
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

Département d'Electrotechnique



Mémoire

De Fin d'études En vue de

L'obtention du Diplôme Master Académique en Electrotechnique

Option : Machines électriques

*Etude et réalisation d'une carte de
commande numérique d'un hacheur
élevateur entrelacé associé à un
panneau photovoltaïque*

Proposé et dirigé par :

M^r N. BENYAHIA

Présenté par :

M^r A. BADJI

M^r H. AKHMOUM

Promotion 2013

Remerciements

Remerciement

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

A l'issue de ce projet de fin d'étude, nous souhaitons remercier M^r N. BENAMROUCHE responsable du laboratoire LATAGE pour nous avoir accueillis au sien du laboratoire.

Nous tenons également à remercier M^r S. HADDAD, M^r H. DENOUN, M^r M. ZAOUIA, M^r A. BERCHICHE, M^r M. BELASSEL, M^{elle} R. KACHENOURA et M^{elle} N. AIT RAMDANE pour leurs précieuses aides, et leur entière disponibilité.

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

Nous remercions l'ensemble des enseignants et les membres du personnel pour leurs aides et leurs disponibilités tout au long de cette période passée à l'UMMTO.

Sans oublier les membres de jury qui nous feront l'honneur d'examiner notre travail.

Merci

Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- ✓ *Mes chers parents qui m'ont toujours soutenu, encouragé et aidé ;*
- ✓ *Mes frères et sœurs ;*
- ✓ *Mon neveu « RAYENE » ;*
- ✓ *Mes cousins, cousines et toute la famille ;*
- ✓ *Tous mes amis sans exception ;*
- ✓ *A la mémoire de mes grands parents et ma cousine.*

A. HAKIM

Je dédie ce modeste travail à :

- ✓ *Mes chers parents ;*
- ✓ *Mes frères et sœurs ;*
- ✓ *Tous mes amis (es).*

B. ABDERREZAK

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....Erreur ! Signet non défini.

Chapitre I: Le photovoltaïque et les convertisseurs statiques

I.1. Introduction.....**Erreur ! Signet non défini.**

I.2. Le photovoltaïque	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1. La cellule <i>PV</i>	Erreur ! Signet non défini.
I.2.2. Principe du fonctionnement	Erreur ! Signet non défini.
I.3. Principe de la recherche du point de la puissance maximale.....	Erreur ! Signet non défini.
I.3.1. Méthodes de contre réaction de tension	Erreur ! Signet non défini.
I.3.2. Méthode de la dérivée de la puissance	Erreur ! Signet non défini.
I.3.3. Méthode avec contre réaction du courant	Erreur ! Signet non défini.
I.4. Les convertisseurs statiques	Erreur ! Signet non défini.
I.4.1. Les topologies de champs photovoltaïques.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.2. Technique d'entrelacement des convertisseurs.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5. Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre II: Etude théorique des convertisseurs DC/DC

II.1 Introduction.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2 Etude comparative entre deux convertisseurs élévateurs	Erreur ! Signet non défini.
II.2.1. Convertisseur DC/DC élévateur simple.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2.2. Convertisseur <i>DC/DC</i> élévateur entrelacé.....	Erreur ! Signet non défini.
II.3. Simulation des modèles	Erreur ! Signet non défini.
II.3.1. Convertisseur élévateur simple.....	Erreur ! Signet non défini.
II.3.2. Convertisseur élévateur entrelacé à trois bras	Erreur ! Signet non défini.
II.3.3. Comparaison entre les deux convertisseurs	Erreur ! Signet non défini.
II.4. Conclusion	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre III: Configuration et programmation du PIC 16F877A

III.1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
III.2. Qu'est ce qu'un microcontrôleur ou <i>PIC</i>	Erreur ! Signet non défini.
III.2.1. Principes caractéristiques du PIC 16F877A.....	Erreur ! Signet non défini.
III.2.2 : Architecture interne de <i>PIC 16F877A</i>	Erreur ! Signet non défini.
III.2.3. Branchage du PIC 16F877A.....	Erreur ! Signet non défini.
III.3. Différentes étapes de la configuration de PIC.....	Erreur ! Signet non défini.
III.3.1. La conversion analogique numérique (A/N).....	Erreur ! Signet non défini.
III.3.2. Génération d'un signal PWM « <i>MLI</i> »	Erreur ! Signet non défini.

III.4. Choix du compilateur	Erreur ! Signet non défini.
III.4.1. Présentation de <i>MPLAB IDE</i>	Erreur ! Signet non défini.
III.4.2. Création d'un nouveau projet	Erreur ! Signet non défini.
III.5. Conclusion.....	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre IV: Conception et réalisation du convertisseur MPPT

IV.1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
IV.2. Description de l'installation	Erreur ! Signet non défini.
IV.3. Description de la commande <i>MPPT</i> à réaliser	Erreur ! Signet non défini.
IV.4. Les différentes cartes réalisées	Erreur ! Signet non défini.
IV.4.1. bloc d'alimentation.....	Erreur ! Signet non défini.
IV.4.2. Partie mesure	Erreur ! Signet non défini.
Capteur de Courant.....	Erreur ! Signet non défini.
IV.4.3. Partie contrôle	Erreur ! Signet non défini.
IV.4.4. Carte du hacheur élévateur entrelacé	Erreur ! Signet non défini.
IV.6. Choix des semi-conducteurs	Erreur ! Signet non défini.
IV.6.1. Choix de la diode	Erreur ! Signet non défini.
IV.6.2. Choix du <i>MOSFET</i>	Erreur ! Signet non défini.
IV.7. Résultats expérimentaux	Erreur ! Signet non défini.
IV.8. Conclusion.....	Erreur ! Signet non défini.
Conclusion générale	Erreur ! Signet non défini.
Annexes	Erreur ! Signet non défini.
Bibliographie	Erreur ! Signet non défini.

Nomenclature

Nomenclature

U_e ; Tension d'alimentation du convertisseur
 U_R ; Tension aux bornes de la charge du convertisseur
 i_e ; Courant d'entrée du convertisseur
 i_s ; Courant de sortie du convertisseur
 U_L ; Tension aux bornes de l'inductance
 U_{Lmoy} ; Tension moyenne aux bornes de l'inductance
 I_{smoy} ; Valeur moyenne du courant de sortie
 i_{emin} ; Valeur minimale du courant d'entrée
 ΔI_e ; Ondulation du courant d'entrée
 ΔI_{emax} ; Ondulation maximale du courant d'entrée
 ΔU_R ; Ondulation de la tension de sortie
 D ; Diode
 S ; Interrupteur
 L ; Inductance de lissage
 C ; Condensateur de sortie du convertisseur
 α ; Rapport cyclique
 T ; Période de commutation
 N ; Nombre de bras du convertisseur
 N_{ON} ; Nombre de bras qui conduisent
 PPM ; Point de puissance maximale
 $MPPT$; Recherche de point de puissance maximale
 GPV ; Générateur photovoltaïque
 MLI (PWM) ; Modulation avec largeur d'impulsion
 V_{PV} ; Tension aux bornes du GPV
 I_{PV} ; Courant délivré par le GPV
 P_{PV} ; Puissance délivrée par le GPV

Introduction générale

Introduction générale

Dans un monde fondé sur un modèle d'économie croissant, la consommation d'énergie augmente irrémédiablement. Confronté à un changement climatique créé par le réchauffement global de la planète, une prise de conscience collective fait son chemin afin de réduire notre consommation d'énergie et nos émissions en gaz à effet de serre. Dans ce contexte où économie et écologie suivent des trajectoires historiquement opposées, les énergies renouvelables semblent être un compromis intéressant. Cependant, la production énergétique de ces solutions émergentes est largement en retrait de leurs ancêtres et leurs coûts restent importants malgré quelques projets importants [9]. L'énergie solaire photovoltaïque et la pile à combustible possèdent aujourd'hui un large potentiel de développement [4], et cela grâce aux nombreux avantages qu'elles offrent : une grande fiabilité, aucun bruit et usure due à l'absence de pièces mobiles (utilisation sur les engins spatiaux); coût de fonctionnement faible avec entretiens réduits, nécessitant ni combustible, ni transport, ni personnel hautement spécialisé; se sont des énergies qui présentent des qualités sur le plan écologique (non polluante, silencieuse et aucune perturbation du milieu) [4]. En effet, avec 350 000 panneaux installés sur 114 hectares et une capacité de production de 62 mégawatts la centrale photovoltaïque de Mourra au Portugal est l'une des plus grande du monde [9]. Il devient de ce fait évident que les énergies renouvelables seules ne pourront pas compenser notre demande croissante et que nos habitudes industrielles et comportementales doivent changer afin de réduire nos émissions de gaz à effet de serre. Pour illustrer l'évolution actuelle de nos habitudes, il est intéressant de visualiser les statistiques de l'*OFEN* (Office fédéral de l'énergie en Suisse) qui concernent l'évolution de la consommation du parc automobile et de la masse des véhicules. Comme on peut le constater, les véhicules neufs sont de plus en plus performants et la consommation diminue avec les années, alors que dans le même temps leur masse augmente diminuant ainsi l'impact de l'augmentation de l'efficacité des véhicules sur la consommation. L'évolution de la masse des véhicules est certes liée à des améliorations telles que la sécurité mais également à la demande du consommateur qui se tourne vers des véhicules toujours plus lourds et donc plus gourmands en énergie. A titre indicatif et toujours selon l'*OFEN*, une augmentation du poids du véhicule de 100kg correspond à une augmentation de la consommation de 0.5l/100km [1].

Les topologies de champs *PV* utilisées dans le passé pour des installations isolées du réseau et de faibles puissances ne sont pas adaptées à ce nouveau développement. Les puissances sont plus

importantes, les problèmes d'ombrages sont mis en exergue et le temps de retour sur investissement devient capital. Dans ces conditions les topologies de champs *PV* doivent être modifiées pour satisfaire ces nouveaux besoins. Les évolutions récentes des topologies de champ *PV* montrent une insertion de plus en plus importante de l'électronique de puissance. En effet après « l'onduleur central », star des années 90, est apparu la topologie de champ appelée « onduleur rangée » développée qui introduit un onduleur par rangée de modules *PV*. L'augmentation de la fiabilité et des rendements de l'électronique de puissance permet d'envisager une discrétisation plus grande. Cette augmentation de la discrétisation de l'électronique de puissance pose la question du choix et de l'optimisation des différents étages de conversion [2].

Le sujet de ce travail est lié à la problématique associée et c'est pourquoi on propose une étude sur les convertisseurs *DC/DC* élévateurs entrelacés adaptés aux applications dans lesquelles le rendement et la masse sont des critères essentiels. Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire des Technologies Avancées en Génie Electrique, (*LATAGE*). Il s'agit de réaliser une carte électronique à faible coût, elle est basée sur un microcontrôleur *16F877A*.

L'objectif de cette carte est l'extraction de la Puissance Maximale du panneau photovoltaïque tout en contrôlant un hacheur élévateur entrelacé avec trois cellules. En outre, l'emploi de microcontrôleurs programmables comme cerveau du régulateur s'impose vu leur fiabilité, leur faible encombrement, et leur capacité d'être flashés facilement et rapidement pour mettre à jour le programme.

Le premier chapitre va nous permettre de définir les principales caractéristiques et quelques interfaces existantes entre le générateur photovoltaïque et le bus continu appelées convertisseurs *MPPT*. Un état de l'art des différentes topologies de champs *PV* et des structures d'électronique de puissance dédiées à ces applications sera présenté.

La deuxième partie, concerne l'étude comparative entre deux convertisseurs élévateurs. Un convertisseur élévateur simple et un convertisseur élévateur entrelacé. En effet, Le convertisseur entrelacé ressort comme la structure la plus adaptée, puis simulation a été faite sur ces deux convertisseurs pour définir les pistes d'améliorations. Le troisième chapitre est entièrement consacré à la configuration et à la programmation du microcontrôleur. Un prototype de cette structure a été réalisé. Les résultats et les améliorations seront présentés dans le dernier chapitre de ce travail.

Chapitre I

Le photovoltaïque et les convertisseurs statiques

I.1. Introduction

Ce chapitre introductif présente les généralités sur le photovoltaïque, et les convertisseurs statiques, nous présenterons le principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque, puis nous présenterons les fonctionnalités et les topologies de champs PV connectés au réseau de distribution, en suite on comparant ces différentes topologies en termes de rendement, de fonctionnalités et de robustesse. Nous donnerons après quelques méthodes de la commande MPPT utilisé dans la commande des convertisseurs de l'électronique de puissance.

I.2. le photovoltaïque

I.2.1. la cellule PV

L'effet photovoltaïque, transformation de l'énergie solaire (photon) en électricité a été découvert en 1839, par le physicien français A. *BECQUEREL*. Une cellule photovoltaïque est un composant électronique qui, exposé à la lumière (photons), génère une tension électrique (cet effet est appelé l'effet photovoltaïque). Le courant obtenu est un courant continu. Les cellules photovoltaïques sont constituées de semi-conducteurs généralement à base de silicium (*Si*). Ce semi-conducteur est pris en sandwich entre deux électrodes métalliques et le tout est protégé par une vitre [3].

Les photopiles sont constituées de matériaux semi-conducteurs (généralement silicium) qui transforme directement la lumière du rayonnement solaire en énergie électrique. Les particules de lumière (photons) viennent heurter les électrons sur le silicium et lui communiquent leur énergie. Le silicium est traité (dopé) de manière à jouer le rôle diode d'électricité est ainsi à diriger tous les électrons dans le même sens. Une tension apparaît donc en présence de lumière aux bornes de la photopile. Si l'on ferme le circuit à l'aide d'une lampe, un moteur, etc. le courant peut circuler [8].

I.2.2. Principe du fonctionnement

Il s'agit de transformer l'énergie contenue dans la lumière du soleil en énergie électrique en utilisant un effet physique de certains matériaux : l'effet photovoltaïque.

Une cellule PV est réalisée à partir d'un matériau semi-conducteur (par exemple le silicium). Selon le procédé de fabrication, on obtient des photopiles plus au moins performantes, sous forme amorphe, polycristalline, ou monocristalline. D'autres matériaux sont utilisables : Arséniure de Gallium (*AsGa*), Tellure de Cadmium (*CdTe*).

Sa réalisation est comparable à une diode classique. La cellule est composée de deux différentes couches. La couche supérieure est dopée *N* et la couche inférieure est dopée *P* créant ainsi une jonction *PN*. Cette jonction *PN* crée une barrière de potentiel. Lorsque les grains de lumière (les photons) heurtent la surface de ce matériau, ils transfèrent leur énergie aux atomes de la matière. Ce gain d'énergie libère des électrons de ces atomes, créant des trous et des électrons. Ceci engendre donc une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel crée un champ *E* qui draine les porteurs libres vers les contacts métalliques des régions *P* et *N*. Il en résulte alors un courant électrique et une différence de potentiel dans la cellule PV [7].

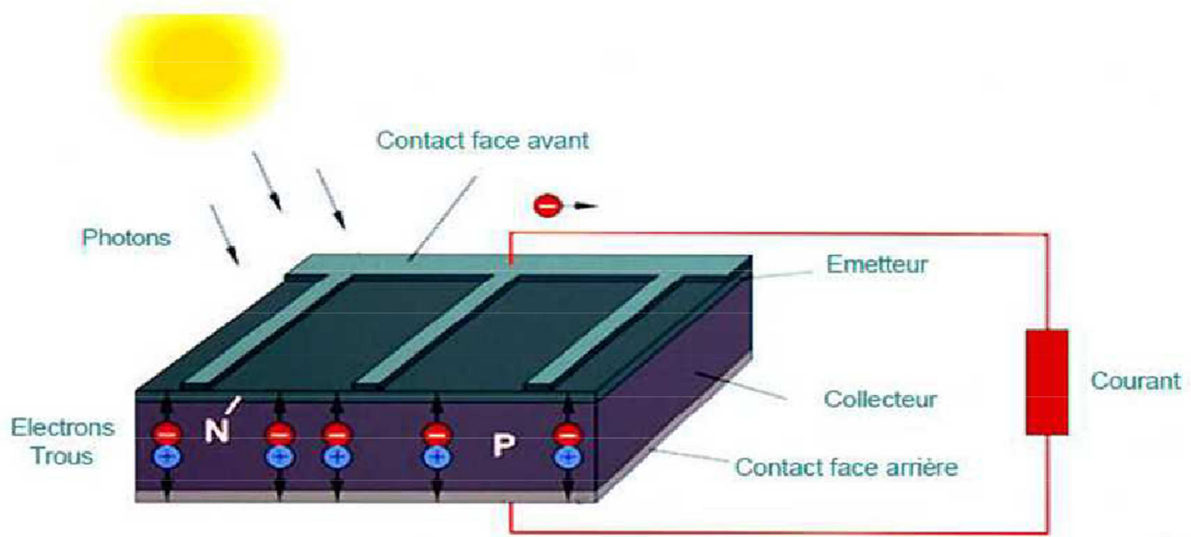


Figure I.1 : Principe de Fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

La figure (I.2) représente une chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque élémentaire associée à une commande *MPPT*. Pour simplifier les conditions de fonctionnement de cette commande, une charge *DC* est choisie. Comme nous pouvons le voir sur cette chaîne, la commande *MPPT* est nécessairement associée à un quadripôle possédant des degrés de liberté qui permettent de pouvoir faire une adaptation entre le *GPV* et la charge. Dans le cas de la conversion solaire, le quadripôle peut être réalisé à l'aide d'un convertisseur *DC-DC* de telle sorte que la puissance fournie par le *GPV* corresponde à la puissance maximale P_{MAX} qu'il génère et qu'elle puisse ensuite être transférée directement à la charge.

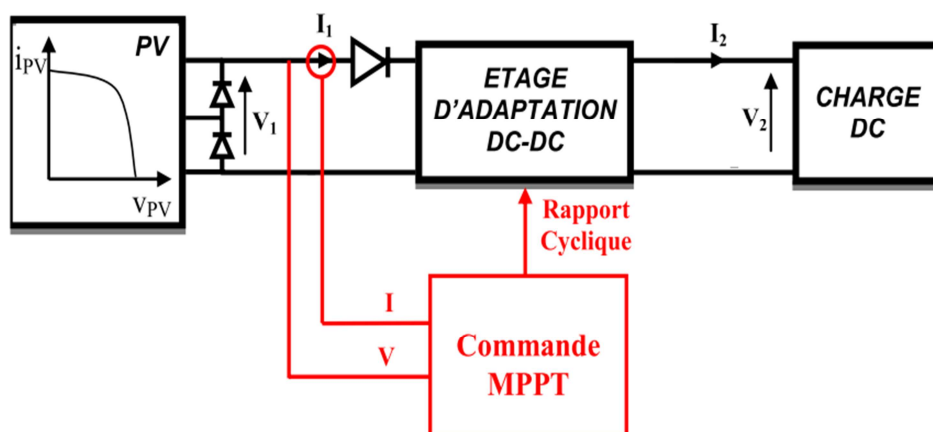


Figure I.2 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque.

I.3. Principe de la recherche du point de la puissance maximale

Les lois de commandes spécifiques existent pour amener des dispositifs à fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques sans qu'a priori ces points soient connus à l'avance, ni sans que l'on sache à quel moment ils ont été modifiés ni qu'elles sont les raisons de ce changement. Pour le cas de sources énergétiques, cela se traduit par des points de puissance maximum. Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » en anglo-saxon *MPPT*. Le principe de ces commandes est d'effectuer une recherche du point de puissance maximal *PPM* tout en assurant une parfaite adaptation entre le générateur et sa charge de façon à transférer le maximum de puissance. La technique de contrôle communément utilisée consiste à agir sur le rapport cyclique de manière automatique pour amener le générateur à sa valeur optimale de fonctionnement qu'elles que soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de charges qui peuvent survenir à tout moment.

La figure (I.3) illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximal P_{PM1} vers un nouveau point P_1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum. Pour une variation d'ensoleillement (cas a), il suffit de réajuster la valeur du rapport cyclique pour converger vers le nouveau point de puissance maximum P_{PM2} . Pour une variation de charge cas (cas b), on peut également constater une modification du point de fonctionnement qui peut retrouver une nouvelle position optimale grâce à l'action d'une commande. Dans une moindre mesure, un dernier cas de variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du *GPV* (cas c). Bien qu'il faille également agir au niveau de la commande, cette dernière n'a pas les mêmes contraintes temporelles que les deux cas précédents. En résumé, le suivi du *PPM* est réalisé au moyen d'une commande spécifique nommée *MPPT* qui agit essentiellement sur le rapport cyclique du convertisseur statique (*CS*) pour rechercher et atteindre le *PPM* du *GPV*.

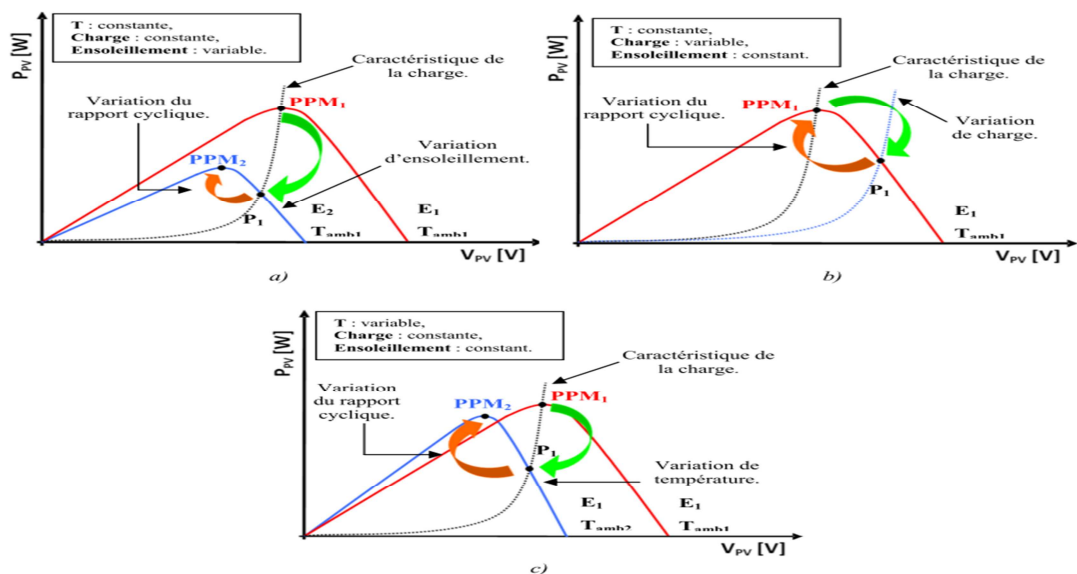


Figure I.3 : Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal

De nombreuses recherches sur les commandes *MPPT* ont été effectuées afin de trouver un système optimal permettant une recherche du *PPM* selon l'évolution de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque. Ces techniques servent à obtenir un meilleur rendement dans le fonctionnement des générateurs *PV*.

Dans ce qui suit, nous allons rappeler les différentes approches (techniques) pour faire fonctionner un panneau solaire au voisinage de son point de puissance maximale. Les méthodes les plus courantes sont : méthodes basées sur la contre réaction de la tension, méthodes basées sur la contre réaction de la puissance et les méthodes basées sur la contre réaction du courant.

Le classement a été fait en fonction de leur principe et de leur performance. Malgré la quantité d'études menées dans ce domaine, beaucoup présentaient des imperfections lorsqu'elles étaient en situation réelle [3].

I.3.1. Méthodes de contre réaction de tension

Quand le système emploie comme paramètre la tension, il règle le module solaire à une tension spécifique qui devrait donner le point maximum de la puissance et parmi les méthodes proposées pour rechercher ce point, la méthode dite méthode de rétroaction de tension ou contre réaction de tension. Dans ce cas le *PPM* est habituellement changeable en se basant sur un rapport fixe de la tension du circuit ouvert. Ceci enlève dans la plupart du temps la dépendance de ce point à la température et l'éclairement. Mais la précision de l'ajustement de la tension de fonctionnement dépend du choix de ce rapport. Autrement dit ce mécanisme repose sur le contrôle de la tension des panneaux par comparaison avec une référence. Cela génère une tension d'erreur qui fait varier le rapport cyclique de la *MLI* de commande afin d'annuler cette erreur comme le montre la figure (I.4) Selon la nature de cette référence (fixe ou variable, interne ou externe), on distingue trois types de méthodes [11] :

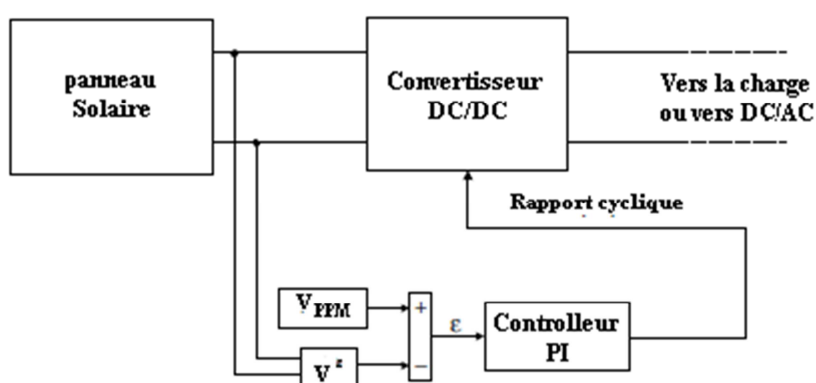


Figure I.4 : Méthode avec contre réaction de tension et modulation

I.3.1.1. Méthode à tension de référence fixe

Cette méthode est basée sur une simple comparaison entre la tension de sortie du panneau avec une tension de référence prédéfinie, pour ajuster continuellement le rapport cyclique du convertisseur *DC/DC*. Cette tension correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points des puissances maximales, relevées par des tests sous différentes conditions d'ensoleillement et de température en agissant simplement sur les différents facteurs de pondération lors de la mise au point afin de générer le

maximum de puissance. A cause de la dépendance de la tension du panneau avec l'ensoleillement et la température, la tension de puissance maximale est déviée, alors la tension de référence doit être corrigée pour différents ensoleillements et températures le long des périodes de l'année.

1.3.1.2. Méthode PPM avec V_{co} du panneau

La tension à vide du panneau V_{co} est mesurée en interrompant le fonctionnement normal du système avec une certaine fréquence, stockant la valeur mesurée, en suite ajustant la tension de référence V_{ref} sur une certaine fraction de la tension du circuit ouvert, cette valeur a été déterminée expérimentalement au voisinage de 76% de V_{co} . Cette tension de référence est comparée à la tension de fonctionnement du panneau V_{pv} et le signal d'erreur résultant V_{comp} est employé comme entré dans la commande *MLI* du convertisseur *DC/DC* figure (1.4).

Cette augmentation permet la commande de la tension de fonctionnement du panneau photovoltaïque avec la prise en compte des facteurs importants comme l'ensoleillement et la température. En plus, le vieillissement et l'accumulation de la poussière sur la surface des cellules sont aussi pris en compte.

1.3.1.3. Méthode MPPT avec cellule pilote

Pour éviter les inconvénients liés à l'interruption fréquente de l'exploitation du système, l'utilisation d'une cellule pilote a été proposée [1]. C'est une cellule photovoltaïque simple qui est électriquement indépendante du reste de la rangée photovoltaïque. Sa tension V_{co} est constamment mesurée, elle fournit donc l'information implicite du reste des conditions de fonctionnement courantes du panneau. La tension V_{co} est multipliée par un certain facteur constant pour être comparée à la tension de référence de la boucle de contre réaction. Puisque cette méthode emploie toujours un facteur fixe pour estimer la tension optimale V_{op} d'une valeur mesurée de V_{co} , le point de puissance maximal n'est toujours pas vraiment obtenu. Cette technique est fondée sur la connaissance des caractéristiques de la rangée photovoltaïque pour estimer le lieu du Point de Puissance Maximale.

C'est trois méthodes ne donnent pas des résultats exacts, et ils peuvent donner des points loin du point maximal [1]. Pour cette raison deux autres méthodes sont les plus utilisées dans les applications photovoltaïques elles seront détaillées dans les paragraphes suivants.

1.3.2. Méthode de la dérivée de la puissance

La technique de contrôle la dérivée de la puissance consiste à faire « monter » le point de fonctionnement le long de la caractéristique du générateur présentant un maximum. Pour cela, deux pentes sont possibles. La recherche s'arrête théoriquement quand le point de puissance maximal est atteint. Cette méthode est basée sur la relation entre la puissance du panneau et la valeur du rapport cyclique appliqué au *CS*. Mathématiquement, le *PPM* est atteint lorsque dP_{PV}/dD est forcé à zéro par la commande, comme le montre la figure (1.5) [11].

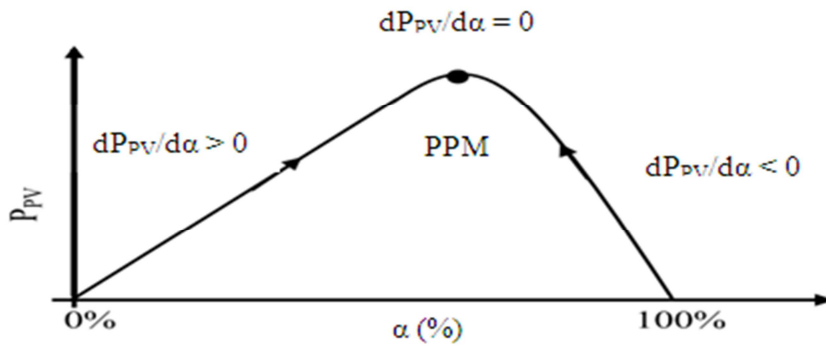


Figure I.5 : Relation entre PPV et le rapport cyclique D du convertisseur statique.

