



HAL
open science

Contribution à la commande non linéaire des systèmes photovoltaïques

Mohamed Stitou

► **To cite this version:**

Mohamed Stitou. Contribution à la commande non linéaire des systèmes photovoltaïques. Automatique / Robotique. Université Mohammed V de Rabat (Maroc), 2021. Français. NNT: . tel-03240084

HAL Id: tel-03240084

<https://theses.hal.science/tel-03240084v1>

Submitted on 27 May 2021

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Année : 2021

Thèse N° : 197/ST2I



École Nationale Supérieure d'Informatique et d'Analyse des systèmes
Centre d'Études Doctorales en Sciences des Technologies de l'Information et de l'Ingénieur

THÈSE DE DOCTORAT

**CONTRIBUTION À LA COMMANDE NON LINÉAIRE DES SYSTÈMES
PHOTOVOLTAÏQUES**

Présentée par

Mohamed STITOU

Le 16 Janvier 2021

Formation doctorale : Sciences de l'Ingénieur - Génie Électrique
Structure de recherche : Laboratoire d'Électrotechnique, Robotique et
Automatique

Jury

Professeur Jamal EL M'HAMDI

PES, ENSAM, Université Mohammed V, Rabat

Professeur Fatima Zahra CHAOUI

PES, ENSAM, Université Mohammed V, Rabat

Professeur Abderrahim EL FADILI

PH, FSTM, Université Hassan II, Casablanca

Professeur Fouad GIRI

Prof. des universités, Université de Caen, Basse
Normandie, France

Professeur Hassan EL FADIL

PES, ENSA, Université Ibn Tofail, Kénitra

Professeur Abdelmajid ABOULOIFA

PH, FSBM, Université Hassan II, Casablanca

Professeur Atman JBARI

PH, ENSAM, Université Mohammed V, Rabat

Professeur Malika ZAZI

PES, ENSAM, Université Mohammed V, Rabat

Président

Directeur de thèse

Co-directeur de thèse

Co-directeur de thèse

Rapporteur

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Dédicace

- * À mes chers parents,
- * À ma femme et ma fille Lina,
- * À mes sœurs et frères,
- * À toute ma famille,
- * À mes professeurs,
- * À mes amis et collègues,

*C'est avec grand bonheur que
je vous dédie ce modeste travail.*

Mohamed Stitou, Rabat, Jan. 2021

Remerciements

Après avoir rendu grâce à **Dieu** Le Miséricordieux, j'aimerais témoigner ma gratitude à **mes chers parents**.

Ce mémoire de thèse n'aurait pas existé sans la contribution des personnes suivantes auxquels je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et mon profond respect :

Mme Fatima Zahra Chaoui, professeur à l'ENSAM de Rabat et mon directeur de thèse, pour sa disponibilité, ses conseils judicieux, ses encouragements et son soutien permanent.

M. Abderrahim El Fadili, professeur à la FST de Mohammadia, pour le temps et les efforts qu'il a consacrés pour m'aider à mener à bien mon projet de thèse. Grâce à l'originalité de ses idées, son dévouement, sa disponibilité, et sa persévérance, nous avons pu venir à terme des objectifs préfixés pour cette thèse.

M. Fouad Giri, professeur à l'université de Caen Basse Normandie et mon co-directeur de thèse qui, par la qualité de ses interventions, la pertinence de ses directives, et ses conseils avisés a contribué de manière déterminante à l'aboutissement de ce travail.

Je voudrais tout de même exprimer mes sincères gratitudes au membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner et évaluer mon travail de thèse.

Merci ma femme **Nadia** et ma fille **Lina** pour m'avoir accompagné au long des années de cette thèse, avec beaucoup de soutien et de patience. Votre existence est pour moi source de motivation et d'ambition.

Merci mes frères et sœurs, notamment **Hicham** et **Laila** pour vos encouragements ; vous m'avez toujours été source de positivité et de force.

Finalement, mes remerciements vont aussi à mes amis, à mes collègues et à toutes personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

ENSAM de Rabat, le 16 Janvier 2021.

