



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE CONSTANTINE 1
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série :.....

N° d'ordre :.....

Thèse

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE
OPTION : MACHINES ELECTRIQUES

Présentée par :

AmarouayacheMohamed

Magistère en Electrotechnique

*Contribution à l'optimisation d'une chaine de
conversion d'énergie photovoltaïque*

Soutenue le : .02 / 03 / 2014

Devant le jury :

Président :	BENALLA Hocine, Pr	Université Constantine 1.
Rapporteur :	BOUZID Aissa, Pr	Université Constantine 1.
Examineurs:	BENNIA Abdelhak, Pr	Université Constantine 1.
	AZOUI Boubaker, Pr	Université de Batna.
	HAMIDAT Abderahmane,DR	CDER, Alger.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire d'électrotechnique du département d'électrotechnique, faculté des sciences de l'ingénieur de l'université de Constantine 1, sous la direction du monsieur **Bouzid Aïssa**, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Mentouri Constantine, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigué pendant toute la durée de ce travail.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **Benalla Hocine** professeur au département d'électrotechnique de l'université de Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur **Azoui Boubaker**, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Batna, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur **Bennia Abdelhak**, professeur au département d'électronique de l'université Constantine 1, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je suis très reconnaissant également à monsieur **Hamidat Abderrahmane**, Directeur de Recherches au CDER, Alger, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer toutes ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement à ce travail, je les remercie tous, particulièrement ma famille et tous mes amis.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants qui sont à l'origine de tout mon savoir.

Introduction générale

Introduction générale :

La civilisation moderne avec toutes ses manifestations est basée sur la consommation d'énergie dont une grande partie est de source fossile. Cette consommation qui atteint des scores élevés et effrayants réduit les réserves de ce type d'énergie pour les générations future ; ce qui conduit à l'intensification des efforts et des appels pour rechercher de nouvelles sources d'énergies inépuisables. D'où l'alternative de la solution des énergies renouvelables qui a pris naissance depuis les années soixante du vingtième siècle.

Parmi ces énergies renouvelables, on trouve l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'hydrogène, la biomasse. L'utilisation de l'énergie renouvelable passe de 4% de l'énergie totale consommée en 1991 à 8% en 2005. La filière étudiée dans cette thèse est l'énergie solaire photovoltaïque.

L'énergie solaire (ou les systèmes photovoltaïques) a trouvé un vaste champ d'application notamment dans :

- l'alimentation des systèmes de télécommunication.
- l'alimentation domestique des habitations isolées
- les systèmes de pompage.
- les centrales électriques hybrides et l'injection dans les réseaux de distribution d'électricité.

La découverte de l'effet photovoltaïque qui consiste en la conversion de la lumière en électricité par le biais des capteurs ou *cellule photovoltaïque* a permis le développement de cet axe. Cette source nouvelle d'électricité pouvant produire de l'énergie allant de quelques milliwatts au mégawatt. Parmi les problèmes majeurs rencontrés, on cite le coût très élevé des capteurs mis en œuvre et les changements aléatoires de l'énergie solaire reçue par le capteur durant la journée et l'année, qui est dû principalement à la variation des conditions atmosphérique (rayonnement et température), donne une énergie électrique très fluctuante durant la période d'utilisation entraînent ainsi un prix de consommation d'électricité assez élevé.

Ces différents constats ont motivé des travaux de recherche sur l'optimisation et le contrôle de la *chaîne photovoltaïque*. Cette dernière assure une meilleure exploitation de cette source d'énergie tout en améliorant le rendement énergétique et assure un contrôle robuste de la fluctuation rencontrée.

C'est dans ce contexte que cette thèse s'inscrit. Elle tente d'apporter une solution afin d'avoir une chaîne de conversion photovoltaïque fiable en terme d'optimisation de la puissance récoltée du panneau solaire.

Cette thèse comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux principes de la conversion photovoltaïque. Nous rappelons le contexte et la problématique engendrée par l'optimisation de la production d'un GPV ainsi que ses principales caractéristiques, essentiellement les fluctuations de la puissance électrique en fonction de l'éclairement et la température ainsi que les notions de rendement dans une chaîne photovoltaïque.

Dans le deuxième chapitre, nous mettrons en avant les avantages et les inconvénients des divers modes de recherche du PPM présents dans la littérature afin de mieux positionner notre algorithme de la MPPT que nous proposerons au quatrième chapitre. On exposera le problème de transfert de la puissance maximale du générateur (GPV) à la charge qui découle souvent d'une mauvaise adaptation. Le point de fonctionnement qui en résulte est souvent éloigné du point de puissance maximale (PPM) lors d'une connexion directe. La littérature propose une grande quantité de solutions sur l'algorithme de contrôle qui effectue une recherche de point de puissance maximale.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation des convertisseurs statique vu son importance en tant qu'adaptateur de charge. Nous détaillerons la méthodologie de modélisation des convertisseurs statiques et l'intérêt des modèles moyens que nous cherchons à automatiser par la suite. La finalité dans ce chapitre est d'avoir un modèle linéaire mathématique du convertisseur avec lequel on peut concevoir un asservissement (MPPT) tout en utilisant les techniques classiques de l'automatisme.

Dans le quatrième chapitre, on introduit une nouvelle approche MPPT qui nous semble avantageuse par rapport aux techniques exposées au chapitre 2. Dans cette approche, la mesure du point de fonctionnement du GPV est définie par le biais d'une droite tangentielle à la caractéristique (I, V) du panneau. Cette mesure nous a permis d'établir un algorithme plus simple et moins encombrant pour la détection du PPM.

Enfin nous concluons par une synthèse générale de nos résultats et des perspectives de notre travail.

CHAPITRE I

Chaîne photovoltaïque et problématique de l'optimisation

1.1 Introduction.

La conversion de la lumière en électricité, où *effet photovoltaïque*, a été découverte par E. Becquerel en 1839 [1]. Cette conversion d'énergie peut s'effectuer par le biais d'un capteur constitué de matériaux sensibles à l'énergie contenue dans les photons. Ce capteur se présente à l'échelle élémentaire sous forme d'une cellule nommée *cellule photovoltaïque (PV)* dont le principe est rappelé au début de ce chapitre. La quantité d'énergie électrique ainsi générée peut varier en fonction du matériau utilisé, des paramètres géométriques du capteur et de sa capacité à collecter les électrons avant qu'ils ne se recombinent dans le matériau. L'association possible de plusieurs cellules PV en série/parallèle permet d'adapter théoriquement la production d'énergie photovoltaïque à la demande. Ces associations constituent un générateur photovoltaïque (PV) avec des caractéristiques courant-tension $I(V)$ spécifiques, non-linéaires et présentant des points de puissance maximale (PPM) dépendant du niveau d'éclairement, de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Avec une connexion à une charge, il en résulte un point de fonctionnement correspondant au point d'intersection des caractéristiques électriques du PV et de la charge. Selon les choix des charges envisagées, le régime de fonctionnement obtenu est optimisé ou non. Nous illustrons dans ce chapitre l'effet photovoltaïque (ou la conversion photon-électron) et la modélisation mathématique de cette conversion. Après en définir les propriétés de cette source d'énergie qui en découlent en fonction des conditions météorologiques (éclairage et température) et de l'influence des charges sur leur production de puissance. Nous rappelons alors les précautions élémentaires à prendre pour que l'ensemble fonctionne en produisant de l'énergie sans risque de détériorer le générateur photovoltaïque.

Nous montrons ensuite la problématique du transfert du maximum de puissance en schématisant le plus possible une chaîne de conversion élémentaire composée d'un convertisseur statique qui joue le rôle d'un adaptateur de charge lors d'une connexion indirecte et en rappelant la notion rendement et son intérêt pour les différents éléments de la chaîne photovoltaïque. Le principe général de fonctionnement d'une MPPT a été exposé brièvement pour mieux comprendre l'importance de cette commande dans l'utilisation des générateurs photovoltaïques.

I.2 L'effet photovoltaïque.

I.2.1 Principe d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque est un capteur constitué d'un matériau semi-conducteur, absorbant l'énergie lumineuse et la transformant directement en courant électrique. Le principe de fonctionnement de cette cellule fait appel aux propriétés d'absorption du rayonnement lumineux par des matériaux semi-conducteurs. Ainsi, le choix des matériaux utilisés pour concevoir des cellules PV se fait en fonction des propriétés physiques de certains de leurs électrons susceptibles d'être libérés de leurs atomes lorsqu'ils sont excités par des photons provenant du spectre solaire et possédant une certaine quantité d'énergie selon leurs longueurs d'onde. Une fois libérés, ces charges se déplacent dans le matériau formant globalement un courant électrique de nature continu (DC). La circulation de ce courant donne alors naissance à une force électromotrice (FEM) aux bornes du semi-conducteur correspondant ainsi au phénomène physique appelé *effet photovoltaïque*. La figure I.1 illustre la constitution d'une cellule photovoltaïque en silicium [2].

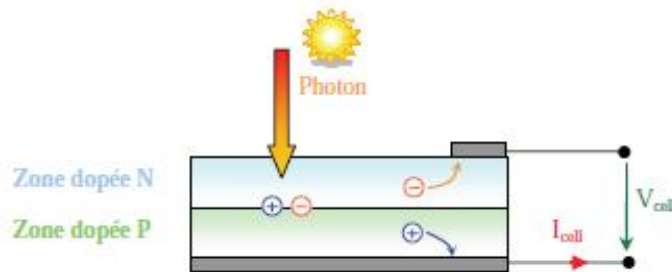


Fig. I.1. Structure d'une cellule photovoltaïque en silicium (présence d'une jonction PN).

Comparable à une diode utilisée classiquement en électronique, une cellule PV peut être réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore). Entre les deux zones se développent une jonction PN avec une barrière de potentiel. La zone N est couverte par une grille métallique qui sert de cathode (contact avant) et surtout de collecteurs d'électrons, tandis qu'une plaque métallique (contact arrière) recouvre l'autre face du cristal et joue le rôle d'anode. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils

transmettent leur énergie aux électrons par collision. Si l'énergie transmise est supérieure à celle associée à la bande interdite (E_g) du semi-conducteur, des paires électrons-trous sont alors créés dans cette zone par arrachement des électrons. Sous l'effet d'un champ électrique qui règne dans cette zone, ces porteurs libres sont drainés vers les contacts métalliques des régions P et N. Il en résulte alors un courant électrique dans la cellule PV et une différence de potentiel (de 0.6 à 0.8 Volt) supportée entre les électrodes métalliques de la cellule, communément nommée tension de circuit ouvert (V_{co}), fortement dépendante de la température. Le courant maximal I_{max} se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées. On parle alors de courant de court-circuit (I_{cc}) dépendant fortement du niveau d'éclairement (E).

I.2.2 Modèle électrique de la cellule photovoltaïque.

La figure I.2 illustre la caractéristique non linéaire $I(V)$ d'une cellule PV à base de silicium pour un éclairement et une température donnée, avec la présence d'un point de puissance maximal (PPM) caractérisé par sa tension et son courant optimum (V_{ppm} et I_{ppm}). D'autres matériaux peuvent être utilisés pour réaliser les capteurs PV.

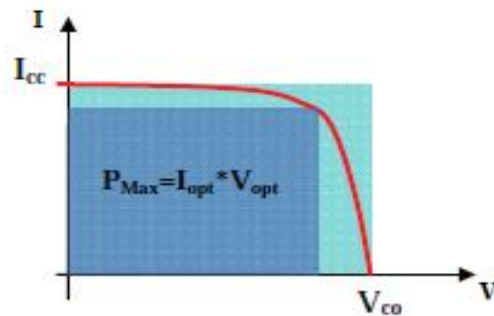


Fig. I.2 .Caractéristique $I(V)$ d'une cellule photovoltaïque pour un éclairement et une température donnés.

Technologiquement, un capteur PV est proche d'une diode PN de par sa constitution, les matériaux utilisés et les phénomènes physiques identiques mis en œuvre. Le comportement d'une cellule PV peut donc se modéliser comme celui d'une mauvaise jonction PN, autant en statique qu'en dynamique, lorsque cette dernière n'est pas éclairée. Pour tenir compte du courant engendré par l'éclairement de la cellule et des

différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique, trois termes sont ajoutés I_{cc} , R_s et R_p . Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante :

$$I_{pv} = I_{cc} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{nV_T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (1.1)$$

Avec :

I_{pv} : Courant délivré par une cellule photovoltaïque.

I_{cc} : Courant decourt circuit.

I_{sat} : Correspondant au courant de saturation,

V_T : Potentielle thermodynamique,

n : facteur de non idéalité de la jonction ($1 < n < 2$).

V_{pv} , tension aux bornes de la cellule,

R_p : Résistance de shunt caractérisant les courants de fuites de la jonction,

R_s : Résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

La figure I.3 montre un schéma équivalent électrique représentant le comportement statique d'une cellule PV réelle. Ce modèle très simplifié nous permet de modéliser le comportement d'une source d'énergie électrique provenant de capteurs PV.

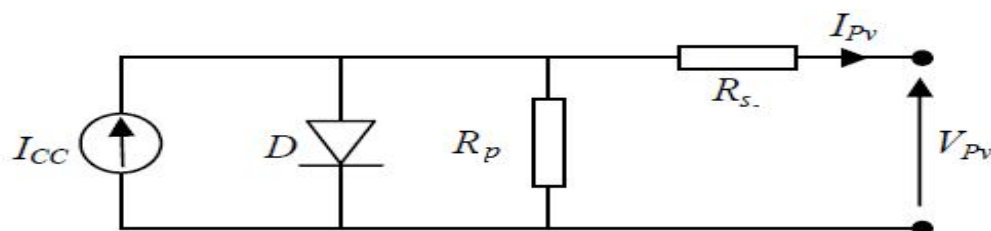


Fig. I.3. Modèle équivalent électrique de la cellule photovoltaïque.

Ce modèle a l'avantage d'être simple et implantable sur des simulateurs de système. Il permet d'obtenir le comportement statique d'une cellule PV sous polarisation.

Les principales limites de ce modèle sont :

- le comportement dynamique de la jonction lié à la durée de vie des porteurs (vieillessement de la cellule) [3].
- le comportement en température de la cellule, qui ne tient pas compte de l'échauffement lié aux diverses pertes.

Toutefois, pour l'étude du comportement d'un générateur PV en conditions réelles de fonctionnement, ce modèle permet de reproduire les principaux comportements interférant avec le reste du système.

Comme cité ci-dessus, la caractéristique (I, V) de la cellule est fortement variable avec l'éclairement et la température, la figure (I.4) montre le changement de cette caractéristique en fonction de ces paramètres.

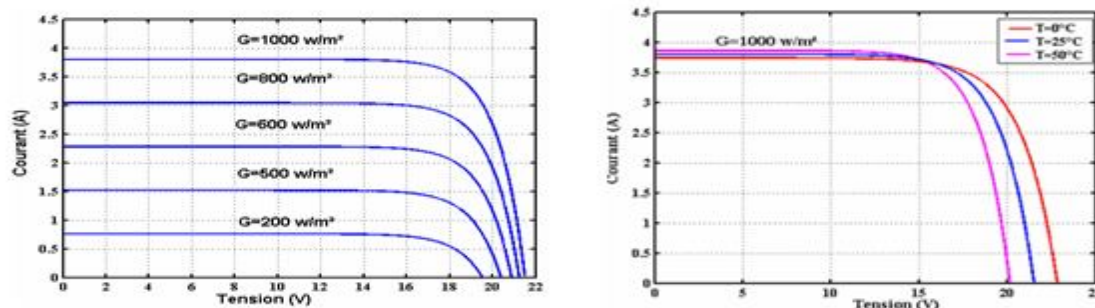


Fig. I.4. Influence de l'éclairement et la température sur la caractéristique (I, V).

1.3 Générateur photovoltaïque.

1.3.1 Structure d'un générateur photovoltaïque.

La cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur de très faible puissance. En associant les cellules PV en série (somme des tensions de chaque cellule) (Fig. I.5); ou en parallèle (somme des intensités de courant de chaque cellule), on peut constituer un générateur PV (GPV) selon les besoins des applications visées.

Les deux types de regroupement sont en effet possibles et souvent utilisés afin d'obtenir en sortie des valeurs de tension et intensité souhaitées. Ainsi, pour N_s cellules en série, constituant des branches elles-mêmes (N_p) en parallèle, la puissance disponible en sortie du générateur PV est donnée par :

$$P_{pv} = N_s \cdot N_p \cdot V_{pv} \cdot I_{pv} \quad (I.2)$$

La forme d'onde de cette puissance est illustrée sur la figure (I.5) pour différents niveaux d'éclairement. Cette caractéristique présente un maximum de puissance (PPM) de coordonnées (V_{ppm}, I_{ppm}) . Ce point sera traité dans les chapitres suivants.

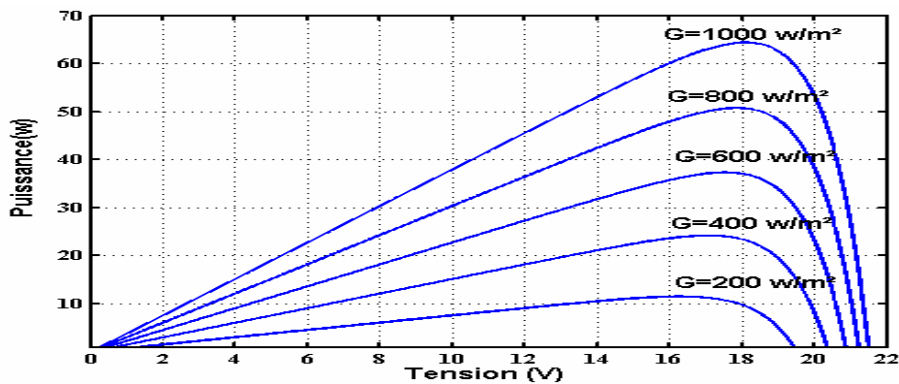


Fig.I.5. Caractéristique de puissance d'un générateur photovoltaïque.

Vis-à-vis des besoins de la plupart des applications domestiques ou industrielles, une cellule élémentaire de quelques dizaines de centimètres carrés délivre au maximum quelques watts sous une tension inférieure à 1 volt (tension de jonction PN). Pour produire plus de puissance, plusieurs cellules doivent être assemblées afin de créer un module ou un panneau photovoltaïque. La connexion en série des cellules permet d'augmenter facilement la tension de l'ensemble, tandis que la mise en parallèle permet d'accroître le courant. Le câblage série-parallèle est donc utilisé pour obtenir globalement un générateur PV (GPV) aux caractéristiques souhaitées [1-3].

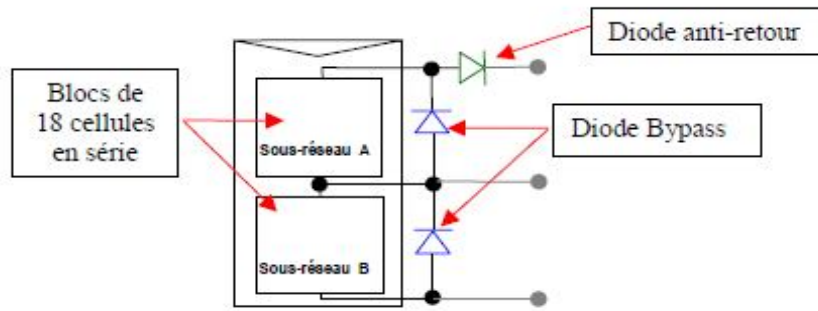


Fig.I.6. Exemples d'association sécurisée de deux modules PV en parallèle

I.3.2 Protections d'un générateur [64], [65], [23].

Pour garantir une durée de vie importante d'une installation photovoltaïque destinée à produire de l'énergie électrique sur des années, des protections électriques doivent être ajoutées aux modules afin d'éviter des pannes destructrices liées à l'association de cellules en séries et de panneaux en parallèles. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés dans les installations actuelles (figure I.5).

- la diode anti-retour empêchant un courant négatif dans les PV. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit.
- les diodes by-pass peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'éclairement n'est pas homogène (effet d'ombrage) évitant ainsi l'apparition de points chauds et la destruction des cellules mal éclairées (fig. I.6).

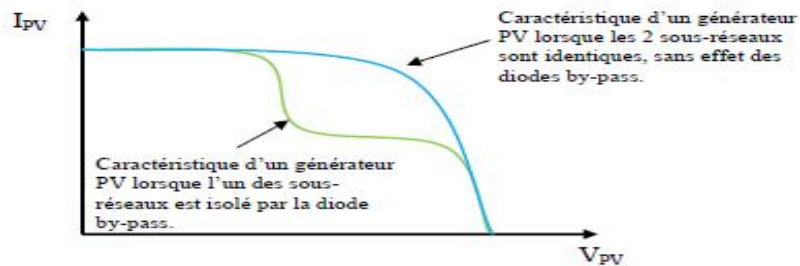


Fig. I.7. Effet de la diode by-pass sur la caractéristique I(V) d'un générateur PV

1.4. Connexion (GPV-charge) [28], [29].

1.4.1 Connexion directe.

Lorsqu'on branche directement une charge avec un GPV sans passer par un autre dispositif électrique, on est dans le cas d'une connexion directe. Dans ce cas, le point de fonctionnement du GPV dépend de l'impédance de la charge à laquelle il est connecté.

Actuellement, ce type d'application peut se résumer à un champ photovoltaïque ayant une tension V_{PPM} fixée par la tension nominale de l'application. Ce choix est principalement lié à la simplicité, la fiabilité et le faible coût de l'opération (figure I.7). La présence de la diode anti-retour est indispensable pour empêcher la circulation d'un courant négatif vers le module PV.

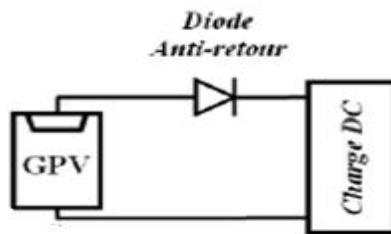


Fig. I.8. Principe d'une connexion directe entre un PV et une charge.

Cependant, cette configuration n'offre aucun type de limitation et/ou de réglage de la tension de la charge. Ce qui la restreint à des applications nécessitant une tension fixe ou faiblement variable (cas d'une batterie). C'est le cas des batteries de stockage dans les systèmes isolés. Toutefois, un examen plus approfondi de ces applications montre que, même dans ce cas, le transfert d'énergie électrique disponible aux bornes du GPV vers la charge dépend fortement de l'état de la batterie ayant une tension à ses bornes variant d'un pourcentage non négligeable. Plus généralement, la puissance extraite d'un GPV connectée directement à une application est souvent très éloignée du maximum de puissance (PPM) que peut délivrer le GPV, comme l'illustre la figure. I.8.

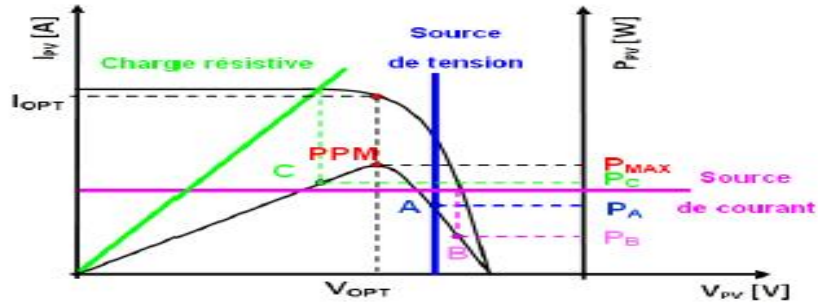


Fig. I.8. Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe, en fonction de la charge.

Comme le schématise la figure I.8, un GPV peut être connecté directement à trois types de charges continues :

- une charge de type source de tension continue,
- une charge de type source de courant continue,
- une charge purement résistive.

Trois points de fonctionnement A, B, C respectifs peuvent être identifiés fournissant une puissance P_A , P_B et P_C . Ces cas de figures montrent que le GPV est mal exploité et ne fournit pas la puissance maximale potentielle. La différence étant perdue sous forme de chaleur dissipée dans le générateur [34].

D'autre part, certains types de charges ont besoin de tensions et courants alternatifs. La connexion directe n'est alors pas possible car le GPV fournit un courant continu. A travers ces exemples, on peut montrer rapidement les limites de la connexion directe autant sur les pertes de production qu'elle entraîne que sur les limites des applications compatibles (DC).

I.4.2 Connexion indirecte par l'intermédiaire d'un étage d'adaptation.

Comme illustré précédemment, le point de fonctionnement peut se trouver plus ou moins éloigné du PPM. Ce dernier cas se produit par exemple, lorsqu'une charge connectée à un GPV, présente une tension systématiquement supérieure à la tension de circuit ouvert du générateur photovoltaïque (V_{co}). Alors, aucun transfert de puissance ne peut avoir lieu.

L'intérêt d'introduire un étage d'adaptation, comme indiqué sur la figure I.9, est d'assurer que le transfert d'énergie est toujours possible et qu'il peut s'effectuer dans des conditions de fonctionnement optimales pour la source GPV et la charge. Pour cela, il suffit d'effectuer un choix sur l'étage d'adaptation selon ses propriétés de conversion de puissance et la présence d'au moins un degré de liberté lui permettant d'adapter les tensions et les courants autant en valeur qu'en forme entre son port d'entrée et son port de sortie pour respecter au mieux les contraintes d'une part du GPV et d'autre part, de la charge. L'électronique de puissance largement utilisée dans divers domaines de la conversion d'énergie offre plusieurs solutions potentielles sous forme de **convertisseurs statiques (CS)**[4].

En résumé, selon l'application et le degré d'optimisation de production souhaités, l'étage d'adaptation entre le GPV et la charge peut être constitué d'un ou plusieurs convertisseurs statiques et permet d'assurer les fonctions suivantes :

- adapter les niveaux de tensions entre la source et la charge dans de grandes proportions si nécessaire (convertisseur Buck, Boost,...),
- introduire une isolation galvanique (convertisseur Flyback, Forward,...),
- connecter une charge avec des besoins d'alimentation de type alternative (onduleur).

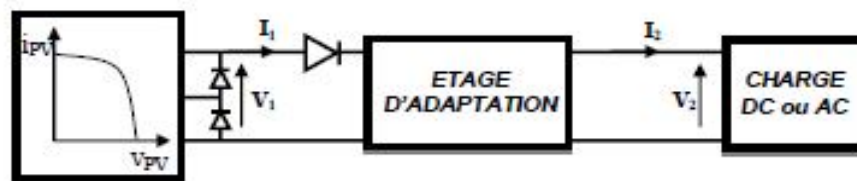


Fig. I.9 : Connexion d'un GPV à une charge à travers un étage d'adaptation.

Donc, l'introduction d'un étage d'adaptation permettant de fixer le point de fonctionnement du GPV indépendamment de celui de la charge et permet l'extraction de la puissance optimale à tout instant. L'ensemble peut fonctionner de façon idéale, si diverses boucles de contrôle en entrée et en sortie de l'étage d'adaptation sont prévues. En entrée, elles garantissent l'extraction à chaque instant, du maximum de

puissance disponible aux bornes du GPV. En sortie, des boucles de contrôle spécifiques permettent un fonctionnement optimal de chaque application dans son mode le plus approprié. Les techniques utilisées classiquement pour les boucles de contrôle en entrée consistent à associer à l'étage d'adaptation une commande appelée MPPT (de l'anglais *Maximum Power Point Tracking*) qui effectue une recherche permanente du PPM [5,6].

En pratique, pour que l'étage d'adaptation joue le rôle d'interface idéale (sans pertes) entre les deux éléments, plusieurs conditions sont à respecter :

- le type d'action de contrôle sur le port d'entrée ne doit pas générer des pertes en régime statique ou transitoire,
- le transfert de la puissance du PV ne doit pas être minimisé par les diverses pertes liées au fonctionnement de l'étage d'adaptation.

I.5. Notions de rendement dans la chaîne photovoltaïque.

Dans les travaux de recherche qui traitent de la chaîne de conversion photovoltaïque, il est indispensable de définir les différentes notions de rendement qui sont utilisées par la communauté scientifique et sur lesquels nous nous reposons pour effectuer des comparaisons entre différents générateurs et chaînes. Pour bien expliquer la notion de rendement, prenons le cas d'une chaîne de conversion PV simple comme celle décrite figure I.10. Nous avons un GPV, un adaptateur ou un convertisseur statique et une charge; à ce niveau, on peut parler de plusieurs rendements.

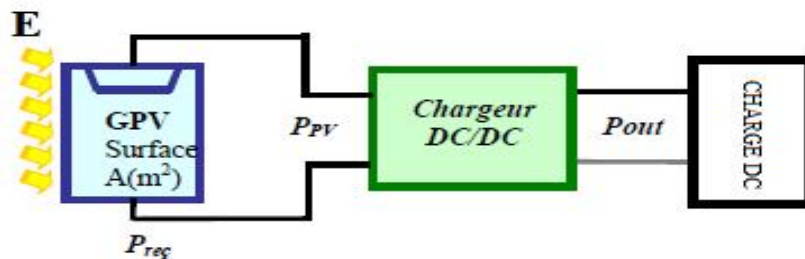


Figure I.10. Chaîne élémentaire de conversion d'énergie photovoltaïque.

I.5.1 Rendement η_{pv} de conversion d'un GPV.

Lorsque l'on s'intéresse à l'énergie photovoltaïque, le premier rendement à définir est celui concernant la conversion de l'énergie solaire en électricité par l'intermédiaire d'un GPV. En effet, le rendement de conversion η_{pv} est un critère important pour évaluer l'efficacité énergétique d'un GPV. Ce rendement correspond au rapport entre la puissance électrique effectivement délivrée par les cellules PV lorsqu'elles sont éclairées par un éclairement connu et normé sur la quantité d'énergie équivalente électrique reçue.

On peut définir la puissance électrique équivalente reçue P_{rec} par un panneau de surface A à un niveau d'éclairement E :

$$P_{rec} = E \cdot A \quad (I.3)$$

Le rendement caractérisant le taux de conversion photons-électrons d'un panneau solaire photovoltaïque, est alors défini selon l'équation (I.4)

$$\eta_{pv} = \frac{P_{pv}}{G \cdot A_{eff}} \quad (I.4)$$

Où P_{pv} correspond à la puissance délivrée par GPV et A_{eff} , la surface effective du panneau PV représentant uniquement la partie active du capteur PV effectuant la conversion des photons en électrons. Cette dernière grandeur ne doit pas être confondue avec la surface totale du panneau comprenant l'infrastructure et souvent notée A_T .

Le rendement η_{pv} dépend du matériau de conversion utilisé et des pertes liées à la technologie mise en œuvre pour réaliser une cellule. Parmi les matériaux les plus utilisés, on trouve le silicium (*Si*) sous diverses formes cristallines (monocristallin, poly cristallin ou bien amorphe). Les rendements η_{pv} les plus courants des modules PV actuellement commercialisés sont de l'ordre de :

- 12,7% pour le silicium amorphe hydrogéné,
- 15% pour le silicium multi-cristallin,
- 23% pour le silicium monocristallin.

I.5.2 Rendement du convertisseur η_{conv} :

Nous définissons le rendement du convertisseur noté η_{conv} , généralement fourni par les documents constructeurs, par la relation (I.5) en notant P_{out} la puissance délivrée en sortie du convertisseur.

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{pv}} \quad (I.5)$$

Ce rendement est lié principalement à la technologie des éléments réactifs du convertisseur statique (condensateur, inductance) et les interrupteurs à base de semi-conducteur (transistor, diode).

I.5.3 Rendement de la MPPT η_{MPPT} :

Le rendement que nous définissons en sortie du générateur GPV est lié au point de fonctionnement réel du générateur PV et de son éloignement par rapport au point optimal. Il permet de mesurer l'efficacité de la commande permettant de forcer le point de fonctionnement du générateur PV au plus près du point optimal et peut être aussi appelé rendement de la commande MPPT. Il est défini par la relation (I.6):

$$\eta_{MPPT} = \frac{P_{pv}}{P_{max}} \quad (I.6)$$

Avec P_{max} dépendant des paramètres physiques du panneau et des conditions météorologiques et P_{pv} , la puissance effectivement délivrée par un GPV dépendant de la présence d'une commande utilisée dans le convertisseur (MPPT).

I.5.4. Rendement totale de la chaîne photovoltaïque η_{tot} :

Le rendement total de la chaîne photovoltaïque est défini comme le produit des trois rendements définis précédemment.

$$\eta_{tot} = \eta_{pv} \cdot \eta_{conv} \cdot \eta_{MPPT} \quad (I.7)$$

I.6 Principe de la recherche du point de puissance maximale (MPPT) :

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un GPV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quelque soit les conditions météorologiques (température et irradiation), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum (V_{ppm}, I_{ppm}).

La chaîne de conversion photovoltaïque sera optimisée à travers un convertisseur statique (CS) commandé par une MPPT. Il peut être représenté par le schéma de la figure I.11.

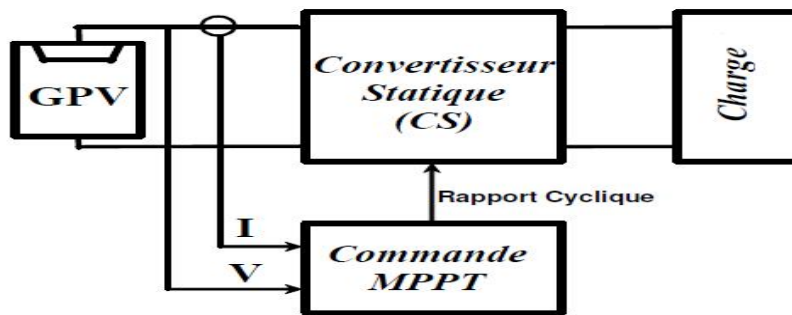


Fig. I.11 : Schéma synoptique d'une commande MPPT.

La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du CS de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit maximale à ses bornes. En général, il est basé sur la variation du rapport cyclique du CS jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du CS (I_{PV} et V_{PV}) (voir Fig. I.12). Dans le chapitre suivant, nous présentons un bilan des différents types d'algorithmes MPPT présents dans la littérature.

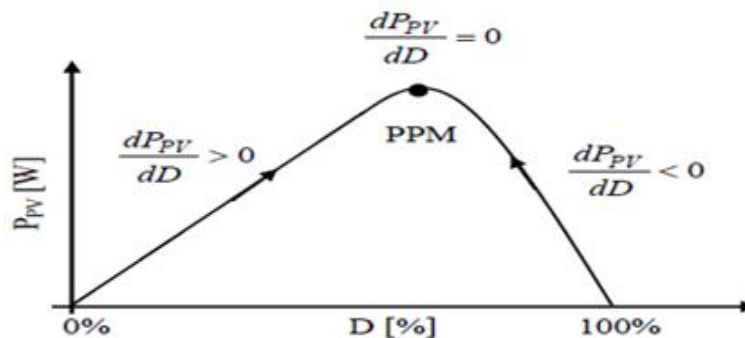


Fig. I.12 : Relation entre le rapport cyclique d'un CS et la puissance du GPV.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le concept GPV, en expliquant l'origine physique de l'effet photovoltaïque et l'interaction photon-électron, ensuite nous avons décrit les principales caractéristiques et les verrous technologiques des éléments constitutifs de ce GPV. Nous avons montré l'impact du changement des conditions météorologiques sur les caractéristiques d'un GPV en fonction d'éclairement et la température et leur influence sur la puissance délivrée par un GPV.

Afin de mieux exploiter l'énergie délivrée par le GPV, la mise en œuvre d'une chaîne de conversion est nécessaire. Chaque élément de cette chaîne a un rôle bien défini pour un fonctionnement désiré selon le cahier de charge de l'utilisateur.

Dans ce contexte, nous avons vu les implications sur le rendement d'une installation PV de la caractéristique non linéaire de ce générateur. Nous avons également montré comment nous pourrions optimiser la puissance fournie par le GPV par le biais d'un étage d'adaptation avec une fonction de recherche du point de puissance maximale MPPT. Nous insisterons par la suite dans cette thèse sur les différents composants de la chaîne photovoltaïque décrit dans ce chapitre (convertisseur statique, la commande MPPT) et l'importance des critères du choix de ces composants (topologie de l'adaptateur, technologie et stratégie de la MPPT).

CHAPITRE II

Commandes spécifiques des systèmes photovoltaïques

II.1 Introduction.

La synthèse des différents comportements d'un générateur photovoltaïque, effectuée au chapitre I, montre que dans la plupart des cas, cette source n'est pas correctement adaptée à une charge. Généralement un étage d'adaptation, comprenant un ou plusieurs convertisseurs statiques, permet de transformer les grandeurs électriques continues en grandeurs adaptées à la charge. Cet étage peut être commandé par une ou plusieurs lois de commande afin de maximiser la puissance produite par le générateur.

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un GPV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quelque soient les conditions météorologiques (température et irradiation), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximums (V_{mpp}, I_{mpp}). Pour cela, plusieurs systèmes ont été publiés dans la littérature. Nous avons fait un classement en fonction de leur principe et de leur performance et implantation. Ainsi, nous avons pu constater que malgré la quantité d'études menées dans ce domaine, beaucoup présentaient des imperfections.

Cette commande spécifique doivent amener le GPV à fonctionner à des points maximums de leurs caractéristiques sans qu'a priori ces points soient connus à l'avance, ni qu'on sache à quel moment ils ont été modifiés (changement aléatoire). Ce type de commande est souvent nommé dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou bien « Maximum Power Point Tracking » en anglais (MPPT). **Donc la MPPT est 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.

Il existe plusieurs principes de fonctionnement des commandes MPPT, plus ou moins performantes, basées sur les propriétés du GPV. Une synthèse des principaux modes de recherche du PPM existants dans ce chapitre nous a permis de bien identifier les points à améliorer.

II.2 Variation et trajectoire du PPM.

La figure II.1 illustre trois cas de perturbations. Suivant le type de perturbation, le point de fonctionnement bascule du point de puissance maximale PPM_1 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 PPM_2 .

Pour une variation de charge (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 (cas c) de variation de point de fonctionnement peut se produire lié aux variations de température de fonctionnement du GPV.

Dans le cas réel, cette variation est due aux trois cas précédents en même temps.

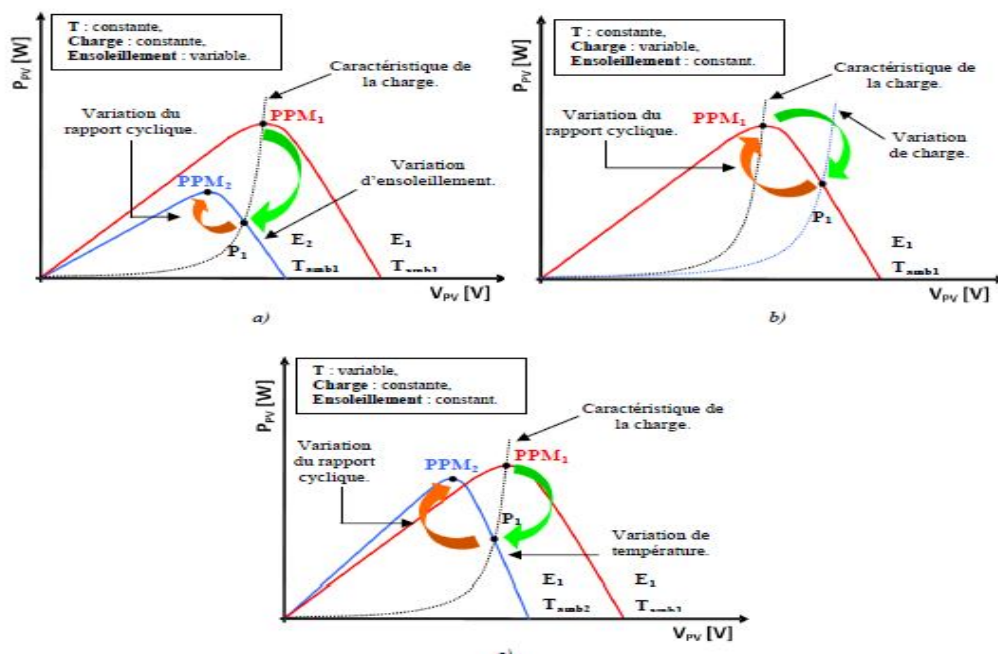


Fig. II.1 -Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal
a) suite à une variation d'ensoleillement, b) suite à une variation de charge,
c) suite à une variation de température.

