

Réglage par mode glissant hybride d'un GPV interconnecté au réseau triphasé BT

M^{ed} Habib BOUJMIL¹, M^{ed} Nejjib MANSOURI¹, M^{ed} Faouzi MIMOUNI¹

¹Unité de Recherche Réseau et Machines Electriques RME,
INSAT Centre Urbain Nord BP 676 - 1080 Tunis-Tunisie

MohamedHabib.Boujmil@isetn.rnu.tn, MohamedNejjib.Mansouri@enim.rnu.tn

Mfaouzi.Mimouni@enim.rnu.tn

Résumé— Dans cet article nous avons présenté le réglage hybride par mode glissant, appliqué à un système photovoltaïque interconnecté au réseau triphasé Basse Tension (BT). La Représentation Energétique Macroscopique, (REM) et son inverse la Structure Maximale de Commande (SMC), sont utilisés respectivement pour la modélisation et la commande du système global. Le modèle ainsi développé débouche sur une structure formée de boucles imbriquées qui s'adapte bien à la technique du réglage en cascade. Le réglage de la boucle interne où intervient l'organe de commande (Hacheur ou onduleur) a été traité analogiquement par mode glissant ; par contre le réglage superposé a été traité digitalement par des régulateurs d'état échantillonnés et leur dimensionnement selon les principes du placement de pôles. Des résultats de simulation, montrent les performances de ce type de réglage pour des creux de tension de réseau, et la robustesse pour des variations des paramètres (résistances et inductances)

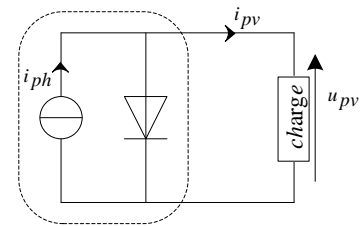


Fig.2. Schéma équivalent d'une cellule PV

Le courant photopile a pour expression :

$$i_{pv} = i_{ph} - i_s \left[\exp\left(\frac{u_{pv}}{v_T}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

Mots-clés— Modélisation, réglage en cascade, Générateur Photovoltaïque (GPV), réseau triphasé BT, réglage par mode glissant hybride, réglage d'état échantillonné

I. INTRODUCTION

Parmi les systèmes de l'électronique de puissance contenant des convertisseurs statiques, on trouve, les systèmes photovoltaïques, qui permettraient de convertir l'énergie solaire en électricité. Dans ce papier, on s'intéresse au réglage d'un système d'électronique de puissance, qui injecte toute l'énergie produite par un GPV de puissance 1KW, dans le réseau triphasé Basse Tension BT. La structure d'interconnexion choisie donnée à la figure 1 fait l'objet de plusieurs travaux notamment [1], [2], [4] et [7].

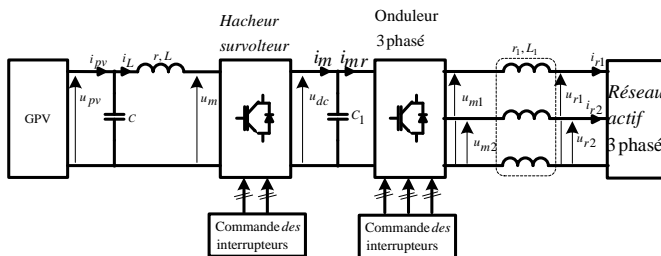


Fig. 1. Structure d'interconnexion

Cette structure est constituée par, un GPV, on suppose que son modèle est idéal et qu'il comporte un ensemble de cellules montées en série et/ou en parallèle. Physiquement, une cellule photovoltaïque est équivalente à une source de courant shuntée par une diode voir figure 2.

- i_{ph} : photo - courant d'une cellule, proportionnel à l'éclairement.
- i_s : courant de saturation inverse de la diode
- $v_T = \frac{nK_B T}{q}$ est le potentiel thermodynamique
- avec :
- q : charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19} C$)
- K_B : Constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23} j/^{\circ}K$).
- T : température de la jonction en $^{\circ}K$.
- n : facteur d'idéalité de la photopile, compris entre 1 et 5 dans la pratique

un filtre CL, un hacheur survolteur à topologie matricielle [8], fonctionnant en MPPT, en utilisant un algorithme numérique basé sur l'évaluation de la puissance en sortie des panneaux PV, un condensateur C_1 pour contrôler la tension du bus continu, un onduleur de tension triphasé à topologie matricielle, la ligne est modélisée par un filtre $r_1 L_1$ et le réseau triphasé BT.