Liste des symboles

Symbole	Désignation
R	Résistance propre du câble photovoltaïque
L	Inductance propre du câble photovoltaïque
R_N	Valeur nominale de la résistance propre du câble
L_N	Valeur nominale de l'inductance propre du câble
C	Capacité propre du câble photovoltaïque
C_g	Capacité placée en sortie du générateur photovoltaïque
L_B	Inductance du convertisseur DC–DC
C_B	Capacité placée à l'entrée du convertisseur DC–DC
C_p	Capacité placée en sortie du convertisseur DC–DC
S	Commutateur commandé (ou Switch)
λ	Ensoleillement
T	Température
v_g	Tension de sortie du générateur photovoltaïque
i_g	Courant de sortie du générateur photovoltaïque
i_L	Courant parcourant le câble photovoltaïque
v_B	Tension d'entrée du convertisseur DC–DC
i_B	Courant à l'entrée du convertisseur DC–DC
v_p	Tension à l'entrée de la pompe
i_p	Courant à l'entrée de la pompe
\hat{v}_g	Estimé de la tension de sortie du générateur photovoltaïque
\hat{i}_g	Estimé du courant de sortie du générateur photovoltaïque
\hat{i}_L	Estimé du courant parcourant le câble photovoltaïque
\hat{p}_g	Estimé de la puissance délivrée par le générateur photovoltaïque
μ_g	Fonction réelle inconnue bornée
$\bar{\mu}_g$	Valeur moyenne de la fonction μ_g sur une période de découpage
μ_0	Borne supérieure de la fonction $\bar{\mu}_g$

Symbole	Désignation
μ	Expression de la fonction $\bar{\mu}_g$ dans l'espace de coordonnées ξ
μ_M	Borne supérieure de la fonction μ
θ	Paramètre de l'observateur à grand gain
$P_{g_{mpp}}$	Puissance maximum du PVG disponible
$v_{g_{opt}}$	Tension optimale du PVG correspondant au maximum de puissance
$v_{g_{ref}}$	Tension de référence du PVG pour la boucle de commande
u	Signal binaire MLI de commande du convertisseur DC-DC
α, \bar{u}	Rapport cyclique du signal MLI de commande du convertisseur
$x_i, i = 1..5$	Variables d'état du système à commander
$z_i, i = 1..4$	Erreurs de convergence du régulateur backstepping
$c_i, i = 1..4$	Paramètres réels positifs de synthèse du régulateur backstepping, choisis arbitrairement par l'utilisateur
$\mu_i, i = 1, 2, 3$	Fonctions virtuelles stabilisantes de la synthèse backstepping
$x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$	Vecteur d'état du sous système sujet d'observation
y	Sortie du sous système à observer
A	Matrice d'état du sous système à observer
C	Matrice de sortie du sous système à observer
O	Matrice d'observabilité
$L_f h$	Dérivée de Lie de la fonction h par rapport à f
P, S_ξ, S_θ	Matrices définies positives
$\lambda_{min}(\cdot), \lambda_{max}(\cdot)$	Valeurs propres minimale et maximale de la matrice (\cdot)
V et $V_i, i = 1..5$	Fonctions quadratiques de Lyapunov
$\hat{x} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \hat{x}_3]^T$	Vecteur d'état de l'observateur à grand gain
$e, \tilde{\xi}$	Erreurs d'estimation d'état
$\tilde{\theta}$	Erreurs d'estimation des paramètres
$\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3]^T$	Vecteur d'état du système à observer dans l'espace ξ
$\hat{\xi} = [\hat{\xi}_1 \ \hat{\xi}_2 \ \hat{\xi}_3]^T$	Vecteur d'état de l'observateur adaptatif dans l'espace ξ
$\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T$	Vecteur des paramètres incertains du système
$\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2]^T$	Estimé du vecteur des paramètres incertains
ρ_ξ, ρ_θ	Paramètres réels positifs de conception de l'observateur adaptatif, choisis arbitrairement par l'utilisateur
\mathbb{R}	Ensemble des nombres réels

Glossaire

DC	: Direct Current
PV	: Photovoltaïque/Photovoltaic
CSP	: Concentrated Solar Power
PVG	: Photovoltaic Generator
MPP	: Maximum Power Point
GMPP	: Global Maximum Power Point
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
RVO	: Reference Voltage Optimizer
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	: Pulse Width Modulation