II.3 Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature.

Diverses publications sur les commandes assurant un fonctionnement de type commande MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce genre, adaptée à une source

d'énergie renouvelable de type photovoltaïque [7]. Etant donné le grand nombre de publications dans ce domaine, nous avons fait une classification des différentes MPPT existantes en les regroupant selon leur principe de base et leurs implantations matérielles (numériques, analogiques ou mixtes). La classification, en plus du principe, s'est effectuée selon des critères comme la précision de la recherche ou sa rapidité pour en faire une évaluation comparative. Seuls les algorithmes qui nous semblent décrire une méthode de recherche spécifique sont reportés dans ce chapitre et brièvement analysés.

II.3.1 Les premiers types de commande MPPT.

L'algorithme mis en œuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial, avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres. Appliqué initialement au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F. Boehringer [11]. Cette commande est basée sur un algorithme de contrôle adaptatif, permettant de maintenir le système à son point de puissance maximum (PPM). Ce dernier est décrit en figure II.2 et peut être implanté entièrement en numérique. Cette première approche est destinée beaucoup plus à des applications spatial car le phénomène de changement aléatoire de l'éclairement et la température n'est pas pris en compte, ceci n'empêche pas que ce simple algorithme a été la base de toutes les stratégies de la MPPT développées par la suite.

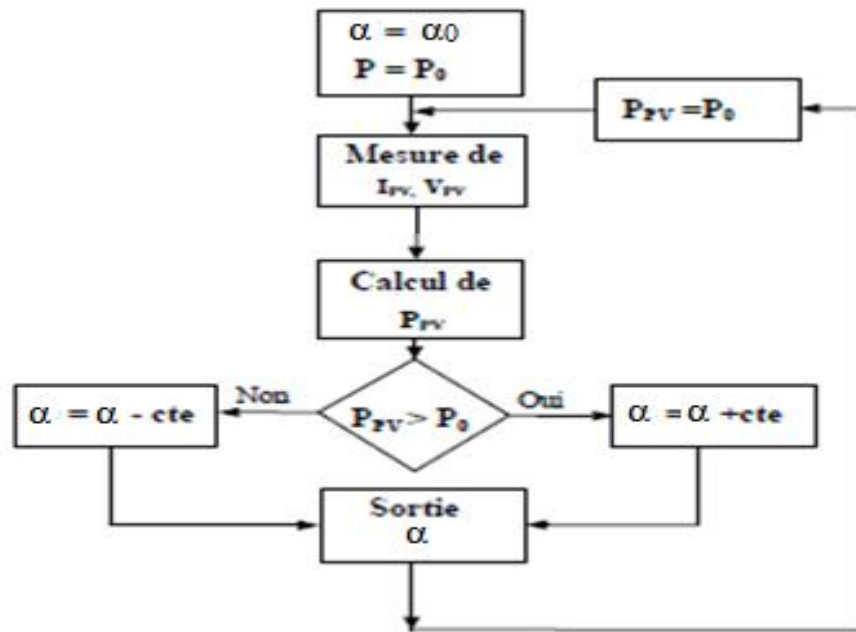


Fig. II.2- Principe de la première commande MPPT numérique.

Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{pv} et V_{pv} et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique D est calculé et appliqué au convertisseur statique [11]. Ce principe est toujours valable du point de vue théorique et appliqué de nos jours sur des algorithmes plus performants. Cependant, le temps de réaction a été amélioré ainsi que la précision de la recherche du PPM associée à un certain nombre de précautions pour ne pas perdre le PPM même temporairement.

II.3.2 Les commande MPPT les plus utilisées.

Dans la littérature, nous pouvons trouver différents types d'algorithmes effectuant la recherche du PPM [8,9]. Les trois méthodes les plus couramment rencontrées sont communément appelées respectivement *Hill Climbing*, *Perturb&Observ (P&O)* et *Incrément de conductance (IncConductance)* ; Pour une meilleure compréhension des performances de ces commandes, nous rappelons brièvement leurs différents principes dans les paragraphes suivants. Nous illustrons chacun de ces modes par les publications majeures du domaine.

II.3.2.1 Principe de la commande “Perturb and Observ” (P&O).

Le principe des commandes MPPT de type **P&O** consiste à perturber la tension V_{pv} d’une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d’analyser le comportement de la variation de puissance P_{pv} qui en résulte [10-12]. Ainsi, comme le montre la figure II.3, on peut déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{pv} engendre un accroissement de la puissance P_{pv} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d’une variation de tension sur la caractéristique $p(v)$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

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

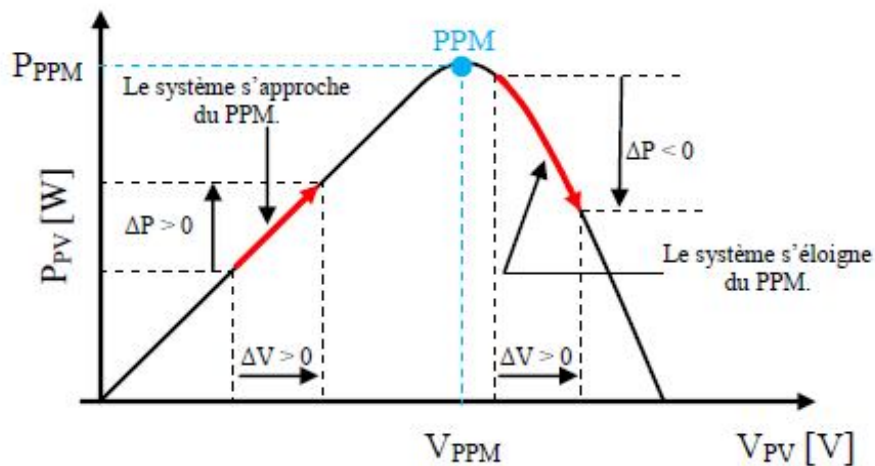


Fig. II.3- Recherche du PPM par la méthode (P&O).

La figure II.4 représente l’algorithme classique associé à une commande MPPT de type P&O, où l’évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension. Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du GPV à chaque instant.

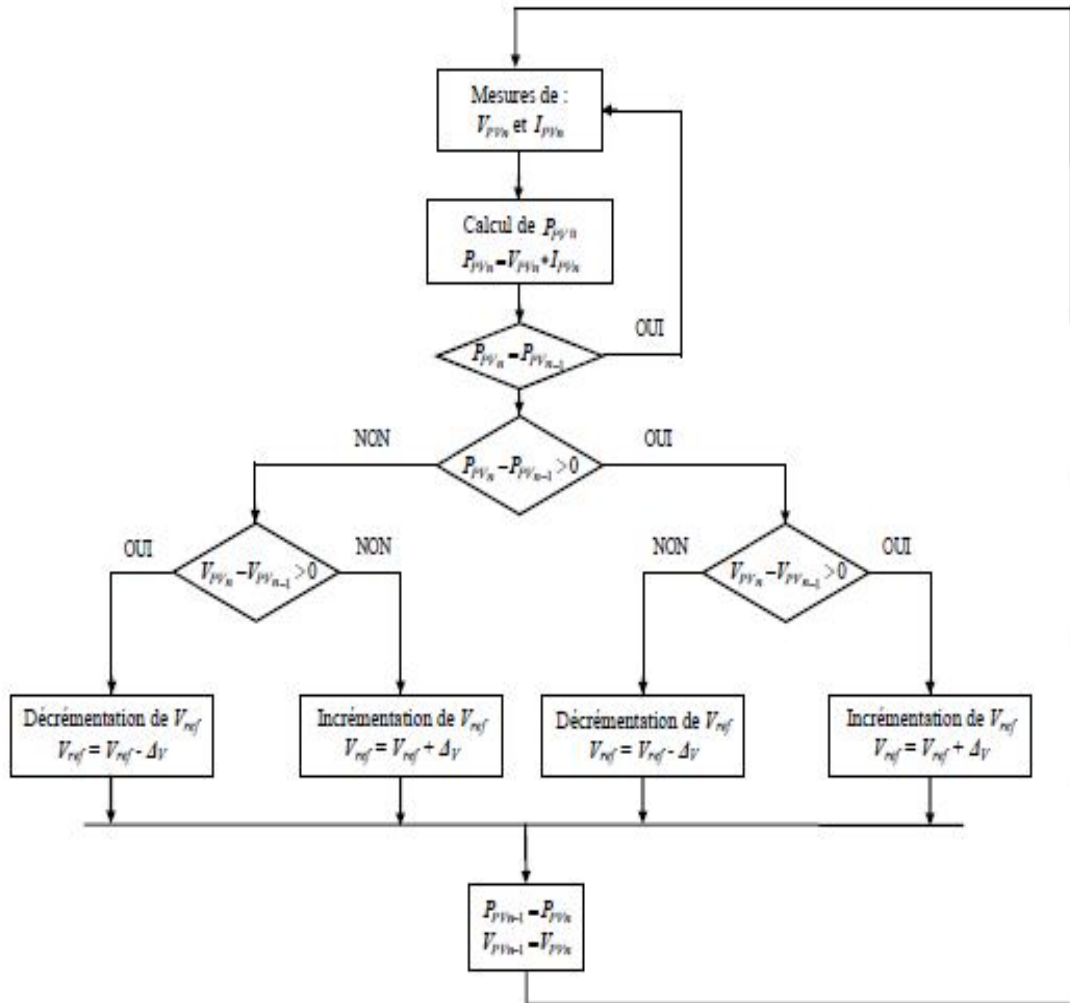


Fig.II.4 - Algorithme type de la méthode P&O.

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

Ce problème a été mis en évidence [15], où la recherche du PPM est effectuée avec deux valeurs fixes d'incrément (le deuxième incrément est le double du premier), à partir des oscillogrammes proposés, le temps mis pour atteindre le nouveau PPM lors d'une variation de puissance de l'ordre de 8 W est de 200 ms pour le premier l'incrément, alors que celui-ci est divisé par deux pour l'incrément de forte valeur. En contrepartie, les oscillations autour du PPM sont maintenues pour ce dernier. Malheureusement, la qualité des relevés ne permet pas d'évaluer la précision statique de la MPPT (voir la notion de rendement MPPT au chapitre 1), obtenue avec ces deux incréments proposés par l'auteur ni le choix d'autres incréments si la technologie du panneau change. Par contre, une étude comparative entre différents algorithmes de recherche a été effectuée par D. P. Hohm en 2000 [13]. Dans cet article, l'auteur a développé un banc de mesure et une procédure de tests qui permettent d'évaluer différentes commandes MPPT sous les mêmes conditions climatiques durant une journée de fonctionnement. Les principes de recherche analysés sont, outre la méthode P&O, l'incrément de conductance et une méthode basée sur la mesure de la tension en circuit ouvert (V_{OC}), détaillées toutes deux dans la suite du document.

Il ressort de cette étude que la commande MPPT testée, basée sur le principe P&O, affiche un rendement MPPT de l'ordre de 96,5 %. Cependant, aucune indication n'est fournie par l'auteur sur la valeur de la variable d'incrément et si cette valeur est une valeur moyenne ou une valeur liée aux conditions climatiques. En effet, il est connu que ce type de commande permet d'obtenir un rendement plus important durant une journée relativement ensoleillée, où le PPM évolue lentement et proportionnellement au soleil. Par contre pour une journée présentant de forts changements d'irradiations très fréquents, cette commande présente plus de pertes, engendrées par le temps de réponse de la commande pour atteindre le nouveau PPM.

En effet, si on analyse en détail ce mode de recherche, il présente des erreurs d'interprétation au niveau de la direction à suivre pour atteindre le PPM lorsque des variations brusques des conditions climatiques ou/et de charge apparaissent, comme cela est décrit sur la figure II.6.

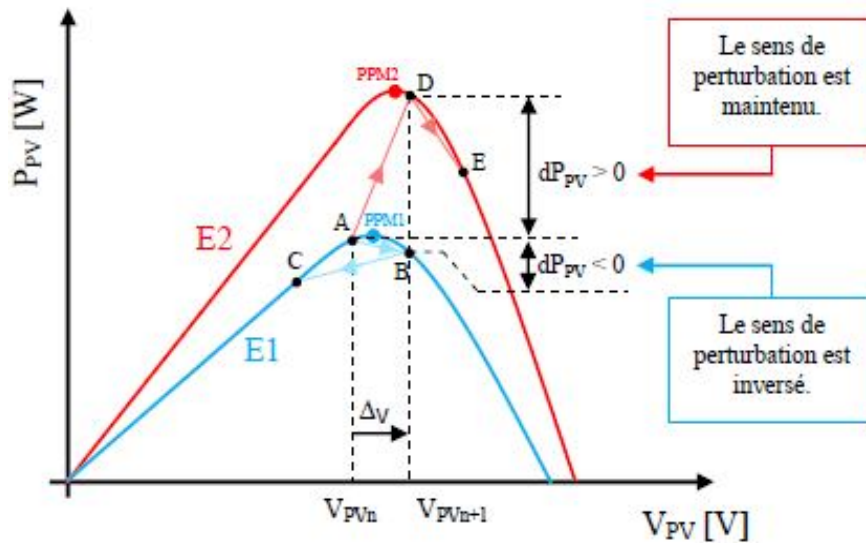


Fig. II.6 - Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation

Pour plus de clarté, prenons l'exemple d'un éclairage donné, noté E1, avec un point de fonctionnement se situant en A. Suite à une perturbation de tension de valeur ΔV , ce dernier bascule en B, impliquant, dans un fonctionnement sans variation d'éclairement, une inversion du signe de la perturbation due à la détection d'une dérivée de la puissance négative entraînant en régime d'équilibre, des oscillations autour du PPM causées par la trajectoire du point de fonctionnement entre les points B et C. On peut noter que des pertes de transfert de la puissance seront plus ou moins importantes en fonction des positions respectives des points B et C par rapport à A. Lors d'un changement d'irradiation (évolution des caractéristiques $P(V)$ d'E1 à E2), le point de fonctionnement se déplace alors de A vers D, qui est interprété dans ce cas-là, par une variation positive de la puissance. Le système n'ayant pas la possibilité de voir l'erreur de trajectoire lié au changement de caractéristique, le signe de la perturbation ne change pas et le système s'éloigne momentanément du PPM en direction du point E. Au mieux, ceci occasionne une non-optimisation de la puissance momentanée. Cependant, dans le pire des cas, le système de recherche peut se perdre et se retrouver en butée, soit en circuit ouvert soit en court-circuit entraînant une perte définitive du PPM. Ceci entraînant, en cas de conditions météorologiques défavorables, de fortes lacunes au niveau de la commande.

Ce cas de figure est d'ailleurs illustré par D. SERA [14], à l'aide de simulations. Pour mettre en évidence ce désagrément, il analyse le comportement de la commande P&O lorsqu'une variation d'ensoleillement, correspondant à une évolution linéaire de l'irradiation de 125 W/m² à 800 W/m², se produit sur une durée de 25 secondes. Contrairement à la perturbation, la recherche du PPM ne se fait pas linéairement, la commande a tendance à s'éloigner momentanément du PPM, pour converger par la suite vers ce dernier. Dans cet essai, le temps de recouvrement de la commande MPPT s'effectue au bout de 40 secondes, soit 15 secondes après que l'éclairement se soit stabilisé. Durant cet essai, le rendement de la commande MPPT est estimé à 94,5% pour une durée de fonctionnement de 100 secondes. Ici, comme précédemment, aucune indication n'est formulée sur la valeur de la variable d'incrément utilisée ; il est donc difficile d'évaluer les performances réelles de cette commande. Pour remédier aux différents problèmes liés à la commande P&O, on a introduit d'autres types de commandes.

II.3.2.2 - Principe de la commande "Hill Climbing".

La technique de contrôle nommée Hill Climbing [15-16] est basé sur la caractéristique $P(\alpha)$ qui présente un maximum à $\frac{dp}{d\alpha} = 0$ comme le montre la figure II.7.

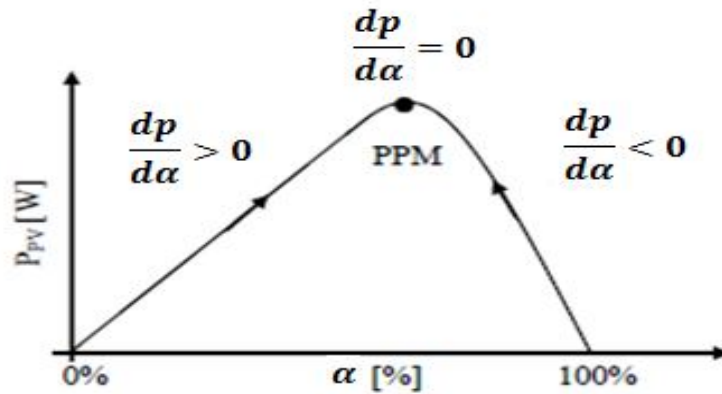


Fig.II.7 - Relation entre la puissance du GPV et le rapport cyclique du convertisseur statique

L'algorithme de cette méthode est illustré sur la figure 2.8 La variable *Slope* correspond à une variable qui prend le signe « 1 » ou « -1 » suivant la direction que l'on doit donner à la recherche pour augmenter la puissance en sortie du panneau,

symbolise la variable d'incrément du rapport cyclique. Périodiquement, la puissance P_{pvn} est comparée à la valeur déterminée précédemment $P_{pv(n-1)}$. 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.

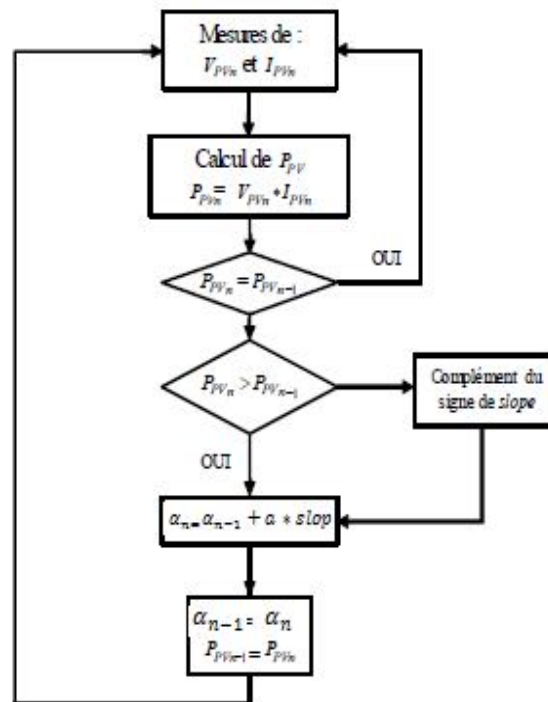


Figure II.8 - Algorithme type de la commande Hill Climbing.

Le schéma synoptique est illustré sur la figure II.9. 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.

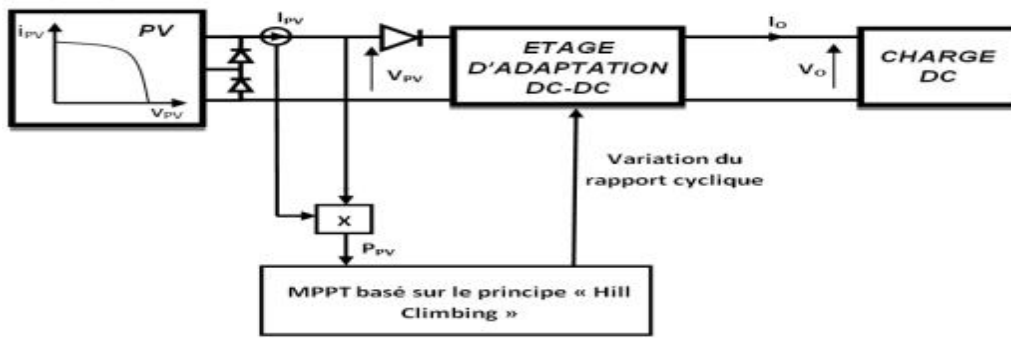


Fig. II.9 - Schéma de principe de la commande Hill Climbing.

Ces imperfections sont mises en évidence par W.Xiao [17], à l'aide d'un tableau évaluant les performances de cette commande, en termes de temps de réponse et de puissance extraite en sortie du GPV, pour différentes valeurs de la variable a . Par exemple, pour une variation d'ensoleillement de 990 W/m^2 à 510 W/m^2 , une incrémentation (a) de 1,5 % du rapport cyclique affiche un temps de réponse de 6 s pour une puissance en sortie du GPV de $1920,6 \text{ W}$. Tandis que pour une incrémentation de 0,4 %, la puissance extraite est de $1931,35 \text{ W}$ avec un temps de réponse quasi trois fois plus long (16,5 s). Ici, il est à noter qu'une incrémentation faible du rapport cyclique démontre de très bonnes performances lorsque l'ensoleillement varie très lentement (journée de très beau temps) mais une réponse dynamique relativement faible lors de changements d'éclairements brusques.

Malheureusement, il est encore une fois impossible de déterminer le rendement MPPT et d'avoir une idée de l'évolution de ce dernier en fonction des différentes valeurs de la variable d'incrément, car l'auteur indique seulement la puissance extraite en sortie du GPV en fonction d'un niveau d'irradiation sans indiquer la puissance maximale potentielle qu'aurait pu produire le GPV durant l'essai ayant servi d'évaluation.

Par contre, des informations concernant le rendement de cette commande sont fournies par le même auteur en [18]. Dans ce nouvel article, les tests d'évaluations sont effectués à l'aide d'une lumière artificielle, afin de contrôler le taux d'ensoleillement. La puissance maximale en sortie du GPV est de 5.83 Wc . Comme précédemment, l'incrément de la variable a varie de 0.8 % à 2 %. Le temps de recouvrement est alors compris respectivement entre 3.9 s et 1.2 s, avec des

rendements variant entre 99.13 % et 95.52 %. Ici, ces rendements correspondent aux points de fonctionnement stables. Il est donc difficile d'évaluer concrètement les performances de cette commande lors d'un fonctionnement en condition réelle où le PPM peut varier à tout instant avec des amplitudes relativement importantes.

Il est à signaler qu'un gain intéressant de l'ordre de 15 % en termes de puissance extraite en sortie du PV a été démontré par E.Koutroulis [19] par l'utilisation de ce type de commande comparé au même convertisseur piloté à partir d'un rapport cyclique fixe, dont la valeur correspond à la position du PPM d'un GPV pour une température et une puissance d'ensoleillement données.

II.3.2.3- Principe de la commande "Incrément de conductance" (IncCond).

Cette technique est basée 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 [20-21]. Ainsi, la conductance du module photovoltaïque est définie par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (\text{II.1})$$

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

$$dG = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (\text{II.2})$$

D'autre part, l'évolution de la puissance du GPV par rapport à la tension 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. La figure 2.10 permet d'écrire les conditions suivantes :

Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM

Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0$, le point de fonctionnement est sur la droite du PPM

Si $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$, le point de fonctionnement est sur le PPM,

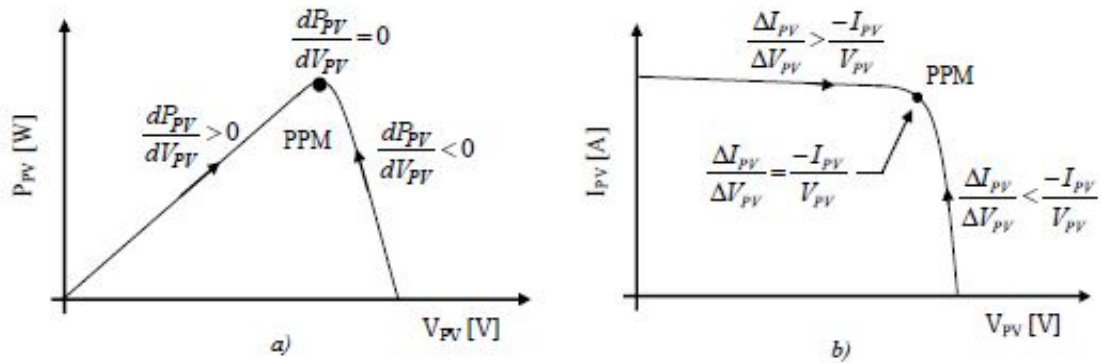


Fig .II.10 - Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe de la dérivée de la conductance G.

Le lien entre la conductance donnée par l'équation (2.1) et la dérivée de la puissance

$(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}})$ Peut être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \cdot \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \cong I_{pv} + V_{pv} \cdot \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (2.3)$$

D'où, on peut alors écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance.

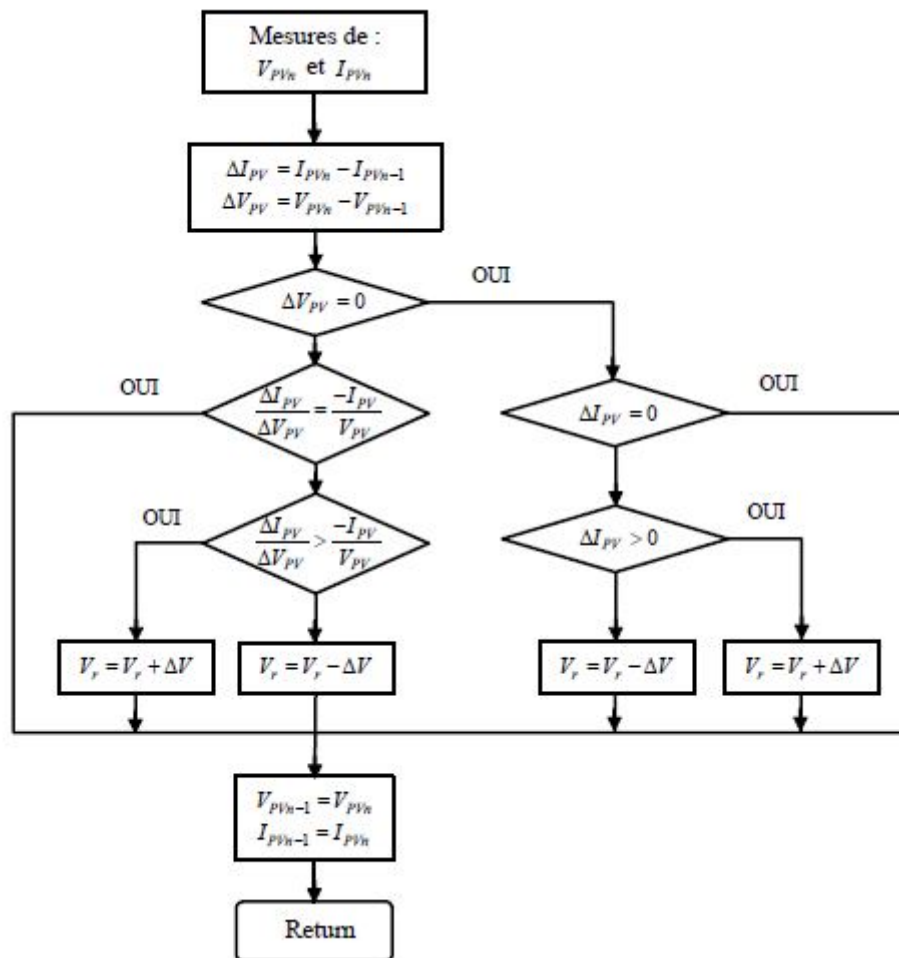
Si $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$, le point de fonctionnement est à gauche du PPM.

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

Si $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$, le point de fonctionnement est sur le PPM.

Le maximum de puissance peut être alors traqué en effectuant des comparaisons à chaque instant de la valeur de la conductance $(\frac{I_{pv}}{V_{pv}})$, avec celle de l'incrément de conductance $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$, comme l'illustre l'algorithme de la figure II.11. 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_{ppm} . 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. Le schéma de principe de cette méthode est illustré sur la figure 2.12.



**Fig. II.11.a - Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode
Incrément de Conductance.**

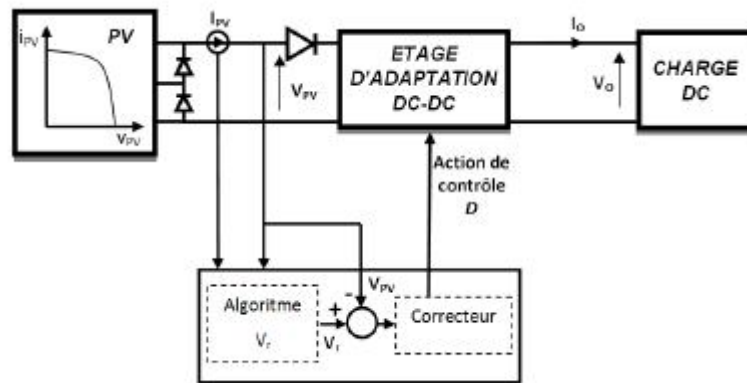


Fig. II.11.b - Fonctionnement d'une commande MPPT de type "IncCond" illustré sur une chaîne élémentaire de conversion PV.

Théoriquement, avec la méthode de contrôle de type "IncCond", il est possible de trouver un PPM et de le fixer en stoppant la perturbation. Dans ce cas-là, ΔV_{pv} est nul et c'est le contrôle de l'apparition de ΔI_{pv} qui permet de réactiver l'ajustement de la valeur de V_r pour atteindre un nouveau PPM. Ceci se produit par exemple lors de variations d'ensoleillement. Ceci constitue en soi une propriété intéressante par rapport aux deux types de MPPT précédents car en régime établi, il n'y a pas de pertes par rapport au PPM. De plus, cette méthode ne présente pas de risques de divergence par rapport au PPM. En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du PPM, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée V_{pv} , I_{pv} et de la difficulté au système de bien analyser si la relation (2-3) est bien remplie ou non. Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système est toujours en train de la rechercher.

Par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques.

Une étude comparative en termes de rendement MPPT est également réalisée par H.Hussein [22] entre la commande "IncCond" et "P&O". Lors de cette étude, le rendement affiché par la commande "IncCond" est de 89,9 % par rapport au 81,5 %

de la commande "P&O". Cette différence est principalement due aux variations relativement faibles autour du PPM engendré par la commande "IncCond".

L'analyse de ces différentes méthodes de recherche montre qu'elles ne sont pas trop éloignées sur leur fonctionnement en pratique, ni sur les compromis à effectuer entre précision et rapidité au niveau de la valeur de la variable d'incrémentation. Les divers essais extraits de la littérature montrent 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'un autre et quand car les conditions de test et les valeurs de variable d'incrémentation ne sont pas similaires. En revanche, ils donnent une estimation d'un rendement qui peut être élevé et du temps de réponse selon le pas d'incrémentation choisi.

II.3.3 - Commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité.

Le mode de fonctionnement de ces commandes est basé sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant le point de puissance maximal (V_{ppm}, I_{ppm}) et les paramètres caractéristiques du GPV (V_{co}, I_{cc}). Suivant le paramètre contrôlé, on parle alors de commande en régulation de courant ou de tension.

II.3.3.1 - Mesure de VOC (Fraction de VOC).

Cette technique de recherche du PPM est très simple. Elle consiste à comparer la tension du panneau (V_{pv}) avec une tension de référence qui correspond à la tension optimale (V_{ppm}) [13, 25, 26,24]. L'erreur sur la tension est alors utilisée pour ajuster le rapport cyclique du convertisseur statique, afin de faire coïncider les deux tensions.

La tension de référence est obtenue à partir de la connaissance de la relation linéaire existante entre V_{ppm} et V_{co} d'un module GPV :

$$V_{ppm} = k \cdot V_{co} \quad (\text{II.4})$$

Avec k correspondant à un facteur de tension dont sa valeur dépend du GPV utilisé et de la température de fonctionnement. Généralement, pour des GPV en silicium, il est compris entre 0.71 et 0.78,[27].

A partir de (II.4) et connaissant k , il faut cependant mesurer la tension de circuit ouvert V_{co} afin d'en déduire la tension de référence V_{ppm} à appliquer au GPV. L'inconvénient majeur de cette technique réside dans la nécessité d'effectuer la mesure de V_{co} de temps en temps et l'obligation de déconnecter la charge du GPV durant cette mesure, impliquant une perte de transfert de puissance à chaque mesure. Un autre inconvénient est l'hypothèse faite sur l'évolution de k dans un GPV suivant les différents points de fonctionnement des caractéristiques de puissance. Beaucoup d'auteurs font l'hypothèse que ce coefficient est constant pour un générateur donné. Ceci est loin d'être vrai pour la plupart des GPV en silicium qui affichent une variation d'au moins 10 % de ce facteur en fonction de la température de fonctionnement. Ces commandes sont très simples et très robustes mais aujourd'hui ne présentent pas assez de précisions essentielles à leur principe même de fonctionnement pour être retenues dans des systèmes de conversion récents.

II.3.3.2 - Mesure de I_{cc} (Fraction de I_{cc}).

Cette nouvelle méthode est basée sur la connaissance de la relation linéaire en première approche entre I_{cc} et I_{ppm} comme le montre l'équation (II.5) [25, 27] :

$$I_{ppm} = k \cdot I_{cc} \quad (II.5)$$

Avec k correspondant à un facteur de courant qui dépend là aussi du GPV utilisé et est généralement compris entre 0.78 et 0.92.

L'équation (II.5) montre que le courant optimal peut être déterminé par une mesure du courant du court-circuit et que le PPM peut être atteint en appliquant un courant de référence égal à I_{ppm} à la régulation en courant du convertisseur. La mesure du courant de court-circuit implique une perte de transfert de puissance due à la mise en court-circuit du GPV. Toutefois, cette méthode peut s'avérer plus précise que la précédente car la température n'influence pas trop ce coefficient.

Ces types de commandes ayant besoin uniquement d'un seul capteur, elles ont été très utilisées dans les années 80. Elles s'avéraient alors plus faciles à mettre en œuvre et un peu moins coûteuses que les commandes extrémales citées au début de ce document. Par contre, la précision de ces commandes est faible notamment à cause des procédés

d'estimation des paramètres caractéristiques du module (I_{cc}, V_{co}) qui ne peuvent pas se faire trop souvent.

L'échelle temporelle de réaction est en effet de la minute. De plus, à chaque fois qu'une mesure de courant ou de tension est faite, cela entraîne un arrêt obligatoire de transfert de puissance et donc des pertes énergétiques qui ne sont pas négligeables au cours d'une journée.

Comme le montre l'étude comparative [13] ou le rendement MPPT de la méthode V_{OC} est de 88,1 %, soit 8 et 10 % inférieur à la commande "P&O" et "IncCond" respectivement.

II.3.4 - Les commandes MPPT basées sur le principe de la logique floue.

Les commandes basées sur la logique floue (dans la littérature anglo-saxonne FuzzyLogic Control) sont de plus en plus populaires grâce à l'évolution des microcontrôleurs [30]. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités.

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur E_R et le changement d'erreur ΔE_R et une variable de sortie $\Delta\alpha$ (variation du rapport cyclique).

La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres d'entrée.

En général, la commande logique floue comprend donc trois étapes communément nommées dans la littérature :

- *la fuzzification.*

- *la lecture de la table de vérité.*

- *la defuzzification.*

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variable linguistique pouvant prendre les cinq valeurs suivantes :

- NB: Negative Big,
- NS: Negative Small,
- ZE: Zero,
- PS: Positive Small,
- PB : Positive Big.

Comme le montre la structure de base de la commande logique floue illustrée en figure 2.13.

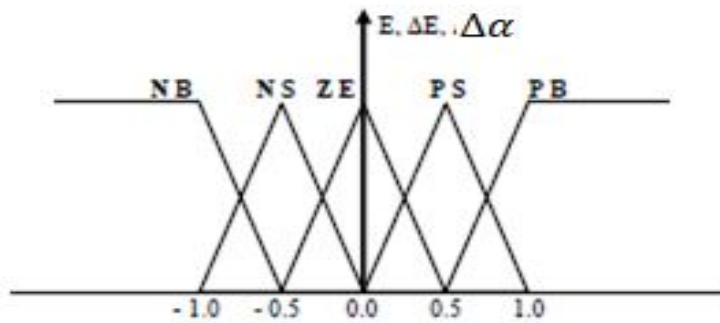


Fig. II.12 - Structure de base de la commande floue.

Les paramètres d'entrées E_R et ΔE_R sont liés aux équations suivantes :

$$E_R(n) = \frac{P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \quad (\text{II.6})$$

$$\Delta E_R(n) = E_R(n) - E_R(n-1) \quad (\text{II.7})$$

En fonction de leurs évolutions et d'une table de vérité comme indiquée dans le tableau II-I, une valeur est attribuée au paramètre de sortie $\Delta\alpha$.

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Tableau II-1. Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue.

La variable linguistique assignée à $\Delta\alpha$ dépend des différentes combinaisons entre E_{ret} et ΔE_R . Par exemple, si les variables d'entrée (E et ΔE), ont comme valeur PB et ZE correspondant à un point de fonctionnement très éloigné du PPM, d'après la table de vérité la valeur donnée à la variable de sortie ΔD est PB, ce qui implique une forte variation positive du rapport cyclique pour atteindre le PPM.

En résumé, les variations du rapport cyclique dépendent de la différence de position entre le point de fonctionnement et un PPM. Ainsi, dès que ce dernier s'approche du PPM, les incréments appliqués à $\Delta\alpha$ s'affinent jusqu'à atteindre le PPM.

La defuzzification, consiste à convertir cette fois, une variable linguistique en variable numérique. Cette étape ne s'applique qu'à la variable de sortie $\Delta\alpha$, afin de pouvoir piloter le convertisseur de puissance pour atteindre le PPM. N. Khaehintung a démontré dans sa publication en 2004 [30] que l'emploi d'une commande MPPT basée sur le principe de la logique floue permet d'améliorer 8 fois le temps de réponse par rapport à une commande P&O classique. Dans cet article, aucune indication n'est donnée sur la variable d'incrément, mais après analyse des relevés, on en déduit que celle-ci est relativement petite car les oscillations autour du PPM sont très faibles expliquant la différence en termes de réponse dynamique. Un phénomène secondaire à prendre en compte est le temps mis par cette commande pour se stabiliser sur un nouveau PPM. La commande floue met 1,75 s pour s'immobiliser sur le PPM, alors que la commande P&O s'y positionne au bout de 1,25s, c'est-à-dire dès qu'elle l'a atteint. Une comparaison plus fine est donc nécessaire pour affirmer les gains de ce nouveau type de commande à l'algorithmes de base très complexe. En [31], la commande logique floue est comparée directement à la méthode "HillClimbing". Les différents oscillogrammes montrent que le temps de réponse est légèrement amélioré, par contre l'erreur statique obtenue est relativement faible. Ici, contrairement à l'exemple cité ci-dessus, la valeur de l'incrément est importante. Malheureusement la

qualité des relevés ne permettent pas de déterminer avec précision le gain en termes de temps de recouvrement ainsi que le rendement de cette commande à cause d'une échelle de temps et des calibres de mesures trop grands.

