.4. Cahier de charge du hacheur

Le hacheur effectue l'interface entre la sortie du module PV et le bus continu. La solution développée doit s'adapter au module photovoltaïque. Les modules actuels sont généralement composés de 36 cellules (17 V).

Le hacheur devra donc être capable de fonctionner pour un cahier de charge présenté par le Tableau.

	36 cellules
Wafer 156 x 156	17V / 5A / 80 W

Tableau II. 1 : Entrées nominales hacheur

Les valeurs du rapport cyclique pour les différents points de fonctionnement sont présentées dans le Tableau II.1. Nous pouvons noter que les rapports cycliques sont plus faibles que pour la structure précédente. Cette structure semble donc plus adaptée à une élévation importante de la tension.

		Valeurs			
		min	typique	Max	
Tension d'entrée	V_e	9	17	36	V
Tension de sortie	V_s	114	215	400	V
Rapport cyclique ($V_s = 400V$)	α	0.85	0.79	0.7	

Tableau II. 2: Rapport cyclique en fonction de V_e

Même pour une tension de 9V en entrée, le rapport cyclique reste inférieur à 0,9 est devrait théoriquement permettre à la structure d'être plus performante avec des tensions faible en entrée.

Donc nous choisissons la tension 17v qui correspond au datasheet de notre panneau et qui donne les mêmes résultats.

II.5. Principe de la MPPT

L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher du maximum de puissance MPP. En général, il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur statique (CS) en fonction de l'évolution des paramètres d'entrée de ce dernier (I et V et par conséquent de la puissance du GPV) jusqu'à se placer sur le MPP.

La figure suivante montre le schéma de principe du convertisseur MPPT relié à un panneau photovoltaïque coté source.

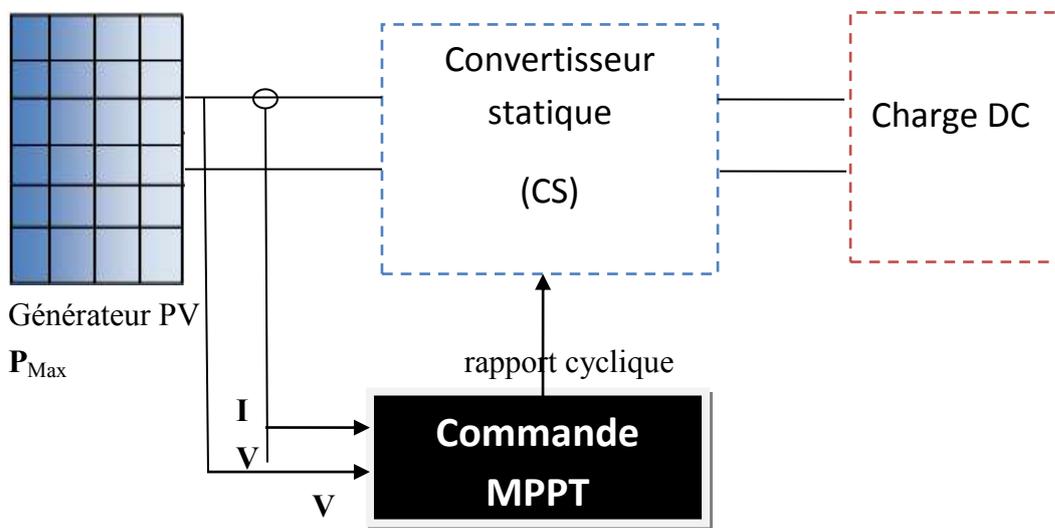
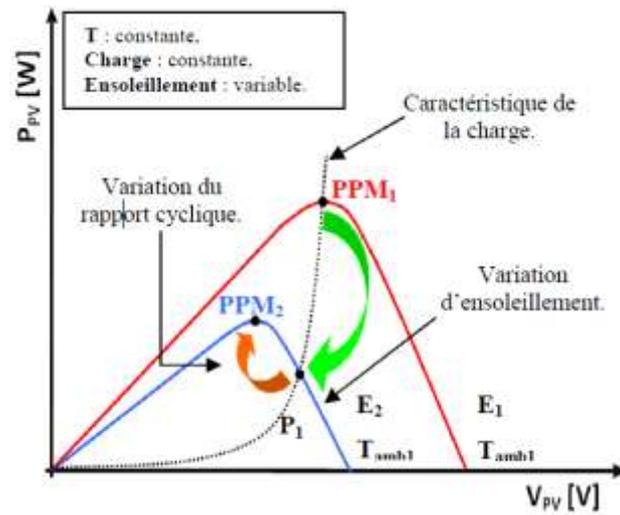
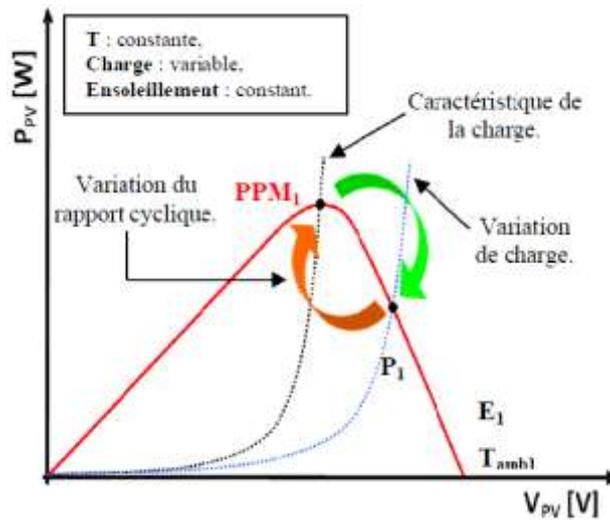


Figure II. 9: Schéma de principe du convertisseur MPPT

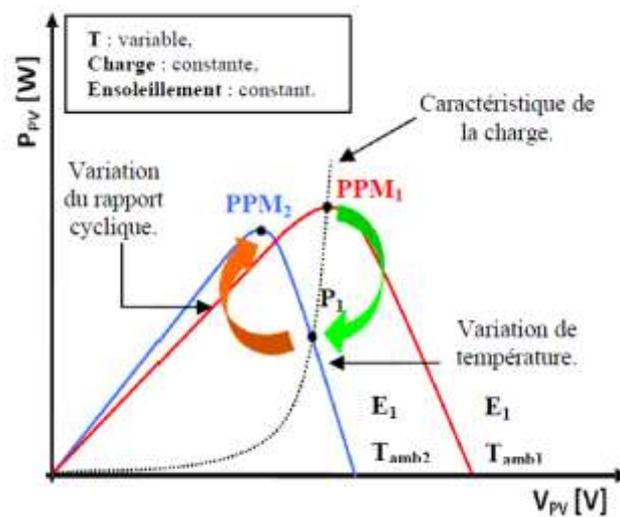
La figure II.10 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximale PPM1 vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum. Pour une variation d'ensoleillement (cas -a-), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Pour une variation de charge (cas -b-), nous pouvons constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action de la commande. Un dernier cas de variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du GPV (cas -c-). Bien qu'il faille également agir au niveau de la commande, cette dernière n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents. En résumé, le suivi du PPM est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée MPPT qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique.



a) suite à une variation d'ensoleillement,



b) suite à une variation de charge,



c) suite à une variation de température.

Figure II. 10 : Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal

II.6. Différents types de commande MPPT

L'algorithme mis en oeuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres. Appliqué initialement au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F. Boehringer [II. 5]. Cette commande est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son point de puissance maximum (PPM). Ce dernier est décrit par la figure II.11 et peut être implanté entièrement en numérique.

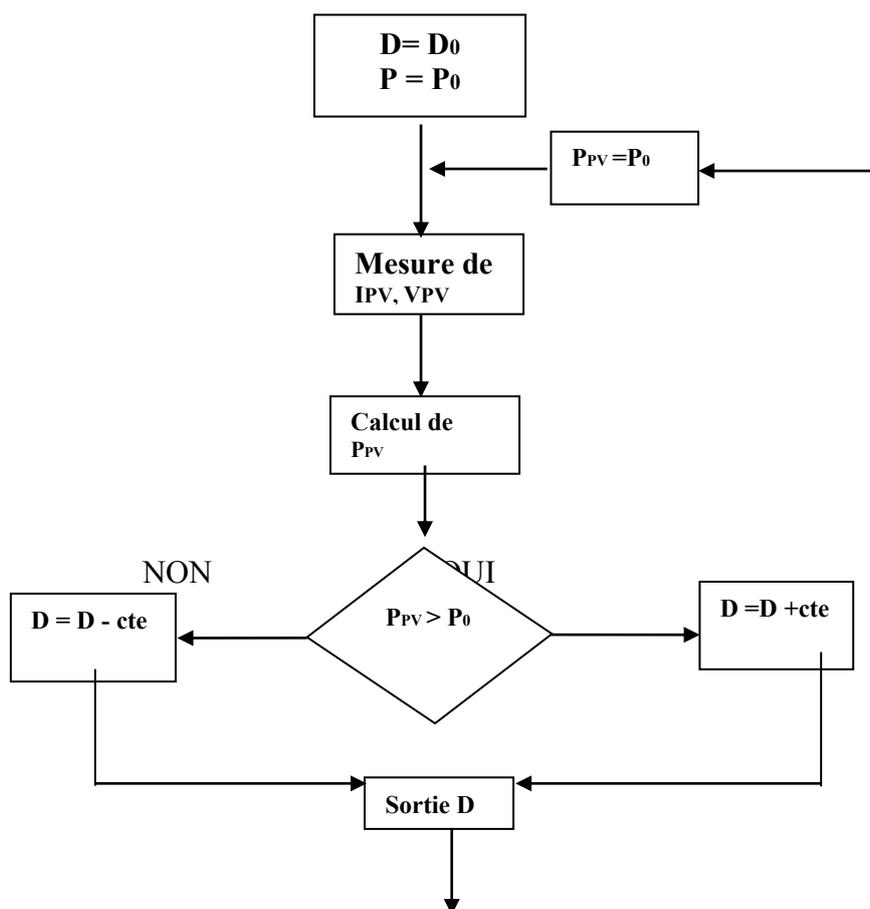


Figure II. 11: Principe de la première commande MPPT numérique. [II. 5]

Cette méthode permet de calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{PV} et V_{PV} , et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Ce principe est toujours valable du point de vue théorique et appliqué de nos jours sur des algorithmes numériques plus performants. Cependant, le temps de réaction a été amélioré ainsi que la précision de la recherche du PPM associée à un certain nombre de précautions pour ne pas perdre le PPM même temporairement.

Il existe plusieurs autres commandes MPPT, parmi eux nous vous présentons :

1. Principe des commandes selon la méthode de “Mikihiko Matsui ”
2. Principe des commandes “Perturb and Observe” (P&O)
3. Principe des commandes “Incrémentation de la Conductance (IncCond)”

II.6.1. Principe de fonctionnement selon la méthode de Mikihiko Matsui [II. 6]

Le principe de fonctionnement du suivi du point optimum dans des conditions stables selon la méthode proposé par Mikihiko Matsui afin d’obtenue la variation du rapport cyclique du hacheur jusqu’à se placer sur le MPP, est donné par l’expression suivante :

$$d^* = 1 - \frac{V_g}{V_{out}^*} \tag{Eq II. 20}$$

La figure.II.12 nous montre le principe de fonctionnement de cette équation qui est basé sur l’hypothèse de la petite perturbation autour du point de fonctionnement à l’état d’équilibre.

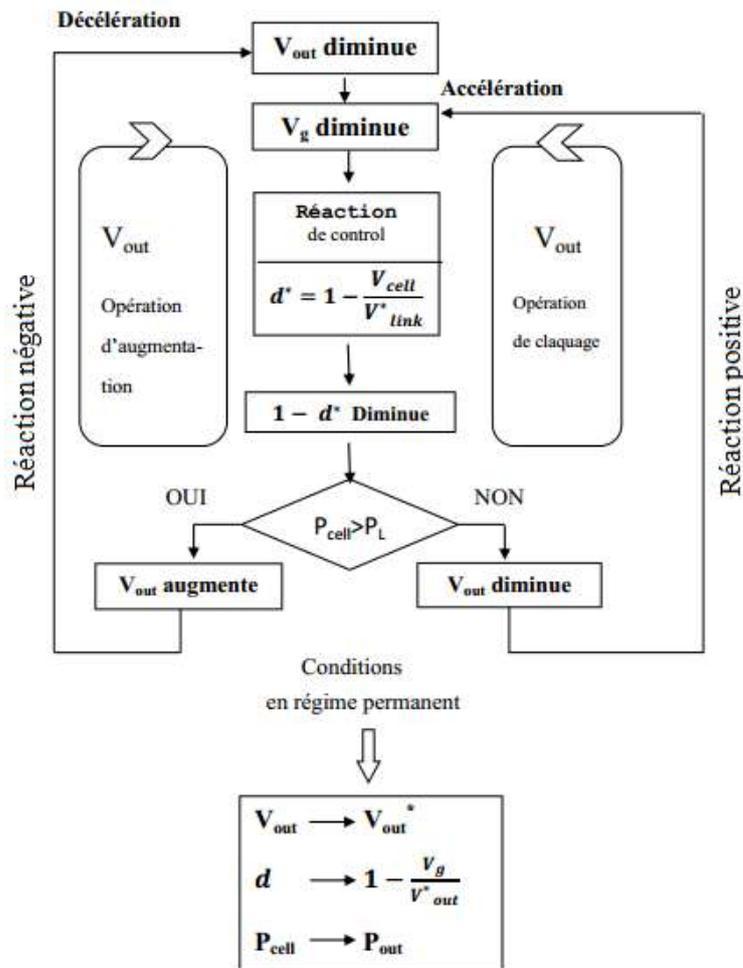


Figure II. 12: Explication qualitative des mécanismes de Boost et opération de répartition de la tension de lien V_{link}

Pour valider notre commande, nous avons simulé le système source continu-hacheur pour une tension d'entrée de 17 [V] et nous voulons à la sortie une tension de 400[V]. La figure II.14 nous donne le résultat de simulation.

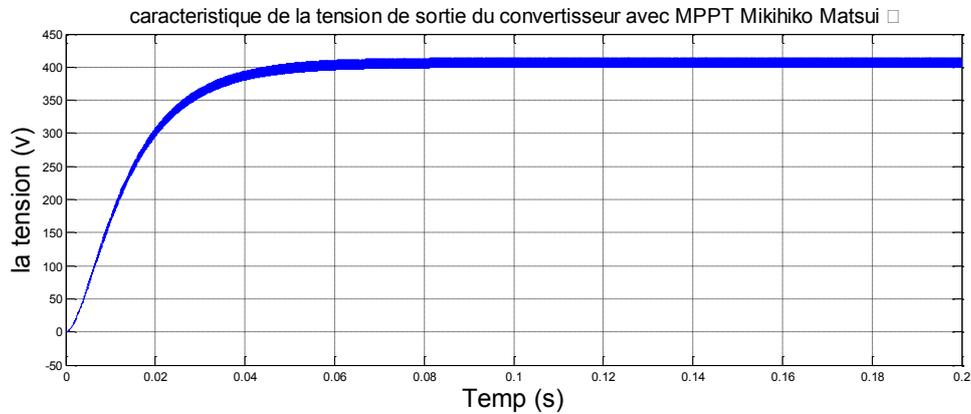


Figure II. 13 : la tension de sortie du convertisseur avec MPPT Mikihiko Matsui

Nous remarquons que la commande proposée par Mikihiko Matsui est rapide et donne de bon résultat.