Travaux de recherche

Cette thèse est la synthèse des publications suivantes :

Articles de conférences

Communication 1

Conférence 13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS), December 4-6, 2019, Winchester, United Kingdom
Titre Adaptive Observer based Control strategy for Maximum Power Point Tracking of Uncertain Photovoltaic Systems
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Communication 2

Conférence 13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS), December 4-6, 2019, Winchester, United Kingdom
Titre Adaptive Extended Kalman-like Observer for Uncertain Photovoltaic Systems
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Communication 3

Conférence 4th World Conference on Complex Systems (WCCS), April 22–25, 2019, Ouarzazate, Morocco
Titre Adaptive High Gain Observer for Photovoltaic Systems
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Communication 4

Conférence International Conference on Renewable Energies, Power Systems & Green Inclusive Economy (REPS-GIE), April 23-24, 2018, Casablanca, Morocco
Titre Output Feedback Control of Sensorless Photovoltaic Systems, with Maximum Power Point Tracking
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Communication 5

Conférence 4th International conference en Automation, Control Engineering and Computer Sciences (ACECS), March 28-30, 2017, Tangier, Morocco
Titre High Gain Observer for Sensorless Photovoltaic Systems
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Articles de journaux

Article 1

Journal Control Engineering Practice
Editeur Elsevier
Mise en ligne Mars 2019
Titre Output Feedback Control of Sensorless Photovoltaic Systems, with Maximum Power Point Tracking
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Article 2

Journal IFAC journal of systems and control - Elsevier
Editeur Elsevier
Etat **Under review**
Mise en ligne -
Titre Adaptive Extended State Observer-based Backstepping Controller Design for Maximum Power Point Tracking of Uncertain Photovoltaic Systems
Contributeurs M. Stitou, A. El Fadili, F.Z. Chaoui, F. Giri

Résumé

Afin de maximiser la puissance délivrée par les panneaux photovoltaïques (PV), la technique MPPT (pour Maximum Power Point Tracking) est généralement utilisée. La conception des régulateurs et techniques MPPT est basée sur la mesure de la tension et/ou du courant en sortie du générateur photovoltaïques (PVG). Toutefois, dans plusieurs situations pratiques, le PVG est installé à grande distance du convertisseur pour bénéficier de meilleures quantités journalières d'ensoleillement. Ainsi, la tension et le courant en sortie du PVG deviennent inaccessibles à la mesure par des capteurs classiques. De plus, le long câble électrique pourrait affecter considérablement, par ses paramètres propres, l'efficacité de la commande MPPT.

Dans cette thèse, une commande non linéaire pour les systèmes PV est développée. Elle permet d'assurer l'objectif MPPT sans avoir recours à la mesure directe des grandeurs électriques en sortie du PVG, tout en compensant les effets éventuels du câble PV sur les performances de la commande MPPT. D'abord, en se basant sur un modèle du système PV dans lequel les paramètres du câble PV sont considérés de valeurs connues et certaines, une commande à retour de sortie visant à assurer l'objectif MPPT, est conçue. Elle est basée sur un observateur d'état à grand gain qui fournit les estimés de la tension et du courant du PVG en mesurant seulement la tension et le courant à l'autre bout du câble PV (coté convertisseur). Ensuite, en vue de tenir compte des incertitudes des paramètres du câble, une commande non linéaire adaptative est développée sur la base d'un observateur de Kalman étendu adaptatif. Elle permet d'assurer l'objectif MPPT du système PV en dépit des incertitudes affectant les valeurs des paramètres propres du câble. Les lois de commande sont synthétisées en utilisant l'approche backstepping. La stabilité, au sens de Lyapunov, des observateurs proposés et commandes MPPT développées est prouvée théoriquement et leurs performances sont validées par simulation.