En résumé, cette méthode s'avère être très performante lors de changement des conditions climatiques, cependant sa précision en statique est fortement liée à la complexité de la table de vérité employée entraînant la nécessité du choix obligatoire d'un microcontrôleur ayant une grande capacité de calculs tenant compte des nombreuses disparités des paramètres électriques du panneau. Ici, typiquement, cette commande peut présenter les meilleures performances en termes de précision et de rapidité de recouvrement de PPM mais elle entraîne obligatoirement une consommation énergétique non négligeable liée au microprocesseur ainsi qu'un surcoût.

II.3.5 - Commande MPPT de réseaux de neurones artificiels.

La technique de réseaux de neurones elle est aussi, de plus en plus utilisée, car elle offre une grande alternative pour résoudre des problèmes complexes [32-33]. Ces dernières années, l'utilisation de cette méthode dans divers domaines d'application ne cesse d'augmenter car elle fonctionne à partir d'une boîte noire qui n'exige pas d'informations détaillées sur le fonctionnement du système. Elle établit des relations entre les variables d'entrée et de sortie en analysant les précédentes données mémorisées. Un autre avantage est qu'elle peut traiter des problèmes d'une grande complexité grâce à des paramètres interdépendants.

Les réseaux de neurones sont composés généralement de trois couches différenciées, de dénominations :

- *Couche d'entrée (Input layer),*
- *Couche cachée (Hidden layer),*
- *Couche de sortie (Output layer).*

Comme le montre la figure II.13.

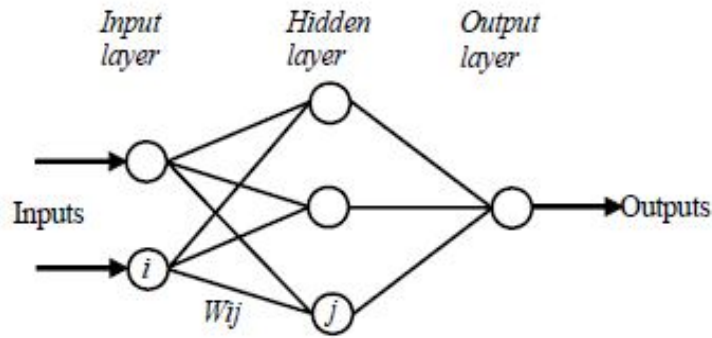


Fig.II.13 - Exemple d'un réseau de neurones.

Le nombre de nœuds au niveau des différentes couches est variable en fonction du degré d'apprentissage souhaité et de la précision de la commande souhaitée. Pour une commande MPPT, les variables d'entrées peuvent donc être les paramètres caractéristiques d'un GPV (I_{cc} , V_{co}) associées ou non à des données atmosphériques comme la température ou l'irradiation ou bien une combinaison de ces dernières. La sortie est généralement un ou plusieurs signaux de référence comprenant au moins le rapport cyclique permettant de commander le convertisseur statique (CS) pour fonctionner le plus souvent possible au PPM. La qualité de la recherche du PPM dépend essentiellement de l'algorithme utilisé dans la couche cachée et de la construction proprement dite du réseau. Ainsi, l'importance entre deux nœuds de la valeur du poids choisi W_{ij} est à prendre en compte. Pour identifier avec précision les différents PPM éventuels, les poids W_{ij} doivent être initialement déterminés avec le plus de soin possible à travers des procédures d'apprentissage pénibles et spécifiques à chaque GPV, chaque site d'implantation et chaque type de charge. De plus, cet apprentissage doit être révisé régulièrement (typiquement chaque mois) pour mettre à jour les relations entre les entrées et les sorties du réseau. Ce qui rend cette commande fastidieuse en entretien et en maintenance.

Bien qu'il existe une grande quantité de ces commandes MPPT dans la littérature, nous ne connaissons pas d'application industrielle les utilisant.

II.3.6 - MPPT RCC (RippleCorrélation Control).

C'est une technique qui utilise les ondulations engendrées par le convertisseur statique dans les grandeurs mesurées du GPV (courant – tension et puissance) [64].

Le principe est basé sur la dérivée de puissance par rapport au temps ($\frac{dp}{dt}$) au lieu de ($\frac{dp}{dv}$). le point maximum est obtenu directement par la relation analytique du rapport cyclique $\alpha(t)$; où :

$$\alpha(t) = K \int p \dot{v} dt \quad (\text{II.8})$$

La relation montre que cette technique est facile à l'implantation analogique, la constante K dépend du gain du circuit de commande du convertisseur statique.

La réponse dynamique dépend aussi de la fréquence de hachage. Seule la perturbation du point de fonctionnement engendrée par les ondulations de courant ou de tension présente un inconvénient dans cette MPPT.

II.3.7 - MPPT basé sur le balayage du courant (CurrentSweep).

Cette méthode utilise le balayage du courant I_{pv} pour tracer la caractéristique (I, V) dans un intervalle fixe du temps, donc le V_{mpp} sera calculé à travers le tracé de cette courbe. La fonction de balayage est choisie de façon que :

$$f(t) = k \frac{df(t)}{dt} \quad (\text{II.9})$$

La puissance du GPV est donnée par

$$p(t) = v(t).i(t) = v(t).f(t) \quad (\text{II.10})$$

Au PPM, $\frac{dp}{dt} = 0$ et, en substituant (2.9) on obtient l'équation suivante :

$$\frac{dp}{dt} = \left[v(t) + k \frac{dv}{dt} \right] \frac{df}{dt} = 0 \quad (\text{II.11})$$

Or la solution de l'équation différentielle (2.9) est :

$$f(t) = C \cdot \exp\left(-\frac{t}{k}\right) \quad (\text{II.12})$$

Pour avoir une exponentielle décroissante qui tend vers I_{max} en fait le choix ($C=I_{max}$), l'équation (II.12) peut s'implémenter facilement avec un circuit capacitif en décharge.

Le seul inconvénient de cette méthode est le temps de balayage du courant qui peut prendre 50 ms [35]. Ce temps de réponse provoque un taux de pertes très élevés.

II.4- Synthèse des commandes MPPT.

Le tableau II-2 résume les caractères majeurs des différentes techniques MPPT dont nous avons rappelé les principes ci-dessus.

Ce tableau résume les différents MPPT connue dans la littérature selon :

- La connaissance nécessaire des paramètres du GPV.
- La nécessité d'une mise à jour périodique.
- Le type d'implantation lors d'une réalisation pratique et le degré de complexité.
- Le temps de réponse du traqueur (vitesse de recouvrement du PPM).
- Le nombre des capteurs nécessaires.
- Le rendement qui caractérise les pertes dues à l'adaptation maximale de la charge.

Donc, avec autant de méthodes MPPT disponibles, il n'est pas évident de faire un choix selon les besoins désirés.

Dans le tableau suivant sont résumés les différents principaux aspects du MPPT à prendre en considération.

Méthode MPPT	Connaissance des paramètres du GPV	Nécessité d'une mise à jour périodique	Mode d'implantation	Complexité d'implantation	Vitesse de recouvrement du PPM	Type et nombre de capteur	Rendement (%)
P&O	non	non	Analogique ou numérique	basse	Variable	1 capteur courant. 1 capteur tension.	81-96
Inc-cond	non	non	numérique	moyenne	variable	1 capteur courant. 1 capteur tension	90-98
hillclimbing	non	non	Analogique ou numérique	basse	variable	1 capteur courant. 1 capteur tension	95-99
Fonction de VCO	oui	oui	Analogique ou numérique	moyenne	moyenne	1 capteur tension	88
Fraction Icc	oui	oui	Analogique ou numérique	moyenne	moyenne	1 capteur courant	
Logique floue	oui	oui	numérique	haute	rapide	variable	
Réseau de neurones	oui	oui	numérique	haute	rapide	variable	
RCC	non		analogique	basse	rapide	1 capteur courant. 1 capteur tension	
Balayage du courant	oui	oui	numérique	haute	lentement	1 capteur courant. 1 capteur tension	

Tableau. II.2 - Caractéristiques majeures des commandes MPPT.**II.4.1 - Implémentation.**

La facilité de mise en œuvre est un facteur important pour le choix d'une MPPT ; Comme indiqué sur le tableau récapitulatif ci-dessus, certaines méthodes de MPPT peuvent être implantées en analogique et d'autres en numérique ou en même temps. Cela a une influence directe sur la simplicité de l'implantation de l'algorithme et donc, sur le coût de la commande MPPT et son rendement.

II.4.2- Coût.

Dans la littérature, la notion coût MPPT revient toujours au type d'implantation (analogique ou numérique) ; il est souvent cité que l'implantation analogique est la moins chère, car les implantations numériques nécessitent des microcontrôleurs programmables.

Ainsi, l'élimination de certains capteurs peut diminuer largement le coût d'une méthode MPPT, surtout les capteurs de courant [36].

II.4.3- Réponse dynamique.

Une commande MPPT doit avoir un bon comportement en dynamique afin de pouvoir piloter l'étage d'adaptation et assurer que la recherche du nouveau PPM, suite aux changements d'éclairement ou de température, soit faite le plus rapidement possible.

II.4.4- Flexibilité.

Une commande MPPT doit être précise et stable quelles que soient ses conditions d'utilisation. C'est-à-dire qu'elle ne doit pas être conçue pour fonctionner pour un seul type d'applications (exemple : spatial ou domestique...). Elle doit être la plus universelle possible, capable de fonctionner avec des panneaux de différentes technologies sans trop de modifications, tout en gardant le même taux de précision et de robustesse.

II.4.5 - Système de plusieurs maximums (effet d'ombrage)

Ce phénomène a été exposé au chapitre 1 où la courbe de puissance du GPV présentent parfois plusieurs maximums. La présence de ces maximums provoque une perte d'énergie importante dans le cas d'une mauvaise MPPT. Dans certains travaux [37, 38], il est montré que la détection de ce phénomène implique l'implantation d'un autre étage avec celui de la MPPT. Seule la méthode de balayage de courant qui détecte ce phénomène peut se passer de la nécessité d'un autre étage.

Par définition, une commande MPPT, utilisée dans des applications photovoltaïques, est supposée traquer le PPM généré par un module PV, quel que soit le niveau d'ensoleillement. La commande MPPT est dite compétitive si le PPM est atteint avec une erreur statique, correspondant à la position du point de fonctionnement par rapport au PPM, relativement faible sur une large gamme de puissance.

II.5 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les différentes méthodes MPPT rencontrées le plus souvent dans la littérature. L'existence de plusieurs types de commandes MPPT montre que ce domaine de recherche est en perpétuelle évolution et qu'il est difficile de trouver une ou plusieurs solutions universelles.

Pour cela, nous avons présenté les principes des techniques les plus populaires et couramment utilisées dans les travaux de recherche ou dans l'industrie, en mettant en évidence leurs avantages et leurs inconvénients. Un tableau comparatif des différentes méthodes en fonction de plusieurs critères, permet d'orienter le lecteur afin de trouver ou évaluer le MPP. Il peut aider un concepteur dans le choix d'une commande MPPT, en fonction de ses exigences (coût, complexité, précision, vitesse de convergence,...). Toutefois, au-delà du principe, le concepteur ou l'utilisateur doivent avoir conscience que même pour des commandes basées sur le même principe, des divergences importantes de qualité de commande existent.

Plusieurs travaux de recherche ont été effectués afin d'améliorer les performances de plusieurs commandes (pas de calcul variable dans la méthode Incremental-Conductance ; la réduction des ondulations dans la méthode P&O).

Ce chapitre nous servira de support de comparaison avec l'approche de MPPT qu'on va développer dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE III

Modélisation du convertisseur statique

III.1 - Introduction :

Nous avons détaillé dans les deux chapitres précédents que les systèmes électriques utilisant les GPV comme source d'énergie sont conçus pour fonctionner dans les limites des puissances maximales. Pour dépister ce point de fonctionnement qui varie fortement avec les conditions météorologiques, un traqueur du point optimal est utilisé. Il est à base **des convertisseurs statiques** qui sont l'élément de base pour l'optimisation de la puissance et l'adaptation de la charge.

Une interface à travers un convertisseur DC-DC (transformateur DC) entre la source et la charge avec **une action de contrôle (MPPT)** est nécessaire pour assurer à chaque instant le transfert de la puissance maximale. Le point de fonctionnement sera perturbé tous le temps sous l'influence de l'action de recherche MPPT et les conditions météorologiques.

Le choix et la conception du convertisseur joue un rôle impératif dans le rendement et la robustesse ainsi que la stabilité de la conversion d'énergie. Dans ce chapitre, on va étudier l'influence du choix et le dimensionnement du convertisseur sur l'optimisation de la chaîne photovoltaïque.

On va présenter les différents modèles mathématiques utilisés pour l'analyse du fonctionnement d'un convertisseur DC-DC, puis on présentera une étude analytique du hacheur boost en boucle fermée avec MPPT, vu son intérêt dans le concept d'optimisation de la chaîne photovoltaïque.

III.2 - Etages d'adaptation selon le concept d'un transformateur DC [67].

La conception d'un étage d'adaptation, ou comme souvent dit dans la littérature transformateur DC, permet de relier le GPV à une charge continue avec un rendement très élevé. L'utilisation du transformateur DC avec rapport de transformation variable pour l'adaptation de charge a été le sujet de plusieurs publications et travaux scientifiques [39, 40, 41, 42]. Ces travaux démontrent qu'il suffit de faire varier le rapport de transformation pour trouver le point d'adaptation optimale entre la source et la charge ; cette variation est commandée par des entrées délivrées par le système MPPT.

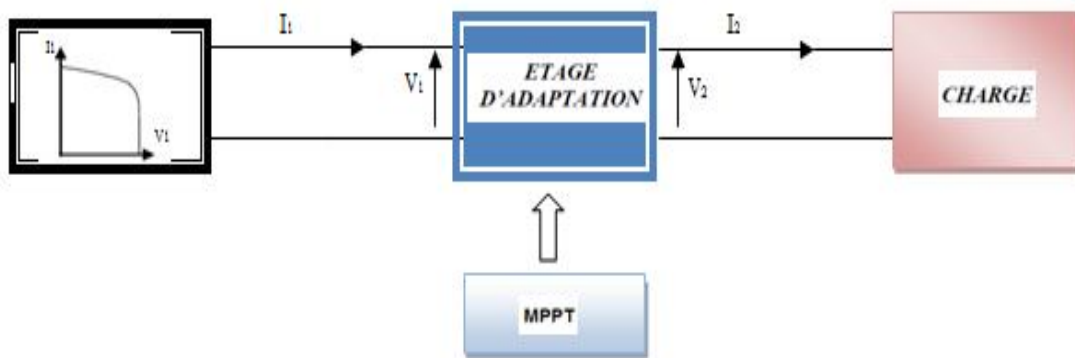


Fig. III.1 - Schéma général d'une adaptation pour une puissance maximale entre le panneau et la charge

Dans le cas idéal (convertisseur sans pertes) les convertisseurs statiques satisfont la condition de la conversion d'énergie dont l'équation est donnée [52,53] :

$$p_2 = M(\alpha) \cdot V_1 \cdot \frac{1}{M(\alpha)} I_1 = V_2 \cdot I_2 = p_1 \quad (\text{III.1})$$

p_1 : Puissance à l'entrée du transformateur DC.

p_2 : Puissance à la sortie du transformateur DC.

$M(\alpha)$: Rapport de transformation.

α : Rapport cyclique.

V_1, I_1 : Tension et courant primaire.

V_2, I_2 : Tension et courant secondaire.

Une des propriétés du transformateur DC est que ces circuits préservent la nature de la source branchée à leur port d'entrée. Si on connecte une source de tension à l'entrée, la sortie du transformateur se comporte comme source de tension ; si on connecte une source de courant, sa sortie se comporte comme source de courant.

Le tableau suivant résume les principaux rapports de transformation pour les différentes structures du convertisseur statique connues dans la littérature.

Convertisseur	Rapport de transformation	Isolation galvanique
buck	α	Non
boost	$\frac{1}{1 - \alpha}$	Non
Back-boost	$\frac{-\alpha}{1 - \alpha}$	Non
cuk	$\frac{-\alpha}{1 - \alpha}$	Non
sepic	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	Non
flyback	$\frac{k \cdot \alpha}{1 - \alpha}$	Oui
forward	$k \cdot \alpha$	Oui

Tableau. III.1 - Classification des convertisseurs statiques.

Certains travaux [66] ont montré que le hacheur boost a un meilleur rendement dans les applications MPPT. On va s'intéresser dans cette thèse à une adaptation de charge par le biais du convertisseur boost.

III.3 - Détermination d'un point de fonctionnement d'une source non linéaire :

Dans ses travaux, Signer [5,6] a donné un modèle généralisé sur l'application d'un transformateur avec un rapport de transformation variable dans le temps (TVT) pour obtenir un point de fonctionnement de puissance maximale pour une connexion entre une source non linéaire et une charge (fig.III.2). Il traite un cas général d'une source non linéaire connectée avec une charge DC, avec et sans optimisation. Il présente la faisabilité de déplacement du point de fonctionnement vers le point de puissance maximale par l'intermédiaire d'un transformateur à rapport de transformation variable.

Dans la littérature, on appelle l'écart ($P_{\max} - P_2$), les pertes dues au non adaptation. Ces pertes peuvent atteindre un gain important dans les applications à grande puissance et ceci se répercute sur le coût du kWh solaire qui demeurera assez chère.

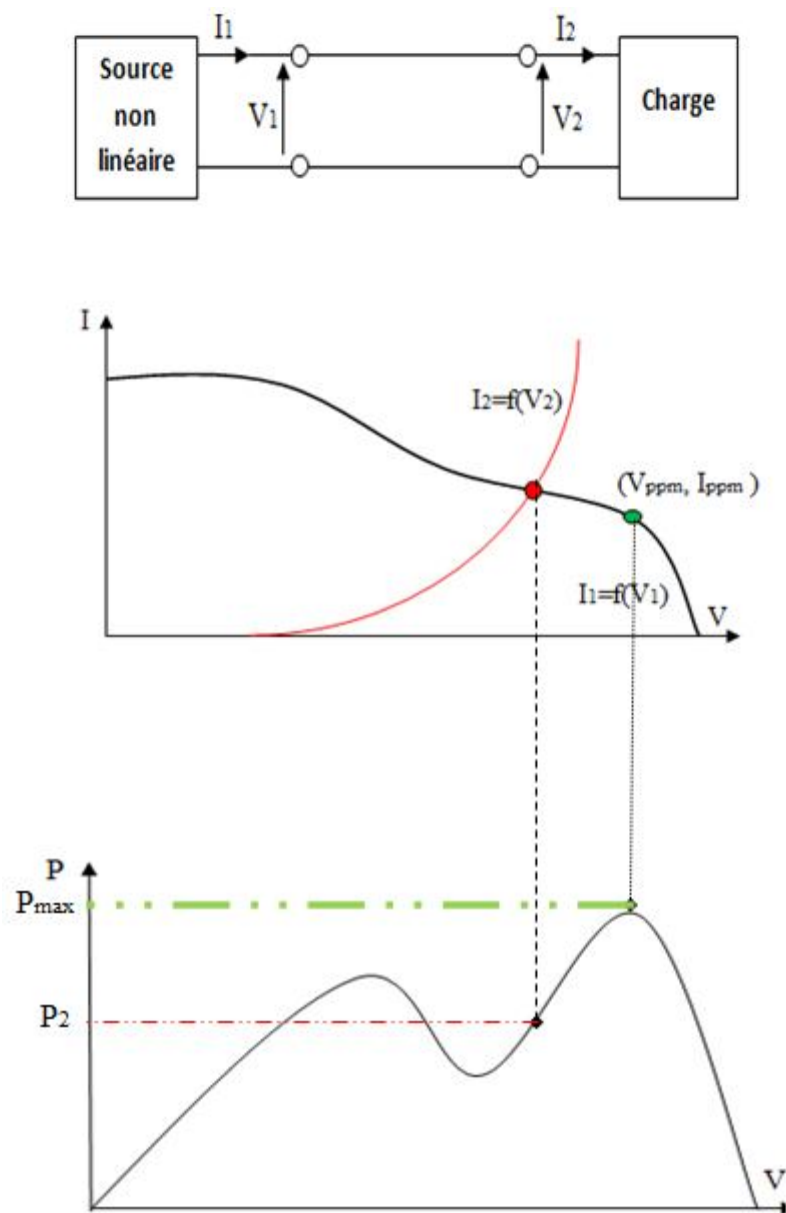


Fig. III.2 - Connexion directe entre une source non linéaire et une charge.

La figure III.2 montre que lors d'une connexion directe entre un GPV et une charge, le point de fonctionnement se trouve souvent loin du point de fonctionnement maximal. A travers un dispositif électrique, on peut déplacer ce point de fonctionnement vers une position désirée selon l'utilisation.

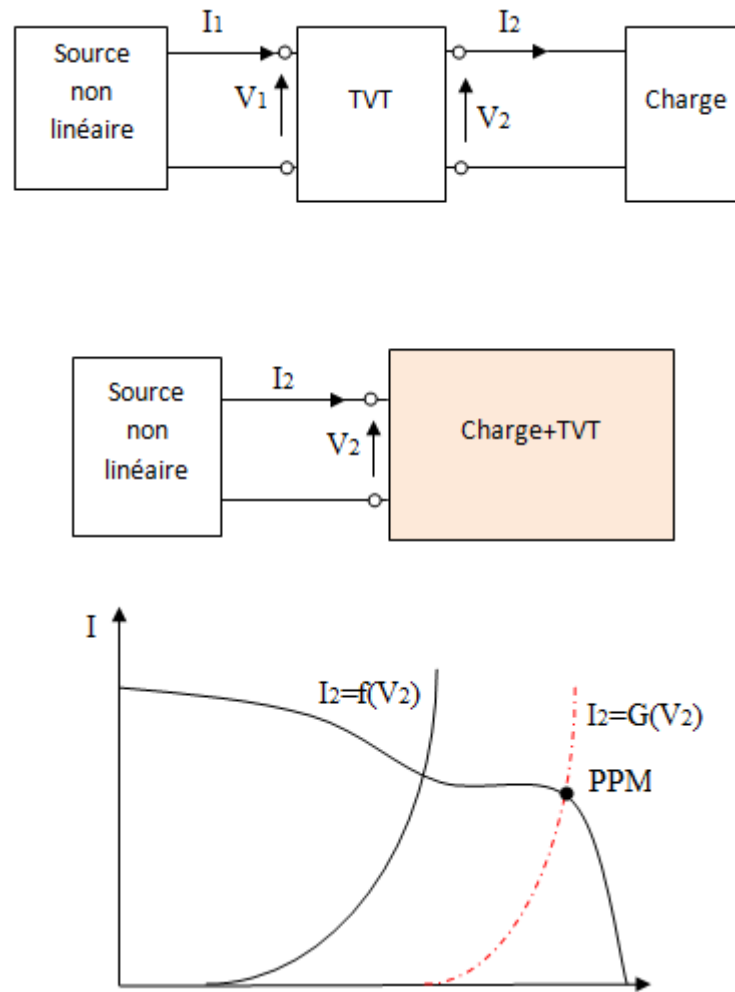


Fig.III.3 - Connexion adaptée par un transformateur DC-DC.

Donc comme montré par la figure III.3, on a déplacé le point de fonctionnement vers le point (PPM) par l'intermédiaire du TVT, où $M(t)$ est le rapport de transformation, dépendant de la topologie du transformateur DC choisi et du temps (équation III.2)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(t) & 0 \\ 0 & 1/M(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Donc l'adaptation est basée sur le calcul du rapport de transformation adéquat avec le point de fonctionnement maximal, en effectuant un traitement de données (tension et courant mesurés de la source) qui force le système à fonctionner à sa puissance maximale (fig. III.4). Cela souligne l'intérêt du convertisseur comme organe principal dans l'opération d'optimisation en question et l'intérêt de l'étude que nous allons développer par la suite.

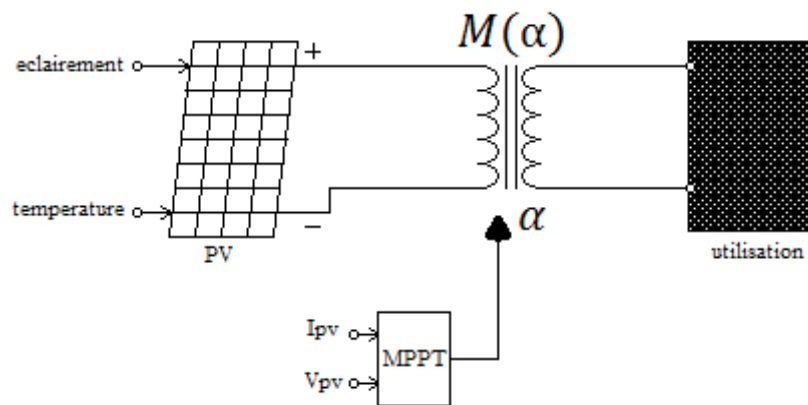


Fig.III.4 - Modélisation de l'optimisation de la chaîne photovoltaïque par un transformateur DC-DC.

III.4 - Modélisation des convertisseurs DC-DC [43, 44,45].

Pour analyser, concevoir et commander une structure d'électronique de puissance, le concepteur a généralement recours à la modélisation et à la simulation dynamique. Rappelons que les convertisseurs en électronique de puissance sont caractérisés par :

- **la conversion** (Continu-Continu, Continu-Alternatif...)
- **la commande** (MLI, pleine onde, hystérésis...)
- **le régime de fonctionnement** (commutation naturelle, commutation forcée, conduction continue/conduction discontinue...).

Pour analyser le comportement du convertisseur et synthétiser un contrôleur adéquat permettant d'atteindre les performances désirées (dans notre cas un traqueur du point de puissance maximale des module photovoltaïques), la modélisation constitue une étape nécessaire. Dans le paragraphe qui suit, on va faire un état de l'art des principales modélisations présentées dans la littérature avec leurs avantages et inconvénients.

En électronique de puissance, trois niveaux de modélisation sont utilisés pour étudier le comportement des dispositifs de commutation :

La première approche : On considère le convertisseur (dans notre cas le hacheur) avec sa commande comme plusieurs systèmes électriques commutant l'un vers l'autre, suite à une commande ou un changement de structure provoqué par l'ouverture et la fermeture des interrupteurs ; chacun de ces systèmes possède un nombre donné de variable d'états qui peuvent être différents. Le hacheur, avec sa commande, peut être considéré comme un système hybride regroupant plusieurs sous structures.

La deuxième approche : Il est d'usage de transformer le système original en un système continu qui représente au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. A cet effet, **le comportement moyen** est tout à fait adapté.

Le modèle dit « moyen » associé trouve un vaste champ d'applications, que ce soit en commande, en simulation (rapidité de temps de simulation) ou encore en analyse des modes. Il se base sur l'hypothèse que la plus petite des constantes de temps électrique du système est largement plus grande que la période de découpage (cas du mode de condition continue MCC) ou de la même grandeur (cas du mode de conduction discontinue MCD). Il est alors possible d'établir un modèle moyen continu du convertisseur.

La troisième approche : Cette méthode est issue de la deuxième approche. Elle se base sur la linéarisation autour du point de fonctionnement de ces équations, ce qui permet d'obtenir un système linéaire avec la possibilité de le commander par les outils standards de l'automatique linéaire, qui permet d'établir les équations algébriques dans le domaine de Laplace et donc d'introduire le concept de la fonction de transfert entre les différentes grandeurs du système.

Toutes ces approches seront détaillées pour bien montrer l'intérêt de leur application.

III.3.1 - Première approche (ou modèle exact).

Le modèle exact est décrit sous la forme d'équations différentielles à entrées discontinues et périodiques. Notre convertisseur statique est un système à structure variable [52, 73].

Le fonctionnement d'un convertisseur fait apparaître plusieurs topologies ou configurations. Entre deux commutations, chaque configuration est indexée par un

entier i . Pour chacune d'elles, il faut écrire une équation différentielle ordinaire, dont les variables d'état sont les courants dans les inductances et les tensions aux bornes des condensateurs ou des combinaisons linéaires de ces courants et/ou tensions.

Le convertisseur sera représenté pour chaque configuration d'index i par le système :

$$\frac{dx}{dt} = A_i x(t) + B_i u(t) \text{ Pour } t \in [t_{i-1}, t_i] ; i = 1 \dots N \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\sum_{i=1}^N t_{i-1} - t_i = T$$

Où :

T : La période de fonctionnement du convertisseur.

t_i : Les instants de commutation.

N : Le nombre de configurations prises par période.

A_i : La matrice d'état pour la $i^{\text{ème}}$ configuration.

B_i : La matrice d'entrée pour la $i^{\text{ème}}$ configuration.

$x(t)$: Le vecteur d'état.

$u(t)$: Le vecteur d'entrée ou de sources.

Ce modèle est généralement conçu pour la vérification ainsi que la validation des autres techniques de modélisation ou de commande. Il s'agit de la résolution exacte des équations différentielles représentant le système dans chaque configuration. En effet, si l'on considère que le convertisseur peut être décrit par (III.3) dans chaque configuration, la solution peut être donnée par :

$$x(t)_i = e^{A_i(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A_i(t-\tau)} \cdot B_i U(t-\tau) d\tau \quad (\text{III.4})$$

($i=1, 2$ en MCC et $i=1, 2, 3$ en MCD dans le cas d'un hacheur boost).

Afin de mieux comprendre cette méthode, nous traiterons le cas d'un hacheur boost; la charge est modélisée par le modèle généralisé de Norton.

Soit le hacheur parallèle de la figure (III.5); nous supposons la conduction continue MCC.

Le transistor étant : Fermé de 0 à αT , Ouvert de αT à T .

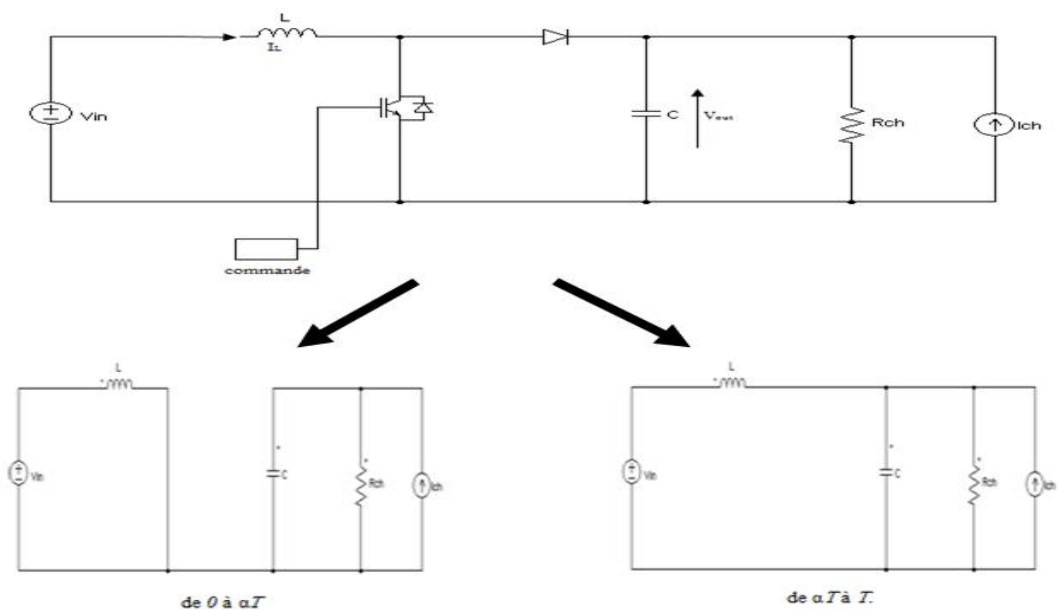


Fig.III.5 - Hacheur parallèle connecté à une charge (modèle de Norton).

- Configuration 1 ($i=1$) sur l'intervalle $[0 \alpha T]$:

Le vecteur d'état $x(t)$ est $[I_L V_{out}]$

Le vecteur d'entrée $u(t)$ est $[V_{in} I_{ch}]$

Le modèle d'état selon l'équation (III.3) de cette configuration est :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_L \\ V_{out} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{CRch} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_L \\ V_{out} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{in} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (III.5)$$

D'où :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{CRch} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix}$$

La solution est :

$$x(t)_1 = e^{A_1(t)} x(0) + \int_0^t e^{A_1(t-\tau)} \cdot B_1 U(t-\tau) d\tau \quad (\text{III.6})$$

- Configuration 2 ($i=2$) sur l'intervalle $[\alpha T \ T]$:

Le modèle d'état selon l'équation (III.3) de cette configuration est :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_L \\ V_{out} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & \frac{-1}{cRch} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_L \\ V_{out} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{in} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

D'où :

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & \frac{-1}{cRch} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C} \end{bmatrix}$$

La solution s'écrit :

$$x(t)_2 = e^{A_2(t-\alpha T)} x(\alpha T) + \int_{\alpha T}^t e^{A_2(t-\tau)} \cdot B_2 U(t-\tau) d\tau$$

Le modèle détaillé est obtenu en utilisant l'état final de la configuration précédente comme valeur initiale de l'état de la configuration actuelle.

La figure suivante montre les résultats de simulation d'un hacheur boost avec une commande MLI pour des différents changements de V_{in} (croissance, décroissance) avec un intervalle de transition de 1s.

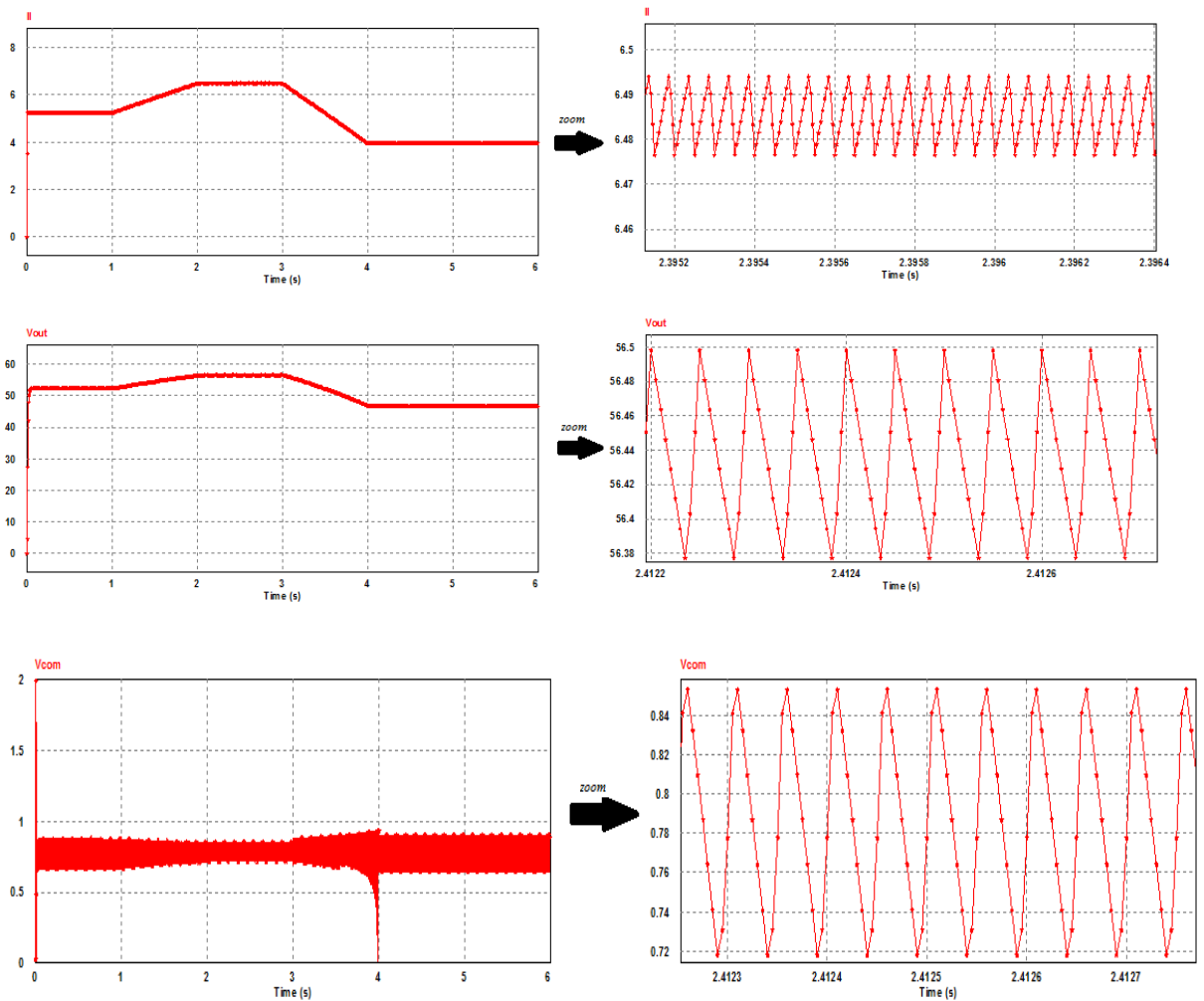


Fig.III.6 - Evolution des variable d'état (I_L, V_{out}) et du rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle détaillé ($c_0 = 500 \mu F, L = 30 mH, R_{ch} = 25 \Omega, f_h = 20kHz$).

III.3.2 - Deuxième approche (modèle moyen) :

Le principe de base de tout modèle moyen est le calcul de la moyenne dite *glissante* sur une fenêtre de largeur T , correspondant généralement à une période de fonctionnement (Fig. III.7).