La Représentation Energétique Macroscopique (REM) ainsi que son inverse, la Structure Maximale de Commande (SMC), sont utilisées pour donner un modèle moyen instantané de commande. Ces outils graphiques ont subdivisé le système d'interconnexion global en plusieurs sous-systèmes ce qui permet d'obtenir une structure de réglage cascadiée sous forme de boucles imbriquées. Cette structure facilite le dimensionnement des régulateurs quelque soit leurs types

(classique, d'état, mode de glissant,...). Nous avons envisagé d'appliquer la commande par mode glissant, caractérisée par la simplicité dans la mise en oeuvre, la robustesse du contrôle et apporte d'excellentes performances, même si les paramètres du système variant. Dans notre cas la résistance pourrait évoluer avec la température et l'inductance avec l'état de saturation du circuit magnétique.

Les objectifs de cet article sont, d'une part de présenter de manière systématique, la méthode de simplification d'un système de l'électronique de puissance réglé par mode glissant, dans le but d'un traitement par réglage d'état échantillonné [5] et d'autre part, de présenter les résultats de simulation développés dans l'environnement Matlab-Simulink pour justifier les performances et la robustesse de cette commande.

II. MODELISATION ET COMMANDE

La REM du système global figure 3 est caractérisé par les relations (2) à (4) côté hacheur et par les relations (5) à (11) côté onduleur.

$$R_1 \rightarrow C \frac{du_{pv}}{dt} + \frac{u_{pv}}{R} = i_{pv} - i_L \quad (2)$$

$$R_2 \rightarrow L \frac{di_L}{dt} + r \cdot i_L = u_{pv} - u_m \quad (3)$$

$$\begin{cases} R_{m1} \rightarrow u_m = m_g \times u_{dc} \\ R_{m2} \rightarrow i_m = m_g \times i_L \end{cases} \quad (4)$$

$$R_3 \rightarrow C \frac{du_{dc}}{dt} + \frac{u_{dc}}{R} = i_m - i_{mr} \quad (5)$$

$$\begin{cases} R_{m3} \rightarrow \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} = \frac{u_{dc}}{2} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \\ R_{m4} \rightarrow i_{mr} = \frac{1}{2} (m_d i_{rd} + m_q i_{rq}) \end{cases} \quad (6)$$

$$R_4 \rightarrow \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$R_5 \rightarrow \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{Avec } [P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$R_6 \rightarrow (L_1 \frac{d}{dt} + r_l) \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{md} \\ v_{mq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L_1 \omega \\ -L_1 \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$R_7 \rightarrow \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{rd} & v_{rq} \\ v_{rq} & -v_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (11)$$

