

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE
Spécialité : Réseaux Electriques**

Présenté par
**Mohamed LAMINE
Lies LEHARANI**

Mémoire dirigé par **NABIL BENYAHIA**

Thème

**Contribution à la commande MPPT
numérique d'un panneau photovoltaïque
à travers un hacheur parallèle entrelacé**

Mémoire soutenu publiquement le 28 septembre 2014 devant le jury composé de :

M^r N. BENAMROUCHE

Professeur, UMMTO,

Président

M^r N. BENYAHIA

Maitre de Conférence Classe B, UMMTO,

Rapporteur

M^r H. DENOUN

Maitre de Conférence Classe B, UMMTO,

Examineur

M^r H. DJOUDI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO,

Examineur

Remerciements

LISTE DES FIGURES

Listes des figures

Figure I.1	Caractéristique $I=f(V)$ d'un module photovoltaïque	5
Figure I.2	L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$	5
Figure I.3	L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$	6
Figure I.4	L'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$	6
Figure I.5	L'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$	7
Figure I.6	Association de N_s modules solaires en série	7
Figure I.7	Caractéristique de nombre des modules solaires en série	8
Figure I.8	Association de N_p modules solaires en parallèle.	8
Figure I.9	Caractéristique de nombre des modules en parallèles	9
Figure I.10	Association mixte $N_s \times N_p$ modules solaires	9
Figure I.11	Caractéristique de nombre des modules en série et parallèle	10
Figure I.12	Schéma de principe du convertisseur MPPT	11
Figure I.13	Schéma de principe d'un type d'alimentation à découpage	12
Figure I.14	Schéma d'un quadripôle électrique	12
Figure I.15	Périodes de fermeture et d'ouverture d'un commutateur	13
Figure I.16	Schéma de principe d'un convertisseur dévolteur	13
Figure I.17	Schémas équivalents du hacheur dévolteur, (a) : K fermé, (b) : K ouvert	14
Figure I.18	Le schéma de Principe d'un convertisseur Boost	15
Figure I.19	Schémas équivalents du hacheur survolteur, (a) : K fermé, (b) : k ouvert	16
Figure I.20	Convertisseur dévolteur-survolteur	17
Figure I.21	Schémas équivalents du hacheur dévolteur-survolteur, (a) : K fermé, (b) : K ouvert	17
Figure I.22	Chaine élémentaire de conversion d'énergie PV	21
Figure I.23	Signe de dP/dV à différentes positions de la courbe caractéristique de puissance	24

Listes des figures

Figure I.24	Organigramme de la méthode P&O	26
Figure I.25	Divergence de la méthode P&O	26
Figure I.26	Organigramme de la méthode IncCond	29
Figure II.1	(a) Convertisseur Boost (hacheur élévateur), (b) Convertisseur Buck (hacheur abaisseur), (c) Convertisseur Buck-Boost (hacheur à stockage inductif),(d) Convertisseur Cuk (hacheur a stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur), (e) Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur)	31
Figure II.2	Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).	32
Figure II.3	Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).	33
Figure II.4	Formes d'ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche, tension à droite).	34
Figure II.5	Formes d'ondes du convertisseur Cuk (courants à gauche, tension à droite).	35
Figure II.6	Formes d'ondes du convertisseur Sepic (courants à gauche, tension à droite).	37
Figure II.7	Evolution du rapport entre les tensions de sortie et d'entrée	39
Figure II.8	Convertisseur boost entrelacé à N bras	40
Figure II.9	Courants dans chaque branche	41
Figure II.10	Rapport $\Delta I_{Lk} / \Delta I_L$ en fonction du nombre de branches et du rapport cyclique	43
Figure II.11	α m est non-entier	43
Figure II.12	α m est entier	43
Figure II.13	Ondulation du courant total d'entrée en fonction du rapport cyclique et du nombre de branches en parallèle, pour un convertisseur << boost >>	44
Figure II.14	Diminution et partage des pertes dans les inductances	45

Listes des figures

Figure II.15	Somme des volumes des inductances par technique d'entrelacement	45
Figure II.16	Dimensionnement optimal des inductances	45
Figure II.17	Hacheur boost entrelacé multicanaux	46
Figure II.18	Hacheur boost entrelacé à 2 branches	48
Figure II.19	Commande des transistors	48
Figure II.20	Courants dans les inductances et dans la source	48
Figure II.21	Hacheur boost entrelacé à 3 branches	49
Figure II.22	Commande des transistors	49
Figure II.23	Courants dans les inductances et dans la source	49
Figure II.24	Schéma de principe d'un convertisseur à quatre canaux	49
Figure II.25	Déphasage des signaux de commande de chaque transistor à l'aide de registres à décalage	50
Figure II.26	Le courant d'entrée et les courants dans les inductances	50
Figure III.1	Modules PV installés sur le toit du laboratoire LATAGE	53
Figure III.2	Le bloc d'alimentation stabilisée	54
Figure III.3	La carte de mesure de la tension et du courant	55
Figure III.4	Partie contrôle des trois cartes du PIC, des inverseurs et des drivers	55
Figure III.5	La carte du hacheur élévateur entrelacé à trois niveaux	57
Figure III.7	Bobine avec un noyau à base d'une ferrite	57
Figure III.6	Bobine à base d'un noyau ferromagnétique	57
Figure III.8	Schéma de principe de la MPPT du banc d'essai de LATAGE	58

Listes des figures

Figure III.9	Organigramme de la MPPT du banc d'essai de LATAGE	59
Figure III.10	Vue globale de montage hacheur du banc d'essai e laboratoire LATAGE	60
Figure III.11	Signaux de commande générée par le PIC16F877A et par le PIC16F84A	60
Figure III.12	Formes d'ondes des signaux de commande	61
Figure III.13	Signaux de commande des MOSFET du convertisseur	61
Figure III.14	Formes d'ondes des courants des bras du hacheur et du courant d'entrée (Bobines avec un noyau ferromagnétique)	62
Figure III.15	Formes d'ondes des courants des bras du hacheur et de courant d'entrée (Bobines avec un noyau à base d'une ferrite)	62
Figure III.16	Les formes d'ondes des tensions d'entrée/sortie du convertisseur	63

Liste des tableaux

Tableau I.1	Résumé l'algorithme P&O	24
Tableau II.1	Caractéristiques des montages en mode conduction continu	38
Tableau II.2	Choix de nombre de branches en fonction de la puissance	46
Tableau II.3	Les valeurs de L et C_S pour différentes valeurs de N	50
Tableau II.4	Tableau des valeurs moyennes des courants, des tensions, des puissances et leur rendement	51
Tableau III.1	Caractéristiques du panneau solaire du LATAGE-UMMTO	54
Tableau.III.2	Les caractéristiques de chaque bobine	58
Tableau.III.3	Les différentes valeurs des grandeurs d'entrée/sortie et de leurs valeurs moyennes du convertisseur	63

Abréviations utilisées

PPM : Point de puissance maximale

MPPT : Recherche de point de puissance maximale

GPV : Générateur photovoltaïque

MLI (PWM) : Modulation de largeur d'impulsion

PV: Photovoltaïque

GPV: Générateur Photovoltaïque

P&O: Perturbation et Observation

IBC : Inteleaved boost converter (convertisseur élévateur boost)

MOSFET : Métal Oxide Silicon Field Effect Transistor

CS : Convertisseur statique

Nomenclature

V_e : Tension d'alimentation du convertisseur

V_s : Tension de sortie du convertisseur

V_{oc} : Tension de circuit ouvert

$V_{réf}$: Tension de la référence

V_L : Tension aux bornes de l'inductance

V_{MPP} : Tension au PPM

i_e : Courant d'entrée du convertisseur

i_s : Courant de sortie du convertisseur

I_{opt} : Courant optimal

I_L : Courant aux bornes de l'inductance

I_{cc} : Courant de court-circuit

I_{MPP} : Courant au PPM

P : Puissance

P_{max} : Puissance maximale produite PV

P_{opt} : Puissance optimale

P_{MPP} : Puissance au PPM

ΔI_e : Ondulation du courant d'entrée

ΔI_L : Ondulation de courant dans l'inductance

$\Delta I_{e_{max}}$: Ondulation maximale du courant d'entrée

ΔV_s : Ondulation de la tension de sortie

ΔV_L : Ondulation de tension dans l'inductance

G : Eclairement

D : Diode

k : Interrupteur

L : Inductance de lissage

C : Condensateur de sortie du convertisseur

α : Rapport cyclique

T : Période de commutation

f : Fréquence

G_{ci} : Conductance instantanée

N : Nombre de bras du convertisseur

Nomenclature

N_p : Nombre des cellules parallèles

N_s : Nombre des cellules séries

Sommaire

Introduction générale	Erreur ! Signet non défini.
Chapitre I: Généralités sur les générateurs photovoltaïques et la commande MPPT	
I.1. Introduction	4
I.2. Générateur photovoltaïque et ses performances.....	4
I.2.1. Caractéristique Courant-Tension	4
I.2.2. Influence de l'éclairement et la température sur les courbes $I=f(V)$ et $P=f(V)$	5
I.2.3. Influence de l'association série des cellules PV	7
I.2.4. Influence de l'association parallèle des cellules PV	8
I.2.5. Influence de l'association mixte (Série + Parallèle) des cellules PV	9
I.2.6. Les avantages et les inconvénients des générateurs photovoltaïques	10
I.3. La commande <i>MPPT</i>	11
I.3.1. Principe.....	11
I.3.2. Les convertisseurs <i>DC-DC</i> (hacheurs).	11
I.3.2.1. Hacheur dévolteur.....	13
I.3.2.2. Hacheur survolteur	15
I.3.2.3. Hacheur dévolteur-survolteur	17
I.3.3. Classification des Commandes <i>MPPT</i>	Erreur ! Signet non défini.
I.3.3.1. Classification des commandes <i>MPPT</i> selon le type de recherché.....	18
I.3.3.2. Classification des commandes <i>MPPT</i> selon les paramètres d'entrée.	19
I.3.4. Critères de Qualité d'une Commande <i>MPPT</i>	20
I.3.5. Rendements de la Chaîne de Puissance.....	21
I.3.6. Les Algorithmes <i>MPPT</i>	22
I.3.6.1. Algorithme de la tension constante (CV, Constant Voltage).....	22
I.3.6.2. Algorithme du Courant constant (Constant Curren)	23
I.3.6.3. Algorithme MPPT basé sur le modèle.....	23
I.3.6.4. Algorithme Perturbation et Observation (P&O).....	23
I.3.6.5. Algorithme de l'Incrémentation de la Conductance (IncCond).....	27
I.3.6.6. Autres methodes.....	30
I.4. Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre II : Etude théorique des convertisseurs DC/DC

II.1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
II.2. Convertisseurs continu-continu non-isolés	Erreur ! Signet non défini.
II.2.1. Convertisseur Boost	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2. Convertisseur Buck	Erreur ! Signet non défini.
II.2.3. Convertisseur Buck-Boost	Erreur ! Signet non défini.
II.2.4. Convertisseur Cuk	Erreur ! Signet non défini.
II.2.5. Convertisseur Sepic	Erreur ! Signet non défini.
II.2.6. Comparaison des montages.	Erreur ! Signet non défini.
II.3. Technique de l'entrelacement	39
II.4. L'ondulation du courant total avec celle des courants élémentaires.....	40
II.5. Dimensionnement et pertes dans les inductances	44
II.6. Le hacheur boost entrelacé à multicanaux (N branche)	46
II.6.1. Hacheur boost entrelacé pour quelques valeurs de N	48
II.6.2 Calcul des valeurs de l'inductance L et e la capacité C_s pour différentes valeurs de N .	50
II.6.3. Le convertisseur de la commande <i>MPPT</i> du banc d'essai de laboratoire <i>LATAGE</i>	Erreur ! Signet non défini.
II.7. Conclusion.....	52

Chapitre III : Réalisation pratique et Résultats expérimentaux

III.1. Introduction.....	53
III.2. Présentation du banc d'essai du laboratoire <i>LATAGE</i>	53
III.2.1. Le générateur photovoltaïque du laboratoire <i>LATAGE</i>	53
III.2.2. Le bloc d'alimentation.	54
III.2.3. Partie mesure.....	Erreur ! Signet non défini.
III.2.4. Partie control	Erreur ! Signet non défini.
III.2.4.1. Carte du PIC ou la carte du microcontrôleur	Erreur ! Signet non défini.
III.2.4.2. Carte des inverseurs.	56
III.2.4.3. Carte des drivers	56
III.2.5. Carte du hacheur élévateur entrelacé	56
III.2.6. Les éléments passifs (bobines) des bras du hacheur élévateur entrelacé.....	57
III.3. Description de la commande <i>MPPT</i> à réaliser.....	Erreur ! Signet non défini.
III.4. Résultats expérimentaux.	59
III.5. Conclusion	64
Conclusion générale	65

Annexes	66
Bibliographie	74

Introduction générale

La consommation d'énergie dans le monde a toujours augmentée en raison de l'accroissement rapide de la population, particulièrement dans le tiers monde et dans les pays nouvellement industrialisés. On s'attend à ce que cet accroissement soit soutenu dans un proche avenir, avec une population mondiale passant de 6 milliards actuels à environ 8 milliards dans les 25 années à venir et se développant peut-être à 10 milliards de personnes vers le milieu du 21^{ème} siècle. Une telle augmentation de population produirait un choc dramatique sur la demande énergétique, la doublant au moins d'ici 2050[29].

Actuellement, le monde absorbe chaque année plus de huit milliards de Tep (tonne équivalent pétrole) d'énergie primaire, provenant de l'utilisation des combustibles fossiles comme le pétrole, le charbon, le gaz naturel ou encore l'énergie nucléaire. Ces ressources deviennent de plus en plus rares, pendant que les demandes énergétiques du monde s'élèvent continuellement. Il est estimé que les réserves mondiales seront épuisées vers 2030 si la consommation n'est pas radicalement modifiée, et au maximum vers 2100 si des efforts sont produits sur la production et la consommation [31].

Etant donné, que l'énergie fossile couvre une grosse partie de la production énergétique actuelle, il s'avère nécessaire de trouver une autre solution pour prendre le relais, la contrainte imposée est d'utiliser une source d'énergie économique, inépuisable, peu polluante; car la protection de l'environnement est devenue un point important. Dans ce contexte, en septembre 2001, l'Union Européenne a adopté la directive relative à la promotion de l'électricité produite à partir de sources d'énergie renouvelable sur le marché intérieur de l'électricité [30]. L'objectif de cette directive est la promotion et l'exploitation à l'avenir du potentiel des sources d'énergie renouvelable.

On entend, Par énergies renouvelables, des énergies issues du soleil, du vent, de la chaleur de la terre, de l'eau ou encore de la biomasse. A la différence des énergies fossiles, les énergies renouvelables sont des énergies à ressource illimitée. Les énergies renouvelables regroupent un certain nombre de filières technologiques selon la source d'énergie valorisée et l'énergie utile obtenue. Si l'on prend l'exemple du soleil, l'énergie reçue à la surface de la terre varie, par m², de 1 100kWh à 2300kWh/an (au total 720 105 kWh), une surface de 145000km² (4% de la surface des déserts arides) de panneaux photovoltaïques (PV) suffirait à couvrir la totalité des besoins énergétiques mondiaux [2]. En effet, plus de 22 GW ont été produite en 2010 contre 0.4 GW en 1998, soit une augmentation de 5500% selon l'Agence Internationale de

Introduction générale

l'Energie (*AIE*). Cependant, le rendement de la conversion photovoltaïque reste relativement faible. Ceci prévoit l'utilisation et la mise en œuvre de techniques permettant d'optimiser le profit de cette technologie en tirant le maximum de la puissance pouvant être produite [29].

Dans la plupart des systèmes de production d'énergie photovoltaïque, on trouve 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 *PPM* dans le temps et permet de la sorte de tirer le maximum de puissance disponible dans le panneau photovoltaïque. Le *MPPT* vise à améliorer et à optimiser l'exploitation des systèmes photovoltaïques, il permet également d'augmenter le gain au-delà de 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. L'évolution continue de l'électronique de puissance a permis de concevoir de nouveaux schémas plus sophistiqués et moins encombrants améliorant la fiabilité, le rendement et la sûreté de fonctionnement. Cela a une influence directe sur le rendement et le coût global du système photovoltaïque dans son ensemble [30].

Ce travail présente une contribution à la commande *MPPT* numérique d'un panneau photovoltaïque à travers un hacheur parallèle entrelacé. Nous nous sommes focalisé dans ce travail, essentiellement sur la partie puissance. Le but recherché est de réduire l'ondulation totale du courant d'entrée et d'améliorer le rendement du convertisseur entrelacé. Dans ce mémoire, l'influence de du type de bobines sur le fonctionnement du convertisseur entrelacé est aussi mise en évidence.

Ce travail contient trois chapitres :

Dans le premier chapitre, le générateur photovoltaïque, ces performances statiques, et les convertisseurs statiques *DC/DC* utilisés en association avec ces derniers seront présentés. Les différentes techniques et algorithmes utilisés pour l'extraction de la puissance maximale disponible au niveau du panneau photovoltaïque seront également revus.

Les convertisseurs *DC/DC* non isolés classiques à savoir (Boost, Buck, Back-Boost, Cuk, Sepic) seront présentés dans le deuxième chapitre. La technique d'entrelacement du boost, le convertisseur parallèle entrelacé à multicanaux (*IBC-Interleaved-Boost-Converter*), sont également présentés. Ensuite nous exposons le problème de rendement du convertisseur du banc d'essai de laboratoire *LATAGE*, qui est bas, malgré le nombre de branches optimales.

Introduction générale

Enfin, dans le troisième chapitre nous allons tester les performances et la dynamique du hacheur boost entrelacé, en premier nous présenterons l'installation de laboratoire *LATAGE*, en décrivant les éléments de banc d'essai. Ensuite nous passons à l'expérimentation, en relevant les courbes des paramètres de convertisseur *MPPT* pour les deux parties (control et puissance), nous interpréterons les résultats obtenus avec les deux types de bobines. Le mémoire est clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

Généralités sur les générateurs photovoltaïques et la commande MPPT

I.1.Introduction

Dans ce premier chapitre, le générateur photovoltaïque et ces performances statiques seront détaillées, ensuite, les convertisseurs statiques DC/DC utilisés en association avec les panneaux photovoltaïques seront présentés, enfin les différents techniques et algorithmes appliqués pour l'extraction de la puissance maximale du panneau photovoltaïque seront définis.

I.2 Générateur photovoltaïque et ses performances

Le générateur photovoltaïque est un ensemble d'équipements mis en place pour exploiter l'énergie photovoltaïque afin de satisfaire les besoins en charge. En fonction de la puissance désirée, les modules peuvent être assemblés en panneaux pour constituer un "champ photovoltaïque". Relié au récepteur sans autre élément, le panneau solaire fonctionne "au fil du soleil", c'est-à-dire que la puissance électrique fournie au récepteur est fonction de la puissance d'ensoleillement.

Elle est donc à son maximum lorsque le soleil est au zénith et nulle, la nuit. Mais, très souvent, les besoins en électricité ne correspondent pas aux heures d'ensoleillement et nécessitent une intensité régulière (éclairage ou alimentation de réfrigérateurs, par exemple). On équipe alors le système de batteries d'accumulateurs qui permettent de stocker l'électricité et de la restituer en temps voulu [1].

Pour un certain nombre d'applications, le courant continu produit par le générateur photovoltaïque est converti à l'aide d'un onduleur en courant alternatif. Un module photovoltaïque est constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques élémentaires montées en série et/ou en parallèle afin d'obtenir des caractéristiques électriques désirées tels que: la puissance, le courant de court-circuit I_{cc} ou la tension en circuit ouvert V_{co} . Un générateur photovoltaïque est constitué d'un ou plusieurs modules PV en série et / ou en parallèle pour obtenir une puissance [1].

I.2.1. Caractéristique Courant-Tension

La figure (I.1) représente la courbe $I = f(V)$ d'un module photovoltaïque typique dans des conditions constantes d'irradiation et de température. L'irradiation standard adoptée pour mesurer la réponse des modules photovoltaïques est une intensité rayonnante de 1000 W/m^2 et une température de 25°C .

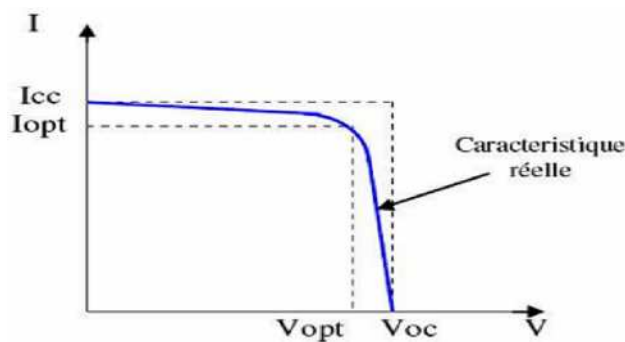


Figure I.1. Caractéristique $I=f(V)$ d'un module photovoltaïque.

Il est difficile de donner un caractère source de courant ou de tension à un module photovoltaïque sur toute l'étendue de la caractéristique courant-tension. Par conséquent, le module photovoltaïque est considéré comme une source de puissance avec un point P_m où la puissance se trouve être maximale. Il est donc intéressant de se placer sur ce point pour tirer le maximum d'énergie et ainsi exploiter au mieux la puissance crête installée. Il est important de noter que certains régulateurs solaires réalisent une adaptation d'impédance afin qu'à chaque instant on se trouve proche de ce point P_m [1].

I.2.2. Influence de l'éclairement et la température sur les courbes $I=f(V)$ et $P=f(V)$

La figure I.2 montre l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$. A une température constante, on constate que le courant subit une variation importante, par contre la tension varie légèrement. Car le courant de court circuit est une fonction linéaire de l'éclairement alors que la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique.

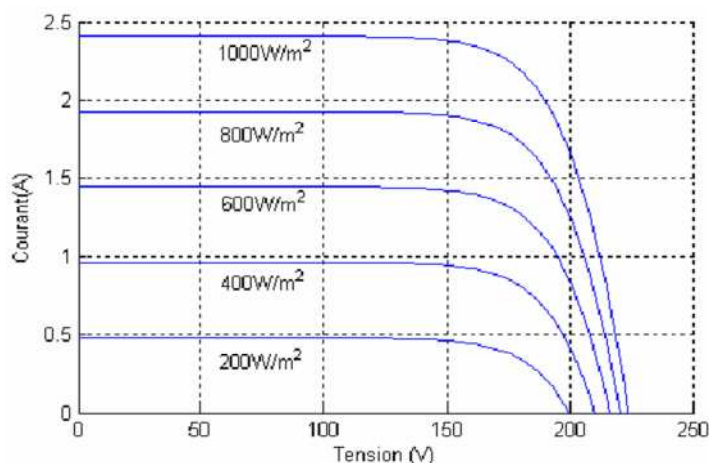


Figure I.2. L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $I=f(V)$

La figure I.3 illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs d'éclairement, ce qui nous permet de déduire l'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$ [2].