II.6.2. Principe des commandes “Perturb and Observe” (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type P&O consiste à perturber la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte [II. 7-II. 8] Ainsi, comme l'illustre la figure II.15, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P_{PV}(V_{PV})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance PV augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM.

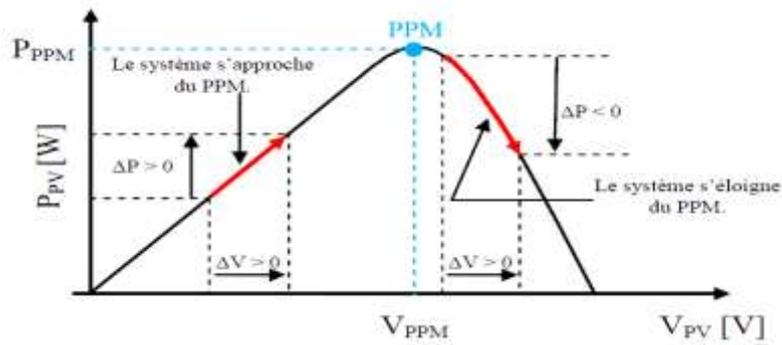


Figure II. 14: Caractéristique PPV (VPV) d'un panneau solaire

La figure II.15 représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant.

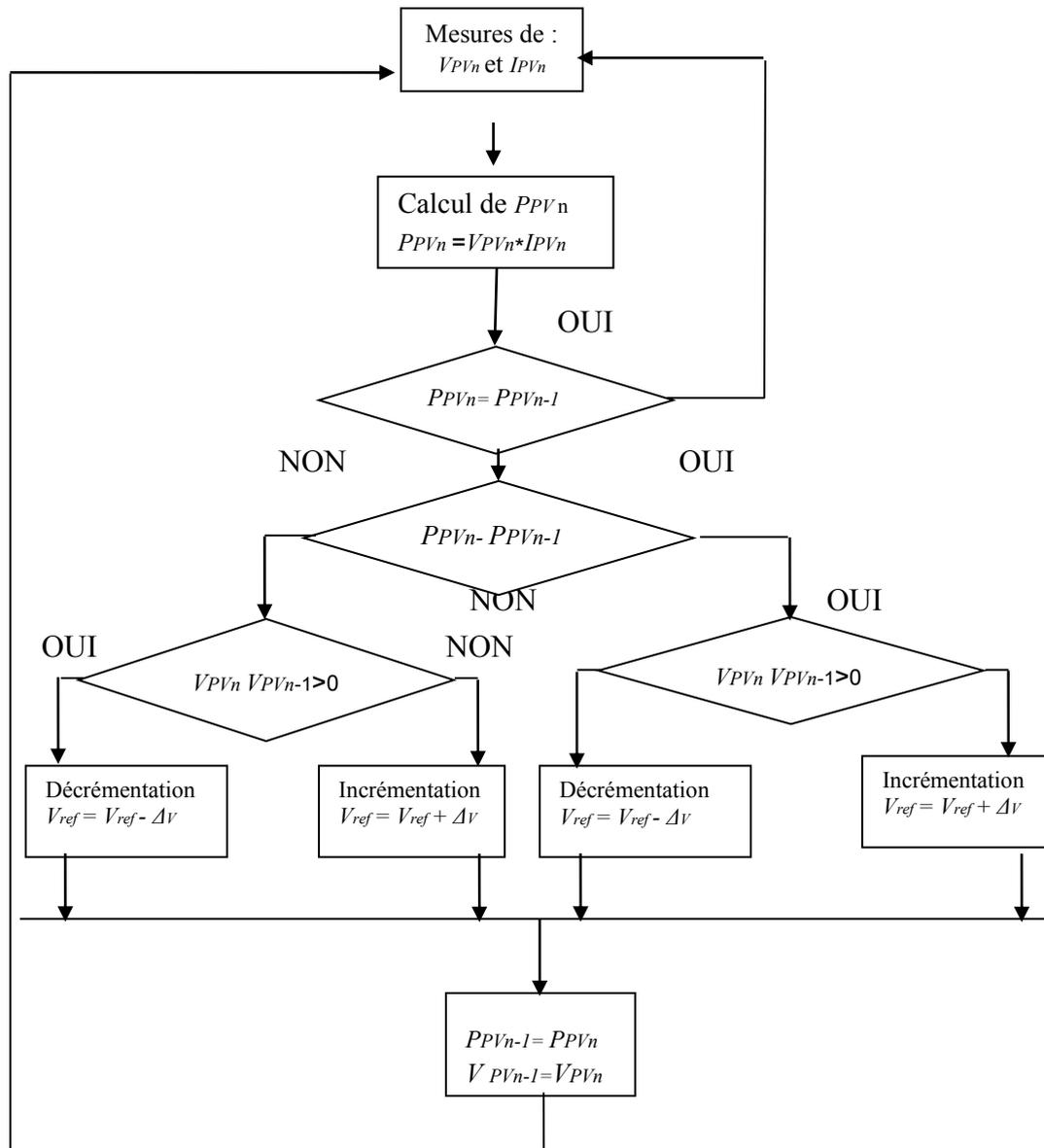


Figure II. 15: Algorithme type de la méthode P&O

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée de par sa facilité d'implémentation. Cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi car la procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la valeur de la variable de perturbation. Cependant, une faible valeur d'incrément ralentit la recherche du PPM, il faut donc trouver un compromis entre précision et rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser.

En effet, il est connu que ce type de commande permet d'obtenir un rendement plus important durant une journée relativement ensoleillée, où le PPM évolue lentement et

proportionnellement au soleil. Par contre pour une journée présentant de forts changements d'irradiations très fréquents, cette commande présente plus de pertes, engendrées par le temps de réponse de la commande pour atteindre le nouveau PPM. En effet, si on analyse en détail ce mode de recherche, il présente des erreurs d'interprétation au niveau de la direction à suivre pour atteindre le PPM lorsque des variations brusques des conditions climatiques et/ou de charge apparaissent, comme cela est décrit sur la figure II.16

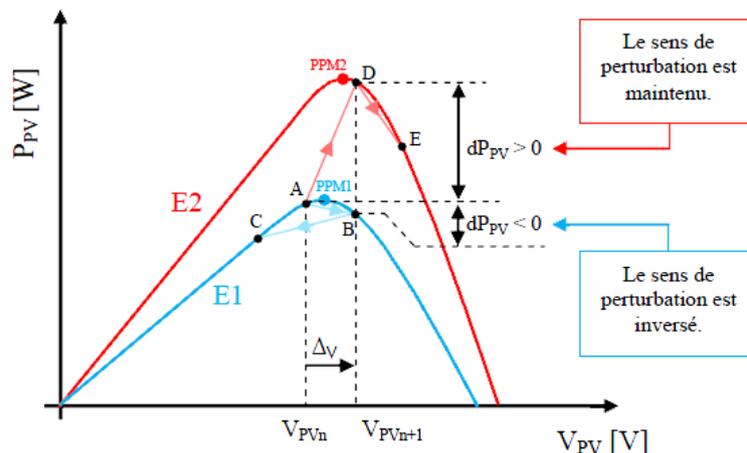


Figure II. 16: Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation

La figure suivante nous montre un bon résultat de simulation de la méthode P&O avec un convertisseur Boost et elle est stable et plus précise mais avec temps de réponse plus lent que la commande proposée par Mikihiro Matsui.

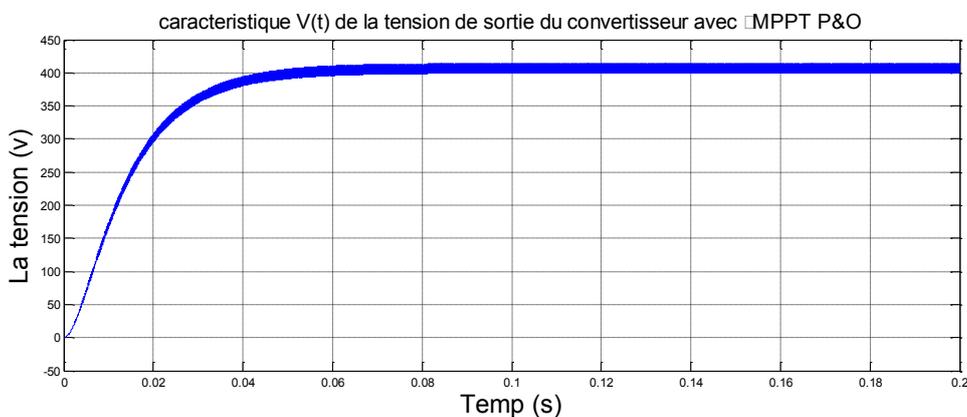


Figure II. 17: la tension de sortie du convertisseur avec MPPT P&O

II.6.3. Principe des commandes Incrémentation de la Conductance (IncCond) [II. 9]

Pour rechercher les PPM, une autre technique existe qui se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM. Ainsi, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \tag{Eq II. 21}$$

La variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad \text{Eq II. 22}$$

L'évolution de la puissance du module (P_{PV}) par rapport à la tension (V_{PV}) donne la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le PPM, si elle est positive, le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite. Ainsi, La figure II.19 permet d'écrire les conditions suivantes :

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

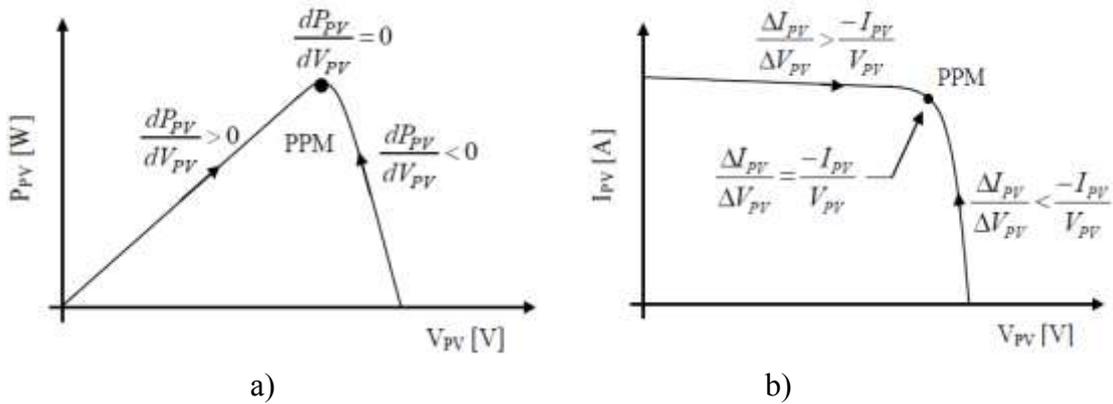


Figure II. 18: Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de dP_{PV}/dV_{PV} sur la caractéristique de puissance (a) et de la valeur de $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$ sur la caractéristique de courant (b).

la dérivée de la puissance dP_{PV}/dV_{PV} peut être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(I_{pv} * V_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} * \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \cong I_{pv} + V_{pv} * \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$$

Ainsi, on peut écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance comme celles données comme suite sur la dérivée de puissance comme suite :

- Si $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ → le point de fonctionnement est à gauche du PPM,
- Si $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ → le point de fonctionnement est sur le PPM,
- Si $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ → le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance (I_{pv}/V_{pv}) avec celle de l'incrément de conductance ($\Delta I_{pv}/\Delta V_{pv}$), comme l'illustre l'algorithme de la figure 2.20. Avec V_{ref} étant la tension de référence et force le GPV à fonctionner à cette valeur. Si, on est au PPM, alors la tension V_{ref} correspond bien à la tension optimale V_{OPT} . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de ΔI_{pv} . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de V_{ref} jusqu'à atteindre le PPM.

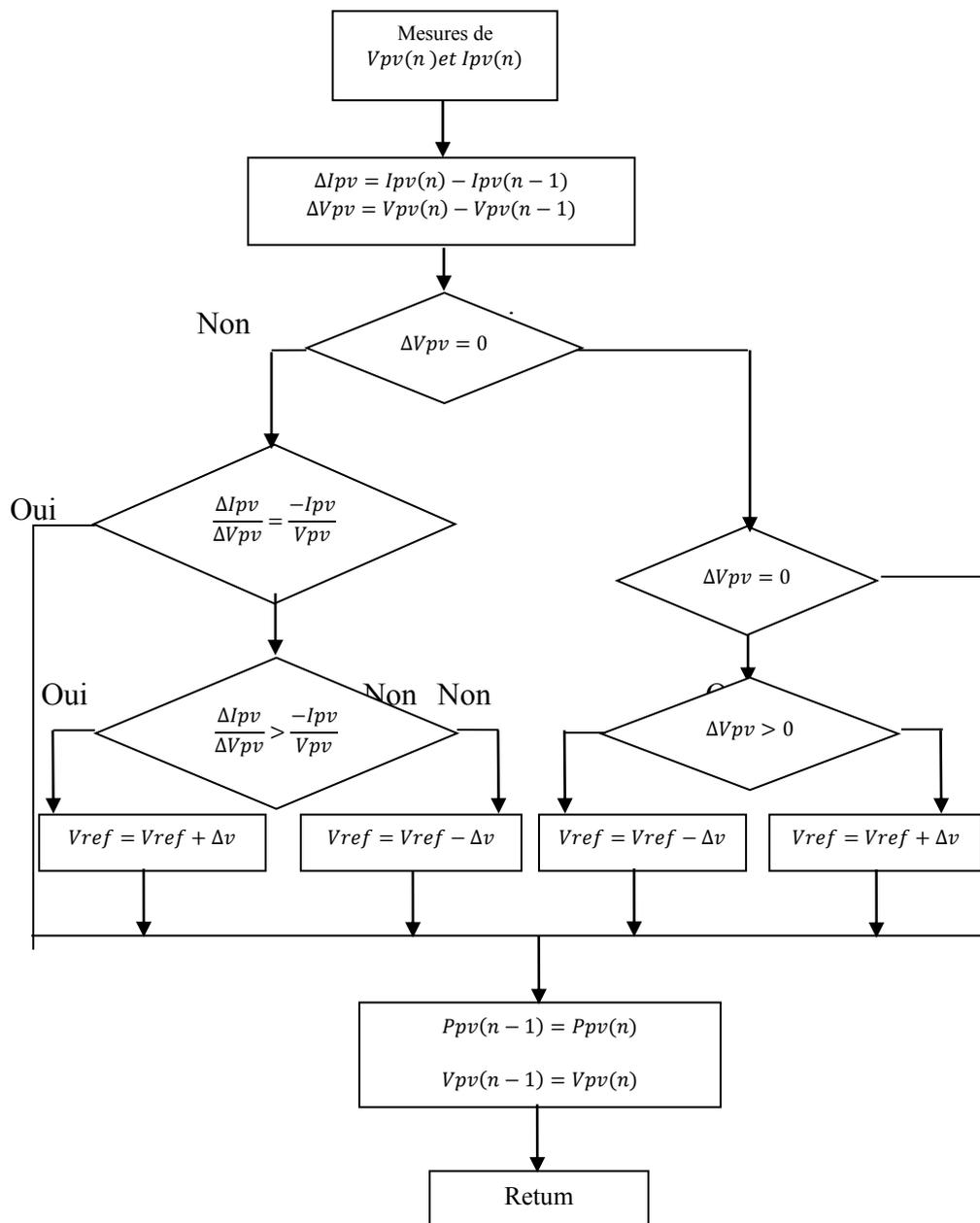


Figure II. 19: Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance.