Mots clés : *Photovoltaïque, MPPT, Câble PV, Observateur à grand gain, Commande à retour de sortie, Backstepping, Lyapunov, Observateur de Kalman étendu adaptatif, Commande non linéaire adaptative.*

Abstract

In order to maximize the power delivered by the photovoltaic (PV) panels, MPPT (for Maximum Power Point Tracking) technique is generally used. MPPT controllers and techniques design is based on the PV generator (PVG) output voltage and/or current measurement. However, in several practical situations, the PVG is installed at great distance from the converter so as to benefit from better amounts of daily sunlight. Thus, PVG output voltage and current become inaccessible to measurement using conventional sensors. Moreover, the long electric cable would have significant effects, by its own parameters, on the MPPT control effectiveness.

In this thesis, a non linear control of PV systems is developed. It ensures the MPPT objective achievement without resorting to measurement of electrical quantities at the PVG output, while compensating for possible effects of the PV cable on MPPT control performance. Firstly, based on a model of the PV system in which PV cable parameters are considered to be of known and certain values, an output feedback control-based MPPT is designed. It is built upon a high gain observer that provides estimates of PVG output voltage and current using only current and voltage measurements taken at the other side of the cable (converter side). Afterwards, in order to take account of cable parameters uncertainties, an adaptive nonlinear controller is developed on the basis of an adaptive extended Kalman-like observer. It achieves the MPPT objective of the PV system regardless the cable parameters uncertainties. The control laws are synthesized by mean of backstepping approach. The stability, in the sense of Lyapunov, of the proposed observers and developed MPPT controllers is theoretically proved and their performance is validated by simulation.

Keywords : *Photovoltaic, MPPT, PV cable, High gain observer, Output feedback control, Backstepping, Lyapunov, Adaptive extended Kalman-like observer, Adaptive nonlinear control.*

Table des matières

1	Introduction générale	1
1.1	Contexte général	1
1.1.1	Transition énergétique dans le monde et au Maroc	1
1.1.2	L'énergie solaire au Maroc	4
1.2	L'énergie photovoltaïque et la technique de poursuite du point du maximum de puissance (MPPT)	6
1.2.1	Techniques MPPT individuelles	8
1.2.2	Techniques MPPT hybrides	10
1.3	Problématique	10
1.4	Contribution de la thèse	13
1.5	Organisation du mémoire	13
1.6	Conclusion	14
2	Modélisation du système photovoltaïque et commande MPPT standard	15
2.1	Introduction	15
2.2	Présentation et modélisation du système photovoltaïque	16
2.2.1	Présentation du système	16
2.2.2	Modélisation du système global composé par l'ensemble {PVG, cable PV, convertisseur boost}	19
2.3	Commande MPPT standard	20
2.3.1	Modélisation	20
2.3.2	Objectif de la commande	21
2.3.3	Générateur de la tension de référence optimale	21
2.3.4	Synthèse de la commande par l'approche backstepping	23
2.4	Résultats de la simulation	25
2.4.1	Performances de la commande MPPT à base de la technique RVO par rapport à la technique P&O	28

2.4.2	Effet des paramètres du câble sur les performances de la commande MPPT	28
2.5	Conclusion	29
3	Observateur à grand gain pour le système photovoltaïque	31
3.1	Introduction	31
3.2	Étude de l'observabilité du système	32
3.2.1	Modélisation	32
3.2.2	Analyse de l'observabilité	33
3.3	Conception de l'observateur à grand gain	34
3.3.1	Equation d'état de l'observateur	34
3.3.2	Analyse de la stabilité de l'observateur	35
3.4	Résultats des simulations	38
3.4.1	Performances de l'observateur vis-à-vis des variations de l'ensoleillement et du couple de la charge	38
3.4.2	Effet des incertitudes des paramètres du système sur les performances de l'observateur	41
3.5	Conclusion	42
4	Commande à retour de sortie du système photovoltaïque	45
4.1	Introduction	45
4.2	Modélisation	46
4.2.1	Modèle du système à commander	46
4.2.2	Modèle de l'observateur	46
4.2.3	Modèle de l'ensemble système–observateur	47
4.3	Conception de la commande	48
4.3.1	Objectif de la commande	48
4.3.2	Synthèse de la commande	48
4.3.3	Analyse de la stabilité du système en boucle fermée	54
4.4	Résultats des simulations	58
4.5	Conclusion	63
5	Observateur à grand gain adaptatif pour le système photovoltaïque	65
5.1	Introduction	65
5.2	Modélisation	66
5.3	Conception de l'observateur	68
5.3.1	Equation d'état de l'observateur	68
5.3.2	Analyse de la stabilité de l'observateur	68
5.4	Résultats de la simulation	73
5.5	Conclusion	78

