

# MODELISATION ET IMPLEMENTATION MATERIELLE DE L'ALGORITHME MPPT EXTRÊMALE PAR CONTROLE EN MODE DE GLISSEMENT DANS L'ETAGE DE CONVERSION D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

RAMANANTSIHOARANA H. N.<sup>1</sup> – RASTEFANO E.<sup>2</sup>

Laboratoire de Recherche Systèmes Embarqués, Instrumentation et Modélisation des Systèmes et Dispositifs Electroniques  
(LR-SE-I-MSDE)  
Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation  
(ED-STII)  
Université d'Antananarivo  
BP 1500 – Antananarivo 101 – Madagascar

<sup>1</sup> hari\_soa\_natha@yahoo.fr - <sup>2</sup> rastefano\_el@yahoo.fr

## Résumé

Cet article présente la modélisation et l'implémentation matérielle de l'algorithme Maximum Power Point Tracking (MPPT) de recherche extrême par contrôle en mode de glissement dans la chaîne de conversion d'un système photovoltaïque. Dans l'objectif d'optimisation de rendement de conversion, l'algorithme de contrôle est appliqué directement à la sortie du module et rattaché à l'étage de conversion DC-DC. La topologie proposée est composée d'un convertisseur DC-DC boost. La méthode de contrôle en mode de glissement est présentée ainsi que la modélisation de l'ensemble du système intégrant l'algorithme MPPT. Un choix optimal des paramètres de contrôle permet d'atteindre les performances de l'ensemble du système. La simulation prouve l'efficacité de la technique de contrôle tenant en compte des variations d'ensoleillement et la stabilité.

**Mots-clés :** MPPT, contrôle en mode glissant, Système Photovoltaïque, Convertisseur Boost

## Abstract

This paper presents the modeling and the hardware implementation of the algorithm Maximum Power Point Tracking (MPPT) extremum seeking by sliding mode control within the conversion stage of a photovoltaic system. In order to optimize the conversion efficiency, the control algorithm is applied directly to the output

of the PV (Photovoltaic) module and attached to the DC - DC converter. The proposed topology is composed of a DC-DC boost converter. The study of the sliding mode control is presented followed by the modeling of the whole system with the MPPT algorithm. The performance of the entire system is achieved by an optimal choice of control parameters. The simulation proves the effectiveness of the technique of control taking into account the irradiation change and the stability.

**Keywords:** Maximum power point tracking, MPPT, sliding mode control, Photovoltaic system, DC-DC boost Converter

## I. Introduction

Parmi les différentes fonctions de contrôle intégré dans l'étage de conversion, le contrôleur qui définit la puissance instantanée extraite du module PV est considéré comme le plus influent dans la performance globale d'un système photovoltaïque. Le rôle de ce contrôleur consiste à assurer que le système fonctionne toujours à la puissance délivrée maximale. Pour résoudre ce problème important, le contrôleur doit avoir la capacité non seulement de trouver un point de puissance maximal, mais également de suivre en permanence le point de puissance maximale lorsque des changements imprévisibles apparaissent dans la puissance suite à des changements dans les variables

environnementales (éclairage et la température).

La littérature sur le problème de la recherche de point de puissance est abondante [1], [2]. La plupart des méthodes utilise les caractéristiques de la source, et les algorithmes associés peuvent être heuristiques ou basés sur des paramètres. Les algorithmes paramétriques utilisent un modèle paramétrique et fonctionne suivant une mesure directe ou indirecte de la puissance [3]. Les algorithmes heuristiques utilisent les mesures des variables électriques afin de déterminer si le système fonctionne ou non à son point de puissance maximale. Une étude associant les deux méthodes a été proposée [4].

Les méthodes heuristiques peuvent être classés dans les techniques de contrôle par recherche extrême (Extremum Seeking Control - ESC), étudiées depuis les années 50. Trois groupes d'algorithmes se distinguent de ces méthodes.

Le premier groupe consiste à appliquer une perturbation ou une oscillation sur une ou plusieurs variables du système et observer l'évolution des autres variables afin de déterminer l'action de contrôle à adopter. La perturbation est introduite dans les tensions ou courants ou dans la variable de contrôle comme la fréquence [3] ou le rapport cyclique [5]. Certaines de ces méthodes appelés « Perturbe and Observe » (P&O) sont beaucoup utilisés dans les études et aux produits commerciaux en raison de leur simplicité et faible coût de mise en œuvre. Des travaux de recherche se portent encore sur les algorithmes P&O pour améliorer leurs performances [6], [7].

Le deuxième groupe est composé des algorithmes qui appliquent une régulation par pente. En effet une condition nécessaire pour atteindre le maximum d'une fonction consiste à avoir une dérivée nulle. Ces méthodes introduisent aussi une perturbation dans le système pour évaluer la dérivée de la puissance pour la détermination de l'action de contrôle. Dans ce groupe, on peut citer la méthode de la conductance incrémentielle (Incremental Conductance INC) [8],[9]. Ces méthodes font aussi objets de travaux de recherche en vue d'améliorer leur performance [10].

Le troisième groupe considère les algorithmes qui définissent un signal d'erreur entre le maximum ou un *maximum fictif* et le point

de fonctionnement réel afin d'assurer une trajectoire vers le maximum de la fonction. Ce sont des algorithmes à détection de pic. Ils regroupent la logique floue prédictive et les approches à recherche aléatoire [11], [12].

La plupart des commandes MPPT conçues ces dernières années font appel à la technologie numérique. L'algorithme implanté est plus ou moins lourd selon la précision de modélisation du système, la robustesse et la rapidité de la boucle de commande. La flexibilité apportée par les circuits logiques programmables est importante et permet de réduire les imperfections.