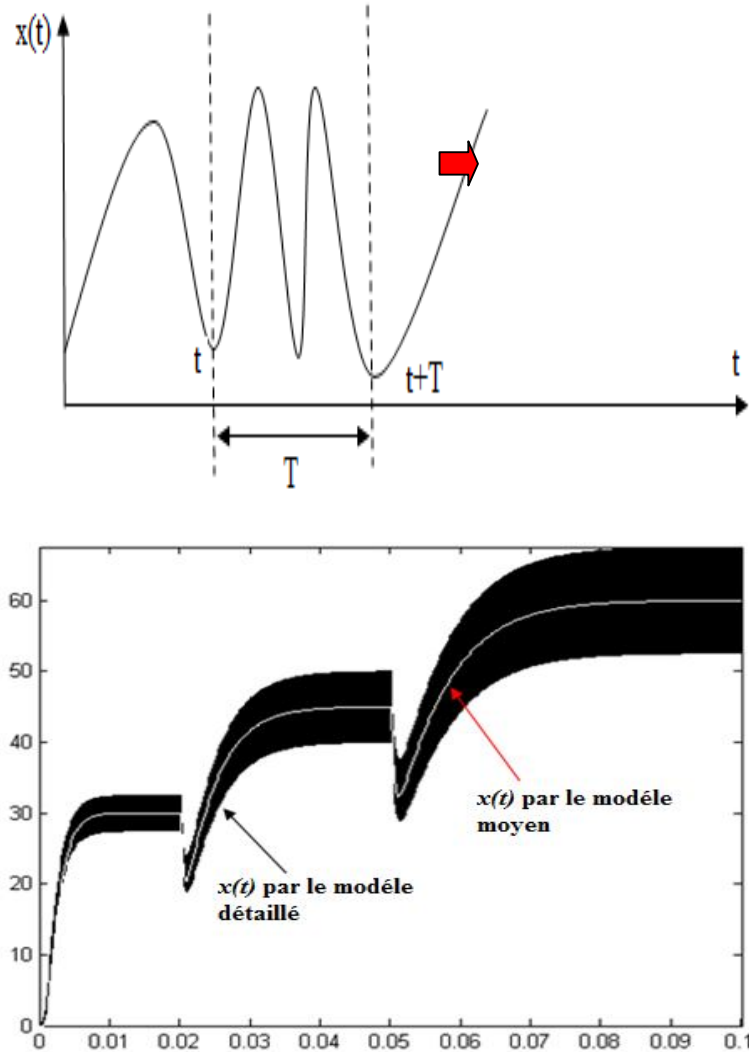


Fig.III.7 - Principe de la fenêtre glissante dans le modèle moyen et forme d'onde en utilisant le modèle détaillé et le modèle moyen.

La valeur moyenne \bar{x} est donnée par :

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(\tau) d\tau \quad (\text{III.8})$$

La moyenne se fait sur *une fenêtre glissante et non sur un intervalle statique*.

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles :

- une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation ;

- une précision suffisante dans son domaine de validité.
- la possibilité de passer en fonction de transfert.

Historiquement, ce modèle a été publié par Middebrooke et Cuk, en 1976 [46]. Le mérite a été d'avoir fait une première formulation mathématique de la modélisation moyenne.

Pour établir ce modèle, il faut passer dans une première étape par le modèle exact. La deuxième étape est de moyenniser les grandeurs par l'équation (III.8).

La figure III.7 donne la forme d'onde obtenue par ce modèle en comparaison avec le modèle exact. Il existe plusieurs types de modèles moyens selon le mode de fonctionnement (MCC ou MCD), le type de conversion (AC ou DC) et enfin selon l'usage (analyse, simulation système, conception de commande...). On va citer trois méthodes connues et bien développées dans les travaux scientifiques

III.3.2.1 -b Techniques des générateurs moyens.

La technique de modélisation utilisant les générateurs moyens, se base sur des manipulations **Graphiques** aboutissant à un modèle linéaire unique équivalent au convertisseur. Elle présente l'avantage de procurer au concepteur de circuits certains aspects physiques sur le comportement du convertisseur original.

L'approche considérée consiste à remplacer chaque commutateur dans le circuit original par **une source de tension ou de courant**, selon la position topologique du commutateur dans le circuit. La tension ou le courant d'une source seraient égaux, respectivement, à la tension moyenne aux bornes du commutateur ou au courant moyen le parcourant, évalués sur une période de commutation T du convertisseur. On note que, dans cette méthode les paramètres du système ne sont pas constants, mais dépendent du rapport cyclique α qui est la grandeur de commande du système.

Reprenant l'exemple d'un hacheur boost du paragraphe précédent. La mise en équations du circuit conduit aux équations suivantes :

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{L}{(1-\alpha)^2} \cdot (1-\alpha) \cdot \bar{I}_L \right] = \frac{\bar{V}_{in}}{(1-\alpha)} - \bar{V}_{out} \tag{III-9}$$

$$C \frac{d\bar{V}_{out}}{dt} + \frac{\bar{V}_{out}}{dt} = (1-\alpha) \cdot \bar{I}_L \tag{III-10}$$

\bar{V}_{in} : Valeur moyenne de V_{in} sur une période de commutation.

\bar{I}_L : Valeur moyenne de I_L sur une période de commutation.

\bar{V}_{out} : Valeur moyenne de V_{out} sur une période de commutation.

Le développement de l'équation (III.9) donne :

$$L \frac{d\bar{I}_L}{dt} + \frac{L \cdot \bar{I}_L}{(1-\alpha)} \frac{d\alpha}{dt} = \bar{V}_{in} - (1-\alpha) \cdot \bar{V}_{out} \tag{III.11}$$

Si les variations de α sont assez faible sur une période de commutation, on obtient l'équation du courant :

$$L \frac{d\bar{I}_L}{dt} = \bar{V}_{in} - (1-\alpha) \cdot \bar{V}_{out} \tag{III-12}$$

Avec les équations (III.11) et (III.12), on a le model de la figure III.8 où on remplace les différentes sources par un transformateur fictif.

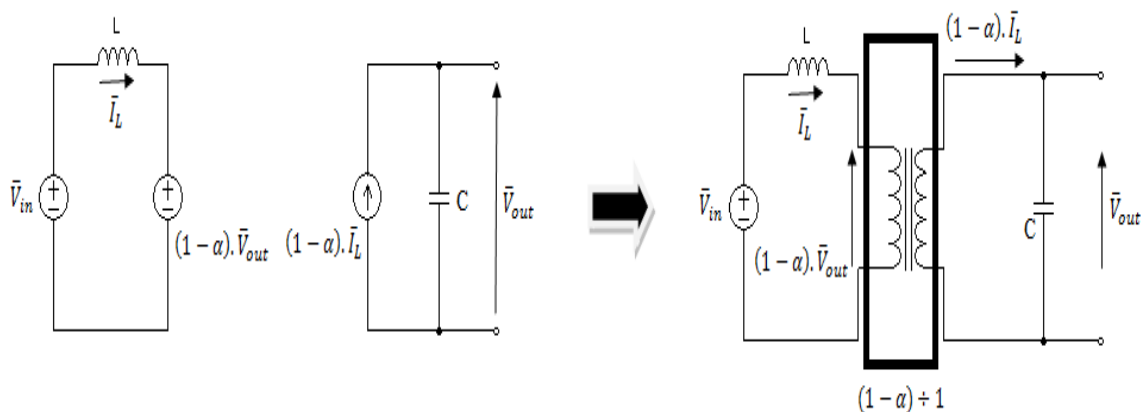


Fig. III.8 - Application de la technique des générateurs moyens au hacheur élévateur élémentaire et Insertion d'un transformateur idéal fictif.

Le schéma du transformateur de la figure (III.8) peut se ramener au primaire ou au secondaire selon la conception du régulateur (régulation de la source ou de la charge).

Cette méthode graphique donne la possibilité d'avoir un seul circuit simplifié qui représente le convertisseur statique dans une période ; les étapes de modélisation sont bien décrites par la figure (III.9).

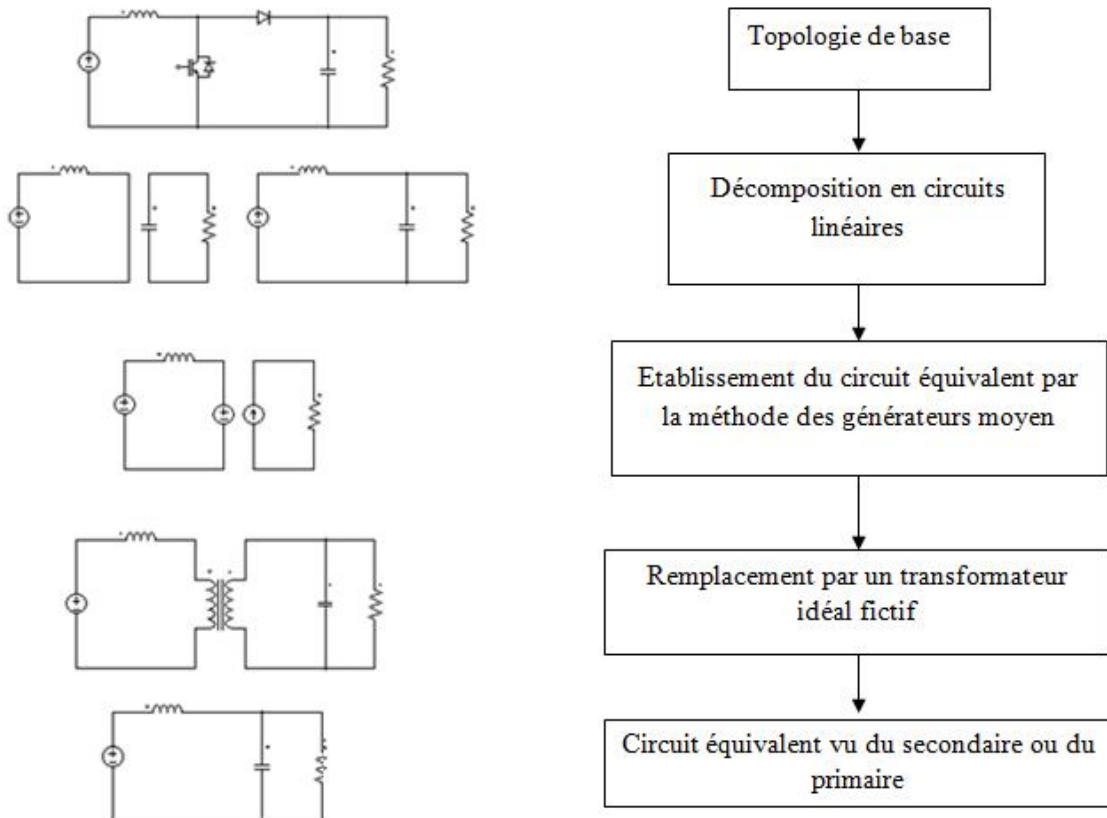


Fig. III.9. Diagramme récapitulatif de la modélisation du hacheur élévateur par la technique des générateurs moyens.

La procédure d'application de la méthode des générateurs moyens à la modélisation du hacheur élévateur, décrite par le schéma récapitulatif de la figure III.8, a mis à jour certains points caractéristiques de cette technique : les manipulations graphiques qu'elle utilise conduisent généralement à un circuit équivalent simple et unifié qui permettrait d'étudier le comportement du convertisseur dans des régimes dynamiques. À basse fréquence de variation et dans les différents modes de conduction ; toutefois, les transformations graphiques dépendent considérablement de la topologie du convertisseur et le modèle obtenu n'est pas tout à fait précis ; les opérations

simplificatrices appliquées sont accompagnées souvent d'erreurs de modélisation. Cette technique devient excessivement difficile pour les topologies de grande taille ou d'une grande complexité de structure ; ce qui réduit davantage la limite de validité du modèle.

III.3.2.2 - Techniques des modèles d'états moyens.

En restons toujours dans l'approximation des valeurs moyennes, une alternative analytique donne la possibilité d'avoir un modèle plus précis, il s'agit du **modèle d'état moyen**. Cette approche **analytique** (et non graphique) se base uniquement sur des manipulations analytiques du convertisseur et pourrait ainsi être facilement implantée pour des fins de résolution numérique du problème. La génération du modèle basse fréquence d'un convertisseur repose sur les mêmes hypothèses citées dans la méthode précédente, à savoir une fréquence de commutations fixe et une faible variation des variables d'état et des grandeurs d'entrée dans une période de commutation. Les variables d'état représentent un ensemble de grandeurs linéairement indépendantes du système. Le nombre total d'éléments réactifs (inductance et condensateur) détermine ainsi l'ordre du système [54, 56,58]

Reprenant l'exemple du hacheur boost :

Le convertisseur est toujours équivalent à un circuit linéaire dont la structure dépend de l'état de l'interrupteur Q. A chaque configuration du convertisseur, on peut décrire le système par une équation différentielle dans l'espace d'état comme il a été bien expliqué dans l'approche du modèle exact (paragraphe 3.3.1). Le modèle d'état moyen est alors équivalent, en cas de faibles variations de x et u , à une combinaison linéaire des modèles élémentaires (A_1, B_1) et (A_2, B_2) , pondérés par leur degré d'apparition dans une période de commutation. Ainsi, en introduisant le rapport cyclique α de l'interrupteur Q, le modèle d'état moyen est décrit par :

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot \bar{u} \quad (\text{III.13})$$

Où :

$$\bar{A} = \alpha \cdot A_1 + (1 - \alpha) \cdot A_2 \quad (\text{III.14})$$

$$\bar{B} = \alpha \cdot B_1 + (1 - \alpha) \cdot B_2 \quad (\text{III.15})$$

\bar{x} : Vecteur d'état moyen.

\bar{u} : Vecteur d'entrée moyen.

Dans notre exemple (Fig.III.5) du convertisseur boost, les expressions de \bar{A} , \bar{B} sont :

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -(1 - \alpha)/L \\ (1 - \alpha)/C & \frac{-1}{CRch} \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & \frac{-1}{c} \end{bmatrix}.$$

Respectivement la valeur moyenne dans une période de découpage de la matrice d'évolution et la matrice de commande).

Le système se développe selon les équations :

$$L \frac{d\bar{I}_L}{dt} = \bar{V}_{in} - (1 - \alpha) \cdot \bar{V}_{out} \quad (\text{III.16})$$

$$C \frac{d\bar{V}_{out}}{dt} = (1 - \alpha) \cdot \bar{I}_L - \frac{\bar{V}_{out}}{R_{ch}} - \bar{I}_{ch} \quad (\text{III.17})$$

Ce sont les équations obtenues dans la méthode des générateurs moyens lorsqu'on néglige les variations de α par rapport au temps.

L'exemple précédent met en évidence la simplicité de la méthode de modélisation par modèle d'état moyen. Le modèle équivalent n'est autre, en réalité, que la somme pondérée des différents modèles linéaires élémentaires pris par le convertisseur durant une fraction d'une période commutation. Ainsi, l'effort de manipulation est amplement réduit par rapport à la méthode des générateurs moyens, d'autant plus que l'erreur de modélisation rencontrée précédemment n'apparaît pas dans cette nouvelle approche. L'application précédente peut être facilement généralisée à un convertisseur quelconque, comme le montre l'algorithme récapitulatif de la figure III.10.

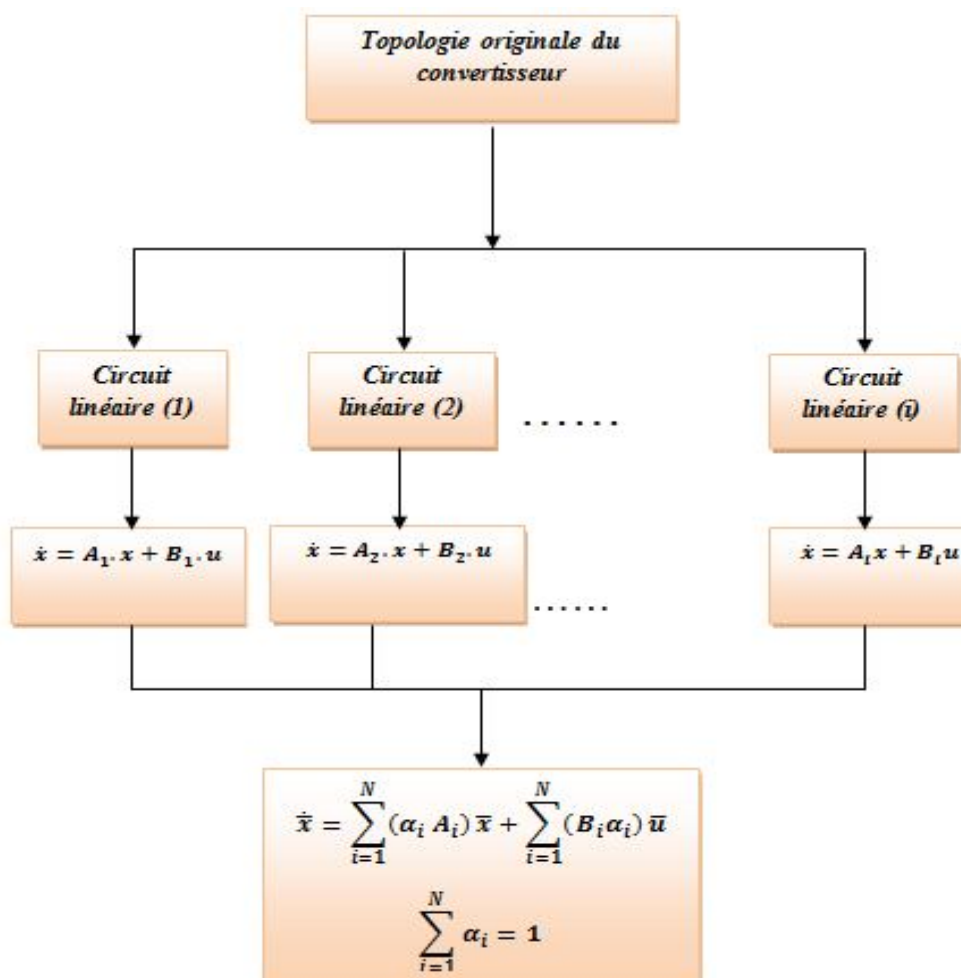


Fig.III.10 - Algorithmes de modélisation par la technique du modèle d'état moyen.

L'efficacité de la méthode du modèle d'état moyen dans l'analyse et le réglage des convertisseurs à fréquence de commutation fixe a déjà été démontrée dans certains travaux scientifiques [47,48,49] ; Toutefois, il a été également souligné que son application est généralement limitée à la classe des convertisseurs caractérisés par des variables d'état de variation lente par rapport à la fréquence de commutation [50-51].

La figure suivante montre les résultats de simulation par cette dernière technique sur le même exemple du paragraphe précédent. On remarque que l'effet de cette approche

réduit le nombre de points à simuler (par rapport au modèle exacte) tout en gardant toujours la validité de modèle.

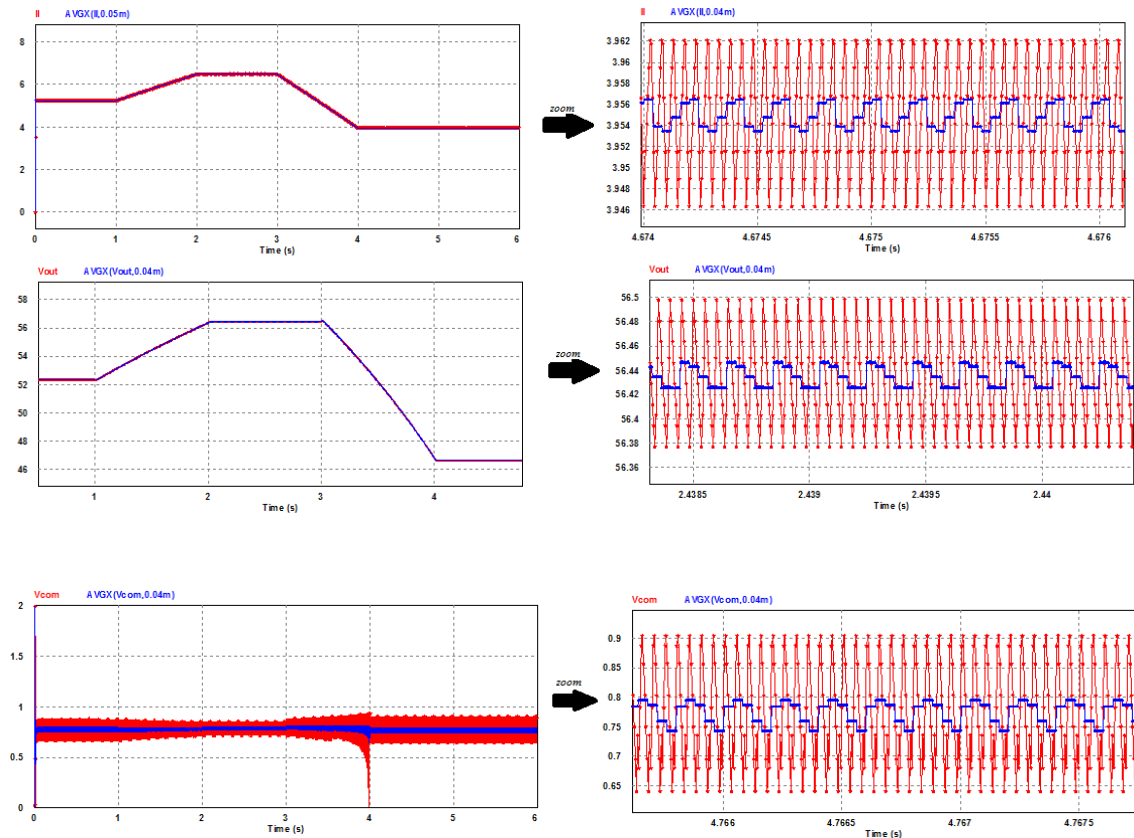


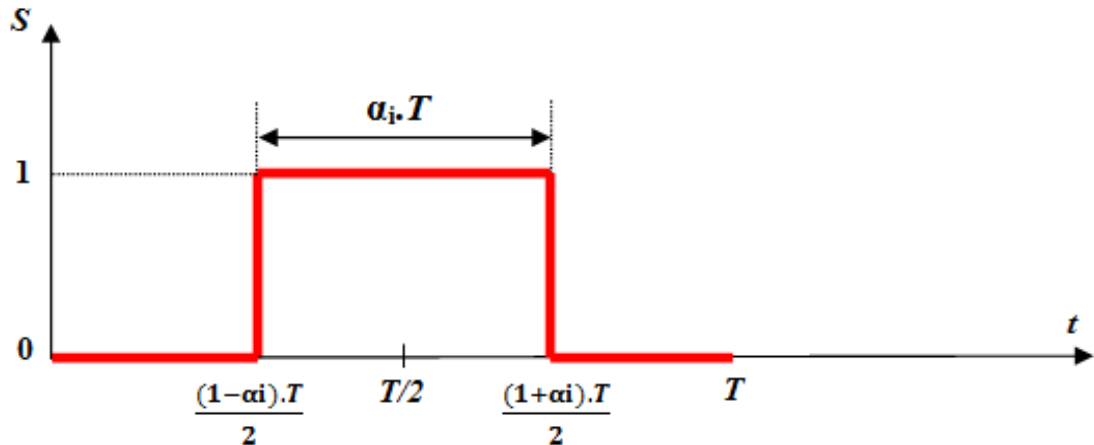
Fig.III.11 - Evolution des variable d'état (I_L, V_{out}) et du rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle moyen ($c_0 = 500\mu F, L = 30mH, R_{ch} = 25\Omega, f_h = 20kHz$).

III.3.2.3 - Techniques de la série de Fourier [55,61].

Les deux techniques précédemment citées se limitent à la génération du modèle moyendu convertisseur. Dans le domaine fréquentiel, la validité du modèle s'étend dans la plage des fréquences inférieures à la moitié de la fréquence de commutation [45]. La technique de modélisation par la série de Fourier tient compte de la forme complètes des signaux de commande appliqués aux interrupteurs du circuit, et non pas seulement des

rapports cycliques qui ajuste la composante moyenne dans une période de commutation. L'élaboration de cette méthode fait appel aux fonctions de commutation(s), associées aux interrupteurs Q , définies comme suit :

$$S_i = \begin{cases} 0 & \text{si } Q \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } Q \text{ est fermé} \end{cases}$$



FigIII.12 - Forme d'onde d'une fonction de commutation.

L'origine des temps est choisie de manière à avoir une symétrie paire par rapport à l'axe des ordonnées (s), donc la décomposition en série de Fourier du signal est :

$$s(t) = \bar{s} + s_h(t) \quad (\text{III.18})$$

$$\bar{s} = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$$

$$s_h(t) = \sum_1^{\infty} s_k \cos(2\pi fkt) \quad (\text{K le rang de l'harmonique})$$

Donc : $\bar{s} = \alpha$

$$s_k = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cdot \cos(2\pi kft) dt = \frac{2}{k} (-1)^k \sin(k\pi\alpha)$$

Par substitution dans l'équation (3-18)

$$s(t) = \alpha + \frac{2}{\pi} \sum_1^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k\pi\alpha) \cos(2\pi kft) \quad (\text{III.19})$$

Reprenant maintenant l'exemple du hacheur boost des paragraphes précédents. La tension à la borne du transistor et le courant dans la diode peuvent s'exprimer en fonction de la fonction de commutation (s), par les relations suivantes :

$$V_T = (1 - s) \cdot V_{out} \quad (\text{III.20})$$

$$I_D = (1 - s) \cdot I_L \quad (\text{III.21})$$

En appliquant les lois des Kirchhoff pour la figure (III.5) et en substituons dans le modèle d'état du système les équations (III.18 ; III.19, III.20 III.21), on obtient l'équation suivante dans l'espace d'état :

$$\dot{\bar{x}} + \dot{x}_h = (\bar{A} + A_h)(\bar{x} + x_h) + B(\bar{u} + u_h) \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-s)/L \\ (1-s)/C & -1/CR_{ch} \end{bmatrix}$$

$$A_h = \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix} \cdot \frac{2}{\pi} \sum_1^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k\pi\alpha) \cos(2\pi kft)$$

L'équation (III.22) peut se dissocier en deux sous-systèmes :

- Système basse fréquence : $\dot{\bar{x}} = (\bar{A})(\bar{x}) + B(\bar{u})$

- Système haute fréquence : $\dot{x}_h = (\bar{A} \cdot x_h) + (\bar{x} \cdot A_h) + (x_h \cdot A_h) + B(u_h)$

On remarque que le système à basse fréquence est identique au système obtenu par la méthode des états moyens. En fait, la technique de la série de Fourier permettra de déduire l'amplitude des composantes hautes fréquences contenues dans les

variables d'état ; elle offre une nouvelle alternative quant au choix ou dimensionnement des éléments réactifs du convertisseur (inductance et capacité). La figure ci-dessous montre l'analyse spectrale des variables et le rapport cyclique avec les composantes des harmoniques en haute fréquences et basse fréquences.

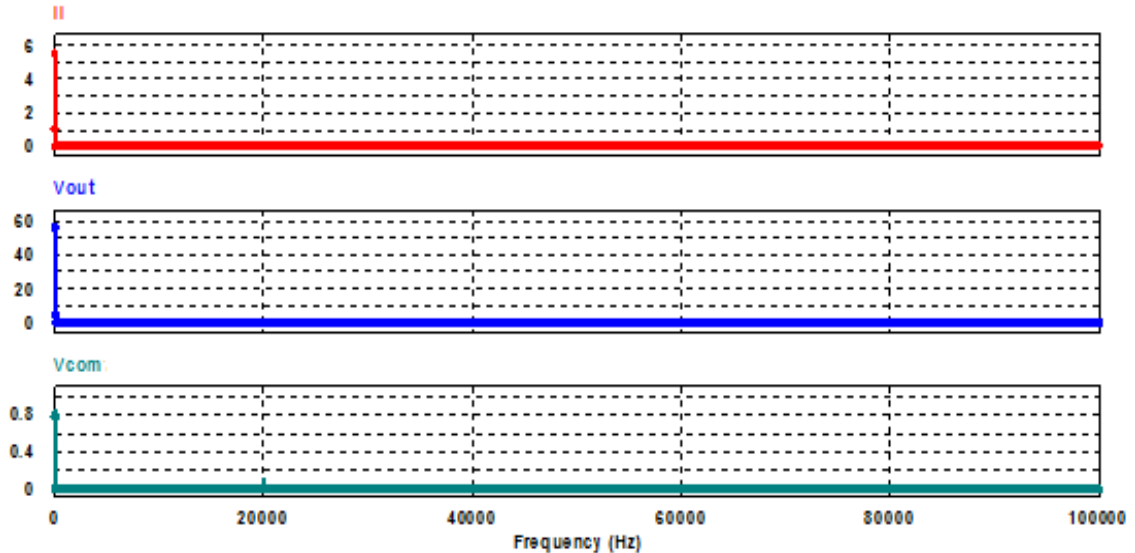


Fig.III.12 - Analyse spectrale (I_L, V_{out}) et rapport cyclique α en utilisant la méthode des séries de Fourier ($c_0 = 500\mu F, L = 30mH, R_{ch} = 25\Omega, f_h = 20kHz$).

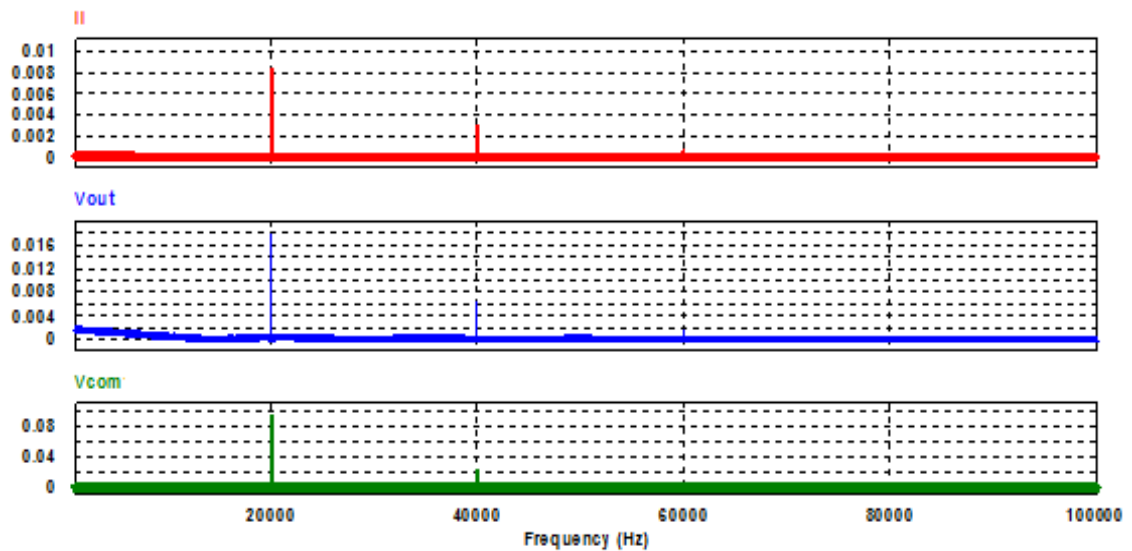


Fig.III.12 - Analyse spectrale (I_L, V_{out}) et rapport cyclique α en utilisant la méthode des séries de Fourier ($c_0 = 500\mu F, L = 30mH, R_{ch} = 25\Omega, f_h = 20kHz$) en hautes fréquences.

III.3.3 - Troisième approche (ou modèle petit signaux) :

Les modèles moyens détaillés dans les paragraphes précédents sont non linéaires de sorte qu'ils ne peuvent pas être utilisés pour synthétiser les systèmes en utilisant les techniques classiques d'asservissement (fonction de transfert, stabilité, correcteur...). Dans cette perspective, nous sommes amenés à réaliser des modèles linéaires qui sont aussi appelés **modèles tangents**, valables autour d'un point de fonctionnement. La construction de tels modèles passe par un développement en séries de Taylor limité au premier ordre [59,60,67].

En d'autres termes, l'utilisation du modèle linéaire suppose que le système opère *en petits signaux* autour d'un régime statique donné. La procédure de linéarisation peut être effectuée en se basant soit sur le modèle graphique du convertisseur, obtenu par la technique des générateurs moyens (méthode graphique), soit sur sa représentation dans l'espace d'état, établie par la méthode du modèle moyen (méthode analytique).

III.3.3.1 -Principe :

On définit une fonction non linéaire multi variable par :

$$Y=f(x) \quad (\text{III.23})$$

Où (x) et (y) sont des vecteurs de dimensions différentes (*pet m*, respectivement). On a donc :

$$y_1 = f_1(x_1, \dots, x_p)$$

$$y_i = f_i(x_1, \dots, x_p)$$

La linéarisation de la fonction f autour d'un point x_0 se fait par un développement en série de Taylor (en se limitant au premier ordre). La série de Taylor associée à f s'écrit :

$$f_i(x) = f_i(x_0) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \left({}^k_x \nabla f_i(x) \right)_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (\text{III.24})$$

${}^k_x \nabla f_i(x)$: indique le gradient d'ordre k de la fonction scalaire f_i par rapport au vecteur x .

Dans l'hypothèse que les termes d'ordre 2 ou plus sont négligeables devant le terme du premier ordre, la linéarisation de la fonction y s'écrit :

$$f_i(x) \approx f_i(x_0) + \left(\frac{df}{dx}\right)_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (\text{III.25})$$

On note :

$\Delta x = x - x_0$, les variations du vecteur u autour d'un point d'équilibre x_0 .

$\Delta y = f(x) - f(x_0)$, les variations du vecteur y autour d'un point d'équilibre y_0 .

$\left(\frac{df}{dx}\right)_{x=x_0}$: représente la matrice jacobéenne J d'ordre (m, Xp) définie comme suit :

$$J(x) = \nabla_x f = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial x_p} \end{bmatrix}$$

Cette linéarisation sera appliquée aux modèles graphiques ou analytiques de convertisseurs, où figure en général un non linéarité. Le point de fonctionnement autour duquel s'effectue la linéarisation est soit invariant dans le temps, il correspond dans ce cas à un point d'équilibre dit **point statique** du système, soit invariant **par intervalles** dans le cas des modèles à structure variable, soit dépendant du temps et il correspond ainsi à une trajectoire dans l'espace d'état.

Le point statique d'un convertisseur peut être obtenu comme suit :

- dans le modèle graphique (générateur moyen), en remplaçant les éléments réactifs par leurs équivalents en régime statique (court-circuit pour les inductances et circuit ouvert pour les capacités).
- dans le modèle analytique (modèle d'état moyen), en éliminant les termes à dérivée temporelle dans les équations qui régissent le système.

Le modèle de la figure II.13 (modèle transformateur ramené au secondaire) devient

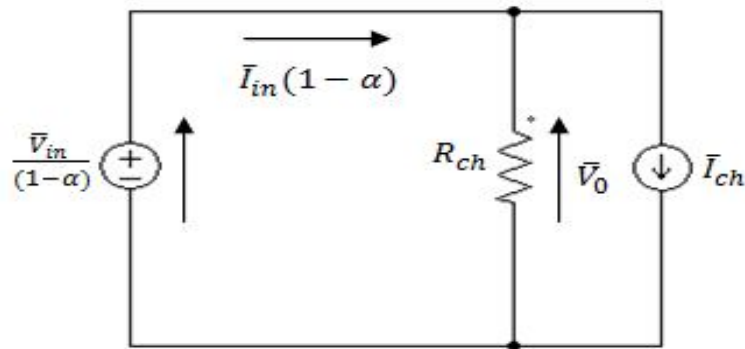


Fig.III.13 - Modèle statique d'un boost par la méthode des générateurs moyens.

En reprenant l'équation (III.8), on obtient l'équation d'état :

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A} \cdot \bar{x} + \bar{B} \cdot \bar{u} \xrightarrow[\frac{d\bar{x}}{dt}=0]{} \bar{X}_{equ} = -\bar{A}_{equ}^{-1} \cdot \bar{B} \cdot \bar{U}_{equ}$$

D'où :

$$\begin{pmatrix} I_L \\ V_{out} \end{pmatrix}_{equ} = \begin{pmatrix} \frac{I_{ch}}{(1-\alpha)} - I_{in} \\ V_{out} \end{pmatrix}$$

Si on applique les lois des nœuds et des mailles sur le circuit précédent, on obtient le même résultat.

Régime dynamique :

Le modèle dynamique d'un convertisseur est obtenu par une linéarisation du modèle mathématique dont l'approche moyen est exposée dans le paragraphe précédent autour du point statique. D'après ce qui précède, il peut donc être généré :

-Soit à partir du modèle d'état, en appliquant un développement limité au premier ordre des fonctions non linéaires qui y figurent,

-Soit à partir du modèle graphique, en linéarisant les différents dipôles non linéaires.

A partir du modèle d'état exposé dans la figure (III.10), on a pour un convertisseur boost, l'équation d'état suivante :

$$\dot{\hat{x}} = (A_1\alpha + A_2(1 - \alpha))\hat{x} + (B_1\alpha + B_2(1 - \alpha))\hat{u} \quad (\text{III.26})$$

Un développement du premier ordre comme il a été exposé, donne le résultat suivant :

$$\hat{\dot{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B\hat{u}(t) + \hat{\alpha}(t)[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U] \quad (\text{III.27})$$

\hat{x} , \hat{u} , $\hat{\alpha}$, représentent les petites variations autour du point d'équilibre dans le vecteur d'état, le vecteur de commande et le rapport cyclique.

X et U sont respectivement le vecteur d'état d'équilibre et le vecteur de commande d'équilibre.

Les équations (III.26, III.27) sont valables pour tous les convertisseurs pour une représentation dans l'espace d'état.

Donc pour notre convertisseur boost, on obtient le système matriciel suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{pv} \\ v_{out} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1 - \alpha)/L \\ (1 - \alpha)/C & -1/CR_{ch} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{pv} \\ v_{out} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_{pv} \\ i_{ch} \end{pmatrix} + \hat{\alpha} \begin{pmatrix} i_{pv0} \\ v_{out0} \end{pmatrix} \quad (\text{III.28}).$$

L'avantage de cette approche est de donner la possibilité de travailler dans le domaine fréquentiel (domaine de Laplace); donc on peut élaborer les techniques de l'automatisme linéaire (fonction de transfert, pôle, zéro, stabilité...). En effet, dans le domaine de Laplace, l'équation (III.18) devient :

$$x(p) = (pI - 1)^{-1}[Bu(p) + R\alpha(p)]$$

I : La matrice unitaire. De même, avec la méthode graphique, la linéarisation du circuit (III.13) donne le schéma équivalent suivant dans le domaine de Laplace :

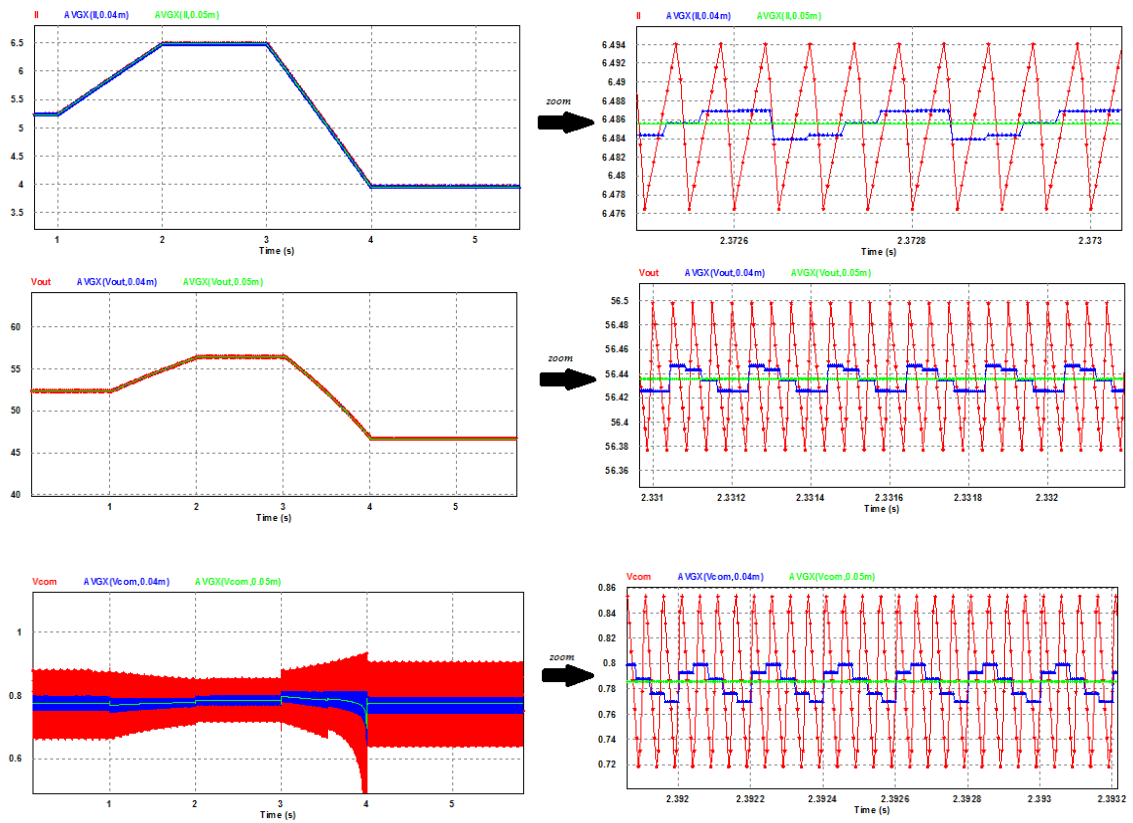


Fig.III.14 - Evolution des variables d'état (I_L, V_{out}) et du rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle moyen petit signal ($c_0 = 500\mu F, L = 30mH, R_{ch} = 25\Omega, f_h = 20kHz$).