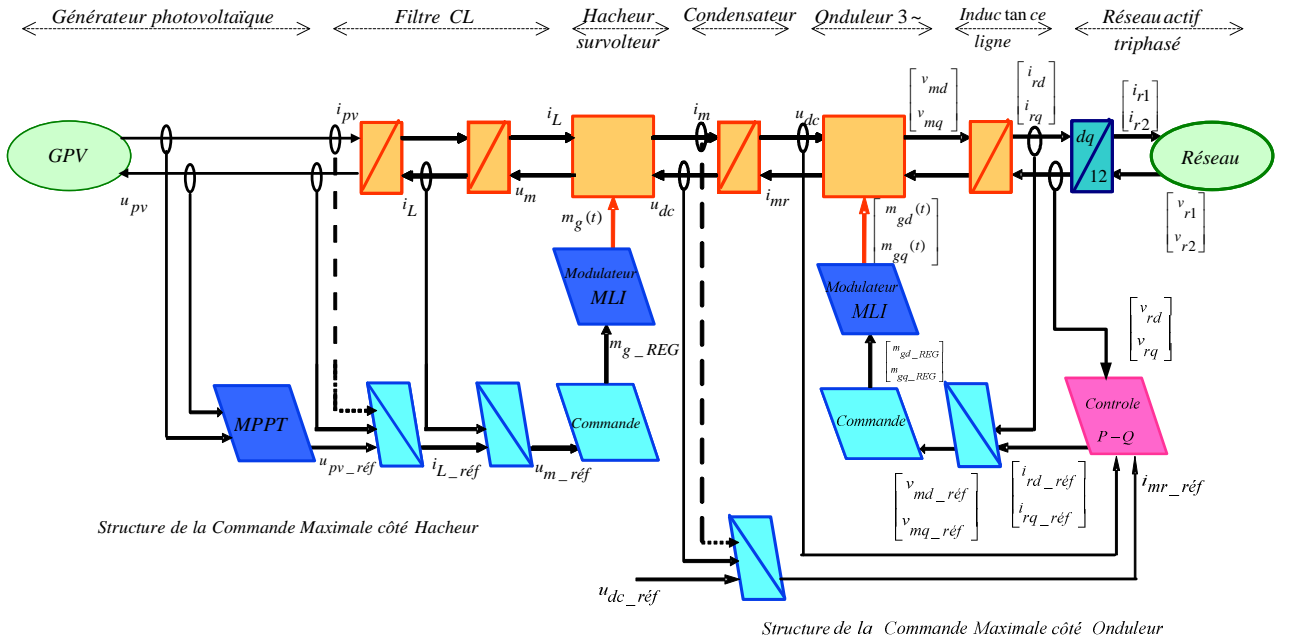


Fig. 3 La REM et son inverse SMC du système global

La SMC obtenue par inversion de la REM figure 3, est caractérisée par les relations (12) à (14) côté hacheur et par les relations (15) à (19) côté onduleur.

$$R_{c1} \rightarrow i_{L_réf} = -C_u (u_{pv_réf} - \hat{u}_{pv}) + i_{pv} \quad (12)$$

$$R_{c2} \rightarrow u_{m_REG} = -C_i (i_{L_réf} - \hat{i}_L) \quad (13)$$

$$R_{mc1} \rightarrow m_{REG} = \frac{1}{\hat{u}_{dc}} \times u_{m_REG} \quad (14)$$

$$R_{c3} \rightarrow i_{mr_réf} = -C_u (u_{dc_réf} - \hat{u}_{dc}) + i_m \quad (15)$$

$$R_{mc3} \rightarrow \begin{bmatrix} m_{d_REG} \\ m_{q_REG} \end{bmatrix} = \frac{2}{\hat{u}_{dc}} \begin{bmatrix} v_{md_réf} \\ v_{mq_réf} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$R_{c6} \rightarrow \begin{bmatrix} v_{md_réf} \\ v_{mq_réf} \end{bmatrix} = C_i(s) \begin{bmatrix} i_{rd_réf} - \tilde{i}_{rd} \\ i_{rq_réf} - \tilde{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$R_{c8} \rightarrow \begin{cases} p_{réf} = \hat{u}_{dc} \times i_{mr_réf} \\ q_{réf} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$R_{c7} \rightarrow \begin{bmatrix} \tilde{i}_{rd_réf} \\ \tilde{i}_{rq_réf} \end{bmatrix} = \frac{1}{\tilde{v}_{rd}^2 + \tilde{v}_{rq}^2} \begin{bmatrix} \tilde{v}_{rd} & \tilde{v}_{rq} \\ \tilde{v}_{rq} & -\tilde{v}_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{réf} \\ q_{réf} \end{bmatrix} \quad (18)$$

A partir de la SMC de la figure 3, on établit le schéma bloc de commande représenté à la figure 4.