L'algorithme de cette méthode est illustré sur la figure (I.6). La variable « Slope » correspond à une variable qui prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau. D et P_{PV} représentent respectivement le rapport cyclique et la puissance du générateur, a symbolise la variable d'incrément du rapport cyclique. Périodiquement, la puissance P_{PVn} est comparée à la valeur déterminée précédemment P_{PVn-1} , en fonction du résultat de la comparaison, le signe de la valeur « Slope » change ou reste identique. Ce qui a pour effet d'incrémenter ou de décrémenter la valeur du rapport cyclique. Une fois le PPM atteint, le système oscille autour de ce dernier indéfiniment rejoignant alors les compromis à faire entre rapidité et précision comme la méthode précédente et les pertes liées à ces oscillations.

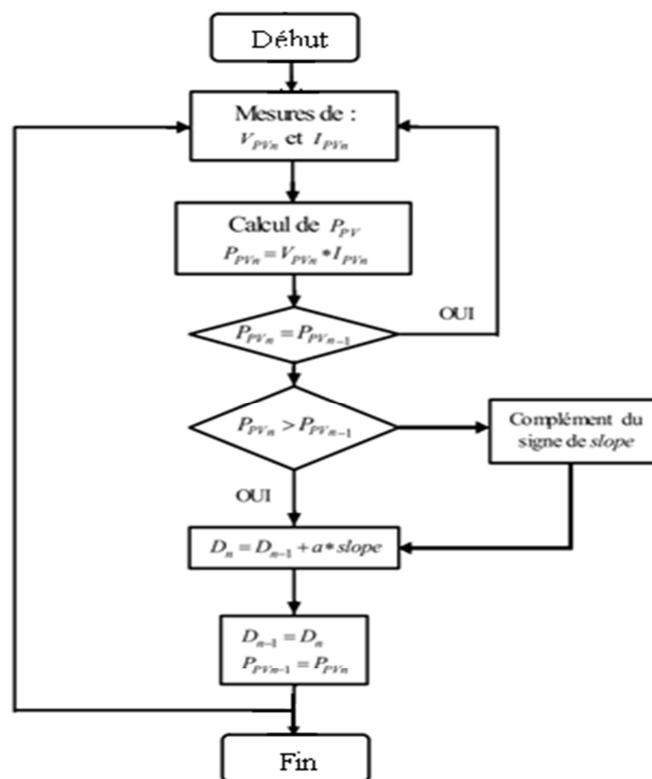


Figure I.6 : Organigramme type de la commande de la dérivée de la puissance

L'avantage de cette dernière technique est qu'elle est simple à mettre en œuvre. Par contre, elle possède les mêmes inconvénients que la méthode *P&O* concernant des oscillations autour du *PPM* en régime établi et une perte occasionnelle de la recherche du *PPM* lors de changement rapide des conditions climatiques.

1.3.2.1. Méthode de perturbation et observation (*P & O*)

La méthode de perturbation et observation (*P&O*) est une approche largement répandue dans la recherche du *MPPT* parce qu'elle est simple et exige seulement des mesures de tension et du courant du panneau photovoltaïque V_{pv} et I_{pv} respectivement, elle peut dépister le point maximum de puissance même lors des variations de l'éclairement et de la température. Comme son nom l'indique, la méthode (*P & O*) fonction avec la perturbation de la tension V_{pv} et l'observation de l'impact de ce changement sur la puissance de sortie du panneau *PV*.

La figure (I.7) représente l'algorithme de la méthode (*P & O*). À chaque cycle, V_{pv} et I_{pv} sont mesurés pour calculer $P_{pv}(k)$. Cette valeur de $P_{pv}(k)$ est comparée à la valeur $P_{pv}(k-1)$ calculée au cycle précédent. Si la puissance de sortie a augmenté, V_{pv} est ajustée dans la même direction que dans le cycle précédent. Si la puissance de sortie a diminuée, V_{pv} est ajustée dans la direction opposée que dans le cycle précédent. V_{pv} est ainsi perturbée à chaque cycle de *MPPT*. Quand le point de puissance maximale est atteint, V_{pv} oscille autour de la valeur optimale V_{op} , ceci cause une puissance qui augmente avec le pas de l'incrément de la perturbation. Si ce pas d'incrément est large, l'algorithme du *MPPT* répond rapidement aux changements soudains des conditions de fonctionnement. D'autre part, si le pas est petit, les pertes, lors des conditions de changements atmosphériques lents ou stables, seront inférieures mais le système ne pourra pas répondre rapidement aux changements rapides de la température ou de l'éclairement.

1.3.2.2. Méthode par incrément de conductance

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

$$G = I_{pv} / V_{pv} \quad (I.1)$$

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

$$dG = dI_{pv} / dV_{pv} \quad (I.2)$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du module *PV* par rapport à la tension V_{PV} donne la position du point de fonctionnement par rapport au *PPM*. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le *PPM*, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite.

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance I_{PV}/V_{PV} avec celle de l'incrément de conductance $\Delta I_{PV}/\Delta V_{PV}$, comme l'illustre l'algorithme de la figure (I.8). V_r correspond à la tension de référence et force le *GPV* à fonctionner à cette valeur. Si on est au *PPM*, alors la tension V_r correspond bien à la tension optimale

V_{OPT} . Une fois le PPM atteint, le point de fonctionnement peut être maintenu sur cette position jusqu'à la détection d'une variation de ΔI_{pv} . Cela indique alors un changement de conditions climatiques, donc un nouveau PPM à rechercher. Pour cela, l'algorithme incrémente ou décrémente la valeur de V_r jusqu'à atteindre le PPM.

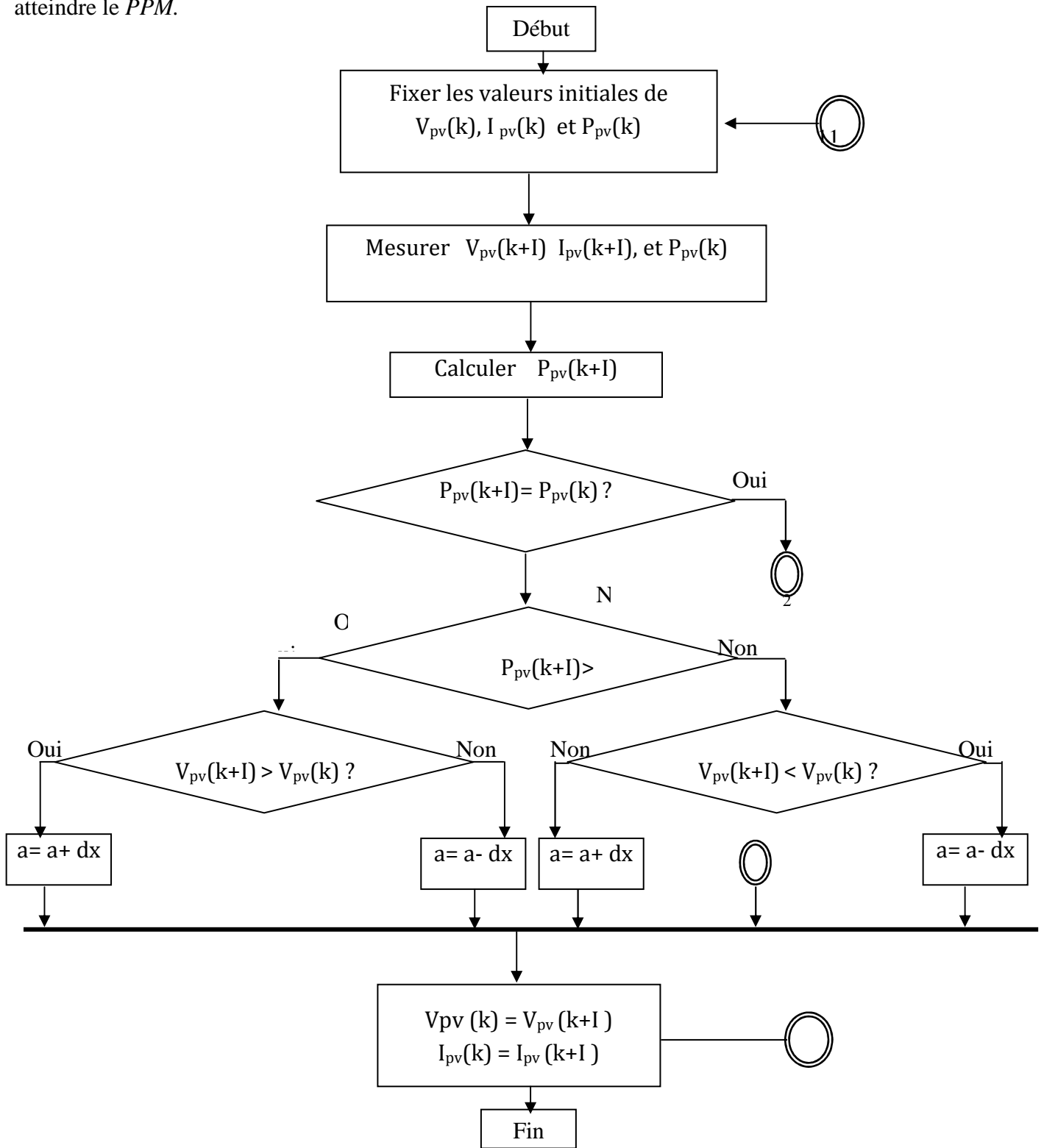


Figure I.7 : Organigramme de la méthode P & O

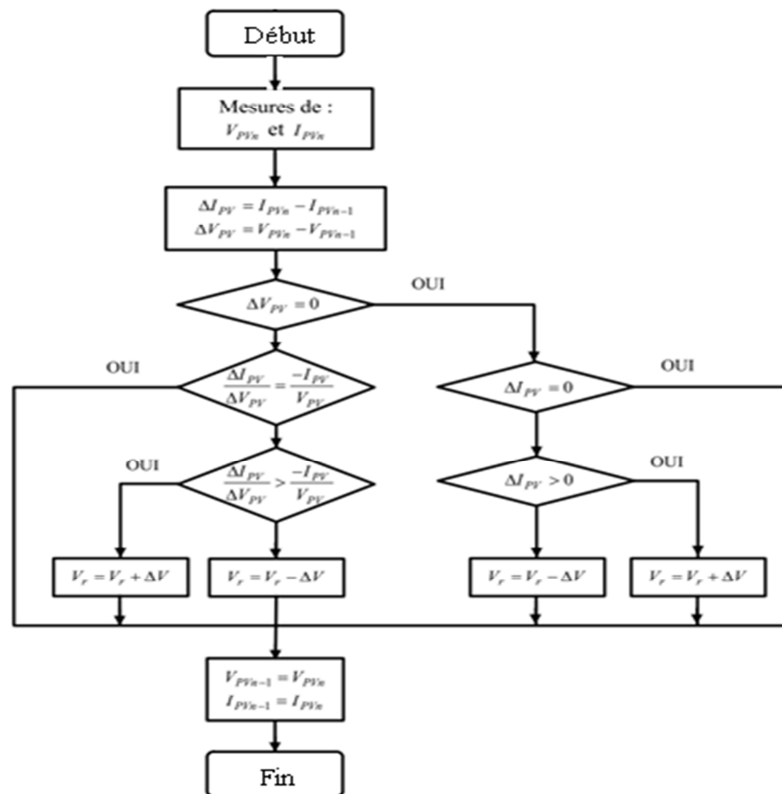


Figure I.8 : Algorithme d'une commande *MPPT* basée sur la méthode *Incrément de Conductance*.

I.3.3. Méthode avec contre réaction du courant

Dans toutes les méthodes *MPPT* présentées jusqu'ici, une mesure de I et V a été employée pour obtenir des informations sur la puissance actuelle de sortie du panneau. Basé sur cette information, le mécanisme *MPPT* ajuste la tension V de sortie du panneau pour déplacer le point de fonctionnement des piles solaires plus près de leurs *PPM* [11].

Cette nouvelle méthode *MPPT* utilise seulement une mesure de courant pour obtenir l'information sur le point opérationnel actuel du système. La figure (I.9) illustre le schéma de principe de cette méthode

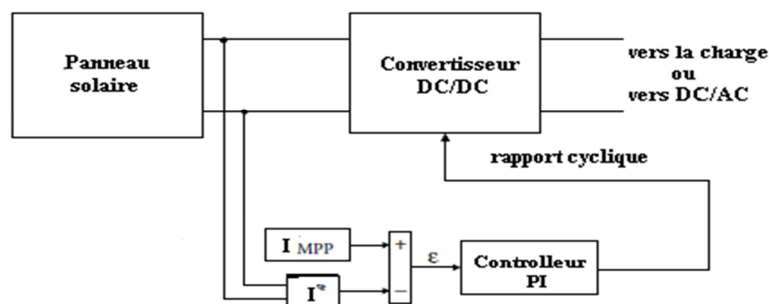


Figure I.9 : Méthode de la contre réaction du courant

L'avantage de cette méthode est qu'elle est simple, contrairement aux méthodes motionnée, précédemment. Les divers essais extraits de la littérature montre que ce type de commande peut être

performant dans certaines conditions mais ne permettent pas de dire que tel mode de recherche est plus performant qu'une autre car les conditions de test et les valeurs de la variable d'incrémentation ne sont pas similaires.

I.4. Les convertisseurs statiques

I.4.1. Les topologies de champs photovoltaïques

Nous allons présenter dans la suite, les architectures de champs *PV* permettant la connexion au réseau de distribution, en s'intéressant principalement à la fonction de base «conversion». Une grande diversité de topologies de champs *PV* existe, nous présenterons uniquement les plus utilisées et les plus intéressantes.

I.4.1.1. L'onduleur central

La topologie la plus ancienne et la plus classique, elle est composée d'un seul onduleur, réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules ou "string" sont connectées en parallèle. Ce montage est généralement utilisé pour des installations de grandes puissances (20-400 kW) dans lesquelles des protections anti-retour de courant sont implantées par rangée.

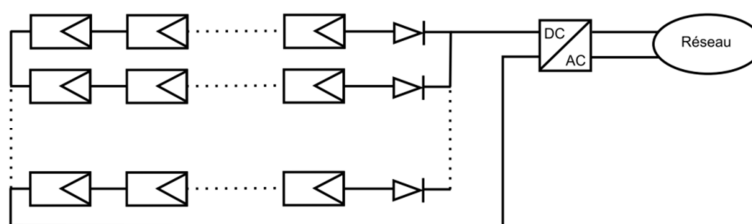


Figure I.10 : La topologie onduleur central

L'avantage de cette topologie, est sa simplicité de mise en œuvre : un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est nécessaire. De plus, l'onduleur central demande un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de la conversion de la tension. En effet, la mise en série de plusieurs modules permet d'obtenir un rapport de transformation faible, ce qui augmente le rendement du convertisseur. Par contre, ce montage présente plusieurs défauts:

- pertes de conversion solaire (une seule commande *MPPT* pour l'ensemble ensemble de modules)
- pertes et risques électriques dans le câblage *DC*
- aucune évolutivité
- aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur

Malgré les nombreux défauts de cette configuration, cette solution reste très employée dans les centrales *PV* au sol de forte puissance.

1.4.1.2. L'onduleur rangé

L'une des topologies les plus employée actuellement est celle de l'onduleur rangée, qui consiste à implanter un onduleur au bout de chaque chaîne. Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique, ce qui nécessite une coordination entre les onduleurs (du type maître - esclaves) pour proscrire le fonctionnement en îlotage et éviter les échanges de puissance entre les onduleurs [6].

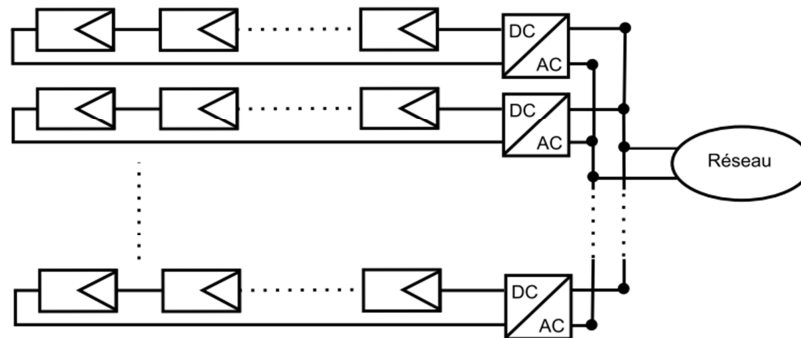


Figure I.11 : La topologie onduleur rangé

Cette topologie permet d'améliorer le contrôle de la puissance disponible par string grâce au *MPPT* de chaque onduleur. De plus, la continuité de service est accrue car la panne d'un convertisseur n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation. Enfin, cette architecture est évolutive puisque chaque string constitue un sous ensemble indépendant. Dans le cas d'augmentation de puissance de l'installation, seul la connexion AC est à remplacer.

Une comparaison de la structure onduleur "rangée" et onduleur "central", menée par des chercheurs italiens, a permis de montrer que ces deux assemblages sont semblables, en ce qui concerne les pertes dans l'électronique de puissance et dans les câbles. D'après l'étude menée, dans les deux cas l'énergie perdue compte pour environ 10% de l'énergie totale produite, la structure centralisée étant légèrement moins dissipative. En revanche, dans le cas d'ombrage du système *PV*, l'architecture centralisée produit 12% de moins d'énergie que la structure rangée. En conclusion, l'étude montre que l'onduleur rangée a un rendement global (qui prend en compte les pertes ainsi que le nombre de jours ensoleillés et ombragés) plus performant de 1,5%. Ces conclusions sont néanmoins à pondérer par la grande difficulté à caractériser un ombrage. Ce gain dépend fortement de l'ombrage considéré [6].

Cependant, il subsiste des pertes par couplage série des modules au sein d'un même string. Le rendement des onduleurs reste variable en fonction de la puissance fournie par la chaîne photovoltaïque (mauvais rendement de l'onduleur à faible puissance des modules).

Une évolution dénommée « Team concept » de l'onduleur rangé est proposée. Cette évolution consiste à introduire des sectionneurs en aval des onduleurs. Les onduleurs ayant de faibles rendements à faible puissance d'entrée, cette structure propose de modifier le nombre d'onduleurs utilisés pour effectuer la conversion en fonction de la puissance fournie par le champ *PV*. Ainsi, les onduleurs fonctionnent proche de leur puissance nominale et donc proche de la zone de rendement optimal. Cette évolution permettrait de gagner au moins 4% d'énergie par an par rapport à la structure classique.

1.4.1.3. Le hacheur rangé

L'utilisation de plusieurs étages de conversion peut améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système, en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur. Souvent présenté comme une solution intermédiaire entre l'onduleur "central" et de l'onduleur "rangée", le hacheur "rangée", aussi appelé convertisseur multi-string, utilise un hacheur en bout de chaque string du système PV.

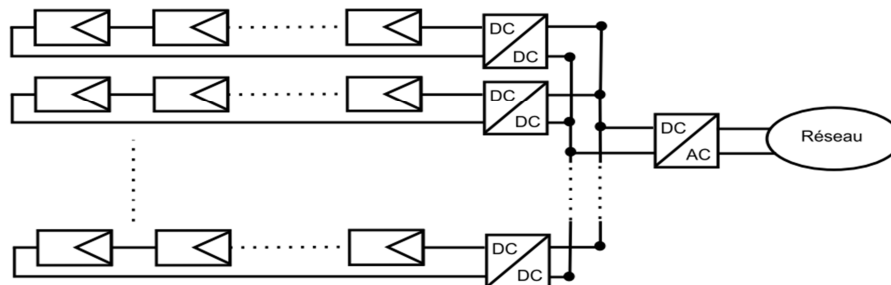


Figure I.12 : Hacheur rangé

Le bus continu à l'avantage d'intégrer facilement un élément de stockage. De plus, l'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. La participation de l'installation aux services systèmes est donc facilitée. Le MPPT se fait pour chaque string, ce qui limite l'influence des modules entre eux.

Le montage reste évolutif, mais la continuité de service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur. Par rapport à l'onduleur "rangée", les coûts seront probablement réduits car chaque hacheur n'a pas besoin d'intégrer les fonctionnalités de mesure et de surveillance de la tension et du courant réseau, le contrôle commande de la partie alternative et la détection de courant continu résiduel sur le réseau.

1.4.1.4. Le hacheur modulaire parallèle

Une évolution de la topologie hacheur « rangée » est la topologie hacheur modulaire parallèle présentée sur la Figure (I.13). Le hacheur n'est plus connecté à une chaîne de modules PV mais directement à la sortie du module PV. Cette évolution garde tous les avantages du hacheur « rangée », tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Ainsi ce n'est plus une chaîne de modules PV qui fonctionne à son MPPT mais chaque module PV. Un gain de productivité est donc à attendre par rapport au hacheur « rangée ». De plus, cette discrétisation plus importante permet une surveillance (monitoring) plus fine et une détection des défauts plus rapide.

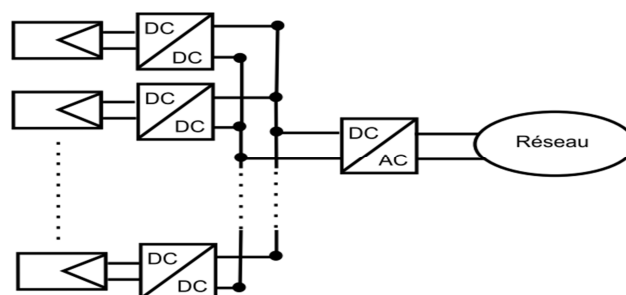


Figure I.13 : Topologie hacheur modulaire parallèle

Le principal point dur de cette structure est le grand rapport d'élévation entre la tension de sortie du module *PV* et la tension nécessaire à l'injection sur le réseau de distribution. En effet, pour un hacheur non isolé plus le rapport d'élévation est élevé plus les pertes sont importantes. Lorsque ce rapport est trop important, il est nécessaire d'avoir recours à des structures isolées ou à des cascades de convertisseurs.

1.4.1.5. Le hacheur modulaire série

Une des solutions pour diminuer le rapport d'élévation des hacheurs nécessaires à la topologie hacheur modulaire parallèle est de mettre la sortie des hacheurs en série. Ainsi le rapport d'élévation est d'autant diminué que le nombre de hacheurs en série est augmenté. Cette topologie dénommée hacheur modulaire série est présentée par la figure (I.14).

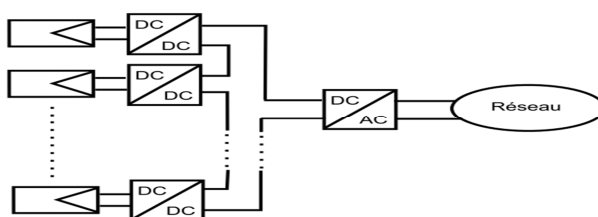


Figure I.14 : Topologie hacheur modulaire série

Cette topologie garde tous les avantages de la topologie précédente tout en diminuant le rapport d'élévation des hacheurs et permet ainsi d'augmenter le rendement. En revanche, la mise en série des hacheurs implique une dépendance des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres et complexifie les lois de commandes et le dimensionnement de la structure.

1.4.2. Technique d'entrelacement des convertisseurs

Les inductances capables de transiter des forts courants doivent être volumineuses et lourdes et possèdent une efficacité plus faible. De plus, les pertes dans les composants actifs et passifs sont imposantes à cause du courant efficace élevé. Pour limiter ces effets négatifs des grands courants, la technique d'entrelacement des convertisseurs peut être utilisée. Elle vise à partager la puissance et le courant du convertisseur entre N branches connectées en parallèle.

1.4.2.1. Convertisseurs entrelacés

Le convertisseur élévateur entrelacé parallèle est constitué, comme son nom le laisse sous entendre, de N convertisseurs élévateurs à une cellule de commutation, tous connectés en parallèle.

La première topologie (a), est un convertisseur *DC/DC* élévateur entrelacé, bien connue sous le nom de (Interleaved Boost Converter *IBC*), consistant à relier N convertisseurs élévateurs en parallèle partageant un bus *DC* commun. Le choix du nombre de phases résulte d'un compromis entre le volume des inductances, rendement, ondulation de courant d'entrée, redondance et coût. En revanche, la seconde topologie (b,) est un convertisseur *DC/DC* élévateur flottant entrelacé, communément appelé (Floating-Interleaving Boost Converter *FIBC*). Cette dernière présente certains avantages, par exemple l'entrelacement et un gain de tension élevé. Afin de respecter l'équilibre du bus flottant, le nombre d'entrelacement du convertisseur *FIBC* doit être toujours paire. Le choix du nombre de phases de ce convertisseur résulte d'un compromis entre l'ondulation de courant d'entrée, le volume des inductances et

l'efficacité énergétique. Les schémas électriques des deux topologies entrelacées associées à la pile à combustible sont représentés sur la figure (I.15)

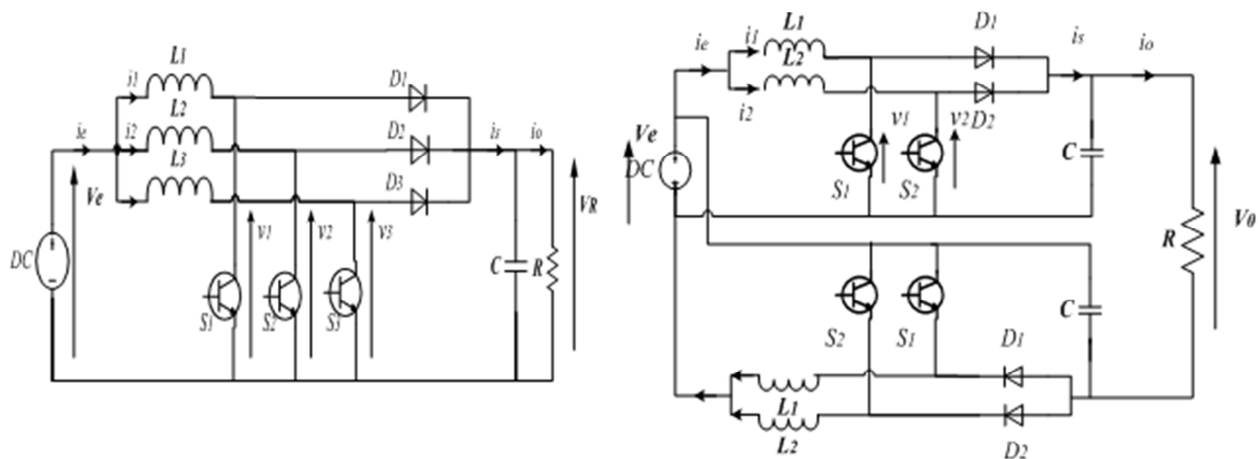


Figure I.15 (a) : Convertisseur élévateur entrelacé, (b) : Convertisseur élévateur flottant entrelacé.

Les convertisseurs *DC/DC* entrelacés ont plusieurs avantages comparés aux autres topologies de convertisseurs *DC/DC*, haut rendement, fiabilité, ondulation de courant réduite et l'adaptation aux fonctionnements en mode dégradé. Par ailleurs, ces topologies peuvent être tolérantes aux fautes en cas de défauts. En effet, en raison de leurs architectures redondantes, si un défaut apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme un système de compensation, évitant par conséquent une interruption de fourniture d'énergie. Une autre raison pour ce choix de topologies est l'annulation de l'ondulation de courant pour des valeurs spécifiques de rapport cyclique. Par exemple, pour la topologie (a), l'ondulation de courant devient nulle pour deux valeurs de rapport cyclique ; tandis que pour la topologie (b), elle devient nulle pour trois valeurs de rapport cyclique [6].

1.4.2.2. *Avantage des convertisseurs élévateurs entrelacés*

- L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur,
- La possibilité d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards de plus faible calibre et donc plus performants.
- La réduction du coût total du convertisseur, par l'utilisation de composants standards de calibre plus faible,
- La distribution de la puissance sur plusieurs phases et donc une meilleure répartition des échanges thermiques,
- La modularité du convertisseur qui, permet notamment de répondre à d'éventuelles modifications du cahier de charges.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les enjeux et les développements actuels des systèmes photovoltaïques. Nous avons ensuite présenté le fonctionnement d'une cellule en expliquant brièvement le phénomène photovoltaïque. Nous avons vu que la cellule *PV* présente une caractéristique $I(V)$ non linéaire. Les différentes structures basées sur les techniques *MPPT* des systèmes photovoltaïques sont aussi énumérées dans cette partie.

Nous avons ensuite présenté les différentes topologies de champs *PV* utilisées ou étudiées pour la connexion d'une centrale *PV* sur le réseau de distribution. Ces comparaisons montrent qu'actuellement la tendance forte est de discrétiser de plus en plus l'électronique de puissance pour assurer le fonctionnement d'un plus grand nombre de cellules *PV* à leur point de puissance maximale.

Chapitre II

Analyse théorique des convertisseurs DC/DC

II.1 Introduction

Les convertisseurs élévateurs entrelacés sont largement appliqués dans les systèmes à base de (la pile à combustible, panneaux photovoltaïques, et les systèmes de stockages), pour stimuler une très basse tension à une tension convenable pour des charges plus importantes. Leurs principaux avantages sont la répartition actuelle, l'annulation de l'ondulation du courant, une repense transitoire rapide et la réduction des composant passifs [10]. Un véhicule électrique par exemple, alimenté par des sources d'énergie renouvelables a un rendement plus élevé et des émissions réduites par rapport au véhicule à moteur à combustion [7]. Dans cette application, un convertisseur continu-continu est adopté pour régler la tension de sortie, le courant et la puissance du moteur afin de répondre aux exigences des véhicules. Le défi majeur de la conception d'un convertisseur élévateur de tension entrelacé pour des applications de haute puissance est de savoir comment gérer le courant d'entrée et la tension de sortie du convertisseur.

Dans ce chapitre une étude comparative est nécessaire entre les deux convertisseurs, à savoir le convertisseur élévateur conventionnel et un convertisseur élévateur entrelacé à trois bras afin de vérifier les performances du convertisseur entrelacé.