Selon la figure suivante, on remarque que la méthode IncCond donne un résultat moins précis en simulation avec un convertisseur Boost que la commande proposé par la méthode de Mikihiro Matsui et la méthode P&O, mais avec un temps de réponse plus rapide que la commande P&O.

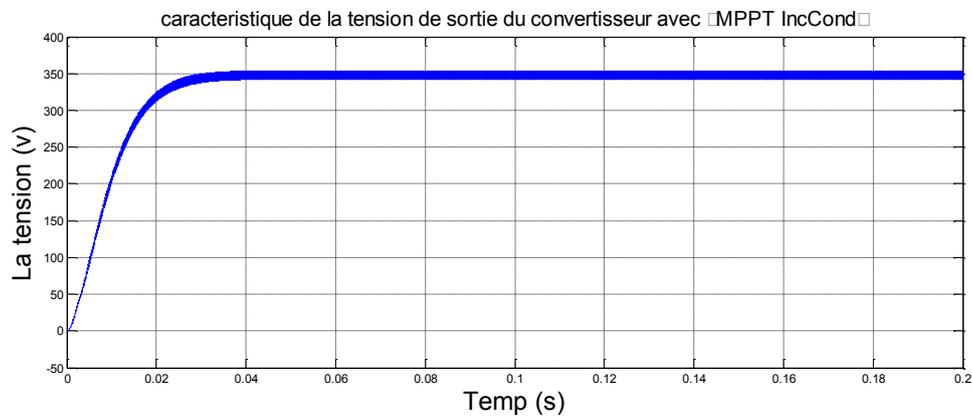


Figure II. 20: la tension de sortie du convertisseur avec MPPT IncCond

La figure suivante montre le modèle complet panneau solaire – hacheur – charge utilisant la toolbox simpower system de Matlab.

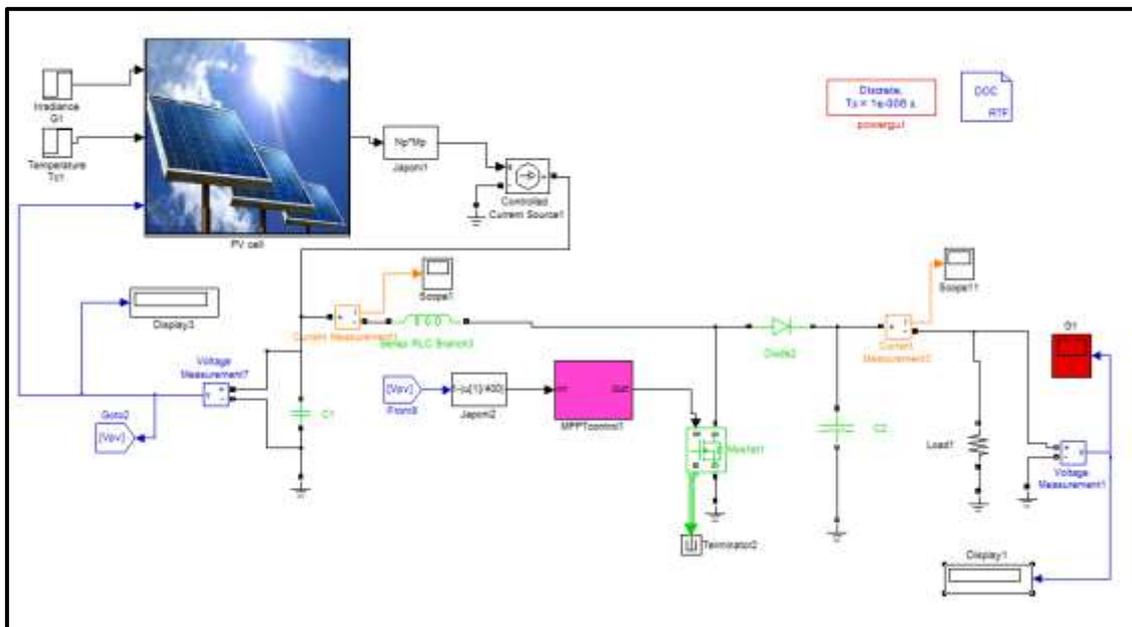


Figure II. 21: Modèle SIMULINK du générateur PV +hacheur avec une commande MPPT

Pour terminer, une synthèse des trois méthodes MPPT est présentée dans le tableau II.5.

	Mikihiko Matsui	P&O	Inc-Cond
Variation lente de l'ensoleillement E	-Temps de réponse plus rapide		Faible retard de réponse -Ondulation pour PS du à la fluctuation du rapport cyclique
Variation brusque de l'ensoleillement E	-Poursuite du MPP	-Elle n'a pas pu suivre exactement la pente de la variation de E	- Poursuite du MPP
Variation de T	Correcte poursuite variation de T Présence des ondulations Inconvénient pour la traction MPP	Retard de réponse très élevée Poursuite correcte- Variation de T	Faible retard de réponse très élevé Correcte poursuite variation de T Présence des ondulations Inconvénient pour la traction MPP
Base de la recherche	Sur la tension	Sur la tension	Sur la tension et courant

Tableau II. 3 : Comparaison entre les 3 méthodes MPPT

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude d'un hacheur de type BOOST et présenté les différentes méthodes MPPT utilisées pour la commande de ce hacheur, tel que la méthode de Mikihiko Matsui, la méthode de la perturbation et observation et la méthode de l'incrémentement de la Conductance. Ces commandes MPPT utilise directement la tension et/ou le courant du panneau photovoltaïque pour chercher le point de fonctionnement correspondant à la puissance maximale.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les différentes étapes suivies pour la réalisation de notre prototype avec une validation de nos résultats obtenus à travers nos différentes platines mises en œuvre.

Chapitre III

Réalisation d'un prototype Utilisant la commande MPPT

III.1. Introduction

La réalisation d'un convertisseur de type hacheur élévateur utilisant une commande MPPT sera proposé. Pour réaliser cette commande, nous avons opté pour une électronique numérique à base de microcontrôleur sachant qu'elle contient plusieurs avantages comme :

- Un nombre de composants réduit, ce qui implique un encombrement, un coût et un poids moindres.
- Une robustesse vis-à-vis des perturbations.
- Leur utilisation est souple : les paramètres de réglage sont modifiés par programmation de préférence que par la modification du câblage dans la régulation analogique.
- On peut améliorer l'algorithme implémenté.
- La possibilité d'utiliser facilement des algorithmes complexes.

III.2. Description du système

Le système photovoltaïque connecté à un convertisseur utilisant une commande MPPT est représenté par de la figure 3.1.

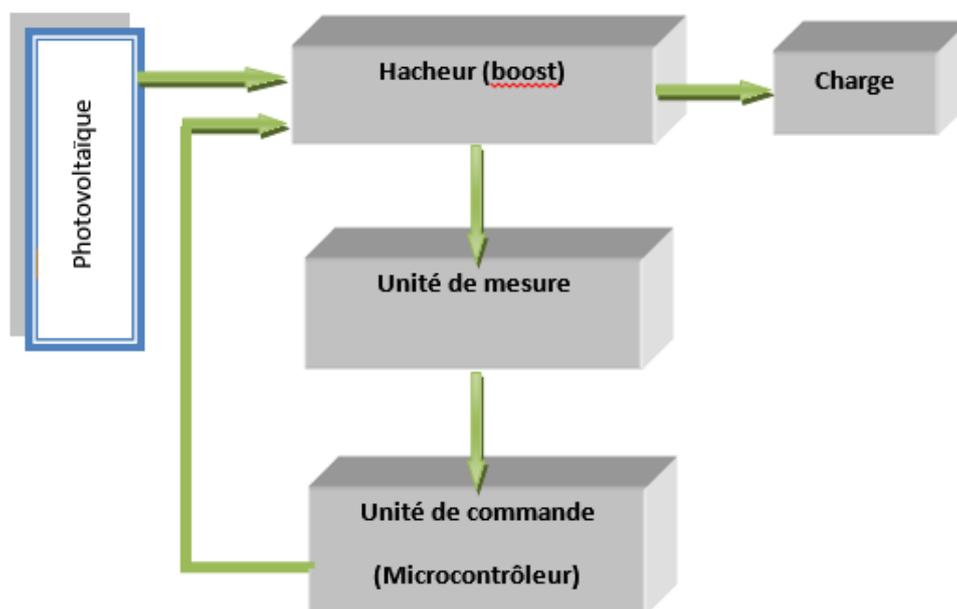


Figure III. 1:Le système GPV muni d'un convertisseur MPPT

Ce système est constitué d'un générateur photovoltaïque pour assurer l'alimentation du hacheur élévateur afin que ce dernier augmente le niveau de tension pour une charge donnée.

Le cahier de charge que nous imposons à notre système est comme suit :

- Un panneau solaire ayant comme caractéristique :

$$P=80\text{w} ;$$

$$V=17,4\text{v} ;$$

$$I=4,58\text{A} ;$$

nous oblige de choisir la marque SLP080-12 de la société SOLARLAND. Ce choix est motivé par le fait que sa vente se trouve à Tlemcen ;

- Un hacheur élévateur ayant les caractéristiques suivantes :

$$D_{\max}=0.85 ;$$

$$P_{\text{out}} = \frac{V_s^2}{R} \longrightarrow P_{\text{out}} = 90 \text{ watt}$$

$$I_L = \frac{V_s}{R} \cdot \frac{1}{1-D} \longrightarrow I_L = 0.2\text{A}$$

$$\Delta i_L = I_L * 0.1 \longrightarrow \Delta i_L = 0.02 \text{ A}$$

$$L = \frac{V_e}{2 \cdot \Delta i_L} \cdot DT_s \longrightarrow L = 0.36 \text{ mH} \leq 0.55\text{mH} \text{ (ces la valeur qu'on travail avec dans la pratique)}$$

$$\Delta v_c = 0.01 * V_s \longrightarrow \Delta v_c = 3\text{v}$$

$$C = \frac{V_s}{2 \Delta v_c \cdot R} \cdot DT_s \longrightarrow C = 4.25\mu\text{F}$$

- La commande MPPT doit avoir comme principal objectif un contrôle de du rapport cyclique qui ne doit pas dépasser 0.85.

III.3. Conception de notre commande MPPT

Notre commande est en relation étroite avec différents étages. Les plus importants sont : le bloc de mesure, bloc de commande à base du PIC16F877a, un bloc d'alimentation et enfin le bloc de puissance. Tous ces blocs seront détaillés dans ce qui va suivre.

III.3.1 Bloc de mesure

La mesure de la tension et du courant (grandeurs en sortie du panneau solaire) est nécessaire pour implémenter l'algorithme.

Le bloc de mesure contient deux cartes carte d'acquisition : une pour la mesure de tension et une deuxième pour la mesure du courant a été réalisée. Le rôle de chaque platine est d'effectuer la mesure des grandeurs électriques nécessaires à la commande du système photovoltaïque. Après mise en forme de ces signaux, ces derniers attaqueront les entrées analogiques du PIC.

Nous rappelons que les signaux analogiques nécessaires à la fonction du programme implémenté dans le PIC sont comme suit :

- L'image de la tension aux bornes de panneau solaire ;

- L'image du courant dans le panneau.

Remarque importante : Il faut noter qu'une tension supérieure à 5V risque de détruire le PIC. Tous ces signaux doivent être ramenés à des tensions analogiques comprises entre 0V et 5V pour qu'ils soient utilisés par le PIC.

La réalisation pratique de cette commande nous a ramené à confectionner deux circuits comportant le capteur de tension et de courant afin de récupérer les signaux, puis les mettre à niveau pour qu'elles soient utilisables.

a/ Capteur de tension

La mesure de la tension est obligatoire pour le calcul de la puissance produite par le générateur photovoltaïque, bien que la tension à mesurer pour notre application ne peut dépasser le seuil de tolérance du PIC qui est de 5V. Pour améliorer le signal de mesure et la performance du capteur, il est pratique de brancher aux bornes de sa sortie un circuit à base d'amplificateur LF356N afin d'augmenter son impédance et réduire les perturbations.

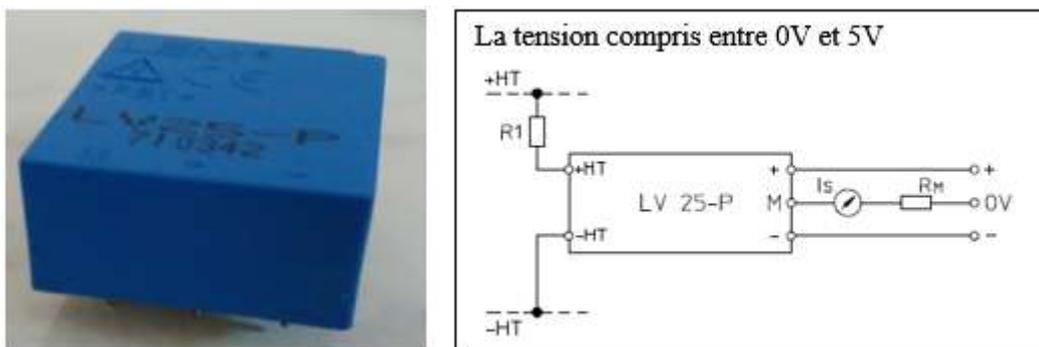


Figure III. 2: Le capteur de tension utilisé

application typique de LV25-P

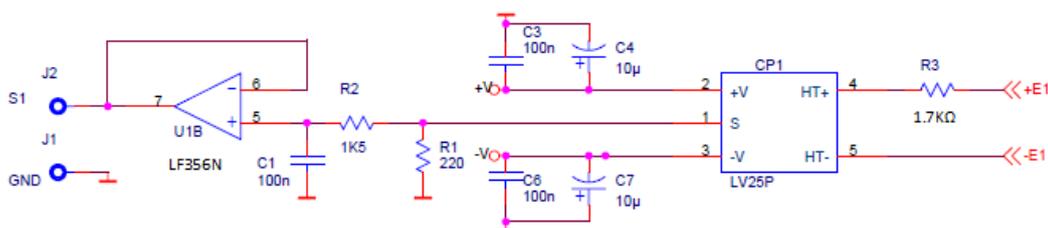


Figure III. 3 : Schéma des capteurs LV25-P avec circuit à base d'amplificateur.