En considérant le suivi de puissance maximal comme un problème d'optimisation, certaines méthodes utilisent une stratégie de contrôle en mode de glissement pour atteindre le maximum. Ces techniques sont appelées : "Sliding-Mode Extremum Seeking Control (SM-ESC)" [13], [14]. Une approche pour résoudre le problème en appliquant les modes glissantes a été présentée par la Professeur V. Utkin en 1981. Une étude récente décrit et analyse l'algorithme pour une application dans un système photovoltaïque [15]. L'étude de l'algorithme présenté dans cet article est basée sur cette stratégie de contrôle en mode de glissement. Notre intérêt s'est porté sur les avantages de cette méthode dans l'optique d'optimisation de la chaîne de conversion. Les principales caractéristiques se résument par : (i) sa facilité d'implémentation ; (ii) les performances qui peuvent être validés théoriquement ; et (iii) la stabilité du système. Beaucoup d'études ont conclu que le contrôle en mode de glissement est adéquat pour contrôler les systèmes avec les convertisseurs composés d'interrupteurs (Switched Mode Controller).

Nous présentons dans ce qui suit l'architecture du système, suivi d'une étude théorique de la technique et la modélisation du système de contrôle intégrant l'algorithme MPPT extrême. Une série de simulation est présentée pour prouver la performance du système de contrôle et la stabilité.

## II. Présentation du système proposé

La structure de système considéré, présenté à la Fig.1 est constitué de deux blocs : la conversion DC-DC et l'étage de contrôle intégrant le MPPT extrême.

Le convertisseur DC-DC boost extrait en permanence la puissance maximale du panneau photovoltaïque pour générer le niveau de tension continue nécessaire pour alimenter la charge. Le convertisseur est commandé par une loi de commande en mode de glissement.

La commande consiste à suivre une référence. La référence de courant est traitée comme une valeur constante mais qui va être imposé pour la boucle de commande externe constitué pour l'algorithme MPPT.

L'algorithme MPPT fournit au contrôle en mode de glissement, une référence adaptative qui va définir par la suite la surface de glissement.

$S > 0$  correspond à l'état bloqué ;  $i$  est le courant de

*Figure 1* : Structure du système proposé

La boucle de contrôle assure une régulation linéaire du courant et de la tension du module PV pour atteindre la puissance maximale. Ceci se fait très rapidement, au moins un ordre de grandeur plus rapide que la réaction du MPPT. Ceci permet d'utiliser un pas d'incrément petit de l'algorithme MPPT ; le suivi est assuré par le boucle de contrôle interne.

La figure 2 présente l'implémentation du MPPT extrême basé sur le contrôle en mode de glissement.

### III. Modélisation du contrôle MPPT en mode de glissement

#### *Le contrôle en mode de glissement*

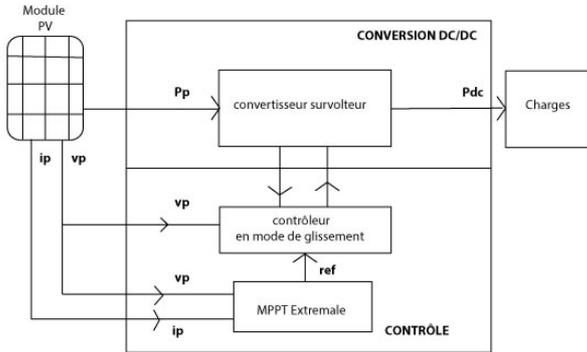
Pour une conversion DC-DC, il est préférable de réguler la tension de sortie à partir d'une valeur constante et de définir la surface de commutation en fonction. Suivant le système proposé à la Fig. 2, la tension de sortie du convertisseur est supposé semi-constante. Le courant et la tension caractéristiques du module PV constituent les variables d'états du convertisseur, définissant la surface de glissement donnée par l'équation :

$$S(v, i) = K_1 i - K_2 v + ref \quad (1)$$

où  $K_1, K_2 \geq 0$  ;  $S < 0$  correspond à l'état passant, et

l'inductance ;  $v$  correspond à la tension à l'entrée aux bornes du condensateur.

$K_1, K_2$  et  $ref$  définissent la surface de commutation ;  $K_1$  et  $K_2$  établissent la pente



suivant la caractéristique courant-tension du module PV, et  $ref$  établit la saturation.

Pour  $S < 0$ , une valeur négative de  $S$  le transistor est à l'état ON, et l'inductance se charge. Le courant  $i$  augmente et  $S(v, i)$  augmente. Pour  $S > 0$ , le transistor est à l'état OFF, et l'énergie stockée s'écoule vers la charge. Le courant  $i$  décroît et  $S(v, i)$  décroît. En état d'équilibre, la surface de glissement doit répondre à l'équation  $S(v, i) = 0$ .

Le contrôleur assure en permanence que le système fonctionne dans la surface de glissement. Le point de fonctionnement du module PV résulte de l'intersection de la surface de commutation, avec la courbe caractéristique I-V du module PV.

Pour extraire la puissance maximale, la surface de commutation est ajustée par la sortie  $ref$  de l'algorithme MPPT, par intersection au point de puissance maximale à tout instant.

### **Conditions d'accessibilités à la surface de glissement**

Pour le contrôle en mode de glissement, de différentes sortes de surface de commutation assurent la stabilité du système et sont étudiées dans la littérature. Nous avons choisis une surface de commutation linéaire pour le système considéré en raison de la facilité de mise en œuvre.