II.2 Etude comparative entre deux convertisseurs élévateurs

II.2.1. Convertisseur DC/DC élévateur simple

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue. La structure du hacheur élévateur simple est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représentée figure (II.1)

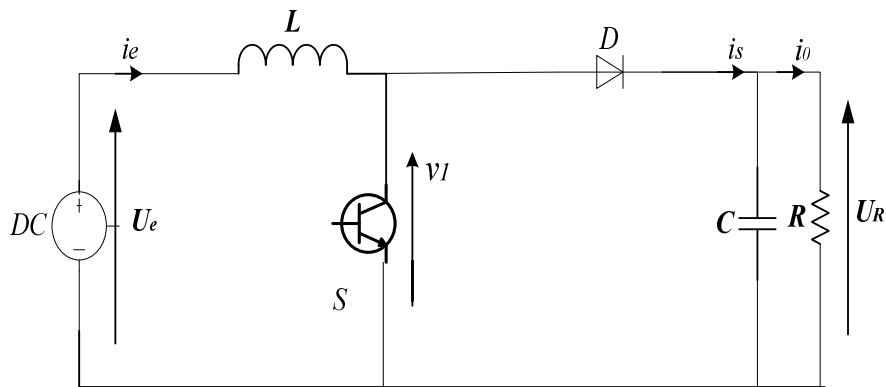


Figure II.1 : la structure d'un hacheur élévateur conventionnel

Par les mécanismes de mise en conduction et du blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles :

D conduit et S bloqué

$$\begin{aligned} U_R &= U_e \\ I_s &= I_e \end{aligned}$$

D bloquée et S conduit

$$\begin{aligned} U_R &= 0 \\ I_s &= 0 \end{aligned}$$

II.2.1.1. Expression de la tension de sortie

Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie, nous nous référons au schéma de la figure (II.2).

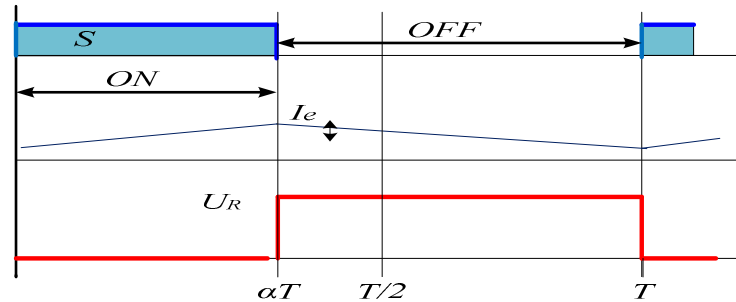


Figure II.2 : Formes d'ondes des signaux du convertisseur

Nous avons représenté la tension U_R aux bornes de la charge ainsi que les variations du courant d'entrée I_e qui travers l'inductance. On définit le rapport cyclique α , le rapport entre la durée d'amorçage de l'interrupteur « S » et la période de commutation du convertisseur T .

Durant l'intervalle $[0, \alpha T]$, la tension aux bornes de l'inductance vaut : $U_L = U_e$, et durant l'intervalle $[\alpha T, T]$, elle vaut : $U_L = U_e - U_R$.

On peut ainsi déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance

$$U_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_L(t) dt \quad (\text{II.1})$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U_e(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (U_e - U_R) dt \quad (\text{II.2})$$

$$= U_e \cdot \alpha + (U_e - U_R)(1 - \alpha) \quad (\text{II.3})$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle par conséquent :

$$U_{Lmoy} = 0 \Rightarrow U_R = \frac{1}{1 - \alpha} U_e \quad (\text{II.4})$$

II.2.1.2. Expression du courant de sortie

En négligeant l'ondulation du courant I_e devant les valeurs moyennes considérées, on peut écrire :

$$I_{smoy} = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt \quad (\text{II.5})$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^{(1-\alpha)T} I_e dt \quad (\text{II.6})$$

$$\Rightarrow I_{\text{smoy}} = (1-\alpha)I_e \quad (\text{II.7})$$

On notera que cette relation est duale à celle définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur élévateur.

Si ce convertisseur est élévateur de tension, il est donc abaisseur de courant.

II.2.1.3. L'expression de l'ondulation du courant

Durant l'intervalle $[0, \alpha T]$, l'expression du courant d'entrée I_e est donnée par l'équation (II.8).

$$i_e = \frac{U_e}{L} t + I_{e\text{min}} \quad (\text{II.8})$$

Durant l'intervalle $[\alpha T, T]$, l'expression du courant d'entrée est donnée par l'équation (II.9).

$$i_e = \frac{U_e - U_R}{L} t + \frac{U_R}{L} \alpha T + I_{e\text{min}} \quad (\text{II.9})$$

Pour déterminer l'expression de l'ondulation du courant d'entrée, on utilise une de ces deux relations (8 ou 9). L'expression de cette dernière est donnée par l'équation (II.10).

$$\Delta I_e = \frac{U_R}{L} (1-\alpha) \cdot \alpha T \quad (\text{II.10})$$

La valeur maximale de cette ondulation est obtenue pour $\alpha = 1/2$, son expression est donnée par l'équation (II.11).

$$\Delta I_{e\text{max}} = \frac{U_R}{4L} T \quad (\text{II.11})$$

II.2.1.4. L'expression de l'ondulation de tension

Les hypothèses adoptées conduisent à négliger l'ondulation de la tension de sortie, considérée minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux paramètres du convertisseur, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur de sortie pour justifier notre hypothèse de travail.

Le courant I_c traversant le condensateur est donc constitué de créneaux qui valent respectivement : $I_e - I_0$ (pendant $(1-\alpha) T$) et $-I_0$ (pendant αT).

$$I_c = C \frac{dU_R}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$U_R = \frac{1}{C} \int_0^{(1-\alpha)T} (I_e - I_0) dt \quad (\text{II.13})$$

$$\Delta U_R = \frac{1}{C} [I_e - I_0]_0^{(1-\alpha)T} \quad (\text{II.14})$$

$$\Delta U_R = \frac{U_e}{RC} \frac{\alpha}{1-\alpha} T \quad (\text{II.15})$$

Où ΔU_R représente l'ondulation de tension de sortie du convertisseur, cette ondulation est bien évidemment fonction des paramètres du système mais également du rapport cyclique.

II.2.2. Convertisseur DC/DC élévateur entrelacé

Une configuration de la structure proposée est montrée dans la figure (II.3). Ce convertisseur est appelé convertisseur élévateur entrelacé (interleaved boost converter), dans ce types de montages les inductances, les commutateurs et les diodes sont connectés en parallèle, un seul condensateur est placé à la sortie du convertisseur.

La commande des interrupteurs $S_1, S_2, \dots,$ et S_n est successivement décalée de T/N ou : T est la période de commutation, N est le nombre de bras constituant le convertisseur.

Les séquences de commutation des interrupteurs peuvent se chevaucher ou non, entraînant des variations de l'ondulation du courant d'entrée ; il est évident que la fréquence du courant d'entrée est N fois la fréquence du courant dans chaque inductance [15].

La figure (II.3) montre la configuration du circuit d'un convertisseur élévateur entrelacé.

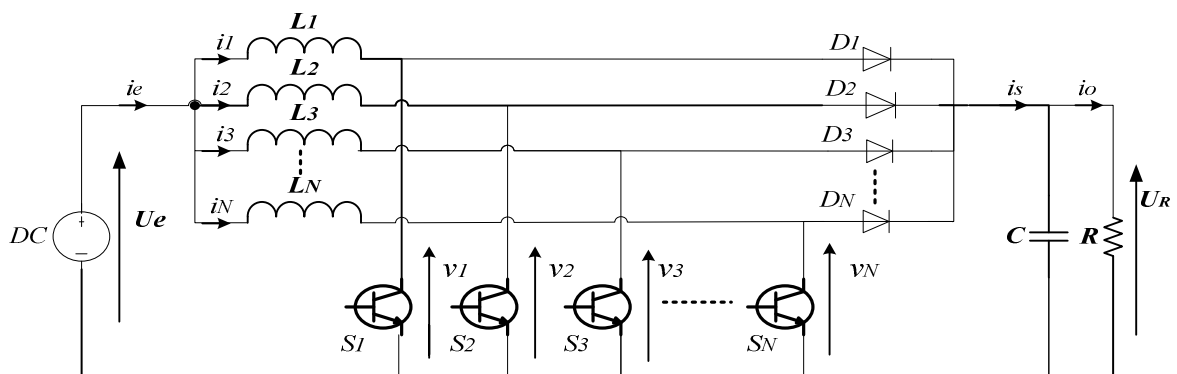


Figure II.3 : Convertisseur (DC/DC) élévateur entrelacé à N bras

L'analyse des ondulations de tension et du courant selon le rapport cyclique est obtenue sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1- Les résistances des bobines et du condensateur sont négligeables.
- 2- Les inductances et capacités parasites sont négligeables.
- 3- Les commutateurs sont idéals

II.2.2.1. Etude d'un hacheur élévateur entrelacé à trois (03) bras

En se basant sur la loi des mailles, l'étude du comportement du circuit donné par la figure (II.3), on trouve que :

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + U_e \quad (\text{II.16})$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + U_e \quad (\text{II.17})$$

$$v_3 = L_3 \frac{di_3}{dt} + U_e \quad (\text{II.18})$$

Pour ce genre de montage les inductances sont identiques $L_1=L_2=L_3=L$

$$i_e = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.19})$$

$$v_1 + v_2 + v_3 = 3U_e - L \frac{di_e}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Pour déterminer l'évolution du courant i_e , on doit considérer trois cas en fonction de la valeur de α .

1^{er} cas : ($\alpha < 1/3$)

Dans ce cas l'état de marche de chaque interrupteur est inférieur à $T/3$, le chronogramme de conduction des interrupteurs est donné par la figure suivante :

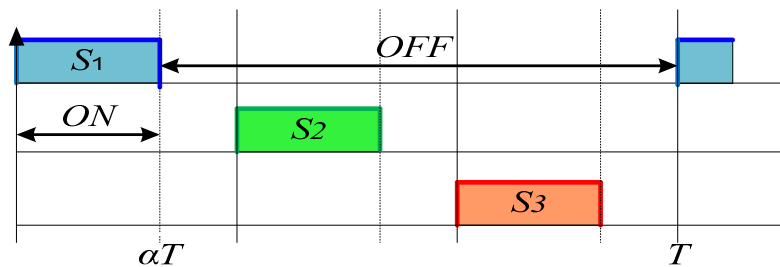


Figure II.4 : Chronogramme de conduction des interrupteurs

On peut subdiviser chaque intervalle de $T/3$ en deux (02), pour déterminer l'expression du courant d'entrée, en se basant sur l'équation (II.20). Donc les schémas équivalents du circuit pour chaque intervalle sont donnés par la figure (II.5), on constate qu'un seul commutateur est en état de conduction dans chaque première phase d'un $1/3$ de la période de commutation.

La tension ($v_1+v_2+v_3$) vaut alternativement $2U_R$ et $3U_R$, sa fréquence, et celle du courant i_e , est égale au triple de la fréquence de hachage.

En désignant par I_{emin} la valeur de i_e pour $t=0$.

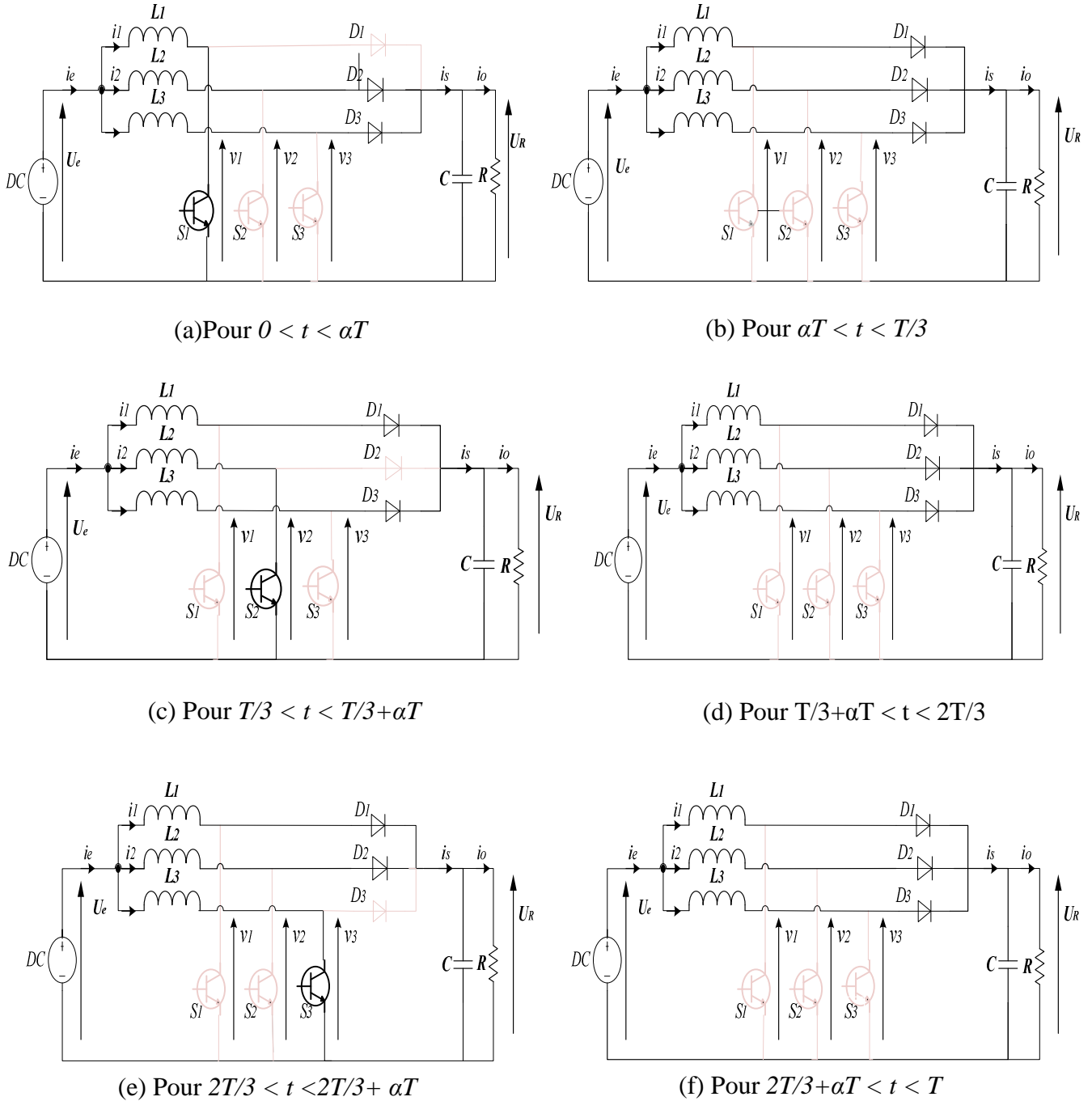


Figure II.5 : Comportement du hacheur dans chaque petite intervalle pour $\alpha < 1/3$

Les expressions du courant d'entrée pour chaque intervalle de conduction, pour α inférieur à $1/3$ sont données par les équations : (II.21, II.22, II.23, II.24, II.25, II.26).

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t + i_{e\min} \rightarrow 0 < t < \alpha T \quad (\text{II.21})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 3U_R}{L}t + \frac{U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \alpha T < t < \frac{T}{3} \quad (\text{II.22})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t - \frac{U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} < t < \frac{T}{3} + \alpha T \quad (\text{II.23})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 3U_R}{L}t + \frac{2U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} + \alpha T < t < \frac{2T}{3} \quad (\text{II.24})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t - \frac{2U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{2U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} < t < \frac{2T}{3} + \alpha T \quad (\text{II.25})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 3U_R}{L}t - \frac{3U_e - 3U_R}{L}T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} + \alpha T < t < T \quad (\text{II.26})$$

Les formes d'ondes des courants et des tensions dans le convertisseur ainsi que aux bornes de la charge sont données à titre d'illustration figure (II.6).

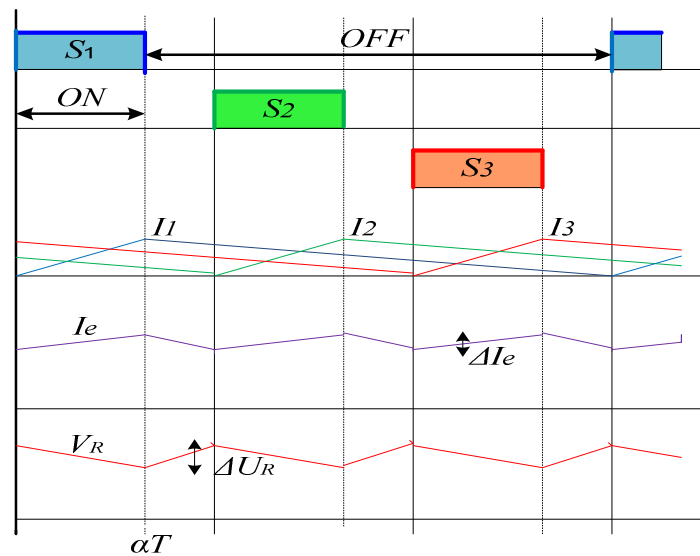


Figure II.6 : Formes d'ondes des différents signaux

2^{ème} cas : $(1/3 < \alpha < 2/3)$

La durée de conduction de chaque interrupteur est supérieure à $T/3$ mais aussi inférieure à $2T/3$. Le chronogramme de conduction des interrupteurs est donné par la figure (II.7).

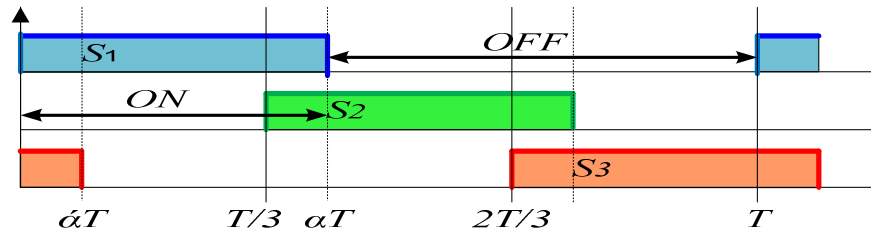
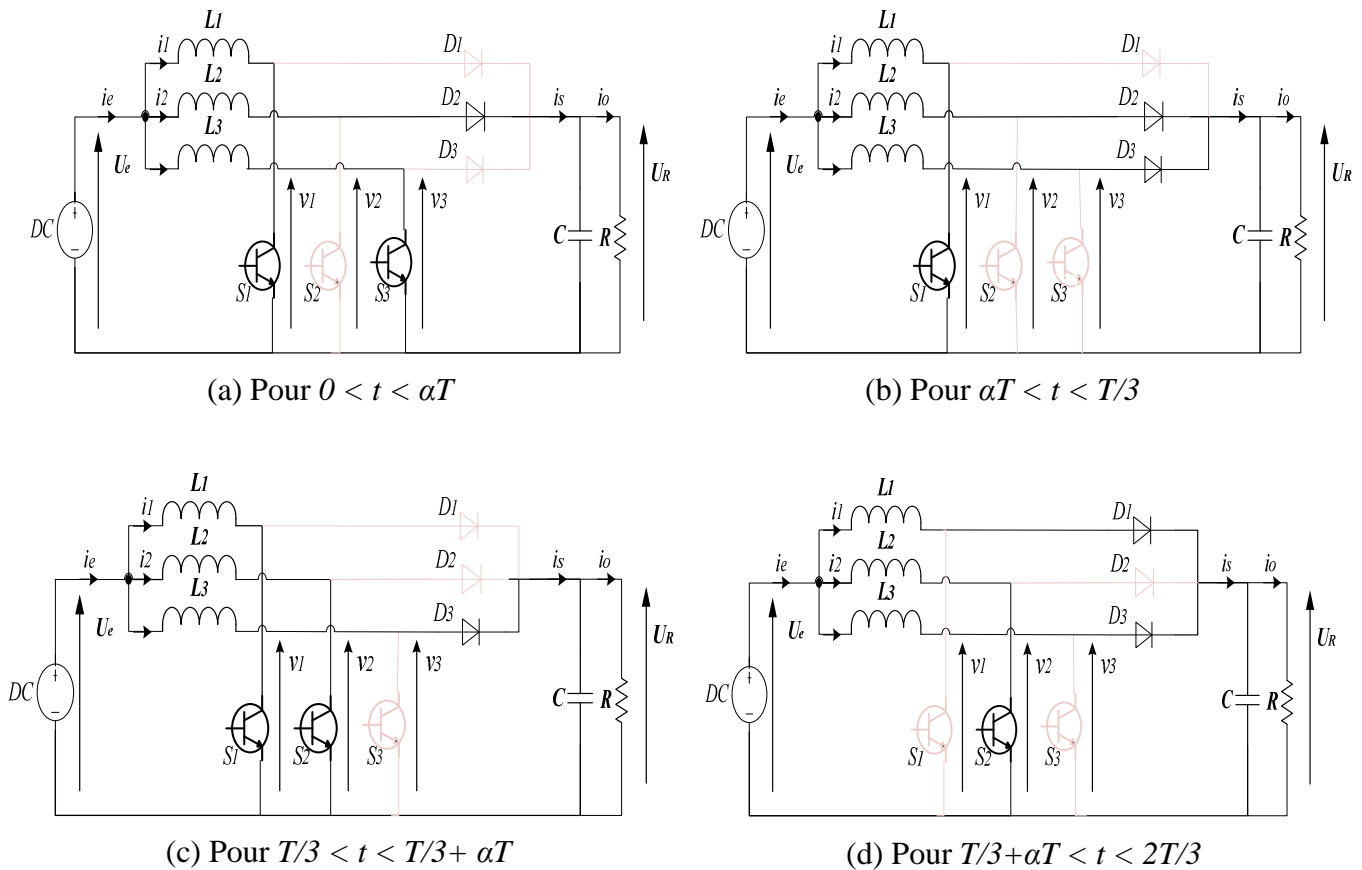


Figure II.7 : Chronogramme de conduction des interrupteurs.

Si on pose $\acute{\alpha}T$ égale à $(\alpha T - T/3)$, et en raisonnant sur les intervalles $[0, \acute{\alpha}T]$, $[T/3, T/3 + \acute{\alpha}T]$ et $[2T/3, 2T/3 + \acute{\alpha}T]$, on constate que deux commutateurs conduisent dans chaque première phase d'un $1/3$ de la période de commutation.

La tension $(v_1 + v_2 + v_3)$ vaut alternativement U_R et $2U_R$, sa fréquence, donc est celle du courant I_e , est égale au triple de la fréquence de hachage.

Donc les schémas équivalents du circuit pour chaque intervalle sont donnés par la figure (II.8).



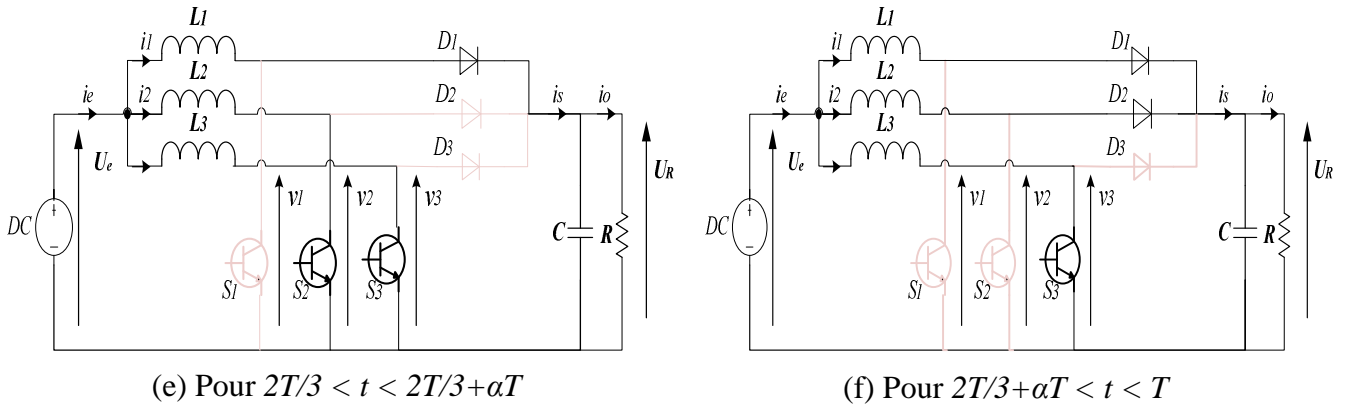


Figure II.8 : Comportement du hacheur dans chaque petite intervalle pour $1/3 < \alpha < 2/3$

Les expressions du courant d'entrée pour chaque intervalle de conduction, pour $1/3 < \alpha < 2/3$ sont données par les équations : (II.27, II.28, II.29, II.30, II.31, II.32).

$$i_e = \frac{3U_e - U_R}{L}t + i_{e\min} \rightarrow 0 < t < \alpha T \quad (\text{II.27})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t + \frac{U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \alpha T < t < \frac{T}{3} \quad (\text{II.28})$$

$$i_e = \frac{3U_e - U_R}{L}t - \frac{U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} < t < \frac{T}{3} + \alpha T \quad (\text{II.29})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t + \frac{2U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} + \alpha T < t < \frac{2T}{3} \quad (\text{II.30})$$

$$i_e = \frac{3U_e - U_R}{L}t - \frac{2U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{2U_R}{L}\alpha T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} < t < \frac{2T}{3} + \alpha T \quad (\text{II.31})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t - \frac{3U_e - 2U_R}{L}T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} + \alpha T < t < T \quad (\text{II.32})$$

Les formes d'ondes des courants et des tensions dans le convertisseur ainsi que aux bornes de la charge sont données à titre d'illustration figure (II.9).

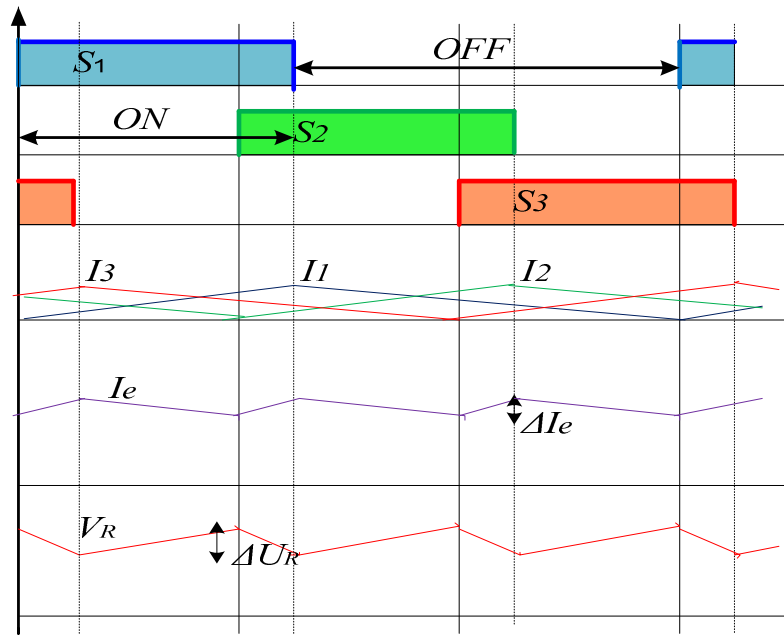


Figure II.9 : Formes d'ondes des différents signaux

3^{ème} cas : ($\alpha > 2/3$)

La durée de conduction de chaque interrupteur est supérieure à $2T/3$. Le chronogramme de conduction des interrupteurs est donné par la figure (II.5).

Si on pose $\acute{\alpha}T$ égale à $(\alpha T - 2T/3)$, et en raisonnant sur les intervalles $[0, \acute{\alpha}T]$, $[T/3, T/3+\acute{\alpha}T]$ et $[2T/3, 2T/3+\acute{\alpha}T]$, on constate que trois commutateurs conduisent dans chaque première phase d'un 1/3 de la période de commutation.

La tension $(v_1+v_2+v_3)$ vaut alternativement 0 et U_R , sa fréquence et celle du courant I_e , est égale au triple de la fréquence de hachage.