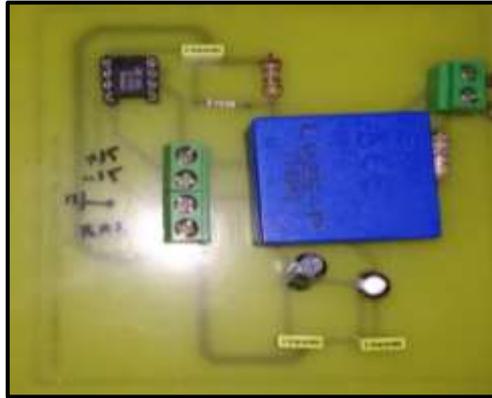


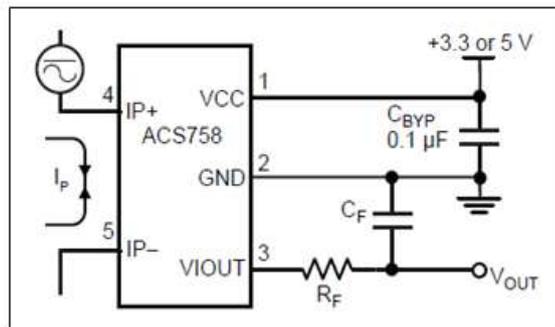
Figure III. 4 Réalisation pratique d'une platine de mesure de tension à base du LV25-P.

b/ Mesure du courant :(capteur de courant) (Annexe C)

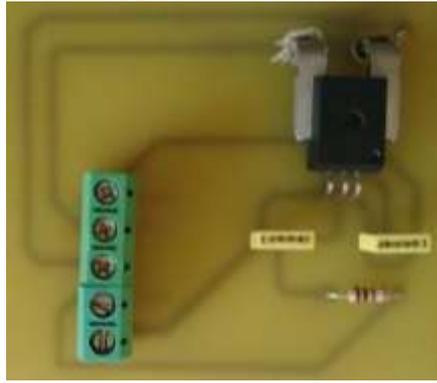
Les microcontrôleurs PIC ne sont pas capables de mesurer un courant. Une méthode indirecte doit être utilisée pour accomplir cette tâche. Il existe plusieurs méthodes permettant de mesurer un courant, tel que :

- Mesure à l'aide de la résistance $R_{DS(on)}$ du MOSFET.
- une résistance série de faible impédance.
- capteur à effet Hall.

Le schéma du circuit contenant le capteur de courant à effet hall est donné par la figure ():



(a) Schéma d'une application typique de ACS7558



(b) : pratique

Figure III. 5: le capteur de courant

III.3.2 Bloc de commande

L'unité de commande est l'unité de décisions. Dans notre étude, nous utilisons un PIC de MICROCHIP de type **PIC 16F877a** qui est nécessaire pour effectuer les différents calculs correspondants à notre commande MPPT et en même temps nous fournira le signal de commande de notre convertisseur à base de MOSFET.

Les caractéristiques de ce PIC sont :

- Une mémoire programme de type EEPROM flash de 8K mots de 14 bits,
- Une RAM donnée de 368 octets,
- Une mémoire EEPROM de 256 octets,
- 05 ports I/O, A (6 bits), B (8 bits), C (8 bits), D (8bits) et E (3 bits) (33 I/O) ;
- Convertisseur Analogiques numériques 10 bits à 5 canaux (05 I) ;
- USART, Port série universel, mode asynchrone (RS232) et mode synchrone ;
- SSP, Port série synchrone supportant I2C ;
- 03 TIMERS avec leurs Prescalers, TMR0, TMR1, TMR2 ;
- 02 modules de comparaison et Capture CCP1 et CCP2
- Un chien de garde,
- 13 sources d'interruption,
- Générateur d'horloge, à quartz (jusqu' à 20 MHz) ou a Oscillateur RC
- Protection de code,
- Fonctionnement en mode sleep pour réduction de la consommation,
- Programmation par mode ICSP (In Circuit Serial Programming) 12V ou 5V,
- Possibilité aux applications utilisateur d'accéder à la mémoire programme,
- Tension de fonctionnement de 2 à 5V,
- Jeux de 35 instructions.
- Basse consommation de puissance.

Pour la simulation et la programmation de la commande MPPT avec un PIC, nous avons utilisé les outils suivants :

MPLAB, XC8 et PICKit2.

Le logiciel 'open source' MPLAB, développé par MICROCHIP, est un éditeur et un simulateur. Il permet d'écrire le programme, le transformer du code assembleur en une suite de nombre compréhensible par le microcontrôleur et permet aussi de simuler son état.

Le compilateur XC8 est utilisé pour compiler et transformer le code C en code assembleur qui est un des compilateurs compatible avec MPLAB.

Le PICKit2 est un programmeur USB qui est l'élément intermédiaire entre notre éditeur MPLAB et le microcontrôleur PIC. Il est utilisé pour flasher notre PIC directement installé sur notre platine. Ceci élimine le besoin d'insérer le microcontrôleur à programmer dans une carte de démonstration à chaque fois. Le PICKit2 utilise à l'intérieur un PIC18F possédant un bus USB. Le PICKit2 permet à l'utilisateur de programmer et de déboguer le PIC16F877a.

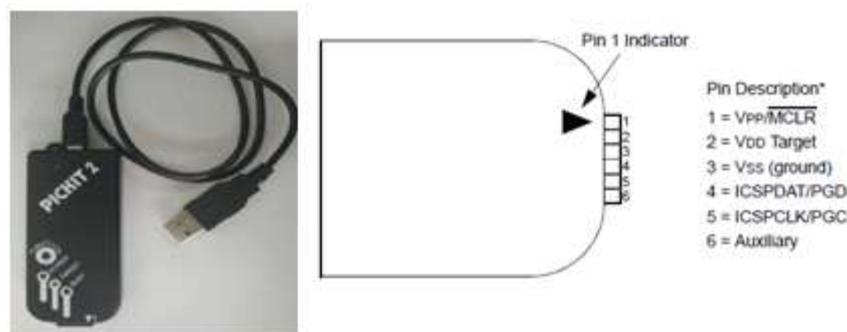


Figure III. 6 : Programmeur PICKIT 2 avec description de ces différents pins.

III.3.3 Bloc d'alimentation

Nous avons réalisé une alimentation de +5v, -5v, +15 v et -15v pour alimenter notre carte électronique.

+5v pour alimenter le PIC (VDD, reset).

+15v pour alimenter le capteur de tension, le capteur de courant, l'optocoupleur

-15v pour alimenter le capteur de tension, le capteur de courant.



Figure III. 7 : Circuit pratique de l'alimentaion

Pour réaliser cette carte, nous avons dû passer par l'intermédiaire du logiciel de simulation MultiSim pour réaliser notre circuit électronique et obtenir notre typon (figure ci-dessous).

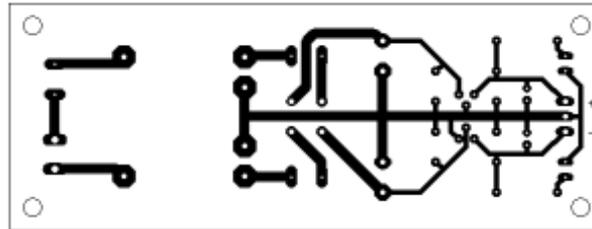


Figure III. 8 : schéma typon de l'alimentation

III.4.1 Bloc de Puissance

III.4.1.2 Choix de l'optocoupleur

Pour une bonne isolation galvanique, il est judicieux de brancher le circuit de commande aux bornes du circuit de commande par l'intermédiaire d'un opto-coupleur. Ce dernier est utilisé pour la transmission des impulsions de commande afin de séparer les deux masses (côté commande et côté puissance) pour éviter le court-circuit et assurer une protection contre le retour de courant.

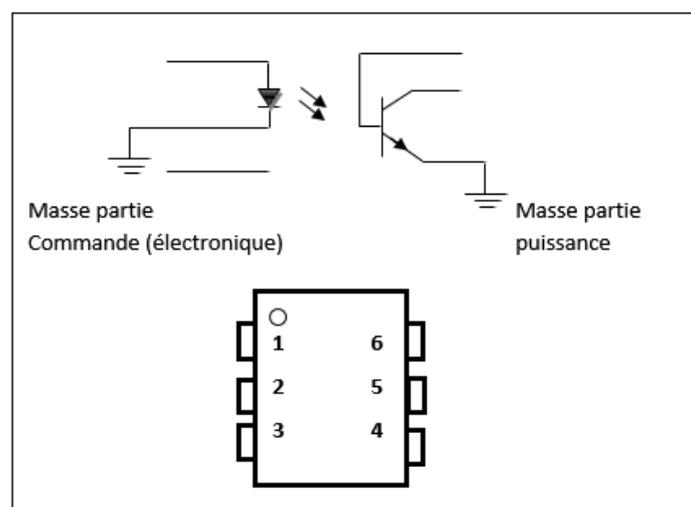


Figure III. 9: Broches du 4N35

III.4.1.1 Choix du Driver de MOSFET

Le microcontrôleur PIC utilisé est capable de générer un signal PWM. Ce signal ne peut être directement utilisé pour commander le MOSFET que nous avons choisi d'utiliser, car le courant débité par le microcontrôleur (40mA) n'est pas suffisant pour assurer leur ouverture et fermeture, la grille du MOSFET étant capacitive. Un dispositif dédié, un « Driver de MOSFET », doit être utilisé pour effectuer cette tâche. Ce dispositif est apte à fournir un courant suffisant à la grille du MOSFET pour le commander. De plus,

il permet de réduire le temps de propagation et d'assurer un signal propre prévoyant un décalage du temps de montée et de descente sur le signal qui commande le MOSFET.

Le Driver de MOSFET que nous avons choisi est IR2110. Ce driver a été choisi car il est destiné à la commande d'un convertisseur boost. Il a été choisi aussi pour sa haute fréquence de commutation, sa basse consommation de courant, Son pic de courant de sortie élevé est largement suffisant pour commander le MOSFET. La tension d'alimentation du Driver s'étend sur une plage de 3.3V à 20V. La chaîne flottante peut être utilisée pour piloter un transistor MOSFET de puissance à canal N ou IGBT dans la configuration de côté haut, qui fonctionne jusqu'à 500 ou 600 volts (Voir datasheet en annexe).

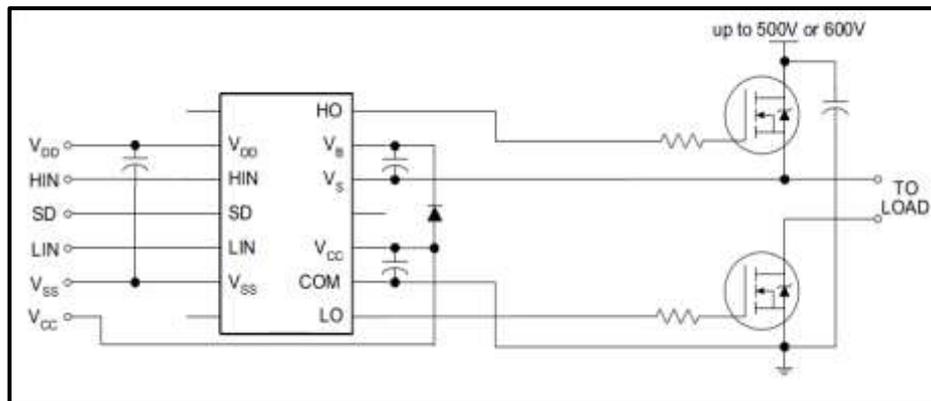


Figure III. 10: Schéma d'une application typique de IR2110

III.4.1.2 Choix du transistor MOSFET : (Annexe F)

Pour le choix de MOSFET il faut prendre en considération les paramètres suivant :

- Résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$
- Tension drain-source maximale $V_{DS(max)}$.
- Charge total de la grille Q_g

Nous avons choisi le MOSFET IRF840 pour sa disponibilité et ses caractéristiques principales :

- Résistance à l'état on : $R_{DS(on)} = 0.75\Omega$
- Tension drain-source maximale : $V_{DS(max)} = 500V$.
- Courant Drain continu maximal à $25^\circ C$: $I_D = 8A$.
- Charge total de la grille : $Q_g = 50nC$.
- Temps de montée : $t_r = 19ns$.
- Temps de chute : $t_f = 11ns$.

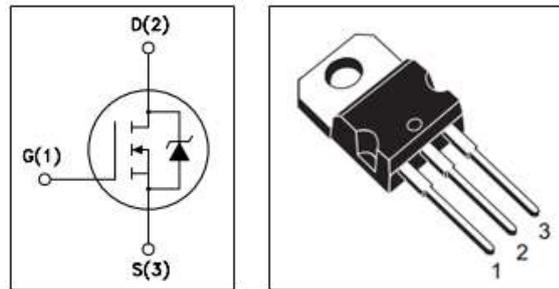


Figure III. 11 : Schéma d'une application de MOSFET



Figure III. 12 :Circuit pratique contient l'hacheur+optocoupleur+driver

III.4.1.3 Choix de l'inductance

Dans notre projet, on a besoin d'une inductance de valeur importante avec une faible résistance mais on a eu beaucoup de difficultés pour trouver. Pour cette raison, ça nous a permis à la concevoir avec les moyens en notre possession. On a utilisé un support d'occasion récupéré avec du fil de cuivre chez un bobineur de diamètre 1.6mm. On a pu arriver à une valeur avoisinant 0.6mH (sans circuit magnétique) avec une résistance de 0.7Ω

III.4.1.4 Choix de la capacité

On a besoin d'une capacité de puissance pour la réalisation du hacheur pour qu'elle peut supporter du courant plus important donc on utilise une capacité puissante de $100\mu\text{F}$ avec une tension 450v.

III.4.1.4 Choix de la résistance

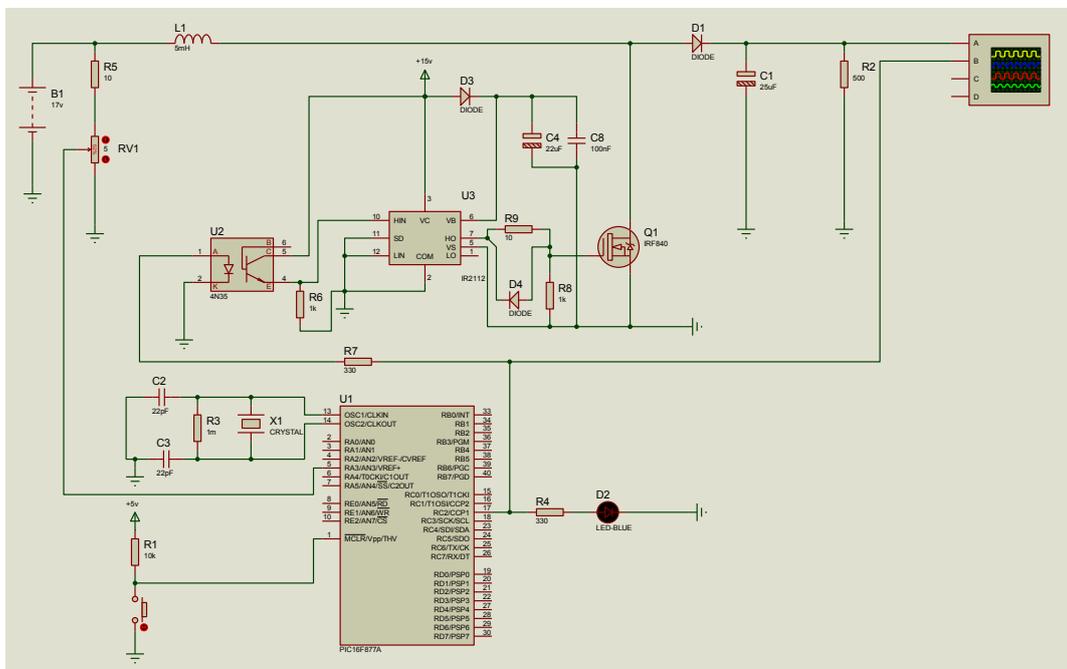
On a utilisé une résistance de faible puissance (aux environs de 20w, disponible au magasin) qui remplacera notre charge.