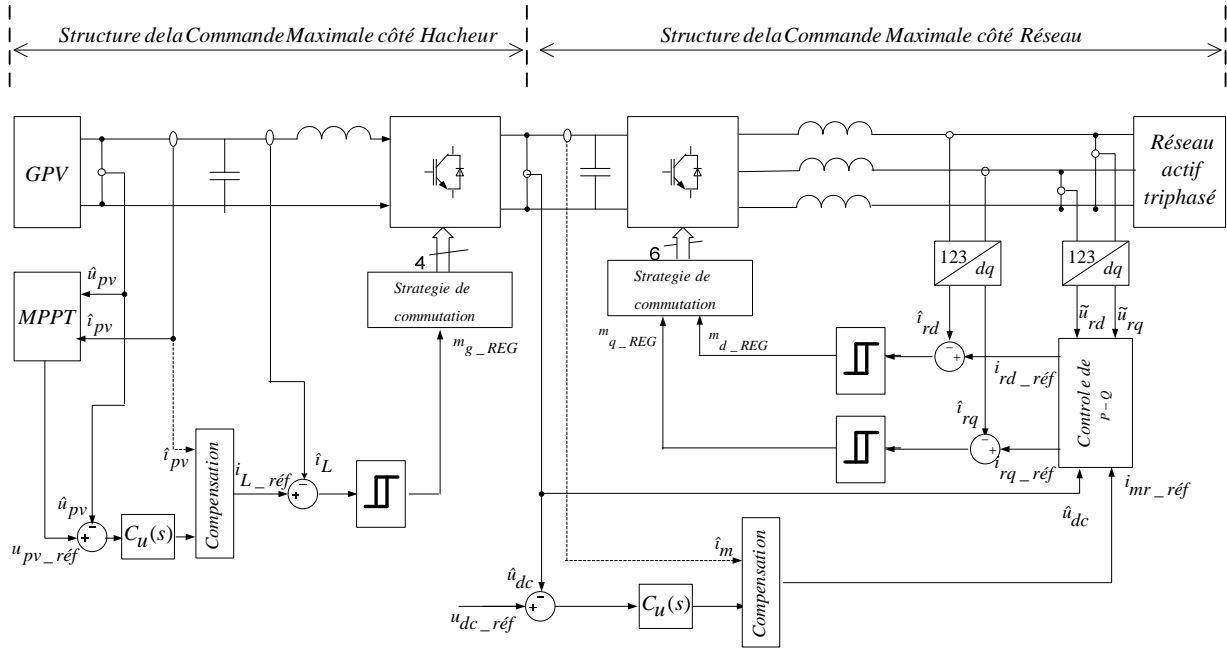


Fig. 4. schéma bloc de commande du système global

III. SYNTHÈSE DES REGULATEURS

En supposant les valeurs mesurées comme égales aux valeurs réelles et les compensations correctement réalisées, le schéma fonctionnel du processus et de sa commande côté hacheur, donné à la figure 5, déduit du schéma bloc de la figure 4, montre que le système à régler débouche sur une structure formée de deux boucles imbriquées.

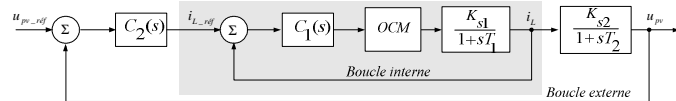


Fig. 5 Schéma fonctionnel côté hacheur

La boucle interne figure 6, où intervient l'organe de commande (OCM) est à structure variable, car ce dernier possède une action à deux positions. Cela permet de traiter d'abord le circuit de réglage de cette boucle par mode glissant.

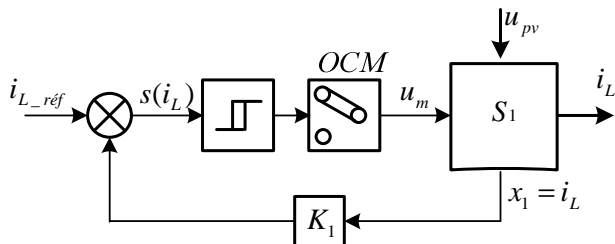


Fig. 6 réglage par mode glissant de la boucle interne

A partir de la relation (3), on déduit l'équation d'état du système S_1 :

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r}{L}i_L - \frac{1}{L}u_m + \frac{1}{L}u_{pv} \quad (20)$$

La loi de commutation choisie est par retour d'état telle que :

$$s(i_L) = -K_1 i_L + i_{L_réf} \quad (21)$$

Le mode glissant du système est définie lorsque le point de fonctionnement décrit une trajectoire sur l'hyperplan de commutation donnée par $s(i_L) = 0$, on obtient alors le facteur de transfert de la boucle interne [3] :

$$\frac{i_{L_réf}}{i_L} = \frac{1}{K_1} \quad (22)$$

On passe ensuite au traitement du circuit de réglage de la boucle externe donné à La figure 7 où intervient l'échantillonneur bloqueur d'ordre zéro par sa petite constante de temps $T_p = T_E/2$, [17] et la boucle interne réglée par le facteur de transfert $1/K_1$ [3]. Pour simplifier les développements on prend $K_1 = 1$