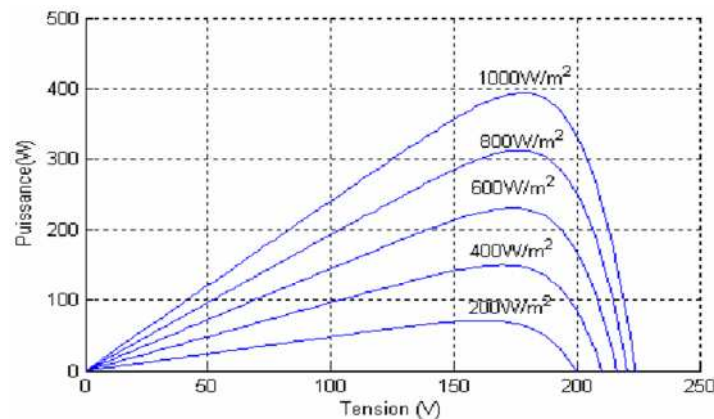


Figure I.3. L'influence de l'éclairement sur la caractéristique $P=f(V)$

La figure I.4 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 $I=f(V)$. Le courant dépend de la température puisque le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, mais la température influe négativement sur la tension de circuit ouvert. Quand la température augmente la tension de circuit ouvert diminue. Par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution [3].

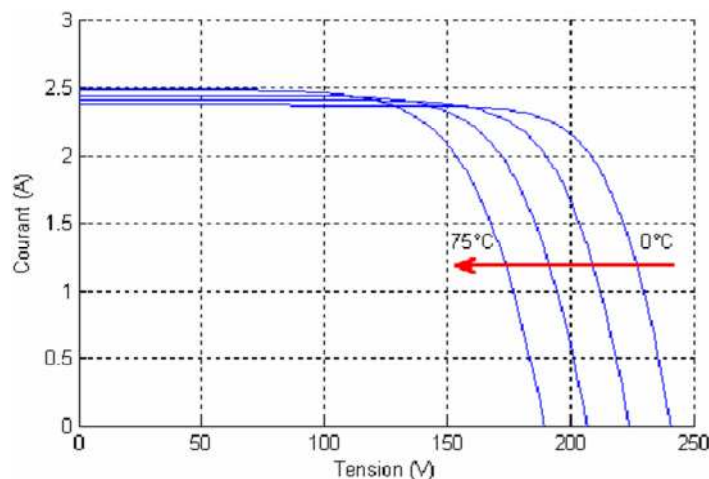


Figure I.4. L'influence de la température sur la caractéristique $I=f(V)$

La figure I.5 illustre la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension pour différentes valeurs de la température, ce qui nous permet de déduire l'influence de la température sur la caractéristique $P=fct(V)$ [2].

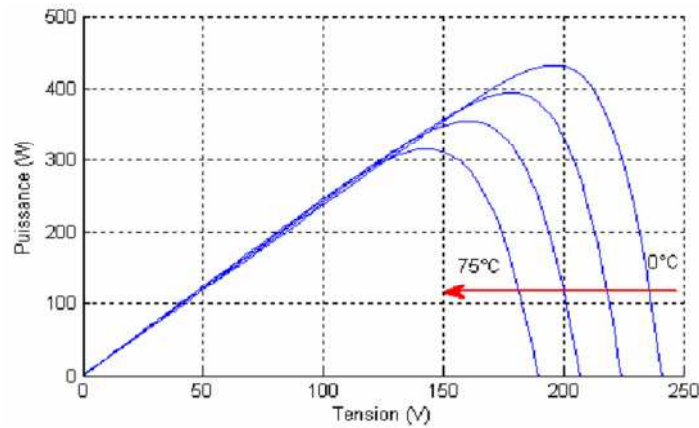


Figure I.5. L'influence de la température sur la caractéristique $P=f(V)$

I.2.3. Influence de l'association série des cellules PV

La cellule individuelle, unité de base d'un système photovoltaïque, ne produit qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 0.5 W avec une tension de moins d'un volt. Pour produire plus de puissance, les cellules sont assemblées pour former un module (ou panneau). Un module de 36 cellules en série (*Type GTO1 36 - 80/2*) est suffisant pour obtenir une tension compatible avec la charge. Pour avoir plus de tension, il faut assembler N_s modules en série, par contre pour le courant généré, un nombre N_p de modules en parallèle permet d'ajouter, les diodes de protection série et parallèles protègent le circuit contre le retour de courant [4]. L'association en série des cellules délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule [4].

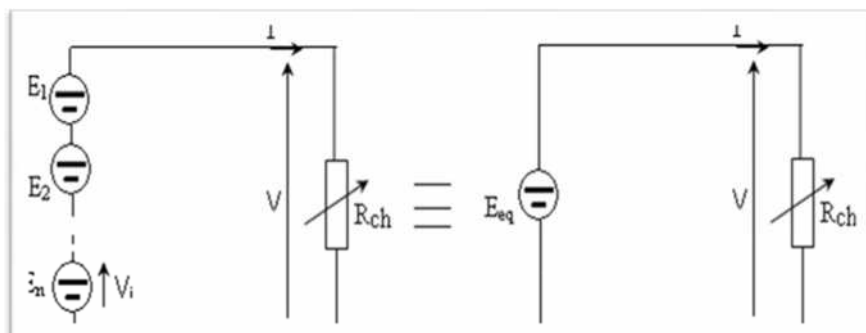
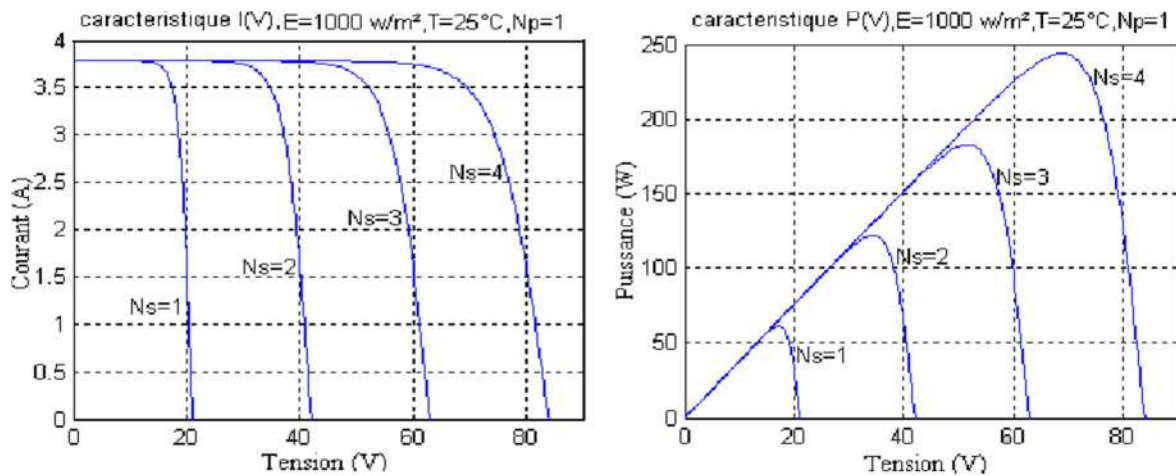


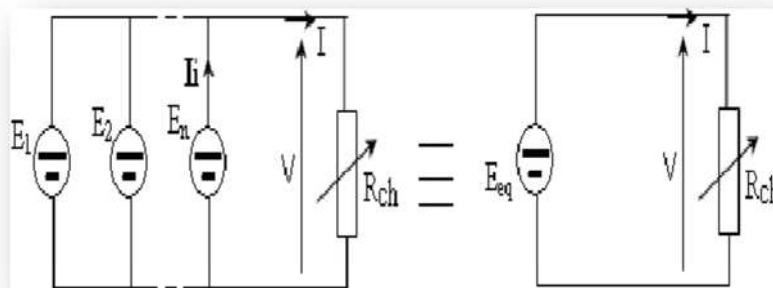
Figure I.6. Association de N_s modules solaires en série

La caractéristique d'un groupement de N_s modules solaires en série est représentée par la figure suivante :



I.2.4. Influence de l'association parallèle des cellules PV

L'association en parallèle des photopiles délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celle d'une seule cellule [4].



La caractéristique d'un groupement de N_p modules solaires en parallèle est représentée par la figure suivante:

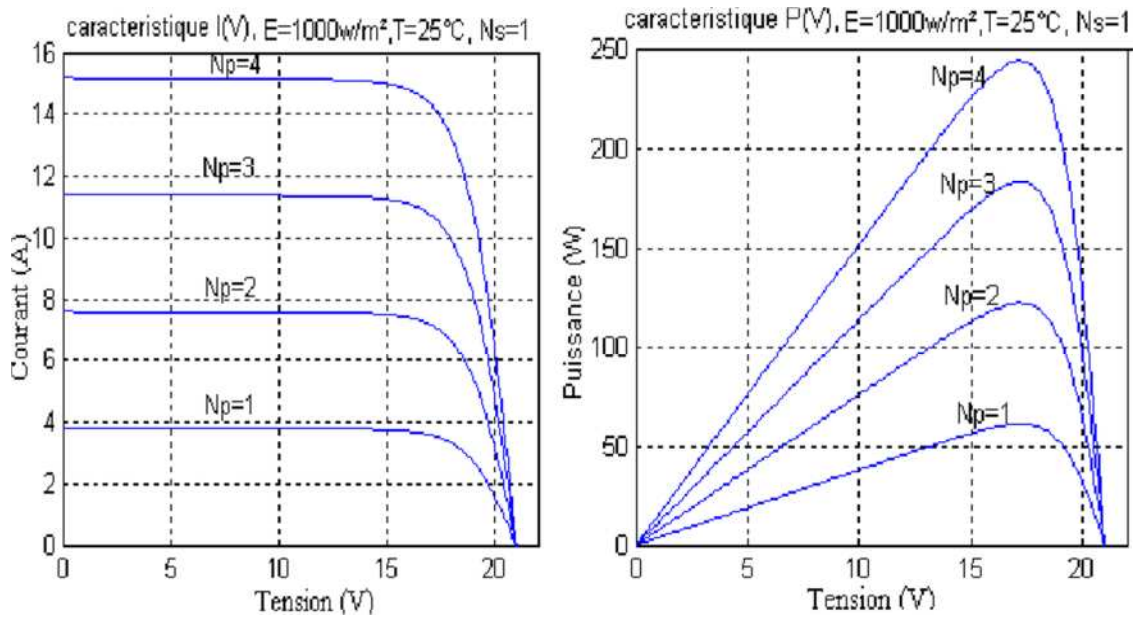


Figure I.9. Caractéristique de nombre des modules en parallèles

I.2.5. Influence de l'association mixte (Série + Parallèle) des cellules PV

Pour avoir une satisfaction en courant et en tension, on est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est à dire Série-Parallèle [4].

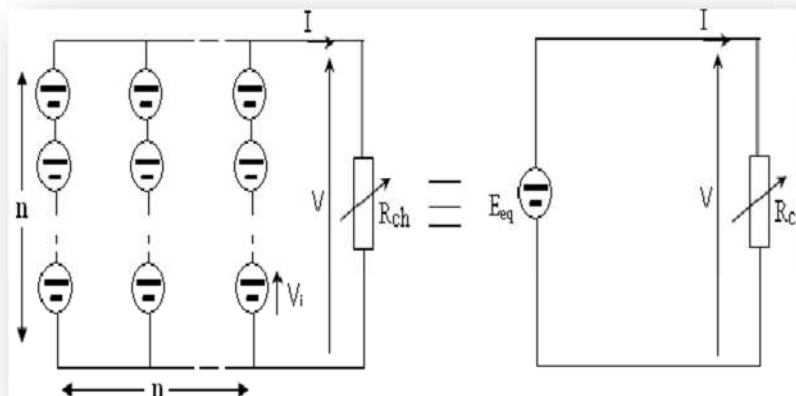


Figure I.10. Association mixte $N_s \times N_p$ modules solaires

La caractéristique de l'association mixite de modules solaires est représentée par la figure suivante:

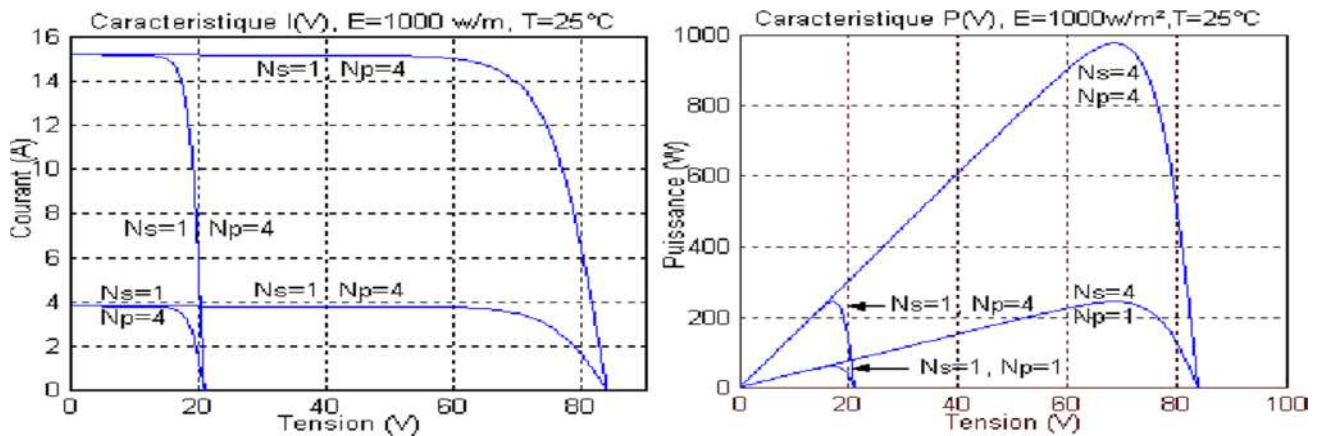


Figure I.11. Caractéristique de nombre des modules en série et parallèle

I.2.6 Les avantages et les inconvénients des générateurs photovoltaïques:

Parmi les avantages de l'utilisation des panneaux photovoltaïques, nous citons : le soleil est une source d'énergie propre et renouvelable, qui ne produit ni du gaz ni du déché toxique par son utilisation, le processus photovoltaïque est complètement a semi-conducteurs et d'un seul bloc, par conséquent, il n'existe aucune pièce mobile et aucun matériau qu'est consommé ou émis. Les systèmes photovoltaïques ont aussi des avantages par rapport aux options de concurrence en puissance, Ils ne sont pas polluants, aucune consommation de carburant, ils peuvent être combinés avec d'autre source l'énergie, enfin, ils n'exigent pas de raccordement a une source d'énergie ou a un approvisionnement en carburant.

Les inconvenients de l'utilisation des panneaux photovoltaïque resident dans La fabrication des panneaux solaires photovoltaïque qui relèvent de la haute technologie et qui demandent énormément de recherche et de développement, donc des investissements sont couteux. Cela se traduit dans le prix de l'installation qui, aujourd'hui, reste chère. Le rendement des panneaux photovoltaïque sont encoure faibles et l'ordre de 20% (pour les meilleurs). L'énergie photovoltaïque convient donc mieux pour des projets a faible besoin, comme une maison unifamiliale, par exemple. Dans le cas d'une installation photovoltaïque autonome qui ne revend pas son surplus d'électricité au réseau, il faut inclure des batteries dont le cout reste très élevé. Le niveau de production d'électricité n'est pas stable et pas prévisible mais dépend de niveaux d'ensoleillement de plus, il n' ya aucune production

d'électricité le soir et la nuit, la durée de vie d'une installation photovoltaïque n'est pas éternellement mais de l'ordre de 20 à 30 ans.

I.3 La commande MPPT

I.3.1 Principe

La figure I.12 représente le schéma de Principe d'un convertisseur *MPPT* classique. La commande *MPPT* fait varier le rapport cyclique du convertisseur statique (*CS*), à l'aide d'un signal électrique approprié, pour tirer le maximum de puissance que le *GPV* peut fournir. L'algorithme *MPPT* peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le MPPT. En générale, il est basé sur la variation de rapport cyclique de *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 MPPT. Plusieurs algorithmes sont présents dans la littérature, nous présentons quelques-uns plus loin dans ce chapitre [7].

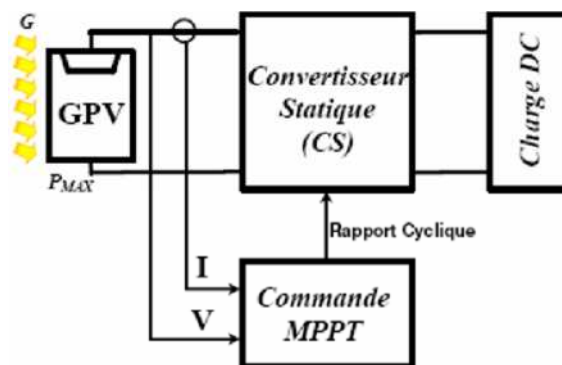


Figure I.12. Schéma de Principe du convertisseur MPPT

I.3.2 Les convertisseurs DC/DC (hacheurs)

Les hacheurs sont des convertisseurs du type continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé [5]. Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs [5].

La technique du découpage, apparue environ dans les années soixante, a apporté une solution au problème du mauvais rendement et de l'encombrement des alimentations séries. Dans une alimentation à découpage (Figure I.13), la tension d'entrée est "hachée" à une

fréquence donnée par un transistor alternativement passant et bloqué. Il en résulte une onde carrée de tension qu'il suffit de lisser pour obtenir finalement une tension continue [5]

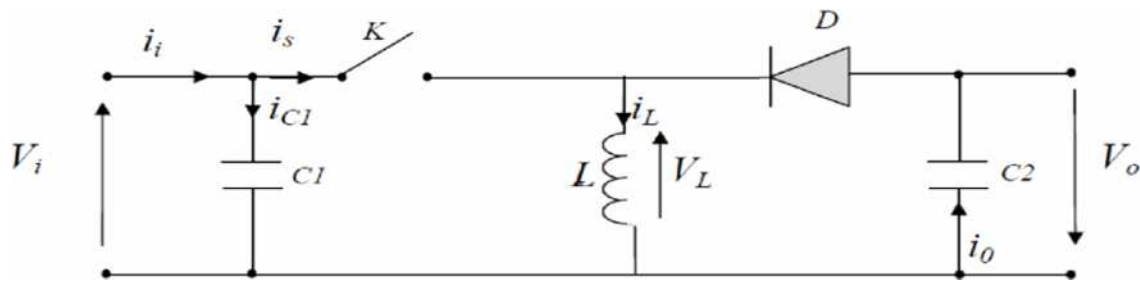


Figure I.13. Schéma de Principe d'un type d'alimentation à découpage

D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (figure I.14), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues [5].

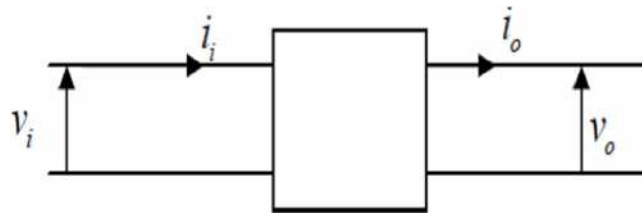


Figure I.14. Schéma d'un quadripôle électrique

La régulation de la tension de sortie à un niveau constant est réalisée par une action sur le "rapport cyclique", défini comme la fraction de la période de découpage où l'interrupteur est passant (figure I.15). L'interrupteur est un dispositif semi-conducteur en mode tout-rien (bloqué – saturé), habituellement un transistor *MOSFET*. Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est zéro et par conséquent sa dissipation de puissance est nulle. Si le dispositif est dans l'état saturé la chute de tension à ses bornes sera presque zéro et par conséquent la puissance perdue sera très petite [5]. Pendant le fonctionnement du hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence Constante f_s avec un temps de fermeture = Tds et un temps d'ouverture = $(1-d) Ts$

- Ts est la period de commutation qui est égale a $1/f_s$.
- d le rapport cyclique de commutation ($d \in [0, 5]$).

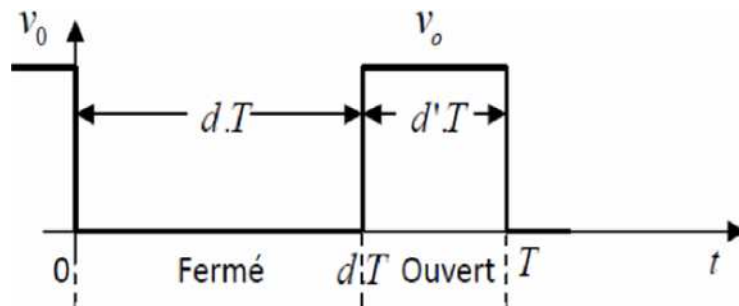


Figure I.15. Périodes de fermeture et d'ouverture d'un commutateur.

Il existe plusieurs types des convertisseurs $DC-DC$. Parmi les quels, on présente le principe des trois types des convertisseurs à découpage (dévolteur, survolteur et mixte), utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités ainsi que pour l'adaptation des panneaux solaires avec les différentes charges

I.3.2.1 Hacheur dévolteur

Le convertisseur dévolteur peut être souvent trouvé dans la littérature sous le nom de hacheur buck ou hacheur série. La figure I.16 présente le schéma de Principe du convertisseur dévolteur [5]. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie inférieure, où le rapport de conversion change avec le rapport Cyclique du commutateur.

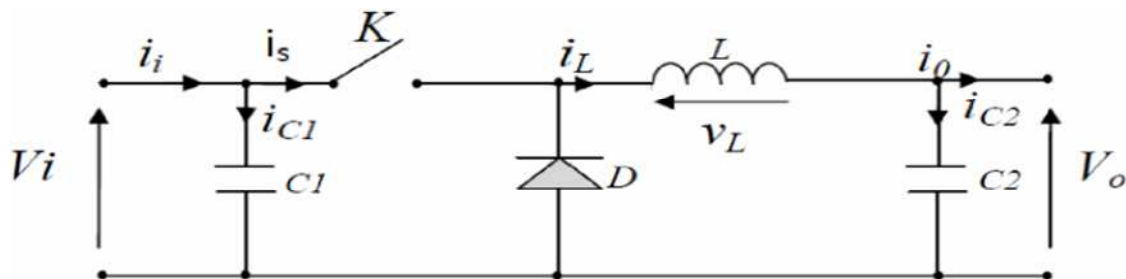


Figure I.16. Schéma de principe d'un convertisseur dévolteur.

Savoir 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 suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie. La figure I.17 montre les schémas des circuits équivalents d'un convertisseur dévolteur dans les deux cas: l'interrupteur fermé pendant dT_s et l'interrupteur ouvert pendant $(1-d) T_s$.