La constante  $ref$  est générée par l'algorithme MPPT. Tandis que la pente de la surface est fonction des paramètres  $K_1$  et  $K_2$ . Un bon choix de ces deux paramètres peut considérablement raccourcir le temps de

convergence vers le PPM (point de puissance maximale).

En régime établi, la surface de commutation est à l'intersection de la puissance maximale. Une variation d'ensoleillement provoque un déplacement du point PPM, donc le MPPT doit réajuster la constante  $ref$  pour que la surface de commutation atteigne la nouvelle puissance maximale.

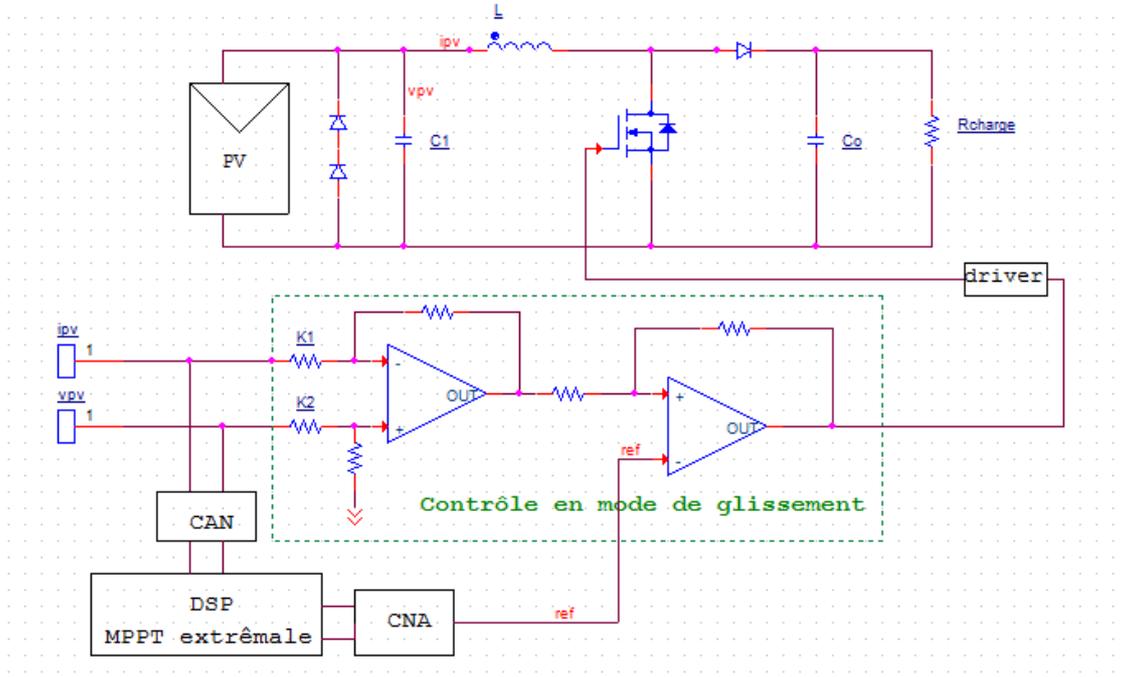


Figure 2 : Implémentation du MPPT extrême basé sur le contrôle en mode de glissement

Si le nouveau point MPP est déjà à proximité de la surface de commutation, la réactualisation de la constante  $ref$  est minimisée, car la nouvelle puissance maximale est atteinte après quelques étapes seulement, donc le MPPT est une méthode rapide.

Le choix des constantes est faite en appliquant une estimation par la méthode des moindres carrés des différents points de puissance maximale correspondant aux différents ensoleillements. Les paramètres  $K_1$  et  $K_2$  sont définis pour minimiser l'erreur  $\varepsilon$ .

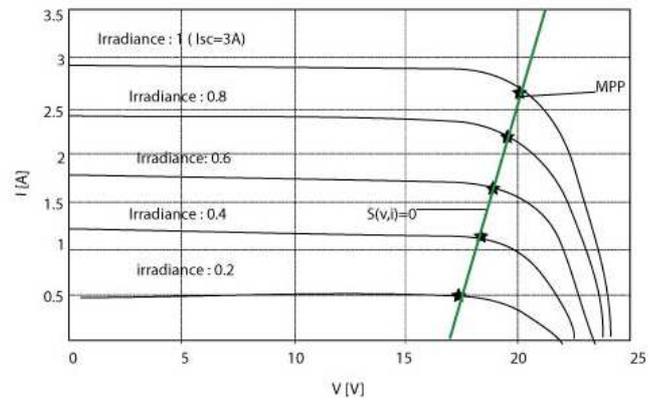
$$\varepsilon = \sqrt{\sum_j (K_1 i_{mppj} - K_2 v_{mppj} + ref)^2} \quad (2)$$

$\{v_{mppj}, i_{mppj}\}$  définit l'ensemble des points MPP. La figure 3 qui suit représente un ensemble de MPPs sous différents ensoleillements et l'intersection avec la surface de glissement  $S(v, i) = 0$ .

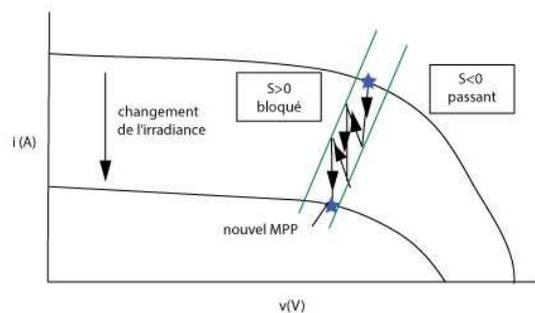
**Stabilité du système**

Pour assurer la stabilité du système, la surface de commutation doit se conformer au comportement du convertisseur. Si la surface de

commutation n'est pas correctement définie, le système peut entrer dans un cycle limite qui peut engendrer une instabilité et des bruits.