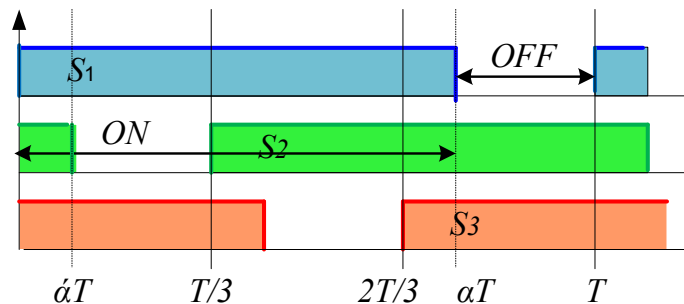


Figure II.10 : Chronogramme de conduction des interrupteurs

Donc les schémas équivalents du circuit pour chaque intervalle sont donnés par la figure (II.11),

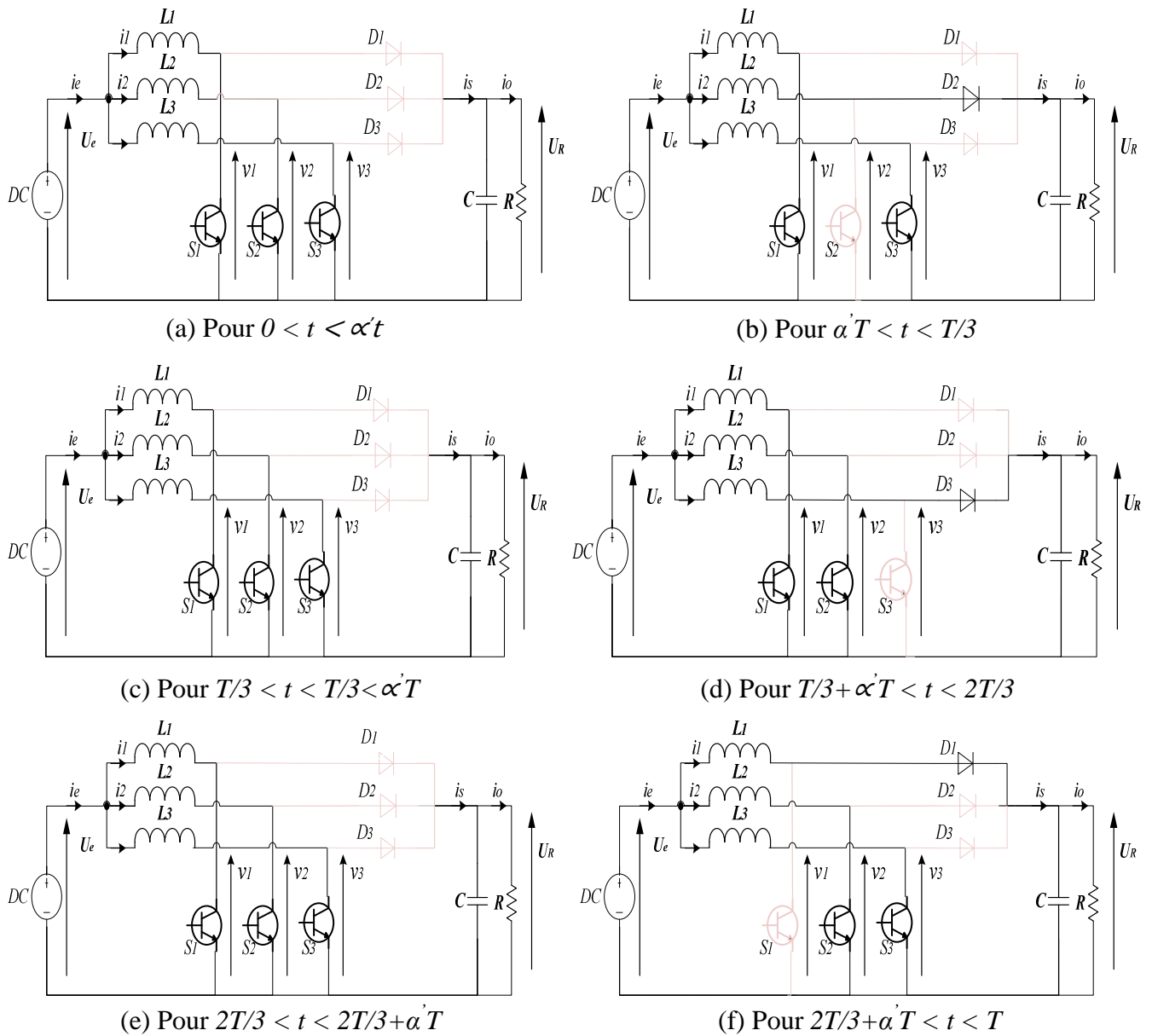


Figure II.11 : Comportement du hacheur dans chaque petite intervalle pour $2/3 < \alpha < 1$

Les expressions du courant d'entrée pour chaque intervalle de conduction, pour $2/3 < \alpha < 1$ sont données par les équations : (II.33, II.34, II.35, II.36, II.37, II.38).

$$i_e = \frac{3U_e}{L}t + i_{e\min} \rightarrow 0 < t < \alpha'T \quad (\text{II.33})$$

$$i_e = \frac{3U_e - 2U_R}{L}t + \frac{2U_R}{L}\alpha'T + i_{e\min} \rightarrow \alpha'T < t < \frac{T}{3} \quad (\text{II.34})$$

$$i_e = \frac{3U_e}{L}t - \frac{2U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{2U_R}{L}\alpha'T + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} < t < \frac{T}{3} + \alpha'T \quad (\text{II.35})$$

$$i_e = \frac{3U_e - U_R}{L}t + \frac{3U_R}{L}\alpha'T - \frac{U_R}{L}\frac{T}{3} + i_{e\min} \rightarrow \frac{T}{3} + \alpha'T < t < \frac{2T}{3} \quad (\text{II.36})$$

$$i_e = \frac{3U_e}{L}t - \frac{3U_R}{L}\frac{T}{3} + \frac{3U_R}{L}\alpha'T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} < t < \frac{2T}{3} + \alpha'T \quad (\text{II.37})$$

$$i_e = \frac{3U_e - U_R}{L}t - \frac{3U_e - U_R}{L}T + i_{e\min} \rightarrow \frac{2T}{3} + \alpha'T < t < T \quad (\text{II.38})$$

Les formes d'ondes des courants et des tensions dans le convertisseur ainsi que aux bornes de la charge sont données à titre d'illustration figure (II.12).

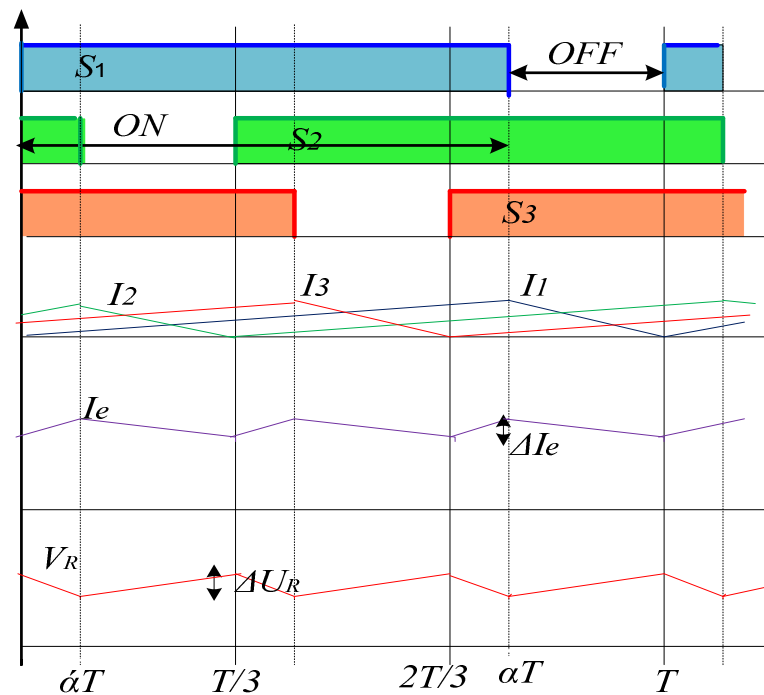


Figure II.12 : Formes d'ondes des différents signaux

II.2.2.2. Analyse de l'ondulation du courant d'entrée

Pour ce type de convertisseurs, et contrairement au convertisseur élévateur conventionnel, l'ondulation du courant d'entrée d'un hacheur entrelacé à trois bras se compose de trois parties selon le rapport cyclique, les figures (II.6, II.9, et II.12) représentent les formes d'ondes du courant d'entrée et la tension de sortie en fonction du rapport cyclique, où la fréquence du courant d'entrée est trois fois la fréquence de commutation des interrupteurs.

Dans le cas de $0 < \alpha < 1/3$, comme l'indique la figure (II.6) seul l'un des courant dans les inductances est augmenté au cours de $[0, \alpha T]$, car un seul commutateur est en état de conduction, tous les interrupteurs sont bloqués, donc les courant i_1 et i_2 sont perçus à diminués.

Dans les autres cas tels que $1/3 < \alpha < 2/3$ et $2/3 < \alpha < 1$, la variation de l'ondulation du courant peut être expliquée de façon similaire. En conséquence, l'ondulation du courant d'entrée peut être exprimée par les équations (II.39), (II.40), et (II.41).

$$\Delta I_e = \frac{U_R}{L} (1 - 3\alpha) \alpha T \rightarrow 0 < \alpha < \frac{1}{3} \quad (\text{II.39})$$

$$\Delta I_e = \frac{U_R}{L} (2 - 3\alpha) \left(\alpha - \frac{1}{3} \right) T \rightarrow \frac{1}{3} < \alpha < \frac{2}{3} \quad (\text{II.40})$$

$$\Delta I_e = \frac{U_R}{L} (3 - 3\alpha) \left(\alpha - \frac{2}{3} \right) T \rightarrow \frac{2}{3} < \alpha < 1 \quad (\text{II.41})$$

Où α est le rapport cyclique du convertisseur, et T est la période de commutation des interrupteurs.

Donc l'expression de l'ondulation du courant d'entrée peut être généralisée pour n'importe quel convertisseur élévateur entrelacé par l'équation (II.42).

$$\Delta I_e = \frac{U_R}{L} (N_{0N} - N\alpha) \left(\alpha - \frac{N_{0N} - 1}{N} \right) T \quad (\text{II.42})$$

Où :

$N_{0N} = 1, 2, 3 \dots N$, Le nombre de bras qui conduisent

N : le nombre de bras du convertisseur

II.2.2.2. Calcul de l'ondulation maximale

Pour étudier les variations de l'ondulation du courant en fonction du rapport cyclique, en étudiant la dérivée de cette dernière par rapport à α . La valeur de l'ondulation maximale est obtenue en dérivant l'une des équations (II.39, II.40, ou II.41). Prenant par exemple l'équation (II.39).

$$\frac{d\Delta I_e}{d\alpha} = \frac{U_R}{L} \frac{d}{d\alpha} \{(1 - 3\alpha) \alpha T\} \quad (\text{II.43})$$

$$\Delta I_{e \max} = \frac{U_R}{L} \frac{1}{12} T \quad (\text{II.44})$$

Pour pouvoir comparer les ondulations du courant dans les hacheurs dans le cas d'un hacheur élévateur conventionnel et dans celui d'un hacheur entrelacé à trois bras, il suffit de considérer les mêmes valeurs de l'inductance de lissage [15], et d'après la relation (II.44), l'ondulation du courant dans un hacheur entrelacé à 3 bras est 3 fois inférieure comparée à celle d'un hacheur simple.

D'une manière générale l'ondulation du courant maximale à N bras est obtenue par l'équation (II.45).

$$\Delta I_{e\max} = \frac{U_R}{L} \frac{1}{4N} T \quad (\text{II.45})$$

La figure (II.13) montre la variation de l'ondulation du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique dans les inductances. Cette ondulation devient nulle à α / N du temps de service (par exemple, à 0, 1/3, 2/3 et 1, pour un convertisseur à 3 phases), et est réduite proportionnellement à l'augmentation du nombre de phases. Dans le cas d'un nombre pair de phases, l'ondulation du courant d'entrée devient nulle à un rapport de 1/2.

L'effet de l'entrelacement des courants de chaque cellule (phase) peut être décrit par ΔI_e . Le tracé de l'évolution de cette ondulation en fonction de nombre de cellules en parallèle et de la valeur du rapport cyclique, permet de mettre facilement en évidence la caractéristique suivante : l'augmentation de nombre de cellules mise en parallèle conduit évidemment à une réduction de l'inductance.

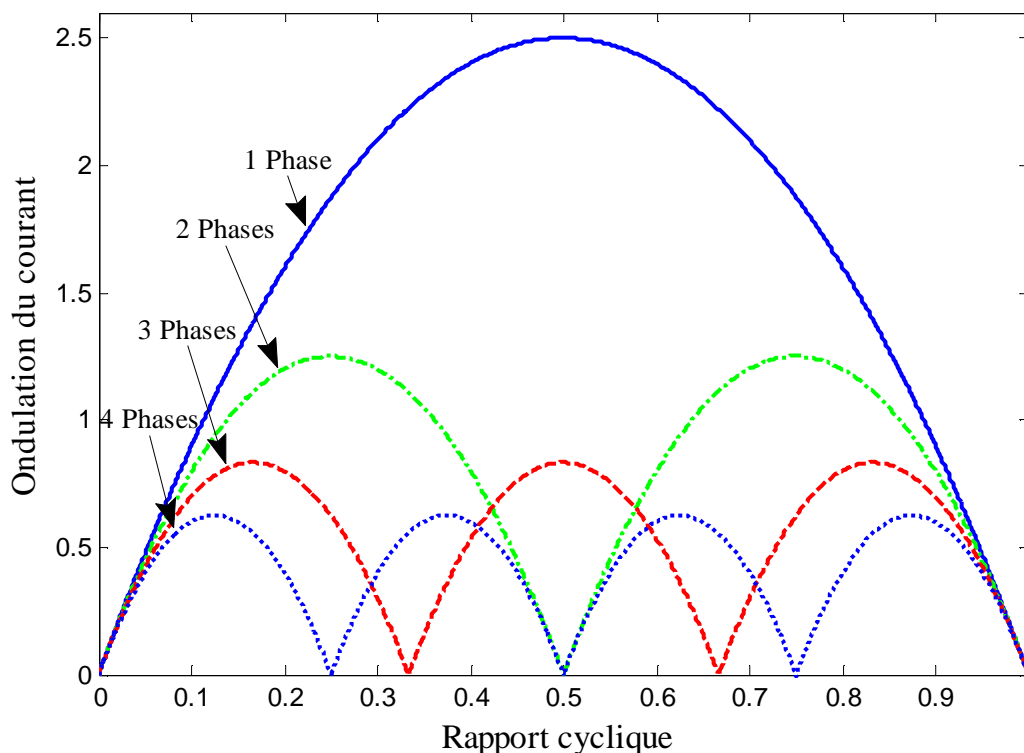


Figure II.13 : Ondulation du courant d'entrée

II.3. Simulation des modèles

Dans cette partie, et on se basant sur l'analyse donnée précédemment, les deux types de convertisseurs, à savoir le convertisseur élévateur simple et le convertisseur élévateur entrelacé à trois bras, ont été simulés à l'aide de *MATLAB SIMULINK*. Une simulation complète à été menée pour vérifier les performances du convertisseur élévateur entrelacé. La figure (II.14) illustre un exemple du modèle *SIMULINK* du convertisseur élévateur entrelacé.

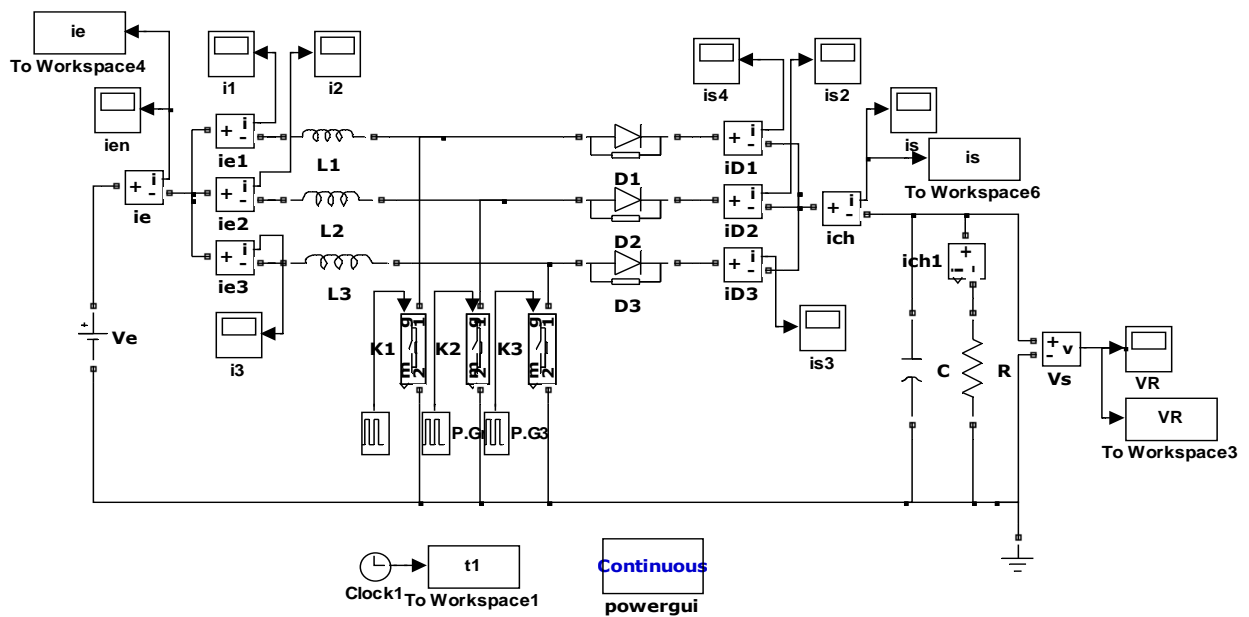


Figure II.14 : Modèle *SIMULINK* du convertisseur entrelacé

II.3.1. Convertisseur élévateur simple

D'après la figure (II.15 et II.16), Le rapport cyclique imposé égale à $1/2$ de la période de fonctionnement pour atteindre la valeur maximale de l'ondulation. La tension délivrée à une forme carrée de niveaux 0 et U_e , et d'une fréquence égale à la même fréquence de découpage. Les ondulations du courant d'entrée et la tension de sortie sont plus importantes que celles données par les figures (II.18 et II.19).

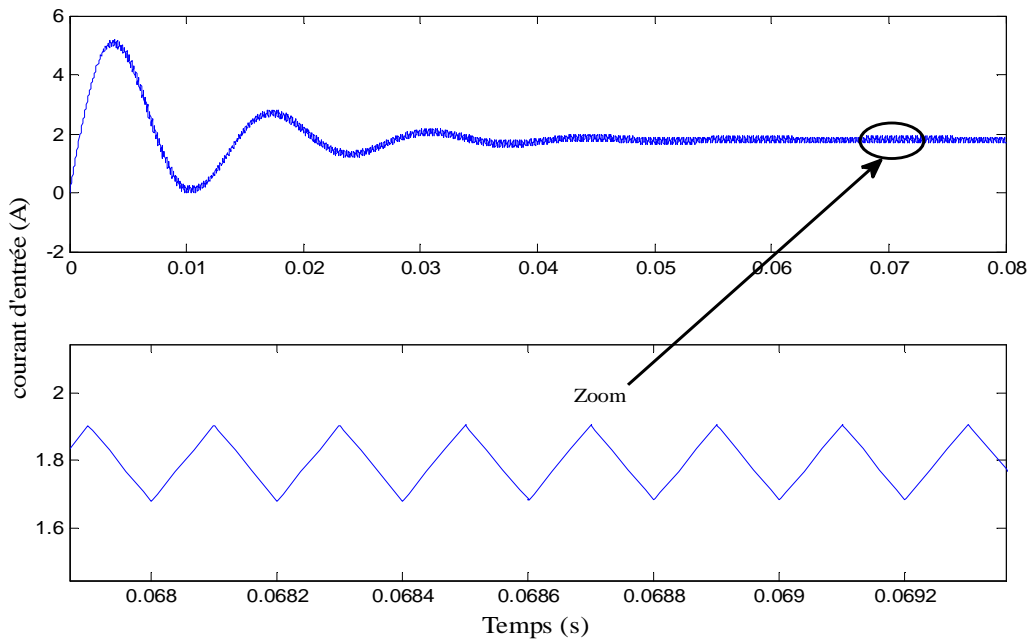


Figure II.15 : Forme d'onde du courant d'entrée

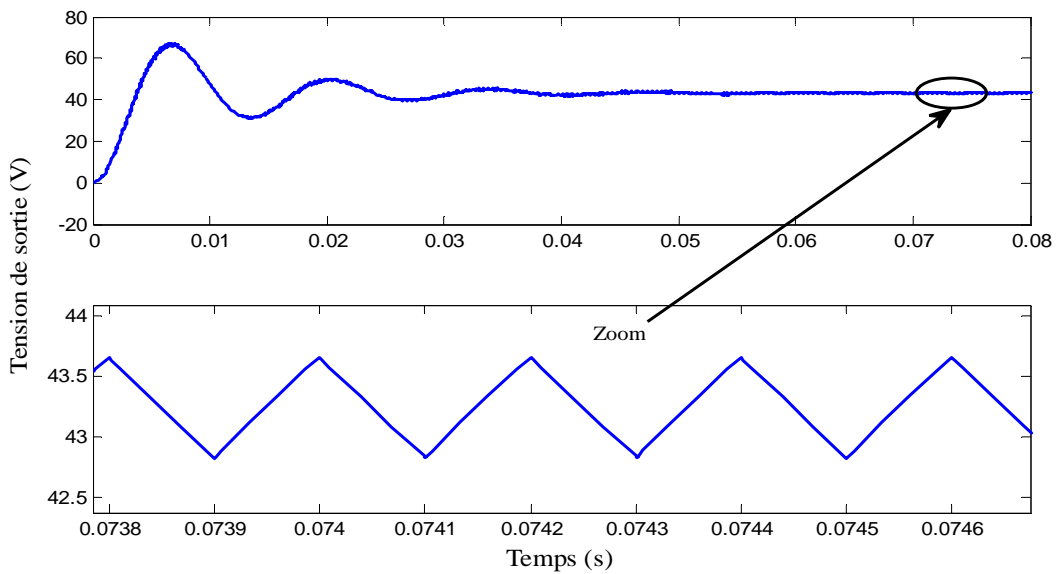


Figure II.16 : Forme d'onde de tension de sortie

II.3.2. Convertisseur élévateur entrelacé à trois bras

D'après la figure (II.14), les trois convertisseurs sont identiques. Le rapport cyclique imposé égale à $1/2$ de la période de fonctionnement de chaque interrupteur pour atteindre la valeur maximale de l'ondulation. Les 3 phases parallèles sont parcourues par le même courant moyen. Le courant sera réparti sur les 3 phases, les signaux de commande ont le même rapport cyclique α et sont déphasés de $T/3$ pour optimiser le spectre des courants d'entrée et de sortie. Les tensions délivrées par les 3 cellules de

commutation sont des tensions carrées de niveaux 0 et U_e et déphasées de $T/3$ Les 3 tensions forment un système de tensions équilibrées (tensions de même fréquence fondamentale).

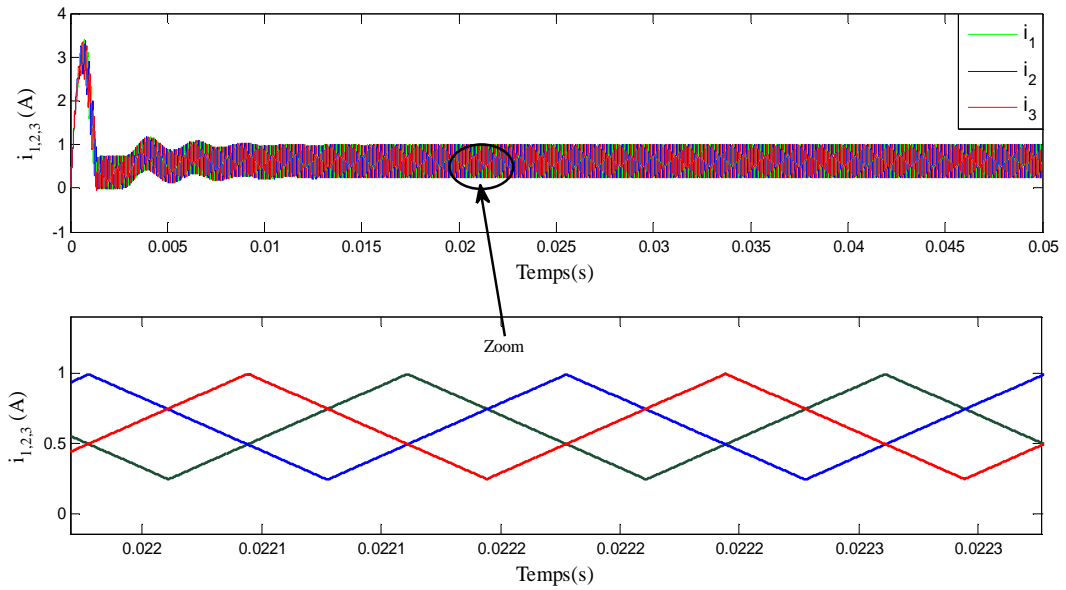


Figure II.17 : Forme d'onde des courants des bobines

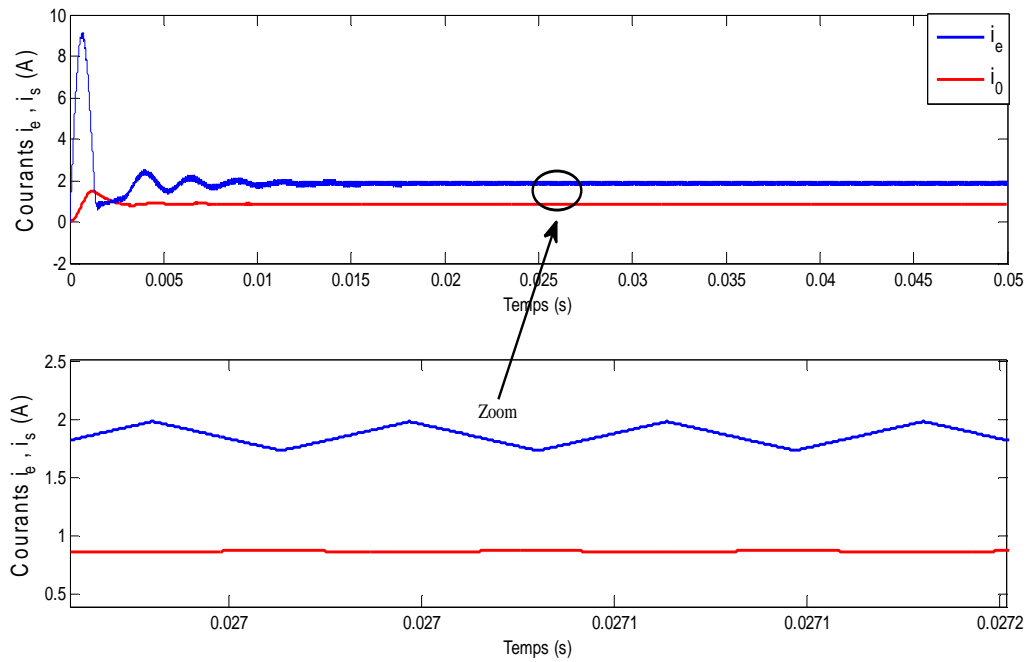


Figure II.18 : Forme d'onde des courants d'entrée et de sortie

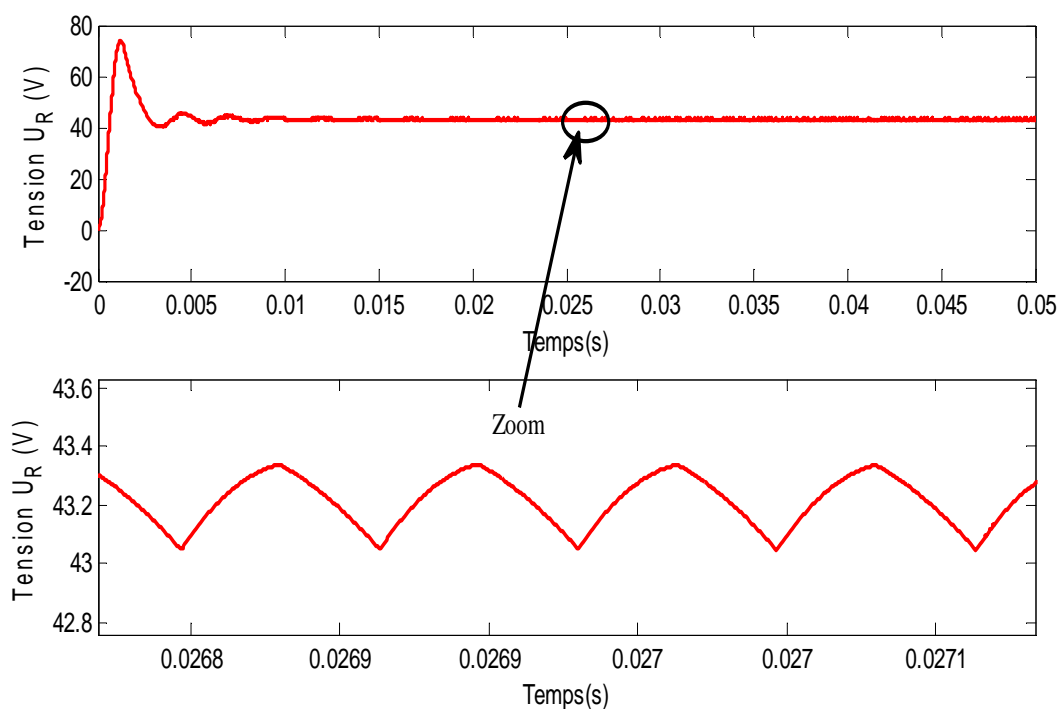


Figure II.19 : Forme d'onde de Tension de sortie

La figure (II.17) montre la forme d'onde des courants dans chaque bobine du convertisseur, la fréquence de ces courants est égale à la fréquence de découpage. La même forme d'onde se répète mais décalée de $T/3$, par contre la figure (II.18) montre la forme d'onde du courant d'entrée et de sortie du convertisseur, la fréquence apparente du courant est égale à 3 fois la fréquence de découpage. La même forme d'onde se répète dans chaque $T/3$, l'ondulation du courant d'entrée dans chaque bobine est également plus importante que l'ondulation de courant résultant. La valeur du courant de sortie de ce convertisseur est inférieure à celle du courant d'entrée, cela est dû au fait que le convertisseur est élévateur c.à.d. que, le convertisseur est élévateur de tension et également abaisseur de courant.

La figure (II.19) montre la forme d'onde de la tension de sortie, d'après cette figure et sur la partie du zoom, on constate une légère ondulation de même fréquence que les courants du convertisseur.

II.3.3. Comparaison entre les deux convertisseurs

Les figures (II.20, II.21) montrent la forme d'onde du courant d'entrée et la tension de sortie des deux convertisseurs, d'après ces courbes et en régime permanent, on remarque que les ondulations sont faibles dans le convertisseur entrelacé comparés à celles du convertisseur conventionnel.