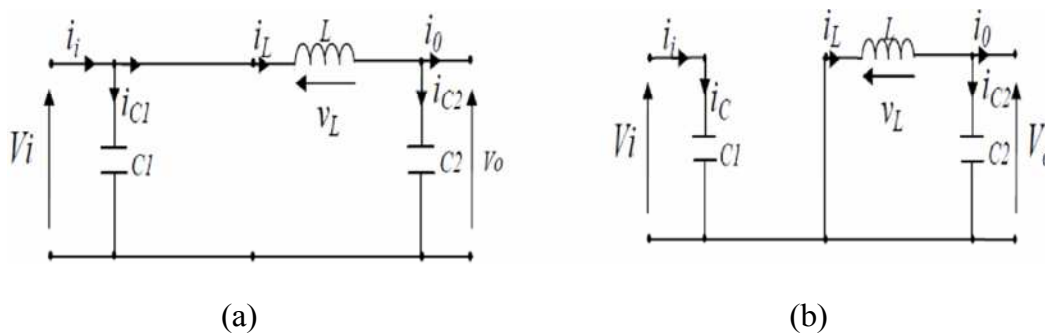


Figure I.17. Schémas équivalents du hacheur dévolteur
(a): K fermé, (b) : ouvert

En appliquant les lois de Kirchoff sur les deux circuits de la figure I.17, on obtient les systèmes d'équations suivants:

Pour la première période $d.T_s$:

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \end{cases} \quad (I.1)$$

Pour la deuxième période $(1-d)T_s$:

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) \\ i_{c2}(t) = L \frac{di_L}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = -V_o(t) \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour trouver une représentation dynamique valable pour tout la période T_s , on utilise généralement l'expression suivante [5] :

$$\langle \text{---} \rangle = \text{---} dT_s + \text{---} (1-d) T_s \quad (I.3)$$

En appliquant la relation (I.3) sur les systèmes d'équations (I.1) et (I.2), on obtient les équations qui régissent le système sur une période entière :

$$\begin{cases} c_1 \frac{dv_i(t)}{dt} T_s = d T_s (i_i - i_L) + (1-d) T_s i_i \\ c_2 \frac{dv_0(t)}{dt} T_s = d T_s (i_L - i_0) + (1-d) T_s (i_L - i_0) \\ L \frac{di_L}{dt} = d T_s (V_i - V_0) + (1-d) T_s (-V_0) \end{cases} \quad (I.4)$$

Après arrangement, on obtient:

$$\begin{cases} i_0 = i_L(t) - C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} \\ i_L(t) = \frac{1}{d} (i_i(t) - C_1 \frac{dV_i(t)}{dt}) \\ V_i(t) = \frac{1}{d} (L \frac{di_L(t)}{dt} + V_0(t)) \end{cases} \quad (I.5)$$

I.3.2.2. Hacheur survolteur

Ce dernier est un convertisseur survolteur, connu aussi sous le nom de « boost » ou hacheur parallèle ; son schéma de principe de base est celui de la figure I.18. Son application typique est de convertir sa tension d'entrée en une tension de sortie supérieure [5].

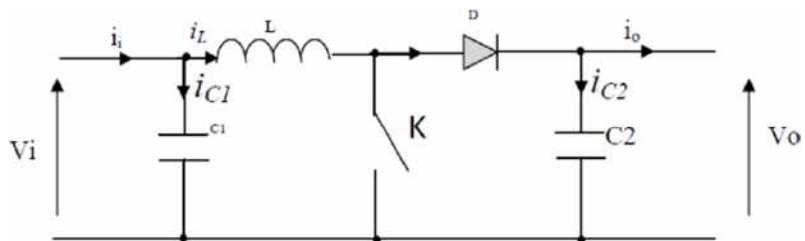


Figure I.18. Le schéma de Principe d'un convertisseur Boost

Comme pour le convertisseur dévolteur, l'application des lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents du convertisseur survolteur (voir figure I.19) des deux phases de fonctionnement donne [5]

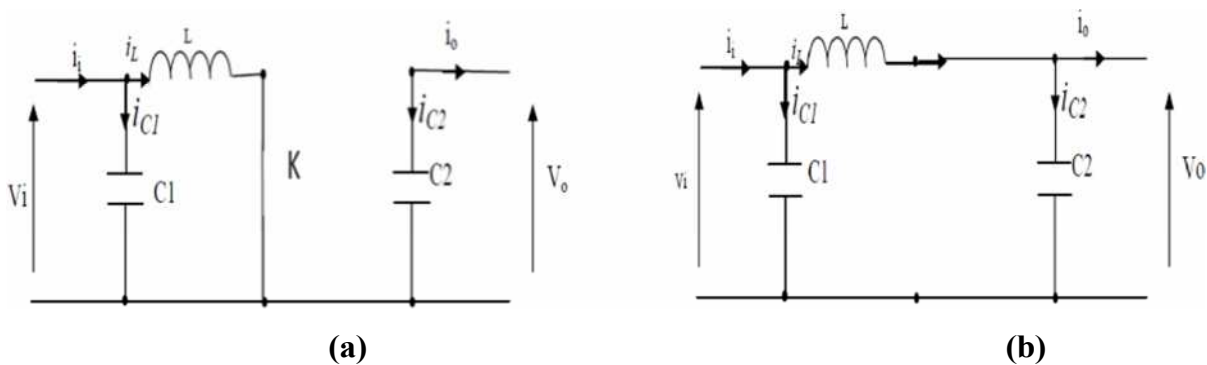


Figure I.19. Schémas équivalents du hacheur survolteur,

(a): K fermé, (b) : ouvert

Pour la première période d.Ts :

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{dV_o(t)}{dt} = -V_i(t) \end{cases} \quad (I.6)$$

Pour la deuxième période (1-d) Ts

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_2(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{dL_i}{dt} = V_i(t) - V_o(t) \end{cases} \quad (I.7)$$

En appliquant la relation (I.3) sur les systèmes d'équations (I.6) et (I.7), Comme pour le convertisseur dévolteur, on trouve le modèle approximé du convertisseur survolteur [5] :

$$\begin{cases} i_L = i_i - C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} \\ i_o = (1 - d) i_L - C_2 \frac{dV_i(t)}{dt} \\ V_i = L \frac{di_L}{dt} + (1 - d) V_o \end{cases} \quad (I.8)$$

I.3.2.3. Hacheur dévolteur-survolteur

Le convertisseur dévolteur-survolteur combine les propriétés des deux convertisseurs précédents, il est utilisé comme un transformateur idéal de n'importe quelle tension d'entrée pour n'importe quelle tension de sortie désirée; son schéma de base est illustré par la figure I.20 [5]:

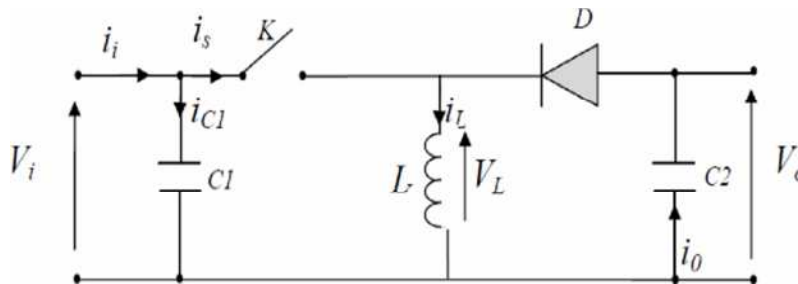


Figure I.20. Convertisseur dévolteur-survolteur

La figure I.21 montre les deux schémas équivalents du convertisseur dévolteur-survolteur pour les deux cycles deux fonctionnements [7].

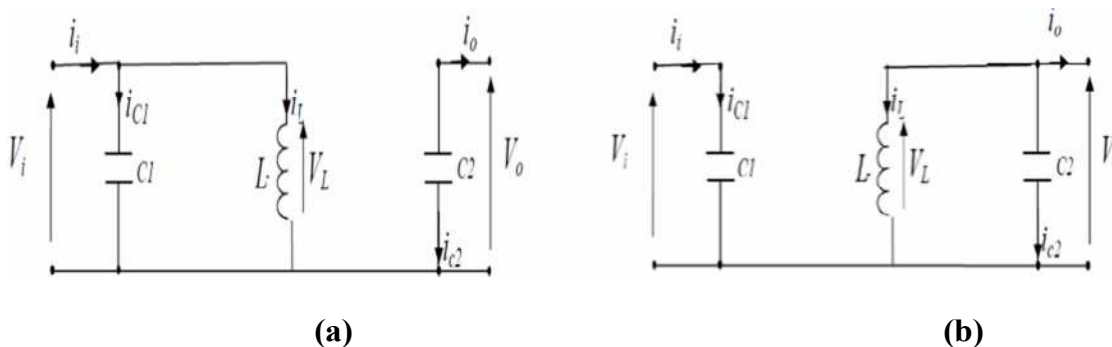


Figure .I.21 : Schémas équivalents du hacheur dévolteur survolteur,
(a) : K fermé, (b) : K ouvert

En appliquant la loi de Kirchoff sur les deux circuits équivalents du convertisseur dévolteur-survolteur des deux phases de fonctionnement, on obtient pour la première période d.Ts :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) - i_L(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_o(t)}{dt} = -i_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_o(t) \end{array} \right. \quad (I.9)$$

Pour la deuxième période $(1-d)T_s$

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{dV_i(t)}{dt} = i_i(t) \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} = i_L(t) - i_0(t) \\ V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_0(t) \end{cases} \quad (I.10)$$

En appliquant la relation (I.3) sur les systèmes d'équations (I.9) et (I.10) on trouve le modèle approximé du convertisseur dévolteur-survolteur [5] :

$$\begin{cases} i_L(t) = \frac{1}{d} (i_i - C_1 \frac{dV_i(t)}{dt}) \\ i_0 = -(1-d)i_L - C_2 \frac{dV_0(t)}{dt} \\ V_i = \frac{1}{d} (-(1-d)V_0 + L \frac{di_L}{dt}) \end{cases} \quad (I.11)$$

I.3.3 Classification des commande MPPT

Il est possible de classifier d'une manière générale les commandes *MPPT* selon le type d'implémentation électronique: analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande *MPPT* [8].

I.3.3.1 Classification de la commande MPPT selon le type de recherche

a.MPPT Indirecte

Ce type de commandes MPPT utilise le lien existant entre les variables mesurées (I_{cc} ou V_{oc}), qui peuvent être facilement déterminées, et la position approximative du MPP. Il compte aussi les commandes se basant sur une estimation du point de fonctionnement du *GPV* réalisée à partir d'un modèle paramétrique défini au préalable. Il existe aussi des commandes qui établissent une poursuite de la tension optimale en prenant en compte uniquement les variations de la température des cellules donnée par un capteur [6] [7]. Ces commandes ont l'avantage d'être simples à réaliser. Elles sont plutôt

destinées à des systèmes peu coûteux et peu précis devant fonctionner dans des zones géographiques où il y a peu de changements climatiques.

b. MPPT Directe

Ce type de commande *MPPT* détermine le point de fonctionnement optimal (*MPP*) à partir des courants, tensions ou puissances mesurés dans le système. Il peut donc réagir à des changements imprévisibles du fonctionnement du *GPV*. Généralement, ces procédures sont basées sur un algorithme de recherche, avec lequel le maximum de la courbe de puissance est déterminé sans interruption du fonctionnement. Pour cela, la tension du point de fonctionnement est incrémentée dans des intervalles réguliers. Si la puissance de sortie est plus grande, alors la direction de recherche est maintenue pour l'étape suivante, sinon elle sera inversée. Le point de fonctionnement réel oscille alors autour du *MPP*. Ce principe de base peut être préservé par d'autres algorithmes contre des erreurs d'interprétation. Ces erreurs peuvent survenir, par exemple, à cause d'une mauvaise direction de recherche, résultant d'une hausse de puissance qui est due à une augmentation rapide du niveau de rayonnement.

La détermination de la valeur de la puissance du générateur *PV*, indispensable pour la recherche du *MPP*, nécessite la mesure de la tension et du courant du générateur, ainsi que la multiplication de ces deux variables. D'autres algorithmes se basent sur l'introduction de variations sinusoïdales en petit signal sur la fréquence de découpage du convertisseur pour comparer la composante alternative et la composante continue de la tension du *GPV* et pour ainsi placer le point de fonctionnement du *GPV* le plus près possible du *MPP*. L'avantage de ce type de commandes est leurs précisions et leur rapidité de réaction.

1.3.3.2 Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée

a. Commande MPPT fonctionnant à la partir des parameters d'entrée du CS

Ce type de commandes *MPPT* effectue une recherche du *MPP* selon l'évolution de la puissance fournie par le *GPV*. La commande nécessite alors la mesure du courant et de la tension en entrée du convertisseur [8]. D'autres types de commandes *MPPT* sont basées sur la régulation du courant du *GPV*. Supposant que ce dernier soit une image proportionnelle à la puissance. Ceci permet de s'approcher le plus proche possible du courant optimal I_{opt} . Ce type de commande ayant besoin d'un seul capteur est plus facile à mettre en œuvre et a un coût bas.

b.Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du convertisseur

Dans la littérature, il existe des algorithmes basés sur les paramètres de sortie du *CS*. En effet, ce type utilise la tension et le courant de sortie du *CS* ou alors uniquement l'un des deux. Les commandes *MPPT* basées sur la maximisation du courant de sortie sont principalement utilisées quand la charge est une batterie. Dans tous les systèmes utilisant les paramètres de sortie, une approximation de P_{max} est faite à travers le rendement du convertisseur. Plus l'étage de conversion est bon, plus cette approximation est valable. Par contre, tous les systèmes avec un seul capteur sont imprécis. La plupart de ces systèmes ont été conçus à l'origine pour le spatial.

I.3.4 Critères de Qualité d'une commande MPPT

Pour savoir si un gain est apporté par l'utilisation d'une commande *MPPT* d'un type ou d'un autre, des critères de qualité sont utilisés. Dans un premier temps, la commande *MPPT* doit avoir un niveau de simplicité important favorisant une faible consommation et un coût raisonnable. De plus, concernant ses performances, la commande *MPPT* doit avoir un bon comportement en dynamique et en statique pour assurer une adaptation rapide aux changements climatiques. Elle doit aussi pouvoir piloter l'étage d'adaptation de telle sorte qu'en régime statique, le point de fonctionnement du *GPV* soit le plus près possible du *MPP* dans n'importe quelle condition météorologique ou état de la charge alimentée. Aussi, la stabilité et la robustesse du système doit être assurée.

En résumé, l'utilisation d'un type de commande *MPPT* par rapport à une connexion directe doit apporter un gain énergétique et économique quantifiable. Il est important de préciser qu'il n'existe pas de standard international qui définisse comment il faut mesurer les performances d'une commande *MPPT*. [8]

I.3.5 Le rendements de la chaine de puissance

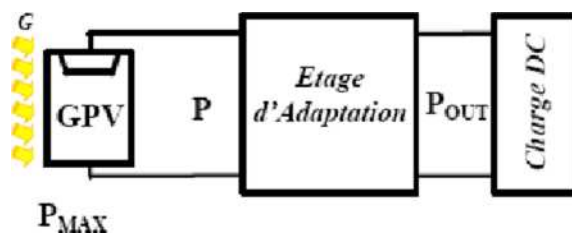


Figure I.22. Chaîne élémentaire de conversion d'énergie PV

Le rendement total de l'étage d'adaptation entre le *GPV* et la charge *DC* se compose de divers types de rendements reliés à chaque partie de la chaîne. Le rendement maximum de la conversion photons-électrons du panneau solaire η_{PV} est défini par:

$$\eta_{PV} = \frac{P_{max}}{G \cdot A_{eff}} \quad (I.12)$$

où P_{max} est le maximum de puissance potentiellement disponible à la sortie du panneau, G est l'irradiance (W/m^2) et A_{eff} est la surface effective du panneau *PV*. La puissance P effectivement délivrée par un *GPV* dépend en plus de la commande utilisée dans le convertisseur. Le rendement du point de fonctionnement qui en découle est noté η_{MPPT} (Rendement MPPT) permet de mesurer l'efficacité de la commande qui contrôle le convertisseur statique afin que le module *PV* fournisse la puissance maximale [8]

$$\eta_{MPPT} = \frac{P}{P_{max}} \quad (I.13)$$

Enfin, le rendement du convertisseur noté η_{conv} est défini par:

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{p} \quad (I.14)$$

Avec P_{out} la puissance délivrée en sortie du convertisseur.

Le rendement total de la chaîne de conversion η_{Total} est donné par:

$$\eta_{Total} = \eta_{PV} \cdot \eta_{MPPT} \cdot \eta_{conv} \quad (I.15)$$

I.3.6 Les Algorithmes MPPT

Il existe dans la littérature plusieurs algorithmes *MPPT*. Les plus utilisés sont

- Algorithme de la Tension Constante (*CV*, Constant Voltage)
- Algorithme du Courant constant (Constant Current)
- Perturbation et Observation (*P&O*, Perturb and Observe)
- Conductance Incrémentale (IncCond, Incremental Conductance)

Les algorithmes *P&O* et IncCond font partie de la technique appelée Hill Climbing (monté de pente).

I.3.6.1 Algorithme de la tension constante (Constant Voltage)

La relation linéaire approximative (I.16) liant les tensions V_{MPP} et V_{oc} du *GPV* a donné lieu à la méthode dite de la Tension Constante (*CV*: Constant Voltage) [9] [10]:

$$V_{MPPT} \cong k_1 V_{oc} \quad (\text{I.16})$$

Où k_1 est une constante de proportionnalité. Puisque k_1 dépend des caractéristiques du panneau utilisé, il doit être calculé à l'avance en déterminant empiriquement V_{MPP} et V_{oc} pour différentes conditions atmosphériques. D'après les résultats de recherches, le facteur k_1 est généralement compris entre 0.71 et 0.78. Une fois que k_1 est déterminé, le V_{MPP} peut être calculé à l'aide de l'expression (I.16), avec V_{oc} mesurée périodiquement en ouvrant momentanément le convertisseur de puissance (circuit ouvert). La tension V_{MPP} est alors prise comme tension de fonctionnement pour un certain temps, puis le cycle est répété. Le problème avec cet algorithme est la perte de la puissance disponible lors de la déconnection de la charge du *GPV*. Aussi, le MPP n'est pas toujours entre 71% et 78% de la tension V_{oc} . Pour palier à ce problème, des cellules pilotes sont utilisées pour obtenir V_{oc} . Ces cellules doivent être choisies avec précaution, afin de représenter le plus fidèlement possible les caractéristiques du *GPV*. Une fois que la tension V_{MPP} a été approximée, un contrôle en boucle fermée sur le convertisseur de puissance peut être utilisé pour atteindre asymptotiquement cette tension désirée. Puisque l'expression est juste une approximation, le panneau n'opère jamais au *MPP*. En plus, dans le cas d'ombrage partiel, k_1 n'est plus valide. Même si

cette technique n'est pas vraiment une méthode *MPPT*, elle est facile et pas chère à réaliser [9] [10].

I.3.6.2 Algorithme du courant constant (constant current)

Cette technique provient du fait que, sous des conditions atmosphériques variables, le courant I_{MPP} est approximativement linéairement lié au courant I_{sc} du *GPV*. Il a été montré que [9] [10]:

$$I_{MPPT} \cong k_1 I_{sc} \quad (I.17)$$

Avec k_2 constante de proportionnalité. Comme pour la méthode *CV*, k_2 est déterminée pour le *GPV* utilisé. La constante k_2 est généralement comprise entre 0.78 et 0.92. La mesure du courant I_{sc} durant le fonctionnement est problématique. Un commutateur est généralement ajouté au convertisseur de puissance pour court-circuiter le panneau et mesurer le courant I_{sc} à l'aide d'un capteur de courant. Ceci augmente le nombre de composants et donc le cofit. La puissance de sortie est réduite lors de la mesure du courant I_{sc} . De plus, le *MPP* n'est jamais atteint.

I.3.6.3 Algorithmes MPPT basé sur le modèle

Si les valeurs des paramètres du modèle mathématique du panneau sont connues, alors le courant et la tension du panneau peuvent être calculés à partir des mesures de l'ensoleillement et de la température. La tension V_{MPP} peut être directement calculée et choisie comme tension de fonctionnement du panneau. Un tel algorithme est appelé Algorithme MPPT basé sur le modèle [14]. Bien qu'intéressant, cet algorithme n'est généralement pas pratique, car les paramètres ne sont pas connus avec certitudes et peuvent varier considérablement d'un panneau à un autre du même fabricant. De plus, le cofit d'un capteur de lumière précis (pyranomètre), fait que cette méthode n'est pas réalisable.

I.3.6.4 Algorithm perturbation et Observation (P&O)

La méthode *P&O* est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. Comme son nom l'indique, cette méthode fonctionne en

perturbant le système et observant l'impact sur la puissance à la sortie du *GPV*. Sur la figure I.22, on voit que si la tension de fonctionnement est perturbée dans une direction donnée et que la puissance augmente ($dP/dV > 0$), alors il est clair que la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le *MPP*. L'algorithme *P&O* continuera à perturber la tension dans la même direction. Par contre, si la puissance diminue ($dP/dV < 0$), alors la perturbation a éloigné le point de fonctionnement du *MPP*. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante. Cet algorithme est résumé sur le tableau I.1 [14] [10] et l'organigramme de la figure I.23 [11] [13]. L'algorithme peut être représenté mathématiquement par l'expression:

$$V(k) = V(k-1) + \Delta V \cdot \text{sign} \left(\left. \frac{dP}{dV} \right|_{V=V_{k1}} \right) \quad (\text{I.18})$$

Le processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le *MPP* soit atteint. Le système oscille alors autour du *MPP*, ce qui provoque des pertes de puissance. L'oscillation peut être minimisée en diminuant la taille de la perturbation. Cependant, une taille de perturbation trop petite ralentit considérablement la poursuite du *MPP*. Il existe alors un compromis entre précision et rapidité [10].

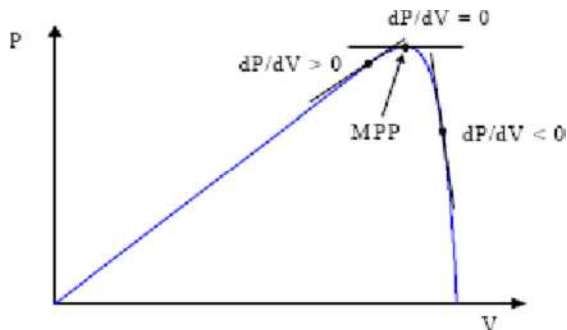


Figure I.23. Signe de dP/dV à différentes positions de la courbe caractéristique de puissance

Tableau I.1. Résumé l'algorithme P&O

Perturbation	Changement dans la Puissance	Perturbation suivante
positive	Positif	positive
positive	Negative	Negative
négative	Positif	Negative
négative	Negative	positive

Il est important de noter qu'avec l'algorithme *P&O*, la variable à contrôler peut être soit la tension soit le courant du *GPV*. Cependant, la variable idéale qui

caractérise le *MPPT* est celle qui varie peu lors d'un changement climatique. Sur la (figure I.2), on voit bien que la variation du rayonnement affecte davantage le courant que la tension photovoltaïque. Par contre, la variation de la température modifie plus la tension du *GPV*. Néanmoins, la dynamique de la température est lente et varie sur une plage réduite. Par conséquent, il est préférable de contrôler la tension du *GPV*.