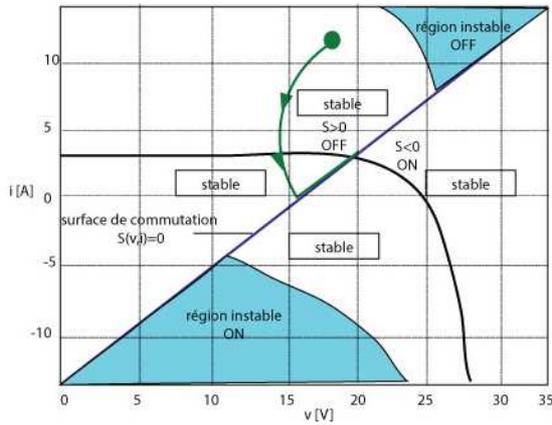
(a)



(b)

**Figure 3** (a) : Caractéristiques I-V du module PV sous différents ensoleillement et l'intersection avec la surface de glissement  $S(v, i) = 0$   
(b) : Trajectoire vers le nouvel MPP suite à un changement de l'irradiance

La stabilité est assurée si la trajectoire de l'espace d'état évolue aux alentours de la surface de commutation  $S(v, i) = 0$ . La figure 4 présente les trajectoires du système indiquant les régions stable et instable.



**Figure 4** : Trajectoires typiques vers le PPM

Dans la région stable, le système converge rapidement vers la surface de commutation. Dans la région instable, le système s'éloigne de la surface de commutation.

Le vecteur d'état est défini par :

$$X = \begin{pmatrix} v \\ i \end{pmatrix} \quad (3)$$

L'espace d'état définissant la vitesse de convergence du système vers la surface de commutation est défini par  $\frac{dX}{dt}$  et résulte directement de l'état du convertisseur.

Etat passant :

$$S < 0 : \frac{dX}{dt} = \begin{pmatrix} \frac{dv}{dt} \\ \frac{di}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}(v)-i}{C} \\ \frac{v}{L} \end{pmatrix} \quad (4)$$

Etat bloqué :

$$S > 0 : \frac{dX}{dt} = \begin{pmatrix} \frac{dv}{dt} \\ \frac{di}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}(v)-i}{C} \\ \frac{(v-v_0)}{L} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$I_{pv}(v)$  est le courant du module PV,  $C$  la conductance d'entrée,  $L$  l'inductance, et  $v_0$  la tension de sortie.

Les critères de stabilité sont définis par :

(i)-Etat passant :

$$S < 0, \frac{dS}{dt} = \frac{dX}{dt} \Delta S > 0 \quad (6)$$

$$S < 0, \frac{dS}{dt} = \frac{dX}{dt} \Delta S < 0 \quad (7)$$

$$\Delta S = \begin{pmatrix} \frac{dS}{dv} \\ \frac{dS}{di} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -K_2 \\ K_1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$\Delta S$  est la pente de  $S$ .

Par substitution, on obtient la condition de stabilité pour l'état passant :

$$K_1 \left( \frac{v}{L} \right) - K_2 \cdot \frac{(I_{pv}(v)-i)}{C} > 0 \quad (9)$$

$$\text{où } S = a \cdot i - b \cdot v + \text{ref} > 0 \quad (10)$$

Le critère est équivalent à :

$$i > \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{\text{ref}}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} v \right\} \quad (11)$$

(ii) -Pour l'état bloqué, on a :

$$K_1 \left( \frac{v-v_0}{L} \right) - K_2 \cdot \frac{(I_{pv}(v)-i)}{C} < 0 \quad (12)$$

$$\text{Où } S = a \cdot i - b \cdot v + \text{ref} < 0$$

D'où,

$$i < \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{\text{ref}}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} (v_0 - v) \right\} \quad (13)$$

La combinaison des Eqs (11) et (13) détermine la région de stabilité dans l'espace d'état.

$$i < \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{\text{ref}}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} (v_0 - v) \right\}$$

$$\text{et } i > \max \left\{ \frac{K_2}{K_1} v - \frac{\text{ref}}{K_1}, I_{pv}(v) - \frac{CK_1}{LK_2} v \right\} \quad (14)$$

Les points stables, ceux attirés vers la surface de commutation, satisfont l'Eq.14. La stabilité est garantie tant que les trajectoires rebondissent dans cette région.

### Fréquence de commutation

La commutation apparaît sur la droite  $S = 0$ . En pratique, la surface doit avoir une largeur finie infiniment petite, pour éviter les distorsions. Cette largeur est définie par  $\delta$ , et les limites de la surface sont données par l'Eq. 15 :

$$-\frac{\delta}{2} \leq S(v, i) \leq \frac{\delta}{2} \quad (15)$$

$\delta$  est implémentée en ajustant la résistance de la boucle de retour positive du comparateur de la Fig.2.

La fréquence des oscillations est donnée par :

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{\left. \frac{dS}{dt} \right|_{ON}} - \frac{\delta}{\left. \frac{dS}{dt} \right|_{OFF}} \quad (16)$$

En substituant par l'expression des pentes de  $S$  vue précédemment, on a :

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{v}{L}\right) - K_2 \cdot \frac{(I_{pv}(v)-i)}{c}} - \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{v-v_0}{L}\right) - K_2 \cdot \frac{(I_{pv}(v)-i)}{c}} \quad (17)$$

Une fréquence de commutation basse réduit la perte en commutation et est importante pour un haut rendement.  $\delta$  doit être correctement choisie tout en gardant la fréquence de commutation basse et le rendement haut.