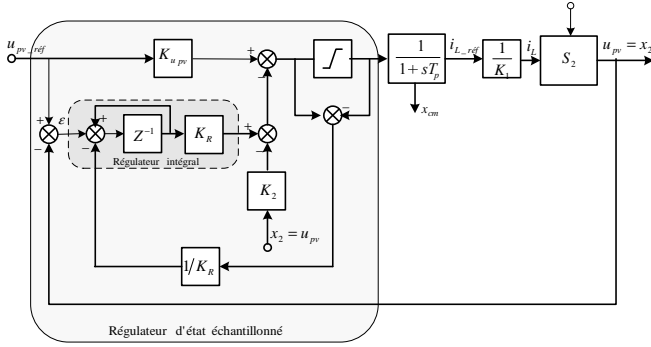


Fig.7 Structure du réglage d'état échantillonné de la boucle externe.

Le dimensionnement du régulateur d'état échantillonné est basé sur la technique du placement de pôles optimale. Les relations analytiques (23), (24) et (25), permettent de déterminer ces paramètres.

$$K_R = \frac{2}{27K_{s2}} \frac{(T_2 + T_p)^3}{T_2^2 T_p^2} T_E \quad (23)$$

$$K_2 = \frac{4}{9K_{s2}} \left(\frac{T_2^2 + T_p^2}{T_2 T_p} - \frac{1}{4} \right) \frac{K_R}{2} \quad (24)$$

$$K_{upv} = \frac{2}{9K_{s2}} \frac{(T_2 + T_p)^2}{T_2 T_p} \frac{K_R}{2} \quad (25)$$

De même le dimensionnement des régulateurs par MG ou, régulateur d'état échantillonné côté onduleur peut être fait selon le procédé établi côté hacheur ; formellement on aboutit aux mêmes relations.

V. RESULTATS DE SIMULATION

Le modèle moyen instantané du système global est développé dans l'environnement Matlab-Simulink.

Les données numériques sont :

$P=1\text{kw}$, $C=220\mu\text{f}$, $R=100\text{K}$, $L=23\text{mH}$, $C_1=5000\mu\text{f}$, $R_1=10\text{K}$, $r_1=0.0002$, $L_1=1\text{mH}$, $U_f=380\text{v}$, $f=50\text{Hz}$, $T_E=0.5\text{ms}$, $\Delta i=0.1\text{A}$.

La figure 8 montre les performances de la commande hybride par mode glissant, en termes de poursuite des courants injectés au réseau, de la tension aux bornes du GPV et du courant qui traverse la bobine côté hacheur pour différentes valeurs de l'éclairage. De même, on remarque que la compensation de la tension u_{pv} n'est pas réalisée au niveau de la relation (13), ainsi que la compensation des tensions v_{rd} et v_{rq} , et le découplage des courants i_{rd} et i_{rq} ne sont pas réalisés au niveau de la relation (17), alors que les performances de l'asservissement des courants injectés au réseau sont correctes ce qui justifie la robustesse de ce type de réglage aux bruits et aux non linéarités dû au couplage des courants i_{rd} et i_{rq} .