Un inconvénient de la méthode *P&O* est qu'elle peut échouer lors d'un rapide changement des conditions atmosphériques comme l'illustre la figure I.24 [13] [15] [12] [10]. Commencant par un point de fonctionnement *A*, si les conditions climatiques restent constantes, une perturbation ΔV dans la tension *V* amènera le point de fonctionnement au point *B*, et le sens de la perturbation sera inversé à cause de la diminution de la puissance. Par contre, si l'éclairement augmente et déplace la courbe de puissance de P_1 à P_2 , sur un cycle du *MPPT*, le point de fonctionnement sera déplacé de *A* vers *C*. Cela représente une augmentation de la puissance, l'algorithme croit que ceci est le résultat de sa propre action et le sens de la perturbation restera le même. Par conséquent, le point de fonctionnement s'éloigne du *MPP* et continuera à s'éloigner si l'éclairement augmente (ou diminue) progressivement [11]. Pour palier à ce problème, on pourra ajouter le poids d'un troisième point et le comparer aux deux autres avant de prendre une décision sur le sens de la perturbation [12]. Une autre solution serait de diminuer le cycle du *MPPT* [10].

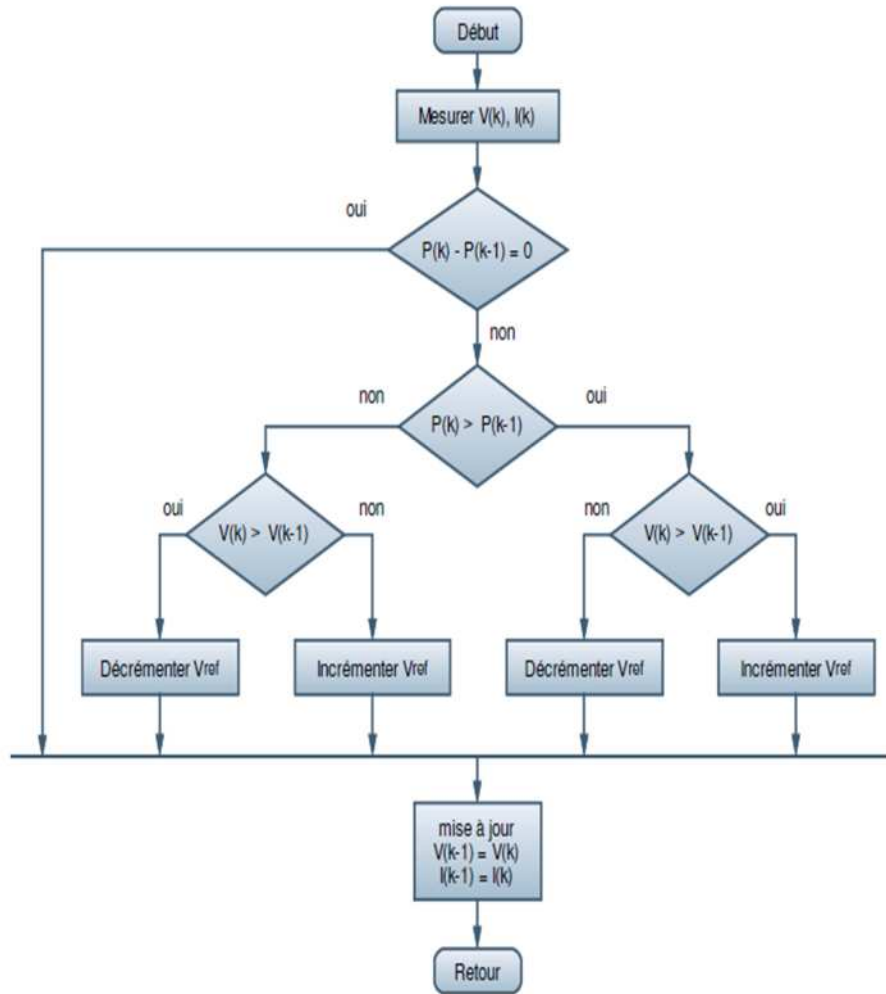


Figure I.24. Organigramme de la méthode P&O

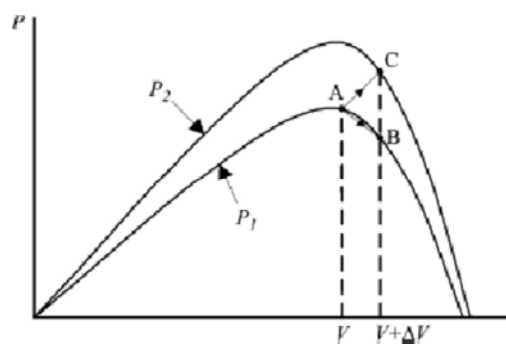


Figure I.25. Divergence de la méthode P&O

Deux capteurs sont généralement nécessaires pour mesurer la tension et le courant à partir desquels la puissance est calculée. Parfois, le courant est estimé à partir de la tension mesurée, éliminant ainsi le besoin du capteur de courant. Il existe une variante

de l'algorithme *P&O* qui utilise uniquement deux mesures, à savoir le courant et la tension en sortie du convertisseur. Le but est de maximiser la puissance en sortie. Le principe de fonctionnement est alors le même moyennant quelques changements. Bien que cette technique donne de bons résultats en simulation avec un convertisseur idéal, il n'est pas prouvé en pratique que le *MPP* est atteint [13]. L'utilisation d'un microprocesseur est plus appropriée pour la réalisation de la méthode *P&O*, même si des circuits analogiques peuvent être utilisés [13][10].

I.3.6.5 Algorithme de l'Incrémentation de la conductance (IncCond)

Cette méthode est basée sur le fait que la pente de la courbe caractéristique de puissance du panneau est nulle au *MPP*, positive à gauche et négative à droite figure I.22 [13] [14] [10].

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 & \text{au MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > 0 & \text{à gauche du MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < 0 & \text{à droite du MPP} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Puisque:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (\text{I.20})$$

Alors, l'équation (I.19) peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} & \text{au MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} & \text{à gauche du MPP} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} & \text{à droite du MPP} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Le *MPP* peut donc être poursuivi en comparant la conductance instantanée ($G_{ci} = I/V$) à l'incrément de la conductance ($\Delta G_{ci} = \Delta I/\Delta V$), comme le montre l'organigramme de la figure I.25. V_{ref} est la tension de référence pour laquelle le panneau *PV* est forcé à fonctionner. Au *MPP*, $V_{ref} = V_{MPP}$. Une fois que le *MPP* est atteint, le point de fonctionnement correspondant est maintenu, à moins qu'un

changement dans ΔI est noté, indiquant un changement des conditions atmosphériques et donc du *MPP*. L'algorithme augmente ou diminue V_{ref} pour suivre le nouveau *MPP*.

La taille de l'incrément détermine la rapidité de la poursuite du *MPP*. Une poursuite rapide peut être obtenue avec un incrément plus grand, mais le système ne pourrait pas fonctionner exactement au *MPPT* et oscille autour de celui-ci. Il y a donc, comme pour la méthode *P&O*, un compromis entre rapidité et précision. Cette méthode peut être améliorée en amenant le point de fonctionnement près du *MPP* dans une première étape, puis d'utiliser l'algorithme IncCond pour suivre exactement le *MPP* dans une deuxième étape.

Généralement, le point de fonctionnement initial est réglé pour correspondre à une charge résistive proportionnelle au rapport de la tension de circuit ouvert V_{oc} sur le courant de court-circuit I_{sc} . Ces deux solutions assurent que le vrai *MPP* est poursuivi s'il existe plusieurs maxima locaux. Une manière moins évidente pour effectuer la méthode IncCond est d'utiliser la conductance instantanée et l'incrément de la conductance pour générer un signal d'erreur [14] [10].

$$e = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (I.22)$$

D'après l'équation (I.21), l'erreur est nulle au *MPP*. Un régulateur PI peut donc être utilisé pour annuler cette erreur. La mesure de la tension et du courant instantanés du panneau PV nécessite deux captures. La méthode IncCond se prête parfaitement à la commande par microcontrôleur, qui peut garder en mémoire les valeurs précédentes de la tension et du courant.

Changement des conditions atmosphériques et donc du *MPP*. L'algorithme augmente ou diminue V_{ref} pour suivre le nouveau *MPP*.

La taille de l'incrément détermine la rapidité de la poursuite du *MPP*. Une poursuite rapide peut être obtenue avec un incrément plus grand, mais le système ne pourrait pas fonctionner exactement au *MPPT* et oscille autour de celui-ci. Il y a donc, comme pour la méthode *P&O*, un compromis entre rapidité et précision. Cette méthode peut être améliorée en amenant le point de fonctionnement près du *MPP* dans une première étape, puis d'utiliser l'algorithme IncCond pour suivre exactement le *MPP* dans une deuxième étape.

I.3.6.6 Autres methodes

IL existe dans la littérature d'autres algorithmes *MPPT* plus complexes qui font parfois appel à des techniques nouvelles: Les algorithmes basés sur la logique floue, les algorithmes à base de réseau de neurons, les algorithmes d'identification en temps réel du *MPPT*, l'algorithme de la capacité parasite (Parasitic Capacitance), La méthode de l'oscillation forcée. Dans le cas où la charge est une batterie, il existe un algorithme qui vise à maximiser uniquement le courant de charge puisque la tension en sortie est constante. Cet algorithme fait ainsi appel à un seul capteur ce qui réduit considérablement le coût.

I.4 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons vu est l'influencée de l'éclairement et de la température, ainsi que les différentes associations des cellules photovoltaïques sur la caractéristique courant-tension. Les avantages et les inconvénients des générateurs *PV* ont été cites. Ensuite le Principe de la recherche *MPPT*, et les convertisseurs *DC /DC* (hacheurs) ont été exposé. Enfin nous avons donné les différentes methods, et les algorithmes de la recherche de point maximum de puissance. L'électronique de puissance permet aux générateurs *PV* de fonctionner a leur point max de puissance pour cela le dimensionnement de convertisseurs est importants selon le besoins et les performances de générateur *PV*; dans le chapitre suivant nous allons voir les différentes topologies du hacheur élévateur entrelacé et son fonctionnement.

Chapitre II

Etude théorique des convertisseurs DC/DC

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, les cinq structures classique; (Boost, Buck, Buck-Boost, Cuk, Sepic), de convertisseurs *DC/DC* non isolé seront étudiées, en donnant leurs schémas et leurs formes d'ondes de courants, et de tensions ainsi que les relations fondamentales régissant leurs fonctionnement, ensuite une comparaison entre les différentes structures. La technique de l'entrelacement appliqué au boost et son intérêt sont évoquées, notamment la réduction de l'ondulation totale du courant, et l'importance de dimensionnement des inductances en fonction du nombre de branches. Le convertisseur boost entrelacé a multicanaux (IBC-interleaved-boost-converter) sera étudié en donnant des exemples de (IBC) pour quelques valeurs de N (N nombre de canaux ou branches), et un exemple de calcul d'inductances des branches. Enfin nous exposons le problème de rendement du convertisseur -de banc d'essai de laboratoire *LATAGE*- qui est bas, malgré le nombre de branches optimales.

II.2. Convertisseurs continu-continu non-isolés

Il existe cinq structures principales de convertisseurs continu-continu non isolés dont les schémas sont représentés sur la figure II.1 [16],[17],[18],[19].

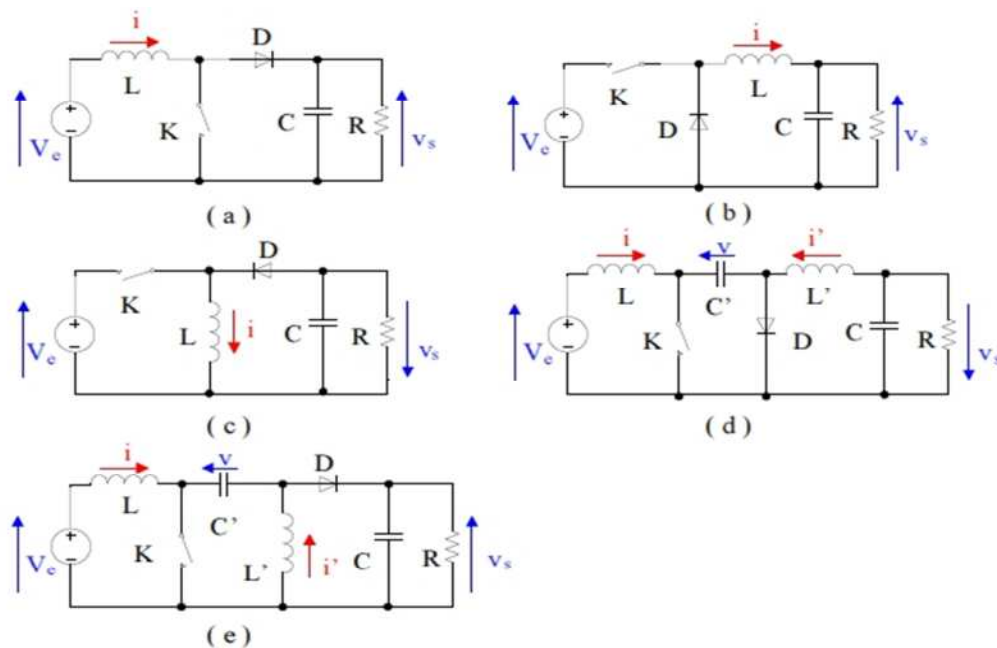


Figure II.1. (a) Convertisseur Boost (hacheur élévateur), (b) Convertisseur Buck (hacheur abaisseur), (c) Convertisseur Buck-Boost (hacheur à stockage inductif), (d) Convertisseur Cuk (hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur), (e) Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur)

Pour l'étude des convertisseurs, il est d'usage de calculer les valeurs moyennes, en supposant les tensions constantes, lorsque nous calculons les courants, et les courants constants, lorsque nous calculons les tensions. Les formes d'ondes du convertisseur sont en mode de conduction continue.

II.2.1. Convertisseur Boost

La figure II.2. nous donne les formes d'ondes de courant et de tension.

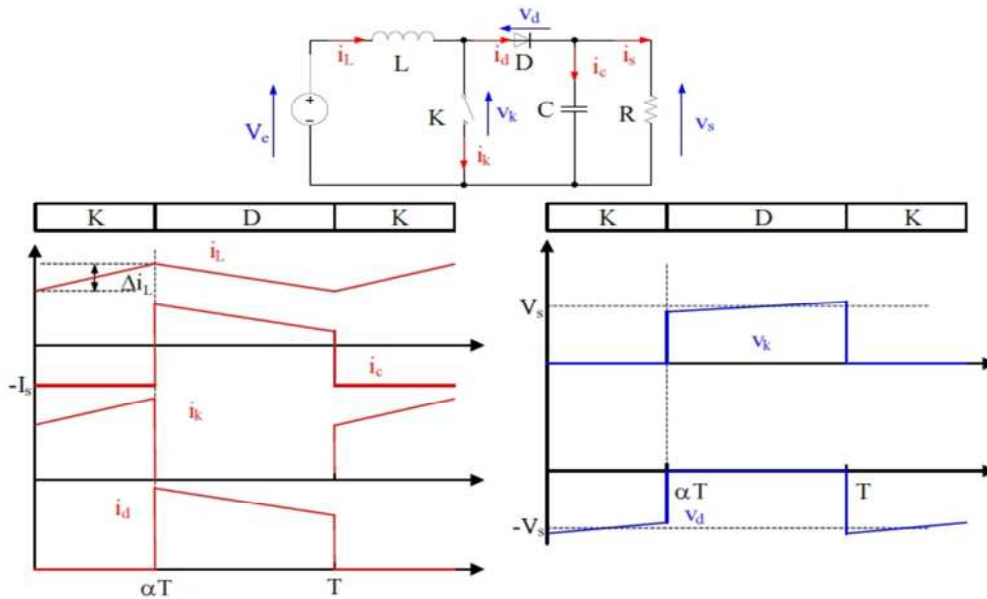


Figure II.2. Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite)

En notant X la valeur moyenne de x , α le rapport cyclique du signal de commande, et f la fréquence de découpage, on en déduit la tension de sortie en valeur moyenne:

$$V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha} \tag{II-1}$$

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta i_L = \frac{V_e \alpha (1 - \alpha) T}{L} \tag{II-2}$$

Par définition, α est compris entre 0 et 1, la tension de sortie est toujours supérieure a la tension d'entrée V_e , le montage est élévateur en tension. Le courant dans l'inductance est en fonction de la puissance débité par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction de courant moyen dans la charge et de rapport cyclique:

_____ (II-3)

Les contraintes sur l'interrupteur de commande et la diode sont les mêmes. En tension, on a:

_____ (II-4)

Et en courant on a:

_____ (II-5)

II.2.2. Convertisseur Buck

La figure II.3. nous donne les formes d'ondes de courant et de tension.

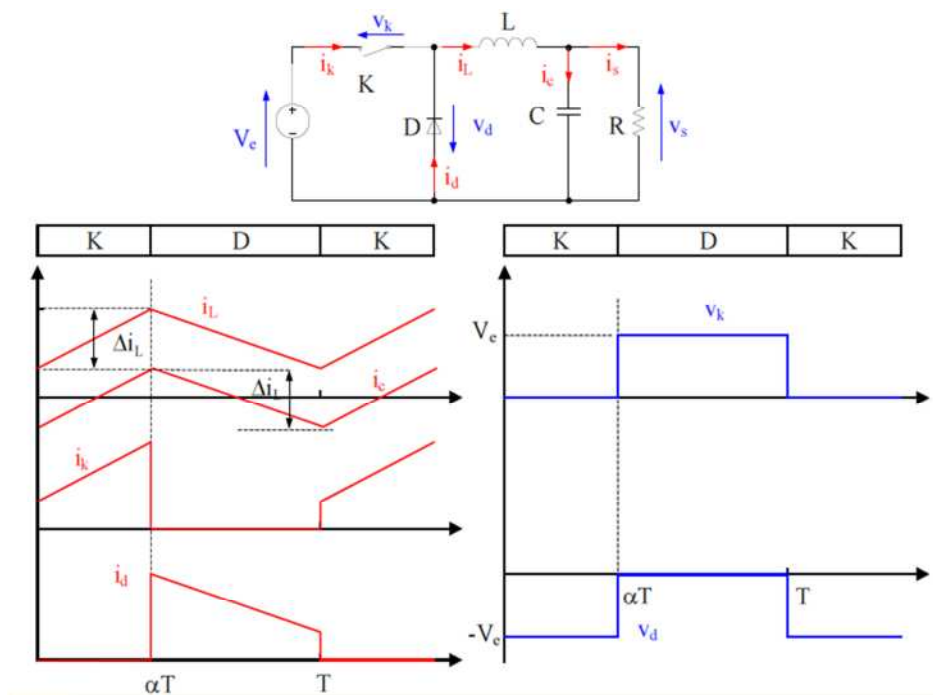


Figure II.3. Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).

La tension de sortie en valeur moyenne et l'ondulation de courant dans l'inductance peuvent être déduite de cette figure:

_____ (II-6)

(II-7)

Le convertisseur est donc abaisseur en tension. Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge:

(II-8)

En tension, on a:

(II-9)

Et en courant :

(II-10)

II.2.3. Convertisseur Buck-Boost

La figure II.4. nous donne les formes d'ondes de courant et de tension.

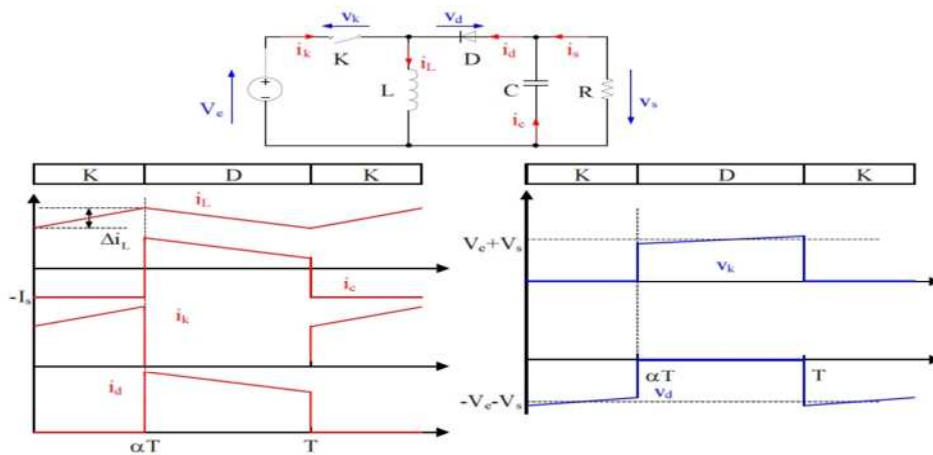


Figure II.4. Formes d'ondes du convertisseur Buck-Boost (courants à gauche, tension à droite).

La tension de sortie de convertisseur Buck-Boost est négative par rapport a la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension. On en déduit la tension de sortie moyenne:

(II-11)

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension :

A partir du calcul des tensions moyennes aux bornes des inductances L et L' , on obtient:

$$V_{\dot{e}} = \frac{V_e}{1-\alpha} \quad (\text{II-16})$$

$$V_S = \frac{\alpha V_e}{1-\alpha} \quad (\text{II-17})$$

Le gain en tension est identique à celui du montage Buck-Boost. Il s'agit également d'un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension. La relation entre les courants moyens est :

$$I_L = \frac{\alpha I_{L'}}{1-\alpha} = \frac{\alpha I_S}{1-\alpha} \quad (\text{II-18})$$

Les ondulations de courant dans les inductances L et L' s'écrivent:

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L.f} \quad (\text{II-19})$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L'.f}$$

Et l'ondulation de la tension de sortie et de la tension aux bornes de C' :

$$\Delta V_S = \frac{\Delta i_{L'}}{8C.f} = \frac{\alpha V_e}{8.C.L'.f^2}$$

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha).I_L}{C'.f} = \frac{\alpha^2.V_e}{(1-\alpha).R.C'.f} \quad (\text{II-20})$$

En tension on a:

$$V_{K.max} = |V_{d.max}| = V_{\dot{e}.max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{\dot{e}}}{2} \quad (\text{II-21})$$

Et en courant :

$$i_{K.max} = i_{d.max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2} \quad (\text{II-22})$$

II.2.5. Convertisseur Sepic

La figure II.6. nous donne les formes d'ondes de courant et de tension.