A l'état stable, après la convergence vers le PPM, au point de puissance maximale :

$$i = I_{mp}, v = V_{mp}$$

$$I_{pv}(v) - i = I_{pv}(V_{mp}) - I_{mp} = 0$$

$$\frac{1}{f_{sw}} = \frac{\delta}{K_1 \left(\frac{V_{mp}}{L}\right) - K_2 \cdot \frac{(V_{mp}-v_0)}{L}} \quad (18)$$

$$f_{sw} = \frac{K_1 V_{mp}}{\delta L} \left(1 - \frac{V_{mp}}{v_0}\right) \quad (19)$$

A partir de l'Eq.19, on peut conclure que sous l'état stable en respectant les points de puissances maximales du module PV, si  $\delta$  est grande, la fréquence diminue.

#### IV. L'algorithme MPPT extrême

##### Principe de l'algorithme

Le principe de cet algorithme, présenté à la Fig. 5, se résume comme suit:

- quand la dérivée de puissance est positive, le signal *ref* est mis à jour suivant  
 $ref = ref + 0.4,$
- quand la dérivée de puissance est négative et que l'autorisation de changement est accordée, le sens de recherche est inversé. Le signal *ref* est mise à jour,  
 $ref = ref - 0.4$
- chaque mise à jour du signal pour une dérivée négative implique une initialisation du délai.

Chaque fois que le sens de recherche est inversé, un timer d'inhibition est active. Ainsi, pour pouvoir changer la valeur de ce signal, il faut remplir deux conditions :

- détecter une dérivée de puissance négative, et
- attendre l'écoulement du délai représenté par la variable ( $D = 1$ ).

Sur la Fig. 5,  $D = 1$  : délai écoulé ;  $D = 0$  : délai non écoulé.

##### Implémentation matérielle de l'algorithme

La figure 6 représente le schéma bloc de la commande MPPT numérique. Les différentes fonctions nécessaires au fonctionnement de la commande MPPT extrême numérique sont présentées.

Il est nécessaire de connaître la tension  $V_v$  et le courant  $I_v$  en permanence aux bornes du module PV. Le Convertisseur Analogique Numérique (CAN) présent dans le PIC récupère de façon synchrone un échantillon de chaque variable. Une multiplication de ces acquisitions

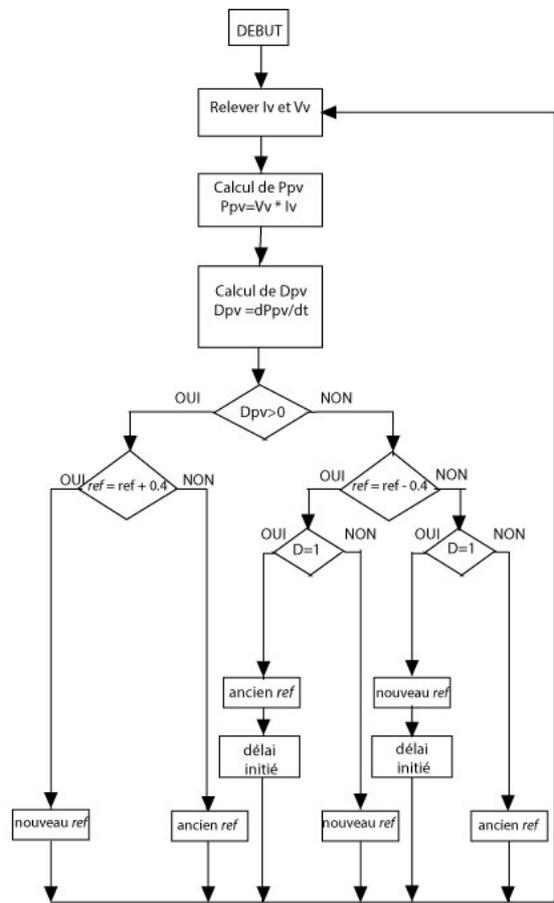


Figure 5 : Algorithme MPPT extrême

permet d'établir une image de la puissance ( $P_{pv}$ ). Cette opération est réalisée à l'aide d'une instruction du PIC qui fait appel à une *multiplication Hardware* permettant de réduire considérablement le temps de calcul. Par exemple, le temps de calcul mis par le PIC 18F1220 pour effectuer une multiplication de deux mots de 8 bits non signés est d'un cycle d'horloge, au lieu de 69 pour un PIC ne possédant pas cette instruction.

Ce gain de temps permet d'identifier au mieux tout changement de condition de fonctionnement du module PV.

L'image de la puissance obtenue est comparée à l'échantillon de puissance déterminé précédemment ( $P_{pv-1}$ ). Ces deux images permettent ainsi de constituer la fonction « dérivée de puissance ». Cette fonction permet de connaître en permanence si la puissance fournie par le GPV s'approche ou s'éloigne du point de puissance maximale. Une dérivée de puissance positive implique que le point de fonctionnement s'approche du PPM, donc le sens de recherche est maintenu. Lorsque le signe de la dérivée est négatif, cela signifie que le PPM est dépassée. Dans ce cas, on inverse le sens de recherche pour converger à nouveau vers le PPM.