III.4. Présentation du prototype

Le schéma ci-dessous représente notre prototype à réaliser, simulé sur ISIS ; elle représente une 1^{ère} étape. Cela va nous faciliter la tâche pour pouvoir obtenir notre typon sur ARES pour fabriquer notre circuit imprimé.

Notre prototype comporte deux parties distincts :

- 1 : circuit de commande comportant le microcontrôleur, l'optocoupleur pour l'isolement et en fin un driver pour faciliter la commutation de notre Mosfet en fréquence ;
- 2 : circuit de puissance qui englobe l'inductance, notre hacheur et en fin la charge.



(a) sur ISIS



(b) pratique

Figure III. 13 : Représentation globale de notre prototype.

A partir de la réalisation de ce circuit, nous avons pu obtenir différents résultats qui nous ont aidés à concrétiser notre travail en les comparant avec ceux obtenus par simulation.

En pratique, nous n'avons appliqué que la méthode développée par Mikihiro Matsui. Par contre, pour les deux méthodes développées par P&O (Perturbation & Observation) et IncCon (incrément de la conductance) ((voir chapitre 2)), elles ont été testées uniquement par simulation sur ISIS.

III.5. Résultats et interprétation

Pour concrétiser notre travail, nous allons présenter ensemble les résultats trouvés par simulation et à travers la pratique pour la méthode Mikihiro Matsui. On représentera aussi les résultats des deux méthodes P&O et IncCon dans la même figure.

III.5.1 Application de la Méthode de Mikihiro Matsui

Les 1^{ers} résultats sont obtenus pour une tension fournie par le panneau d'une valeur de 10v ($V_{pv}=10v$).

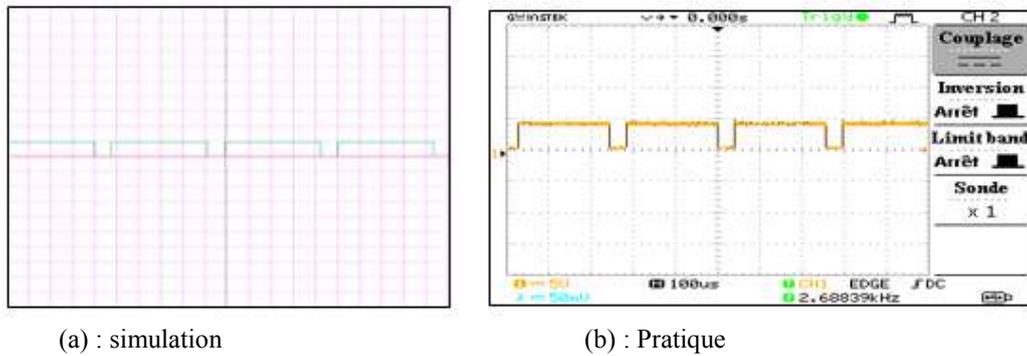


Figure III. 14 : Signal PWM généré par le PIC16F877a pour $V_p=10v$.

Une deuxième mesure est effectuée avec une tension de 17volt ($V_{pv}=17v$).

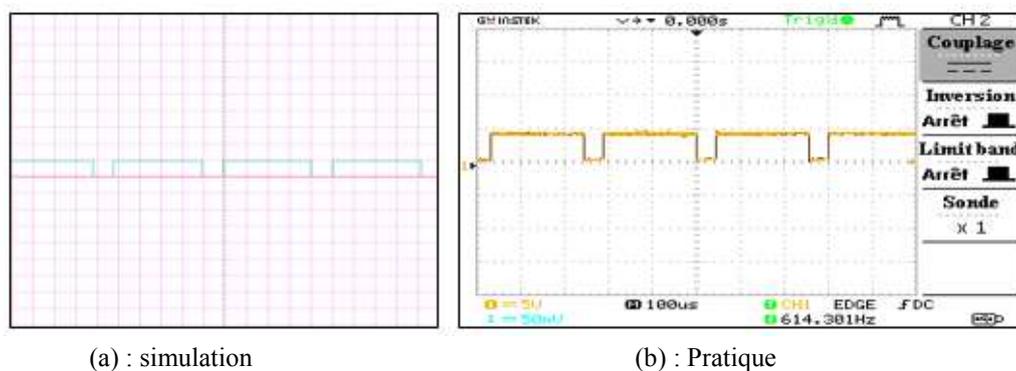


Figure III. 15: Signal PWM généré par le PIC16F877a pour $V_p=17v$.

On remarque bien que le signal PWM généré avec la carte de commande est identique avec le signal obtenu par simulation.

On enregistre aussi une variation du rapport cyclique avec l'augmentation de la tension à la sortie du panneau (comparaison entre la figure 14 et 15. Plus la tension augmente, plus le rapport cyclique diminue).

Afin de protéger notre circuit de commande, nous avons isolé les deux circuits par un optocoupleur (signal de sortie représenté par la figure III.16). Ce signal sera utilisé pour commander le Mosfet à travers un driver (signal de sortie donné par la figure.....).

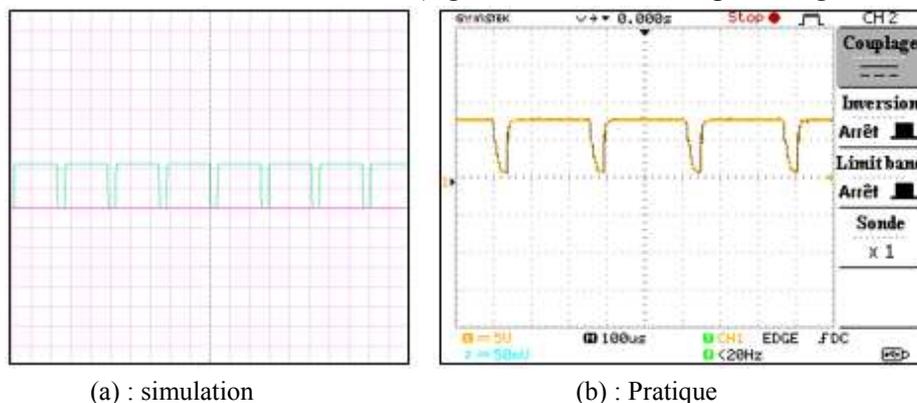


Figure III. 16 : Signal PWM aux bornes de l'optocoupleur avec un calibre de 5v

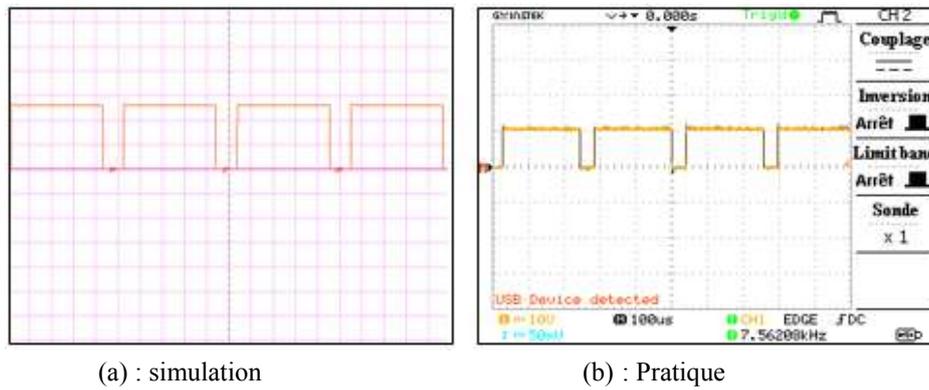


Figure III. 17 : Signal de sortie aux bornes de Driver.

On constate, d'après les signaux des figures III.16 et III.17, que le driver améliore le signal de sortie de l'optocoupleur. Cela confirme que le rôle du driver est très important dans la commande d'un Mosfet.

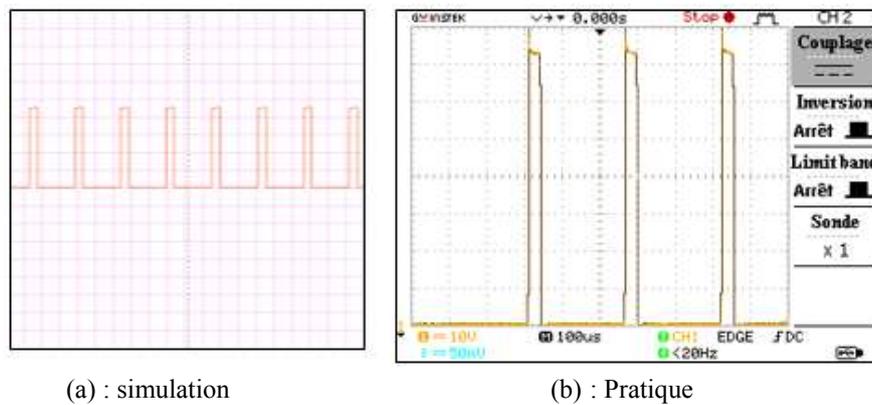


Figure III. 18 Signal de sortie aux bornes du Mosfet (VDS)

La figure ci-dessous montre que l'algorithme de Mikihiro Matsui, pour le calcul de la MPPT, donne les valeurs des tensions désirées de l'ordre de 95v. On a pu atteindre une valeur de 400v pour un bref instant à cause de la valeur de la résistance. Après filtrage, la valeur obtenue aux bornes de la charge est de l'ordre de 360v, comme le précise la figure III.18.

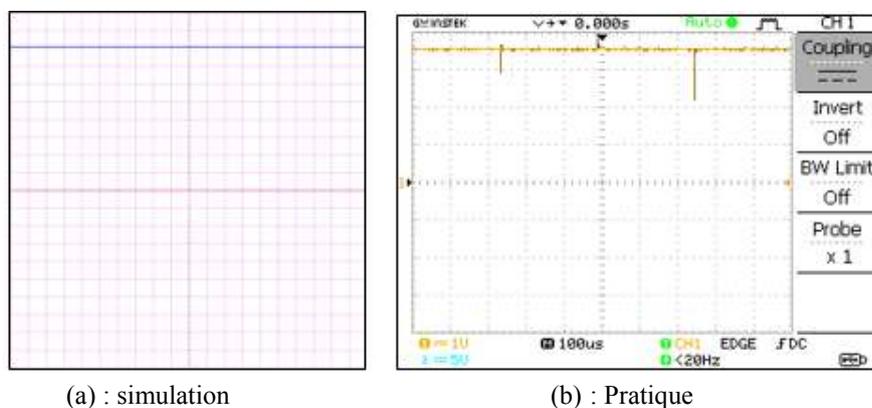


Figure III. 19 Tension de sortie du convertisseur boost avec un calibre de 50v (isis et oscilloscope)

III.5.2 Application de la Méthode P&O et INC-CON

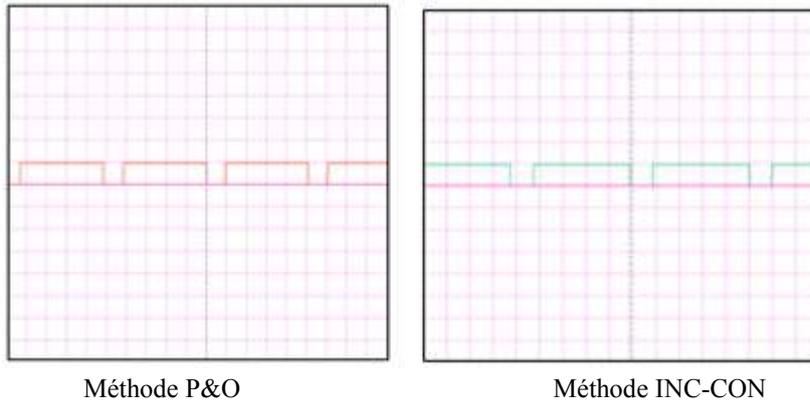


Figure III. 20 : Le signal PWM généré par le pic16F877a.

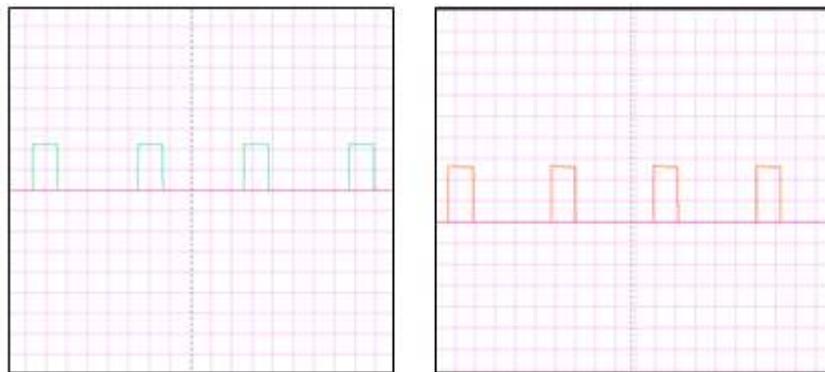


Figure III. 21 : La tension de sortie aux bornes de Driver avec un calibre de 5v

Même chose par rapport le driver le signal suivi suivi la forme de signal de l'optocoupleur et augmente jusqu'à 14v pour attaque Mosfet

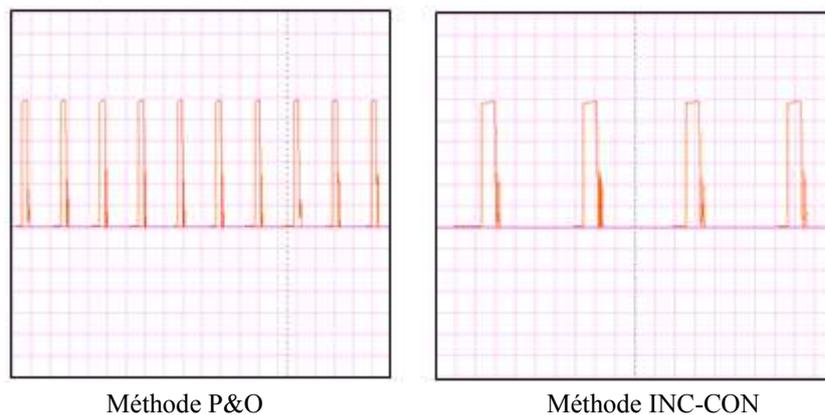


Figure III. 22 : La tension de sortie aux bornes de MOSFT avec un calibre de 20v

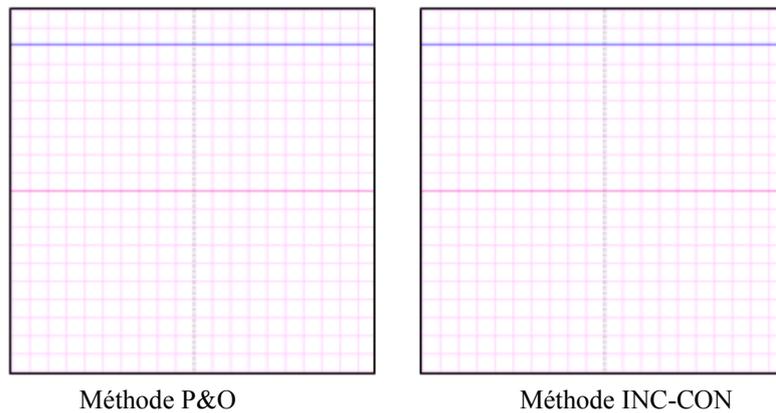


Figure III. 23 : la tension à la sortie de convertisseur boost avec un calibre de 50v

On remarque, d'après les figures III.20÷ III.23, les mêmes résultats que la méthode Mikihiko Matsui sont obtenus pour ces deux méthodes aux différentes sorties de notre circuit (PIC, optocoupleur, driver et en fin Mosfet).