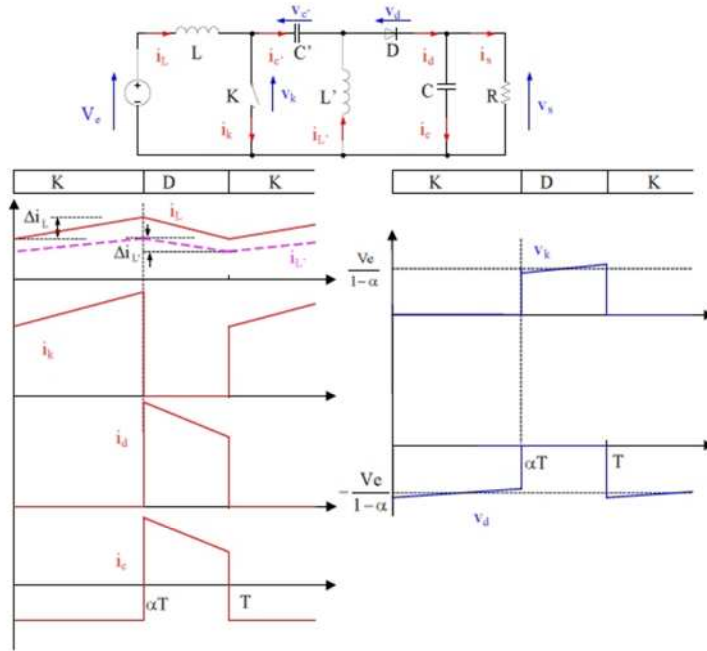


Figure II.6. Formes d'ondes du convertisseur Sepic (courants à gauche, tension à droite).

Sa tension de sortie a pour valeur:

—

(II-23)

Et la tension moyenne aux bornes de la capacité C' :

(II-24)

Les ondulations de courant :

—

(II-25)

Et l'ondulation des tensions ayant pour valeurs

$$\Delta V_S = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R.C.f} \quad (\text{II-26})$$

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha) \cdot I_L}{C' \cdot f} = \frac{\alpha^2 \cdot V_e}{(1-\alpha) \cdot R.C' \cdot f}$$

La relation entre les courants moyens est :

$$I_L = \frac{\alpha \cdot I_{L'}}{1-\alpha} = \frac{\alpha \cdot I_S}{1-\alpha} \quad (\text{II-27})$$

En tension, on a:

$$V_{K.max} = |V_{d.max}| = V_{\dot{e}.max} + V_{S.max} = \frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{\dot{e}}}{2} + \frac{V_S}{2} \quad (\text{II-28})$$

Et en courant:

$$i_{K.max} = i_{d.max} = I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta I_{L'}}{2} \quad (\text{II-29})$$

II.2.6. Comparaison des montages [18], [19]

Le tableau.II.1 résume les gains en tension et les contraintes sur les interrupteurs des différents montages. Pour ces convertisseurs, l'évolution des gains en tension en fonction du rapport cyclique est présentée sur la figure II.7. Si plusieurs montages peuvent être considérés comme élévateurs, en particulier si le rapport cyclique est supérieur à 0,5, seul le montage Boost est élévateur sur toute la plage de réglage des rapports cycliques. Pour un rapport cyclique de 0,5 par exemple, le Boost possède une tension de sortie double de la tension d'entrée. Alors que pour les autres montages élévateurs, la tension de sortie est pour cette valeur du rapport cyclique égale à la tension d'entrée. Ce n'est que lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1 que les autres montages élévateurs tendent à ressembler au montage Boost.

Tableau.II.1. Caractéristiques des montages en mode conduction continue

	Boost	Buck	Buck-Boost	Cuk	Sepic
Gain en tension	$\frac{1}{1-\alpha}$	α	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$
$V_{K.max}$ $ V_{d.max} $	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_S}{2}$	V_e	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_S}{2}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{\dot{e}}}{2}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{\dot{e}}}{2} + \frac{V_S}{2}$
$i_{K.max}$ $i_{d.max}$	$\frac{I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2}$	$I_S + \frac{\Delta i_L}{2}$	$\frac{I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta i_L}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L + \Delta i_{L'}}{2}$	$I_L + I_{L'} + \frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta I_{L'}}{2}$
Source	continu	Discontinu	Discontinu	continu	continu

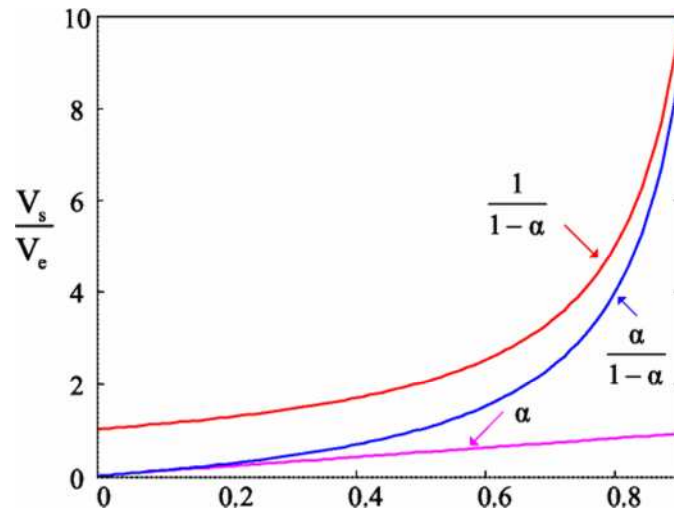


Figure.II.7. Evolution du rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

De plus, tous les montages élévateurs présentent les mêmes contraintes sur les interrupteurs. Ils sont traversés par un courant égal à I_o à l'ondulation près, et supportent une tension élevée égale à V_o .

II.3. Technique de l'entrelacement [19], [20]

Les convertisseurs DC/DC traditionnels sont facilement utilisables, mais pas à n'importe quelle puissance. Dans le cas d'une grande puissance, la présence de forts courants impose des contraintes complexes. La conception des inductances devient plus complexe et le choix des composants supportant ce niveau de courant est limité. De plus, le transfert de grandes puissances dans le convertisseur crée inévitablement des pertes importantes. Par conséquent, le système de dissipation de chaleur risque d'être imposant. Pour éviter un surdimensionnement des composants et du système d'évacuation de la chaleur, il est intéressant d'étudier des techniques d'amélioration du rendement énergétique des convertisseurs, dont la technique d'entrelacement. Cette technique est introduite pour résoudre le problème lié au fort courant de sortie d'une source de courant continu. Elle facilite la fabrication des inductances par réduction de courant moyen de celle-ci. Mais l'intérêt de l'entrelacement ne se limite pas à cela, il permet en outre d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. La technique de l'entrelacement est réalisée par N branches - L (inductance) - T (transistor) - D (diode) identiques figure II.8. La commande des transistors est décalée de $(1/N)$ de la période entre les branches mais le rapport cyclique de chaque branche reste le même. L'introduction de cette technique modifiera les formes

d'ondes du courant en entrée ainsi qu'à la sortie. Par conséquent, elle influence le dimensionnement de tous les composants. L'étude de ces effets est faite sur les inductances [19].

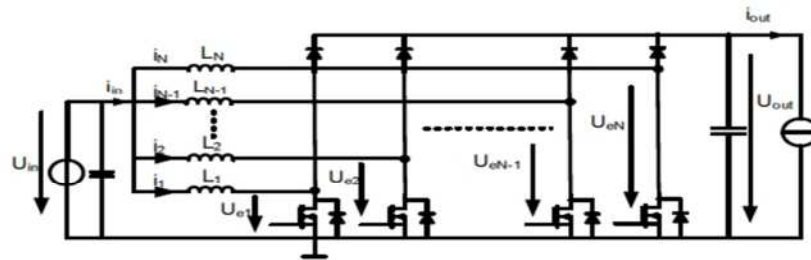


Figure II.8. Convertisseur boost entrelacé à N bras

Lorsque le Boost entrelacé est constitué de N cellules élémentaire, chaque cellule est commandée avec le même rapport cyclique, mais les commandes sont décalées de $1/N$ période. Les courants circulant dans chaque inductance ont la même forme. La fréquence du courant d'entrée du Boost entrelacé est devenue N fois celle des signaux de commande. Son ondulation devient nulle lorsque le rapport cyclique égal $1/N$, ou un nombre entier de 0 à $N-1$ multiple de $1/N$ [21]. Comme dans un Boost classique, chaque cellule de Boost entrelacé peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, le courant d'entrée du Boost entrelacé est la somme des courants des cellules. Bien que les cellules fonctionnent en conduction discontinue, le convertisseur entrelacé peut fonctionner en conduction continue au niveau du courant d'entrée quand la durée de conduction est supérieure à $1/N$ de la période de découpage [22].

A noter que les expressions des ondulations des courants du convertisseur ne sont pas vraies lorsque le rapport cyclique est faible, puisqu'elles sont obtenues pour un fonctionnement en conduction continue des cellules élémentaires. Comme pour le Boost entrelacé, la mise en parallèle des cellules élémentaires peut aussi être appliquée aux autres convertisseurs continu-continu classiques. Comme la mise en parallèle est capable de répartir le courant débité de la source dans chaque cellule élémentaire par la régulation de courant dans chaque cellule, ces structures permettent de débiter un fort courant [23][24]. Lorsque cette structure est associée avec une commande décalée, l'ondulation de courant d'entrée peut être largement réduite sans augmenter le volume.

II.4 l'ondulation de courant total avec celle des courants élémentaires [20].

Le courant à l'entrée de ces branches i_L est la somme des courants élémentaires dans chaque branche i_{Lk} , il est souvent conditionné par une limite de l'ondulation pour assurer la qualité de l'alimentation. Dans cette section, nous allons établir une relation entre l'ondulation du courant total avec celle des courants élémentaires. Cette relation est ensuite utilisée pour dimensionner

les inductances. Les formes d'ondes des courants dans les branches sont montrées dans la figure II.10. Les courants moyens élémentaires sont donc divisés m fois ($N=m$) par rapport au courant total en entrée ou en sortie. Par contre, le décalage des commandes fait que l'ondulation du courant dans chaque branche n'est pas celle du courant total.

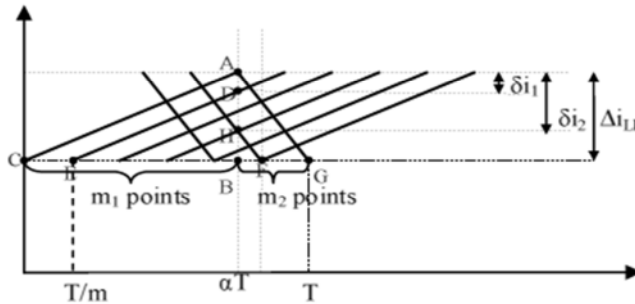


Figure II.9. Courants dans chaque branche

Pendant une période, il y aura m instants où un des m courants élémentaires atteint la valeur minimale. Les points A, B, C, D, E, F, G, H sont désignés comme dans la figure II.9.

m_1 : nombre de points entre 0 et αT

m_2 : nombre de points entre αT et T

$$m_1 = [\alpha m] + 1$$

$$m_2 = [(1 - \alpha) m] + 1$$

$$m_1 + m_2 = m + 1 \text{ si } \alpha m \text{ est non entier}$$

$$m_1 + m_2 = m + 2 \text{ si } \alpha m \text{ est entier}$$

Considérons le triangle ABC:

$$\frac{\delta i_1}{\Delta i_{Lk}} = \frac{\alpha T}{T} \tag{II-30}$$

Avec

$$\frac{\delta i_1}{\Delta i_{Lk}} = \frac{m_1}{m} \tag{II-31}$$

On déduit donc

$$\alpha = \frac{m_1}{m} \tag{II-32}$$

De même façon avec δi_2 , en appliquant dans le triangle ABG, on obtient :

$$\alpha = \frac{m_2}{m} \tag{II-33}$$

De plus, on trouve que :

$i_L = i_{Lmax}$ à des instants où $i_{LK} = i_{LKmax}$ et $i_L = i_{Lmin}$ à des instants où $i_{LK} = i_{LKmin}$

$$i_L = \sum_{K=1}^m i_{LK} \quad (\text{II-34})$$

$$I_{Lmax} = I_{L1max} + \sum_{K=2}^m i_{LK} \quad (\text{II-35})$$

$$= I_{LKmax} + (I_{LKmax} - \delta i_1) + (I_{LKmax} - 2\delta i_1) + \dots + [I_{LKmax} - (m_1 - 1) \cdot \delta i_1] + (I_{LKmax} - \delta i_2) \\ + (I_{LKmax} - 2\delta i_2) + \dots + [I_{LKmax} - (m_2 - 1) \cdot \delta i_2]$$

$$= m I_{LKmax} - \frac{m_1(m_1 - 1)}{2} \delta i_1 - \frac{m_2(m_2 - 1)}{2} \delta i_2$$

$$I_{Lmin} = I_{LKmin} + \sum_{K=2}^m i_{LK}$$

$$= I_{LKmin} + (I_{LKmin} - \delta i_1) + (I_{LKmin} - 2\delta i_1) + \dots + [I_{LKmin} - (m_1 - 1) \cdot \delta i_1] + (I_{LKmin} - \delta i_2) \\ + (I_{LKmin} - 2\delta i_2) + \dots + [I_{LKmin} - (m_2 - 1) \cdot \delta i_2]$$

$$= m I_{LKmin} - \frac{m_1(m_1 - 1)}{2} \delta i_1 - \frac{m_2(m_2 - 1)}{2} \delta i_2$$

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = m(I_{LKmax} - I_{LKmin}) - m_1(m_1 - 1)\delta i_1 - m_2(m_2 - 1)\delta i_2$$

$$\Delta i_L = m \Delta i_{LK} - m_1(m_1 - 1) \frac{\Delta i_{LK}}{\alpha \cdot m} - m_2(m_2 - 1) \frac{\Delta i_{LK}}{(1 - \alpha) \cdot m}$$

On aboutit finalement

$$\Delta i_{LK} = \frac{\Delta i_L}{A} \text{ avec } A = \left(m - \frac{m_1(m_1 - 1)}{\alpha \cdot m} - \frac{m_2(m_2 - 1)}{(1 - \alpha) \cdot m} \right) \quad (\text{II-36})$$

Il s'agit de la relation entre l'ondulation du courant total et celle du courant dans chaque branche en fonction de nombre de branches m et du rapport cyclique α . Cette relation sera utilisée pour le dimensionnement de l'inductance de chaque branche.

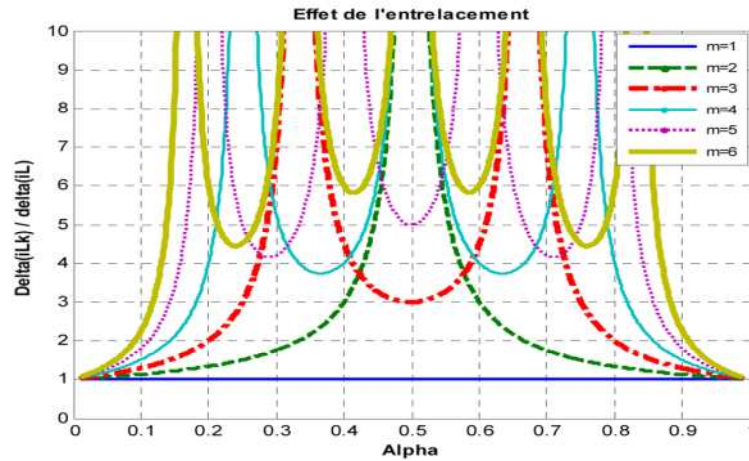


Figure II.10. Rapport $\Delta I_{Lk} / \Delta I_L$ en fonction du nombre de branches et du rapport cyclique [20]

La figure II.10 illustre le rapport entre l'ondulation du courant élémentaire et celle du courant total. Nous constatons que pour obtenir une faible ondulation du courant total, l'ondulation du courant dans chaque branche est, en général, plus élevée. La figure II.11 montre le cas où $m = 6$, $\alpha = 5/12$. L'ondulation du courant dans chaque branche est de $2A$, celle du courant total est de $0.3A$ (7 fois moins en valeur absolue). La figure II.12 présente le cas spécial où le courant total est tout à fait continu pour n'importe quelle ondulation du courant dans chaque branche C'est le cas où le produit $\alpha \cdot m$ est entier. Ce cas correspond avec les pics dans la figure II.10.

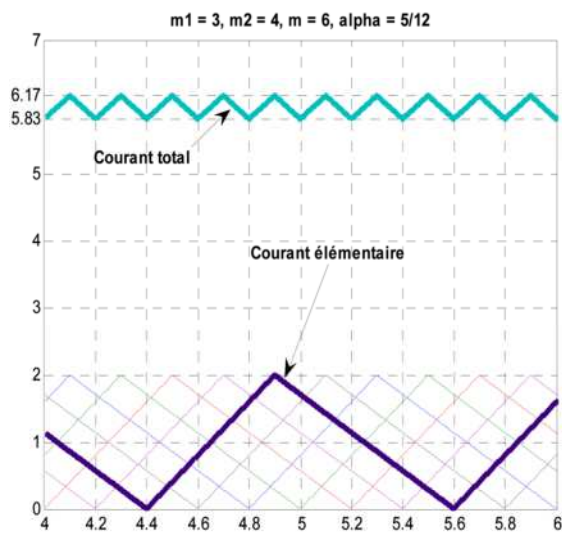


Figure II.11. $\alpha \cdot m$ est non-entier [20].

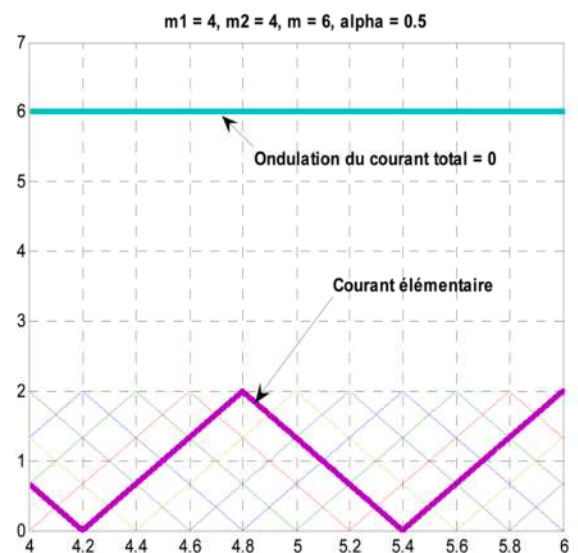


Figure II.12. $\alpha \cdot m$ est entière [20].

La Figure II.13 présente la relation entre l'ondulation du courant total du côté des inductances, le nombre de branches en parallèle et le rapport cyclique des interrupteurs, en supposant des inductances de branche fixes et un convertisseur en mode « boost » (Miwa, 1992).

devient plus complexe. Par exemple, à la puissance de $2,5kW$, deux branches d'entrelacement sont suffisantes car les pertes élémentaires dans chaque inductance sont d'une part partagées et devient suffisamment faibles. D'autre part, la somme des pertes élémentaires est également réduite et le volume reste pas trop encombrant. Si nous ajoutons des branches pour obtenir des pertes plus faibles, nous devons le payer très cher en volume. Nous avons donc choisi de réduire le volume (au lieu de réduire les pertes) tout en ayant peu de pertes en plus que dans les cas $2,5 kW$ à 4, 5 ou 6 branches. A la puissance $5 kW$, nous arrêterons à trois branches. A $7.5 kW$ et $10kW$, l'entrelacement à 4 branches est optimal.

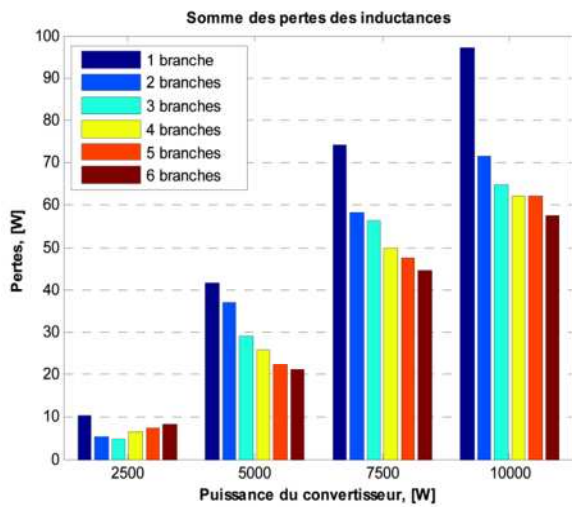


Figure II.14. Diminution et partage des pertes dans les Inductances [20].

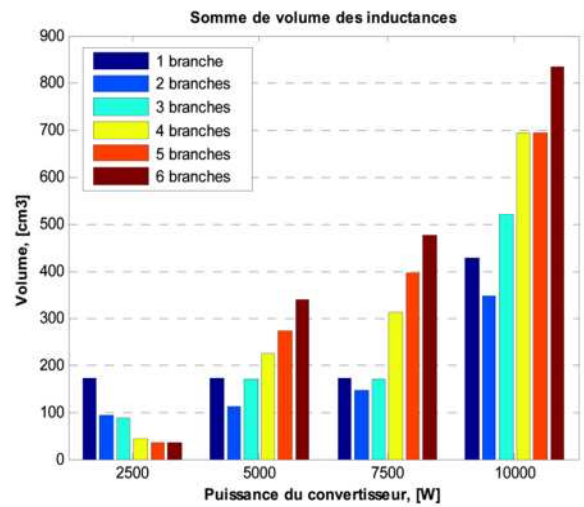


Figure II.15. Somme des volumes des inductances par la technique de l'entrelacement. [20].

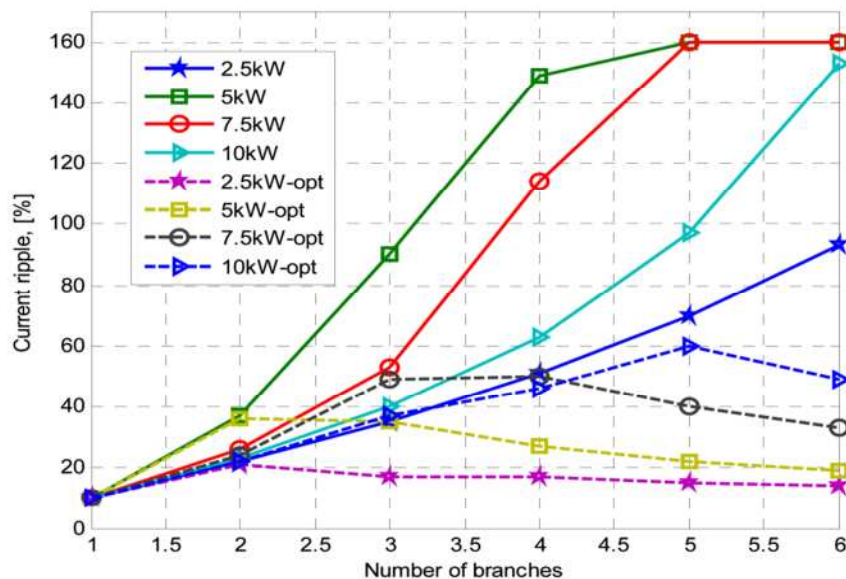


Figure II.16. Dimensionnement optimal des inductances [20]

La figure II.16 montre la différence entre l'ondulation maximale du courant élémentaire pour assurer une ondulation inférieure à 10% du courant total et l'ondulation optimale de ceux-ci (correspondant avec la minimisation des pertes dans les inductances). Nous constatons que les inductances optimisées limitent l'ondulation de leur courant à une valeur relativement faible par rapport à la valeur maximale. Par conséquent, la qualité du courant total est meilleure.