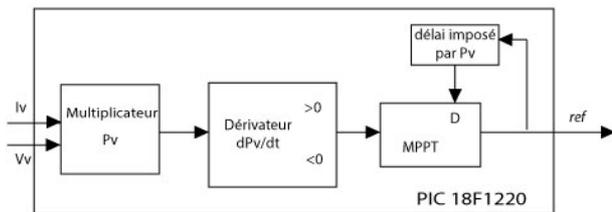


Figure 6 : Schéma bloc de la commande MPPT extrême

## V. Simulation

Pour vérifier l'étude théorique sur le comportement de l'algorithme MPPT une série de simulation a été effectuée avec le simulateur Pspice Orcad Lite. La figure 7 présente le schéma électronique du système pour la simulation. Le système est composé d'un modèle de panneau de type BP585, d'un convertisseur boost, d'un circuit d'implémentation du contrôle, et d'un PIC 18F1220 pour l'exécution de l'algorithme MPPT.

Nous avons relevé le courant à l'entrée,  $I_{pv}$ , la tension  $V_{pv}$  ainsi que la puissance à la sortie  $P_o$  en régime statique, et en régime transitoire pour une variation brusque d'ensoleillement. Pour la vérification de la stabilité, l'analyse est initialement faite à partir d'un court-circuit et d'un circuit ouvert.

### Définitions des paramètres du système

#### Caractéristiques du module PV

Le panneau photovoltaïque présente initialement un courant limite de 3.5A. La variation d'ensoleillement est simulée par une variation brusque du courant à la sortie du module, de 0,5 A ( $I_{sc} = 3 \text{ A}$ ,  $irradiance = 1$ ) à 3,5 A ( $I_{sc} = 0 \text{ A}$ ,  $irradiance = 0$ ). La courbe caractéristique est présentée à la Fig. 3. La présence d'une diode en série en roue libre à la sortie du module assure la protection anti-retour du courant de la charge vers le module. Dans le cas pratique l'utilisation de cette structure permet de s'affranchir d'un composant de protection.

## Convertisseur DC-DC Boost

Le convertisseur DC-DC boost est constitué d'une inductance d'entrée  $C1$  de  $200 \mu\text{H}$  (équivalent à un courant de saturation de  $7 \text{ A}$ , et une résistance série de  $0,2 \Omega$ ), d'un condensateur à l'entrée de  $100 \mu\text{F}$ , du MOSFET IRF9410 associé à son circuit de commande (driver TC4420), d'une diode Schottky 30CWQ04FN, et d'un condensateur à la sortie de  $200 \mu\text{F}$ . La charge est représentée par une résistance de  $28 \Omega$ .

La tension d'entrée relevée aux bornes de  $C1$  et le courant de l'inductance servent de paramètres d'entrée au contrôleur et au CAN du microcontrôleur exécutant l'algorithme MPPT.

## Paramètres de contrôle

Le circuit de contrôle est basé sur l'amplificateur opérationnel AD8605 et du comparateur MAX941, choisis pour leurs rapidités. L'algorithme MPPT est implémenté dans le microcontrôleur PIC 18F1220. Le signal de sortie  $ref$  sert de référence à l'entrée du comparateur du circuit de contrôle en mode de glissement.

Les variables de la surface de glissement sont calculés à partir de l'Eq. (2). Les pentes de la droite sont caractérisées par  $K1=1$ ,  $K2= 0.81$ . Le signal  $ref$  est donné par la sortie de l'algorithme MPPT. A partir du calcul théorique, sa valeur optimale est égale à 13.67. La largeur de la surface de glissement  $\delta$  est calculée pour une fréquence de commutation de  $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ . A partir de l'Eq.19, avec  $V_{mp} = 20 \text{ V}$ ,  $V_o = 40 \text{ V}$ , on obtient  $\delta = 0.5$ .