6	Observateur de Kalman étendu adaptatif pour le système photovoltaïque	79
6.1	Introduction	79
6.2	Modèle du sous système à observer	80
6.3	Conception de l'observateur adaptatif	81
6.3.1	Équation d'état de l'observateur	81
6.3.2	Analyse de la stabilité de l'observateur adaptatif	83
6.4	Résultats des simulations	86
6.5	Conclusion	88
7	Commande non-linéaire adaptative du système photovoltaïque	95
7.1	Introduction	95
7.2	Modélisation	96
7.2.1	Modèle du système PV à commander	96
7.2.2	Modèle du sous système à observer	97
7.2.3	Modèle de l'observateur adaptatif	98
7.2.4	Modèle de l'ensemble système – observateur	99
7.3	Conception de la commande	100
7.3.1	Objectif de la commande	100
7.3.2	Synthèse de la commande backstepping	100
7.3.3	Analyse de la stabilité de l'ensemble {système, observateur, commande} en boucle fermée	104
7.4	Résultats des simulations	110
7.5	Conclusion	112
8	Conclusion générale	123

Liste des tableaux

1.1	Évolution de la capacité totale des énergies renouvelables* [1]	2
1.2	Évolution des énergies renouvelables au Maroc [1]	4
1.3	Puissances des centrales solaires mise en service au Maroc	5
1.4	Puissances du complexe solaire Noor Ouarzazate	6
1.5	Puissances du complexe solaire Noor Midelt*	6
1.6	Table de comparaison des techniques MPPT individuelles	9
2.1	Relevé expérimental des points du maximum de puissance du PVG	23
2.2	Spécifications du module photovoltaïque	26
2.3	Paramètres propres du câble	26
2.4	Valeurs nominales et paramètres de la pompe	26
2.5	Valeurs des composants	26
3.1	Spécifications du module photovoltaïque	38
3.2	Paramètres propres du câble	38
3.3	Valeurs nominales et paramètres du moteur	38
3.4	Valeurs des composants	38
4.1	Caractéristiques du module photovoltaïque	59
4.2	Valeurs nominales des paramètres du câble	59
4.3	Caractéristiques nominales de la pompe	59
4.4	Relevé expérimental des points du maximum de puissance du PVG	62
6.1	Spécifications du module photovoltaïque	86
6.2	Valeurs nominales des paramètres propres du câble	86
6.3	Paramètres du système	86
6.4	Caractéristiques nominales de la pompe	87
7.1	Spécifications électriques du module photovoltaïque	110
7.2	Caractéristiques nominales et paramètres de la pompe	110
7.3	Valeurs nominales des paramètres du câble et du système	110

Table des figures

1.1	Répartition des énergies renouvelables dans le monde	3
1.2	Répartition des énergies renouvelables en Afrique	3
1.3	Répartition des énergies renouvelables au Maroc	3
1.4	Atlas de l'énergie solaire au Maroc en 2020	5
1.5	Effet du câble sur la courbe Puissance–Tension	11
1.6	Topologie générale du système photovoltaïque	12
2.1	Topologie générale du système PV commandé	16
2.2	Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque	17
2.3	Structure du champ photovoltaïque	17
2.4	Modèle électrique équivalent du câble photovoltaïque	18
2.5	Shéma du convertisseur DC–DC Boost	18
2.6	Schéma structurel du système photovoltaïque	19
2.7	Schéma structurel du système à commander	21
2.8	Caractéristiques Puissance–Tension et courbe optimale du PVG	22
2.9	Principe de la technique RVO	23
2.10	Courbe expérimentale d'optimisation $V_{g_{opt}} = f(P_g)$ du PVG	24
2.11	Schéma de l'ensemble système – commande MPPT	25
2.12	Profile d'ensoleillement	26
2.13	Convergence de la tension de sortie du GPV vers la référence optimale	27
2.14	Convergence de la puissance extraite du PVG vers le point MPP	27
2.15	Signal d'entrée de la commande MLI	27
2.16	Performances de la technique RVO par rapport à la technique P&O	28
2.17	Effet du câble sur la poursuite du MPP du PVG	28
2.18	Effet du câble sur la convergence de la tension en sortie du PVG	29
3.1	Schéma de l'ensemble système – observateur	32
3.2	Intervalle de stabilité de l'observateur à grand gain	37
3.3	Banc de simulation du système	39
3.4	Profils d'ensoleillement et du coupe de charge	39