III.6. Problèmes rencontrés

Parmi les problèmes rencontrés, nous citons le cas de la plaque d'essai. Il y avait plusieurs contacts défectueux ce qui nous a créé une perte de temps considérable le plus graves ce qui nous a contraint a changes plus fois les composants sans aucun intérêt.

Le deuxième problème était de trouver un moyen pour isoler les masses entre le bloc de commande et le bloc de puissance.

Le plus grand problème rencontré était dans la confection d'une bobine ayant les caractéristiques demandé car on a testé plusieurs bobines mais on avait toujours le problème de court-circuit.

Le dernier problème, malheureusement on n'a pas trouvé de solution était dans le choix de la résultat de puissance. Presque toutes les résistances placées aux bornes de la sortie du hacheur ne pouvait pas supporté la puissance absorbée.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé un prototype qui valide les résultats trouvés en simulation par la méthode Mikihiko Matsui uniquement. On a montré aussi que les deux méthodes P&O et INC-CON donnent des résultats similaires, validés uniquement par simulation sur ISIS.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire traite de la modélisation et de l'optimisation d'un générateur photovoltaïque fonctionnant avec un convertisseur BOOST. Ce convertisseur présente l'avantage d'être un élévateur de tension ce qui permet à ce système de s'adapter aux changements météorologiques et pour extraire le maximum de puissance disponible.

L'étude bibliographique sur les générateurs photovoltaïques nous a permis de bien comprendre le fonctionnement de la cellule photovoltaïque et l'application des modules photovoltaïques dans la production de l'électricité.

Des mesures réalisées dans les conditions réelles en utilisant le panneau solaire SOLARLAND SLP080-12 ont permis de déterminer les caractéristiques I-V et P-V du panneau. Un modèle détaillé Simulink a été développé pour représenter les principales caractéristiques du panneau PV. Ce modèle a été validé en comparant les résultats de simulation avec les mesures expérimentales.

L'étude du système générateur PV complet incluant le panneau PV, le convertisseur BOOST et le système de commande a été réalisée à l'aide d'un modèle Simulink.

La simulation du système a été effectuée en détails et en plusieurs étapes pour bien illustrer le fonctionnement du générateur photovoltaïque et son comportement face à convertisseur de puissance.

Les résultats de la simulation ont démontré l'intérêt d'un dispositif de recherche de la puissance maximale. Les méthodes Mikihiko Matsui, P&O (perturbation et observation) et IncCond (Incrémentation de la Conductance) a été choisi pour implanter un algorithme de poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale du panneau PV (MPPT).

Un montage expérimental du système générateur PV a été réalisé pour valider les résultats obtenus par simulation. Le microcontrôleur PIC 16F877a est utilisé pour assurer la commande de l'ensemble et pour implanter l'algorithme MPPT.

Les résultats expérimentaux obtenus démontrent l'efficacité du convertisseur BOOST et de l'algorithme de poursuite du point de fonctionnement à puissance maximale dans l'optimisation de la performance du système PV étudié.

Bibliographie

Introduction Générale

[1]: D.Turcotte,M.Ross and F.Sheriff. « Photovoltaic hybrid System Sizing and Simulation Tools» PV Horizon, Canada, 2001.ARTICLE PDF.....3

Chapitre I

[I. 1] S. M. Ait-Cheikh, «Etude, Investigation et conception d’algorithmes de commande appliqués aux systèmes photovoltaïques», Thèse de Doctorat d’état, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2007 6

[I. 2] Akassewa Tchapo Singo « Système d’alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l’habitat energetiquement autonome », These de Doctorat de l’Universite Henri Poincare, Nancy-I... 6

[I. 3] F. Chekired, « Etude et implémentation d'une commande MPPT neuro-floue sur FPGA», mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008..... 6

[I. 4] B. Beckers, L. Masset& P. Beckers, Une projection synthétique pour la conception architecturale avec la lumière du soleil Rapport Helio_003_fr, 2008, www.heliodon.net 7

[I. 5] J.W. Spencer“Fourier series representation of the position of the Sun” , Search Vol 2 (5) 172, 1971 8

[I. 6] <http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/> 9

[I. 7] I. HADJ MAHAMMED “ Modélisation du Générateur Photovoltaïque “ Mémoire de Magister en électricité solaire. Ecole Nationale Polytechnique - El-Harrach 2002 10

[I. 8] M. ORGERET “ Les piles solaires, le composant et ses applications “ édition MASSON 1985. 11

[I. 9] D. S. H. CHAN, J. R. PHILIPS and J. C. H. PHANG “A comparative study of extraction methods for solar cell model parameters “ Solid State Electronics, vol. 29,no. 3, 1986, pp: 329-337..... 11

Chapitre II

[II. 1]]: A. Oi, *Design and simulation of photovoltaïque water pumping système*, Thèse de Magister de l’université California, USA, Septembre 2005.....21

[II. 2] Groupe 01gr509 Lars Alminde, Morten Bisgaard, Fjølner Gudmundsson, Claus Kejser, Toke Koustrup, Christian Lodberg et Tor Viscor "Alimentation de l'AAU Cubesat" Rapport de Université d'Aalborg , Le 20/12/2001 P 31-36.....22

[II. 3] Gaubert J. P. – *Nouvelles structures de convertisseurs continu-continu sans transformateur à rapport de transformation élevé* - Thèse de Doctorat de l’Université des sciences et technologies de Lille, Décembre 1992.....23

[II. 4] Mme.OBEIDI,"Commande des hacheurs MPPT par logique floue", Ecole Nationale Polytechnique Mémoire de Magister, 2006.....24

[II. 5] A. F. Boehinger, “Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply”, IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems, pp. 102-111, 1968.....30

[II. 6] Mikihiko Matsui, Tokyo Institute of Polytechnics, Dept. of Electronic Eng, 1583, Iiyama, Atsugi-shi, Kanagawa 243-02 Japan31

[II. 7] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, “Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.20, No. 4, pp. 16-19, Mar. 2004.....31

- [II. 8] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, F. Bladbjerg, “Improved MPPT Algorithms for rapidly Changing Environmental Conditions”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 1614-1619, Aug. 2006.....34
- [II. 9] CABAL Cédric, Thèse de doctorat, Université de Toulouse 2008.....34

ANNEXES

SLP080-12

High Efficiency Multicrystalline PV Module

Electrical Characteristics	SLP080-12
Product code	080011202
Maximum power (Pmax)	80W
Voltage at Pmax (Vmp)	17.4V
Current at Pmax (Imp)	4.58A
Open-circuit voltage (Voc)	21.5V
Short-circuit current (Isc)	5.03A
Temperature coefficient of Voc	$-(80 \pm 10) \text{mV}/^\circ\text{C}$
Temperature coefficient of Isc	$(0.065 \pm 0.015) \%/^\circ\text{C}$
Temperature coefficient of power	$-(0.5 \pm 0.05) \%/^\circ\text{C}$
NOCT (Air 20°C; Sun 0.8kW/m ² wind 1m/s)	47±2°C
Operating temperature	-40°C to 85°C
Maximum system voltage	1000V DC
Power tolerance	+10%/- 5%

*STC: Irradiance 1000W/m², AM1.5 spectrum, module temperature 25°C

*NOCT: Nominal operating cell temperature (the data is only for reference)

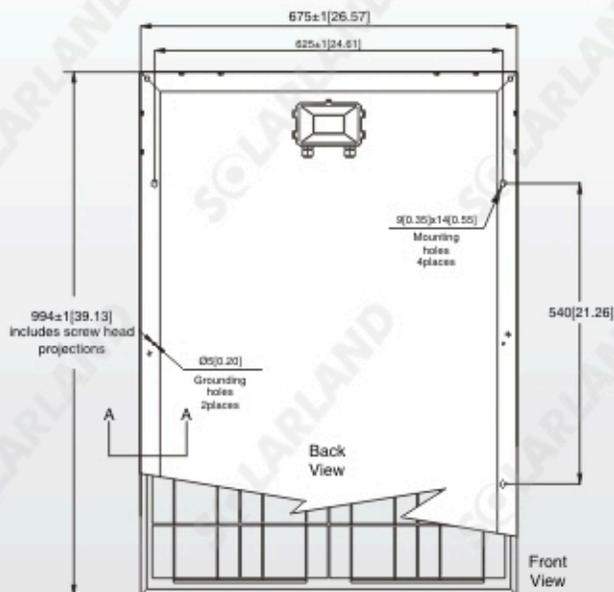


Module Diagram

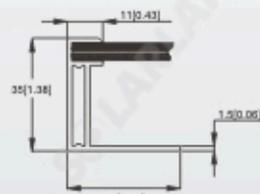
Dimensions in brackets are in inches.

Un-bracketed dimensions are in millimeters.

Unit: mm[in.]



Junction Box
Top View (Lid Open)

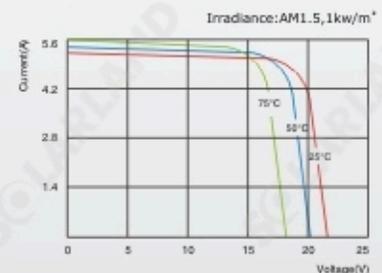


Section A-A

Features

- Nominal 12V DC for standard output.
- Outstanding low-light performance.
- Heavy-duty anodized frames.
- High transparent low-iron, tempered glass.
- Rugged design to withstand high wind pressure, hail and snow load.
- Aesthetic appearance.

Characteristics



SLP080-12 I-V Curves

Specifications	SLP080-12
Cells	Polycrystalline silicon solar cell
No. of cells and connections	36(4X9)
Module dimension	994mm[39.13in.]x675mm[26.57in.]x35mm[1.38in.]
Weight	8.4kg[18.52lbs]
Packing information(Carton)	1040mm[40.94in.]x720mm[28.34in.]x105mm[4.13in.]/(2pcs/carton)

*Limited warranty: 5-year limited warranty of materials and workmanship; 10-year limited warranty of 90% power output; 25-year limited warranty of 80% power output. For detail, please contact us.

*Specifications are subject to change without notice at any time.

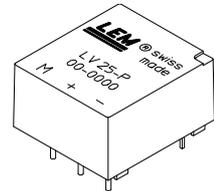
Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin}	R_{Mmax}			
				with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30	100	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100	350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	190	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
e_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	± 0.15	mA
		Max	± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +25°C	± 0.06	mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}	40	μs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

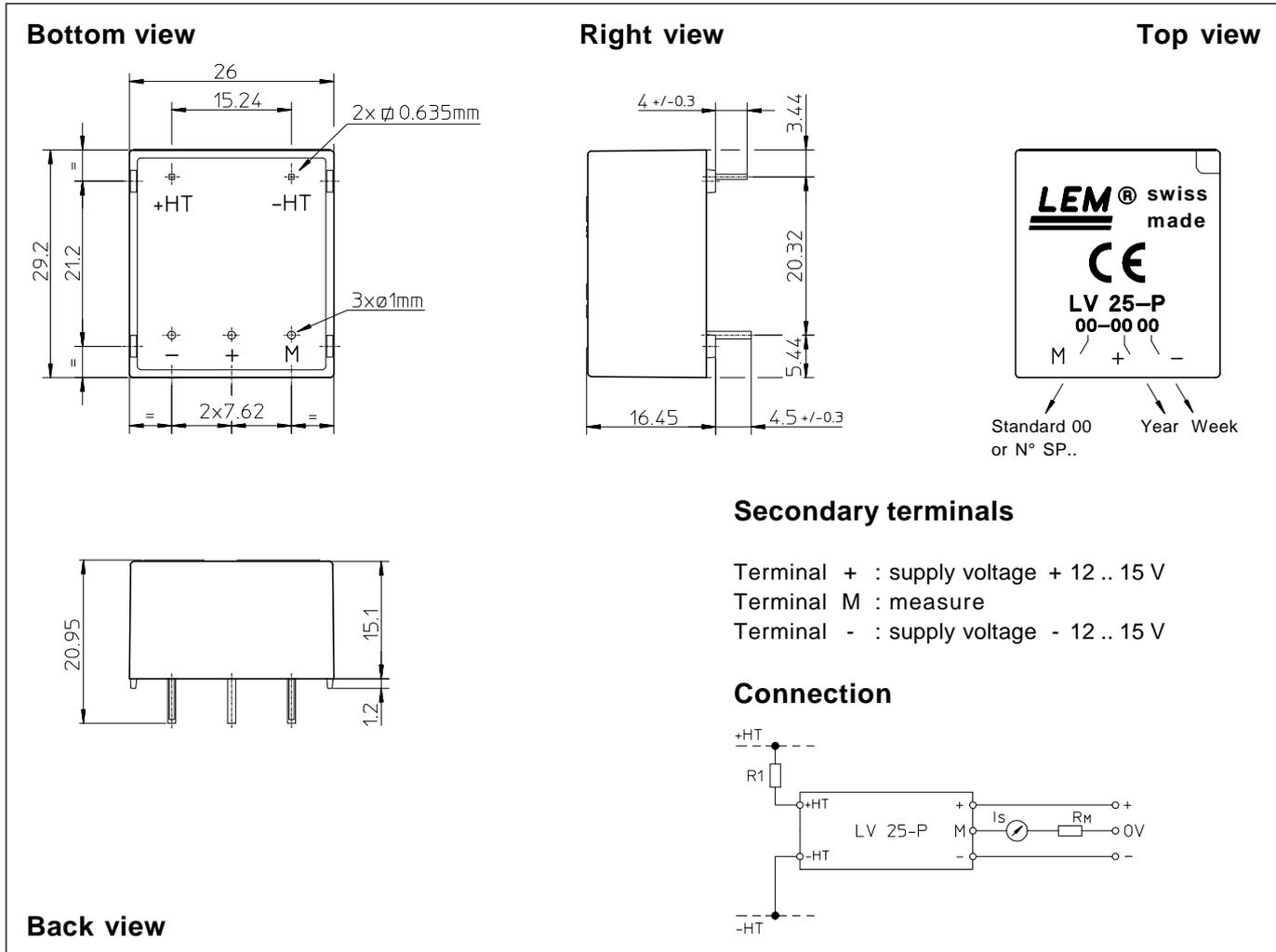
Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

Mechanical characteristics

- | | |
|---------------------------------------|----------------------------|
| • General tolerance | ± 0.2 mm |
| • Fastening & connection of primary | 2 pins
0.635 x 0.635 mm |
| • Fastening & connection of secondary | 3 pins Ø 1 mm |
| • Recommended PCB hole | 1.2 mm |

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250$ V

a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.