Tableau II.2. Choix de nombre de branches en fonction de la puissance

Choix du nombre de branches				
Puissance (kW)	2.5	5	7.5	10
Nombre de branches	2	3	4	4

En résumé, la technique de l'entrelacement permet d'optimiser et de répartir les pertes dans les inductances et facilite le dimensionnement de celles-ci. Par contre, l'augmentation du nombre de branches a des effets contradictoires : d'une part, les pertes peuvent diminuer alors que le volume augmente. Il s'agit d'un problème d'optimisation où il faudra, selon le cahier des charges, choisir le critère prépondérant. A la fin de cette étape de dimensionnement des inductances, nous pouvons choisir le nombre de branches nécessaires.

II.6. Le hacheur boost entrelacé à multicanaux (N branche) [20]

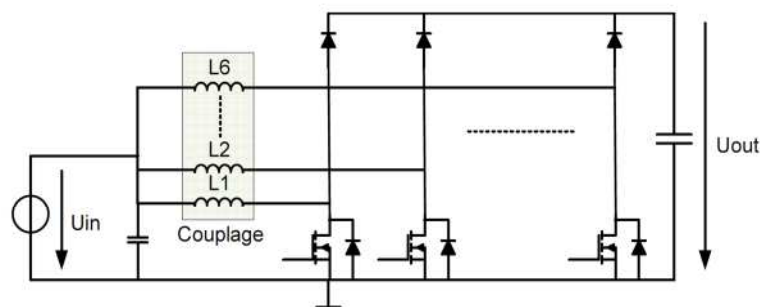


Figure II.17. Hacheur boost entrelacé multicanaux

La figure II.17 montre la structure de convertisseur DC/DC boost entrelacé à N branches ; cette structure est utilisée pour diminuer l'ondulation de courant d'entrée en premier lieu et réduire l'ondulation de la tension de sortie avec un minimum de branches pour un rendement meilleur, et un volume de convertisseur assez petit que possible avec un coût assez bas. Les formules de la tension moyenne de sortie V_S et du courant moyen d'entrée I_e ainsi que de leur ondulations sont les mêmes à une seule différence la fréquence de découpage est $N.f$ (au lieu de f) sachant que N est

le nombre e branches [25]. On a la tension moyenne de sortie en fonction de la tension d'entrée, comme suit :

$$V_s = \frac{V_e}{1-\alpha} \quad (\text{II-38})$$

Par conséquent le gain est

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (\text{II-39})$$

Et le courant moyen de sortie en fonction de courant moyen dans l'inductance est donné par :

$$I_s = (1 - \alpha) \cdot I_L \quad (\text{II-40})$$

L'ondulation de courant d'entrée i_e :

$$\Delta i_e = \frac{\alpha \cdot V_e}{N \cdot L \cdot f} \quad (\text{II-41})$$

Et l'ondulation de la tension de sortie V_s :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha \cdot I_s}{N \cdot C_s \cdot f} \quad (\text{II-42})$$

Pour $\alpha=0.5$

On aura les ondulations maximales de courant et de la tension elle son données comme suit [25]:

$$\Delta I_{e.max} = \frac{V_s}{4N \cdot L \cdot f} \quad (\text{II-43})$$

$$\Delta V_{s.max} = \frac{I_{e.max}}{4N \cdot C_s \cdot f} \quad (\text{II-44})$$

Les relations (II-43) et (II-44) sont utilisées dans le calcul des valeurs des inductances des branches (L), et la valeur de la capacité de sortie (C_s) de convertisseur ; et ces dernières sont utilisées dans le dimensionnement des bobines des canaux et de condensateur de sortie. [25].

L'inductance de chaque branche est :

$$L = \dots$$

(II-45)

La capacité de sortie de convertisseur est:

$$C = \dots$$

(II-46)

II.6.1 Hacheur boost entrelacé pour quelques valeurs de N

On va voir trois cas de convertisseur boost entrelacé, lorsque $N=2$, $N=3$, $N=4$; la structure, la forme des signaux de commande, et les formes d'ondes des courants dans les inductances et de courant d'entrée de convertisseur

Pour N=2 [20]

C'est le convertisseur qu'on connecte généralement à un générateur photovoltaïque

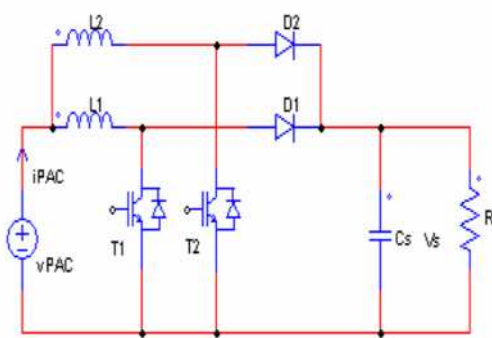


Figure II.18. Hacheur boost entrelacé à 2branche

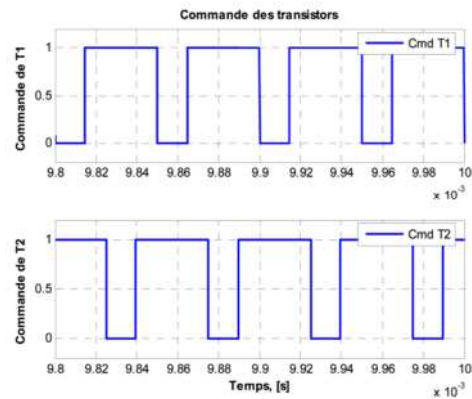


Figure II.19. Commande des transistors

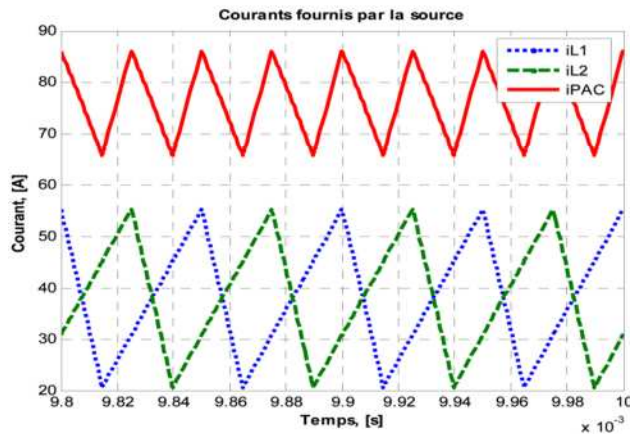


Figure II.20. Courants dans les inductances et dans la source

Pour $N=3$ [26].

C'est un convertisseur *IBC* connecté à une pile à combustible afin de réduire l'ondulation d'un courant fort.

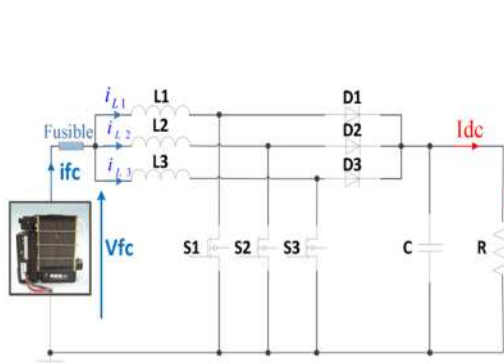


Figure II.21. Hacheur boost entrelacé à 3 branche

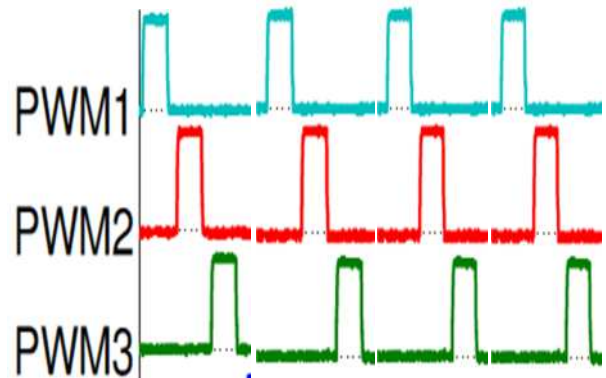


Figure II.22. Commande des transistors

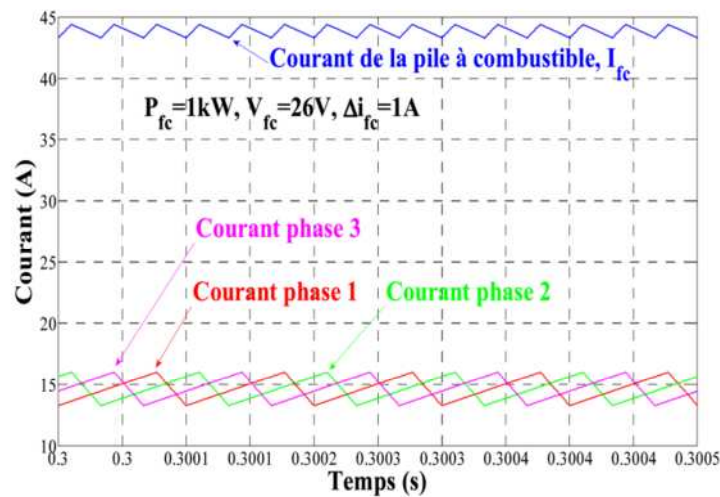


Figure II.23. Courants dans les inductances et dans la source

Pour $N=4$ [27]

C'est un *IBC* utilisé dans les véhicules électriques qui nécessite une grande puissance avec un minimum de perte alors et une ondulation de courant réduite au maximum.

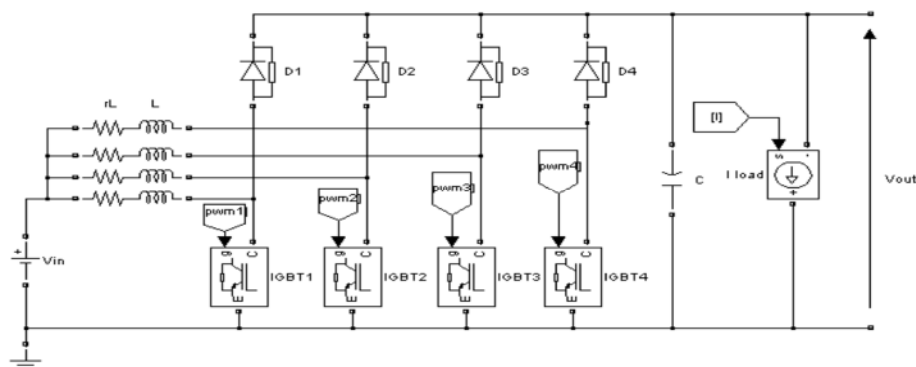


Figure II.24. Schéma de principe d'un convertisseur à quatre canaux .

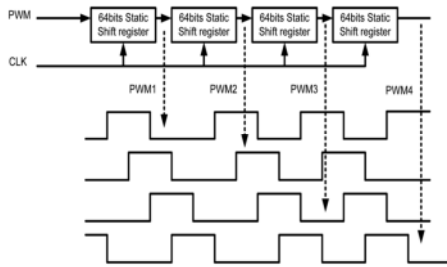


Figure II.25. Déphasage des signaux de commande de chaque transistor à l'aide de registres a décalage.

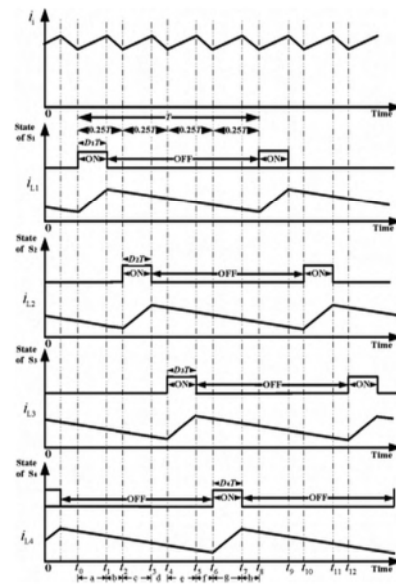


Figure II.26. Le courant d'entrée et les courants dans les inductances.

II.6.2 Calcul des valeurs de l'inductance L et e la capacité C_S pour différentes valeurs de N [25]

On considère les paramètres ci-dessous pour toutes les valeurs de N :

- La tension de sortie $V_S = 400V$.
- L'ondulation maximum de la tension $\Delta V_{S,max} = 4V$ (1% de V_S).
- La fréquence de découpage $f = 20K.Hz$.
- Le courant d'entrée $I_{e,max} = 250A$.
- L'ondulation de courant d'entrée $\Delta I_{e,max} = 12.5A$ (5% de $I_{e,max}$)

Pour le calcul de L et C_S on a utilisé les relations (II-45) et (II-46) dont les résultats sont représentés dans le tableau ci-dessous :

Tableau II.3. Les valeurs de L ET C_S pour différentes valeurs de N

N	1	2	3	4
L (μH)	400	200	133.34	100
C _S (μF)	781	390.5	260.34	195

On voit bien que L et C_S diminuent quand N Augmente pour une des valeurs fixes des ondulations $\Delta V_{S,max}$, $\Delta I_{e,max}$. Pour choisir le nombre de branches qu'ils faut, on doit prendre compte d'abord de rendement (moins de pertes dans tous les éléments de convertisseur passifs ou actifs) et de l'efficacité de convertisseur et de sa robustesse ainsi que de son poids et de son volume. Et ceci selon les matériaux utilisés pour réaliser les bobines (le noyau à base d'un ferromagnétique ou bien à base d'une ferrite), le volume de condensateur de sortie surtout, et la qualité technologique des composants électroniques ainsi que leurs fiabilité; le tableau 2.2 donne le nombre de branches en fonction de la puissance, après avoir satisfait les paramètres cité dans ce paragraphe. Dans le cas de tableaux 2.3, le convertisseur qu'il faut, doit avoir 4 branches, pour qu'il puisse fournir la puissance demandée avec les conditions fixée ci-dessus. Ce genre de convertisseurs et utilisé dans les véhicules électriques. [25]

II.6.3. Le convertisseur de la commande MPPT de banc d'essai de laboratoire LATAGE

[28]

Après un essai de 250 min réparti en prises de valeurs chaque 5 min On a les représenté résultats sous forme de valeurs moyennes dans le tableau 2.4 ci-dessous:

Tableau II.4. Tableau des valeurs moyennes des courants, des tensions, des puissances et leur rendement.

$I_{e,moy}$ (A)	$V_{e,moy}$ (V)	$I_{S,moy}$ (A)	$V_{S,moy}$ (V)	$P_{e,moy}$ (W)	$P_{S,moy}$ (W)	$\eta = (P_{S,moy})/(P_{e,moy})$
2.22	17.70	1.17	29.34	39.29	34.50	87.8 %

Selon le tableau (II-2) ; on a avec une échelle de valeurs réduites les résultats suivant :

$$25 < 34.80 < 50$$

$$25p.u < p_{s,moy} < 50p.u$$

Alors le nombre de branches N est compris entre 2 et 3 ; $\Rightarrow (2 < N < 3)$. Pour que le convertisseur fonctionne il faut plus de 2 branches et moins de 3 branches alors le choix de $N = 3$ est largement suffisant pour cette puissance, encore, c'est un choix optimal. Alors le choix de 3 bras est justifié par la puissance que le convertisseur débite en sortie. Le rendement de 87.8% est acceptable mais dans cette structure de boost entrelacé on peut avoir un rendement plus grand, pouvant dépasser un rendement de 98%. Le choix de trois branches est optimal or le rendement est assez bas dans le cas de cette topologie de convertisseur DC/DC . Dans le chapitre suivant, qui est l'objet de notre contribution, on règle le problème de rendement, en l'améliorant, en revoyant les

inductances des branches afin de réduire les pertes dans les cellules de convertisseur par conséquent le rendement augmente.

II.7. Conclusion

Nous avons étudié et comparé les cinq structures simples d'un convertisseur *DC/DC*, nous avons trouvé que le Boost est le meilleur convertisseur élévateur, or il a des limites en fonctionnant à une forte puissance, car le dimensionnement de ses éléments devient coûteux et les pertes sont assez importantes. La technique de l'entrelacement permet de multiplier la fréquence de découpage, et de minimiser l'ondulation du courant, ainsi que toutes les ondulations des paramètres du convertisseur. Le convertisseur boost entrelacé (*IBC*) possède une dynamique supérieure à celle de boost simple, il est meilleur, lorsqu'il est caractérisé par un nombre de branches optimales, un rendement élevé, un petit volume, et moins lourd avec un coût minimum. dans le chapitre suivant on donnera une solution au problème du rendement du convertisseur -de banc d'essai de laboratoire *LATAGE*- en réduisant l'ondulation de courant d'entrée, et ceci avec le redimensionnement des inductances et la révision des bobines des canaux .

Chapitre III

Réalisation pratique et résultats expérimentaux

III.1.Introduction

Dans ce chapitre nous avons testé les performances et la dynamique du hacheur parallèle entrelacé, en commençant par la présentation de l'installation du laboratoire *LATAGE* et la description de tous les éléments du banc d'essai. Puis nous avons passé à l'expérimentation, en relevant les courbes des paramètres du hacheur (tensions et courants de sortie et d'entrée) et celles des différents signaux de commande, ensuite, nous avons comparé la forme de l'ondulation du courant total lors de l'utilisations des bobines à deux types de noyaux différents, et nous avons comparé le rendement de convertisseur pour les deux types de bobines, enfin on termine avec une conclusion .

III.2.Présentation de banc d'essai de laboratoire LATAGE

LATAGE-UMMTO est le Laboratoire des Technologies Avancées en Génie Electrique De l'Université *Mouloud MAMMERI* de *Tizi-Ouzou*, ou nous avons fait nos essais, afin de tester la dynamique de hacheur élévateur entrelacé à trois bras. L'installation est constituée d'un générateur photovoltaïque et d'un banc d'essai qui comporte plusieurs parties qu'on présente ci-dessous.

III.2.1.Le générateur photovoltaïque de laboratoire LATAGE

La figure III .1 représente les panneaux *PV* utilisés dans le cadre de nos travaux. Dans notre présent travail, nous avons considéré un seul panneau. Les caractéristiques constructeurs de ces panneaux sous conditions standards ($1000W/m^2$, $25^{\circ}C$) sont illustrées dans le tableau III.1 [28].



Figure III.1. Modules PV installés sur le toit du laboratoire LATAGE

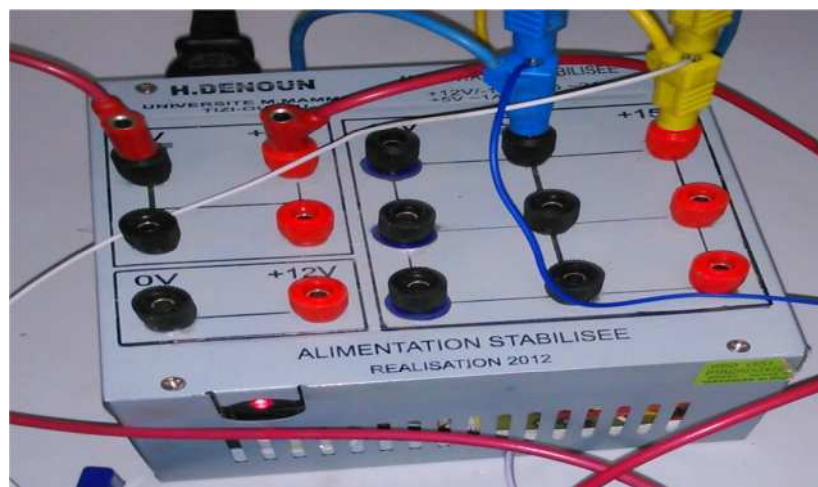
Tableau III.1. Caractéristiques du panneau solaire du LATAGE-UMMTO

Module	80M-12
Puissance	85 W (25°C)
Tension optimale	17.10 V
Courant optimal	4.70 A
Tension à circuit ouvert	21.9 V
Courant de court-circuit	4.96 A

III.2.2. Le bloc d'alimentation

Afin d'assurer l'alimentation des différentes cartes électroniques, une carte réalisée par H.DENOUN représenté sur figure III.2 à trois niveaux de tension (+5V, +15V, et -15V), plusieurs composants sont utilisés dans cette carte [28]:

- Un transformateur abaisseur 220V / (2-17) V ;
- Un transformateur abaisseur 220V / 12V ;
- Deux ponts de GRETZ ;
- Un régulateur *L7805CV* pour stabiliser la tension à 5V ;
- Un régulateur *L7815CV* pour stabiliser la tension à +15V ;
- Un régulateur *L7915CV* pour stabiliser la tension à -15V ;
- Et les différents composants (condensateurs, diodes, résistances...).

**Figure III.2.** Le bloc d'alimentation stabilisée

III.2.3.Partie mesure

La mesure de la tension et de courant du panneau photovoltaïque est nécessaire au calcul de la puissance produite par ce dernier. L'implémentation de la technique *MPPT* par un microcontrôleur repose sur l'acquisition du courant et de la tension fournis par la carte de mesure. La mesure se fait grâce à deux capteurs. Ces capteurs sont nécessaires afin d'ajuster le rapport cyclique du hacheur entrelacé [28].



Figure III. 3 La carte de mesure de la tension et du courant.

III.2.4.Partie control

La figure.III.4 montre les trois carte qui compose la partie commande, elles sont respectivement: la carte de pic ou la carte du microcontrôleur (1), la carte des inverseurs(2), la carte des drivers(3).

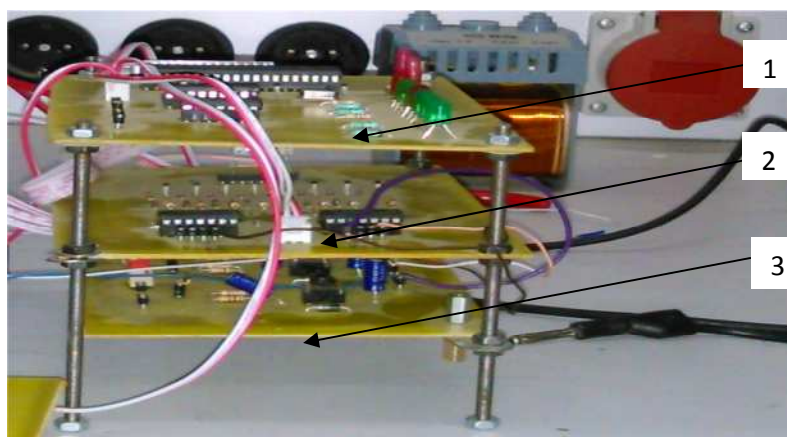


Figure III.4 Partie contrôle des trois cartes de PIC, des inverseurs, des drivers

III.2.4.1. carte de pic ou la carte du microcontrôleur

C'est une carte multifonction, constituée de deux microcontrôleurs, un registre à décalage, et un afficheur *LCD*. Le microcontrôleur principal (*16F877A*) reçoit les données d'acquisitions de la tension et courant du panneau photovoltaïque, puis il génère un signal *MLI* approprié après l'implémentation du programme *MPPT*, le microcontrôleur auxiliaire (*16F84A*) est programmé d'une façon à permettre au registre à décalage (*74LS164P*) de générer le même signal *MLI* décalé d'un rapport égal au nombre de bras [28].