3.5	Convergence de l'observateur pour $\theta = 400$	40
3.6	Convergence de l'observateur pour $\theta = 1000$	41
3.7	Effet de l'incertitude de la résistance du câble sur la convergence ($\theta = 1000$)	42
4.1	Schéma de l'ensemble système–observateur–commande	46
4.2	Schéma de l'ensemble système–commande en boucle fermée	53
4.3	Intervalle de stabilité du système commandé en boucle fermée	57
4.4	Banc de simulation de la commande à retour de sortie	58
4.5	Profil d'ensoleillement utilisé en simulation	59
4.6	Convergence du système en boucle fermée	60
4.7	Estimation des courants	61
4.8	Signal d'entrée de la commande	61
4.9	Performances de la commande MPPT à retour de sortie en compa- raison avec la commande MPPT standard	62
5.1	Schéma de l'ensemble système–observateur adaptatif	66
5.2	Intervalle de stabilité de l'observateur adaptatif	73
5.3	Banc de simulation de l'ensemble système–observateur	74
5.4	Profil d'ensoleillement	74
5.5	Estimation des variables et du paramètre du système pour $R = R_N =$ 0.795Ω	75
5.6	Estimation des variables et du paramètre du système pour $R =$ $R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$	76
5.7	Estimation des variables et du paramètre du système pour $R =$ $R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$	77
6.1	Schéma de l'ensemble système–observateur adaptatif	80
6.2	Zone de stabilité de l'observateur	85
6.3	Schéma de simulation de l'ensemble système–observateur	86
6.4	Profil de l'irradiation solaire utilisé pour la simulation	86
6.5	Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	89
6.6	Estimation des courants pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	89
6.7	Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N =$ 0.795Ω et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	90
6.8	Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) =$ 0.954Ω et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$	91
6.9	Estimation des courants pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L =$ $L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$	91
6.10	Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N(1 +$ $20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$	92

6.11	Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$	93
6.12	Estimation des courants pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$	93
6.13	Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$	94
7.1	Schéma de l'ensemble système–observateur–commande	96
7.2	Schéma de l'ensemble système–commande en boucle fermée	105
7.3	Zone de stabilité du système en boucle fermée	109
7.4	Banc de simulation de l'ensemble système–commande	109
7.5	Profil d'ensoleillement utilisé en simulation	110
7.6	Poursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	113
7.7	Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	114
7.8	Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	115
7.9	Estimation des paramètres du système pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$	115
7.10	Poursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$	116
7.11	Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$	117
7.12	Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$	118
7.13	Estimation des paramètres du système pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$	118
7.14	Poursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$	119
7.15	Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$	120
7.16	Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$	121
7.17	Estimation des paramètres du système pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$	121

CHAPITRE 1

Introduction générale

1.1 Contexte général

Dans le monde actuel, le phénomène du réchauffement climatique constitue l'un des grands défis auquel l'humanité est confrontée. Son impact sur les différents aspects de la vie prend de plus en plus de l'ampleur. Ainsi, les humains sont plus que jamais interpellés à assumer, chacun de son côté, leur responsabilité eu égard du devenir des générations futures. États, politiciens, secteurs privés ou société civile, toutes les composantes de la société doivent agir afin d'atténuer la gravité de l'impact de ce phénomène. Et ce, via notamment l'adoption des législations et lois incitant à la protection de l'environnement et préconisant le développement durable, d'une part, et des stratégies susceptibles de contribuer à la réduction de l'émission de gaz à effet de serre, d'autre part.