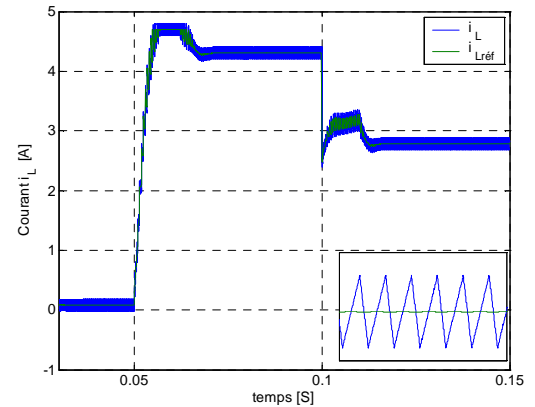
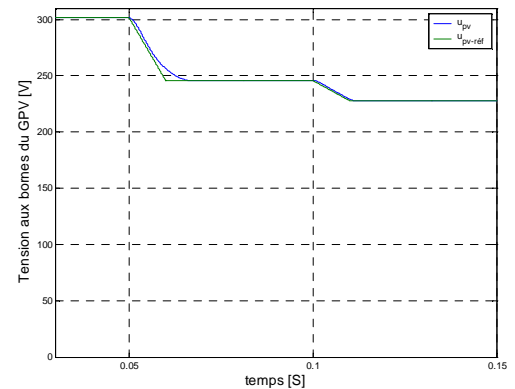
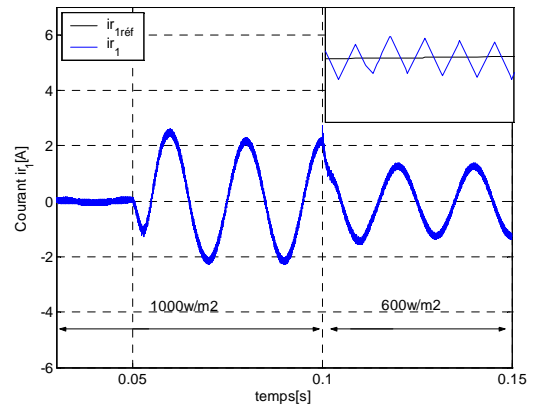
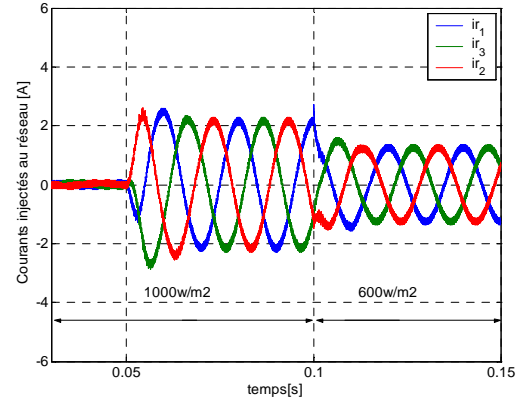


Fig.8. allure des courants injectés au réseau, de la tension aux bornes du GPV et du courant dans l'inductance, lors des variations de l'éclairage

La figure 9 montre qu'un creux de 50% de la tension du réseau pour un éclairage constant de 1000W/m^2 entraîne une augmentation du courant injecté au réseau, puisque la puissance extraite du GPV est maximale grâce à l'algorithme MPPT.

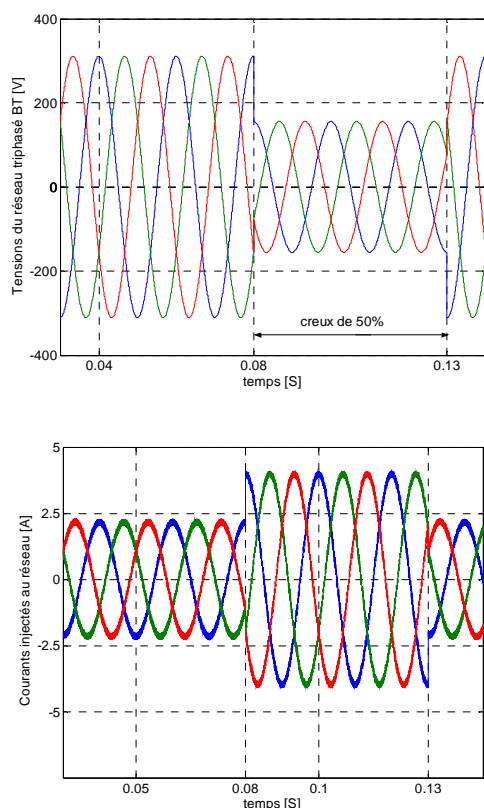


Fig. 9. Allure de la tension du réseau et des courants injectés, lors d'un creux de tension.

Une diminution de 50% de la résistance r_l , entraîne une augmentation de 100% de la constante de temps de la boucle interne côté onduleur ($T_l = L_l / r_l$). La figure 10 montre la robustesse de ce type de réglage aux variations des paramètres.