III.2.4.2. carte des inverseurs

Elle est composée de deux inverseur de type *HEF 4093BP* et un circuit de protection de registre à décalage, ces inverseur sert à inverser les signaux du registre à décalage avant de les connectés à la carte des driver [28].

III.2.4.3. carte des drivers

Elle se compose de trois driver de type *IR0921* pour élever l'amplitude de signal *MLI* générée par le microcontrôleur afin d'être utilisé comme signal de commande des *MOSFET* du convertisseur [28].

III.2.5. Carte du hacheur élévateur entrelacé

Le convertisseur est constitué de trois cellules, son principal avantage est de diminuer l'ondulation du courant afin de réduire les pertes du convertisseur et d'améliorer son rendement. Chaque cellule est constituée des mêmes éléments que le convertisseur boost simple, sauf que dans chaque bras la valeur du courant et celle de l'inductance sont divisées sur trois, ce qui permet de réduire la valeur des composants utilisés ainsi que leurs pertes. Afin de dissiper et d'évacuer la chaleur émises par les semi-conducteurs, il est souvent nécessaire de placer un radiateur de dissipation au dos de ceux-ci en y interposant de la pâte thermique. La figure III.5 illustre la carte du hacheur élévateur entrelacé à trois niveaux [28].



Figure III.5. La carte du hacheur élévateur entrelace a trois niveaux

III.2.6. Les éléments passifs (bobines) des bras du hacheur élévateur entrelacé

Nous avons utilisé dans nos essais deux types de bobines, celles avec un noyau ferromagnétique (figure III.6.) et les bobines avec un noyau à base d'une ferrite (figure III.7) ; le tableau.III.2 donne les caractéristiques de chaque bobine.



Figure III.6. Bobine à base d'un noyau Ferromagnétique.

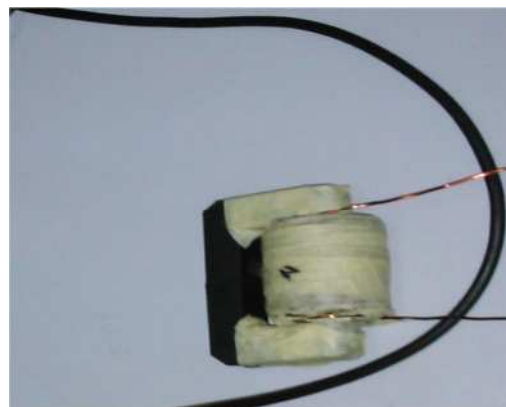


Figure III.7. Bobine avec un noyau à base d'une ferrite.

Tableau.III.2 les caractéristiques de chaque bobine.

Bobine B	Inductance L(mH)		Résistance R(Ω)		Courant I(A)
B1	22.5	2	4.8	0.8	4
B2	22.8	2	5	0.8	4
B3	23.1	2	6.2	0.8	4
Noyau à base	Ferrite	Ferromagnétique	Ferrite	Ferromagnétique	4

III.3. Description de la commande MPPT du convertisseur de laboratoire LATAGE

La méthode utilisée est la méthode de « Perturbation et Observation *P&O* », son schéma de principe est présenté dans la figure.III.8, permet d'avoir une idée générale sur tout le fonctionnement du circuit. En effet, une fois les panneaux photovoltaïques sont connectés au convertisseur entrelacé, le courant et la tension aux bornes du panneau sont mesurés à l'aide d'une carte de mesure, cette dernière est primordiale pour que le microcontrôleur (*16F877A*) puisse réaliser l'implémentation de l'algorithme *MPPT*, un signal *MLI* est généré à la fin de cette étape. Enfin, le registre à décalage (*74LS164P*) est dédié au décalage du signal *MLI* issu du principal, la sortie de ce registre est constituée de 8 bits (8 sorties), les trois commandes (α_1 , α_2 et α_3) sont choisies selon le nombre de bras du convertisseur entrelacé [28].

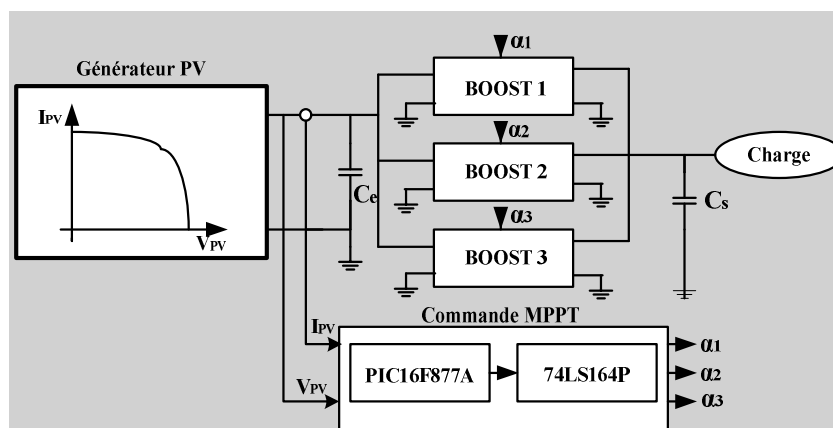


Figure III.8. Schéma de principe de la MPPT du banc d'essai de LATAGE

La figure.III.9 illustre le principe de la technique *MPPT* programmée dans le microcontrôleur. Cette technique consiste à imposer un rapport cyclique initial « α_0 » et une puissance initiale P_0 . Après avoir effectué la mesure du courant « I_{pv} » et la tension « V_{pv} » aux bornes du PV, le produit ($V_{pv} * I_{pv}$) est calculé. Ce dernier est l'image de la puissance instantané $P_{pv}(k+1)$ délivrée par le générateur PV à l'instant où la mesure est effectuée. Cette image est

alors comparée à la puissance précédente $P_{pv}(k)$ et α est incrémenté. Une fois α modifié, $P_{pv}(k)$ prend la valeur de la puissance précédente $P_{pv}(k+1)$ et α_0 prend la valeur de α , enfin, une nouvelle mesure de V_{pv} et I_{pv} est effectuée pour calculer la nouvelle puissance $P_{pv}(k+1)$. Cette méthode de recherche du point de puissance maximale est considérée comme la première technique développée pour atteindre cet objectif, elle se base sur l'algorithme suivant [28] :

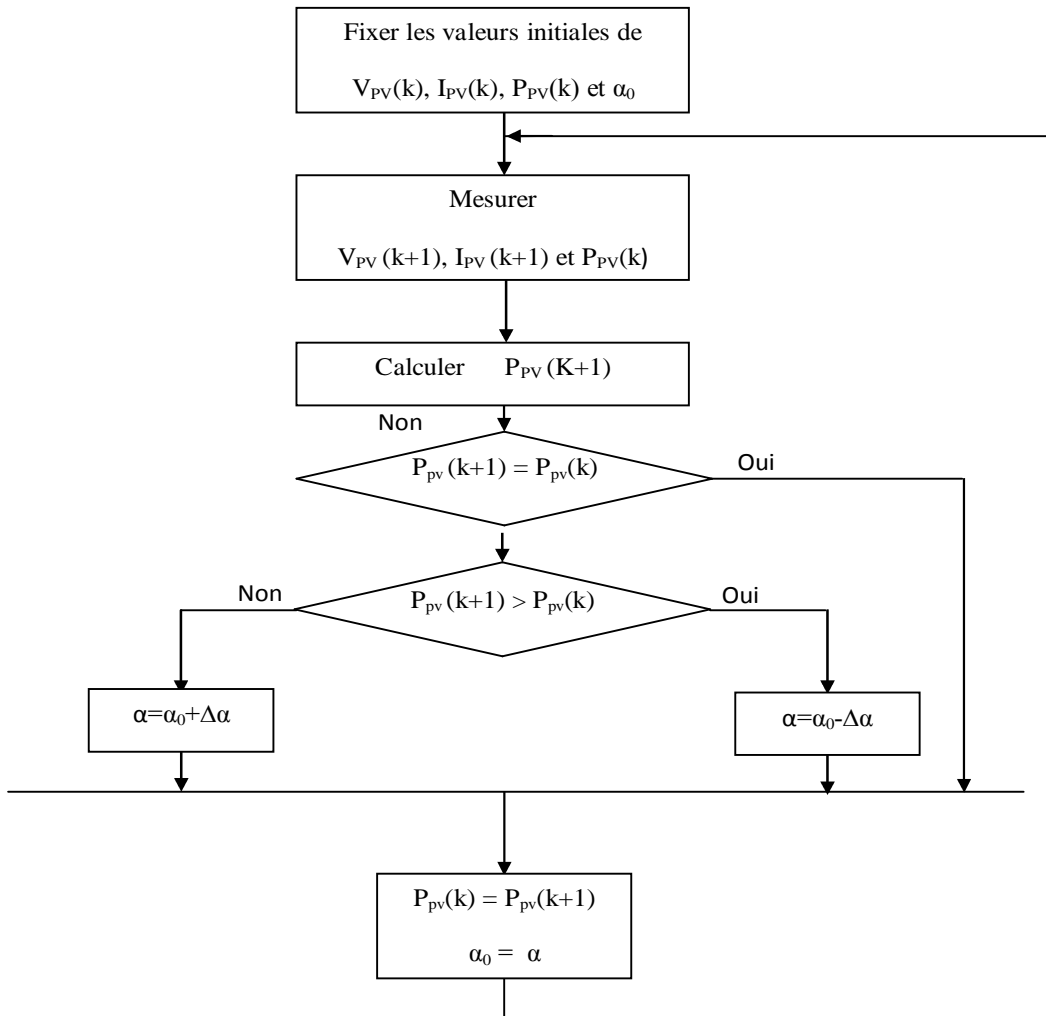


Figure III.9 Organigramme de la MPPT du banc d'essai de laboratoire LATAGE

III.4. Résultats expérimentaux

Nous avons effectué quelques essais sur une charge purement résistive, afin de tester les performances du hacheur du banc d'essais de laboratoire LATAGE, illustré par la figure III.10, il comporte une source de tension continue (source photovoltaïque), une charge résistive, et un convertisseur élévateur entrelacé à trois bras. Les mesures sont effectuées à l'aide d'un oscilloscope numérique à quatre voies.

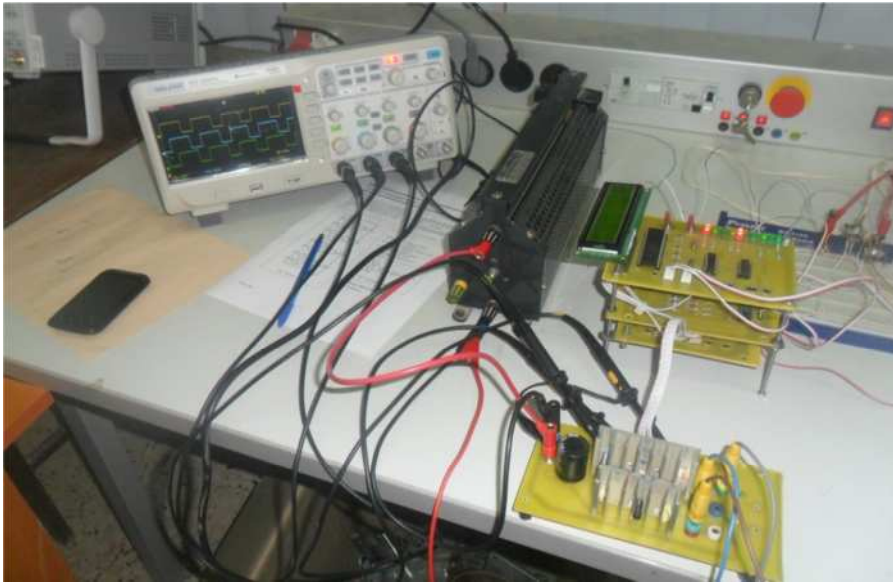


Figure III.10. Vue globale du montage hacheur du banc d'essai de laboratoire LATAGE

La figure III.11 montre les signaux générés par le *PIC16F877A* et le *PIC16F84A*. La combinaison de ces deux signaux se fait par un composant électronique appelé registre à décalage, ce qui donne à sa sortie trois signaux de commande décalés de $T/3$ comme sur la figure III.12.

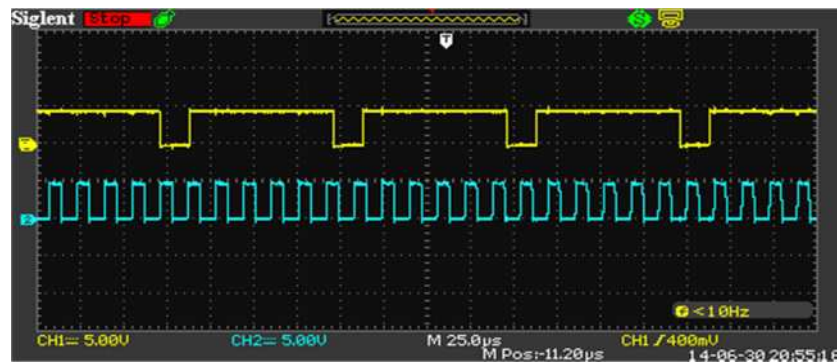


Figure III.11. Signaux de commande générée par le *PIC16F877A* et par le *PIC16F84A*

La figure III.12 montre les formes d'ondes des signaux de commande générés, Les trois signaux obtenus sur les voies 1, 2 et 4 sont décalés de $T/3$, ce qui confirme le bon fonctionnement de la commande. La valeur du rapport cyclique est presque égale à la moitié de la période du hachage, celle-ci est imposée de manière à atteindre une ondulation maximale du courant d'entrée

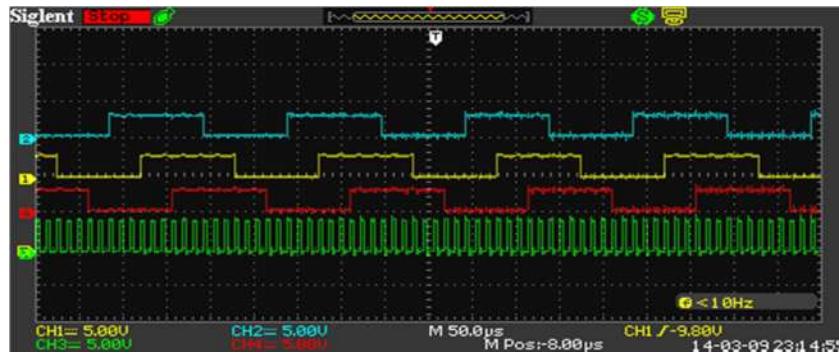


Figure III.12. Formes d'ondes des signaux de commande

La figure III.13 montre les formes d'ondes des signaux de commande des *MOSFET* du convertisseur. Les trois signaux obtenus sur les voies 1, 2 et 3 sont décalés de $T/3$, l'amplitude de signal *MLI* générée par le microcontrôleur est élevée par les drivers afin d'attaquer la commande des *MOSFET*.

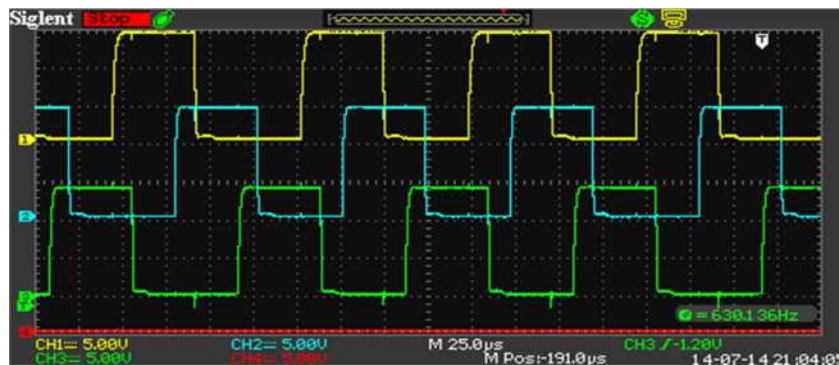


Figure III.13. Signaux de commande des MOSFET du convertisseur

Sur la figure III.14, sont représentées les formes d'ondes du courant issues de chaque bras (1, 2, 3) du hacheur. Les courants des bras (1, 2, 3) ont la même amplitude mais décalés dans le temps. Ces résultats montrent que les bras du hacheur sont identiques et symétriques. Il est clair que la forme d'onde de courant d'entrée 4 a une amplitude inférieure à celles des courants des bras (1, 2, 3). C'est ce qui affirme expérimentalement que l'ondulation du courant total est inférieure à celles des branches d'un convertisseur boost entrelacé. Il est à préciser que les bobines utilisées pour avoir ces formes d'ondes sont les (Bobines avec un noyau ferromagnétique)

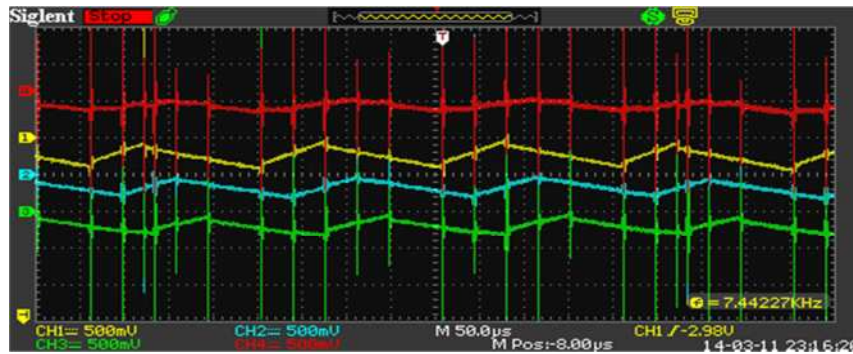


Figure III.14. Formes d'ondes des courants des bras du hacheur et de courant d'entrée
(Bobines avec un noyau ferromagnétique)

Comme sur la figure III.14, on a sur la figure III.15 les formes d'ondes du courant issues de chaque bras (1, 2, 3) du hacheur. Les courants des bras (1, 2, 3) ont presque la même amplitude, (si on néglige les petites perturbations parasites dues à la petite différence dans la valeur des inductances), avec un décalage dans le temps. Ces résultats montrent que les bras du hacheur sont presque identiques et symétriques. Il est clair que la forme d'onde de courant d'entrée 4 a une amplitude inférieure à celles des courants des bras (1, 2, 3). C'est ce qui affirme expérimentalement que l'ondulation du courant total est inférieure à celles des branches d'un convertisseur boost entrelacé. Il est à préciser que les bobines utilisées pour avoir ces formes d'ondes sont les (Bobines avec un noyau à base d'une ferrite) Il est à noter que l'ondulation du courant d'entrée (total) dans le cas de la figure III.15 est petite par rapport à celle de la figure III.14, (si on néglige les petites perturbations parasites); Et ceci est dû au noyau à base d'une ferrite, car il canalise le flux magnétique pour donner une valeur élevée de l'inductance une bobine petit par rapport à celle d'un noyau ferromagnétique.

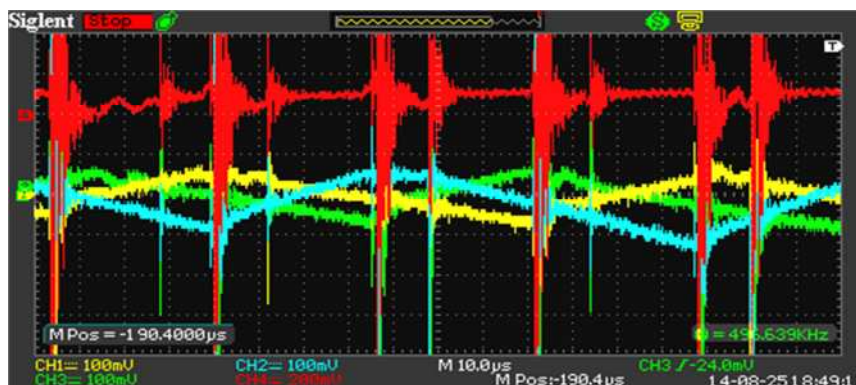


Figure III.15. Formes d'ondes des courants des bras du hacheur et de courant d'entrée
(Bobines avec un noyau à base d'une ferrite)

La figure III.16 montre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur, d'après ces courbes, on remarque que la tension de sortie est approximativement le double de la tension d'entrée du hacheur (IBC), et cela est dû à la valeur du rapport cyclique qui avoisine les ($\approx 50\%$) imposée par la commande du convertisseur, ce dernier est variable selon la puissance de panneau photovoltaïque. Il en est de même pour les deux courants d'entrée et de sortie du convertisseur mais dans ce cas, la valeur du courant de sortie est presque la moitié de celle du courant d'entrée. Les courbes des courants, malheureusement, nous avons pas pu les relever car le montage a grillé pendant les essais.



Figure III.16. Les formes d'ondes des tensions d'entrée/sortie du convertisseur

On a pu faire trois relevés des tensions et des courants ainsi que les puissances d'entrée et de sortie et leurs valeurs moyennes et le rendement de convertisseur, avec les (Bobines avec un noyau à base d'une ferrite), dans le tableau suivant :

Tableau.III.3.les différentes grandeurs d'entrée/sortie du convertisseur

/	I_e (A)	V_e (V)	I_s (A)	V_s (V)	P_e (W)	P_s (W)
/	02.10	18.20	01.05	34.20	38.22	35.91
/	02.15	18.00	01.10	33.50	38.70	36.85
/	02.15	18.10	01.05	34.00	38.91	35.70
Valeur moyenne	02.13	18.10	01.07	33.90	38.61	36.15

Le rendement de convertisseurs est donné par la formule suivante :

$$(P_{s.moy})/(P_{e.moy}) \quad (III-1)$$

$$36.15 / 38.61 * 100\% = 93.63\%$$

$$93.63\%$$

Si on compare ce rendement ($\eta = 93.63\%$) avec celui tableau .II.4 [28], ou ($\eta = 87.8\%$), on voit bien que l'élément passif s, (les Bobines avec un noyau à base d'une ferrite), des bras de convertisseur on réduit les pertes en augmentant le rendement.

III.5. Conclusion

Nous avons vu expérimentalement l'importance de la technique d'entrelacement après avoir fait des essais sur une charge purement résistive connectée à un hacheur élévateur entrelacé à trois (3) phases parallèles à base d'une commande *MPPT* numérique pour assurer le transfert de la totalité de la puissance disponible aux bornes du panneau photovoltaïque vers la charge, et nous avons relevé les différentes courbes des paramètres (tensions, courant et signaux de commande) en les commentant. Nous avons déduit que l'ondulation du courant total est inférieure à celles des trois bras et que le dimensionnement des éléments passifs des bras du hacheur est important, et que l'ondulation du courant d'entrée lorsque on a utilisé les bobines avec un noyau à base d'une ferrite, est inférieure à celle des bobines avec un noyau ferromagnétique. Nous avons pu avoir un rendement meilleur en utilisant des bobines avec un noyau à base d'une ferrite, qui sont petites en termes de volume, avec une grande capacité de canaliser le flux magnétique, en donnant des inductances avec des valeurs élevées, qui ont jouées un rôle important dans la réduction des pertes; ceci, on l'a validé expérimentalement.