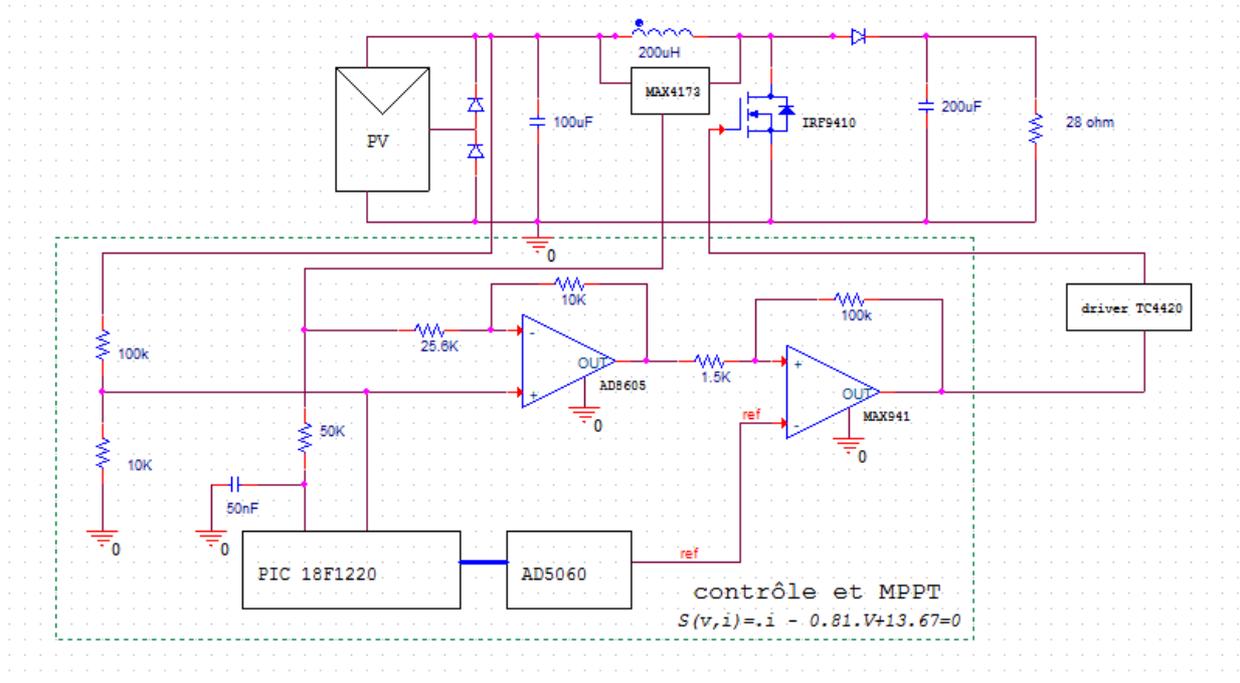
**Résultats de la simulation**

**Convergence du système suite à une variation brusque d'ensoleillement**

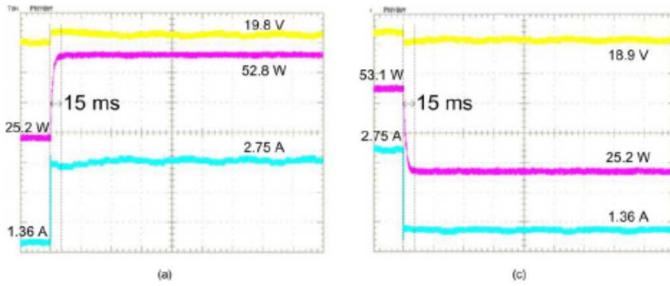
Pour la simulation,  $I_{sc}$  est instantanément modifié, de 1.5 A à 3.0 A pour émuler une augmentation brusque de l'ensoleillement, et de 3 A à 1.5 A pour émuler une diminution brusque de l'ensoleillement. La figure 8 présente les résultats montrant la convergence du système.

**Stabilité du mode de glissement**

Les figures 9 et 10 présentent les résultats des analyses de stabilité. Le système est initialisé loin du point de puissance maximal, afin de l'amener à travailler l'ensemble des points de la courbe PV, et de tester la stabilité sur différents points de fonctionnement. Dans la Fig.9, le système converge à partir d'un circuit ouvert. L'état initial est déterminé par  $ref$  égal à 19.4 (supérieure à sa valeur nominale 13.7 au point de puissance maximale). Ainsi le système est initialisé dans la partie droite de la caractéristique



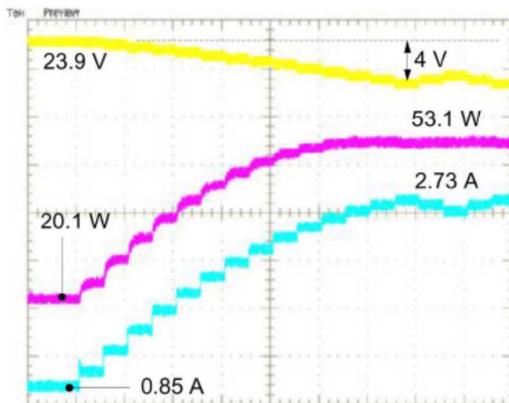
**Figure 7** : Schéma du convertisseur DC-DC intégrant un contrôle MPPT extrême en mode de glissement.



**Figure 8** : Convergence du MPPT extrême en mode de glissement en réponse à :  
 (a) une augmentation brusque de la valeur de l'ensoleillement ;  
 (b) une diminution brusque du valeur d'ensoleillement.  
 [ en jaune :  $V_v$  ( 2 V/div) – en bleu  $I_v$  (0.5 A/div) – en rose :  $P_o$  (10 W/div) – échelle: 40 ms/div]

P-V. Le courant initial est faible (0.85 A) et converge vers sa valeur équivalente au point de puissance maximale (2.73 A). La tension reste stable pendant la transition.

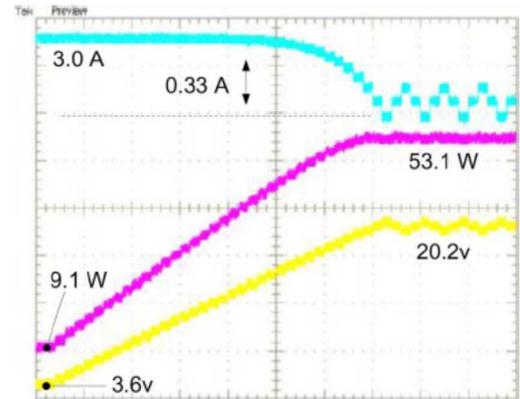
La figure 10 présente la convergence à partir d'un court-circuit. Le signal  $ref$  est initialement très petit comparé à sa valeur équivalente au point de puissance maximale (où  $ref=0$ ). Le système est ainsi initialisé à la partie



**Figure 9** : Convergence du MPPT extrême par contrôle en mode de glissement à partir d'un circuit ouvert, pour analyse de stabilité  
 [en jaune :  $V_v$  ( 5 V/div) – en bleu :  $I_v$  ( 0.5 A/div) - en rose :  $P_o$  ( 10 W/div) , échelle du temps : 40 ms/div ]

gauche de la caractéristique P-V. La tension  $V_v$  initiale est faible (3,6 V) et converge vers le point

de puissance maximale (20,2 V). Le courant est presque constant pendant la transition.