LF155-LF255-LF355
LF156-LF256-LF356
LF157-LF257-LF357

WIDE BANDWIDTH SINGLE J-FET OPERATIONAL AMPLIFIERS

- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- HIGH SPEED J-FET OP-AMPS : up to 20MHz, 50V/ μ s
- OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT DOES NOT DEGRADE DRIFT OR COMMON-MODE REJECTION AS IN MOST OF MONOLITHIC AMPLIFIERS
- INTERNAL COMPENSATION AND LARGE DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE CAPABILITY (UP TO V_{CC}^+)

TYPICAL APPLICATIONS

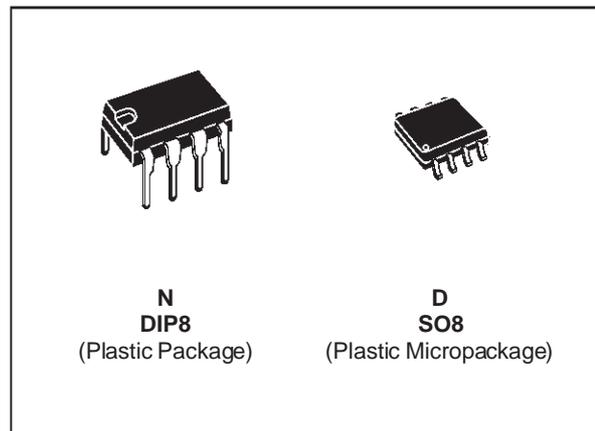
- PRECISION HIGH SPEED INTEGRATORS
- FAST D/A AND CONVERTERS
- HIGH IMPEDANCE BUFFERS
- WIDEBAND, LOW NOISE, LOW DRIFT AMPLIFIERS
- LOGARITHMIC AMPLIFIERS
- PHOTOCCELL AMPLIFIERS
- SAMPLE AND HOLD CIRCUITS

DESCRIPTION

These circuits are monolithic J-FET input operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET on the same chip with standard bipolar transistors.

This amplifiers feature low input bias and offset currents, low input offset voltage and input offset voltage drift, coupled with offset adjust which does not degrade drift or common-mode rejection.

The devices are also designed for high slew rate, wide bandwidth, extremely fast settling time, low voltage and current noise and a low $1/f$ noise level.

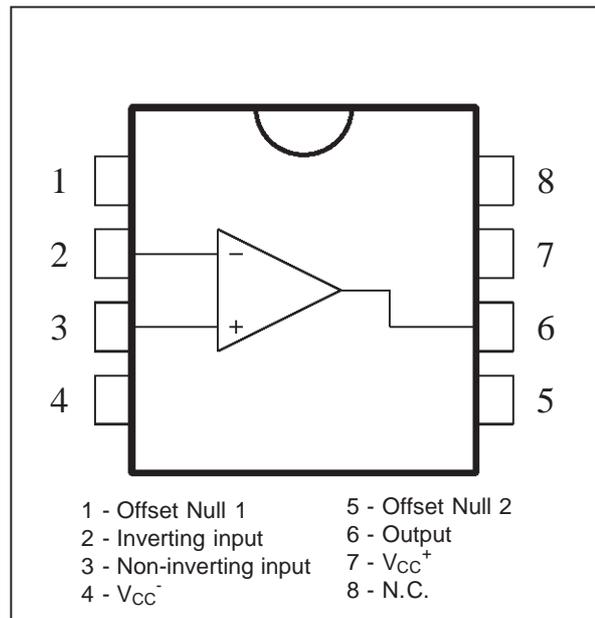


ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LF355, LF356, LF357	0°C, +70°C	•	•
LF255, LF256, LF257	-40°C, +105°C	•	•
LF155, LF156, LF157	-55°C, +125°C	•	•

Example : LF355N

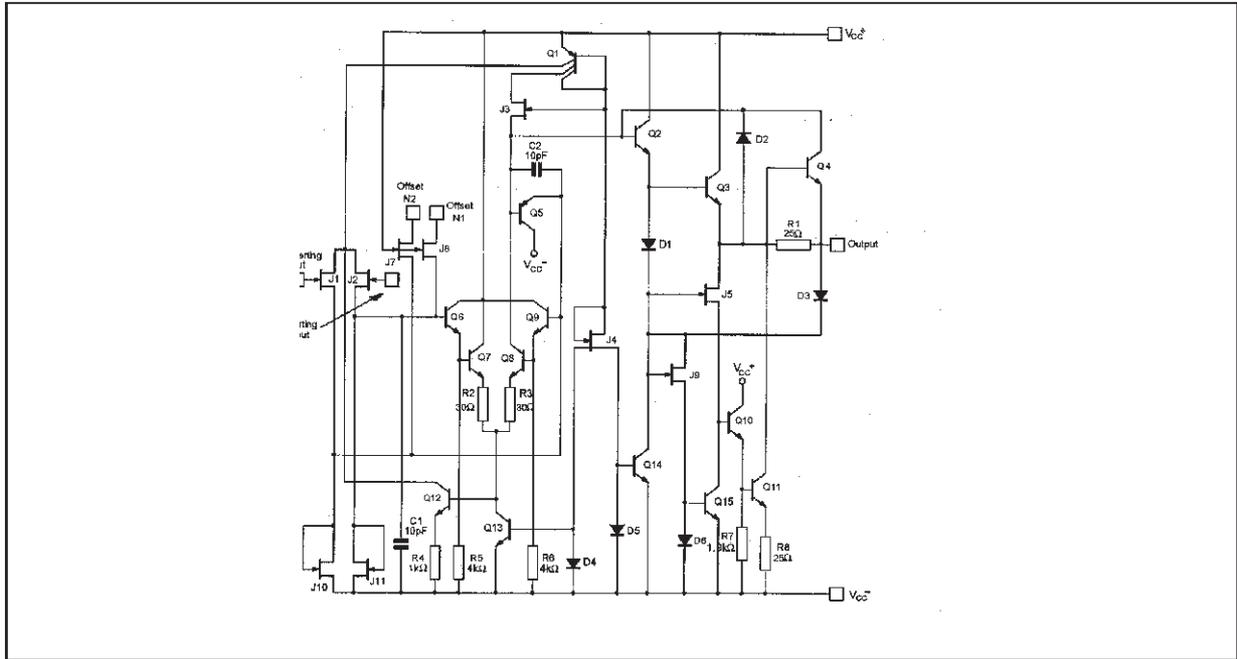
PIN CONNECTIONS (top view)



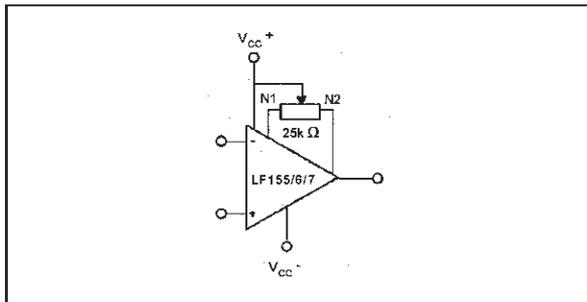
ANNEXE C

LF155 - LF156 - LF157

SCHEMATIC DIAGRAM



V_{io} ADJUSTMENT



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V _{CC}	Supply Voltage	±22	V	
V _i	Input Voltage - (note 1)	±20	V	
V _{id}	Differential Input Voltage	±40	V	
P _{tot}	Power Dissipation	570	mW	
	Output Short-circuit Duration	Infinite		
T _{oper}	Operating Free Air Temperature Range	LF155-LF156-LF157 LF255-LF256-LF257 LF355-LF356-LF357	-55 to +125 -40 to +105 0 to 70	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

Features and Benefits

- Industry-leading noise performance through proprietary amplifier and filter design techniques
- Integrated shield greatly reduces capacitive coupling from current conductor to die due to high dV/dt signals, and prevents offset drift in high-side, high voltage applications
- Total output error improvement through gain and offset trim over temperature
- Small package size, with easy mounting capability
- Monolithic Hall IC for high reliability
- Ultra-low power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Galvanic isolation allows use in economical, high-side current sensing in high voltage systems
- AEC Q-100 qualified

Continued on the next page...



Package: 5-pin package



Description

The Allegro™ ACS758 family of current sensor ICs provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing. Typical applications include motor control, load detection and management, power supply and DC-to-DC converter control, inverter control, and overcurrent fault detection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional output voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

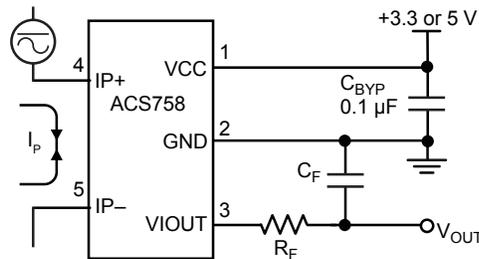
High level immunity to current conductor dV/dt and stray electric fields, offered by Allegro proprietary integrated shield technology, provides low output voltage ripple and low offset drift in high-side, high voltage applications.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 100 $\mu\Omega$ typical, providing low power loss.

The thickness of the copper conductor allows survival of the device at high overcurrent conditions. The terminals of the

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS758 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is for optimal noise management, with values that depend on the application.

ACS758xCB***Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based
Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor*****Features and Benefits (continued)**

- 3.0 to 5.5 V, single supply operation
- 120 kHz typical bandwidth
- 3 μs output rise time in response to step input current
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis

Description (continued)

conductive path are electrically isolated from the signal leads (pins 1 through 3). This allows the ACS758 family of sensor ICs to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The device is fully calibrated prior to shipment from the factory. The ACS758 family is lead (Pb) free. All leads are plated with 100% matte tin, and there is no Pb inside the package. The heavy gauge leadframe is made of oxygen-free copper.

**Selection Guide**

Part Number ¹	Package		Primary Sampled Current, I_P (A)	Sensitivity Sens (Typ.) (mV/A)	Current Directionality	T_{OP} (°C)	Packing ²
	Terminals	Signal Pins					
ACS758LCB-050B-PFF-T	Formed	Formed	± 50	40	Bidirectional	-40 to 150	34 pieces per tube
ACS758LCB-050U-PFF-T	Formed	Formed	50	60	Unidirectional		
ACS758LCB-100B-PFF-T	Formed	Formed	± 100	20	Bidirectional		
ACS758LCB-100B-PSF-T	Straight	Formed	± 100	20	Bidirectional		
ACS758LCB-100U-PFF-T	Formed	Formed	100	40	Unidirectional		
ACS758KCB-150B-PFF-T	Formed	Formed	± 150	13.3	Bidirectional	-40 to 125	
ACS758KCB-150B-PSS-T	Straight	Straight	± 150	13.3	Bidirectional		
ACS758KCB-150U-PFF-T	Formed	Formed	150	26.7	Unidirectional		
ACS758ECB-200B-PFF-T	Formed	Formed	± 200	10	Bidirectional	-40 to 85	
ACS758ECB-200B-PSF-T	Straight	Formed	± 200	10	Bidirectional		
ACS758ECB-200B-PSS-T	Straight	Straight	± 200	10	Bidirectional		
ACS758ECB-200U-PFF-T	Formed	Formed	200	20	Unidirectional		

¹Additional leadform options available for qualified volumes.

²Contact Allegro for additional packing options.

MC78XX/LM78XX/MC78XXA

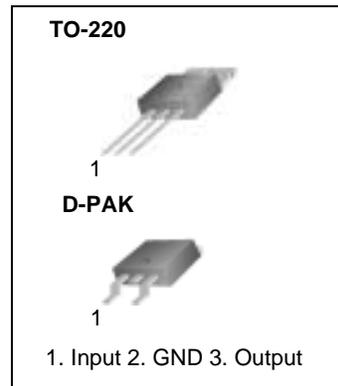
3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

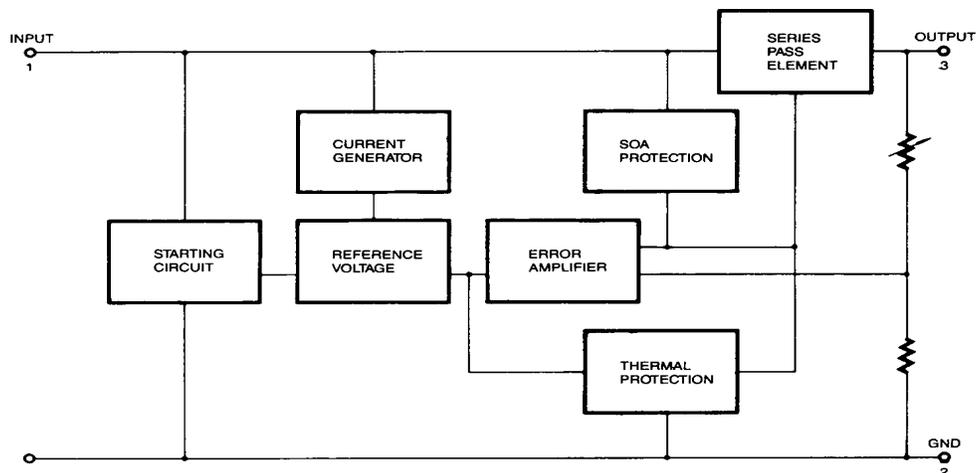
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The MC78XX/LM78XX/MC78XXA series of three terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$) (for $V_O = 24V$)	V_I	35	V
	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)

(Refer to test circuit , $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7805/LM7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	m Ω	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

MC79XX/MC79XXA/LM79XX

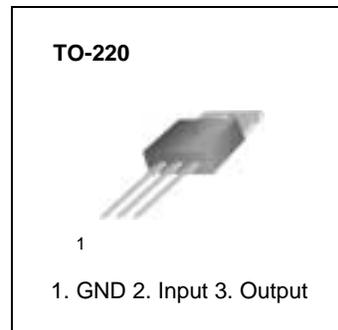
3-Terminal 1A Negative Voltage Regulator

Features

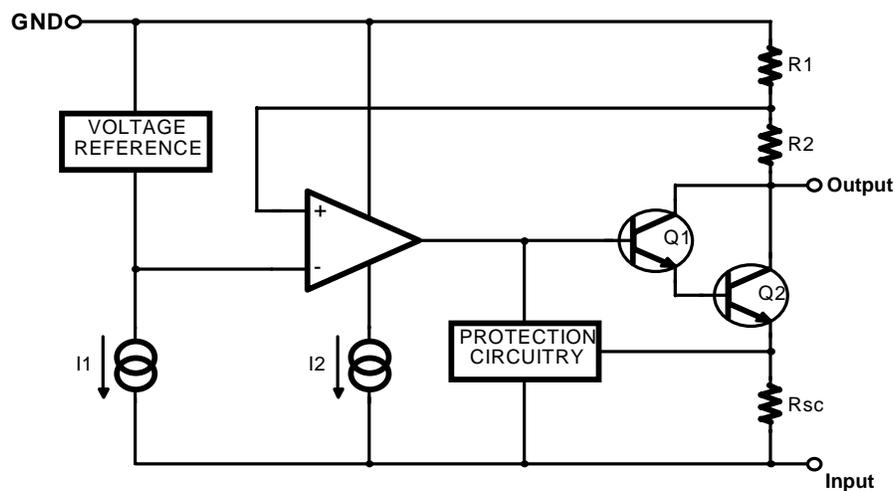
- Output Current in Excess of 1A
- Output Voltages of -5, -6, -8,-9,-10, -12,-15,-18 and -24V
- Internal Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Compensation

Description

The MC79XX / MC79XXA/ LM79XX series of three terminal negative regulators are available in TO-220 package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible.