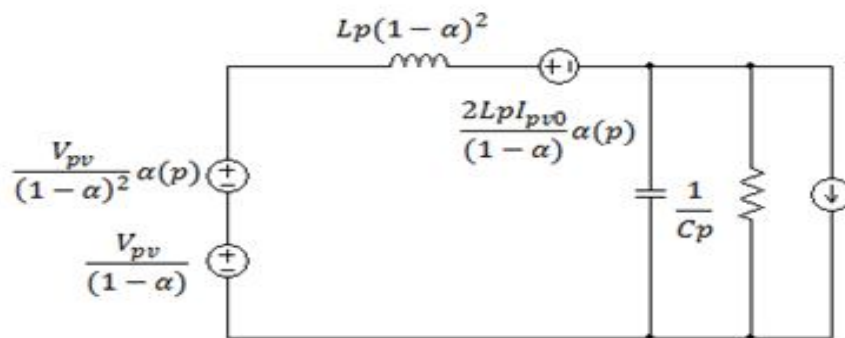


Fig.III.15 - Schéma équivalent dans le domaine de Laplace.

III.4 - Modélisation d'un convertisseur boost pour une optimisation de la chaîne photovoltaïque.

Dans les paragraphes précédents, on a exposés les différentes méthodes de modélisation des convertisseurs ; les résultats sont applicables pour toutes les topologies des convertisseurs (Buck, Boost, Buck-boost...).

Plusieurs travaux scientifiques qui ont traité de l'intérêt du convertisseur boost pour les applications de la MPPT ont utilisé le modèle petit signal détaillé auparavant [62,63, 64], dont le but était toujours le dimensionnement d'un asservissement meilleur, avec une étude de la stabilité et la conception des correcteurs (PI, PID...), lors d'une commande MPPT. Dans ce qui suit, on va traiter le cas d'un boost comme adaptateur entre la source (générateur photovoltaïque) et la charge.

III.4.1 - Topologie et dimensionnement des éléments de stockage.

Dans une première étape on va définir le modèle moyen petit signal du convertisseur boost dans la condition (MCC) ; Pour cela, un dimensionnement des éléments de stockage est nécessaire (Inductance et capacités du port d'entrée et de sortie). La topologie utilisée pour notre adaptateur boost est présentée par la figure suivante :

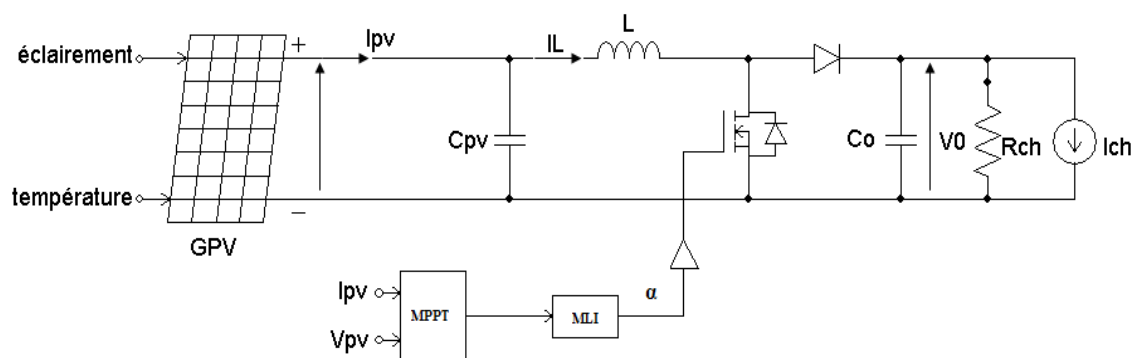


Fig.III.15 - Modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque avec un hacheur boost et sa commande MPPT.

L'adaptateur boost est utilisé pour faire la connexion entre une source de puissance non linéaire (panneau solaire) et une charge. Le choix de la modélisation de charge par un

modèle de Norton revient au principe exposé au début de ce chapitre (le circuit adaptateur préserve la nature de la source connectée) ; Le GPV est toujours modélisé par une source de courant continue.

C_{pv} : est une capacité dans le port d'entrée du système, elle sert à filtrer les ondulations engendrées par la fréquence de hachage dans la tension du panneau.

L : est l'inductance de lissage du courant d'entrée (I_L).

C_o : est une capacité placée dans le port de sortie pour filtrer les ondulations engendrées par la fréquence de hachage dans la tension de sortie.

Pour avoir un mode de conduction continue (MCC), on peut dimensionner les éléments de stockage par les relations suivantes (avec un choix du taux d'ondulation du courant et des tensions $\nabla I_L, \nabla V_{pv}, \nabla V_o$).

$$C_{pv} = \frac{\nabla I_L}{8 \cdot \nabla V_{pv} \cdot f_h} \quad (\text{III-29})$$

$$L = \frac{V_{pv} \cdot \alpha}{2 \cdot \nabla I_L \cdot f_h} \quad (\text{III.30})$$

$$C_o = \frac{I_L \cdot (1 - \alpha) \cdot \alpha}{8 \cdot \nabla V_o \cdot f_h} \quad (\text{III.31})$$

(Dans notre cas, on prendra deux panneaux connectés en parallèle et délivrant 7.2 A avec une tension de 21.1V, dans les conditions standard 1000W.m^{-2} ; 25C° , le taux d'ondulation est de 1%).

La mise en équations avec la technique du modèle moyen petit signal exposée dans le paragraphe (III.3.3) donne le système d'équations suivant.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{V}_{pv} \\ \hat{I}_L \\ \hat{V}_o \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -1/C_{pv} \cdot R_{pv} & -1/C_{pv} & 0 \\ 1/L & 0 & -(1 - \alpha_0)/L \\ 0 & (1 - \alpha_0)/C_o & -1/C_o \cdot R_{ch} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{V}_{pv} \\ \hat{I}_L \\ \hat{V}_o \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ V_o/L & 0 \\ -I_{L0}/C_o & -1/c_o \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{i}_{ch} \end{pmatrix} \quad (\text{III.32}).$$

Les grandeurs à observer sont \hat{V}_{PV} et \hat{V}_0 . Ce choix repose sur la problématique de dimensionnement d'un asservissement coté entrée et un asservissement coté sortie. D'où l'équation de mesure ou de sortie :

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_{PV} \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{V}_{pv} \\ \hat{I}_L \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

où :

$$x(t) = \begin{pmatrix} \hat{V}_{pv} \\ \hat{I}_L \\ \hat{V}_0 \end{pmatrix}, \text{ le vecteur d'état moyen en petit signaux}$$

$$u(t) = \begin{pmatrix} \hat{\alpha} \\ \hat{I}_{ch} \end{pmatrix}, \text{ le vecteur d'entrée ou de commande moyen en petit signaux.}$$

$$A = \begin{bmatrix} -1/C_{PV} \cdot R_{PV} & -1/C_{PV} & 0 \\ 1/L & 0 & -(1-\alpha_0)/L \\ 0 & (1-\alpha_0)/C_0 & -1/C_0 \cdot R_{ch} \end{bmatrix}, \text{ la matrice d'état.}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ V_0/L & 0 \\ -I_{L0}/C_0 & \frac{-1}{C_0} \end{bmatrix}, \text{ la matrice de commande ou d'entrée.}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \text{ la matrice de sortie.}$$

α_0, V_0, I_{L0} sont le rapport cyclique, la tension de sortie et le courant dans l'inductance du point d'équilibre autour duquel la linéarisation a été faite.

R_{pv} est une résistance dynamique qui définit le point de fonctionnement du GPV

($R_{pv} = -\frac{\hat{V}_{PV}}{\hat{I}_{PV}}$). Le schéma bloc de notre adaptateur dans l'espace d'état est le suivant :

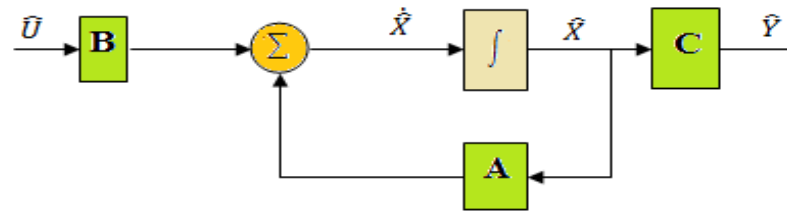


Fig.III.16 - Représentation d'état d'une chaîne de conversion photovoltaïque à base d'un convertisseur boost.

La matrice de transfert du système est définie par :

$$F(p) = C(pI - A)^{-1} \cdot B$$

$$F(p) = \begin{bmatrix} F(p)_{11} & F(p)_{12} \\ F(p)_{21} & F(p)_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III-34})$$

$F(p)_{11} = \frac{V_{pv}(p)}{\alpha(p)}$, représente la fonction de transfert qui modélise l'évolution de la tension du panneau lors d'un changement du rapport cyclique (action MPPT).

$F(p)_{12} = \frac{V_{pv}(p)}{I_{ch}(p)}$, représente la fonction de transfert qui modélise les perturbations engendrées dans la tension du GPV par les changements de la charge.

$F(p)_{21} = \frac{V_0(p)}{\alpha(p)}$, Représente la fonction de transfert qui modélise l'évolution de la tension de la charge par rapport au rapport cyclique.

$F(p)_{22} = \frac{V_0(p)}{I_{ch}(p)}$, appelée souvent dans la littérature **impédance de sortie**. Elle représente la fonction de transfert qui modélise l'évolution de la charge ; elle est très utile lorsque l'on s'intéresse à un branchement du GPV sur une charge variable. (Par exemple : contrôle du moteur CC pour un couple constant, une vitesse constante ou à puissance constante).

$$V(p)_{pv} = F(p)_{11} \cdot \alpha(p) + F(p)_{12} \cdot I(p)_{ch} \quad (\text{III.35})$$

$$V(p)_0 = F(p)_{21} \cdot \alpha(p) + F(p)_{22} \cdot I(p)_{ch} \quad (\text{III.36})$$

D'où les expressions des éléments de la matrice de transfert :

$$F(p)_{11} = \frac{-V_0 \cdot p - 1/C_0 \left[2 \cdot \frac{V_0}{R_{ch}} + I_{ch} \right]}{LC_{pv}p^3 + \left[\frac{LC_{pv}}{C_0 R_{ch}} + \frac{L}{R_{pv}} \right] p^2 + \left[\frac{L}{C_0 R_{pv} R_{ch}} + \left(1 + \left(\frac{C_{pv}}{C_0} \right) (1 - \alpha)^2 \right) \right] p + \frac{2(1-\alpha)^2}{C_0 R_{pv}}}$$

$$F(p)_{12} = \frac{\left[\frac{-1}{C_0} \right] (1 - \alpha)}{LC_{pv}p^3 + \left[\frac{LC_{pv}}{C_0 R_{ch}} + \frac{L}{R_{pv}} \right] p^2 + \left[\frac{L}{C_0 R_{pv} R_{ch}} + \left(1 + \left(\frac{C_{pv}}{C_0} \right) (1 - \alpha)^2 \right) \right] p + \frac{2(1-\alpha)^2}{C_0 R_{pv}}}$$

$$F(p)_{21} = \frac{\frac{-LC_{pv}I_{L0}}{C_0} p^2 + \left[\frac{V_0 C_{pv}(1-\alpha)}{C_0} - \frac{L I_{L0}}{C_0 R_{pv}} \right] p + \frac{V_0(1-\alpha)}{C_0 R_{pv}} - \frac{I_{L0}}{C_0}}{LC_{pv}p^3 + \left[\frac{LC_{pv}}{C_0 R_{ch}} + \frac{L}{R_{pv}} \right] p^2 + \left[\frac{L}{C_0 R_{pv} R_{ch}} + \left(1 + \left(\frac{C_{pv}}{C_0} \right) (1 - \alpha)^2 \right) \right] p + \frac{2(1-\alpha)^2}{C_0 R_{pv}}}$$

$$F(p)_{22} = \frac{\frac{-LC_{pv}}{C_0} p^2 - \left[\frac{-L}{C_0 R_{pv}} \right] p - \frac{1}{C_0}}{LC_{pv}p^3 + \left[\frac{LC_{pv}}{C_0 R_{ch}} + \frac{L}{R_{pv}} \right] p^2 + \left[\frac{L}{C_0 R_{pv} R_{ch}} + \left(1 + \left(\frac{C_{pv}}{C_0} \right) (1 - \alpha)^2 \right) \right] p + \frac{2(1-\alpha)^2}{C_0 R_{pv}}}$$

Donc la modélisation et la linéarisation du hacheur boost dans l'espace d'état a donné un système multi variable (MIMO) dont le schéma synoptique est :

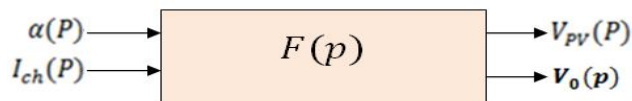


Fig.III.17 - Schéma-bloc du modèle linéaire du hacheur boost.

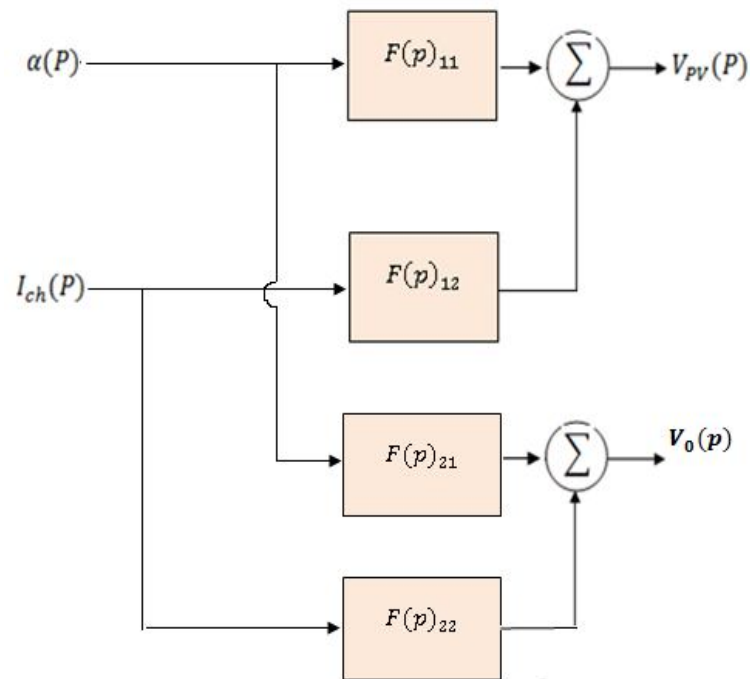
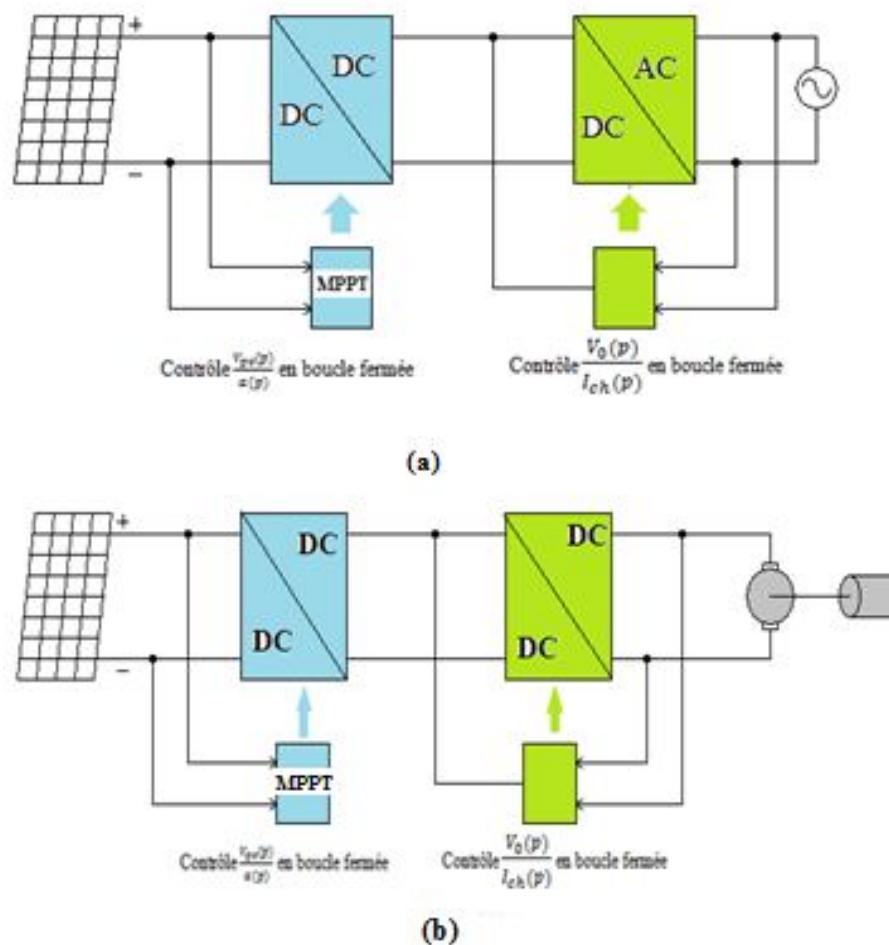


Fig.III.18 - Schéma-bloc de la matrice de transfert.

Dans ce travail, on s'intéresse à l'optimisation de la source (GPV) par retour d'information d'état de la sortie V_{pv} ; on boucle le système dans la chaîne directe (F_{11}) pour asservir la sortie V_{pv} à une référence V_{ref} , calculée par le régulateur MPPT.

Le contrôle de la charge se fait par un autre convertisseur DC-DC ou DC-AC selon l'application (continue ou alternative). La figure suivante donne la chaîne photovoltaïque pour une injection dans le réseau et un entraînement du moteur à courant continu.

On va dimensionner la boucle de retour qui assure un transfert maximal de la puissance de la source vers la charge (contrôle avec un degré de liberté).



**Fig.III.19 - Optimisation de la source photovoltaïque et contrôle de la charge)-
injection de la puissance photovoltaïque dans le réseaub)-entraînement d'un
moteur à courant continu.**

III.4.2 - Etude en boucle fermée.

On va étudier l'asservissement de la tension du panneau à une tension de référence qui donne une puissance maximale à la source (GPV). Ce qui constitue notre système bouclé.

Dans la plupart des systèmes asservis, les performances désirées sont :

- un système stable en boucle fermé avec une certaine robustesse.
- une grande précision.

-un transitoire rapide et bien amortie.

Cela se traduit dans notre système par une MPPT rapide, précise et avec un taux de perte minimale.

Reprenant la fonction de transfert ($\frac{V_{pv}(p)}{\alpha(p)}$).

Soit la commande par retour de sortie avec un gain H_s

Le système en boucle fermée est présenté sur la figure III-20 :

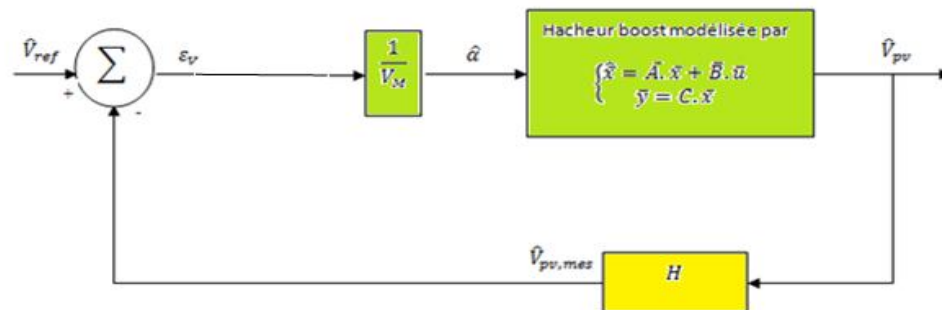


Fig. III.20- Asservissement de la tension du panneau par une tension de référence calculée par MPPT.

H_s : Gain du shunt qui mesure la tension du GPV.

V_M : Tension crête dent de scie de la commande MLI.

ε_v : Erreur entre la tension désirée et la tension mesurée.

III. 4.2.1 - Stabilité en boucle fermée :

De la figure III.20, on tire la fonction de transfert en boucle fermée F.T.B.F.

$$F.T.B.F = \frac{V_{pv}(p)}{V_{ref}(p)} = \frac{F_{11}(p)}{V_M + H_s.F_{11}(p)} \quad (III.37)$$

On définit la stabilité du système en boucle fermé par le critère de Routh : *Un système est stable si ses pôles (racine du dénominateur de la FTBF) ont tous une partie réelle strictement négative.*

On note : $D(p) = d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0$, le polynôme du dénominateur de la FTBF.

Pour que ce polynôme accepte des racines avec des parties réelles négatives, il faut que les coefficients $(d_3; d_2; d_1; d_0)$ satisfassent les conditions suivantes (construction du tableau de Routh) :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_3 > 0 \\ d_2 > 0 \\ d_1 > 0 \\ d_0 > 0 \\ \text{et} \\ d_1d_2 > d_3d_0 \end{array} \right. \quad (\text{III-38})$$

Les deux premières relations sont achevées ; les trois relations restantes donnent les conditions suivantes sur le gain de la commande MLI et le gain du shunt :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{V_M}{H_s} > \frac{V_0 C_0 R_{pv}^2}{L(1-\alpha)^2 + C_0 R_{pv}^2 + C_0 R_{pv}^2 (1-\alpha)^2} \\ \text{et} \\ \frac{V_M}{H_s} > \frac{V_0}{2} \\ \text{et} \\ \frac{V_M}{H_s} > \frac{LV_0 C_0^2 R_{pv}^2}{(LC_0^2 + LC_{pv}^2 (1-\alpha)^4) R_{pv}^2 + L^2 C_0 (1-\alpha)^2 + L^2 C_{pv} (1-\alpha)^4} \end{array} \right. \quad (\text{III.39})$$

Avec cette relation, on peut déterminer les différentes marges de stabilité selon le choix du gain de shunt ou de la tension crête du signal triangulaire de la commande MLI.

Si on prend $V_M = 1V$, on peut tirer les conditions sur la valeur maximale du shunt qui donne une stabilité critique du système, donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} H_s < \frac{L(1-\alpha)^2 + C_0 R_{pv}^2 + C_0 R_{pv}^2 (1-\alpha)^2}{V_0 C_0 R_{pv}^2} \\ \text{et} \\ H_s < \frac{2}{V_0} \\ \text{et} \\ H_s < \frac{(LC_0^2 + LC_{pv}^2 (1-\alpha)^4) R_{pv}^2 + L^2 C_0 (1-\alpha)^2 + L^2 C_{pv} (1-\alpha)^4}{LV_0 C_0^2 R_{pv}^2} \end{array} \right. \quad (\text{III-40})$$

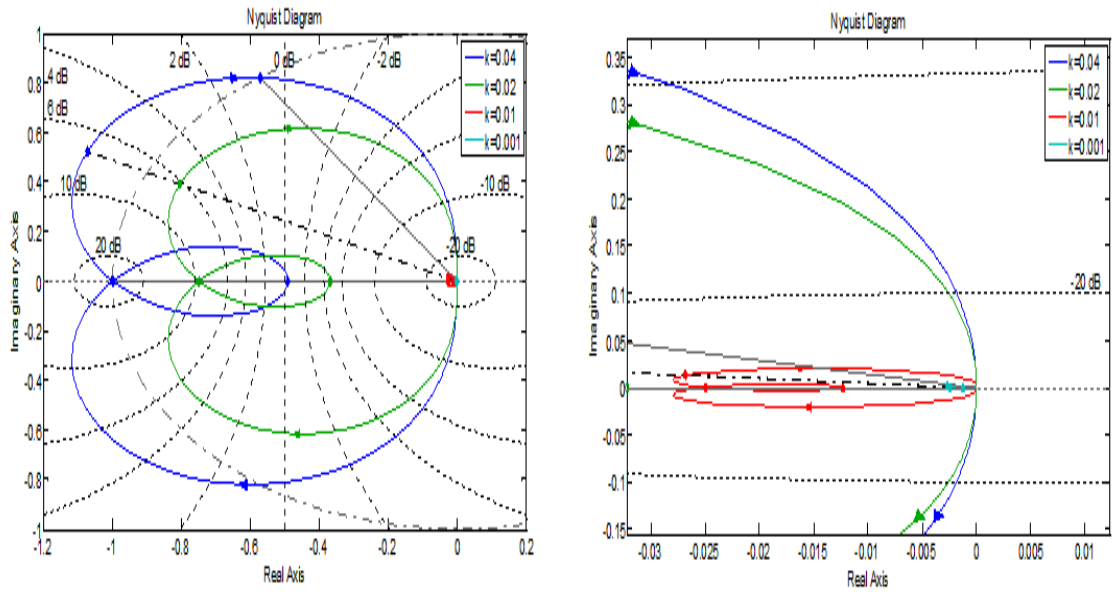


Fig. III.21.a - Diagramme de Nyquist de la chaîne directe.

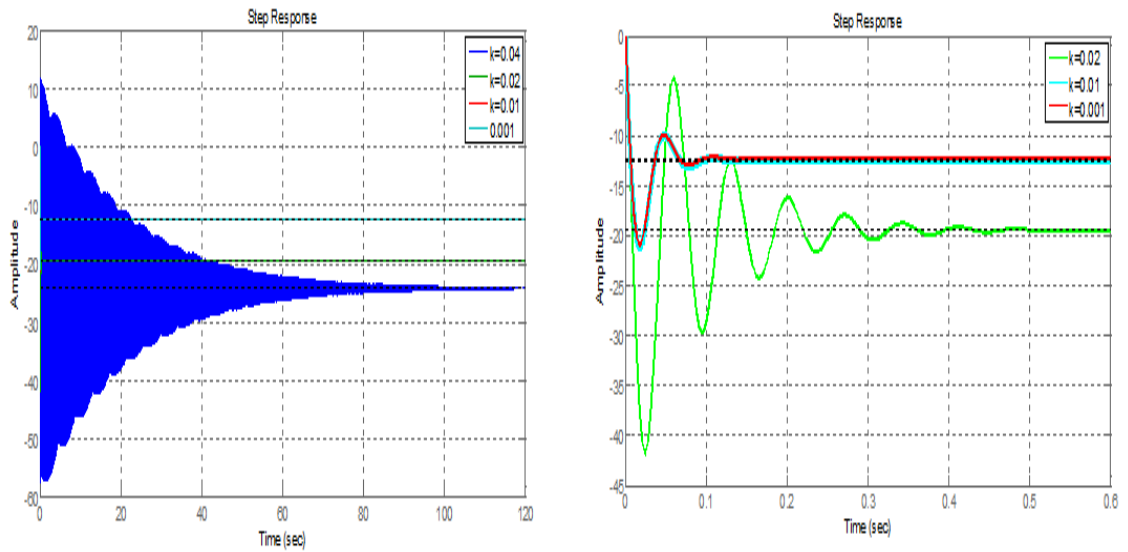


Fig. III.21.b - Réponse indicielle de la boucle fermée.

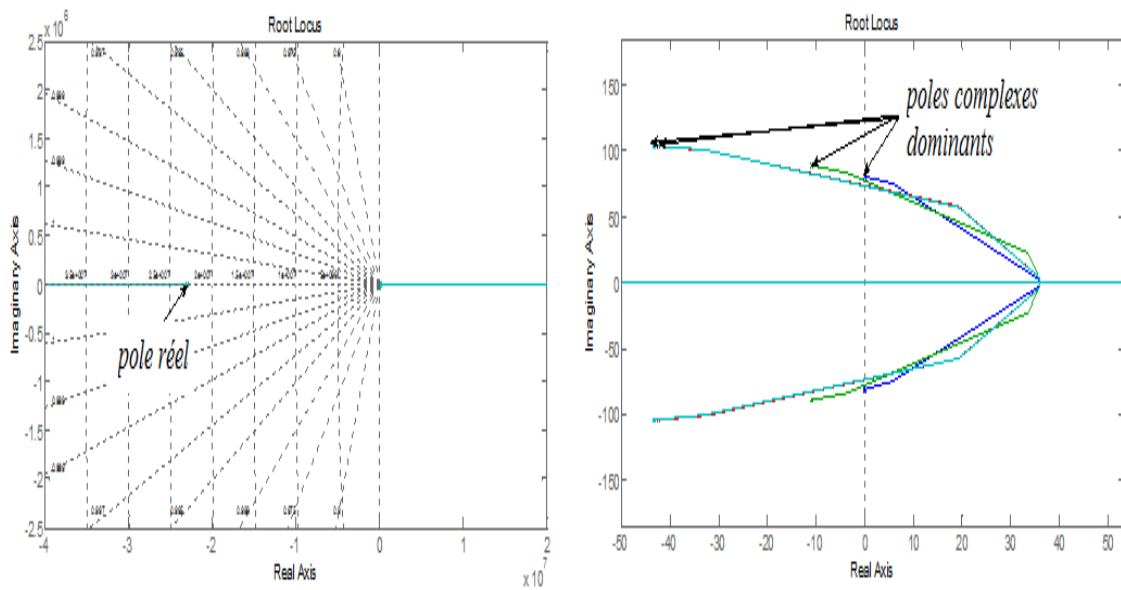


Fig .III.21.c * Lieu des racines de la boucle d'asservissement (V_{pv}/V_{ref}).

La figure III.21 donne les résultats de simulation pour différentes valeurs de K . On remarque l'impact du choix de la valeur de K sur la marge de stabilité (diagramme de Nyquist), sur la dynamique du système dans la phase transitoire (réponse indicielle) et le changement de la structure propre du système (lieu des racines).

Notre choix de représenter les résultats de simulation par ces trois diagrammes repose sur les critères suivants :

- le diagramme de Nyquist donne bien une idée sur la stabilité du système en boucle fermée à partir de la boucle ouverte (donc un bon dimensionnement de l'actionneur donne une meilleure stabilité en boucle fermée).

- la réponse indicielle donne les informations nécessaires sur le temps de réponse et le dépassement lors d'un changement dans la tension de référence, donc il caractérise bien le régime transitoire du système.

- le lieu des racines indique bien le placement des pôles en boucle fermée, donc il donne les changements apportés sur la structure propre du système tout en dimensionnant K .

III .4.2.2 - Synthèse des résultats de simulation.

Les résultats de simulation présentés dans la section ci-dessus représentent bien la méthode de réglage de la boucle fermée (asservissement de la tension du panneau GPV à une tension de référence dont nous avons présenté le zoom à droite pour bien éclairer les résultats), la commande par retour de sortie stabilise le système dans un intervalle bien définie de K (équation III.41). La valeur maximale de K qui donne le point critique de stabilité dépend fortement de la tension de sortie du convertisseur. Sur le diagramme de Nyquist représenté dans la figure ci-dessus, le lieu de Nyquist passe très proche du point critique (-1), donc l'actionneur donne une réponse très oscillante avec un temps transitoire très long. Ceci se traduit sur la structure propre du système par des pôles presque imaginaires (une partie réelle négative très réduite). Le bon choix de K donne une marge de stabilité très grande. En fait, on remarque sur le diagramme que le lieu de Nyquist s'éloigne du point critique qui donne une bonne réponse transitoire. Sur la Figure III.21.b, on remarque qu'avec une valeur de $K=0.001$, on a un faible dépassement et des faibles oscillations en régime transitoire ainsi qu'un faible temps d'établissement. En revanche, le lieu des pôles présente toujours 3 pôles dont deux sont complexes conjugués et le troisième est réel dans le demi-plan gauche et très loin de l'axe imaginaire. Ces pôles dominants imposent une dynamique d'un système du deuxième ordre dans la phase transitoire avec des valeurs de K qui donnent une bonne marge de stabilité.

III.5 - Conclusions.

Ce chapitre est consacré à la modélisation et au réglage des convertisseurs statiques (notamment les hacheurs élévateurs), vu leur importance dans l'optimisation de la chaîne photovoltaïque. Pour cela, on a présenté les différentes méthodes utilisées telles que le modèle exacte, le modèle moyen grand et petit signal, la méthode de série de Fourier) tout en décortiquant chaque fois les étapes de modélisation et en citons les inconvénients et les avantages de chaque méthode avec leurs domaines de validité.

Le fait d'avoir un modèle mathématique linéaire d'un convertisseur statique, nous a conduit à choisir la méthode des modèles moyens petits signaux pour appliquer les méthodes classiques linéaires de l'automatisme et de réglage. Le développement analytique appliqué à la chaîne photovoltaïque, en utilisant le hacheur boost, nous a conduit à établir des relations analytiques dans le domaine de Laplace entre les

différentes valeurs d'état du système et d'établir un asservissement entre le rapport cyclique qui donne le PPM et la tension du panneau tout en tirant des conditions sur la stabilité de la boucle fermée en fonction des paramètres du système $(L, \alpha, R_{pv}, C_0, C_{pv}, V_0)$.

Pour améliorer les performances de notre asservissement, on a utilisé la méthode LQ pour établir un retour d'information (retour de V_{pv}) qui donne une action MPPT stable, avec un régime transitoire bien amorti et un bon rejet de perturbations.

CHAPITRE IV

Approche asymptotique de la MPPT

IV.1.Introduction :

Nous avons détaillé dans les chapitres précédents (II et III), les différentes techniques connues dans la littérature pour dépister le point de fonctionnement à la puissance maximale (PPM) du GPV ainsi que le problème lié aux adaptateurs (les convertisseurs statiques). Nous avons mis en évidence certains points tels que la complexité des algorithmes MPPT, la difficulté de la modélisation des convertisseurs statique en régime dynamique par rapport au changement aléatoire du point de fonctionnement.

Dans ce chapitre, on va proposer une nouvelle approche pour calculer le PPM du GPV qui nous semble plus simple et plus efficace ; Cette approche est basée sur le tracé de la tangente à la courbe (I, V) sur laquelle on détecte le point de fonctionnement. Cette nouvelle méthode apporte un certain avantage par la simplification du calcul de la tension et du courant optimal. En déplaçant cette ligne tangente sur la caractéristique du panneau, on évite les perturbations dans le système (P & O) ou à de faire des hypothèses simplificatrices (conductance Incremental). Notre système peut être géré facilement avec des équations linéaire polynomiale et l'algorithme de MPPT est plus souple vis-à-vis la dynamique du système PV (changement de l'éclairement et la température).

IV.2 - Détection du point de fonctionnement du GPV par une droite tangentielle.

IV.2.1 - Droite tangentielle d'une courbe [71] :

La caractéristique (I, V) comme toute fonction mathématique admet à un point (P) donné une tangente dont l'équation analytique est de la forme :

$$I = a.V + b \quad (IV.1)$$

D'où, a un point de fonctionnement p du GPV on a :

$$I = \left[\frac{dI}{dV} \right]_p \cdot V - \left[\frac{dI}{dV} \right]_p \cdot V_p + I_p \quad (IV.2)$$

Avec :

V_p : La tension délivrée par le GPV.

I_p : Le courant délivré par le GPV.

$\left[\frac{dI}{dV} \right]_p$: L'admittance du GPV au point de fonctionnement p .

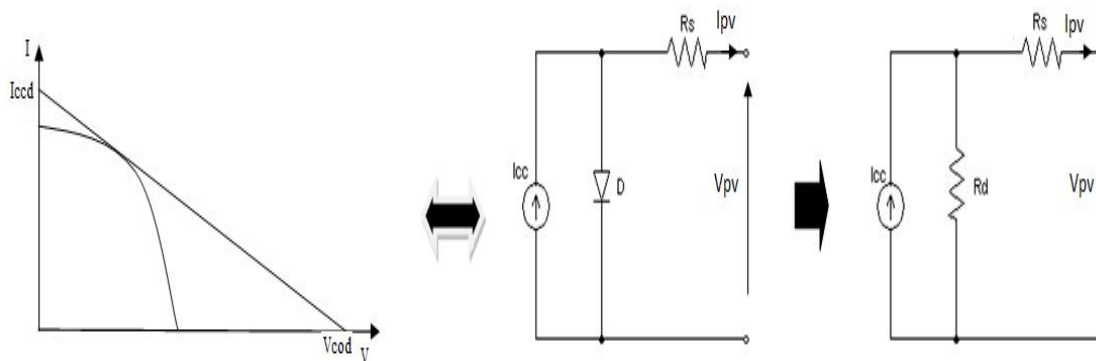


Fig.IV.1 - Modèle mathématique du GPV modélisé par une droite tangentielle

La figure IV.1 montre que graphiquement le tracé de cette droite nous a permis de remplacer la diode par une résistance dynamique R_d qui dépend uniquement du point de fonctionnement. Citons que les points de cette droite ne présente pas les points de fonctionnements du GPV sauf pour le cas du point de tangence à la courbe (I, V) . Une combinaison du circuit de la fig. IV-1 et de l'équation IV-2 nous permet de déduire l'admittance $\left[\frac{dI}{dV}\right]_p$ qui est l'inverse de la somme algébrique des différentes résistances qui figure dans le circuit.

$$\left[\frac{dI}{dV}\right]_p = \left[1/R_s + 1/R_d\right]^{-1} \tag{IV.3}$$

Les points d'intersection de cette droite avec l'axe (OV) et (OI) sont définis dans le cas de configurations suivantes : court-circuit fictif (I_{ccd}) et circuit ouvert fictif (V_{cod}) .

L'équation IV.2 donne :

Pour le court-circuit fictif $(V=0)$.

$$I_{ccd} = I_p - \left[\frac{dI}{dV}\right]_p V_p \tag{IV.4}$$

Pour le circuit ouvert fictif $(I=0)$.

$$V_{cod} = V_p - \left[\frac{dV}{dI}\right]_p I_p \tag{IV.5}$$

Avec ces deux paramètres, on peut reconstruire l'équation IV.1 en identifiant les paramètres a et b :

$$a = -\frac{I_{ccd}}{V_{cod}} ; \quad b = I_{ccd}$$

On obtient donc une équation de droite paramétrique qui dépend du point de fonctionnement p .

$$I = - \left[\frac{I_{ccd}}{V_{cod}} \right]_p . V + (I_{ccd})_p = a . V + b \quad (IV.6)$$

L'équation IV.6 est la caractéristique linéaire de la courbe (I, V) paramétrée par I_{ccd} , V_{cod} .