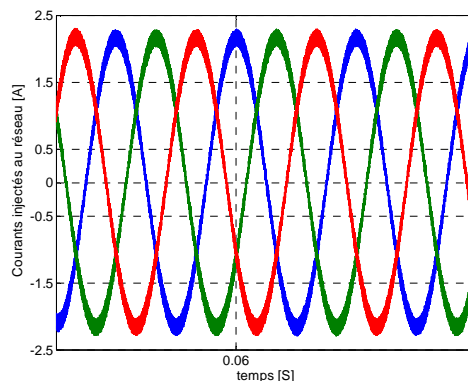
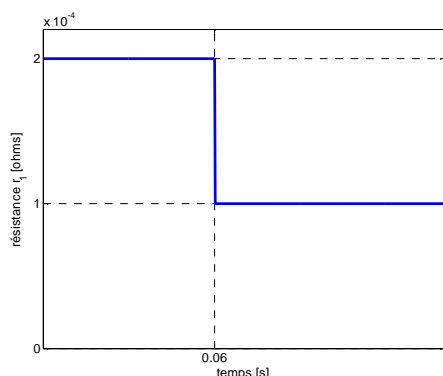


Fig.10. Allure des courants injectés au réseau lors d'une variation des paramètres du système

IV. CONCLUSION

Dans cet article, le formalisme ainsi présenté, rend la modélisation des systèmes de l'électronique de puissance systématique, en vue de leur réglage. Grâce à la décomposition du système global en deux ou plusieurs sous-systèmes, il en découle pour la partie commande, une structuration qui facilite le dimensionnement des régulateurs quelque soit leurs types, notamment les régulateurs par mode glissant hybride, que nous avons utilisé. En fin, les résultats de simulation obtenus, affirment la robustesse de la commande par mode glissant hybride quelque soit la forme du signal à régler.

REFERENCES

- [1] Boujmil M.H, Mansouri M.N, Mimouni M.F, Modelling and Control of a PV System of Interconnected to the Low Voltage Network Third International Conference on Ecological Vehicles & Renewable Energies, Monaco, 3-5 April 2008.
- [2] Boujmil M.H, Mansouri M.N, Mimouni M.F, Cascade State Adjustment for an Interconnection System between a 1KW-GPV and a three phase Low voltage grid STA, 20-22 dec. 2008.
- [3] U.Benz. Réglage par mode de glissement hybride, appliqué au réglage de position de systèmes électromécaniques. Thèse de l'école polytechnique Fédérale de Lausanne, 1990.
- [4] J.-P. Hautier. Convertisseurs Statiques; Méthodologie causale de modélisation et de commande, Editions TechNip, Paris, France 1999.
- [5] J.-P. Caron. Systèmes Electrotechniques, Applications industrielles, Editions TechNip, Paris, France, 2000.
- [6] B. François. Conception des dispositifs de commande des convertisseurs de puissance par modulation directe des conversions ; Perspectives pour l'insertion de production d'énergie dispersée dans les réseaux électriques. Habilitation à diriger des recherches, université des sciences et technologies de Lille, 2003.
- [7] Y. Pankow. Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque, Doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2004.
- [8] Xavier Guillaud. Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques, J. phys. III France (1994) 805-819.
- [9] D. HOHM, M. ROPP. Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms Progress in Photovoltaic, vol. Jan 2003.
- [10] Rong-Jong Wai. Design of Grid Connected Photovoltaic Generation System with High StepUp Converter and

- Sliding Mode Inverter Control. 16th IEEE International Conference on Control Applications . Singapore, 1-3 October 2007.
- [11] B. Cougo, A Photovoltaic System for Remote Fault Detection in Distribution Lines Using a Novel MPPT algorithm. 1-4244-0755-9/07/\$20.00 '2007 IEEE.
- [12] Nasrudin Abd Rahim, Hysteresis Current Control and Sensorless MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Systems. 1-4244-0755-9/07/\$20.00 '2007 IEEE.
- [13] Wu Libo, Zhao Zhengming, A Single-Stage Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic System With Modified MPPT Method and Reactive Power Compensation. Proceedings 2007 IEEE
- [14] K.H. HUSSEIN and all. Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions IEEE; Vol. 142, N°1, Jan. 1995.
- [15] J.P. Cambronne. Synthèse de la commande d'un onduleur de tension, J. phys.III France (1996) 757-778
- [16] H.BUHLER. Conception de systèmes automatiques, collection électricité. Lausanne, 1997.
- [17] H.BUHLER. Réglage de systèmes d'électronique de puissance, Vol.1, 2 et3 Lausanne, 1999.
- [18] E.F.Mogos. Production décentralisée dans les réseaux de distribution. Etude pluridisciplinaire de la modélisation pour le contrôle des sources; thèse de l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2005.