Internal Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	V_I	-35	V
Thermal Resistance Junction-Cases Junction-Air	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	5 65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	- 65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (MC7905/LM7905)

($V_I = -10V$, $I_O = 500mA$, $0^{\circ}C \leq T_J \leq +125^{\circ}C$, $C_I = 2.2\mu F$, $C_O = 1\mu F$, unless otherwise specified.)

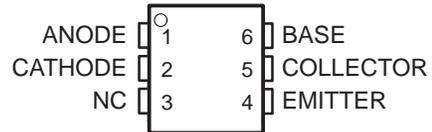
Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	- 4.8	- 5.0	- 5.2	V	
		$I_O = 5mA$ to 1A, $P_O \leq 15W$ $V_I = -7V$ to -20V	- 4.75	-5.0	- 5.25		
Line Regulation (Note1)	ΔV_O	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_I = -7V$ to -20V $I_O = 1A$	-	5	50	mV
			$V_I = -8V$ to -12V $I_O = 1A$	-	2	25	
		$V_I = -7.5V$ to -25V	-	7	50		
		$V_I = -8V$ to -12V $I_O = 1A$	-	7	50		
Load Regulation (Note1)	ΔV_O	$T_J = +25^{\circ}C$ $I_O = 5mA$ to 1.5A	-	10	100	mV	
		$T_J = +25^{\circ}C$ $I_O = 250mA$ to 750mA	-	3	50		
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	3	6	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to 1A	-	0.05	0.5	mA	
		$V_I = -8V$ to -25V	-	0.1	0.8		
Temperature Coefficient of V_D	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	- 0.4	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to 100KHz $T_A = +25^{\circ}C$	-	40	-	μV	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $\Delta V_I = 10V$	54	60	-	dB	
Dropout Voltage	V_D	$T_J = +25^{\circ}C$ $I_O = 1A$	-	2	-	V	
Short Circuit Current	I_{SC}	$T_J = +25^{\circ}C$, $V_I = -35V$	-	300	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note

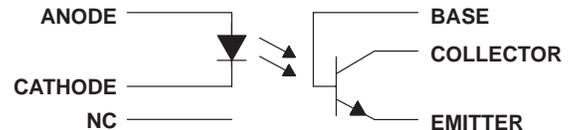
1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

COMPATIBLE WITH STANDARD TTL INTEGRATED CIRCUITS

- Gallium-Arsenide-Diode Infrared Source
Optically Coupled to a Silicon npn
Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation
1.5-kV, 2.5-kV, or 3.55-kV Rating
- High-Speed Switching
 $t_r = 7 \mu\text{s}$, $t_f = 7 \mu\text{s}$ Typical
- Typical Applications Include Remote
Terminal Isolation, SCR and Triac Triggers,
Mechanical Relays and Pulse Transformers
- Safety Regulatory Approval
UL/CUL, File No. E65085

DCJT† OR 6-TERMINAL DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)†4N35 only
NC – No internal connection

schematic



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†

Input-to-output peak voltage (8-ms half sine wave):	4N35	3.55 kV
	4N36	2.5 kV
	4N37	1.5 kV
Input-to-output root-mean-square voltage (8-ms half sine wave):	4N35	2.5 kV
	4N36	1.75 kV
	4N37	1.05 kV
Collector-base voltage		70 V
Collector-emitter voltage (see Note 1)		30 V
Emitter-base voltage		7 V
Input-diode reverse voltage		6 V
Input-diode forward current:		
Continuous		60 mA
Peak (1 μs , 300 pps)		3 A
Phototransistor continuous collector current		100 mA
Continuous total power dissipation at (or below) 25°C free-air temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 2)		100 mW
Phototransistor (see Note 3)		300 mW
Continuous power dissipation at (or below) 25°C lead temperature:		
Infrared-emitting diode (see Note 4)		100 mW
Phototransistor (see Note 5)		500 mW
Operating temperature range, T_A		-55°C to 100°C
Storage temperature range, T_{stg}		-55°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these conditions is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. This value applies when the base-emitter diode is open-circuited.
 2. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 1.33 mW/°C.
 3. Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 4 mW/°C.
 4. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 1.33 mW/°C. Lead temperature is measured on the collector lead 0.8 mm (1/32 inch) from the case.
 5. Derate linearly to 100°C lead temperature at the rate of 6.7 mW/°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

electrical characteristics at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$V_{(BR)CBO}$	Collector-base breakdown voltage	$I_C = 100 \mu A, I_E = 0, I_F = 0$	70†			V
$V_{(BR)CEO}$	Collector-emitter breakdown voltage	$I_C = 10 mA, I_B = 0, I_F = 0$	30†			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-base breakdown voltage	$I_E = 100 \mu A, I_C = 0, I_F = 0$	7†			V
I_R	Input diode static reverse current	$V_R = 6 V$			10†	μA
I_{IO}	Input-to-output current	$V_{IO} = \text{rated peak value}, t = 8 ms$			100	mA
$I_{C(on)}$	On-state collector current	$V_{CE} = 10 V, I_F = 10 mA, I_B = 0$	10†			mA
		$V_{CE} = 10 V, I_F = 10 mA, I_B = 0, T_A = -55^\circ C$	4†			
		$V_{CE} = 10 V, I_F = 10 mA, I_B = 0, T_A = 100^\circ C$	4†			
$I_{C(off)}$	Off-state collector current	$V_{CE} = 10 V, I_F = 0, I_B = 0$		1	50	nA
		$V_{CE} = 30 V, I_F = 0, I_B = 0, T_A = 100^\circ C$			500†	μA
h_{FE}	Transistor static forward current transfer ratio	$V_{CE} = 5 V, I_C = 10 mA, I_F = 0$		500		
V_F	Input diode static forward voltage	$I_F = 10 mA$	0.8†		1.5†	V
		$I_F = 10 mA, T_A = -55^\circ C$	0.9†		1.7†	
		$I_F = 10 mA, T_A = 100^\circ C$	0.7†		1.4†	
$V_{CE(sat)}$	Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 0.5 mA, I_F = 10 mA, I_B = 0 mA$			0.3†	V
r_{IO}	Input-to-output internal resistance	$V_{IO} = 500 V, \text{ See Note 6}$	10 ¹¹ †			Ω
C_{io}	Input-to-output capacitance	$V_{IO} = 0, f = 1 MHz, \text{ See Note 6}$		1	2.5†	pF

† JEDEC registered data

NOTE 6: These parameters are measured between both input-diode leads shorted together and all the phototransistor leads shorted together.

switching characteristics at 25°C free-air temperature†

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t_{on}	Time-on time	$V_{CC} = 10 V, I_{C(on)} = 2 mA,$		7	10	μs
t_{off}	Turn-off time	$R_L = 100 \Omega, \text{ See Figure 1}$		7	10	

† JEDEC registered data

International
IR Rectifier

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

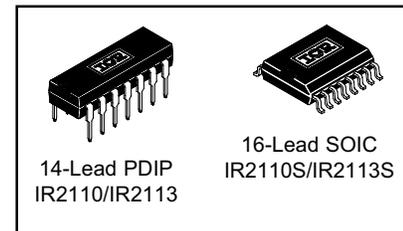
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

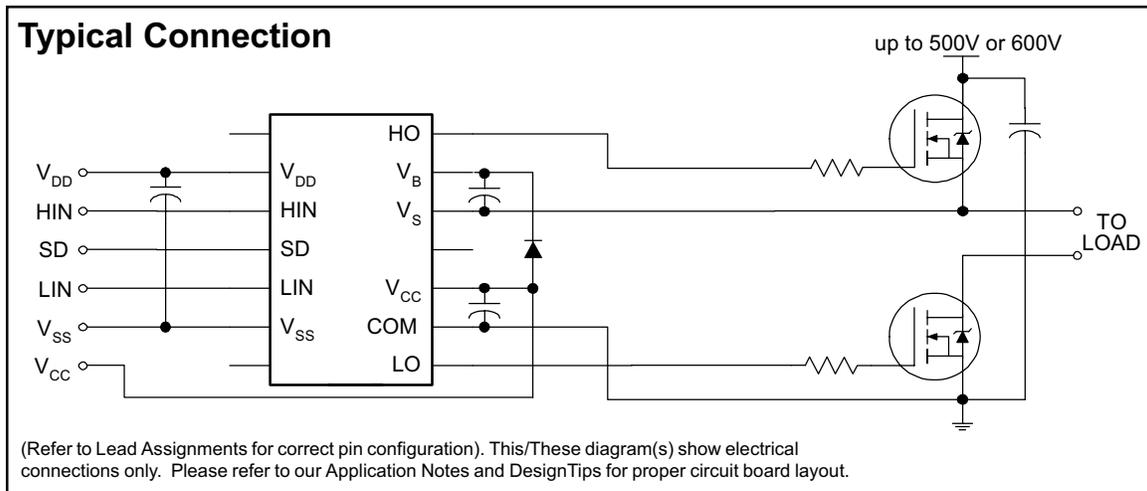
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



ANNEXE H

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3	
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	°C/W
	(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C
T _S	Storage temperature	-55	150	
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

ANNEXE I



IRF840

N - CHANNEL 500V - 0.75Ω - 8A - TO-220 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	< 0.85 Ω	8 A

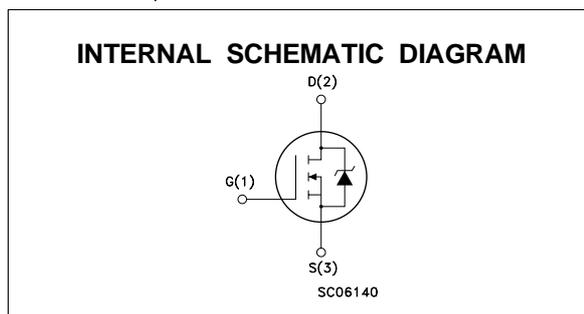
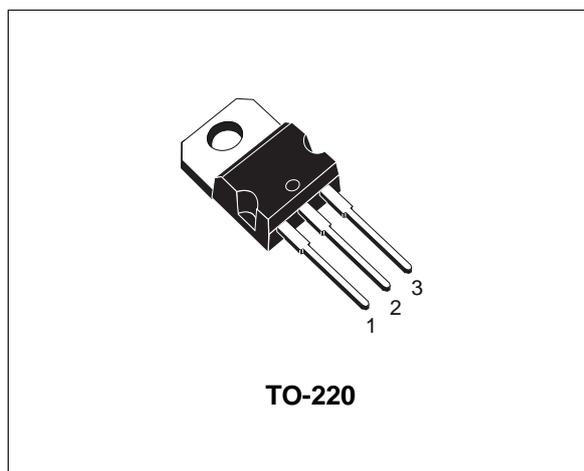
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.75 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	8.0	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	5.1	A
I _{DM} (●)	Drain Current (pulsed)	32	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	125	W
	Derating Factor	1.0	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(●) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} ≤ 8A, di/dt ≤ 100 A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}

First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

ANNEXE I

IRF840

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.0	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	°C/W
R _{thc-sink}	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5	°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max)	8.0	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	520	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating T _c = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ± 20 V			± 100	nA

ON (*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V I _D = 4.8 A		0.75	0.85	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} V _{GS} = 10 V	8.0			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (*)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} I _D = 4.8 A	4.9			S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V f = 1 MHz V _{GS} = 0		1300		pF
C _{oss}	Output Capacitance			200		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			18		pF

Résumé :

Dans ce mémoire nous allons faire l'étude, la modélisation et l'optimisation d'un générateur photovoltaïque fonctionnant avec un hacheur élévateur. Cette étude porte sur l'implémentation de différents algorithmes pour le suivi du point de puissance maximale tel que par la méthode Mikihiko Matsui, la méthode perturbation et observation et la méthode Incrément de Conductance. Ainsi, nous avons commencé par la simulation et la modélisation de la cellule photovoltaïque et du convertisseur survolteur selon un modèle mathématique. Puis, nous avons détaillé l'étude des commandes MPPT commandant notre hacheur. Pour terminer, nous avons fait la réalisation du hacheur avec sa MPPT proposé par la méthode Mikihiko Matsui.

Mots clés : MPPT, Hacheur survolteur, Prototype.

Abstract:

In this memory we are going to study, modeling and optimizing a photovoltaic generator operating with a BOOST converter. This study covers different algorithms of the maximum power point such as Mikihiko Matsui method, perturbation and observation method, and conductance increment method. So, we will start with the simulation and modeling of the photovoltaic cell and the boost converter according to the mathematical model. Then, we have detailed the study of different MPPT control. Finally, we have design and implementation of our MPPT for control our Boost converter by using Mikihiko Matsui method.

Keywords: MPPT, Boost converter, Prototype

ملخص:

في هذه المذكرة نحن نهدف إلى: دراسة ونمذجة وتحسين المحول الكهربائي للألواح الشمسية التي تعمل مع المحول BOOST مع دراسة وتنفيذ خوارزميات مختلفة من أجل إيجاد نقطة الاستطاعة القصوى (طريقة Mikihiko Matsui، طريقة اضطراب والمراقبة والمواصلة طريقة الزيادة، طريقة الزيادة في التصرف). سوف نبدأ بعملية المحاكاة والنمذجة للخلية الضوئية والمحول المعزز وفقا للنموذج الرياضي وتنظيم الطاقة الكهربائية الضوئية باستخدام خوارزمية مختلفة لدينا تحكم النموذج MPPT. وأخيرا تصميم وتنفيذ نموذج محول MPPT بطريقة Mikihiko Matsui الخاص بنا.

الكلمات المفتاحية : Boost converter ,MPPT, Prototype