Le point de fonctionnement maximal est caractérisé par la condition : $\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}$

A partir de IV.2 et IV.4, IV.5, on obtient les équations suivantes :

$$I = - \left[\frac{I}{V} \right]_{pm} . V + 2I_{pm} \quad (IV.7)$$

$$I_{ccd} = 2I_{pm} \quad (IV.8)$$

$$V_{cod} = 2V_{pm} \quad (IV.9)$$

IV.7 est l'équation de la tangente au point de fonctionnement en puissance maximale (PPM).

IV.8 est la condition sur le court-circuit fictif calculé pour un courant maximal (I_{ppm}).

IV.9 est la condition sur le circuit ouvert fictif calculé pour une tension maximale (V_{ppm}).

La puissance délivrée par le panneau GPV est :

$$P_{pv} = V_{pv} . I_{pv} \quad (IV.10)$$

Donc, l'acquisition d'un point PPM du GPV par le calcul des paramètres I_{ccd} , V_{cod} se fait par le biais des équations IV-8, IV-9 et IV-10.

$$V_{cod} . I_{ccd} - 4 . V_p . I_p = 0 \quad (IV.11)$$

Cette équation est la nouvelle condition du point max PPM dans notre approche tangentielle. On va voir par la suite les différents avantages qu'on peut tirer pour la conception du traqueur du PPM.

La figure IV-2 montre graphiquement cette approche.

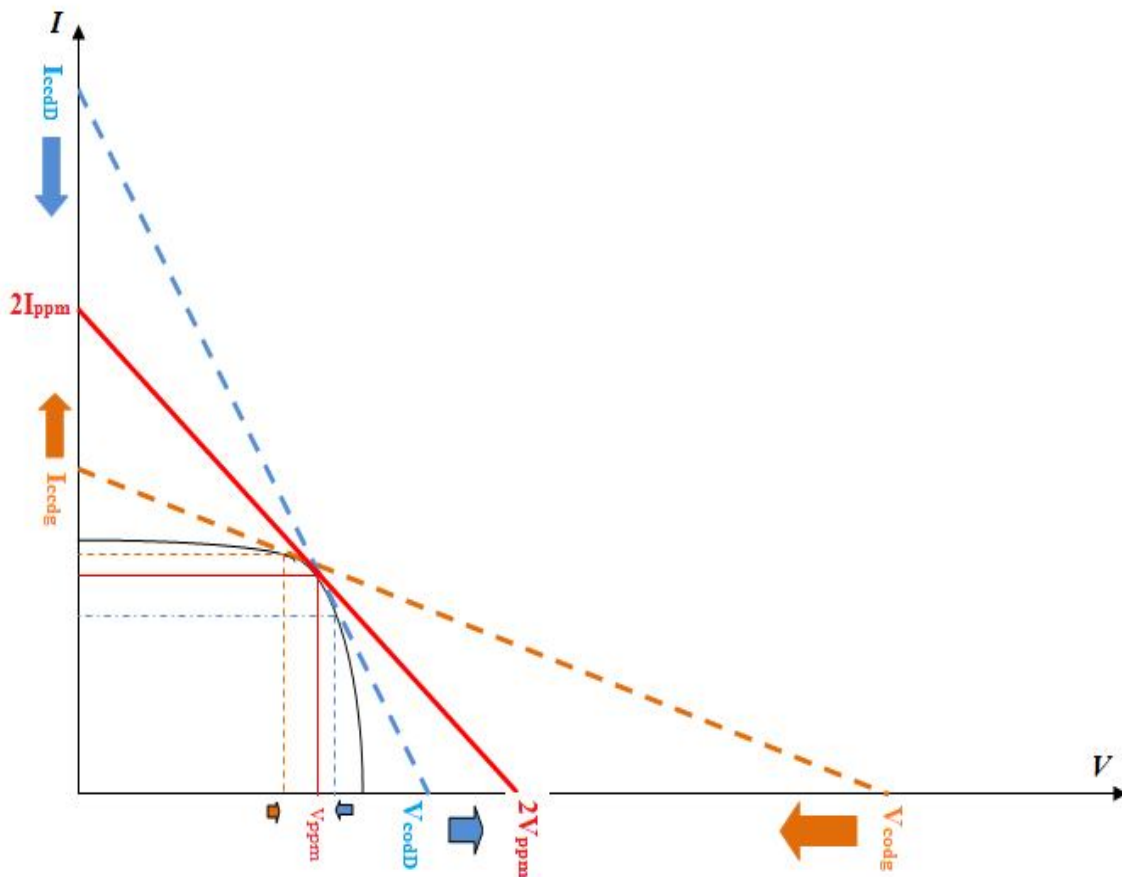


Fig.IV.2 - Acquisition du point de puissance maximale PPM par la tangente

Par glissement des droites et en gardant toujours le point de tangence avec la courbe (I, V) , on calcule le PPM. Donc l'incrémentatation se passe sur les deux axes (OV) et (OI) jusqu'à ce que l'équation (IV.11) soit vérifiée.

IV.2.2 - Algorithmes pour l'acquisition du PPM.

A partir des équations IV-11, et IV-6 et si le système opère dans le PPM, on obtient l'équation suivante :

$$a.V^2 + b.V + \frac{b^2}{4a} = 0 \tag{IV.12}$$

les coefficients a, b dépendent des valeurs fictives définies précédemment (I_{ccd}, V_{cod})

Si les conditions météorologiques changent (éclairage et température), l'égalité à zéro de l'équation (IV.12) n'est plus vérifiée, on aura :

$$a.V^2 + b.V + \frac{b^2}{4a} = \varepsilon \tag{IV.13}$$

La tension V qui rend le système à nouveau égal à zéro n'est que la solution d'une équation polynomiale 2^{ème} ordre (*est l'écart de puissance par rapport au point PPM*) :

$$V_{mpp} = v \pm \sqrt{\frac{-\varepsilon}{a}} \quad (\text{IV.14})$$

Cette équation montre que la tension maximale V_{ppm} (l'état futur ou l'état désiré) est une fonction de l'état actuel (v) et des différents paramètres du système (a , b). Le signe de l'incrément ($\pm \sqrt{\frac{-\varepsilon}{a}}$) sera défini en fonction de la position du point actuel (v) par rapport au PPM (fig. IV.2).

Nous aurons les relations suivantes :

$$\frac{dp}{dv} = 0 \quad \text{Au PPM.}$$

$$\frac{dp}{dv} > 0 \quad \text{\AA droite du PPM.}$$

$$\frac{dp}{dv} < 0 \quad \text{\AA gauche du PPM.}$$

Les équations IV.10 et IV.6 donnent une nouvelle expression de la dérivée de la puissance :

$$P = a.V^2 + b.V \quad (\text{IV.15})$$

$$\frac{dp}{dv} = 2aV + b \quad (\text{IV.16})$$

Les nouvelles relations pour la détection du point de fonctionnement par rapport au PPM sont :

$$\frac{dp}{dv} = 0 \Rightarrow V = \frac{-b}{2a} \text{ Au PPM.} \quad (\text{IV.17})$$

$$\frac{dp}{dv} > 0 \Rightarrow V > \frac{-b}{2a} \text{ \AA droite du PPM.} \quad (\text{IV.18})$$

$$\frac{dp}{dv} < 0 \Rightarrow V < \frac{-b}{2a} \text{ \AA gauche du PPM.} \quad (\text{IV.19})$$

L'acquisition du point de puissance maximale par les équations précédentes se traduit par l'algorithme suivant :

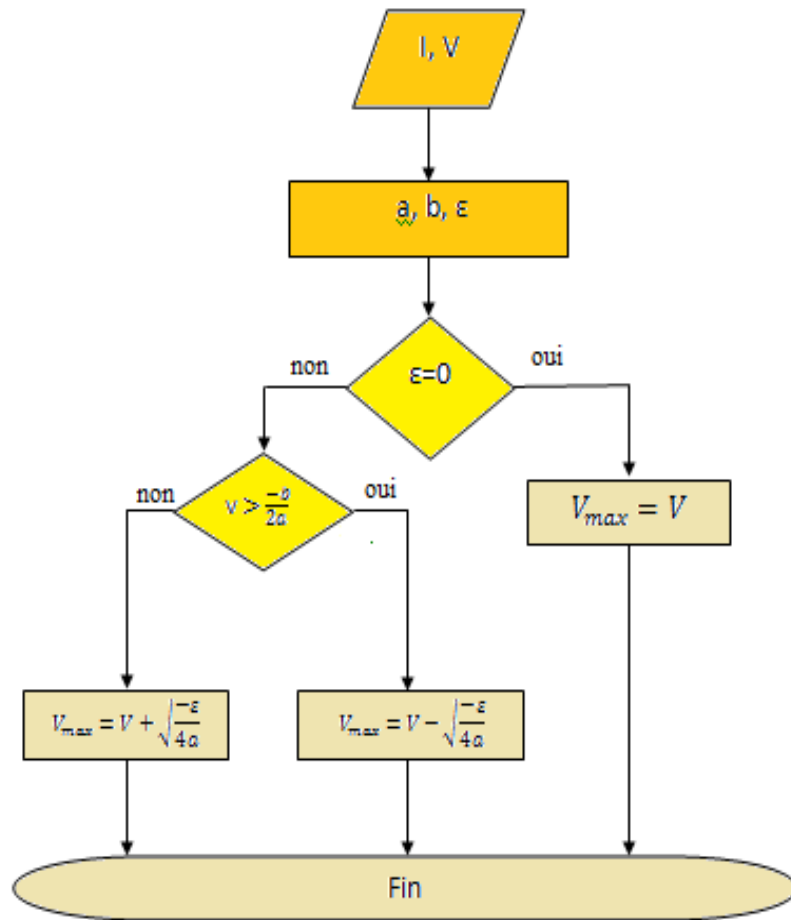


Fig.IV.3 - Algorithme de l'acquisition du PPM.

IV.2.3 - Schéma synoptique:

Le schéma suivant montre les différentes étapes du calcul de la tension de référence qui donne le point PPM du GPV.

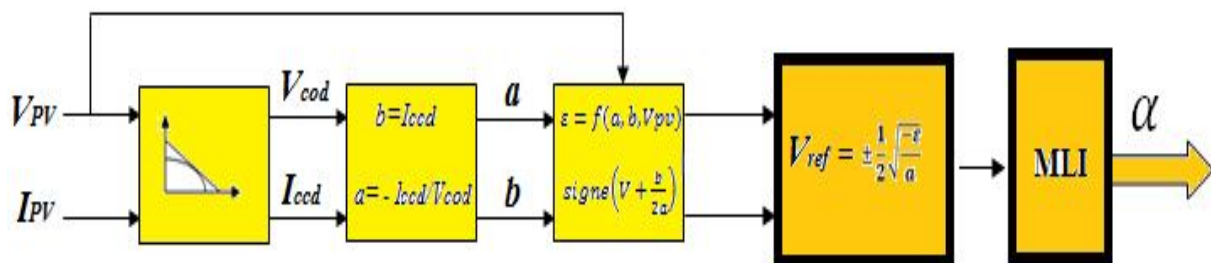


Fig. IV.4 - Schéma synoptique de la méthode MPPT proposée.

Les deux premiers blocs sont destinés à linéariser la source non linéaire GPV (tracé d'une droite) ; le troisième bloc est destiné à calculer l'écart entre le point actuel de fonctionnement

et le PPM avec une détection de la position par rapport au PPM (à gauche ou à droite du PPM). En fait, l'écart de la puissance ε est une fonction polynomiale du second degré en fonction de (V) où les coefficients sont paramétrés par a et b .

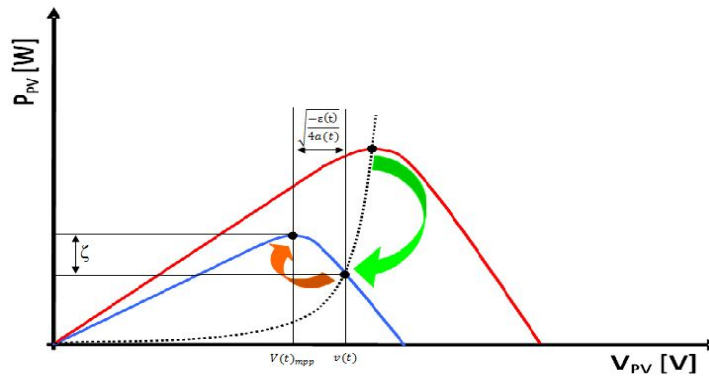


Fig. IV.5 - Détection du PPM en fonction de l'écart de puissance.

La figure IV.6 montre la trajectoire du point de fonctionnement lors de changement de la caractéristique $P(V)$. Notre traqueur détecte directement la position du PPM par le calcul de ε , il force ensuite le système à fonctionner au point PPM par la relation (IV.14). Nous avons donc un algorithme moins encombrant avec une seule boucle de calcul, alors que l'on trouve deux boucles de calcul dans l'algorithme P&O et quatre boucles dans celui de l'Incrément-Conductance. De plus, il n'y a pas de calcul itératif de la tension (V_{ppm}) qui donne le point PPM. La tension maximale sera calculée directement en ajoutant (ou en enlevant) la valeur $(\sqrt{\frac{-\varepsilon}{a}})$ de la tension actuelle. Le sens de la recherche du PPM est donné par la nouvelle formule (signe de $(2aV+b)$). Cette dernière formule nous permet d'éviter le calcul itératif pour converger vers le PPM.

IV.3 - Validation des équations analytiques et résultats de simulation.

Pour valider notre développement analytique du traqueur proposé, nous avons appliqué notre algorithme sur un adaptateur Boost (détaillé au chapitre III) avec différents changements des conditions atmosphériques (changement positif et négatif de l'éclairement et la température) avec différents temps de transition (changement assez rapide ou assez lent de l'éclairement).

Les tableaux suivants présentent les résultats de simulation en utilisant un hacheur Boost qui alimente une batterie de 48 V. Les éléments de hacheur sont dimensionnés pour que la condition continue soit vérifiée. On choisit les paramètres suivants ($L=10mH$; $C_{pv}=100 nF$; $C_0=900 \mu F$; $f_h=20 kHz$).

Le tableau IV.1 présente les résultats de simulation pour un changement d'éclairement qui passe de 800W/m^2 à 1000W/m^2 durant un intervalle de temps de 1s; la température passe de $25\text{ }^\circ\text{C}$ à $27\text{ }^\circ\text{C}$. Le tableau IV.2 donne les résultats d'un changement d'éclairement de 1000W/m^2 à 500W/m^2 durant un intervalle de temps de 1s ;la température passe de $27\text{ }^\circ\text{C}$ à $24\text{ }^\circ\text{C}$.

	Valeurssimulées		Valeursthéoriques (P&O)	
	800W/m^2	1000W/m^2	800W/m^2	1000W/m^2
$P_{PV}(\text{W})$	81.188	97.561	81.249	98.070
$I_{pv}(\text{A})$	5.227	6.479	5.290	6.560
$V_{pv}(\text{V})$	15.533	15.056	15.290	14.950
$I_{ccd}(\text{A})$	11.147	13.782	10.580	13.120
$V_{cod}(\text{V})$	29.255	28.420	30.580	29.900

Tableau IV.1 - Résultats pour un saut positif d'éclairement et de la température.

	Valeurssimulées		Valeursthéoriques (P&O)	
	1000W/m^2	500W/m^2	1000W/m^2	500W/m^2
$P_{PV}(\text{W})$	97.561	52.292	98.070	52.950
$I_{pv}(\text{A})$	6.479	3.300	6.560	3.330
$V_{pv}(\text{V})$	15.056	16.034	14.950	15.920
$I_{ccd}(\text{A})$	13.782	6.958	13.120	6.660
$V_{cod}(\text{V})$	28.420	30.562	29.900	31.840

Tableau .IV.2 - Résultats pour un saut négatif d'éclairement et de la température.

La figure IV.7 montre la détermination du PPM par notre algorithme proposé dans les paragraphes précédents à différents niveaux d'éclairement et température, lorsque la caractéristique de puissance $P(V)$ change. Les figures (b) (c) (d) présentent des

ondulations du point de fonctionnement au régime établi autour d'une valeur moyenne de la puissance maximale.

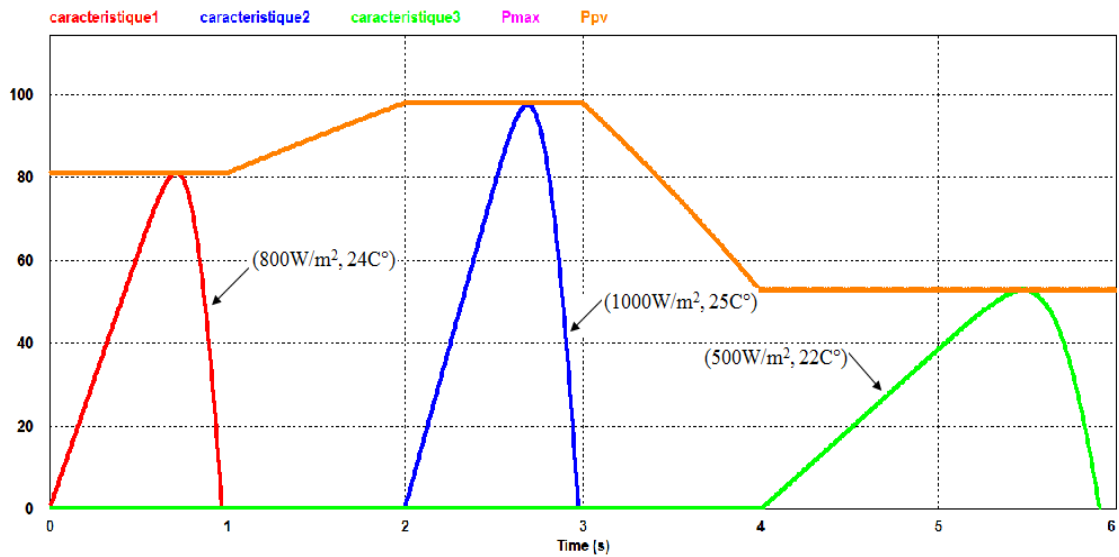


Fig.IV.6.a -Acquisition du point PPM à différents niveaux d'éclairement et température

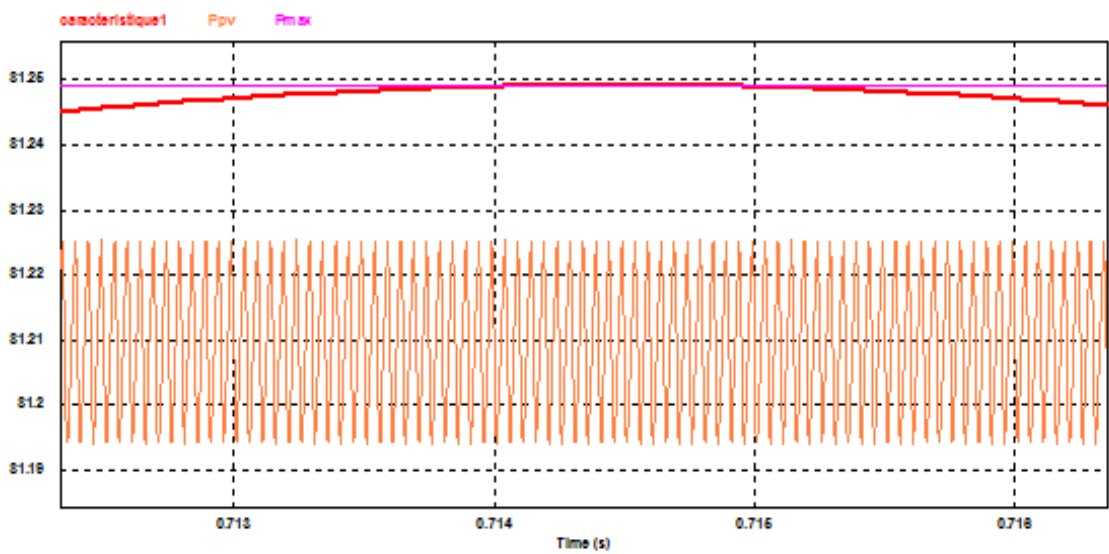


Fig.IV.6.b - Oscillation du point max autour du PPM théorique ($800\text{W/m}^2, 24^\circ\text{C}$)

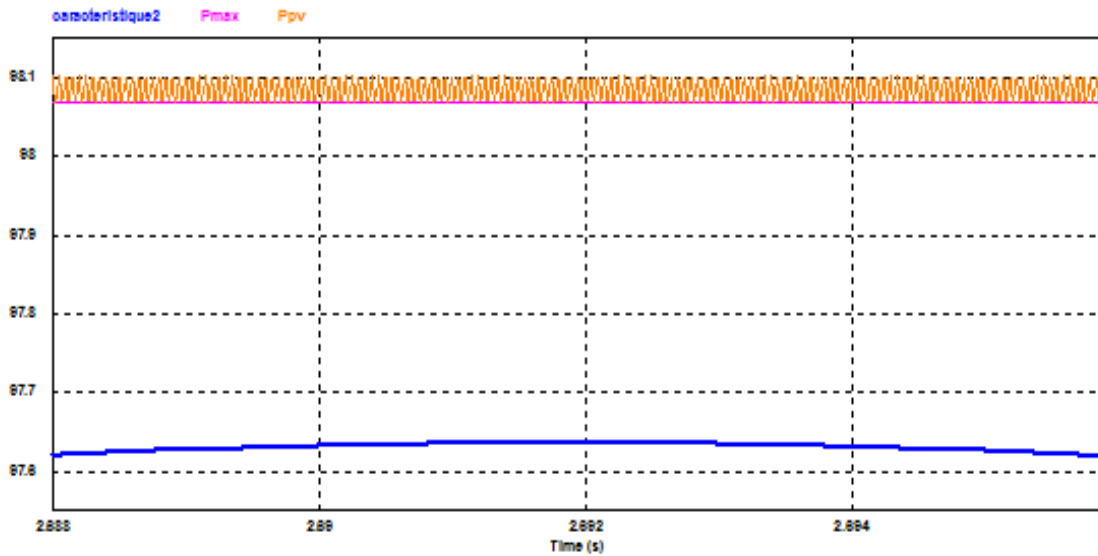


Fig.IV.6.c - Oscillation du point max autour du PPM théorique ($1000\text{W}/\text{m}^2$, 25°C)

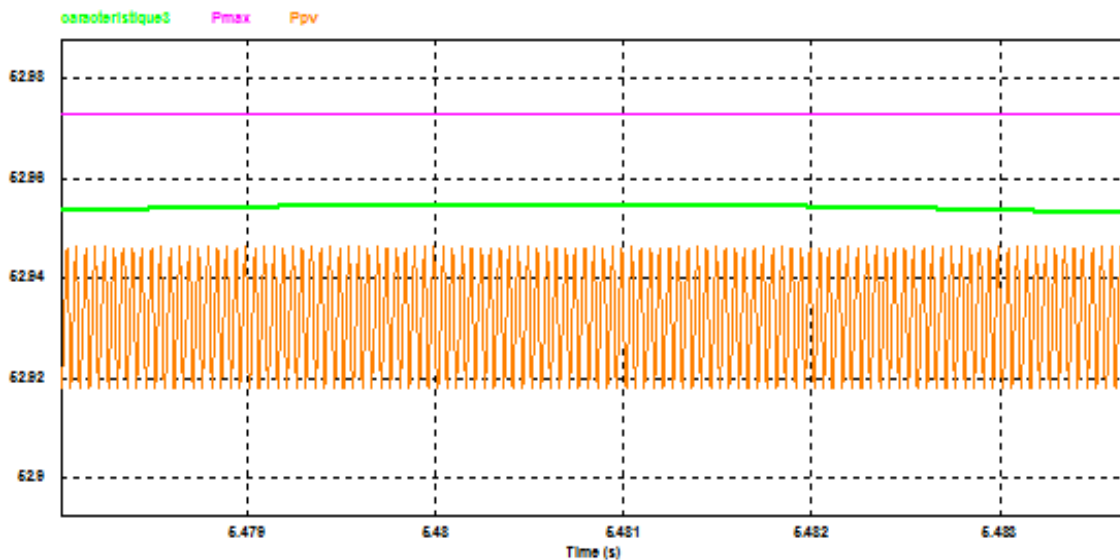


Fig.IV.6.d - Oscillation du point max autour du PPM théorique ($500\text{W}/\text{m}^2$, 22°C)

Les valeurs données aux tableaux IV-1 et VI-2 sont des valeurs moyennes durant une période de découpage. D'après les résultats de simulation, ces valeurs correspondent à notre approche de la MPPT ; On atteint le point max PPM lorsque les équations (IV.6, IV.7, IV.8) sont vérifiées. L'action de notre MPPT est d'annuler l'erreur (ε) à chaque changement des conditions de fonctionnement du panneau, (équations IV.13).

Dans les tableaux précédents, on désigne par *valeursthéoriques*, les valeurs calculées par l'algorithme P&O.

La figure IV.7 montre le changement du point max PPM avec les conditions climatiques sa détection par notre algorithme MPPT proposé. On relève une erreur d'ordre de 0.2 % entre les deux algorithmes. Après l'action MPPT, le point de fonctionnement oscille autour du point max PPM (fig. IV.7)

IV.3.2 - Résultats de simulation et forme d'onde dans le temps :

Les figures IV.8 et IV.9 montrent les formes d'onde dans le temps des courants et tensions du GPV ainsi que celles des tensions et des courants fictifs (I_{cod} , V_{cod}). Dans les deux cas de saut d'éclairement et de tension (positif et négatif), nous avons une détection du point max avec des ondulations assez faibles dans le régime transitoire avec un recouvrement du PPM. Ces équations (IV.8 et IV.9) sont alors vérifiées.

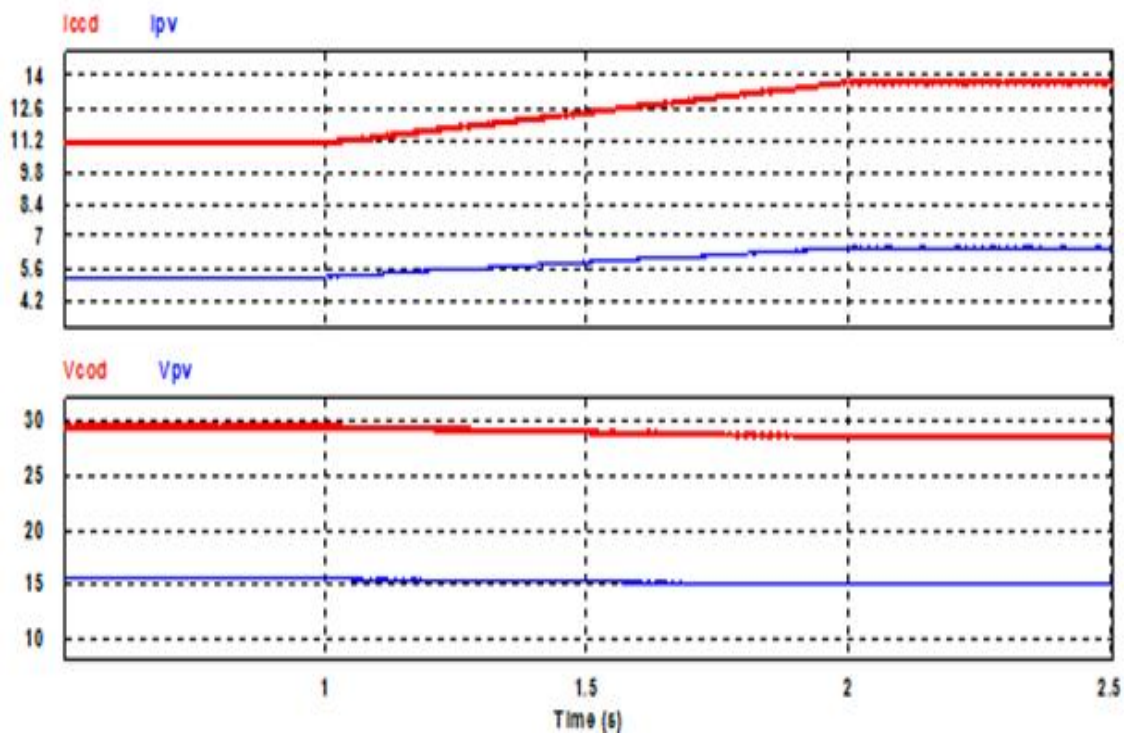


Fig. IV.7.a- Forme d'ondes dans le temps avec saut d'éclairement et de température (800 W/m^2 - 1000 W/m^2 , 24°C - 26°C).

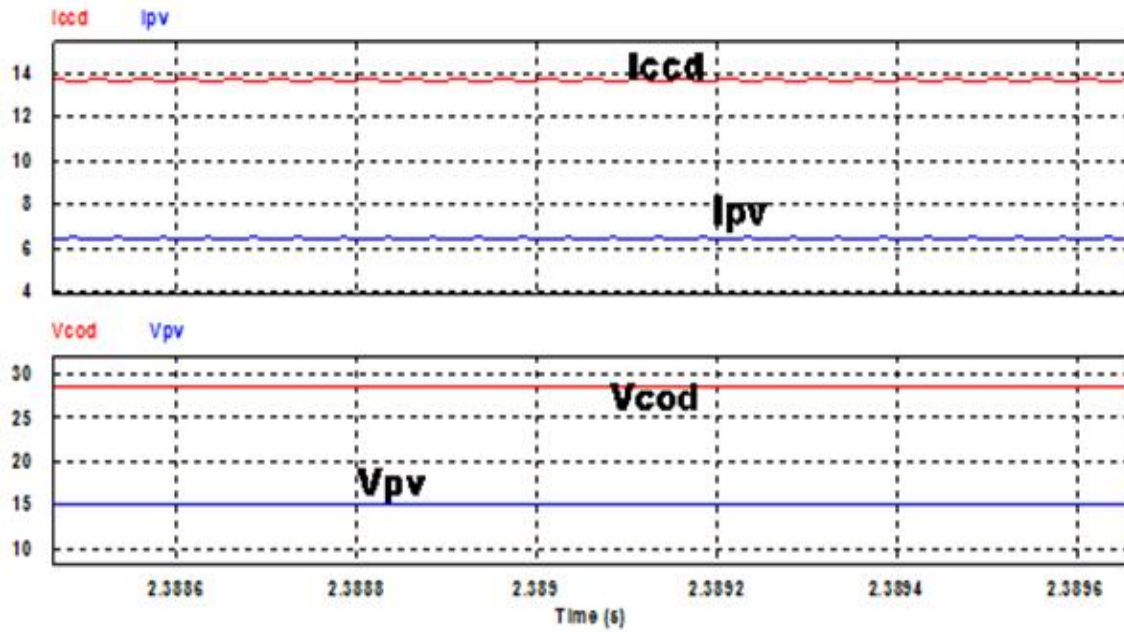


fig.IV.7.b - Forme d'ondes dans le temps en régime établi avec saut d'éclairement et de température ($800 \text{ W/m}^2 - 1000 \text{ W/m}^2$, $24^\circ\text{C} - 26^\circ\text{C}$).

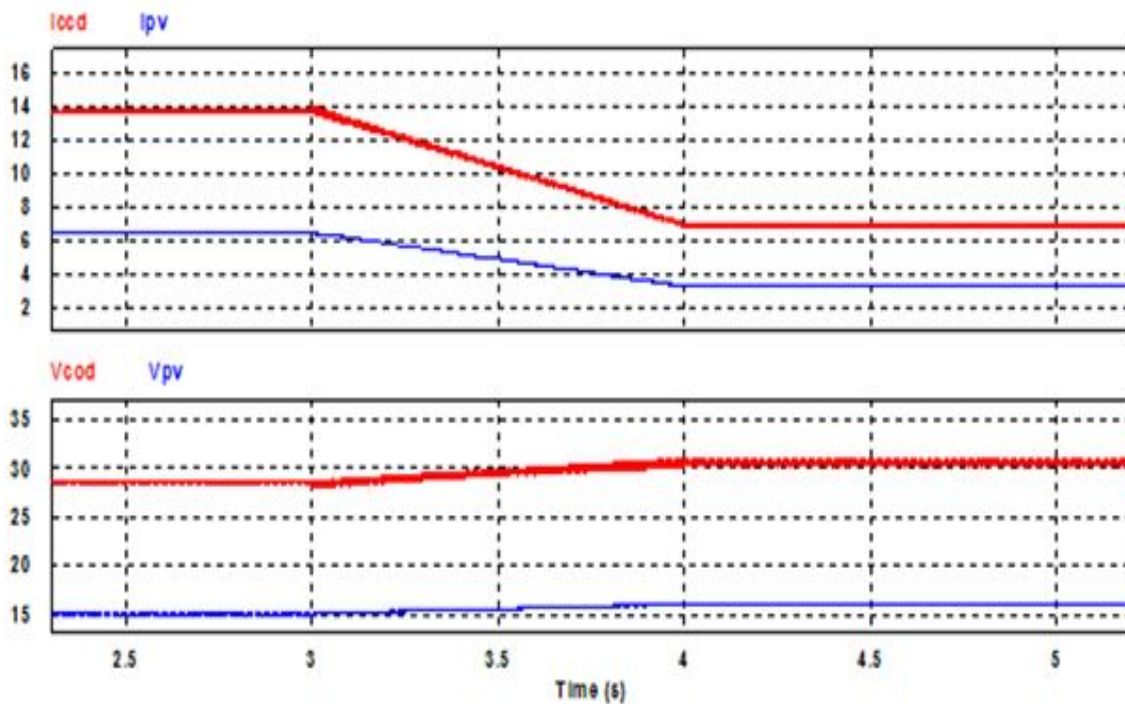


fig .IV.8.a- Forme d'ondes dans le temps avec saut négatif d'éclairement et de température ($1000 \text{ W/m}^2 - 500 \text{ W/m}^2$, $26^\circ\text{C} - 22^\circ\text{C}$).

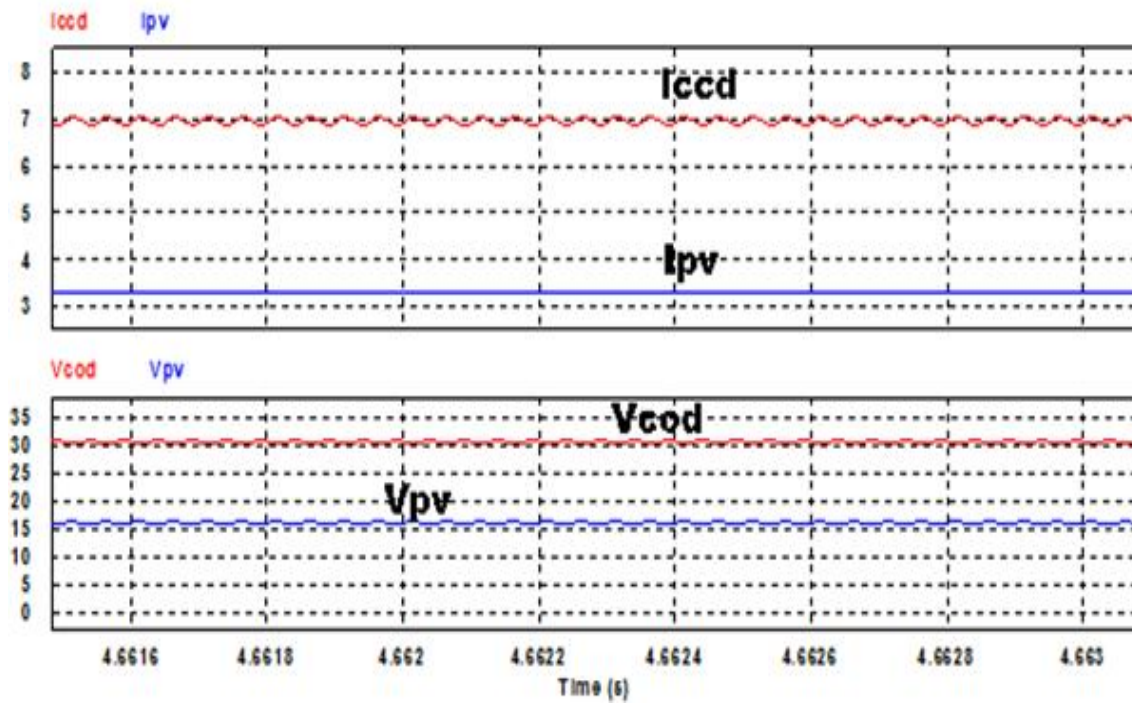


Fig. IV-8.b - Forme d'ondes dans le temps en régime établi avec saut négatif d'éclairement et de température ($1000 \text{ W/m}^2 - 500 \text{ W/m}^2$, $26^\circ\text{C} - 22^\circ\text{C}$).

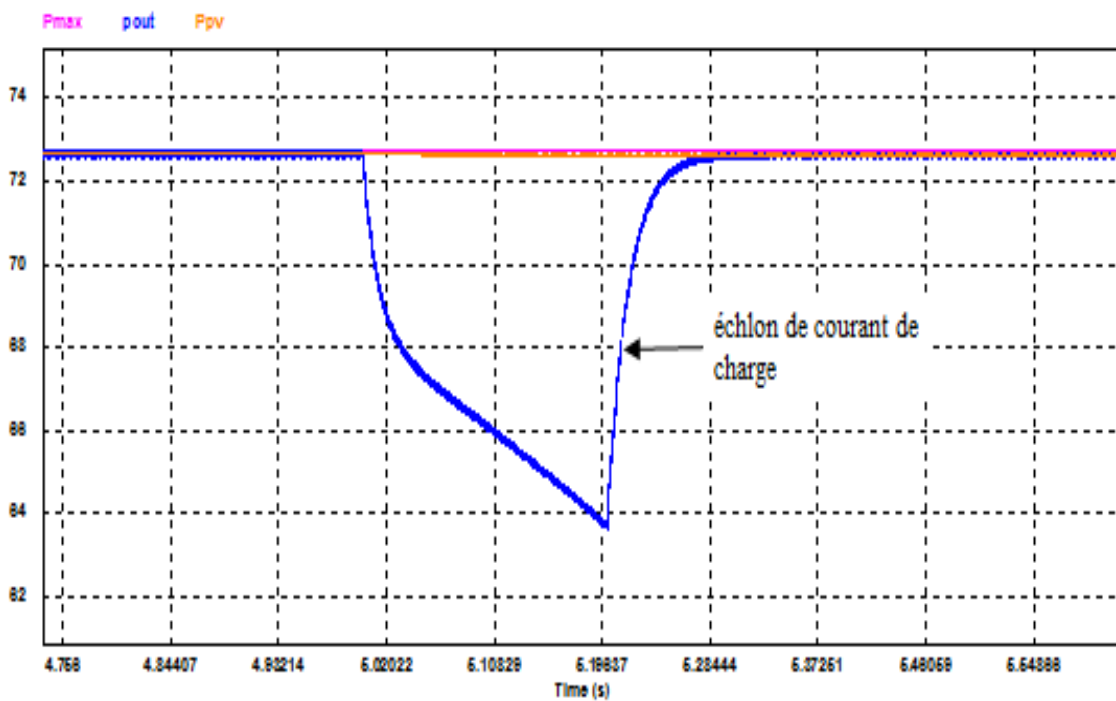


Fig. IV.9.a - Forme d'ondes des puissances d'entrée et de sortie lors d'une variation de charge. (Échelon 1A).