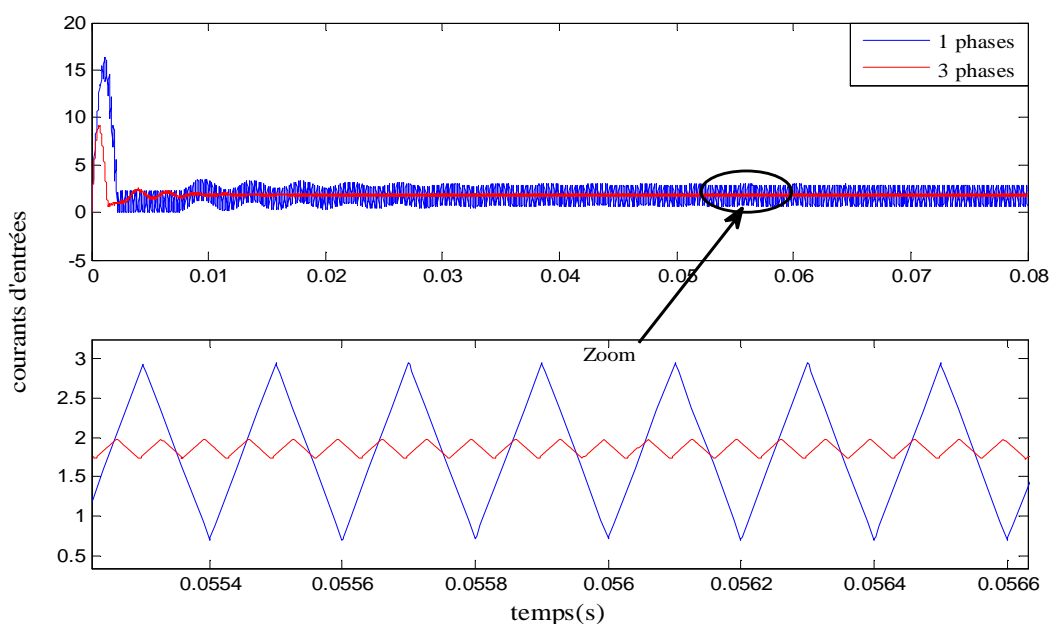


Figure II.20 : Formes d'ondes des courants d'entrée

Les convertisseurs parallèles entrelacés peuvent être aussi analysés en termes de performances dynamiques. En comparant les trois courbes données par la figure (II.22), on remarque un même dépassement en régime transitoire de la tension de sortie mais le temps de repense du système est amélioré avec l'augmentation de nombre de phase du convertisseur, donc on peut constater immédiatement que l'entrelacement de N cellules de commutation permet de réduire la valeur de la capacité de sortie et l'inductance d'entrée. D'une manière générale, l'entrelacement est une solution adoptée dans les systèmes de commande permettant de réduire l'inductance équivalente pour améliorer le temps de réponse en régime transitoire et réduire la capacité de sortie puisque la valeur de cette dernière est plutôt imposée par les contraintes en régime transitoire.

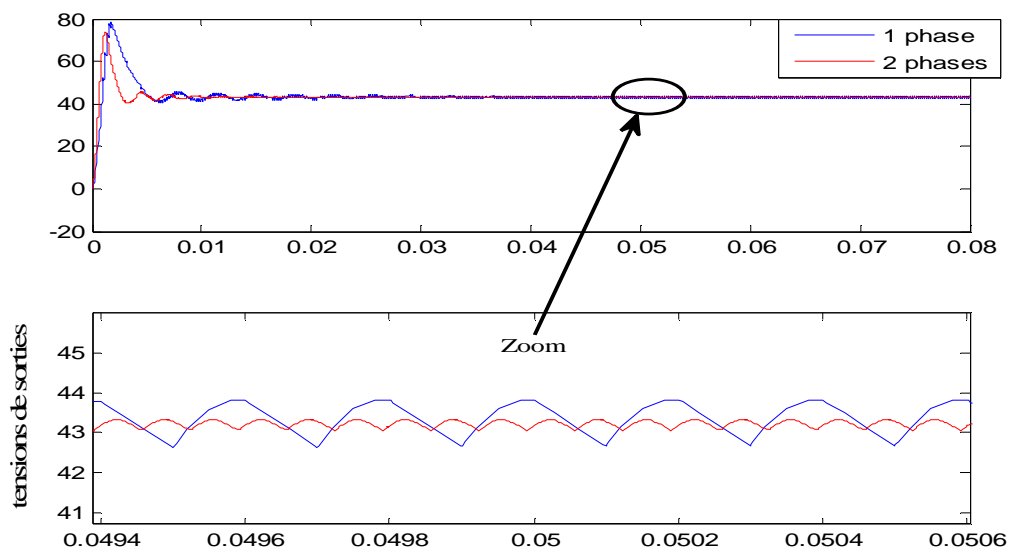


Figure II.21 : Formes d'ondes de tensions de sorties

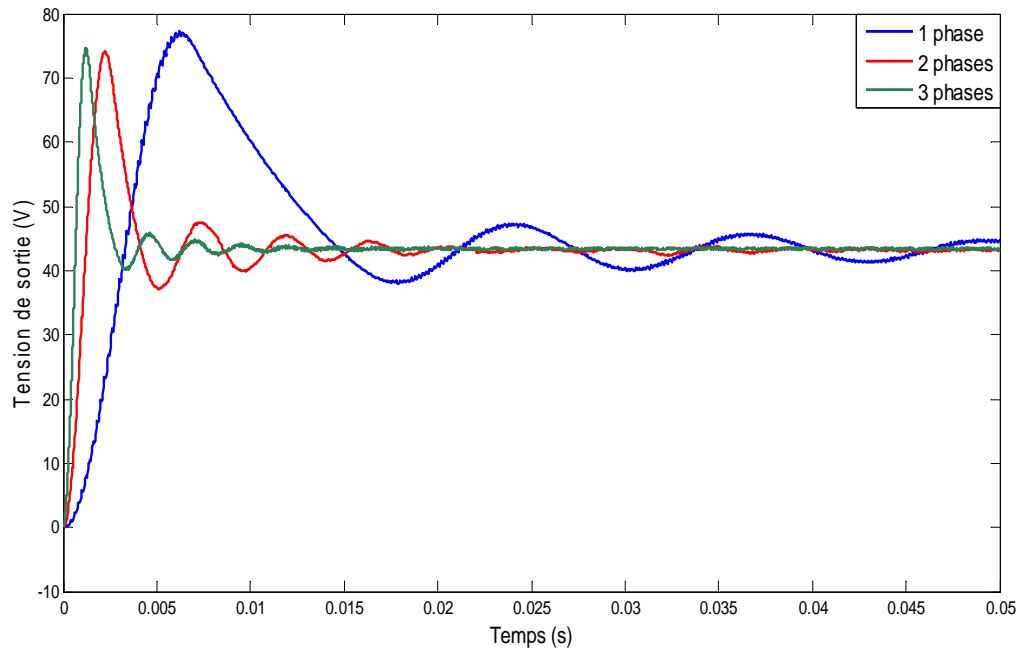


Figure II.22 : Repense du système pour différents nombres de bras

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative entre un hacheur parallèle élévateur simple et un hacheur parallèle entrelacé, nous avons vu également dans ce chapitre que le choix de la topologie du convertisseur a des conséquences significatives sur les performances. En effet, pour une application de faible puissance, les convertisseurs élévateurs entrelacés permettent d'augmenter les performances dynamiques du système par rapport à la solution classique. L'inconvénient majeur de l'implémentation des convertisseurs simples, est l'existence de très fortes ondulations du courant et de tension. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances des installations électriques grâce à l'utilisation d'un convertisseur élévateur entrelacé. Cette solution permet de réduire les ondulations du courant total dans un rapport égal N (N : nombre de phases en parallèle). De plus, l'utilisation de ce convertisseur mène à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs de puissance et des pertes cuivre et donc à une amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques.

Chapitre III

Configuration et programmation du PIC 16F877A

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire le fonctionnement général du *PIC 16F877A* ainsi que sa programmation pour qu'il soit intégré dans une chaîne de commande.

III.2. Qu'est ce qu'un microcontrôleur ou *PIC* [12]

Le microcontrôleur est un composant électronique ayant une unité de traitement de données des mémoires, des interfaces de communication (entrée/sorties, port série.....) et de multiples ressources internes. Souvent un microcontrôleur se contente d'un bus de données de 8 ou 16 *bits*, on peut dire alors qu'il est moins puissant qu'un microprocesseur.

Il existe trois familles du *PIC*

- Base-Line : les instructions sont codées sur 12 *bits*
- Mid-Line : les instructions sont codées sur 14 *bits*
- High-End : les instructions sont codées sur 16 *bits*

-
- Un *PIC* est identifié par un numéro de la forme suivante :
 - *xx(L)XXyy-zz*

D'où :

- *xx* : signifie la famille des composants (*12, 14, 16, 17 ou 18*)
- *L* : c'est la tolérance la plus importante de la plage de tension
- *XX* : type de mémoire de programme.
- *C* : *EPROM* ou *EEPROM*
- *CR* : *PROM*
- *F* : *FLASH*
- *yy* : Identification
- *zz* : vitesse maximale du quartz

III.2.1. Principales caractéristiques du PIC 16F877A

Un *PIC 16F877A* possède les caractéristiques suivantes :

- Une fréquence de fonctionnement allant jusqu'à *20 MHz*
- Jeu d'instructions de 35 instructions ;
- Une mémoire de programme de type *FLASH* sur *8K mots (1 mot = 14bits)*
- Une mémoire de données de type *RAM* sur *368 octets*
- Une mémoire de données type *EEPROM* sur *256 octets*
- Une pile (stack) à 8 niveaux
- *14* sources d'interruptions
- Un chien de garde *WDT* (Watch Dog Timer)
- Timer0 (compteur *8bits* avec pré-diviseur)
- Timer1 (compteur *16bits* avec pré-diviseur et possibilité d'utiliser une horloge externe)
- Timer2 (compteur *8bits* avec pré-diviseur et post-diviseur)
- Une conversion *Analogique/Numérique 10bits* à 8 entrées multiplexées
- Deux modules de *capteur/comparaison/PWM*
- Portes *Entrées/Sorties : A, B, C, D et E*
- Une interface de communication série *MSSP, USART*
- Une interface de communication parallèle *PSP*
- Tension de fonctionnement entre *2.0 et 5.5 Volts*.

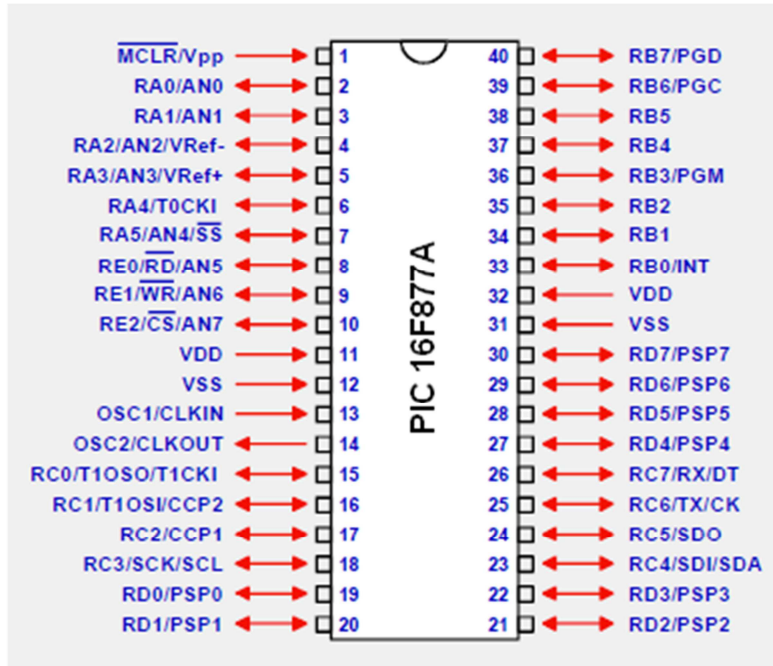


Figure III.2 : Différentes pins du *PIC 16F877A*

III.3. Différentes étapes de la configuration de PIC

Après avoir présenté le PIC et donné quelques explications sur son fonctionnement, maintenant nous allons décrire l'étape de l'acquisition des grandeurs analogiques, ces grandeurs sont principalement la tension du panneau et le courant débité par ce dernier. Pour cela nous avons opté pour deux capteurs.

Capteur de tension

L'acquisition de la tension se fait grâce à un capteur de tension *LV 25-P (LEM)* placé aux bornes du panneau *PV*.

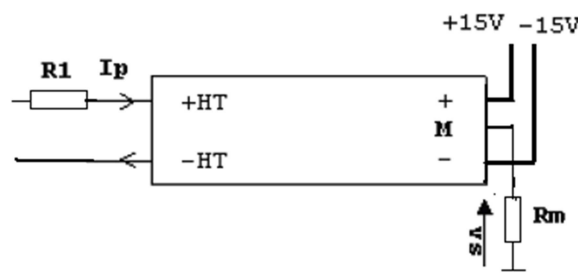


Figure III.3 : Capteur de tension *LV 25-P*

Ce capteur de tension est obligatoire afin d'ajuster la tension fournie par le panneau solaire.

Le microcontrôleur accepte une tension uniquement positive avec une valeur maximale de *5Volts*. On relie pour cela la borne *M* du capteur à une entrée analogique du pic.

Pour effectuer l'adaptation de la tension, pour déterminer la valeur des deux résistances utilisées afin d'obtenir au maximum 5 volts lorsque le panneau solaire fonctionne sous sa tension maximale.

$$V_s = K_v \cdot K_p \quad \text{avec} \quad K_v = K_N \cdot \frac{R_m}{R_1}$$

Avec :

K_N : rapport de transformation du capteur $K_N = 2500/1000$.

Si le panneau solaire fournit 21.9 Volts en sortie la tension qui sera présente aux bornes du pic est de 5 Volts de même, si la tension du panneau est plus faible alors la tension aux bornes du pic sera elle aussi faible. Cette tension ne pourra donc en aucun cas dépasser les 5 Volts.

Capteur de Courant

L'acquisition du courant est réalisée par un capteur à effet hall LA 55-P (LEM) qui délivre une tension proportionnelle au courant qui passe dans ce composant. La documentation technique définit le rapport entre la tension et le courant et le courant par la relation suivante :

$$V_s = K_i \cdot I_p \quad \text{avec} \quad K_i = R_m \cdot K_N$$

Avec :

K_N : rapport de transformation du capteur du courant, $K_N = 2/1000$.

I_p : courant primaire délivré par le panneau solaire.

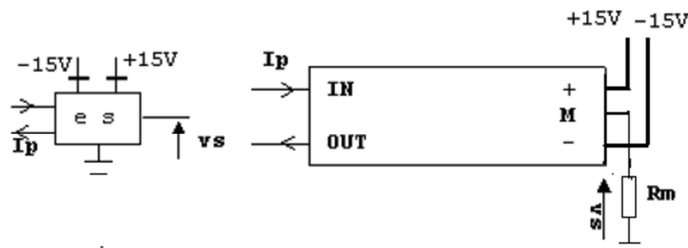


Figure III.4 : Capteur de courant LA 55-P

Si le panneau solaire délivre un courant de 4.96 Ampères en sortie la tension qui sera présente aux bornes du pic est de 5 Volts de même, si le courant du panneau est plus faible alors la tension aux bornes du pic sera elle aussi faible. Cette tension ne pourra donc en aucun cas dépasser les 5 Volts.

III.3.1. La conversion analogique numérique (A/N)

La première chose à comprendre, c'est que le PIC ne contient qu'un seul convertisseur, mais plusieurs pins sur lesquelles connecter nos signaux analogiques. Un circuit de commutation sélectionnera donc laquelle des pins sera reliée au condensateur de maintien interne durant un temps (T_{acq}). Ces différentes entrées seront donc des canaux différents d'un seul et même convertisseur.

La sélection de la source de tension de référence dépend de bits du registre ADCON1, tandis que le canal sélectionné pour la numérisation dépend du registre ADCON0.

Pour pouvoir utiliser une pin en mode analogique, il faudra que cette pin soit configurée également en entrée par TRISA ou TRISE.

Les registres ADRESL et ADRESH

Le convertisseur donne un résultat sur 10 bits, et donc que se résultat devra obligatoirement être sauvegardé dans deux registres, ces registres sont tout simplement les registres ADRESL et ADRESH.

Comme deux registres contiennent 16 bits, et que nous n'en utilisons que 10, Microchip nous a lissé le choix sur la façon dont est sauvegardé le résultat. Nous pouvons soit justifier le résultat à gauche, soit à droite.

La justification à droite complète la partie gauche du résultat par des « 0 ». Le résultat sera donc de la forme :

ADRESH						ADRESL									
0	0	0	0	0	0	b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0

La justification à gauche procède bien évidemment de la méthode inverse :

ADRESH										ADRESL					
b9	b8	b7	b6	b5	b4	b3	b2	b1	b0	0	0	0	0	0	0

Le choix de la méthode d'effectue à l'aide du bit 7 du registre ADCON1.

Le registre ADCON1

Le registre ADCON1 dispose, comme tout registre accessible de notre PIC de 8 bits, dont seulement 5 sont utilisés.

- b7 : ADFM : A/D result ForMat select
- b6 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b5 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b4 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b3 : PCFG3 : Port ConFiGuration control bit 3
- b2 : PCFG3 : Port ConFiGuration control bit 2
- b1 : PCFG3 : Port ConFiGuration control bit 1
- b0 : PCFG3 : Port ConFiGuration control bit 0

Le bit ADFM permet de déterminer si le résultat de la conversion sera justifié à droite (1) ou à gauche (0).

Nous trouvons dans ce registre les 4 bits de configuration des pins liées au convertisseur analogique/numérique. Ces bits nous permettent donc de déterminer le rôle de chaque pin. Comme nous avons 16 combinaisons possibles, nous aurons autant de possibilités de configuration.

Le tableau (III.2) correspondant à ces combinaisons pour le 16F877A.

PCFG 3 à 0	AN7 RE2	AN6 RE1	AN5 RE0	AN4 RA5	AN3 RA3	AN2 RA2	AN1 RA1	AN0 RA0	Vref-	Vref +	A/D/R
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	Vss	Vdd	8/0/0
0001	A	A	A	A	Vref+	A	A	A	Vss	RA3	7/0/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	Vss	Vdd	5/3/0
0011	D	D	D	A	Vref+	A	A	A	Vss	RA3	4/3/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	Vss	Vdd	3/5/0
0101	D	D	D	D	Vref+	D	A	A	Vss	RA3	2/5/1
0110	D	D	D	D	D	D	D	D	-	-	0/8/0
0111	D	D	D	D	D	D	D	D	-	-	0/8/0
1000	A	A	A	A	Vref+	Vref-	A	A	RA2	RA3	6/0/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	Vss	Vdd	6/2/0
1010	D	D	A	A	Vref+	A	A	A	Vss	RA3	5/2/1
1011	D	D	A	A	Vref+	Vref-	A	A	RA2	RA3	4/2/2
1100	D	D	D	A	Vref+	Vref-	A	A	RA2	RA3	3/3/2
1101	D	D	D	D	Vref+	Vref-	A	A	RA2	RA3	2/4/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	Vss	Vdd	1/7/0
1111	D	D	D	D	Vref+	Vref-	D	A	RA2	RA3	1/5/2

Tableau III.2. Les différentes combinaisons du PIC 16F877A

La dernière colonne « A/D/R » résume les colonnes précédentes. Le premier chiffre représente le nombre de pins configurées en tant qu'entrées analogiques, le second en tant qu'entrées/sorties numériques, et le dernier le nombre de pins servent à l'application des tensions de référence.

Le registre ADCON0

Ce registre est le dernier utilisé par le convertisseur analogique/numérique. Il contient les bits que nous allons manipuler lors de notre conversion. Sur les 8 bits de notre registre, 7 seront utilisés.

- b7 : ADCS1 : A/D conversion Clock Select bit 1
- b6 : ADCS0 : A/D conversion Clock Select bit 0
- b5 : CHS2 : analog Channel Select bit 2
- b4 : CHS1 : analog Channel Select bit 1
- b3 : CHS0 : analog Channel Select bit 0
- b2 : GO/DONE : A/D conversion status bit
- b1 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b0 : ADON : A/D ON bit

Nous parlons du diviseur, les bits ADCS1 et ADCS0 permettent de choisir la vitesse de conversion

ADCS1	ADCS0	Diviseur	Fréquence max du quartz
0	0	Fosc/2	1.25 Mhz

0	1	Fosc/8	5 Mhz
1	0	Fosc/32	20 Mhz
1	1	Osc RC	1 Mhz, et en mode sleep

Tableau III.3 : Les différentes combinaisons pour le choix du diviseur

Nous avons vu que nous pouvons configurer, via *ADCON1* plusieurs pins comme entrées analogiques. Nous avons vu également que nous ne pouvons effectuer la conversion que sur une pin à la fois. Nous devons donc être en mesure de sélectionner le canal voulu. Ceci s'effectue via les bits *CHSx*.

CHS2	CHS1	CHS0	Canal	Pin
0	0	0	0	AN0/RA0
0	0	1	1	AN1/RA1
0	1	0	2	AN2/RA2
0	1	1	3	AN3/RA3
1	0	0	4	AN4/RA5
1	0	1	5	AN5/RE0
1	1	0	6	AN6/RE1
1	1	1	7	AN7/RE0

Tableau III.4 : les différentes combinaisons pour sélectionner une entrée analogique

Résumé des opérations concrètes à effectuer pour échantillonner notre signal est donné par l'organigramme suivant :

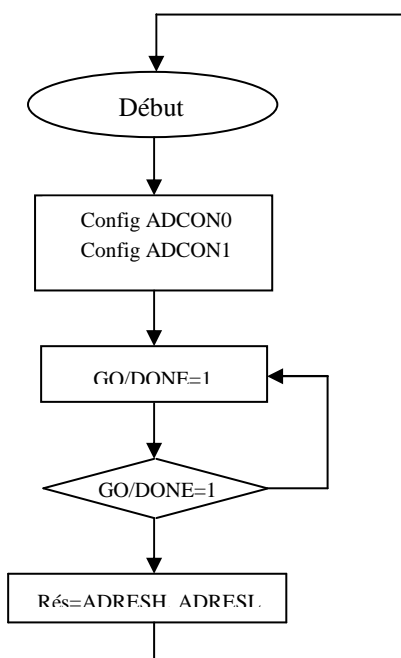


Figure III.5 : Organigramme de conversion d'un signal analogique

III.3.2. Génération d'un signal PWM « MLI »

PWM signifie « *Pulse Width Modulation* », ce qu'on pourrait traduire par modulation de largeur d'impulsion.

En somme, il s'agit d'un signal binaire de fréquence fixe dont le rapport cyclique peut être modulé par logiciel.

Etant donné qu'un signal binaire n'a plus de secret pour nous, nous savons donc qu'il s'agit d'un signal qui peut prendre deux états. Notre « *PWM* » une pin de notre *PIC* est configurée en sortie.

Le rapport cyclique d'un signal binaire à fréquence fixe peut être défini comme étant le rapport entre le temps où il se trouve à l'état « 1 » par rapport au temps total d'un cycle. Un cycle n'étant constitué, par définition, que d'un état « 1 » suivi d'un état « 0 », la somme des temps des deux états étant constant. Voir figure (III.6).

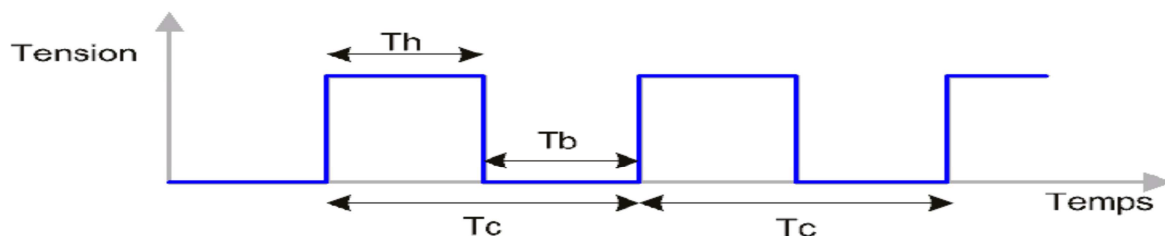


Figure III.6 : Exemple d'un signal *PWM* avec un rapport cyclique de 50%

$$T_c = T_h + T_b \quad \text{et} \quad R_c = \frac{T_h}{T_c}$$

T_c : durée d'un cycle

T_h : durée de l'état haut

T_b : durée de l'état bas

R_c : le rapport cyclique

Nous avons vu que nous avons besoins de deux choses pour créer notre signal. D'une part, le temps T_c , qui détermine la fréquence de notre signal, et d'autre part le rapport cyclique de ce dernier. Le temps T_c est défini tout simplement par le *timer 2*. Nous programmons éventuellement le prédiviseur, et on fait charger la valeur adéquate dans *PR2*, et le temps mis par notre *TMR2* pour déborder le temps T_c .

Le postdiviseur n'est pas utilisé dans le module *PWM*. Donc il n'intervient pas dans le calcul de T_c .

Le calcul T_c s'effectue de la façon suivante :

$$T_c = (PR2 + 1) \cdot 4 \cdot T_{osc} \cdot \text{prédiviseur}$$

Comme notre *PR2*, est donc le temps T_c continue de fonctionner, lui, sur 8 bits, notre cycle se déroule de la façon suivante :

- Le *timer 2* compte : on imagine que le signal *CCP* vaut actuellement 0

- *TMR2* (8 bits) arrive à la valeur de *PR2* (8 bits)
- Au cycle suivant, le *TMR2* repasse à 0, *CCPx* passe à 1
- *TMR2+2* atteint la seconde valeur de consigne (8 bits), *CCPx* passe à 0, le *timer 2* continue de compter.
- *TMR2* (8 bits) arrive à la valeur de *PR2*
- Au cycle suivant, *TMR2* = 0, *CCPx* vaut 1, et ainsi de suite.

La figure suivante représente un graphique de la chronologie des événements en fonction du contenu du registre du timer 2.

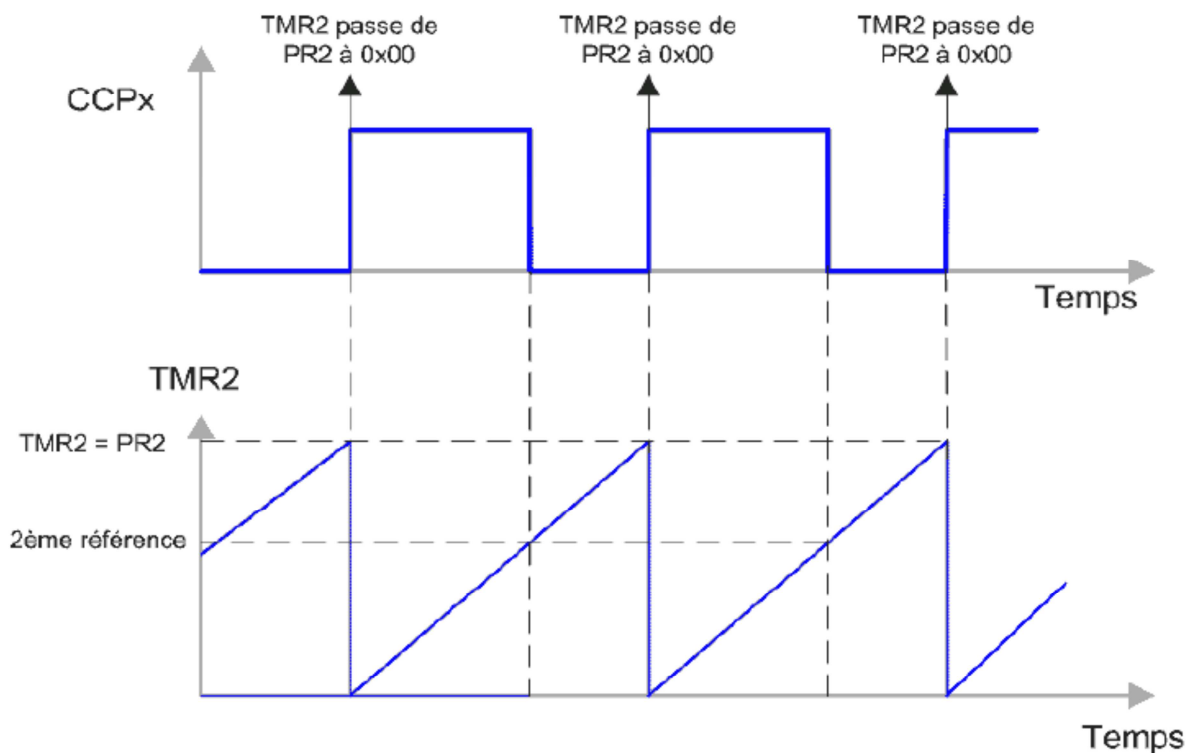


Figure III.7 : Génération du signal PWM

III.3 .2.1. Les registre utilisés pour la PWM

Le registre CCPxCON

Ce registre *CCPxCON* permet donc, en toute logique, de déterminer le mode de fonctionnement du module. Voici son contenu, « *x* » remplace « 1 » ou « 2 » suivant le module utilisé dans tout le reste du chapitre.

- b7 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b6 : Inutilisé : lu comme « 0 »
- b5 : CCPxX : module Capteur Compare and Pwm x bit X
- b4 : CCPxY : module Capteur Compare and Pwm x bit Y

- b3 : CCPxM3 : module Capteur Compare and Pwm x Mode select bit 3
- b2 : CCPxM2 : module Capteur Compare and Pwm x Mode select bit 2
- b1 : CCPxM1 : module Capteur Compare and Pwm x Mode select bit 1
- b0 : CCPxM0 : module Capteur Compare and Pwm x Mode select bit 0

Les bits $CCPxX$ et $CCPxY$ sont en fait les deux bits du poids faible qui complètent de 10 bits utilisés pour le mode de fonctionnement de PWM .