**Figure 10** : Convergence du MPPT extrême par contrôle en mode de glissement à partir d'un court-circuit, pour analyse de stabilité  
 [en jaune :  $V_v$  ( 5 V/div) – en bleu :  $I_v$  ( 0.2 A/div)- en rose :  $P_o$  ( 10 W/div) , échelle du temps : 100 ms/div ]

### Interprétations des résultats

La rapidité de convergence est atteinte à partir d'une sélection optimale de la pente de la surface de glissement , à partir de l'Eq.(2) . Après une variation d'ensoleillement, si la surface de commutation est à proximité de la nouvelle MPP, la convergence est assurée à 90% à partir de la partie matérielle de la boucle de contrôle. Le système glisse le long de la surface de commutation de l'ancienne valeur caractéristique du module PV vers la nouvelle valeur toujours à proximité de la nouvelle MPP. La puissance à la sortie s'approche de sa valeur précédente plus rapidement grâce à la partie matérielle. La convergence vers la valeur exacte du MPP est assurée par l'algorithme MPP. Ceci est présenté à la Fig. 8(a) où, le courant continue de s'accroître en suivant la réponse initiale.

La stabilité est facilement atteinte avec le contrôle en mode de glissement, et est garantie sur tout l'ensemble des tensions du module PV. Après estimation de la pente optimale, la stabilité autour de la surface de commutation doit être analysé. Le contrôleur en mode de glissement peut fonctionner sur l'ensemble de la courbe caractéristique. La stabilité est maintenue lorsque la source PV est équivalente à une source de

courant (partie gauche) ou source de tension (partie droite). Le système est forcé à converger sur la partie droite et la partie gauche de la courbe P-V, et vérifie la stabilité sur plusieurs points de fonctionnement. Ceci peut être confirmé par cas suivant l'analyse théorique de stabilité (Eq.14) et par la simulation. Le système est stable sur tous les points de fonctionnement de la courbe caractéristique du module PV.

## VI. Conclusion

Cet article présente un MPPT extrême basé sur le contrôle en mode de glissement. Une surface de commutation linéaire est choisie pour notre système en raison de la facilité de mise en œuvre. Elle est représentée par une droite dont les paramètres sont définis par la sortie de l'algorithme MPPT et la pente est déterminée de façon à optimiser la performance du système.

Le MPPT par contrôle en mode de glissement présente deux avantages majeurs : un suivi rapide en réponse à un changement brusque d'ensoleillement, et une stabilité dans l'ensemble des points de fonctionnement de la courbe caractéristique PV. La convergence vers la puissance maximale est accélérée d'un ordre de grandeur grâce à la boucle de contrôle. Ceci est accompli par une sélection optimale de la surface de commutation. Le contrôleur peut, en outre, fonctionner comme une source de tension ou une source de courant, et maintient sa stabilité à travers la courbe caractéristique PV.

En considérant le suivi de puissance maximal comme un problème d'optimisation dans l'étage de conversion d'un système photovoltaïque, les principales caractéristiques de ce système se résument par : sa facilité d'implémentation, les performances qui peuvent être validés théoriquement ainsi que la stabilité. Le système s'avère être plus rapide en suivi du MPP comparés aux autres méthodes basées sur les paramètres.

## VII. Références

- [1] T. Esmam and P. L.Chapman, « Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques », in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.22, No. 2, June 2007, pp. 439- 449.
- [2] V. Sals, E. Olias, A. Barrado, A.Lazaro , « Review of the maximum power point tracking algorithms for stand- alone photovoltaic systems », *Solar Energy & Solar Cells* 90 , 2006, pp 1555-1578.
- [3] 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, Mar. 2005.
- [4] L.V. Hartmann, M.A. Vitorino, M.B.R. Correa, AM.N. Lima, "Combining Model-Based and Heuristic Techniques for Fast Tracking the Maximum-Power Point of Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2875-2885, Jun. 2013.
- [5] M. Veerachary, T. Senjyu, K. Uezato, "Voltage-based Maximum Power Point Tracking Control of PV System," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 262-270, Jan. 2002.
- [6] S.K. Kollimalla, M.K. Mishra, "A Novel Adaptive P&O MPPT Algorithm Considering Sudden Changes in the Irradiance," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 29, no. 3, pp. 602-610, Sep. 2014.
- [7] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, Jul. 2005.
- [8] R. Faraji, A. Rouholamini, H.R. Naji, R. Fadaeinedjad, M.R. Chavoshian, "FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 5, pp. 1294-1304, May 2014.
- [9] A. Safari, S. Mekhilef, "Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1154-1161, Apr. 2011.
- [10] Y. Zou, Y. Yu, Y. Zhang, J. Lu, "MPPT Control for PV Generation System Based on an Improved Initial Condition Algorithm," *Procedia Engineering*, vol. 20, pp. 105-109, 2012.
- [11] A. El Khateb, N. Abd Rahim, J. Selvaraj, M.N. Uddin, "Fuzzy-Logic-Controller-Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2349-2358, Jul. 2014.

- [12] F. Chekired, C. Larbes, D. Rekioua, F. Haddad, "Implementation of a MPPT Fuzzy Controller for Photovoltaic Synthesis on FPGA Circuit," *Energy Procedia*, vol. 6, pp. 541-549, 2011.
- [13] Y. Levron, D. Shmilovitz, "Maximum Power Point Tracking Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Circuits and Syst. I: Regular Papers*, vol. 60, no. 3, pp. 724-732, Mar. 2013.
- [14] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C.A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, M. Vitelli, "A Fast Current-Based MPPT Technique Employing Sliding Mode Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 1168-1178, Mar. 2013.
- [15] AH. Alqahtani, V.I. Utkin, "Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control," in *Proc. 38th Annual Conf. on IEEE Ind. Electron. Society (IECON)*, 2012, pp. 3468-3474.