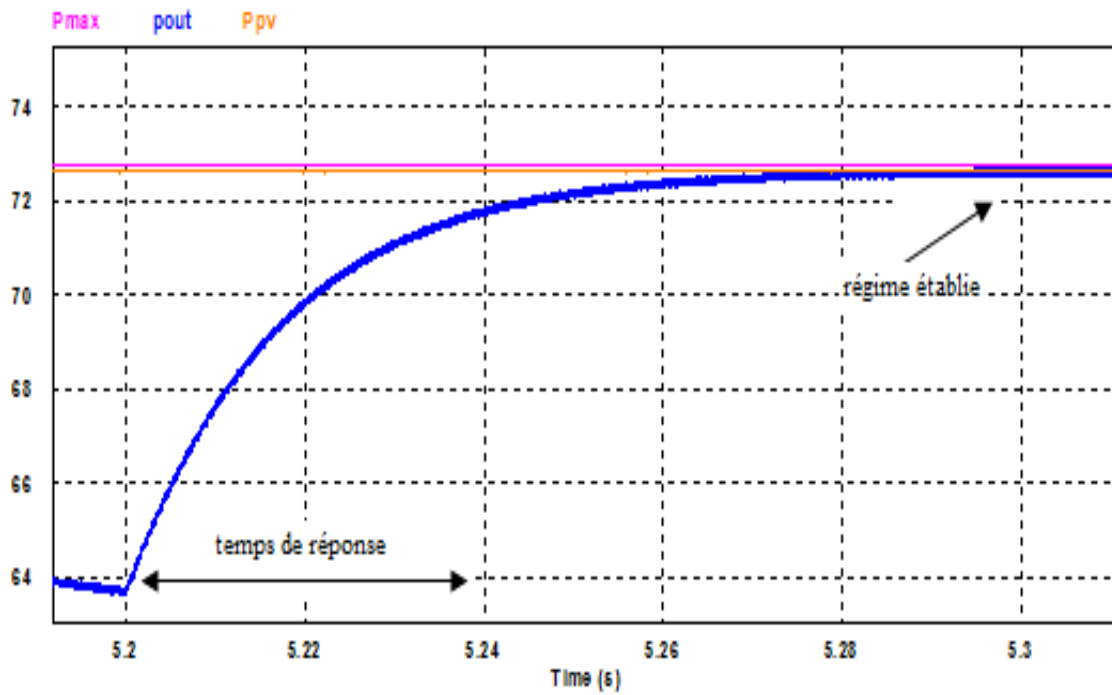


Fig. IV-9.b - Forme d'ondes des puissances d'entrée et de sortie lors d'une variation de charge. Régime établi.

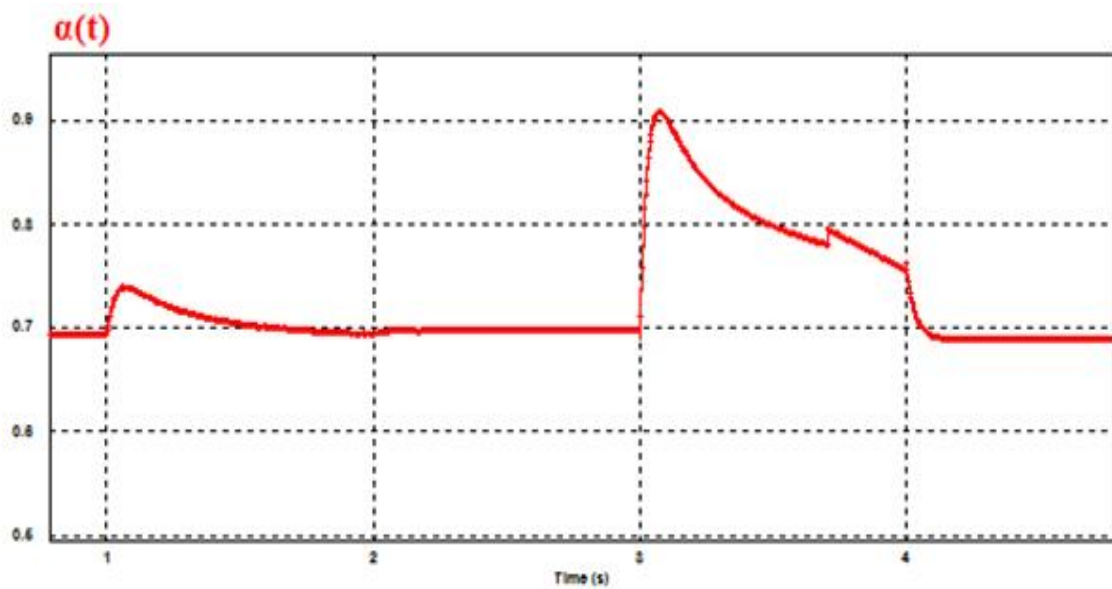


Fig.IV.10.a - Variation du rapport cyclique lors d'une action MPPT.

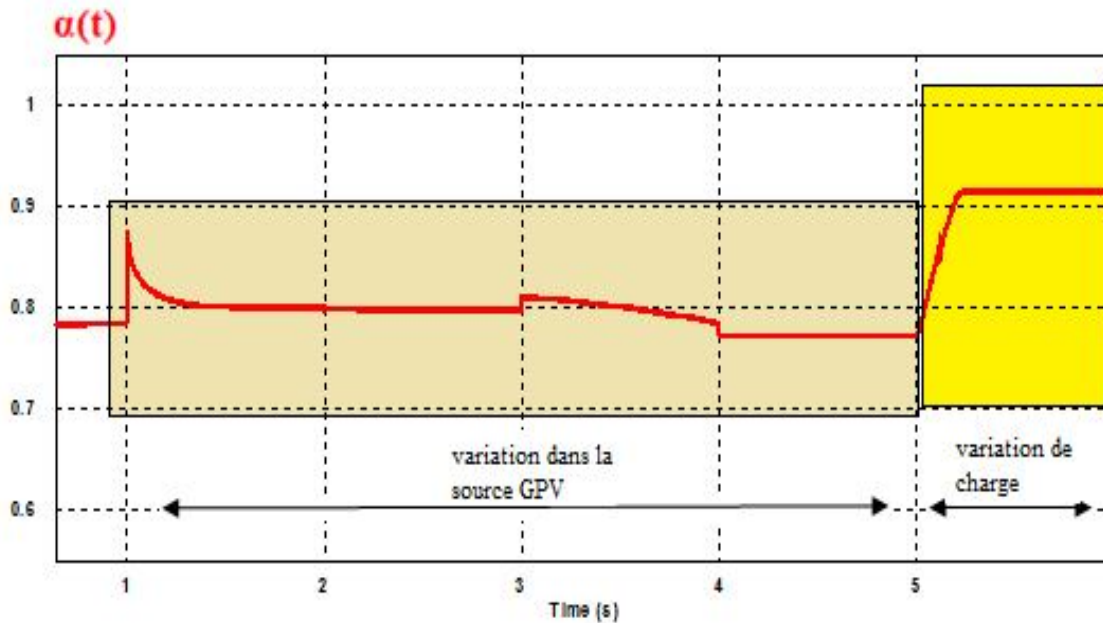


Fig. IV.10.b - Variation du rapport cyclique lors d'une action MPPT et une variation de charge.

IV.4 - Synthèse des résultats :

La commande MPPT tangentielle, présentée et développée dans ce chapitre, a été validée par le biais d'un étage d'adaptation Boost, supposé idéal ($P_{in}=P_{out}$). Il est à noter que cette commande est indépendante de la topologie des convertisseurs ; elle est applicable à toutes les topologies des convertisseurs connus dans la littérature, à condition qu'on respecte les conditions de connexion (tension de sortie supérieure à la tension d'entrée dans le cas d'un Boost et l'inverse dans le cas d'un Buck).

Une validation de notre algorithme proposé par la simulation d'un changement de température et d'éclairement rapide et avec un grand écart (*les travaux expérimentaux réalisés sur la mesure de changement de l'éclairement donnent une moyenne de $10W/m^2/min$*)

Nous validons dans ce chapitre les résultats de simulation à partir du développement analytique que nous avons fait dans le paragraphe IV-2. Les figures IV-7, IV-8 et IV-9 montrent qu'en régime établi, la tension du panneau (GPV) qui donne un fonctionnement maximal est le double de la tension fictif (V_{cod}) ainsi que pour le cas du courant pour différents niveaux d'éclairements et de température. On constate que, même dans le cas des variations rapides de la charge, l'algorithme donne des résultats satisfaisants (figure IV-10).

Le sens de recherche du PPM est proposé par la comparaison entre V_{pv} et le rapport $(\frac{-b}{2a})$ qui donne la position de la tension du panneau par rapport à la tension du circuit ouvert fictif.

On présente dans les tableaux IV-1 et IV-2, la comparaison des résultats obtenus avec ceux calculés par la méthode P&O. On constate une différence de l'ordre du milliwatt. Ce qui consolide la validité de notre algorithme proposé.

En peut constater aussi d'après nos résultats que l'implantation de notre algorithme est moins encombrante par rapport aux algorithmes les plus populaires (P&O et incrémental-conductance).

L'implantation numérique de cette méthode ne pose pas de problème (seul le pas de calcul est à choisir d'une manière judicieuse), par contre en analogique, on peut rencontrer des soucis sur le choix des constantes des circuits dérivateurs qui calculent le terme $\left[\frac{dl}{dv}\right]_p$. Dans les résultats de simulation présentés auparavant, on a fait le choix d'utiliser deux constantes de dérivation égales (pour $\frac{dl}{dt}$ et $\frac{dv}{dt}$) pour obtenir une information plus exacte sur le rapport $\left[\frac{dl}{dv}\right]_p$.

De plus, la réalisation de la fonction racine (équation IV-14) présente une difficulté lors d'une implantation analogique.

IV.5 - Amélioration de la commande MPPT.

Nous avons vu dans les chapitres II et III que l'action MPPT est basée sur la variation du rapport cyclique (α) du convertisseur statique. Ce rapport est obtenue souvent par la commande MLI en comparons un signal de référence (V_{com}) à une tension triangulaire de fréquence fixe (Fig.IV.12) ; l'idéal dans une telle commande c'est d'avoir une tension de référence constante le plus possible tout en plaçant un filtre qui rejette les perturbations liées à la fréquence de hachage.

Dans ce cadre, beaucoup de travaux de recherche ont traité ce cas. La tension V_{com} constante est obtenue par le filtrage des harmoniques engendrées dans l'étage de commande par les entrées du traqueur MPPT ; d'où la présence d'un filtre pour améliorer notre traqueur.

A titre d'exemple, dans ses travaux R.Lyva [70] fait le choix d'une fréquence de coupure ($f_c = 1/8T_{MPPT}$) pour le filtre passe pas. Ce choix est judicieux pour ne pas ralentir la dynamique du traqueur. Dans ses travaux, N.Femia [62] démontre que la réponse du traqueur

(P&O) dépend bien de la pulsation naturelle du système. Donc un mauvais choix de la fréquence de coupure du filtre peut diminuer la rapidité de recouvrement du PPM.

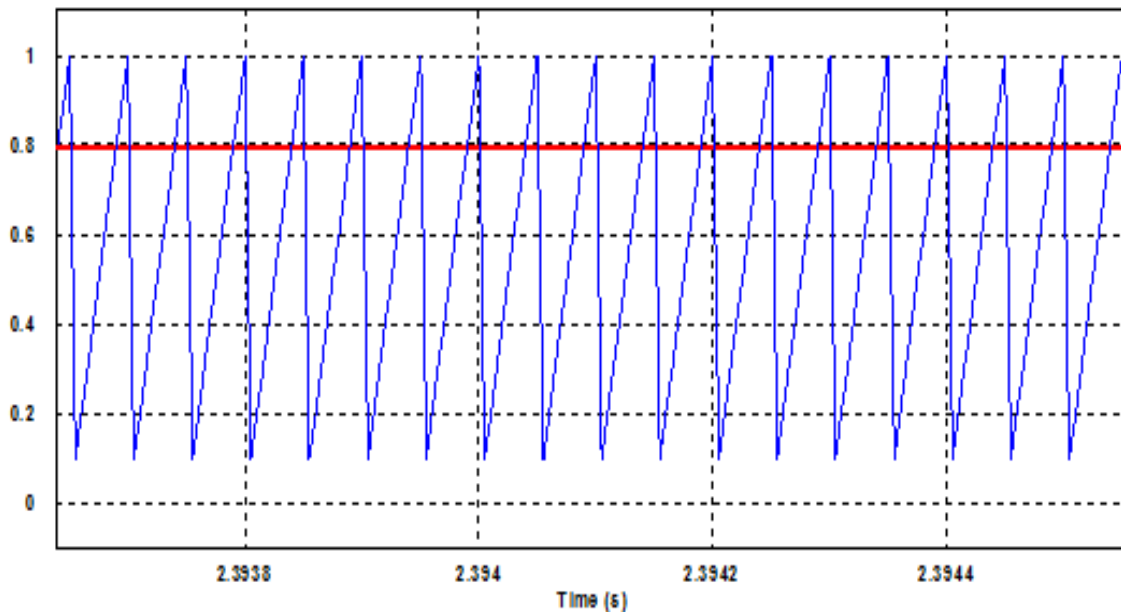
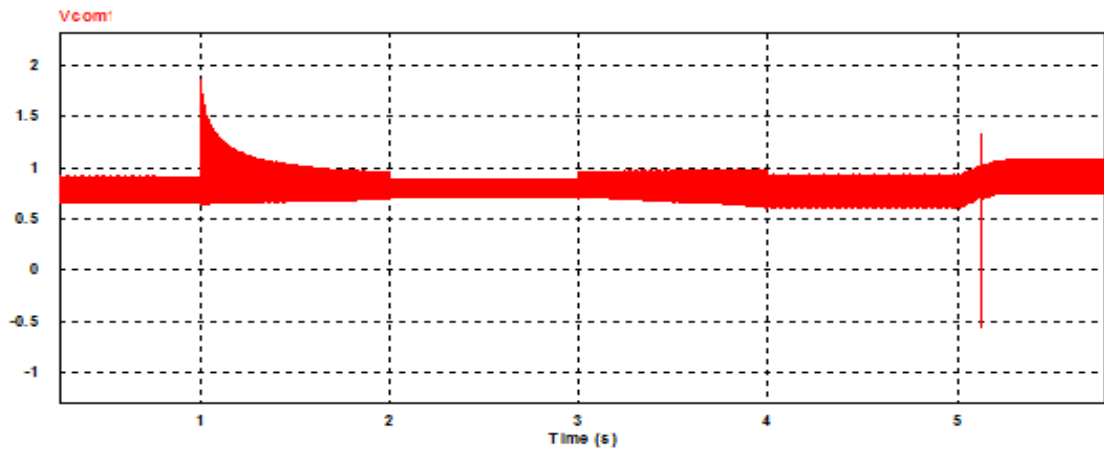


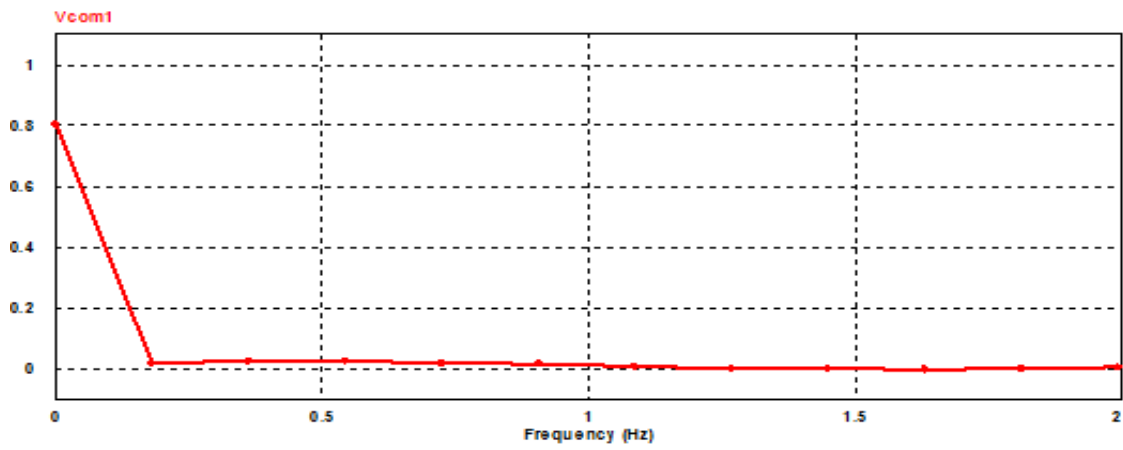
Fig. IV-11 - Commande MLI pour un hacheur

La tension de référence V_{com} est obtenue par le régulateur MPPT. On rencontre souvent un signal de V_{com} perturbé par les harmoniques engendrées par la mesure instantanée d' I_{pv} et V_{pv} dû à la fréquence de découpage et des pulsations propres du système. Ces perturbations peuvent présenter des valeurs néfastes pour le système où la commande MLI donne une fausse valeur du rapport cyclique (α) qui adapte le système à une puissance maximale. En réalité, seule la composante continue intervient sur les variations du rapport cyclique.

La forme d'onde de la tension V_{com} est représentée par la figure suivante ainsi que l'analyse spectrale (basse fréquence et haute fréquence). On remarque dans le spectre haute fréquence la présence des harmoniques paires de fréquence de découpage ($f_h, 2f_h, 4f_h, \dots$); l'harmonique de 20KHz présente 15% de la composante continue du signal, ce qui signifie un taux de distorsion important. L'idéal c'est d'avoir le plus possible un signal continu pour une bonne modulation d'impulsion. En effet, l'ajout d'un filtre bas pour filtrer ces harmoniques perturbatrices est conseillé. Ce filtre a pour but d'éviter que les perturbations liées à la fréquence de découpage du CS et ses harmoniques n'interagissent dans l'algorithme de recherche.



a)



b)

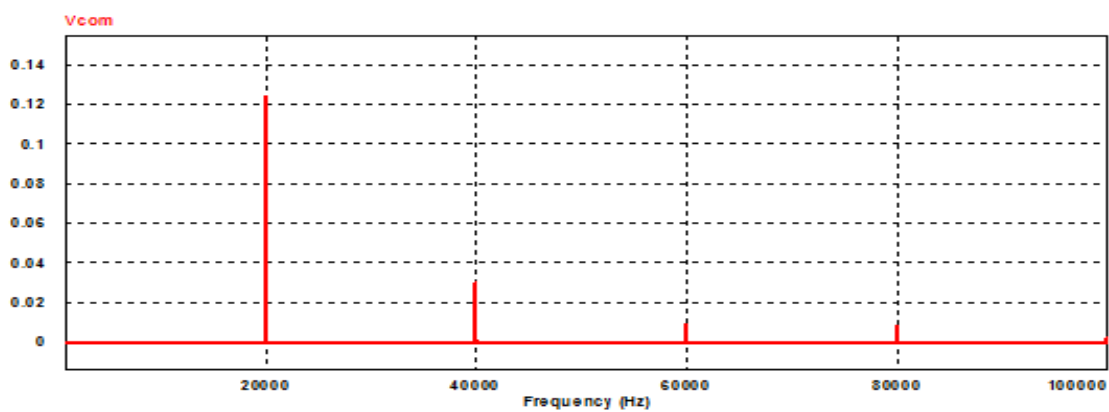


Fig. IV.12 - Forme d'onde V_{com} et Spectre basse et haute fréquences

a) forme d'onde V_{com}

b) Spectre basse fréquence.

c) Spectre haute fréquence.

IV. 5.1 - Filtres passe-bas :

Dans cette thèse, on opte pour la solution filtre passe-bas du premier ordre à cause de sa réalisation simple (on peut proposer filtre d'ordre supérieur).

Ce filtre passe bas est défini par sa fonction de transfert $T(p)$:

$$T(p) = \frac{1}{1+\tau p} \quad (\text{IV.20})$$

τ : Constante de temps du système, égale à : $\frac{1}{\omega_c}$ (ω_c : pulsation de coupure du filtre)

p : l'opérateur de Laplace ($j\omega$).

Pour concevoir un bon rejet des fréquences qui vont perturber notre algorithme de recherche, deux précautions sont à prendre :

- La fréquence de coupure est choisie suffisamment grande par rapport à la fréquence naturelle (ω_0) afin d'assurer un bon filtrage des harmoniques, avec une bonne atténuation à la sortie de filtre et pour ne pas ralentir le traqueur MPPT par une grande constante de temps.
- Garder une caractéristique de déphasage linéaire dans la bande passante.

Reprenant maintenant la fonction de transfert F_{11} développée au chapitre III, paragraphe (III-16). Le système est du 3^{ème} ordre avec les deux pôles complexes conjugués qui sont dominants (plus proche de l'axe imaginaire ; figure III-26). Donc le comportement dynamique du système tend vers un système 2^{ème} ordre dont l'équation du dénominateur est :

$$D_{F_{11}}(p) \approx p^2 + 2\omega_0\xi p + \omega_0^2 \quad (\text{IV.21})$$

Du point de vue mathématique, la théorie des polynômes nous assure l'existence d'au moins une racine réelle dans un polynôme du 3^{ème} degré (voir annexe B, le but de ce calcul du pôle réel non dominant est le placé loin de l'axe imaginaire le plus possible pour avoir un système du second ordre dominant par le bon choix des éléments de stockage). Nous avons donc deux conditions :

$$\begin{cases} R_e(p_{\text{complexe}}) \ll R_e(p_r) \\ \text{et} \\ (p - p_r)(p^2 + 2\omega_0\xi p + \omega_0^2) = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Ainsi, la pulsation propre du système et le coefficient d'amortissement du système du second ordre dominant sont :

$$\omega_0 = (1 - \alpha) \sqrt{\frac{2}{LC_{pv}(1 - \alpha)^2 + LC_0}}$$

$$\xi = \frac{(1 - \alpha)(L + R_{pv}^2(C_0 + C_{pv}))}{4R_{pv}} \sqrt{\frac{2}{LC_{pv}(1 - \alpha)^2 + LC_0}}$$

La fréquence de coupure du filtre en question doit être inférieure à la fréquence f_0 du système, tout en gardant un déphasage linéaire dans la bande passante. Le tracé de Bode de la fonction de transfert (IV-20) pour plusieurs fréquences de coupure est montré dans la figure ci-dessous.

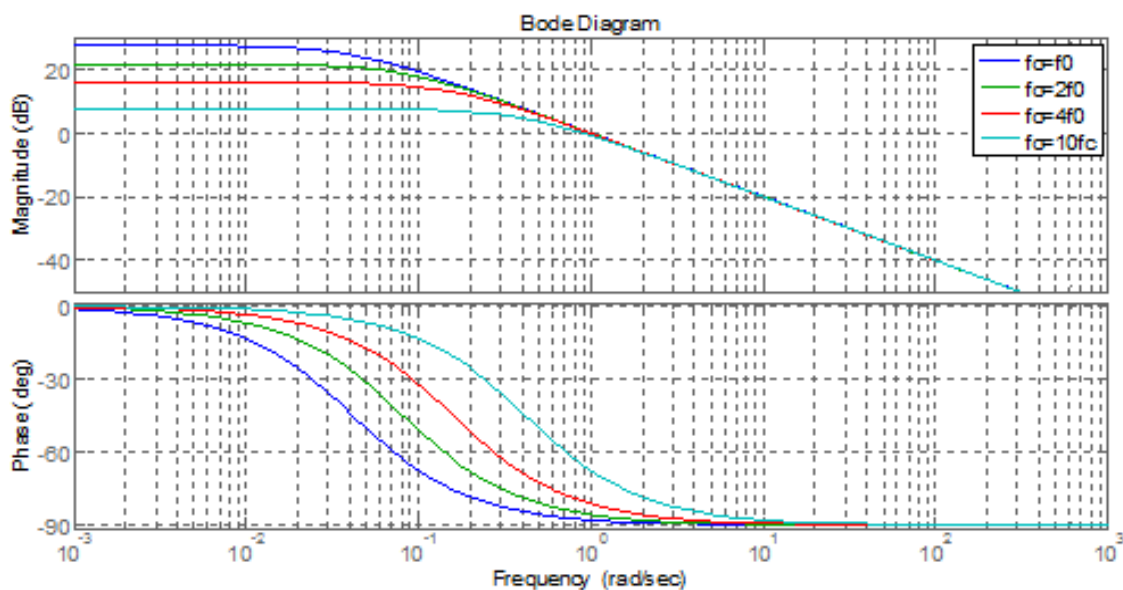
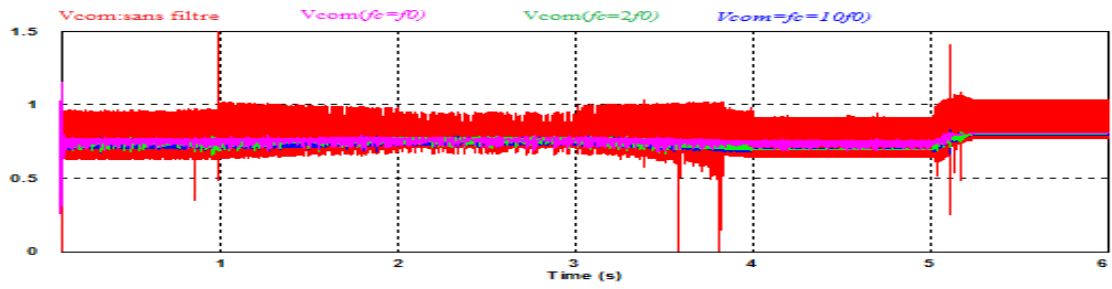
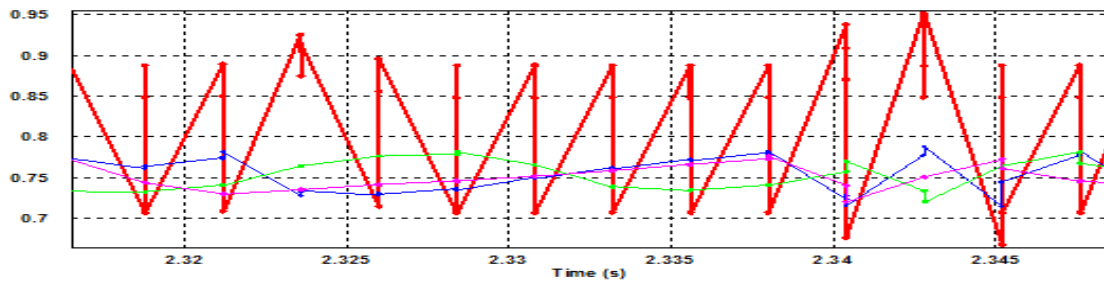


Fig.IV.13 - Tracé de Bode T(p) ($f_0 = 24\text{Hz}$, $\alpha = 0.687$, $L = 10\text{mH}$, $C_{pv} = 100\text{nF}$, $C_0 = 900\mu\text{F}$, $R_{pv} = 2.3\Omega$).

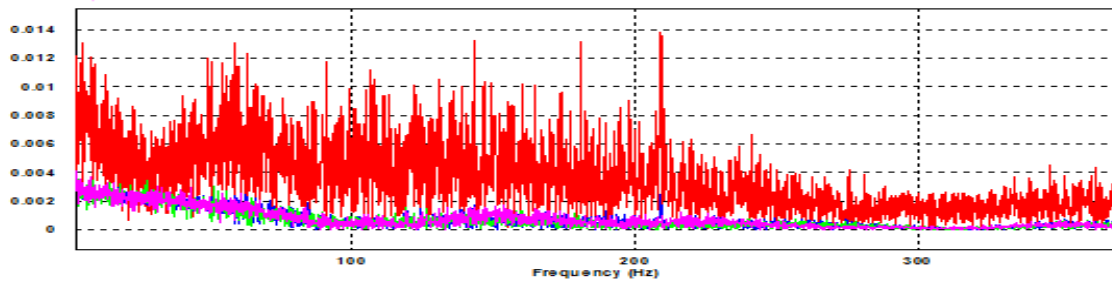
On remarque que, plus la fréquence de coupure est grande par rapport à la fréquence propre du système, plus on a une bande de fréquence rejetée avec un déphasage linéaire (constante de temps du filtre plus petite que la constante de temps du système MPPT). On remarque aussi que la fréquence propre du système dépend bien du coefficient $(1 - \alpha)$; d'où l'intérêt de majorer la fréquence de coupure par une valeur plus grande pour avoir un bon fonctionnement quel que soit le niveau d'éclairément ou de température.



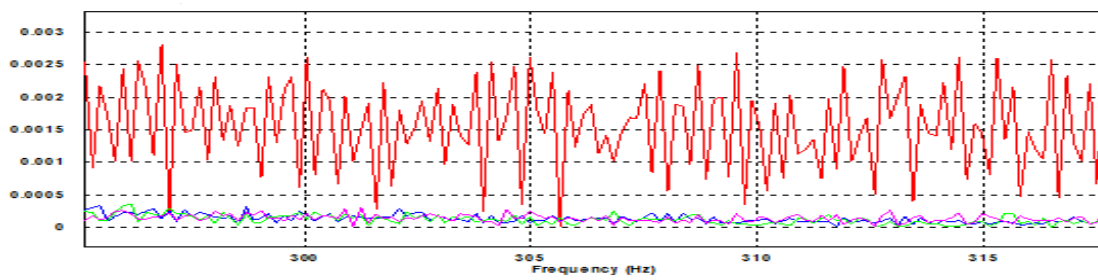
a)



b)



c)



d)

Fig. IV.14 - Impact du filtre passe-bas sur la tension de référence V_{com} .

a) $V_{com}(t)$ avec différentes fréquence de coupure

b) zoom des ondulations de la tension de référence

c) spectre de la tension de référence

d) zoom des différentes harmoniques.

Dans notre cas ($2\Omega < R_{pv} < 50\Omega$), le choix de $f_c = 10.f_0$ donne des meilleurs résultats. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure IV-14 pour différents fréquences de coupure.

IV .4.2 - Synthèses des résultats :

La figure IV-14 montre bien l'intérêt de l'addition d'un filtre passe-bas dans l'algorithme MPPT ; la diminution de bruit est remarquable dans la forme d'onde de V_{com} et le faiblissement des différents harmoniques est réalisé. En fait, le choix de la fréquence de coupure du filtre dépend fortement de la pulsation naturelle du système MPPT : un mauvais choix de cette fréquence peut ralentir l'algorithme (constante de temps plus grande) et dans ce cas, le système ne détecte pas les variations des points de fonctionnement permanent et la réaction de MPPT est retardée. Cette réalisation est possible avec plusieurs types de filtre (passe-bas du second ordre-passe bas numérique ...). Notre choix du filtre passe-bas du premier ordre revient seulement à une réduction du coût de fabrication et une diminution de la taille du circuit de commande.

IV.5 - Conclusion.

Nous avons présenté dans ce chapitre une nouvelle approche de la méthode MPPT qui est basée sur la mesure du point de fonctionnement du GPV par une droite tangentielle à la caractéristique (I, V). Le recouvrement du PPM se fait par un glissement de cette droite sur la courbe du GPV en calculant deux points fictifs (V_{cod}, I_{ccd}) sur l'axe (OI, OV).

Cette approche graphique nous a permis de modéliser le traqueur par un algorithme qui nous semble plus simple et moins encombrant par rapport à l'algorithme exposé au chapitre II.

La relation polynomiale obtenue entre la tension du GPV et l'écart de puissance (entre le point de fonctionnement et le point PPM désiré) a permis d'établir une relation analytique entre la tension du PPM et la tension actuelle du GPV dont l'avantage est d'éviter le calcul itératif rencontré dans les autres méthodes de recherche du MPPT qui ont recours à des approximations simplificatrices.

Le sens de recherche du PPM (à partir de la dérivée de la puissance) est simplifié par une comparaison entre la tension du panneau et la tension fictive V_{cod} . Ce qui donne une grande flexibilité à notre algorithme et évite ainsi les problèmes de divergence en cas de changement rapide des conditions atmosphériques. Les résultats de simulation nous ont

permis de valider le modèle mathématique de notre traqueur pour différents changements des conditions météorologiques.

Une amélioration de notre algorithme a été ajoutée par le biais d'un filtre passe bas pour avoir des résultats meilleurs et éviter les perturbations liées à la fréquence de hachage de l'adaptateur.

Finalement, on estime que notre algorithme est applicable à toute source d'énergie non linéaire vu la forme généralisée de la caractéristique (I, V) lors de la modélisation analytique de l'algorithme MPPT.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Cette thèse est une contribution à l'optimisation de la chaîne photovoltaïque pour assurer un transfert maximal et performant de la puissance électrique récoltée des panneaux solaire vers une charge continue.

Après un rappel sur la chaîne photovoltaïque élémentaire et la problématique de l'optimisation de la puissance, nous avons détaillé les différents types de recherche de la MPPT rencontrés dans la littérature. Ces commandes sont classées selon différents critères qu'on trouve démonstratifs pour décrire les performances d'une telle MPPT. La vitesse de recouvrement du PPM ainsi que le mode d'implantation (numérique ou analogique) joue un rôle impératif lors d'un choix d'une MPPT. On constate aussi que l'encombrement de l'algorithme se répercute directement sur le coût de la commande.

Le premier volet de notre travail est de faire une étude approfondie sur les différentes techniques de modélisation des convertisseurs statique vu leur importance dans l'opération d'optimisation de la chaîne photovoltaïque. Nous avons établi une synthèse et une classification des différents modèles utilisés en électronique de puissance pour avoir un modèle mathématique des convertisseur statique. Le but étant l'obtention d'un modèle linéaire qu'ont peu automatisé par les techniques classiques d'asservissement.

L'étude du modèle linéaire du hacheur Boost a montré que la stabilité du système dépend fortement des paramètres du hacheur et de sa commande (éléments de stockage, gain du shunt d'une mesure, gain de la commande MLI, tension de sortie). Le rapport tension de shunt de mesure et gain de MLI constitue un compromis pour le concepteur pour avoir un asservissement correct lorsque l'on asservi le système à une tension de référence calculée par le régulateur MPPT. Les diagrammes de Nyquist des actionneurs prouvent que le point critique de la stabilité dépend des conditions citéesci-dessus.

Sachant que notre système de conversion photovoltaïque subit trop de perturbations durant la période d'utilisation, nous avons inclue la commande (LQ) (expliquée en annexe A) pour avoir une structure propre du système qui donne un régime dynamique transitoire bien amorti et un bon rejet de perturbation. Le tracé de la réponse indicielle prouve l'impact du choix du gain de la commande à retour de sortie pour avoir un transitoire rapide et avec un faible dépassement. Le tracé de lieu des racines nous montre le changement dans la structure propre du système tout en déplaçant les pôles dans le demi-plan gauche par un calcul du gain de la commande a retour de sortie ; les pôles imposent un comportement du deuxième ordre au système par la présence de deux

pôles complexes conjugués situés proche de l'axe imaginaire, la dynamique du système dépend fortement des valeurs de ces pôles. Le pôle réel non dominant est situé très loin dans le demi-plan gauche et dépend de la capacité de filtrage dans le port de sortie du hacheur. Dans notre cas, son impact est très faible sur la dynamique de la boucle fermée.

Le deuxième volet de notre travail est de développer un algorithme de recherche du point de fonctionnement en puissance maximale ; l'idée principale de cette nouvelle stratégie est basée sur deux créneaux :

- 1) La mesure du point de fonctionnement du GPV par le biais d'une droite tangentielle à la caractéristique (I, V) ; les nouvelles coordonnées du point de fonctionnement sont deux points fictifs (V_{cod}, I_{ccd}) . Cette approche graphique nous a permis de construire des relations simples et polynomiales pour calculer le point de fonctionnement en puissance maximale.
- 2) La recherche du point de fonctionnement en puissance maximale se fait sur les axes (OV) et (OI) au lieu que ce soit sur la caractéristique (I, V) qui est non linéaire. Cette non linéarité rend l'étude analytique de notre traqueur très fastidieuse avec des équations trop longues et complexes.

Les équations obtenues et les étapes de l'opération de recherche du PPM sont résumées dans un algorithme, nommé **MPPT tangentiel**. La validation de cette approche par le biais d'un hacheur boost (qui a été traité dans le chapitre 3) et une charge modélisée par le modèle général de Norton a donné un recouvrement meilleur du PPM dans des différents niveaux d'éclairement et de température. Les résultats de simulations présentés dans les tableaux (IV-1 et IV-2) donnent une adéquation avec les résultats obtenus par la méthode P&O. Dans un premier constat, notre algorithme nous semble moins encombrant par rapport aux algorithmes courants (P&O et incrémental-conductance) vu le nombre de boucles *if* employées. Enfin, et pour donner plus de performances à notre méthode MPPT proposée, on a ajouté un filtre basse-bas qui assure le filtrage des harmoniques engendrées par la fréquence de découpage du convertisseur statique. Ces harmoniques peuvent gêner notre recherche du PPM et donner une fausse information sur la tension de référence délivrée par la commande MLI.

Notre algorithme ne dépend pas de la topologie du convertisseur ; donc il est applicable à n'importe quelle structure (boost, back, back-boost...). Le modèle mathématique du GPV n'est pas pris en compte lors de notre développement analytique (équation 1-1 chapitre 1) ; ce qui rend notre stratégie universelle pour n'importe quelle source d'énergie non linéaire.

En perspectives :

- Faire une étude comparative entre l'implantation analogique et numérique de cette MPPT et la faisabilité de cette implantation lors d'une réalisation pratique.
- Etablir une étude de découplage lors de la connexion du GPV avec une charge contrôlée (moteur cc-injection dans les réseaux) et l'impact d'une commande à deux degrés de liberté sur l'optimisation de la chaîne photovoltaïque.
- Etablir une étude comparative entre les différents convertisseurs statiques lors d'une application avec cette MPPT.
- Application de l'algorithme en cas du phénomène d'ombrage (courbe avec plusieurs maximums).

Commande LQ

A1. Définition :

La commande linéaire quadratique (LQ) est une commande optimale au sens de la minimisation du critère quadratique (A1), sous la contrainte que $x(t)$ vérifie l'équation d'état à chaque instant :

$$\begin{cases} J = \frac{1}{2} \left[\int_{t_0}^{t_1} x(t)^T \cdot Q \cdot x(t) + u(t)^T \cdot R \cdot u(t) \right] dt & (A1) \\ \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t). \end{cases}$$

Où Q est une matrice symétrique définie positive et R une matrice symétrique définie positive.

La commande LQ est la détermination de la commande $u^0(t)$ qui minimise un certain critère de performance sachant que le système est décrit par l'équation d'état dans la relation A1, en connaissant les conditions initiales et finales. Les conditions initiales sont généralement fixées, la condition finale sur t_1 peut être :

- Un horizon de commande fini et imposé (instant final t_1 imposé).
- Un horizon de commande fini et libre (t_1 fini non imposé).
- Un horizon infini ($t_1 \rightarrow \infty$).

Les conditions finale sur $x(t_1)$ peut être libre ou imposée.

A2. Obtention des conditions d'optimalité.