Les bits $CCPxM3$ à $CCPxM0$ servent à déterminer quel sera le mode de fonctionnement du module concerné, le $11xx$ est utilisé pour le module PWM .

Le registre T2CON

L'information Tc est gérée à partir du $timer2$. Il faut donc configurer le pré-diviseur et $PR2$ (le $postdiviseur$ n'intervient pas).

La mise en œuvre du $timer2$ s'effectue grâce au registre $T2CON$ et au registre $PR2$.

T2CON :

bit7	bit6	bit5	bit4	bit3	bit2	bit1	bit0
Non utilisé	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
0	/5 Calcul du postdiviseur				1	/16 Calcul du prédiviseur: 0 1	

Choix du pré-diviseur

bit1 : T2CKPS1	bit0 : T2CKPS0	/ Prédiviseur
0	0	1
0	1	4
1	0 ou 1	16

III.3.2.2. Initialisation correspondant à ce mode PWM

1. Configuration des broches du port C correspondant à $CCP1$ et $CCP2$ en sortie par une écriture dans le registre $TRISB$

2. Initialisation de $CCPxCON = 0$ (Tout les modes sont sur arrêt: capture, comparaison et PWM). Et $TMR2 = 0$ (Pour démarrage final du $Timer 2$).

3. Ecriture dans le registre $PR2$ afin d'établir la période (en choisissant déjà le rapport de prédivision d'horloge du $Timer 2$). n

4. Ecriture dans le registre $CCPRxL$ afin d'établir le rapport cyclique initial (sur les 8 bits de poids forts).

5. Ecriture dans le $CCPxCON$ afin de configurer le mode PWM et d'établir le rapport cyclique initial (sur 10 bits) à l'aide des bits $CPPxY$ et $CPPxX$ (2 bits de poids faibles).

6. Définition du rapport de pré-division d'horloge du $Timer2$ et démarrage du $Timer 2$ par une écriture dans le registre $T2CON$.

Une fois qu'on a bien compris toutes ces étapes il ne reste qu'à écrire le programme.

III.4. Choix du compilateur

Pour écrire le programme, au départ nous avons utilisé le compilateur *CCS* en langage *C*, et comme il est difficile à maîtriser nous ne sommes pas arrivés aux résultats recherchés avec la précision voulue. Pour cela notre choix est porté sur un autre type de compilateur appelé *CC5X* qui s'adapte sur *MPLAB IDE*.

Ce dernier est beaucoup plus facile à manipuler, sur tout il permet de comprendre chaque étape du programme. En plus il permet d'intervenir sur n'importe quel registre du *PIC* pour changer son état par une simple instruction.

III.4.1. Présentation de *MPLAB IDE*

Le *MPLAB IDE* est un outil de développement pour programmer les microcontrôleurs.

Ce logiciel permettra de créer un programme, de l'assembler et le simuler avant de le transférer vers la mémoire flash du *PIC*.

MPLAB IDE permet :

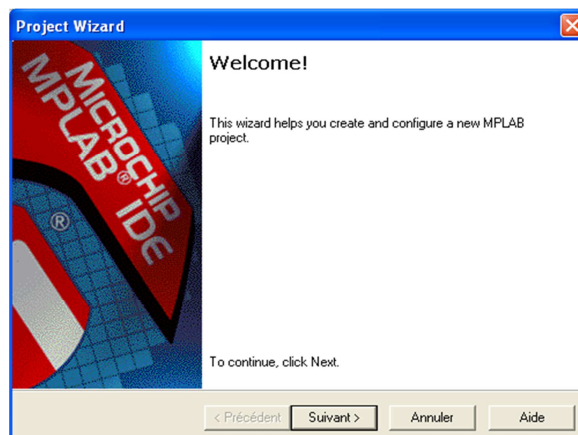
- D'assembler, compiler et lier les fichiers sources qui peuvent provenir de langages différents
- D'effectuer des mesures temporelles avec le simulateur ou l'émulateur
- De voir les variables grâce à des fenêtres d'observation (*watch windows*).

III.4.2. Création d'un nouveau projet

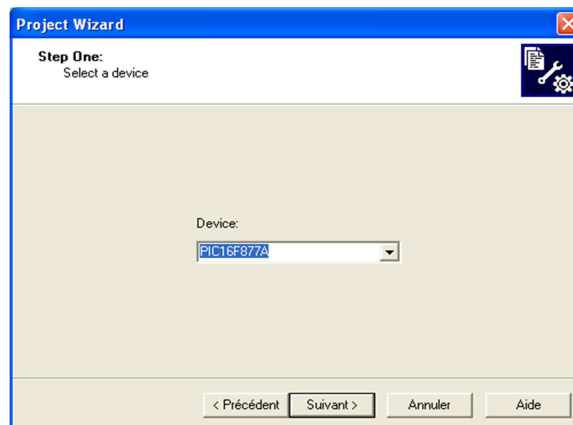
Les différents fichiers nécessaires à *MPLAB* lors d'un développement pour microcontrôleur sont représentés comme suite :

La première action à effectuer est donc la création d'un nouveau projet.

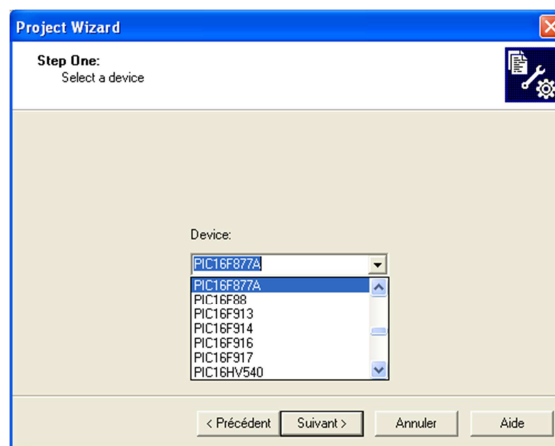
- Après avoir lancé *MPLAB*, Choisir dans le menu « *Projet* » l'action « *projet wizard* »



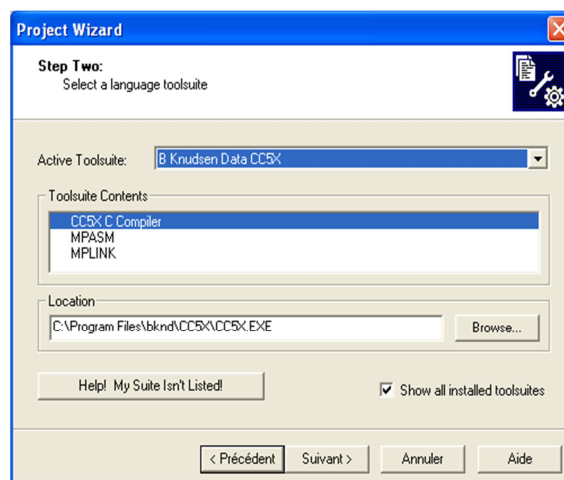
- L'assistance de création de projet s'affiche.



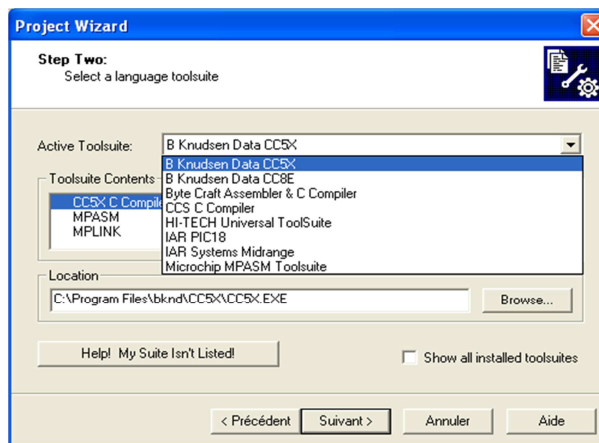
- Cliquez sur « *suivant* ».
- La première étape consiste à indiquer la référence du microcontrôleur qui sera utilisé.



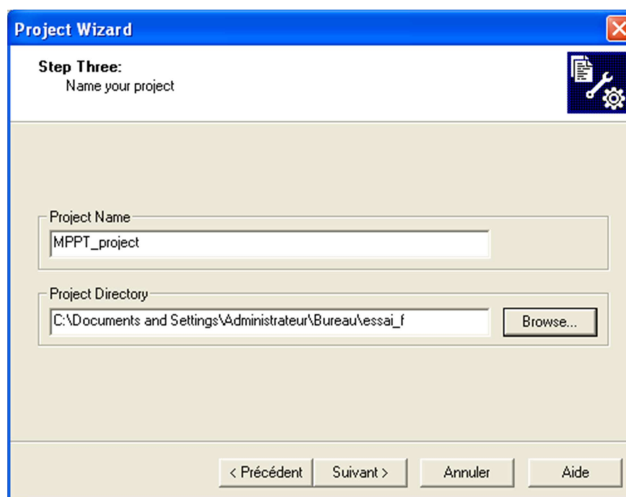
- Cliquer ensuite sur « *suivant* ».
- La seconde étape consiste à indiquer le langage qui sera utilisé pour la programmation. Dans certains cas, la liste des différents langages n'est pas complète, cocher alors la case « *show all installed tool suites* »



- pour une programmation en *assembleur* choisir pour la rubrique « *Active Toolsuite* » le langage « *Microchip MPASM toolsuite* ».
- pour une programmation en *langage C*, choisir pour la rubrique « *Active Toolsuite* » le langage « *Bknudsen Data.CC5X* ».



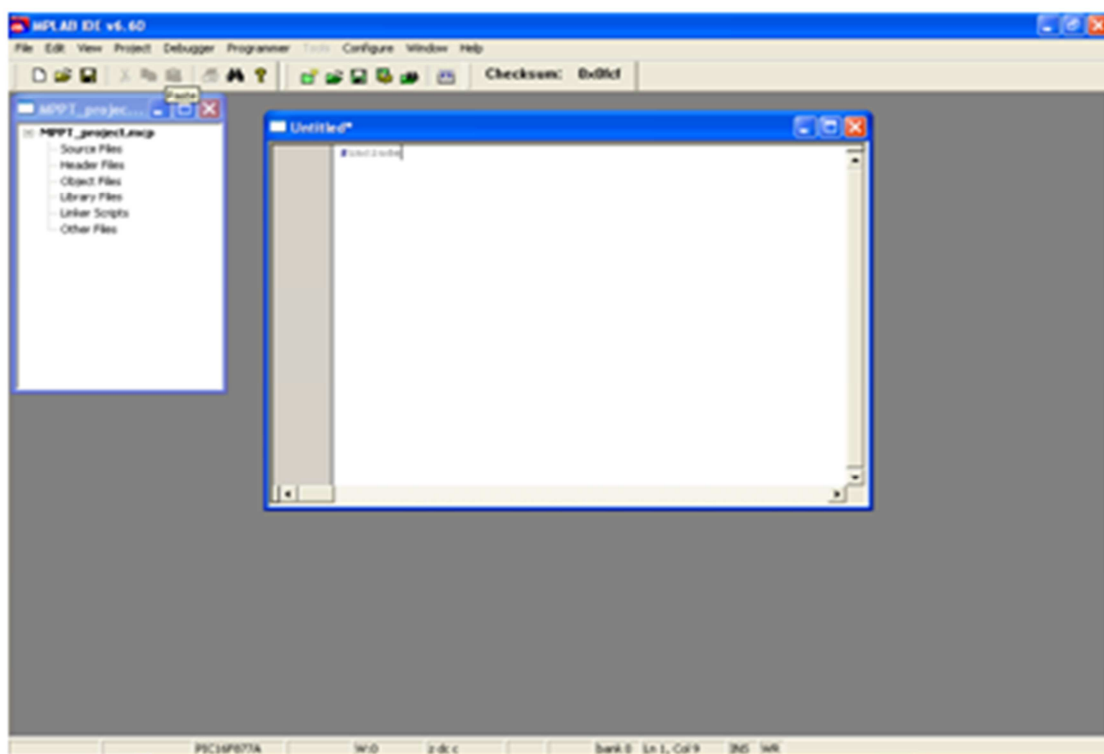
- cliquer en suite sur « *suivant* ».
- la troisième étape consiste à indiquer le nom du projet ainsi que son emplacement.
- indiquer dans la case « *create new project file* » le nom souhaité pour le projet, en utilisant le bouton « *browse* » pour parcourir l'arborescence des répertoires, et éventuellement créer un nouveau répertoire.



- cliquer sur « *suivant* ».
- la dernière étape permet éventuellement d'ajouter au projet un fichier source existant (en assembleur-*extension.ASM* ou en langage *C-extension.C*). Dans le cas où aucun fichier source existant n'est à incorporer au projet, cliquer directement sur « *suivant* ».
- pour ajouter un fichier source existant, parcourir l'arborescence dans la fenêtre de gauche, sélectionner le fichier désiré puis cliquer sur le bouton « *Add* » cocher ensuite la case située à gauche du nom du fichier pour qu'il soit copié à partir de son emplacement d'origine dans le répertoire du projet.
- Cliquer en suite sur « *suivant* ».

- L'assistant de création de projet affiche un résumé de celui-ci : contrôler les différentes informations présentées :
 - Référence du microcontrôleur ;
 - Outil utilisé en fonction du langage ;
 - Répertoire du projet.
- Cliquer sur « terminer » pour valider la création du projet.
- *MPLAB* affiche dans une fenêtre le nom du projet (d'extension.mcp « *Microchip Projet*). Celui-ci mentionne éventuellement le nom du fichier source spécifié à l'étape 4 précédente, un double clic sur celui-ci permet de l'ouvrir en vue de l'éditer.
- Si aucun fichier existant n'a été incorporé au projet à l'étape 4, choisir dans le menu « *fil* » l'option « *New* » ou cliquer sur l'icône
- Une fenêtre d'édition apparaît. Taper le texte du programme source (*en assembleur ou en C*). Puis enregistrer le fichier dans le même répertoire que celui de projet.
- Incorporer ce nouveau fichier source au projet en choisissant l'option « *Add files* » dans le menu contextuel (obtenu par un clic du bouton droit de la souris) de la rubrique « *source files* ».
- Rechercher puis sélectionner le fichier sauvegardé précédemment.

Une fois que nous avons fait toutes ces étapes il ne restera qu'à commencer l'écriture de programme.



Après avoir écrit le programme nous l'avons simulé à l'aide de *PROTEUS*. Ce dernier nous a permis de réaliser le circuit du *PIC 16F887A* auquel nous avons ajouté un afficheur *LCD* pour afficher les

valeurs de la tension (V_{pv}), du courant (I_{pv}), de la puissance (P_{pv}), et le rapport cyclique (α) à chaque variation de la température ou d'éclairement. Une fois que le programme est injecté dans le PIC on commence la simulation. Pour chaque variation de la puissance (P_{pv}) c.à.d. (I_{pv} et V_{pv}) nous visualisons le signal de rapport cyclique (α) à l'aide d'oscilloscope.

C'est avec ce signal qu'on commande le hacheur élévateur entrelacé que nous avons dimensionné dans le chapitre précédent.

La figure suivante illustre le circuit de simulation et le signal de commande de la MPPT.

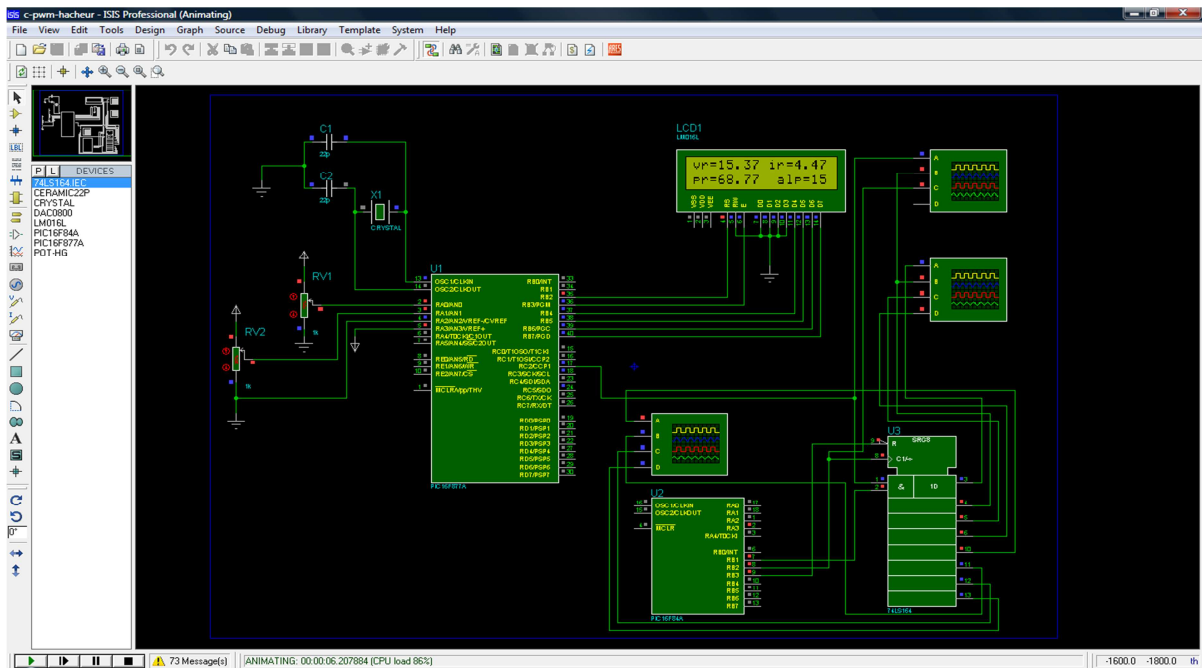


Figure III.8 : Résultats de simulation.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre une description des modules les plus importants du *PIC* a été présentés à savoir : la conversion analogique/numérique et le module de la modulation de la largeur d'impulsion.

Enfin, une simulation du programme sous le logiciel *PROTEUS* à été réalisée.

Chapitre IV

Conception et réalisation du convertisseur

MPPT

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre nous détaillerons la réalisation électronique de la commande du hacheur entrelacé muni de la commande *MPPT* numérique développée dans le cadre de ce projet. Pour atteindre ce but, nous avons réalisés différentes cartes électroniques :

- Le bloc alimentation,
- Carte des capteurs,
- La carte du *PIC* avec afficheur et registre à décalage,
- La carte des inverseurs qui nous permet d'inverser les signaux de registre à décalage,
- La carte des drivers qui amplifie le signal de commande avant d'attaquer l'interrupteur de convertisseur (*MOSFET*),
- Et la carte du hacheur élévateur entrelacé.

La gestion du *PIC* est assurée par un algorithme *MPPT* que nous avons préalablement chargé dans la mémoire interne de ce dernier pour que l'adaptation se fasse automatiquement à tout instant. L'objectif principal de cet algorithme est d'effectuer une recherche automatisée du *PPM* du panneau photovoltaïque.

IV.2. Description de l'installation

La figure (IV.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 (IV.1).



Figure IV.1 : Modules *PV* installés sur le toit du laboratoire LATAGE.

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

Tableau IV.1 : Caractéristiques du panneau solaire du *LATAG-UMMTO*

IV.3. Description de la commande *MPPT* à réaliser

Notre réalisation *MPPT* se base sur la méthode de « Perturbation et Observation *P&O* » pour sa simplicité. La figure (IV.2) présente le schéma de principe de la commande *MPPT*.

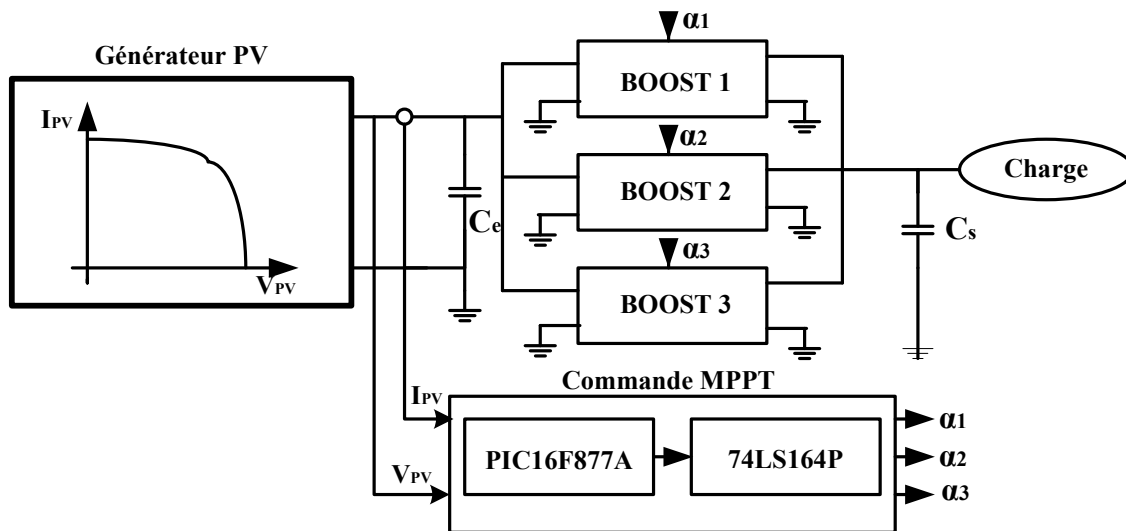


Figure IV.2 : Schéma de principe de la *MPPT*

Le schéma de principe présenté dans la figure (IV.2) 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. Dans ce qui suit, nous présenterons le fonctionnement de chaque partie.

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 :

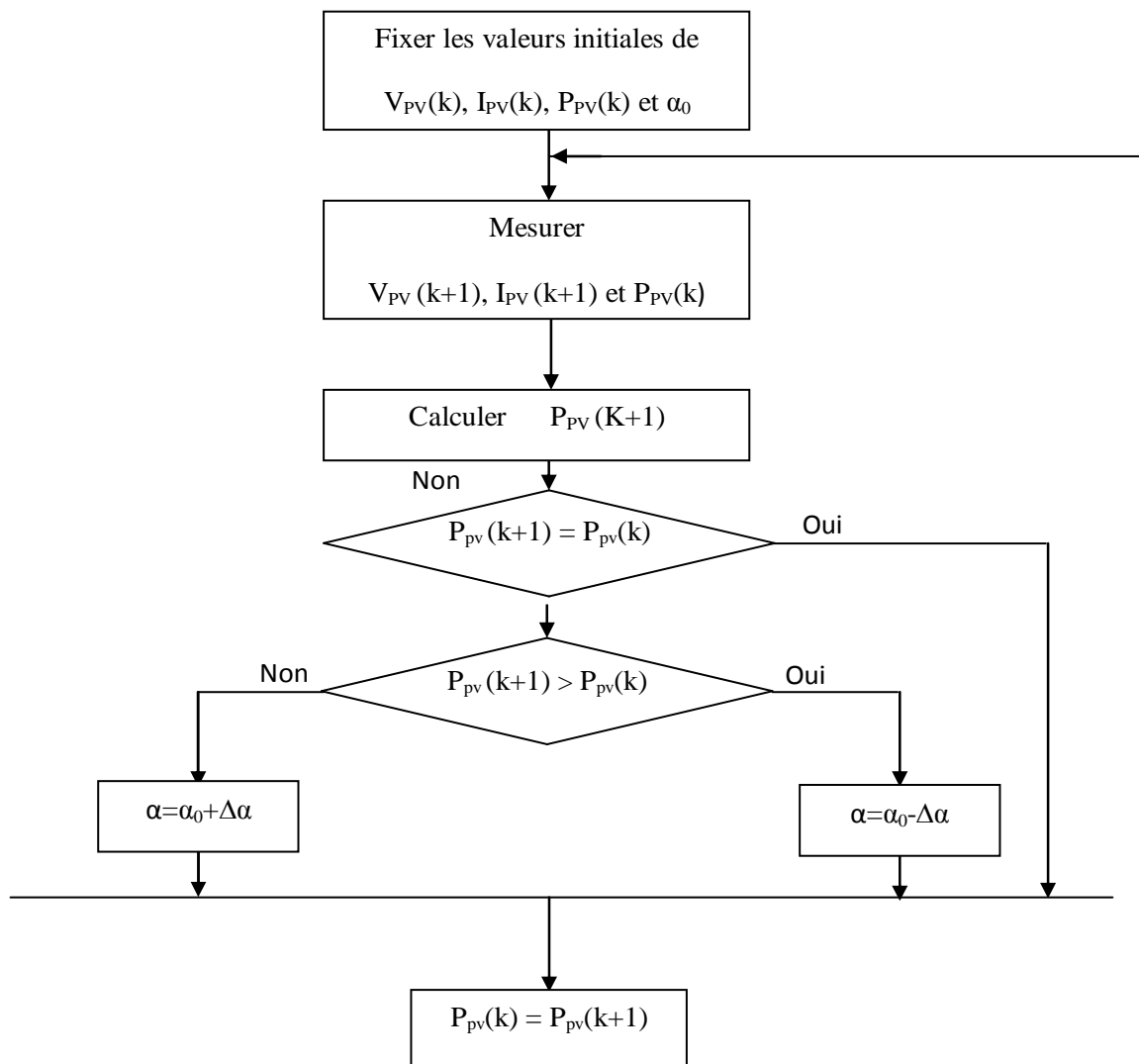


Figure IV.3 Organigramme utilisé pour la commande *MPPT*

La figure (IV.3) 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 $P_{pv}(k+1)$.

IV.4. Les différentes cartes réalisées

IV.4.1. bloc d'alimentation

Afin d'assurer l'alimentation des différentes cartes électroniques, nous avons réalisé une carte à trois niveaux de tension (+5V, +15V, et -15V), plusieurs composants sont utilisés dans cette carte:

- 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...).

IV.4.2. Partie mesure

La mesure de la tension et de courant du panneau photovoltaïque est nécessaire au calcul de la puissance produite par ce dernier, le principe de cette mesure est illustré dans la figure (IV.4). Le microcontrôleur que nous avons utilisé pour l'implémentation de la technique *MPPT* appartient à la famille 16F, ce choix n'est pas fortuit puisque, les microcontrôleurs de cette famille permettent la conversion analogique numérique et présentent un coût faible.

L'implémentation de la technique *MPPT* par ce microcontrôleur repose sur l'acquisition du courant et la tension fournis par cette carte de mesure. La mesure se fait grâce à deux capteurs. Ces capteurs sont nécessaires afin d'ajuster le rapport cyclique du hacheur entrelacé.

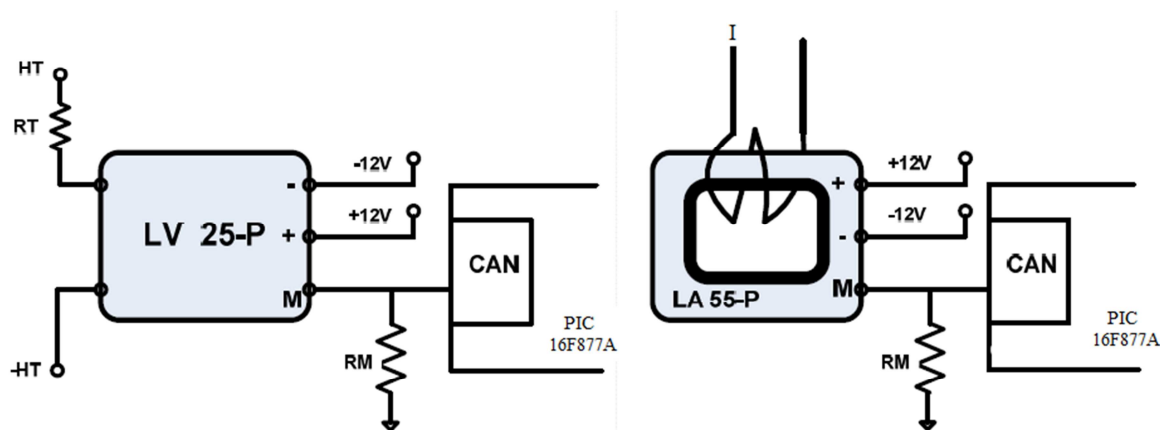


Figure IV.4 : Schéma de principe des deux capteurs.

L'acquisition de la tension se fait grâce à un capteur de tension *LV 25-P* (LEM) placé aux bornes du panneau *PV* (figure IV.5).



Figure IV.5 : Capteur de tension utilisé

L'adaptation de la tension à la sortie du capteur à celle supportée par le microcontrôleur est effectuée en utilisant l'équation (IV.1). Des résistances sont alors ajoutées pour respecter le niveau de tension de 5 V, lorsque le panneau solaire fonctionne sous sa tension maximale.

$$V_s = K_V \cdot K_p \cdots \text{avec} \cdots K_V = K_N \frac{R_m}{R_1} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

K_N : rapport de transformation du capteur $K_N = 2500/1000$.

Si le panneau solaire fournit 21.9 Volts en sortie la tension qui sera présente aux bornes du pic est de 5 Volts de même, si la tension du panneau est plus faible alors la tension aux bornes du pic sera elle aussi faible. Cette tension ne pourra donc en aucun cas dépasser les 5 Volts.

Capteur de Courant

L'acquisition du courant est réalisée par un capteur à effet hall LA 55-P (LEM, voir la figure (IV.6)) qui délivre une tension proportionnelle au courant qui passe dans ce composant. La documentation technique définit le rapport entre la tension et le courant et par la relation suivante :

$$V_s = K_i \cdot I_p \cdots \text{avec} \cdots K_i = R_m \cdot K_N \quad (\text{IV.2})$$

K_N : rapport de transformation du capteur du courant, $K_N = 2/1000$.

I_p : courant primaire délivré par le panneau solaire.



Figure IV.6 : Capteur de courant utilisé

Si le panneau solaire délivre un courant de 4.96 Ampères en sortie, la tension qui sera présente aux bornes du pic est de 5 Volts, de même si le courant du panneau est plus faible alors la tension aux bornes du pic sera elle aussi faible. Cette tension ne pourra donc en aucun cas dépasser les 5 Volts.