Conclusion générale

Ce mémoire contient une étude théorique et une validation expérimentale. Dans la partie théorique, nous avons présenté le générateur photovoltaïque et ces performances, la commande MPPT et les convertisseurs DC/DC ainsi que les différentes classifications des commandes $MPPT$, et leurs algorithmes appropriés.

Ensuite, nous avons étudié et comparé les différentes structures simples de convertisseur DC/DC non isolé, nous avons trouvé que le boost est le meilleur convertisseur élévateur. La technique de l'entrelacement permet de multiplier la fréquence de découpage, et de minimiser l'ondulation du courant, ainsi que toutes les ondulations des paramètres du convertisseur, elle permet, également, d'augmenter le rendement et la fiabilité. Le convertisseur boost entrelacé (IBC) possède une dynamique supérieure à celle de boost simple. Le IBC est meilleur, lorsqu'il est caractérisé par un nombre de branches optimales, un rendement élevé, un petit volume et léger, un coût minimum. Le problème du rendement des convertisseurs du banc d'essai du laboratoire *LATAGE* a été présenté.

Nous avons, expérimentalement, vu l'intérêt de la technique de l'entrelacement et l'influence des inductances sur l'ondulation du courant d'entrée et le rendement du convertisseur. Le rendement faible du convertisseur est dû aux résistances importantes des inductances utilisées, et les ferrites formées de deux pièces génèrent des pics du courant polluants l'ondulation du courant total.

Les bobines à noyau ferrite sont meilleures, malheureusement, nous n'avons pas pu avoir des noyaux formés d'une seule pièce de ferrite, et la composition chimique de leur céramique ; c'est pour cela, nous avons des parasites sur les courbes. Pour améliorer ce travail, réduire les pertes afin d'augmenter le rendement, l'utilisation des inductances sous forme de tores, le remplacement des $MOSFET$ par des $IGBTs$ est impératif.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] F. Chekired, « Etude et implémentation d'une commande MPPT neuro-floue sur FPGA », mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [2] S. Bellakehal, « Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables », thèse de Doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [3] M. Adouane, « Etude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique », Mémoire de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2008.
- [4] M. Makhlouf, « Etude et optimisation d'un modèle de conversion d'énergie photovoltaïque application au pompage », mémoire de magister, université Mentouri, Constantine, Algérie, 2006.
- [5] N. Abouchabana, « Etude d'une nouvelle topologie buck-boost appliquée à un MPPT », Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.
- [6] Antonio Luque and Steven Hegedus, « Handbook of Photovoltaic Science and Engineering », John Wiley & Sons Ltd, 2003
- [7] Minwon Park, In-Keun Yu, Member IEEE, « A Study on the Optimal Voltage for MPPT obtained by Surface Temperature of Solar Cell », Changwon National University, Corée du Sud, 2000
- [8] M. Angel Cid Pastor, « Conception et Réalisation de Modules Photovoltaïques Electroniques », Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 2006
- [9] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, « Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems », Solar Energy Materials & Solar Cells 90 pp. 1555.1578, 2006
- [10] Trishan Eram, and Patrick L. Chapman, « Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.21, pp.17-22, 2006
- [11] W. Xiao, « A Modified Adaptive Hill Climbing Maximum Power Point Tracking (MPPT) Control Method for Photovoltaic Power Systems », the University of British Columbia, Canada, 2003

Bibliographie

- [12] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, « Improved MPPT method for rapidly changing environmental conditions », Alborg University/Institute of Energy Technology, Aalborg, Denmark, 2006
- [13] Akihiro Oi, «Design and Simulation of Photovoltaic Water Pumping System», Faculty of California Polytechnic State University, USA, 2005
- [14] Nattorn Pongratananukul, «Analysis and Simulation Tools for Solar Array Power Systems», University of Central Florida, USA 2005
- [15] Lionel Vechiu, «Modélisation et Analyse de l'Intégration des Énergies Renouvelables dans un Réseau Autonome», Université de Havre, France 2005
- [16] B. VULTURESCU, A. DE BERNARDINIS, R. LALLEMAND et G. COQUERY « Traction Power Converter for PEM Fuel Cell Multi-Stack Generator Used in Urban Transportation » European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007 — Aalborg, Danemark, 2007.
- [17] R. BAUSIERE, F. LABRIQUE et G. SEGUIER, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance", volume 3, La conversion continu-continu», édition Technique & documentation, ISBN 2743001399, 1997.
- [18] H. FOCH, R. ARCHES, Y. CHERON, B. ESCAUT, P. MARTY, M.METZ, «Convertisseurs continu-continu non isolés». Technique de l'ingénieur, D 3 163
- [19] HUNG Bin, «Convertisseur continu-continu a rapport de transformation élevé pour applications pile a combustible», Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France 2009.
- [20] DANG Bang Viet, «Conception d'une interface d'électronique de puissance pour La Pile à Combustible», Thèse de doctorat, Université de Joseph Fourier, France; 2006.
- [21] A. Lachichi, «Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant - Application aux convertisseurs pour pile a combustible», Thèse de doctorat, INPL, Nancy, France ; 2009.
- [22] H. Xu, E. Qiao, X. Guo, X. Wen, L. Kong, « Analysis and Design of High Power Interleaved Boost Converters for Fuel Cell Distributed Generation System », 36th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pages 140-145. Recife, Brazil, 2005.

Bibliographie

- [23] Seung-Yo Lee, Arthur G. Pfaelzer, J. D. Van Wyk, «Thermal Analysis for a Coupled Inductor for 4-Channel Interleaved Automotive Bidirectional DC/DC Converter based on Finite-Element Modeling», 35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pages 1457-1463. Aachen, Germany, 2004.
- [24] J. Czogalla, J. Li, C. R. Sullivan, «Automotive Application of Multi-Phase Coupled-Inductor DC-DC Converter» 38th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society, Vol. 3, pages 1225-1232. Salt Lake City, USA, 2003.
- [25] Monzer Al Sakka, Joeri Van Mierlo and Hamid Gualous « DC/DC Converters for Electric Vehicles, Electric Vehicles - Modelling and Simulations», ISBN: 978-953-307-477-1, 2011.
- [26] Damien GUILBERT, « Comparaison de topologies de convertisseurs DC/DC entrelacés en cas de défauts d'interrupteurs de puissance pour véhicule électrique à pile à combustible». JCGE (Journée des Jeunes Chercheurs en Geni Electrique), Belfort, France, 2013.
- [27] Chen Chunliu, Wang Chenghua, Hong Feng, « Research of an Interleaved Boost Converter with four Interleaved Boost Convert Cells», College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics&Astronautics, China, 2012.
- [28] A.BADJI, H.AKHAMOUM, «Etude et réalisation d'une commande numérique d'un hacheur élévateur entrelacé associé a un panneau photovoltaïque». Mémoire de master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2013.
- [29] A.SOUFI, «Modélisation et contrôle d'un système photovoltaïque utilisant la technique d'espace d'état» Mémoire de master, Université Kasdi Merbah–Ouargla, Algérie, 2012.
- [30] M. BOUKLI-HACENE Omar, «conception et réalisation d'u générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT» thèse de magister de l'Université Aboubaker Belkaid de Tlemcen, Algérie 2011.
- [31] [http : //www.edf.fr](http://www.edf.fr)
- [32] Ministère algérien de l'Energie et des Mines, "Guide des Energies Renouvelables", Edition 2007.

Annexes

Annexes

Annexe A

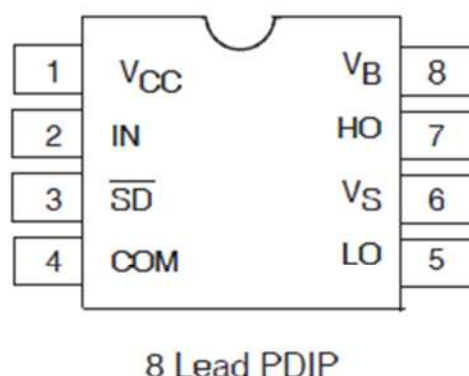


Figure (1) : schema brochage du driver type IR0921

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V_B	High side floating absolute voltage	-0.3	625	V	
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 and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
DT	Programmable dead-time pin voltage (IR21094 only)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{IN}	Logic input voltage (IN & \overline{SD})	$V_{SS} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$		
V_{SS}	Logic ground (IR21094/IR21894 only)	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$		
dV_S/dt	Allowable offset supply voltage transient	—	50	V/ns	
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(8 Lead PDIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	—	0.625	
		(14 lead PDIP)	—	1.6	
		(14 lead SOIC)	—	1.0	
R_{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(8 Lead PDIP)	—	125	$^\circ\text{C/W}$
		(8 Lead SOIC)	—	200	
		(14 lead PDIP)	—	75	
		(14 lead SOIC)	—	120	
T_J	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
T_S	Storage temperature	-50	150		
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Tableau (1) : Tableau des valeurs limites de driver de type IR0921

Annexe B

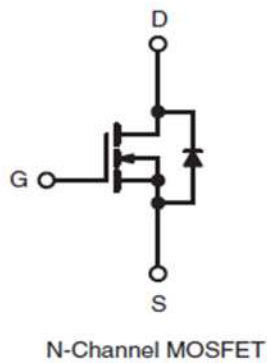


Figure (2) : schema brochage du MOSFET *IRFP360*

PARAMETER		SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage		V_{DS}	400	V	
Gate-Source Voltage		V_{GS}	± 20		
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	I_D	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	23	A
			$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	14	
Pulsed Drain Current ^a		I_{DM}	92		
Linear Derating Factor			2.2	W/ $^\circ\text{C}$	
Single Pulse Avalanche Energy ^b		E_{AS}	1200	mJ	
Repetitive Avalanche Current ^a		I_{AR}	23	A	
Repetitive Avalanche Energy ^a		E_{AR}	28	mJ	
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_D	280	W	
Peak Diode Recovery dV/dt^c		dV/dt	4.0	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	$^\circ\text{C}$	
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300 ^d		
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10		lbf · in
			1.1	N · m	

Tableau (2) : Tableau des valeurs limites du MOSFET *IRFP360*

Annexe C

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT	
				-800	-1000	-1200		
V_{RSM}	Peak non-repetitive reverse voltage	BY329F / BY329X	-	800	1000	1200	V	
V_{RRM}	Peak repetitive reverse voltage		-	800	1000	1200	V	
V_{RWM}	Crest working reverse voltage		-	600	800	1000	V	
$I_{F(AV)}$	Average forward current ¹		square wave; $\delta = 0.5$; $T_{hs} \leq 83\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	8			A
			sinusoidal; $a = 1.57$; $T_{hs} \leq 90\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	7			A
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current			-	11			A
I_{FRM}	Peak repetitive forward current		$t = 25\text{ }\mu\text{s}$; $\delta = 0.5$; $T_{hs} \leq 83\text{ }^{\circ}\text{C}$	-	16			A
I_{FSM}	Peak non-repetitive forward current.		$t = 10\text{ ms}$	-	65			A
			$t = 8.3\text{ ms}$	-	71			A
			sinusoidal; $T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ prior to surge; with reapplied					
I^2t	I^2t for fusing	$V_{RWM(max)}$ $t = 10\text{ ms}$	-	28			A ² s	
T_{stg}	Storage temperature		-40	150			$^{\circ}\text{C}$	
T_j	Operating junction temperature		-	150			$^{\circ}\text{C}$	

Tableau (3) : Tableau des valeurs limites de la diode BY392

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^{\circ}\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	23	A
$I_D @ T_C = 100^{\circ}\text{C}$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10\text{ V}$	14	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	92	
$P_D @ T_C = 25^{\circ}\text{C}$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/ $^{\circ}\text{C}$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	1200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	23	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	4.0	V/ns
T_j	Operating Junction and	-55 to +150	$^{\circ}\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf.in (1.1 N.m)	

Tableau (4) : Tableau des valeurs limites de la diode BY392

Annexe D

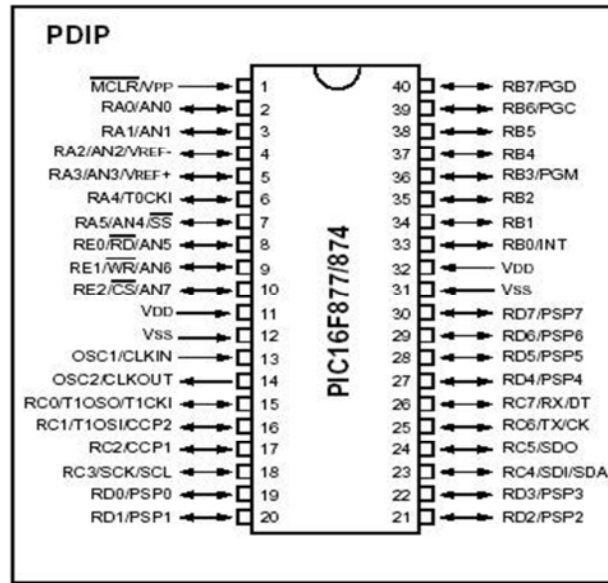


Figure (3) : Schéma de brochage du PIC 16F877A.

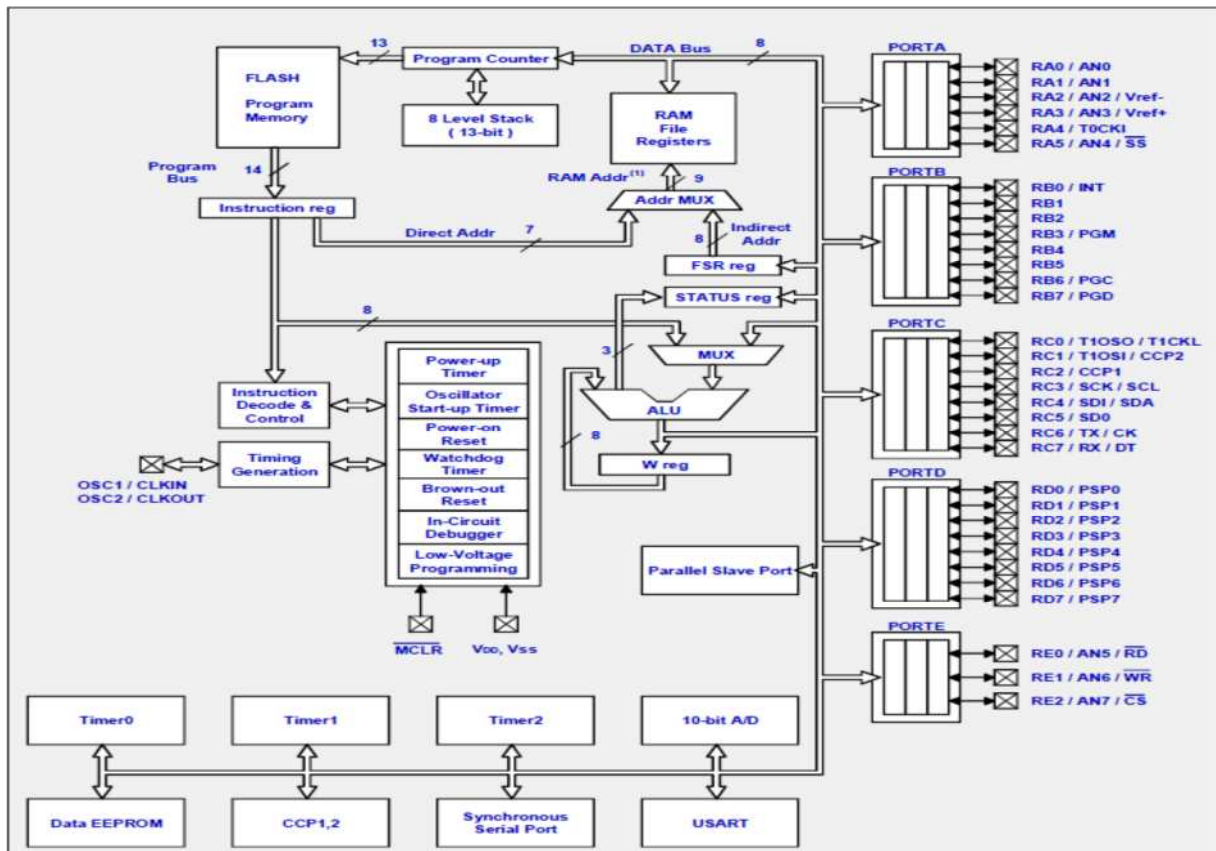


Figure (4) : architecture intérieure du microcontrôleur PIC16F877A

Annexe E

I_{IN} (A)	V_{IN} (V)	I_{OUT} (A)	V_{OUT} (V)	P_{IN} (W)	P_{OUT} (W)	Temps (Min)
02.10	17.90	01.10	30.00	37.59	33.00	10h00
02.20	18.00	01.20	29.00	39.6	34.80	10h05
02.20	18.10	01.20	29.00	39.82	34.80	10h10
02.10	17.90	01.15	29.00	37.59	33.35	10h55
02.10	17.90	01.15	29.00	37.59	33.35	10h20
02.10	18.00	01.15	29.00	37.80	33.35	10h25
02.10	17.90	01.15	29.00	37.59	33.35	10h30
02.10	17.90	01.15	29.00	37.59	33.35	10h35
02.10	17.80	01.15	29.00	37.58	33.35	10h40
02.15	17.80	01.18	29.00	38.27	34.22	10h45
02.15	17.80	01.18	29.00	38.27	34.22	10h50
02.15	17.80	01.18	29.00	38.27	34.22	10h55
02.20	17.70	01.20	29.00	38.94	34.80	11h00
02.10	17.80	01.15	29.00	37.38	33.35	11h05
02.20	17.80	01.20	29.00	39.16	34.80	11h10
02.20	17.80	01.15	29.00	39.16	34.80	11h15
02.10	17.70	01.18	29.50	37.17	34.80	11h20
02.20	17.70	01.20	29.00	38.94	34.80	11h25
02.20	17.80	01.15	29.50	39.16	33.92	11h30
02.15	17.80	01.15	29.50	38.27	33.92	11h35
02.20	17.70	01.18	29.50	38.94	34.81	11h40
02.20	17.70	01.18	29.50	38.94	34.81	11h45
02.30	17.40	01.20	30.00	40.02	36.00	11h50
02.30	17.60	01.20	30.00	40.48	36.00	11h55
02.30	17.50	01.20	30.00	40.25	36.00	12h00
02.30	17.70	01.20	29.50	40.71	35.40	12h05
02.30	17.50	01.20	29.50	40.25	35.40	12h10
02.35	17.40	01.20	30.00	40.89	36.00	12h15
02.35	17.40	01.20	30.00	40.89	36.00	12h20
02.40	17.20	01.20	29.50	41.28	35.40	12h25
02.30	17.70	01.20	29.00	40.71	34.80	12h30
02.30	17.70	01.10	29.00	40.71	34.80	12h35
02.30	17.70	01.12	29.50	40.71	33.04	12h40
02.30	17.40	01.12	30.50	40.02	34.16	12h45
02.30	17.40	01.15	30.00	40.02	34.50	12h50
02.25	17.50	01.12	29.50	39.37	33.04	12h55
02.35	17.20	01.15	30.00	40.42	34.50	13h00

Tableau (5) : les différentes valeurs des grandeurs d'entrée/sortie du convertisseur [28].

Annexe F : Circuits Magnétiques et Inductance

1/Caractéristique B(H) d'un matériau magnétique

Pour un matériau magnétique, la relation B(H) est : $B = \mu_r \mu_0 H$.

On a : $B_{max} = 1.5\text{T(fer)}$ et $B_{max} = 0.3\text{T(ferrite)}$

La caractéristique de magnétisation d'un matériau magnétique donne une courbe du type hystérésis, comme sur la figure ci-dessous:

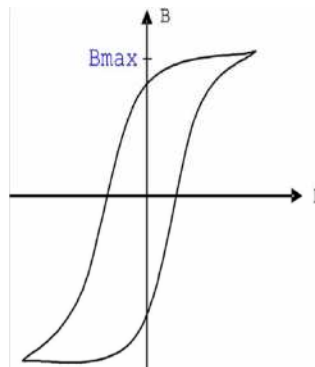


Figure (5): Courbe hystérésis typique.

2/Inductance bobinée sur un circuit magnétique réel

Soit une inductance bobinée sur un noyau magnétique ayant une courbe d'hystérésis.

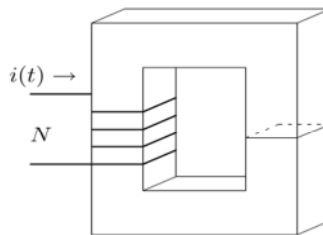


Figure (6): Bobine avec noyau magnétique

On sait que $B = \mu H$, où μ est une fonction du courant ($\mu = f(i)$).

L'inductance de ce circuit est

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N^2 A \mu}{l_m} = \frac{N^2 A}{l_m} f(i) = k f(i)$$

Annexes

A est la surface du noyau et l_m est la longueur moyenne du parcours. L'inductance est non-linéaire, puisqu'elle dépend du courant

3/L'effet de frange

On suppose que le champ magnétique est droit dans l'entrefer, ce qui n'est pas le cas en réalité. Ceci augmente la largeur effective de l'entrefer ($A_{entrefer} > A$). On nomme ce phénomène l'effet de frange.

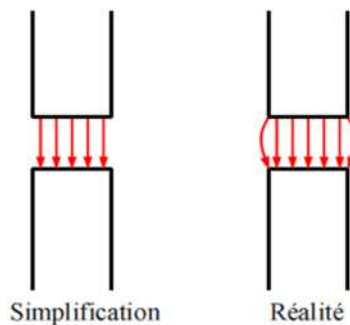


Figure (7): entrefer dans un noyau magnétique

Par contre, la longueur de l'entrefer est habituellement plus petite que 5% de la longueur du circuit magnétique, et on peut utiliser la simplification $A_{entrefer} = A$. Si on veut augmenter la précision des calculs, l'équation empirique suivante : $A_e = (a+l_e)(b+l_e)$; donne de bons resultants, a et b sont les dimensions du noyau et l_e est la longueur de l'entrefer.

4/Dimensionnement d'une bobine monophasé

Lors du design d'une bobine, on néglige habituellement les pertes Cuivre ($r = 0$) et la réactance de fuite ($L_f = 0$).

Ainsi, le dimensionnement de la bobine implique plusieurs facteurs :

Un choix judicieux de la configuration du circuit magnétique, du matériau ferromagnétique et de la valeur de l'induction magnétique.

- Calcul des dimensions du circuit magnétique incluant les entrefers.
- Calcul de la grandeur du fil et de son calibre.
- Calcul du nombre de spires (N).

Annexes

Il faut également considérer certaines contraintes :

- Les pertes et l'échauffement.
- Le volume, le poids, les dimensions.
- Le prix.

La dimension du fil de cuivre dépend de la valeur maximale du courant qui va circuler dans le fil. Plus le courant maximal sera élevé, plus le fil de cuivre devra avoir une section élevée. Le courant maximal pour un type de cuivre est habituellement spécifié en densité de courant J , en A/mm^2 .