Soit $J(x)$ une fonction continue de $R^n \rightarrow R$. Le développement en série de Taylor au premier ordre cette fonction autour d'un point x_0 s'écrit :

$$J(x + x_0) = J(x_0) + \left(\frac{\partial J}{\partial x} \right)_{x=x_0}^T \delta x, \text{ avec : } \left(\frac{\partial J}{\partial x} \right)^T = \left[\frac{\partial J}{\partial x_1} \cdots \frac{\partial J}{\partial x_n} \right] \quad (A2).$$

Si x_0 correspond à un extrémum on a $\left(\frac{\partial J}{\partial x} \right)_{x=x_0} = 0$. Donc au voisinage d'un extrémum, la variation $\delta J(x)$ de la fonction due à une variation δx de la variable est nulle au premier ordre.

On cherche le vecteur de commande qui minimise un critère de performance J sous la contrainte que $x(t)$ vérifie l'équation d'état à chaque instant.

Réécrivant le système d'équation A1 sous une nouvelle forme

$$\begin{cases} J = \int_{t_0}^{t_1} L(x, u, t) dt \\ \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t). \end{cases} \quad (A3).$$

Le problème d'optimisation sous contrainte qui peut être ramené au cas sans contrainte par l'introduction de la fonction augmentée suivante:

$$J_a = \int_{t_0}^{t_1} L(x, u, t) + \lambda(t)^T \cdot (\dot{x}(t) - Ax(t) + Bu(t)) dt = \int_{t_0}^{t_1} \psi(x, u, t) dt \quad (A4).$$

Soit $u^0(t)$ la commande optimale recherchée et soit $u(t) = u^0(t) + \delta u$ l'accroissement de cette commande qui donne une variation de l'état δx et sa dérivée $\delta \dot{x}$ et δJ_a du critère. Si maintenant $u^0(t)$ minimise le critère J_a , alors $\delta J_a = 0$, $\forall \delta u, \delta x, \delta \dot{x}$.

La variation du critère δJ_a due aux variations, $\delta x, \delta \dot{x}$ s'écrit :

$$\delta J_a = \int_{t_0}^{t_1} \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^T \delta x + \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta \dot{x} + \left(\frac{\partial \psi}{\partial u} \right)^T \delta u \right] dt \quad (A5).$$

L'intégrale par parties du terme $\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta \dot{x} dt$ est :

$$\int_{t_0}^{t_1} \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta \dot{x} dt = \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta x \right]_{t_0}^{t_1} - \int_{t_0}^{t_1} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta x dt$$

En substituant dans (A5) il vient :

$$\delta J_a = \left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta x \right]_{t_0}^{t_1} + \int_{t_0}^{t_1} \left(\left(\frac{\partial \psi}{\partial x} \right)^T - \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \right) \delta x + \left(\frac{\partial \psi}{\partial u} \right)^T \delta u \right) dt$$

D'où les conditions d'optimalité $\delta J_a = 0$:

$$\left[\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T \delta x \right]_{t_0}^{t_1} = 0 \quad (A6)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial x} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right) \quad (A7)$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial u} = 0 \quad (A8)$$

Reprenant maintenant l'équation (A4)

$$H = L(x, u, t) + \lambda(t)^T f(x, u, t).$$

H : la fonction hamiltonnienne et $\lambda(t)$ est le vecteur adjoint.

On a donc $\psi = H - \lambda^T \dot{x}$.

D'où:

$$\frac{\partial \psi}{\partial x} = \frac{\partial H}{\partial x}$$

$$\left(\frac{\partial \psi}{\partial \dot{x}} \right)^T = -\lambda^T$$

$$\frac{\partial \psi}{\partial u} = \frac{\partial H}{\partial u}$$

Donc les équations A6, A7 ,A8 s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} -[\lambda \delta x]_{t_0}^{t_1} = 0 \\ \text{et} \\ \frac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda} \\ \text{et} \\ \frac{\partial H}{\partial u} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A9})$$

Si on fixe les conditions initiales ($x(t_0) = x_0 \rightarrow \delta x(t_0) = 0$) et les conditions finales restent, les conditions d'optimalité en fonction de l'Hamiltonien sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda} \\ \frac{\partial H}{\partial u} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{A10})$$

L'Hamiltonien associé à l'équation (A1) s'écrit alors:

$$H = \frac{1}{2} x^T Q x + \frac{1}{2} u^T R u + \lambda^T (A x + B u).$$

Il doit vérifier les conditions d'optimalité de (A10). Donc la commande optimale $u^0(t)$ doit être telle que $\left(\frac{\partial H}{\partial u} \right)_{u=u^0} = 0$. Ce qui conduit à :

$$\frac{\partial H}{\partial u} = R u + B^T \lambda \Rightarrow u^0(t) = -R^{-1} B^T \lambda(t) \quad (\text{A11}).$$

En plus, on doit avoir $\left(\frac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda} \right)$. Ce qui conduit à :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = Qx + A^T \lambda = -\dot{\lambda} \Rightarrow \dot{\lambda} = -Qx - A^T \lambda \quad (\text{A12}).$$

Il s'agit maintenant de calculer $\lambda(t)$, solution du système :

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A^T & -Q \\ -BR^{-1}B^T & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda \\ x \end{bmatrix} \quad (\text{A13})$$

La forme générale de la solution de ce système est :

$$\begin{bmatrix} \lambda \\ x \end{bmatrix} = [\varphi(t)] \cdot \begin{bmatrix} \lambda(t_0) \\ x(t_0) \end{bmatrix}$$

Avec $[\varphi(t)]$, la matrice de transition du système à résoudre, elle est de dimension (2×2) .

Par une condition finale libre ($x(t_1)$ quelconque), on a $\lambda(t_1) = 0$, donc :

$$\begin{bmatrix} \lambda(t_1) = 0 \\ x(t_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda(t) \\ x(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A14}).$$

De la première équation du système, on peut calculer $\lambda(t)$:

$$0 = \varphi_{11} \cdot \lambda(t) + \varphi_{12} \cdot x(t) \rightarrow \lambda(t) = -\varphi_{11}^{-1} \cdot \varphi_{12} \cdot x(t).$$

IL reste maintenant à déterminer le produit $\varphi_{11}^{-1} \cdot \varphi_{12}$.

$$\text{En pose} \quad p(t) = \varphi_{11}^{-1} \cdot \varphi_{12} \cdot (\text{A15}).$$

On a la condition $\lambda(t_1) = 0$, $x(t_1)$ libre $\rightarrow p(t_1) = 0$.

En substituant dans (A13), on obtient l'équation (dite de *RICCATI*) qui donne $p(t)$:

$$-\dot{p} = pA + A^T p + Q - pBR^{-1}B^T p \quad (\text{A16})$$

En conclusion, la commande linéaire quadratique s'écrit:

$$\begin{cases} u^0(t) = -k(t)x(t). \\ k(t) = R^{-1}B^T p(t). \end{cases}$$

Avec $p(t)$ solution de (A16).

A3. Choix des matrices de pondération **Q**, **R** :

Si on écrit le critère J en fonction de la sortie y , on a:

$$J = \int (y^T W y + u^T R u) dt \quad \text{D'où } Q = C^T W C.$$

Si on prend W et R des matrices diagonales telles que :

$$W = \begin{pmatrix} w_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & w_p \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} r_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & r_m \end{pmatrix}$$

-plus r_i est grand, plus la commande u_i correspondante sera faible d'amplitude (énergie de commande faible).

-plus w_i est grand, plus le retour à l'équilibre de la sortie correspondante sera rapide (système bien amortie avec un bon rejet de perturbation).

Pour notre système de commande du chapitre 3 et par l'application de la règle de *Bryson*, on a fait le choix suivant :

$$w_i = \left(\frac{1}{\sup(V_{pv})} \right)^2, \quad r_i = \left(\frac{1}{\sup(\alpha)} \right)^2 /$$

avec $\sup(V_{pv})=V_o$, $\sup(\alpha) = 1$.

RACINES D'UNE FONCTION POLYNÔME DU 3^{ème} DEGRÉ (à coefficients réels).

On considère une fonction polynôme P , de degré 3, à coefficients réels.

$$P(x) = ax^3 + bx^2 + cx + d \text{ avec } a, b, c \text{ et } d \text{ réels et } a \neq 0$$

Les limites en $-\infty$ et en $+\infty$ de P sont infinies et de signes opposés (selon le signe de a). Comme la fonction P est continue (car polynomiale), le théorème des valeurs intermédiaires nous assure de l'existence d'au moins une racine réelle.

On propose ci-dessous une méthode pour calculer sa valeur exacte.

Posons $x = X + h$ (ou $X = x - h$) ainsi :

$$P(x) = P(X + h) = a(X + h)^3 + b(X + h)^2 + c(X + h) + d$$

$$P(X + h) = aX^3 + (3ah + b)X^2 + (3ah^2 + 2bh + c)X + ah^3 + bh^2 + ch + d$$

Choisissons h comme suit, de façon à annuler le terme en X^2 :

$$h = -b/3a$$

Posons également pour simplifier la taille de l'expression :

$$p = \frac{3ah^2 + 2bh + c}{a}, \quad q = -\frac{ah^3 + bh^2 + ch + d}{a}$$

On a ainsi :

$$P(X + h) = a(X^3 + pX - q) \rightarrow X^3 + pX = q$$

Posons maintenant :

$$X = u + v \quad \text{Avec}$$

$$\text{Donc : } (u + v)^3 + p(u + v) = q \rightarrow u^3 + v^3 + (3uv + p)(u + v) = q$$

On peut éliminer un terme en choisissant u et v tels que :

$$uv = -\frac{p}{3}$$

Donc on tire les conditions suivantes :

$$\begin{cases} u^3 + v^3 = q \\ u^3 v^3 = \left(-\frac{p}{3}\right)^3 \end{cases}$$

Les complexes u^3 et v^3 sont donc solutions de l'équation du second degré suivante :

$$Z^2 - qZ + \left(-\frac{p}{3}\right)^3 = 0$$

Calculons le discriminant Δ :

$$\Delta = q^2 + \frac{4p^3}{27}$$

Donc :

$$u^3 = \frac{q - i \frac{1 - \text{signe}(\Delta)}{2} \sqrt{|\Delta|}}{2} \quad v^3 = \frac{q + i \frac{1 - \text{signe}(\Delta)}{2} \sqrt{|\Delta|}}{2}$$

Remarquons que u^3 et v^3 sont soit deux réels (lorsque $\Delta \geq 0$), soit des complexes conjugués (lorsque $\Delta < 0$).

Donc nous avons toujours $(u + v)$ réel.

D'où la première solution réelle est :

$$\boxed{x_1 = u + v - \frac{b}{3a}}$$

Pour trouver les 2 autres racines, on factorise le polynôme P par $(x - x_1)$.

Le but de l'application de cet algorithme de calcul est d'avoir une solution réelle qui se situe le plus loin possible de l'axe imaginaire pour avoir un système du deuxième ordre dominant.

Références Bibliographiques.

- [1] C. Cidric, "optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié a la conversion photovoltaïque", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse 2008.
- [2] P. Stéphane, " Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques ", thèse de Doctorat, université Paul Sabatier, Toulouse 2009.
- [3] C. Alonso , " contribution a l'optimisation, la gestion et le traitement d'énergie" mémoire d'habilitation, Université Paul Sabatier, Toulouse 2003.
- [4] C. Pastor, " conception et réalisation des modules photovoltaïque électronique", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse 2006.
- [5] S. Singer and A. Braunstein, "A general model of maximum power point tracking", Proceeding of MELECON'85 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, Madrid, Spain, pp. 147-151, 1985.
- [6] S. Singer and A. Braunstein, "A maximum power transfer from a nonlinear energy source to an arbitrary load", IEEE Proceeding, Pt G, pp. 1-7, 1987.
- [7] A. F. Boehinger, "Self-adaptive DC converter for solar spacecraft power supply", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp. 102-111, 1968.
- [8] T. Eram, P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques", IEEE Transactions On, Energy Conversion, Vol. 22, pp. 439-449, Jun. 2007.
- [9] D. P. Hohm, M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental programmable, maximum power point tracking test bed", IEEE Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2000 pp. 1699-1702, Sept. 2000.
- [10] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo and M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.20, No. 4, pp. 16-19, Mar. 2004.
- [11] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, F. Blandjerg, "Improved MPPT Algorithms for rapidly Changing Environmental Conditions", Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 1614-1619, Aug. 2006.
- [12] K. Noppadol, W. Theerayod, S. Phaophak, "FPGA Implementation of MPPT using variable step-size P&O algorithm for PV applications", Communication and Information Technologies, ISCIT'06, IEEE International Symposium On, pp. 212-215, Sept. 2006.
- [13] D. P. Hohm, M. E. Ropp, "Comparative study of maximum power point tracking algorithms using an experimental programmable, maximum power point tracking test bed", IEEE Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2000 pp. 1699-1702, Sept 2000.
- [14] D. Sera, T. Kerekes, R. Teodorescu, F. Blandjerg, "Improved MPPT Algorithms for rapidly Changing Environmental Conditions", Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 1614-1619, Aug. 2006.
- [15] W. J. A. Teulings, J. C. Marpinard, A. Capel, and D. O'Sullivan, "A new maximum power point tracking system", IEEE Power Electronics Specialists Conference 1993, PESC'93, pp. 833-838, Jun. 1993.
- [16] W. Xiao, W. G. Dunford, "Evaluating maximum power point tracking performance by using artificial lights", Industrial Electronics Society, IEEE IECON'04, Vol. 3, pp. 2883-2887, Nov. 2004.
- [17] W. Xiao, W. G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing MPPT method for photovoltaic power systems", IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vol. 3, pp. 1957-1963, Jun. 2004.
- [18] N. kasa, Takahiko Iida, and Gourab Majumdar , "Robust Control for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Power System", IEEE -PCC Osaka , pp. 827-832, Jun. 2002.
- [19] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N. C. Voulgaris, "Development of a microcontroller based photovoltaic maximum power point tracking control system", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 16, pp. 46-54, Jan. 2001.

- [20] J. H. Lee, H. B. Bo, H. Cho, "Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size", Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 603-607, Aug. 2006.
- [21] T. Y. Kim, H. G. Ahn, S. K. Park, Y. K. Le, "A novel maximum power point tracking control for photovoltaic power system under rapidly changing solar radiation", IEEE International Symposium on, Vol. 2, pp. 1011-1014, Jun. 2001.
- [22] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", Proc. Inst. Elect. Eng. Vol. 142, No.1, pp. 59-64, Jan. 1995.
- [23] W. Herrman, W. Wiesner, W. Vaaben, "Hot spot investigations on PV modules – New concepts for a test standard and consequences for module design with respect to bypass diodes", 26th PVSC, Sept. 30 – Oct. 1997, Anaheim, CA.
- [24] M. A. S. Masoum, H. Dehbonei and E. F. Fuchs, "Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems with voltage-and Current-based Maximum Power-point Tracking", IEEE Trans. On Energy Conversion, Vol. 17, No. 4, December 2002.
- [25] J. Ghaisari, M. Habibi, A. Bakhshai, "An MPPT controller design for photovoltaic PV) system based on the optimal voltage factor tracking", IEEE Electrical Power Conference, EPC 2007, pp. 359-362, Oct. 2007.
- [26] B. Bekker and H. J. Beukes, "Finding an optimal PV panel maximum power point tracking method," in Proc. 7th AFRICON Conf. Africa, 2004, pp. 1125–1129.
- [27] D. Shmilovitz, 'On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters', IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 152, No. 2, pp 239-248, March 2005
- [28] Kitano, T.; Matsui, M.; De-hong Xu; "Power sensor-less MPPT control scheme utilizing power balance at DC link-system design to ensure stability and response" Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Volume 2, 29 Nov.- 2 Dec. 2001 pp:1309 – 1314
- [29] N. Kasa, T. Iida and L. Chen, "Flyback Inverter controlled by sensorless current MPPT for photovoltaic power system", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 52. No. 4, August 2005, pp 1145-1152.
- [30] K.K. Tse, M.T. Ho, H.S. Chung and S.Y. Ron Hui "A comparative study of Maximum-Power-Point Trackers for photovoltaic panels using switching-frequency modulation scheme", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, April 2004.
- [31] Hussein, K.H.; Muta, I.; Hoshino, T.; Osakada, M.; "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions" Generation, IEE Proceedings Transmission and Distribution. Vol. 142, No. 1, Jan. 1995 pp:59 – 64.
- [32] M. Veerachary, T.Senjyuand K. Uezato, "Feedforward Maximum Power Point Tracking of PV systems using fuzzy controller", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, Vol 38, No. 3, July 2002, pp: 969-981.
- [33] B.M. Wilamowski and X. Li, "Fuzzy system based maximum power point tracking for PV system" 28th Annual Conf. of the Industrial Electronics Society, IECON 2002, Vol. 4, 5-8 nov. 2002, pp 3280-3284.
- [34] P. Midya, P. T. Krein, R. J. Turnbull, R. Reppa, and J. Kimball, "Dynamic maximum power point tracker for photovoltaic applications," in Proc. 27th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1996, pp. 1710–1716.
- [35] M. Bodur and M. Ermis, "Maximum power point tracking for low power photovoltaic solar panels," in Proc. 7th Mediterranean Electrotechnical Conf., 1994, pp. 758–761.
- [36] K. Irisawa, T. Saito, I. Takano, and Y. Sawada, "Maximum power point tracking control of photovoltaic generation system under non-uniform insolation by means of monitoring cells," in Conf. Record Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Spec. Conf., 2000, pp. 1707–1710.

- [38] K.Kobayashi, I. Takano, and Y. Sawada, "A study on a two stage maximum power point tracking control of a photovoltaic system under partially shaded insolation conditions," in IEEE Power Eng. Soc. Gen.Meet., 2003, pp. 2612–2617.
- [39] Y. Chen and K. M. Smedley, "A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 5, pp. 1289–1294, Sep. 2004.
- [40] E. I. rtiz-Rivera and F. Peng, "A novel method to estimate the maximum power for a photovoltaic inverter system," in Proc. 35th Annu. IEEE Power Electron. Spec. Conf., 2004, pp. 2065–2069.
- [41] Singer, S., "Switching networks for realization of variable DC transformers coupled to rectangular arrays" IEE Proceedings, Vol. 129 Pf G, No. 3, June 1982, pp 69-75.
- [42] Singer, S., "Canonical Approach to Energy Processing Network Synthesis" IEEE Trans. On Circuits and Systems, Vol. 10, CAS-33, No. 8, August 1986 pp 767-774.
- [43] L. Pisit, "stabilité des réseaux embarqués, interaction de puissance-structure-commande ", Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Lorraine, 2007.
- [44] A. Merdassi , "Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques ", thèse de Doctorat, institut polytechnique de Grenoble , 2009.
- [45] H. Kanaan , " contribution a la modélisation et au réglage des redresseurs triphasés non polluants unidirectionnel de type élévateur et a fréquence de commutation", thèse de Doctorat, école de technologie supérieure universitaire du Québec,2002.
- [46] Rd.Middlebrook and Slobodan cuk, " a general unified approach to modelling switching-converter power stages", IEEE pp 73-86 ,june 1976 .
- [47] Escobar, G., Ortega, R., Sira-Ramirez, H., Vilain, J.-P., Zein, I. "An Experimental Comparison of Several Nonlinear Controllers for Power Converters". IEEE Control Systems Magazine, 19(1), pp. 66-82.1999.
- [48] Forsyth, A.J., Gregory, R.I. "Small-Signal Modeling and Control of the Quasi-Square-Wave Boost Converter". IEEE Trans. Power Electronics, 13(1), pp.36-46. (1998).
- [49] Silva, J.F. "Sliding-Mode Control of Boost-Type Unity-Power-Factor PWM Rectifiers. IEEE Trans. Industrial Electronics", 46(3), pp. 594-603.1999.
- [50] Tang, W., Lee, F.C., Ridley, R.B. "Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control". Power Electronics Conference and Exposition CAPEC '92) 7th Annual, pp. 747 -755.1992.
- [51] Garcera, G., Figueres, E., Mocholi, "A Novel Three-Controller Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters with Improved Robustness and Dynamic Response". IEEE Trans. Power Electronics, 15(3), pp. 516-527.2000.
- [52] Q. Zhou, Y. Huang F.Zeng, Q.Chen, "Dynamic Analysis of DC-DC Boost Converter Based on Its Nonlinear Characteristics". IEEE.2006.pp 1769-1774.
- [53] H. Kanaan, A. Hayek, K.Al-Haddad, "Small-Signal Averaged Model and Carrier-Based Linear Control of a Sheppard-Taylor PFC".IEEE 2007.pp 527-532.
- [54] N. Bel Haj Youssef, K. Al-Haddad, H. Kanaan, "Implementation of a New Linear Control Technique Based on Experimentally Validated Small-Signal Model of Three-Phase Three-Level Boost-Type Vienna Rectifier". IEEE transaction on industrial, VOL 55, N 4 pp 1666-1676, 2008.
- [55] S.Wang, Z.Qi, T. Undeland, "State Space Averaging Modeling and Analysis of Disturbance Injection Method of MPPT for Small Wind Turbine Generating Systems".IEEE 2009,pp 978-983.
- [56] Y. Lee, A. Khaligh, and A. Emadi, "A Compensation technique for smooth transitions in a non inverting buck–boost converter," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 1002-1016 , April 2009.
- [57] H. Qiao, Y. Zhang, Y. Yao, and L. Wei, "Analysis of buck-boost converters for fuel cell electric vehicles," in Proc. Vehicular Electronics and Safety, 2006, pp. 109-113.

- [58] F. L. Luo, and H. Ye, "small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 69-79, 2007. *Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 69-79, 2007.
- [59] R. W. Erickson and D. Maksimovic', *Fundamental of Power Electronics*. Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [60] A.Hassanzadeh , M. Monfared, S. Golestan, R. Dowlatabadi , "Small Signal Averaged Model of DC Choppers for Control Studies" International Conference on Electrical Engineering and Informatics 17-19 July 2011, Bandung, Indonesia.2011.
- [61] C. Schilbach, D. Kübrich, T. Dürbaum. "Averaged large signal model of boost power factor corrector in boundary conduction mode". University Erlangen-Nuremberg, Germany.
- [62] N.Femia, G.Petrone, G.Spagnuolo, M.Vitelli "Optimizing Duty-cycle Perturbation of P&O MPPT Technique" 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany, 2004.
- [63] N. Femia, D. granzia ,G. Petrone ,G. spagnuolo, "Predictive & Adaptive MPPT Perturb and Observe Method". IEEE vol. 43, No. 2007.
- [64] N.Femia, G. Lisi, G. Petrone, and M.Vitelli "Distributed Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Arrays: Novel Approach and System Analysis". IEEE transaction on industrial electronics, vol. 55, No. 7. 2008.
- [65] C.Andrés, G.Spagnuolo, G. Petrone, M.Vitelli and J.David Bastidas. " A Multivariable MPPT algorithm for Granular Control of Photovoltaic Systems".IEEE 2010.
- [66] I. Glasner, J.Appelbaum, "Advantage of boost VS buck topology for maximum power point tracker in photovoltaic systems".IEEE.1996.
- [67] Sairaj V. Dhople, Ali Davoudi, Gerald Nilles, and Patrick L. Chapman "Maximum Power Point Tracking Feasibility in Photovoltaic Energy-Conversion Systems" . IEEE 2010.
- [68] D.Yun Lee, H.Ju Noh, D.Seok Hyun and I. Choy, "An Improved MPPT Converter Using Current Compensation Method for Small Scaled PV-Applications".IEEE 2003.
- [69] F.Boico ,B. Lehman, "Study of Different Implementation Approaches for a Maximum Power Point Tracker". IEEE COMPEL Workshop, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, USA, July 16-19, 2006
- [70] R.Iyva, C.alonso, I.queinnec, A.cid pastor, D.lagrange, L.martinéze, "MPPT of Photovoltaic Systems using extremum-Seeking Control". IEEE transaction on aerospace and electronic systems,vol.42,No.2006.
- [71] M. Amarouayache, A. Bouzid et S. Bouchakour, "Une nouvelle stratégie pour la poursuite du point optimal de fonctionnement dans un système photovoltaïque". revue des énergies renouvelables , pp 297 - 304Vol 15, juin 2012.
- [72] H.Koizumi and K.Kurokawa, "A Novel Maximum Power Point Tracking Method for PV Module Integrated Converter Using Square Root Functions ".IEEE 2005.
- [73] K.GUESMI. " Contribution a la commande floue d'un convertisseur statique", Thèse Université Reims Champagne Ardenne.2006.
- [74] R.toscano . "Commande et diagnostic des systèmes". Édition ellipses 2011.
- [75] M.didier. "Contribution a l'étude des systèmes électrotechnique" .thèse de l'institut national polytechnique de lorraine.2009.
- [76] P. Riedinger. "Contribution a la commande des systèmes complexes ".mémoire d'habilitation .université nancy.2010.
- [77] www.laas.fr.
- [78] www.ucadjds.org.
- [79] www.wolfram.com .

Introduction générale	1
Chapitre I. La chaine photovoltaïque et problématique de l'optimisation.	
I.1 Introduction.....	4
I.2. L'effet photovoltaïque.....	5
I.2.1. Principe d'une cellule photovoltaïque.....	5
I.2.2. Modèle électrique de la cellule photovoltaïque.....	6
I.3. Générateur photovoltaïque.....	9
I.3.1. Structure d'un Générateur photovoltaïque.....	9
I.3.2. Protections d'un générateur.....	10
I.4. Connexion GPV-charge.....	11
I.4.1. Connexion directe.....	11
I.4.2. Connexion indirecte par l'intermédiaire d'un étage d'adaptation.....	13
I.5. Les notions de rendement dans la chaine photovoltaïque.....	15
I.5.1 Rendement d'une conversion d'un GPV η_{pv}	15
I.5.2 Rendement du convertisseur η_{conv}	16
I.5.3 Rendement de la MPPT η_{MPPT}	17
I.5.4. Rendement totale de la chaine photovoltaïque $_{tot}$	17
I.6. Principe de la recherche du point de puissance maximale (MPPT)	17
I.7. Conclusion.....	19
<i>Chapitre II. Commande spécifique des systèmes photovoltaïques</i>	
II.1 Introduction.....	20
II.2 Variation et trajectoire du PPM	21
II.3 Synthèse des différentes MPPT rencontrées dans la littérature.....	22
II.3.1 Les premiers types de commande MPPT.....	22
II.3.2 Les commande MPPT les plus utilisées.....	23
II.3.2.1 Principe de la commande "Perturb and Observe" (P&O).....	24
II.3.2.2 Principe de la commande "Hill Climbing".....	28

II.3.2.3 Principe de la commande “ <i>Incrément de conductance</i> ” (IncCond).....	31
II.3.3 Les commandes MPPT basées sur des relations de proportionnalité.....	35
II.3.3.1 Mesure de VOC (Fraction de VOC).....	35
II.3.3.2 Mesure de I_{cc} (Fraction de I_{cc}).....	36
II.3.4 Les commandes MPPT basées sur le principe de la logique floue.....	37
II.3.5 Les commande MPPT de réseaux de neurones artificiels.....	40
II.3.6 MPPT RCC (Ripple Corrélation Control)	41
II.3.7 MPPT basé sur le balayage du courant (CurrentSweep).....	42
II.4 Synthèse des commandes MPPT.....	43
II.4.1 Implémentation.....	45
II.4.2 Coût.....	45
II.4.3 Réponse dynamique.....	45
II.4.4 Flexibilité.....	45
II.4.5 Système de plusieurs maximums (effet d’ombrage).....	46
II.5 Conclusion.....	46
Chapitre III. Le convertisseur statique.	
III.1 introduction.....	48
III.2 étages d’adaptation selon le concept d’un transformateur DC.....	48
II.3 dominations d’un point de fonctionnement d’une source non linéaire.....	50
III.4 Modélisation des convertisseurs DC-DC.....	53
III.4.1 Première approche (ou modèle exacte).....	55
III.4.2 Deuxième approche (modèle moyen).....	58
III.4.2.1 techniques des générateurs moyens.....	60
III.4.2.2 techniques modèles d’états moyens.....	63
III.4.2.3 techniques de la série de fournier.....	66
III.4.3 Troisième approche (ou modèle petit signaux).....	70
III.4.3.1 Principe.....	70
III.5. Modélisation d’un convertisseur boost pour une optimisation de la chaine.....	75
III.5.1. Topologie et dimensionnement des éléments de stockage.....	75

III.5.2.études en boucle fermée.....	81
III.5.2.1.stabilité en boucle fermée.....	83
III.5.2.2.résultat de simulation.....	85
III.5.2-3.synthèse des résultats de simulation.....	87
III-6. Conclusions.....	87
Chapitre IV - Approche asymptotique de MPPT.	
IV.1.Introduction.....	88
IV.2.Détection d'un point de fonctionnement du GPV par une droite asymptotique.....	88
IV.2.1 Droite asymptotique d'une courbe.....	88
IV.2.2 Algorithmes de la MPPT.....	91
IV.2.3.Schéma synoptique.....	93
IV.3.Validation des équations analytique et résultats de simulation.....	94
IV.3.1Résultats de simulation et forme d'onde dans le temps.....	94
IV.3.2. Synthèse des résultats.....	102
IV.4.Amélioration de la commande MPPT.....	102
IV.4.1. filtres passe-bas.....	106
IV.4.2 .Synthèses des résultats.....	109
IV.5.Conclusions.....	109
Conclusion générale.....	111
Références bibliographiques.....	115
Annexe A.....	120
Annexe B.....	124

Liste des tableaux et figures :

Fig.I.1. Structure d'une cellule photovoltaïque en silicium (présence d'une jonction PN).....	5
Fig.I.2 .Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque pour un éclairement et une température donnés.....	6
Fig I.3.Modèle équivalent électrique de la cellule photovoltaïque.....	8
Fig.I.4.influence de l'éclairement et la température sur la caractéristique (I, V).....	8

Figure I.5.caractéristique de puissance d'un générateur photovoltaïque.....	9
Figure I.6. Exemples d'association sécurisée de deux modules PV en parallèles.....	10
Figure I.7.Effet de la diode by-pass sur la caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque.....	11
Fig.I.8 .Principe d'une connexion directe entre un PV et une charge.....	11
Fig I.9.Points de fonctionnement d'un GPV en connexion directe, en fonction de la charge.....	12
Figure I.10 Connexion d'un GPV à une charge à travers un étage d'adaptation.....	14
Fig. I.11.chaîne élémentaire de conversion d'énergie photovoltaïque.....	15
Fig. I.12 schéma synoptique d'une commande MPPT.....	18
Fig. 1.13 relation entre le rapport cyclique d'un CS et la puissance du GPV.....	18
Fig.II.1.Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximal.....	21
Fig. II.2.Principe de la première commande MPPT numérique.....	23
Fig. II.3.recherche du PPM par la méthode (P&O).....	24
Fig. II.4. Algorithme type de la méthode P&O.....	25
Fig .II.5.Divergence de la commande P&O lors de variations d'irradiation.....	27
Fig. II.6.Relation entre la puissance du GPV et le rapport cyclique du convertisseur statique.....	28
Fig. II.7.Algorithme type de la commande Hill Climbing.....	29
Fig. II.8.Schéma de principe de la commande Hill Climbing.....	30
Fig.II.9 : Positionnement du point de fonctionnement suivant le signe du dérivé de conductance G.....	32
Figure II.10.Algorithme d'une commande MPPT basée sur la méthode Incrément de Conductance.....	33
Fig. II.11. a.Fonctionnement d'une commande MPPT de type IncCond illustré sur une chaîne élémentaire de conversion PV.....	33
Fig. II.11.b. Fonctionnement d'une commande MPPT de type IncCond illustré sur une chaîne élémentaire de conversion PV.....	34
Fig. II.12. Structure de base de la commande floue.....	38
Tableau II-1. Exemple d'une table de vérité pour une commande logique floue.....	38

Fig. II.13.Exemple d'un réseau de neurones.....	41
Tableau II.2.Caractéristiques majeures des commandes MPPT.....	44
Fig. III.1.schéma générale d'une adaptation pour une puissance max entre le panneau et la charge....	49
Tableau III-1 : classification des convertisseurs statiques.....	50
Fig. III.2 : connexion directe entre une source non linéaire et une charge.....	51
Fig. III.3 : connexion adapté par un transformateur DC-DC.....	52
Fig.III.4.modélisation de l'optimisation de la chaine photovoltaïque par un transformateur DC-DC..	53
Fig.III.5.hacheur parallèle connecté a une charge (modèle de Norton).....	56
Fig.III.6. évolution des variable d'état (I_L, V_{out}) et le rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle détaillé.....	58
Fig.III.7.principe de la fenêtre glissante dans le modèle moyen et forme d'onde en utilisant le modèle détaillé et le modèle moyen.....	59
Fig.III.8.Application de la technique des générateurs moyens au hacheur élévateur Elémentaire et Insertion d'un transformateur idéal fictif.....	61
Figure III.9. Diagramme récapitulatif de la modélisation du hacheur élévateurPar la technique des générateurs moyens.....	62
Fig. III.10.algorithme de modélisation par la technique du modèle d'état moyen.....	65
Fig. III-11.évolution des variable d'état (I_L, V_{out}) et le rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle moyen.....	66
Fig. III.12. Forme d'onde d'une fonction de commutation.....	67
Fig.III.13 : analyse spectrale (I_L, V_{out}) et le rapport cyclique α en utilisant la méthode des série de Fourier.....	69
Fig.III.14.Modèle statique d'un boost par la méthode des générateurs moyens.....	69
Fig. II.15.évolution des variable d'état (I_L, V_{out}) et le rapport cyclique α dans le temps en utilisant le modèle moyen petit signal.....	72
Fig.III.16.schéma équivalent dans le domaine de Laplace.....	74
Fig.III.17.modélisation de chaine de conversion photovoltaïque avec un hacheur boost et la commande MPPT.....	74
Fig.III.18. Représentation d'état d'une chaine de conversion photovoltaïque a base d'un convertisseur boost.....	75
Fig.III.19. Schéma en bloc du modèle linéaire du hacheur boost.....	78

Fig.III.20. Schéma bloc de la matrice de transfère.....	80
Fig.III.20. Optimisation de la source photovoltaïque et contrôle de la charge.....	81
Fig.III.21 asservissement de la tension du panneau par une tension de référence calculé par MPPT...81	
Fig.III.22.a. diagramme de nyquiste de la chaine directe.....	85
Fig. III.22.b. Réponse indicielle de la boucle fermée.....	85
Fig .III.22.c.clieu des racine de la boucle d'asservissement (V_{pv}/V_{ref}).....	86
Fig.IV.1. Modèle mathématique du GPV modélisé par une droite asymptotique.....	90
Fig.IV.2. acquisition d'un point max par une droite asymptotique.....	92
Fig. IV.3.Algorithme de l'MPPT proposé.....	94
Fig. IV.4.schéma synoptique de MPPT proposé.....	94
Fig. IV.5.Détection du PPM en fonction de l'écart de puissance.....	95
Tableau IV.1.saut positif d'éclairement et de la température.....	96
Tableau IV.2.saut négatif d'éclairement et de la température.....	96
Fig IV.6.a.Acquisition du point PPM dans différents niveaux d'éclairement et température.....	97
Fig. IV.6.b. Oscillation du point max autour du PPM théorique ($800W/m^2$, $24C^\circ$).....	97
Fig.IV.7.6. Oscillation du point max autour du PPM théorique ($1000W/m^2$, $25C^\circ$).....	98
Fig.IV.6.d Oscillation du point max autour du PPM théorique ($500W/m^2$, $22^\circ C$).....	98
Fig. IV.7.a.Forme d'ondes dans le temps, saut d'éclairement et de température ($800W/m^2$ - $1000 W/m^2$, $24^\circ C$ - $26^\circ C$).....	99
Fig. IV.7.b Forme d'ondes dans le temps régime établie,saut d'éclairement et de température ($800W/m^2$ - $1000 W/m^2$, $24^\circ C$ - $26^\circ C$).....	100
Fig. IV.8.a Forme d'ondes dans le temps, saut négatif d'éclairement et de température ($1000 W/m^2$ - $500 wWm^2$, $26^\circ C$ - $22^\circ C$).....	101
Fig. IV.8.b .Forme d'ondes dans le temps régime établi. Saut négatif d'éclairement et de température ($1000 W/m^2$ - $500 W/m^2$, $26^\circ C$ - $22^\circ C$).....	101
Fig. IV.9.a. Forme d'ondes des puissances d'entrée et de sortie lors d'une variation de charge. (échelon 1A).....	102
Fig. IV.9.b. Forme d'ondes des puissances d'entrée et de sortie lors d'une variation de charge. Régime établi.....	102
Fig.IV-10.a. variation du rapport cyclique lors d'une action MPPT.....	102

Sommaire

Fig.IV.10.b. Variation du rapport cyclique lors d'une action MPPT et une variation de charge.....	103
Fig. IV.11. Commande MLI pour un hacheur.....	105
Fig. IV.12. Forme d'onde V_{com} et le spectre basse et haute fréquence.....	106
Fig. IV-13. Tracé de Bode $T(p)$	108
Fig. IV.14. Impact du filtre passe-bas sur la tension de référence V_{com}	109

ملخص

هذا العمل يقوم بدراسة الشبكات الكهروفوتونية والتي تولد الكهرباء انطلاقا من الطاقة الشمسية يعد نظام تعقب الاستطاعة العظمى من اهم مجالات البحث فى الانظمة الكهروفوتونية. من هذا المنطلق اقترحنا فى هذا العمل خوارزم جديد للتعقب الاستطاعة القصوى و قد قمنا بمقارنته بالخوارزميات المعروفة للباحثين مبرزين الايجابيات المضافة. نتائج المحاكاة على الكمبيوتر بينت انا الخوارزم المقترح يتتبع نقطة الاستطاعة القصوى بفعالية كبيرة -بالإضافة انه اقل تعقيد من الخوارزميات السابقة.

من جانب اخر قمنا بدراسة استقرار الانظمة الكهروفوتونية و اقترح الليات لجعل النظام اكثر مرونة اثناء تتبعه للنقطى القصوى للاستطاعة الكهروفوتونية من دون ان يفقد استقراره.

كلمات مفتاحية -شبكات كهروفوتونية-نظام تعقب الاستطاعة القصوى-خوارزم الاستطاعة القصوى.

Résumé

Ce travail porte sur l'optimisation de la chaîne photovoltaïque dont la MPPT est un axe très important dans ce domaine. Pour cela, on a proposé une nouvelle approche de la MPPT tout en effectuant une comparaison avec les autres approches connues dans la littérature. Les résultats de simulation démontrent que notre algorithme s'avère être assez efficace et moins complexe que les autres algorithmes. On a effectué une étude sur la stabilité du système photovoltaïque tout en proposant un automatisme plus souple et stable durant les variations du point de fonctionnement en puissance maximale.

Mots clés: chaîne photovoltaïque-algorithme MPPT-convertisseur DC-DC.

Abstract

This work focuses on the optimization of photovoltaic MPPT chain, this axis is an important flaws in this field. For this we proposed a new approach MPPT and make a comparison with other approaches known in the literature. Simulation results show that our algorithm is efficient and rather complex than the other algorithms. However has a study on the stability of the DC-DC converter offer a more flexibility and stability during variation of the maximum operating point.

Keys words: photovoltaic systems-MPPT algorithm-DC-DC converter.