La carte de mesure de la tension et du courant des panneaux *PV* que nous avons réalisé est illustrée par la figure IV.7 :

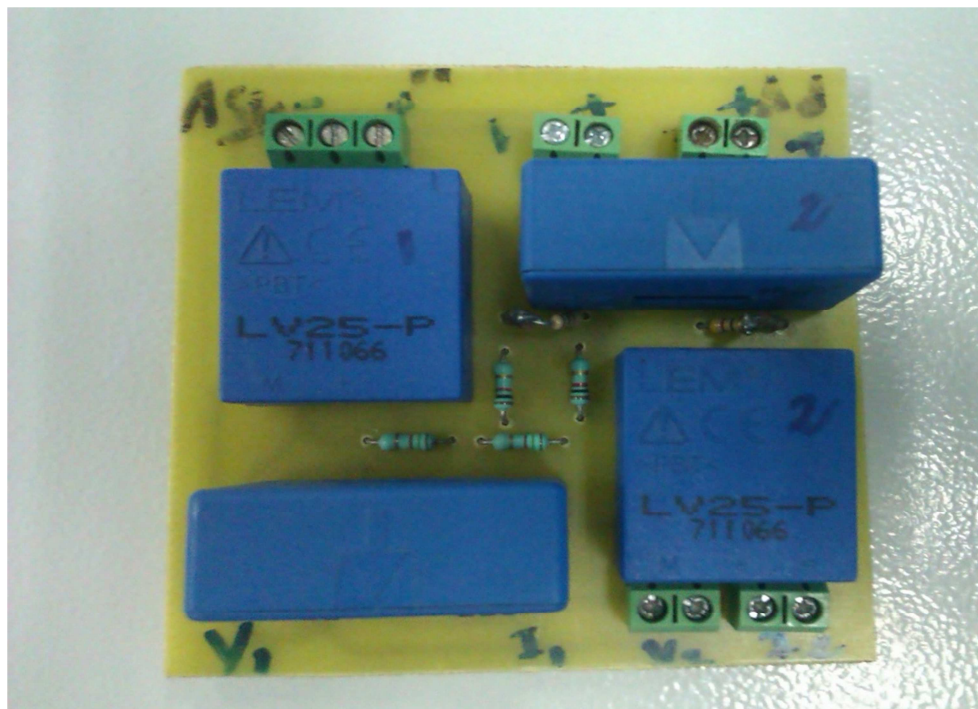


Figure IV.7 : carte de la mesure de tension et du courant.

IV.4.3. Partie contrôle

IV.4.3.1. La carte du microcontrôleur

C'est une carte multifonction, elle est constituée de deux microcontrôleurs, un registre à décalage et d'un afficheur *LCD*. Elle est représentée par la figure (IV.11). Le microcontrôleur principal (*16F877A*) reçoit les données d'acquisitions de la tension et courant du panneau photovoltaïque et génère le 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.

Le registre à décalage est très important dans notre application, en effet, ce dernier permet de réaliser le décalage du signal *MLI* généré par le microcontrôleur principal, après l'adaptation, ces signaux sont appliqués sur les gâchettes des *MOSFETs*. Leurs schémas de brochage sont donnés par les figures (IV.8, IV.9 et IV.10)

L'afficheur *LCD 2x16* pour afficher à chaque fois les valeur de la puissance, la tension, et le courant du *GPV* et le rapport cyclique α .

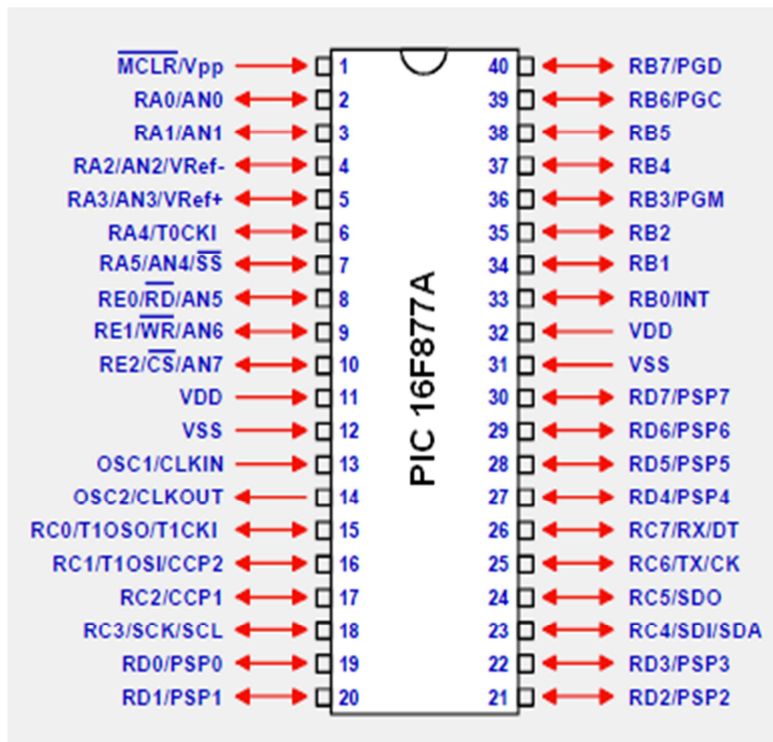


Figure IV.8. Schéma de brochage du PIC 16F877A.

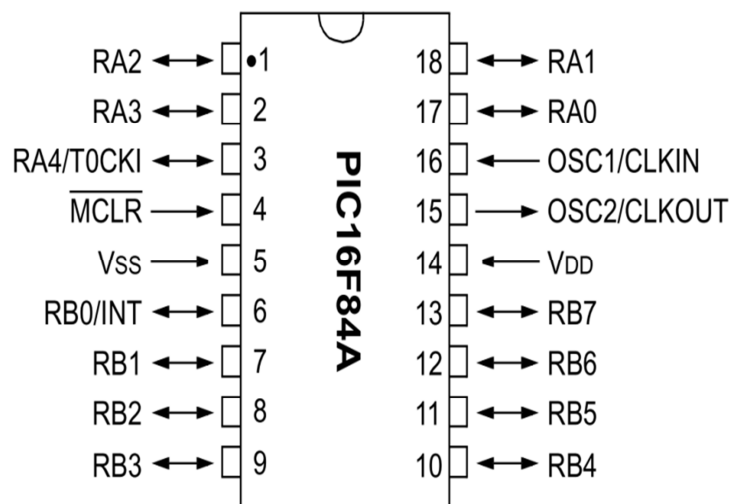


Figure IV.9. Schéma de brochage du PIC 16F84A.

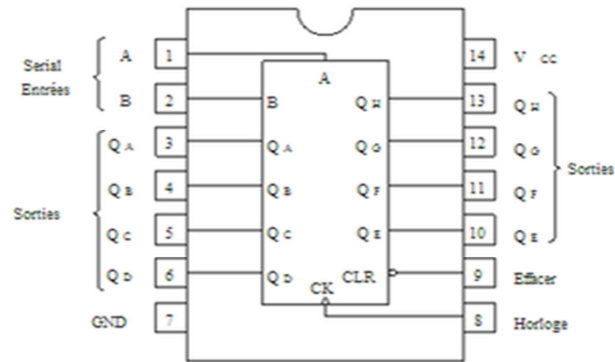


Figure IV.10. Schéma du brochage du registre à décalage 74LS164P

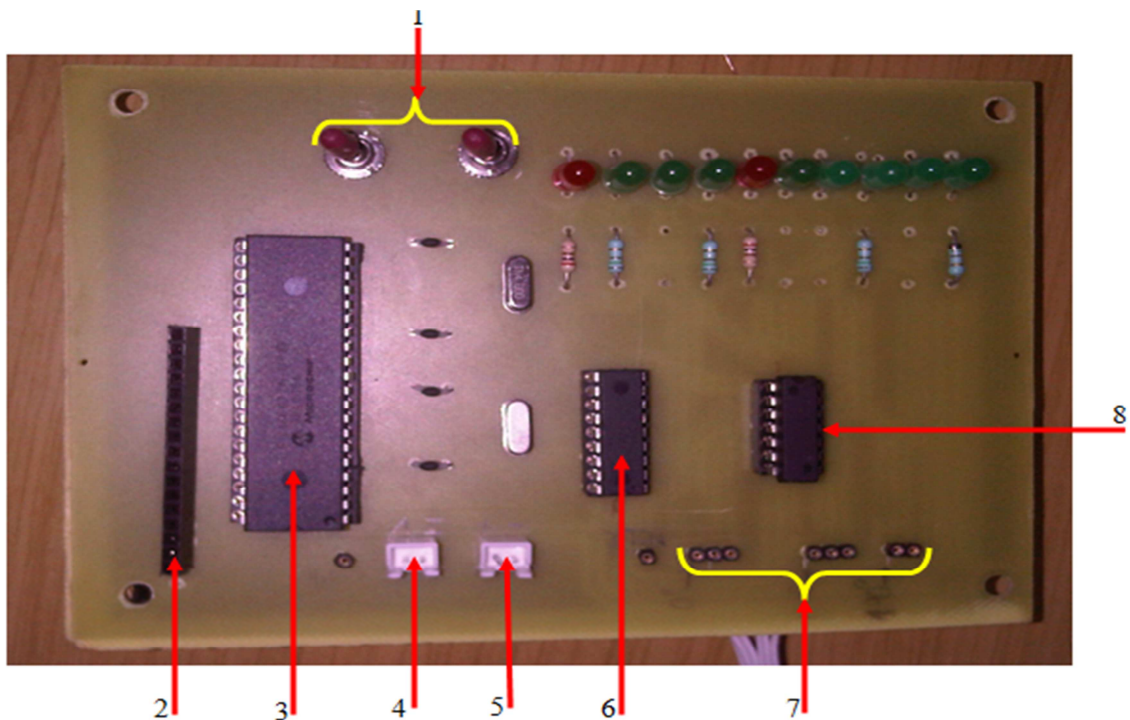


Figure IV.11 : carte du PIC

Les différents composants constituent cette carte sont :

- 1- La remise à zéro des deux PICs ;
- 2- Le connecteur de l'afficheur LCD 2x16 ;
- 3- Le microcontrôleur 16F877A ;
- 4- Le connecteur de la mesure (I et V) ;
- 5- Le connecteur d'alimentation des composants ;
- 6- Le microcontrôleur 16F84A ;
- 7- Les sorties de registre à décalage ;
- 8- Le registre à décalage 74LS164P.

IV.4.3.2. Carte des inverseurs

Cette carte comporte deux inverseur et un circuit de protection de registre à décalage, elle est donnée par la figure (IV.13) ces inverseur sert à inverser les signaux du registre à décalage avant de les connectés à la carte des driver. Son schéma de brochage est donné comme suite :

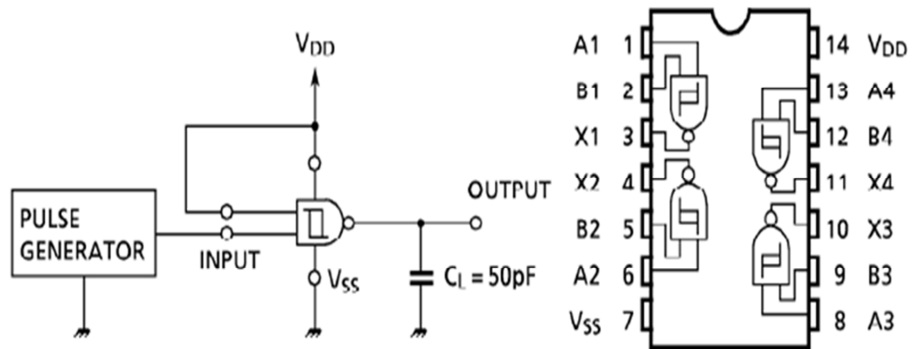


Figure IV.12. Schéma du brochage du l'inverseur utiliser

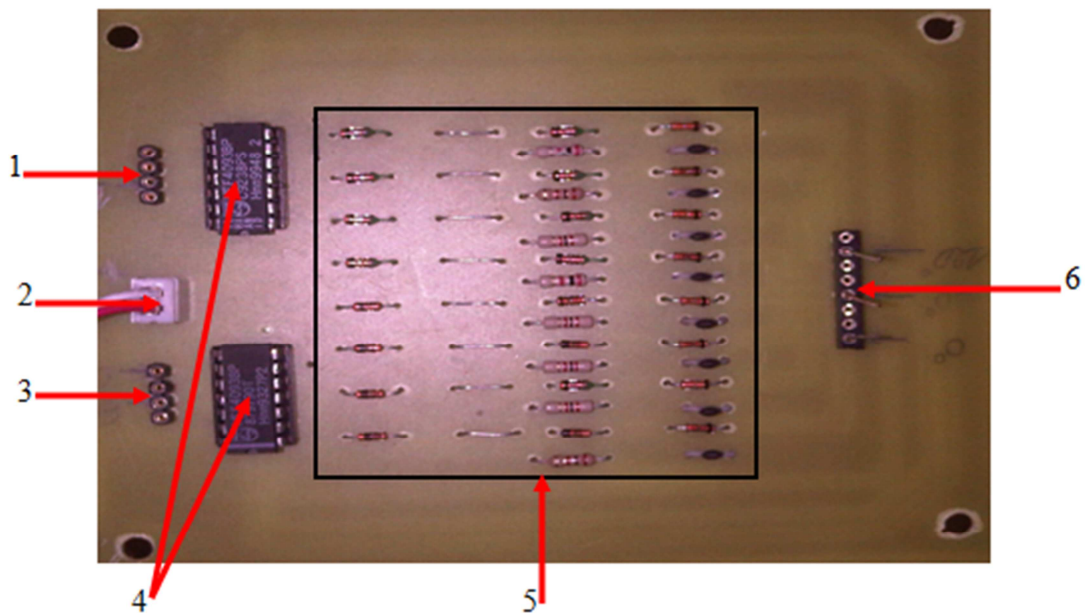


Figure IV.13 : Carte des inverseurs

- 1- et 3 Les signaux inversés ;
- 2 : L'alimentation des deux inverseurs ;
- 4 : Les Inverseurs de type *HEF 4093BP* ;
- 5 : Les circuits de protection de registre à décalage ;
- 6 : Les signaux de *PIC* à inversés.

III.4.3.3. Carte des driver

Cette carte se compose de trois driver (voir la figure IV.15) qui sont utilisés pour élever l'amplitude de signal MLI qui est générée par le microcontrôleur afin d'être utilisé comme signal de commande des MOSFET du convertisseur. Son circuit de brochage est donné par la figure ci-dessous

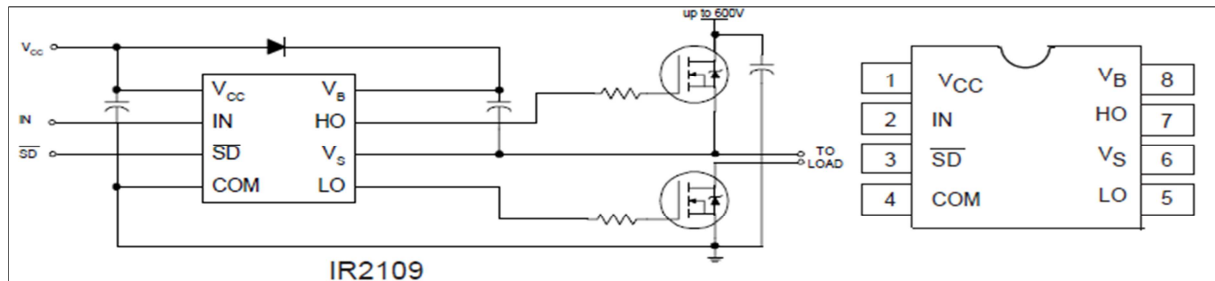


Figure IV.14. Schéma du brochage du driver

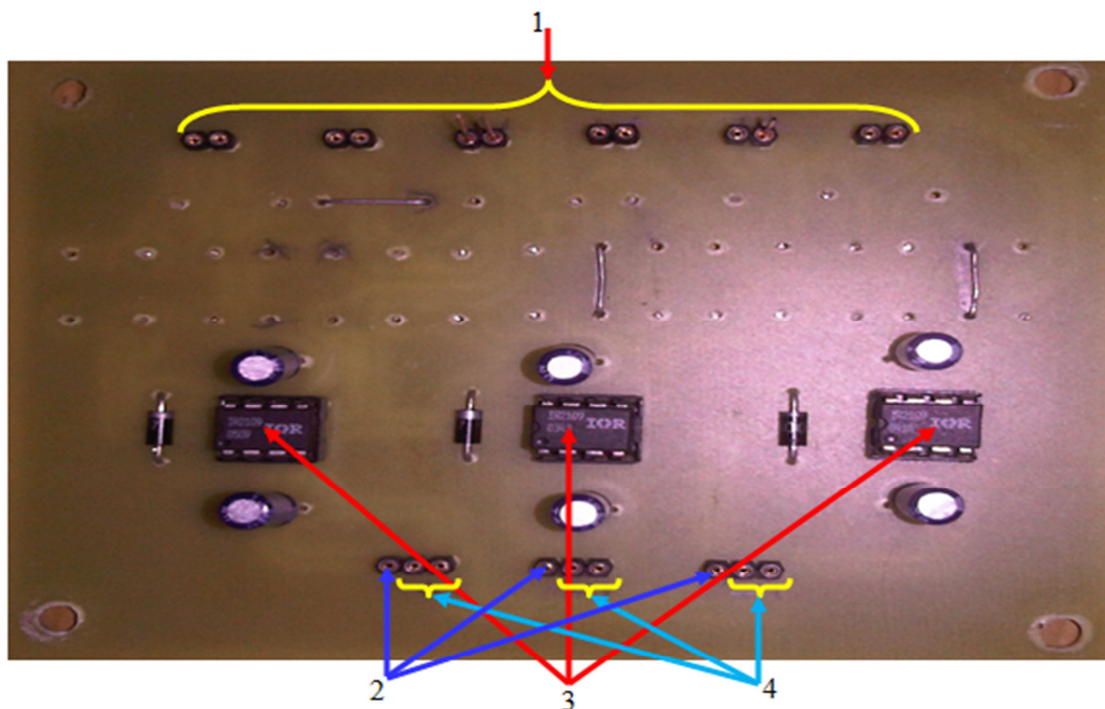


Figure IV.15 : carte de Drivers

- 1- Les signaux récupérés sur les sorties *LO* des trois drivers ;
- 2- Les signaux de commande générés par le *PIC* ;
- 3- Les drivers de type *IR0921* ;
- 4- L'alimentation des drivers.

La figure suivante illustre l'image d'une image du driver utilisé

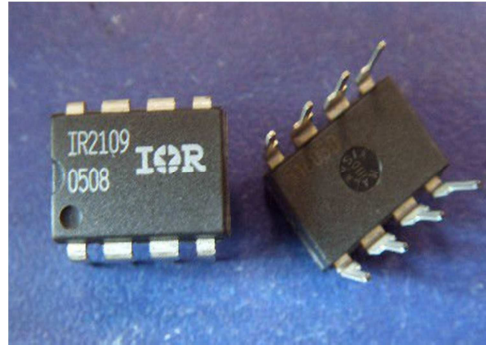


Figure IV.16 : driver de type *IR2109*

Pour assurer la protection du circuit de commande du circuit de puissance, une carte des opto-coupleurs a été réalisée. Ce composant assure une isolation galvanique entre ces deux circuits et sépare leurs masses. Son schéma est représenté par la figure (IV.17)

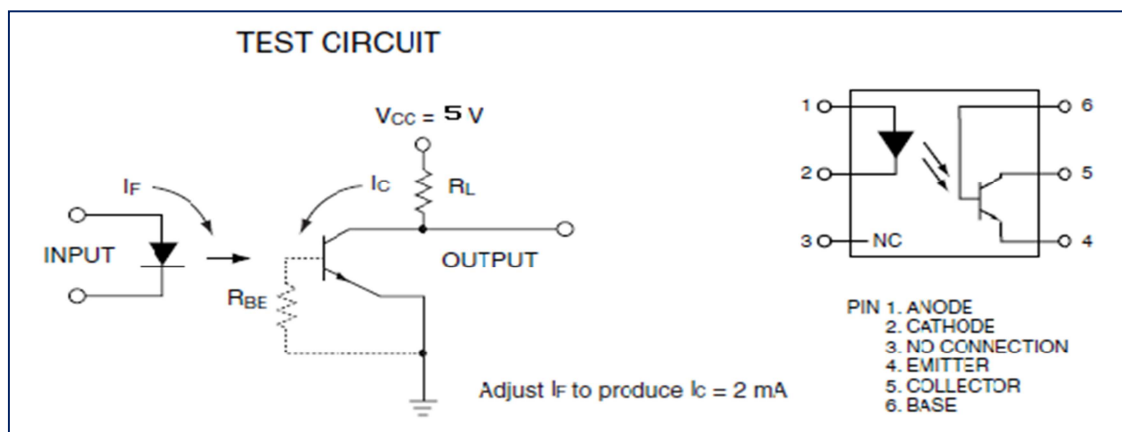


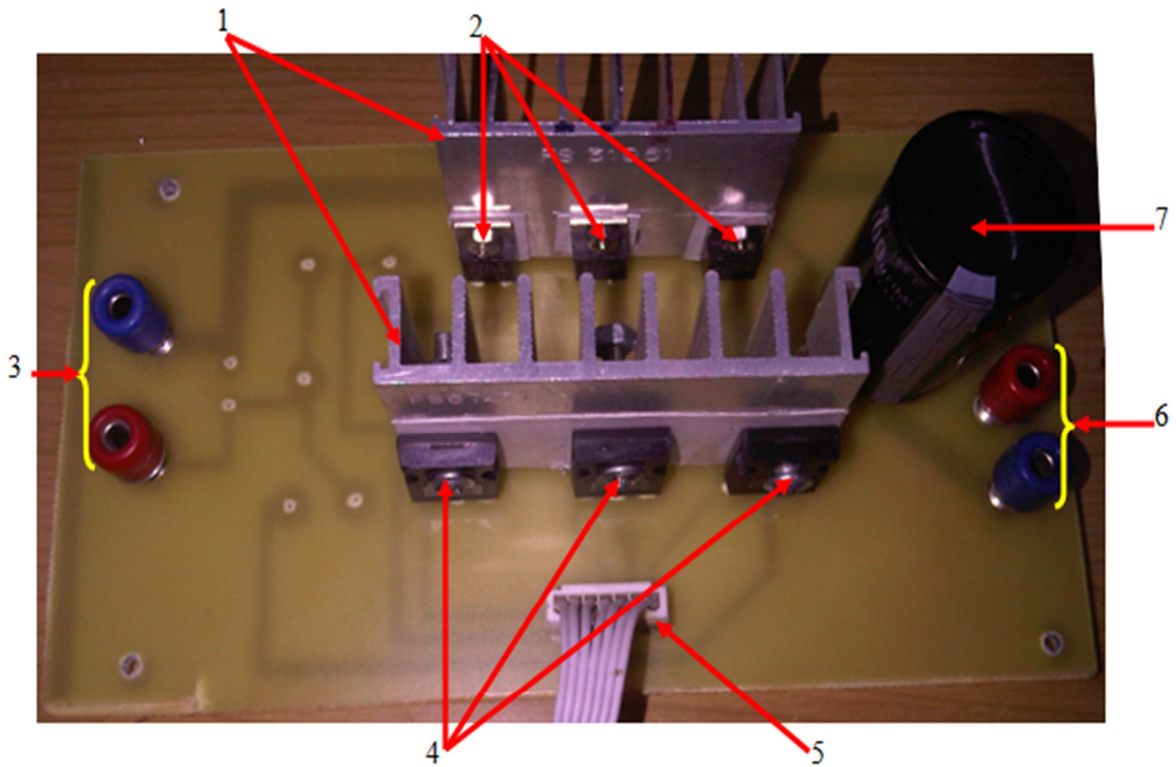
Figure IV.17 : Schéma de l'opto-coupleur utiliser

IV.4.4. Carte du hacheur élévateur entrelacé

Ce 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 émise 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 (IV.18) illustre la carte du hacheur élévateur entrelacé à trois niveaux.



La figure IV.18 : Carte du hacheur élévateur entrelacé trois niveaux

- 1- Radiateurs de dissipation
- 2- Diode rapide de type *BY329*
- 3- Connecteurs d'entrée du convertisseur
- 4- *MOSFET* de type *IRFP360*
- 5- Signaux de commande
- 6- Connecteurs de Sortie du convertisseur
- 7- Condensateur de sortie.

IV.6. Choix des semi-conducteurs

Dans cette partie, nous allons voir comment choisir les éléments qui permettent de constituer et d'assurer le bon fonctionnement du système.

Pour dimensionner les composants d'un convertisseur, il faut connaître la puissance d'entrée et la puissance de sortie souhaitée, le courant d'entrée et le courant de sortie, ainsi que la tension d'entrée.

IV.6.1. Choix de la diode

La diode utilisée doit être extrêmement rapide. Les pertes par recouvrements inverses sont générées par ces diodes, en conséquence, plus elles seront bonnes, moins il y aura de pertes.

Notre choix s'est porté sur des diodes de type *BY392*. Ce sont des diodes peu coûteuses, très rapides (quelques ns) et surtout, c'est le seul type de diodes qui est disponible au laboratoire.

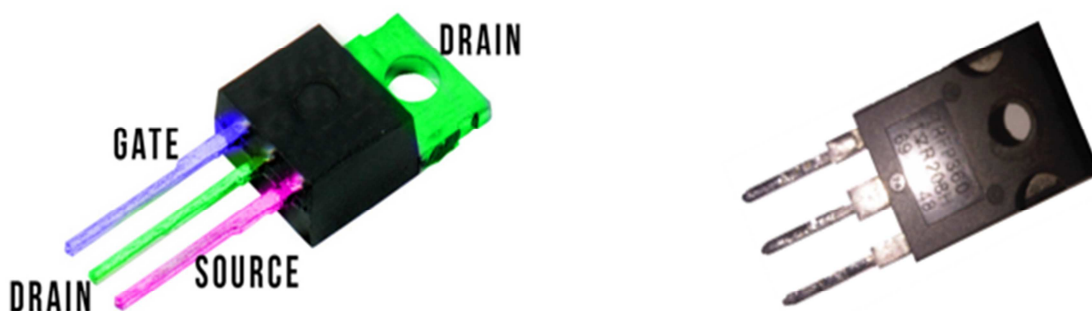
Le tableau donné en annexe (*B*) indique les valeurs limites en conformité avec le système maximum absolue (*IEC 134*) de la diode.



Figure IV.19 : Image de la Diode BY 326

IV.6.2. Choix du MOSFET

Le transistor choisi doit pouvoir supporter à ses bornes la tension qui va lui être imposée, et doit également fonctionner à la fréquence désirée. Une des raisons d'avoir choisi un MOSFET est sa fréquence de fonctionnement qui dépasse les *100kHz*. Le MOSFET choisi est de type *IRFP360* qui est représenté dans la figure (*IV.21*). Le courant de drain maximal est de *32A*, sa tension maximale est de *400V* et enfin sa résistance à l'état passant ($R_{DS(on)}$) est de *0.20 Ohms*. Son datasheet est donnée dans l'annexe ainsi que celui de la diode rapide.



IV.20 : Image du MOSFET IRFP360

IV.7. Résultats expérimentaux

Pour tester les performances du hacheur réalisé, nous avons effectué quelques essais sur une charge purement résistive. Le banc d'essais réalisé est illustré par la figure (IV.21), 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 double voies.

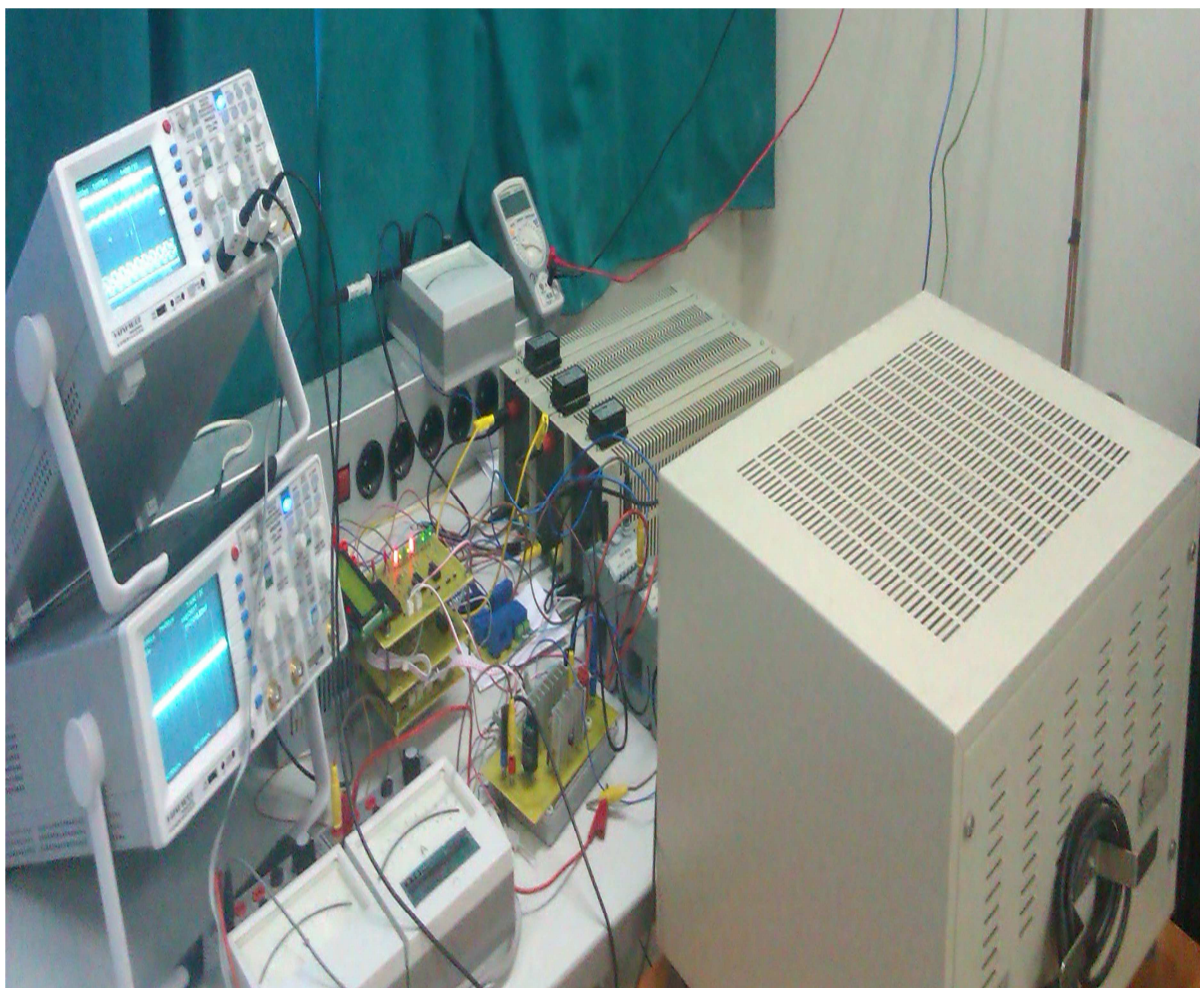


Figure IV.21 : Vue de l'ensemble du banc d'essai

Les figures (IV.22) et (IV.23) montrent respectivement 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 $T/3$.

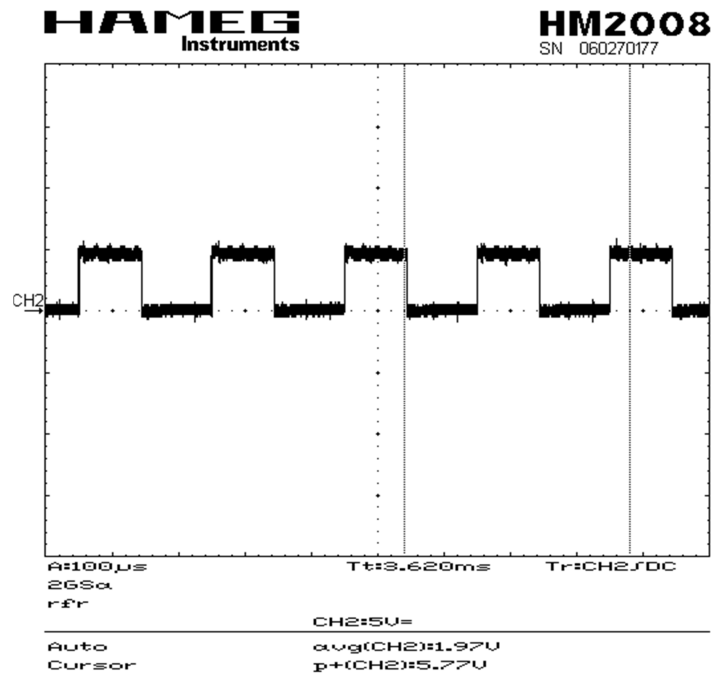


Figure IV.22 : Signal de commande généré par le *PIC16F877A*

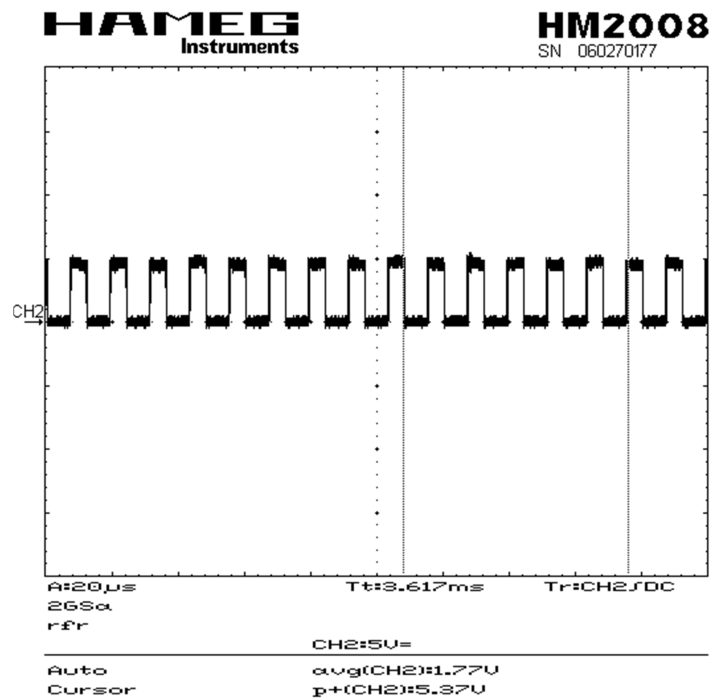


Figure IV.23 : Signal de commande généré par le *PIC16F84A*

La figure (IV.24) montre les formes d'ondes des signaux de commande générés, Les trois signaux obtenus sur LC1, LC2 et LC3 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.

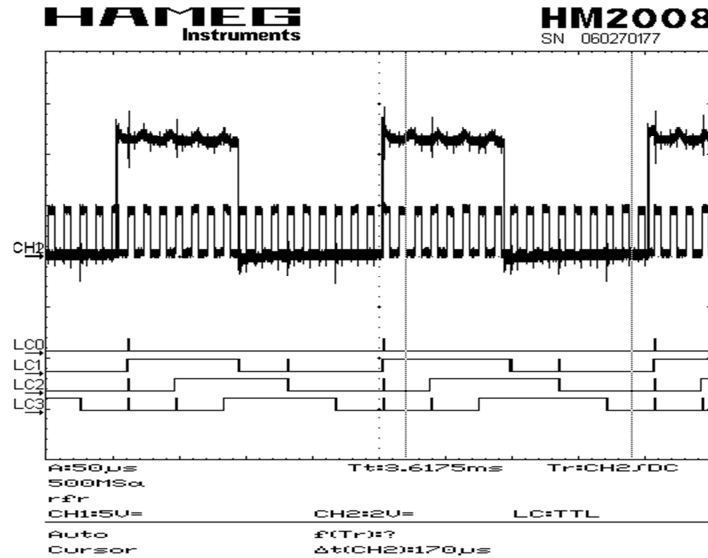


Figure IV.24 : Formes d'ondes des signaux de commande

Sur la figure IV.25 sont représentées les formes d'ondes du courant issues de chaque bras du hacheur, il est évident que le courant du troisième bras n'est pas représenté sur la même figure, du fait que l'oscilloscope ne possède que deux canaux de visualisation. Les courants ont la même amplitude mais décalés dans le temps. Il en est de même pour le troisième signal du courant que nous avons visualisé tout seul. Ces résultats montrent que les bras du hacheur sont identiques et symétriques.

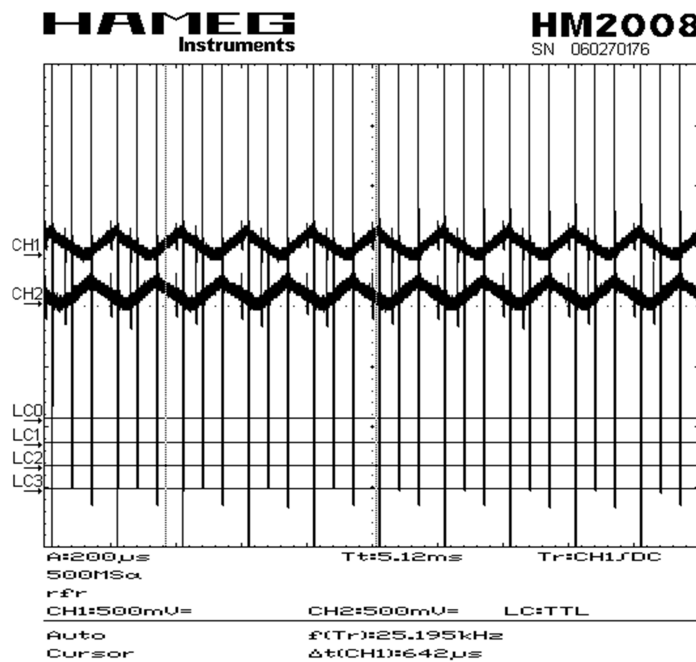


Figure IV.25 : Formes d'ondes des courants des bras du hacheur

Les figures (IV.26 et IV.27) montrent 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 convertisseur, 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 du 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 sont données par la figure (IV.28).



Figure IV.26 : formes d'ondes des tensions d'entrée/sortie du convertisseur

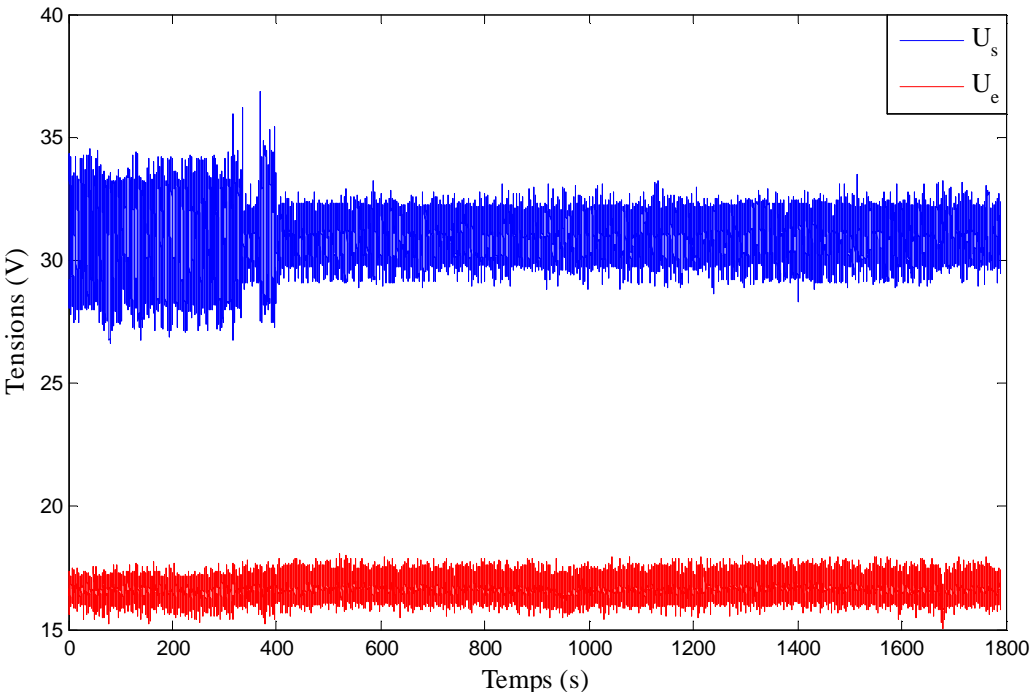


Figure IV.27 : Les tensions d'entrée/sortie du convertisseur obtenues par DSpace

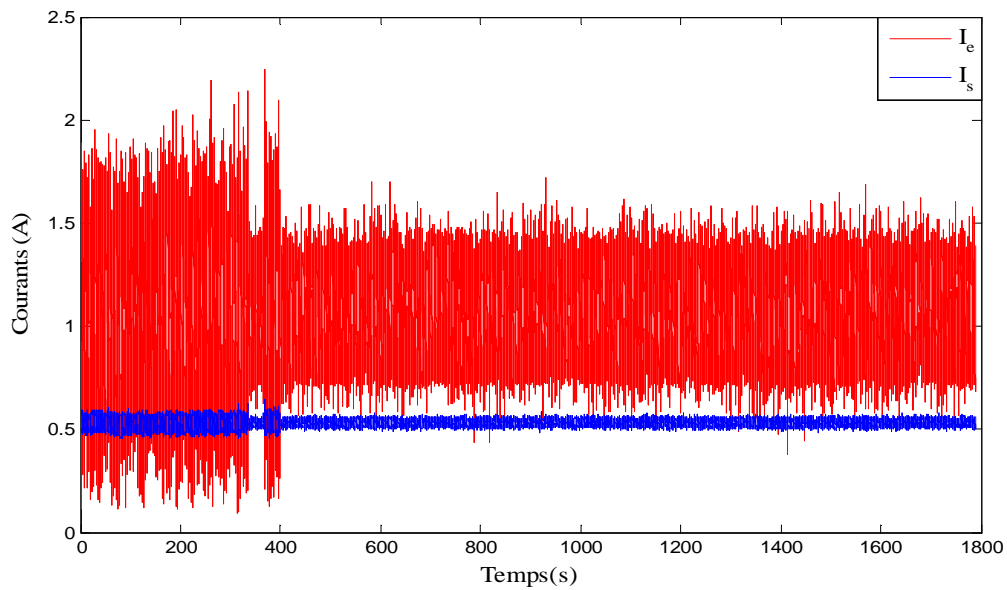


Figure IV.28 : Les courants d'entrée/sortie du convertisseur obtenues par DSpace

Les résultats obtenus par l'essai que nous avons effectué le : 04/09/2013 de 10h à 13h sont illustrés par la figure (IV.29), celle-ci représente les puissances d'entrée et de la sortie du convertisseur. Les valeurs de ces grandeurs sont données par le tableau (3) de l'annexe C.

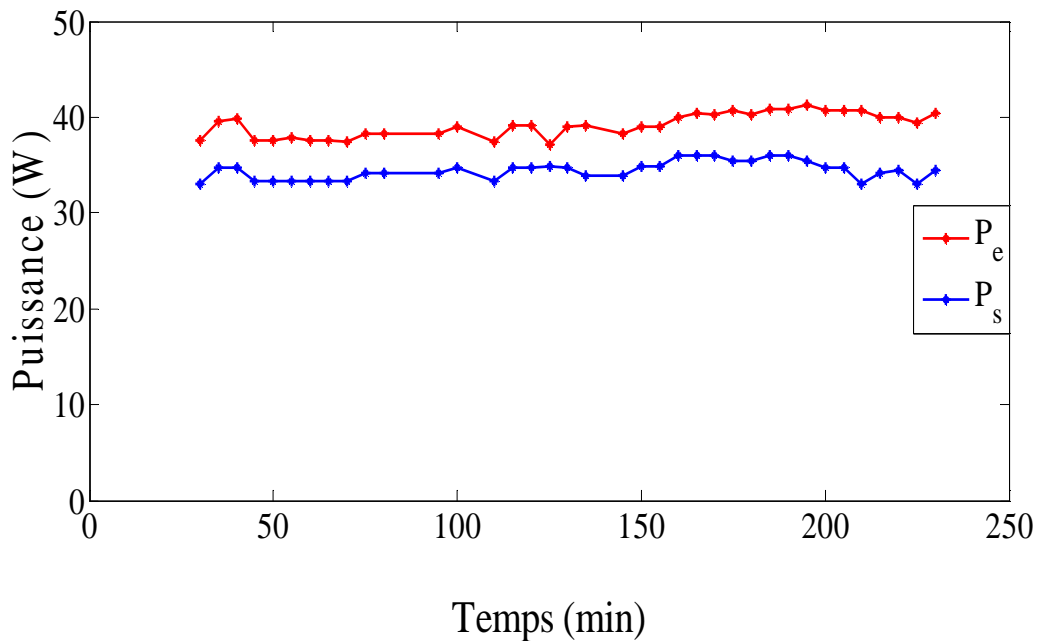


Figure IV.28 : allures de la puissance d'entrée/sortie du convertisseur

D'après ces courbes, on remarque que l'allure de la puissance de sortie suit celle de la puissance d'entrée avec une légère différence qui est dû aux pertes existantes dans les différents composants du convertisseur.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons réalisé un hacheur élévateur entrelacé à 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. Ce convertisseur est composé de 3 modules identiques. Cette structure est utilisée pour améliorer le rendement de différentes installations, et diminuer les différentes ondulations existantes. Plusieurs circuits imprimés ont été réalisés pour assurer la liaison électrique des différents éléments du convertisseur.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, les enjeux et les développements actuels des systèmes photovoltaïques sont présentés au premier lieu, le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque ainsi que les différentes structures basées sur les techniques *MPPT* des systèmes photovoltaïques ont été présentés également dans cette partie.

Ensuite, les différentes topologies utilisant des convertisseurs d'électronique de puissance ont été revues. Ces topologies montrent qu'actuellement une forte tendance vers l'utilisation de plus en plus des hacheurs parallèles pour assurer le fonctionnement à rendement maximal.

Dans ce présent travail une étude comparative entre un hacheur parallèle simple et un hacheur parallèle entrelacé a été présentée, nous avons vu également que le choix de la topologie du convertisseur a des conséquences significatives sur les performances de l'installation photovoltaïque. En effet, pour une application de faible puissance, les convertisseurs élévateurs entrelacés permettent d'augmenter les performances dynamiques du système par rapport à la solution classique. L'inconvénient majeur de l'implémentation des convertisseurs simples est l'existence de très fortes ondulations du courant et de tension. Il est possible de réduire ces ondulations et d'améliorer les performances des installations photovoltaïques grâce à l'utilisation d'un convertisseur élévateur entrelacé. Cette solution permet de réduire les ondulations du courant total dans un rapport égal aux nombres de phases. De plus, l'utilisation de ce convertisseur mène à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs de puissance et des pertes cuivre et donc à une amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques.

Dans le but de valider l'étude théorique, nous avons réalisé expérimentalement un hacheur élévateur entrelacé à trois phases. Ce hacheur est contrôlé par une commande à faible coût composée deux microcontrôleurs et d'un registre à décalage.

La commande *MPPT* réalisée est totalement numérique ce qui assure une implémentation rapide. Les résultats expérimentaux obtenus montrent clairement que l'ondulation du courant débité par le panneau photovoltaïque est diminuée d'un rapport de trois. Toutefois, des parasites de commutation sur le courant et la tension mesurés et les résistances importantes des inductances utilisées affectent le rendement du système, l'utilisation des IGBTs et des inductances à faible résistances internes présente une perspective intéressante pour améliorer notre travail.

Annexes

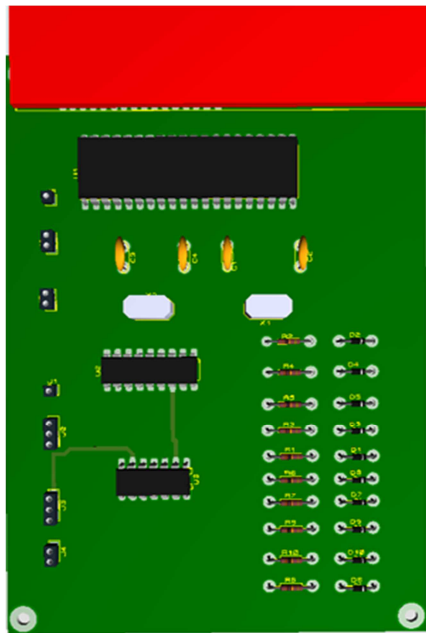
Annexe A

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

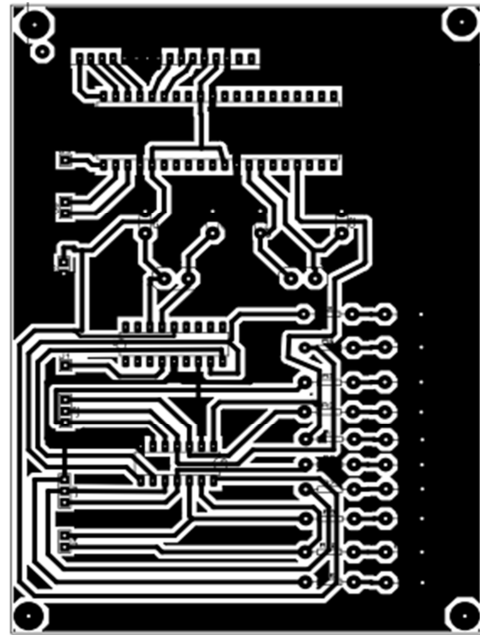
Tableau (1) : Tableau des valeurs limites de la diode BY392

	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/°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	°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 (2) : Tableau des valeurs limites de la diode BY392

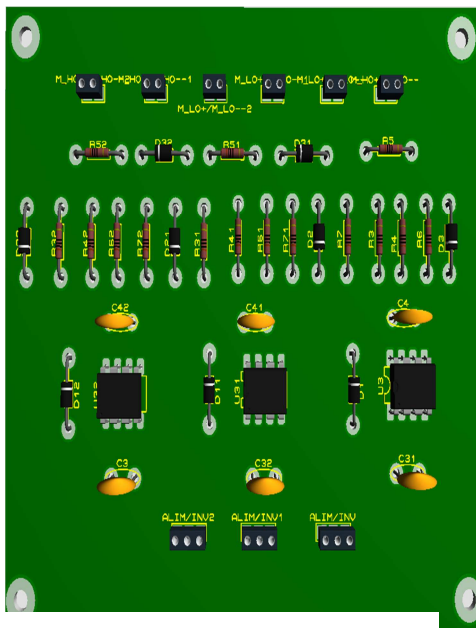


(b) Vue en 3D sous proteus

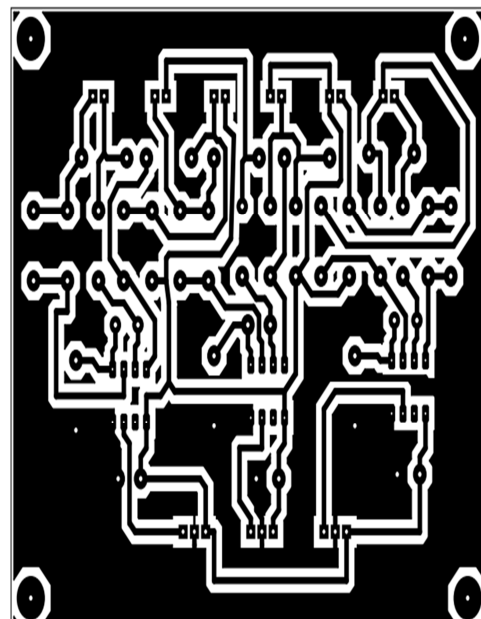


(a) Circuit imprimé de la carte

Figure (1) : Carte de microcontrôleurs

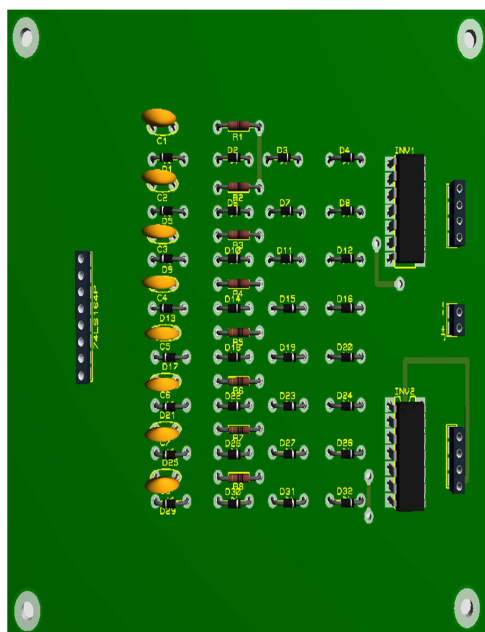


(a) Vue en 3D sous proteus

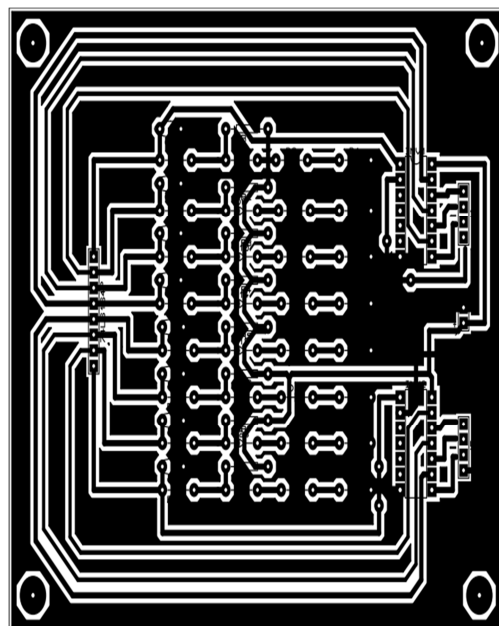


(b) Circuit imprimé de la carte

Figure (2) : Carte des drivers

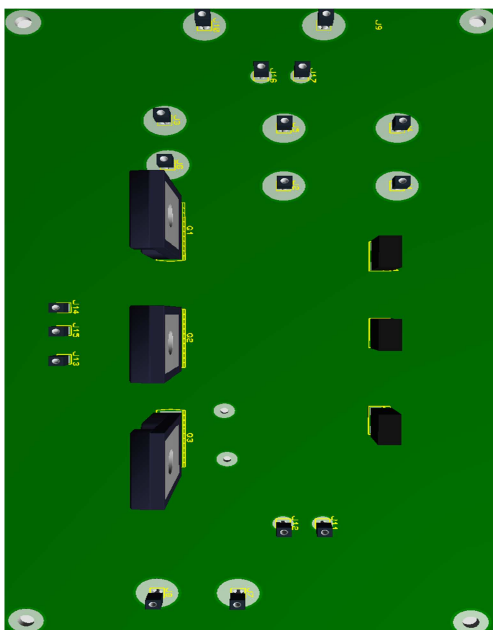


(a) Vue en 3D sous proteus

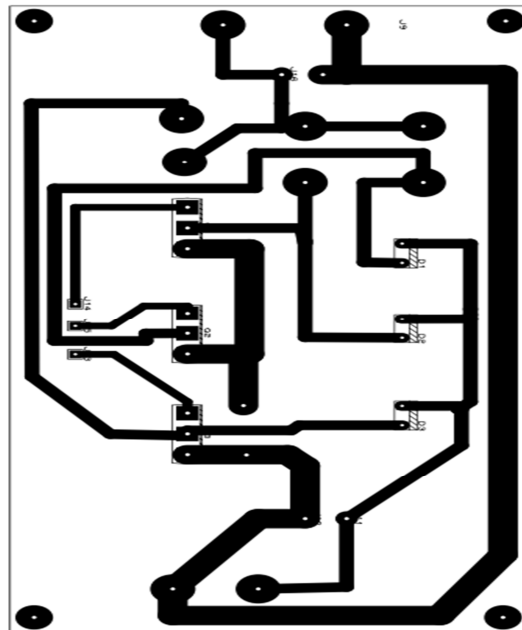


(b) circuit imprimé de la

Figure (3) : Carte des inverseurs



(a) Vue en 3D sous proteus



(b) Circuit imprimé de la carte

Figure (4) : Carte du convertisseur élévateur entrelacé

Annexe C

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 (3) : les différentes valeurs des grandeurs d'entrée/sortie du convertisseur

Bibliographie

Bibliographie

- [1] C. CABAL, « optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédiée à la conversion photovoltaïque », Thèse de Doctorat, Université Toulouse, France, 2008.
- [2] A. EID MOUSSA SHAHIN, « contribution a l'optimisation des structures de conversion DC/DC non isolées », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2011.
- [3] J. FOURIER, « énergie renouvelable et électronique de puissance associée », Licence professionnelle DEA, Université Grenoble1, France.
- [4] HATTI, « Contrôleur Flou pour la Poursuite du Point de Puissance Maximum d'un Système Photovoltaïque », article, centre de recherche de birine, Algérie, 2008.
- [5] M. PHATANNASAK, « étude, modélisation et mise en œuvre de convertisseurs dc-dc isolés multiport et modulaires », thèse de doctorat, Université de Lorraine, Etat Unis, 2012.
- [6] D. GUILBERT « Comparaison de topologies de convertisseurs DC/DC entrelacées en cas de défauts d'interrupteurs de puissance pour véhicule électrique à pile à combustible », Article, Fédération de Recherche CNRS FCLab, France, 2013.
- [7] S. VIGHETTI, « Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, France, 2010.
- [8] S. ZAAMTA et A. Dib, « Réalisation d'un régulateur solaire à base de microcontrôleur pour le contrôle de l'état de charge et la protection des accumulateurs », Revue, Institut des Sciences Technologiques, Université Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi, Algérie.2009.
- [9] Y. LOUVRIER « Etude et optimisation d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés » thèse de doctorat, école polytechnique fédérale de lausanne, Suisse, 2010.
- [10] N. BOUHALLI « Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés », thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- [11] Aliroza Khaligh, Omer C.Onar, « Energy harvesting: Solar, Wind, and Ocean Energy Conversion Systems », Taylor and Francis Group, 2010.
- [12] BIGONOFF, « La programmation des PIC par Bigonoff, Seconde Partie-Révision 21, la gamme MID-Range par l'étude des PIC 16F87X ».
- [13] M. ADOUANE, « Etude et conception d'une stratégie de commande d'un onduleur connecté au réseau électrique ». Mémoire de magister, Ecole National Polytechnique d'Alger, 2008.

-
- [14] S. ALGDDAR, « Design of an intelligent solar power management system for a two bedroom house », Master thesis, University of Derby, UK, 2009.
- [15] Jonq-Chin. HWAN, Li-Hsiu. CHEN, Sheng-Nian. YEH, « Comprehensive analysis and design of multi-leg fuel cell boost converter », Department of Electrical Engineering, National Taiwan University of science and technology 43, Taiwan, 2006.
- [16] C.A. Ramos-Paja, R. Giral, C. Alonso, « A Ripple-Mitigating pre-filter Based on Interleaved DC-DC Boost Converters », IEEE Industry Applications, 2010.
- [17] Gyu-Yeong Choe, Jong-Soo Kim, Hyun-Soo Kang, Byoung-Kuk Lee, « An Optimal Design Methodology of an Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Applications », Journal of Electrical Engineering & Technology Vol. 5, No. 2, pp. 319~328, 2010.