La transition énergétique est l'une de ces stratégies qui s'avère devenir un choix indispensable. Par l'adoption de politiques énergétiques basées sur des sources propres et la promotion des investissements ayant trait aux énergies renouvelables, l'on pourrait assister, dans l'avenir, à une atténuation des effets néfastes de la pollution des airs et des eaux sur la faune et la flore. C'est dans une telle vision que viennent s'inscrire des décisions prises par de nombreux états dont celui du Maroc, à promouvoir la production et l'exploitation des énergies propres et renouvelables. Au Maroc, la transition énergétique est concrétisée via plusieurs projets solaires et éoliens de taille, qui sont mis au point et contribuent, il y a bien des années, à l'alimentation du réseau électrique national.

1.1.1 Transition énergétique dans le monde et au Maroc

Selon le dernier compte-rendu "Statistiques d'énergies renouvelables 2020" [1] de l'Agence internationale pour les énergies renouvelables (IRENA) publié le 6 avril 2020, les énergies renouvelables représentent les trois quarts des nouvelles installations de production d'électricité dans le monde en 2019. La capacité de production

du solaire, de l'éolien, de l'hydroélectricité et de la bioénergie a progressé de 176GW en 2019, soit 7.4%.

La capacité totale des énergies renouvelables, toutes sources comprises, a marqué un net progrès pendant la dernière décennie. Le tableau 1.1 récapitule les taux d'évolution des capacités totales dans différentes zones du monde. Le totale de la capacité mondiale a progressé de 51,69%. L'Asie arrive en premier rang par un taux d'évolution de 65.40% et un taux de partage de 44.19%. Alors que cette évolution est un peu en dessous de la moyenne mondiale en Afrique avec 43.59%, le Maroc a quant à lui réalisé des avancées considérables en marquant un taux de progression de 52,22%. D'après l'IRENA, la production d'électricité solaire a augmenté de 56GW et celle l'éolien 60GW en 2019. Les ajouts de capacités électriques en renouvelables représentent 52% des nouvelles installations électriques d'Afrique en 2019.

Table 1.1 – Évolution de la capacité totale des énergies renouvelables* [1]

Country/Area	Cap. (MW) 2010	Cap. (MW) 2019	Growth %	Share %
World	1 223 533	2 532 866	51,69%	100%
Asia	387 287	1 119 265	65,40%	44,19%
Europe	322 106	573 612	43,85%	22,65%
N. America	232 124	391 241	40,67%	15,45%
S. America	146 538	220 986	33,69%	8,72%
Eurasia	69 699	103 337	32,55%	4,08%
Africa	27 330	48 446	43,59%	1,91%
Oceania	18 529	37 149	50,12%	1,47%
Middle East	12 133	23 137	47,56%	0,91%
South Africa	993	6 167	83,90%	0,24%
Egypt	3 483	5 972	41,68%	0,24%
Morocco	1 561	3 267	52,22%	0,13%

* note : Le stockage par pompage-turbinage (STEP) n'est pas inclus dans les capacités totales d'EnR

Les principales sources naturelles exploitées pour la production de l'énergie propre et durable sont l'hydroélectricité, le soleil, le vent, les marées motrices et la biomasse. Les figures 1.1, 1.2 et 1.3 affichent les taux que représente chacune de ces différents types d'énergies renouvelables dans le monde, en Afrique et au Maroc, respectivement. Au Maroc, la priorité est donnée au solaire, à l'éolien et à l'hydraulique. Selon l'Agence marocaine pour l'énergie durable MASEN (Moroccan Agency for Sustainable Energy) qui est l'acteur centrale du développement des énergies renouvelables dans le pays, le royaume avait envisagé la production de 42% du mix énergétique d'origine renouvelable à l'horizon 2020, objectif effectivement atteint d'après les statistiques publiées par MASEN en 2020¹, et 52% du mix énergétique d'origine renouvelable à l'horizon 2030. Le tableau 1.2 montre l'évolution des différentes formes d'énergies renouvelables au Maroc pendant la dernière décennie.

1. <http://www.masen.ma/fr/actualites-masen>

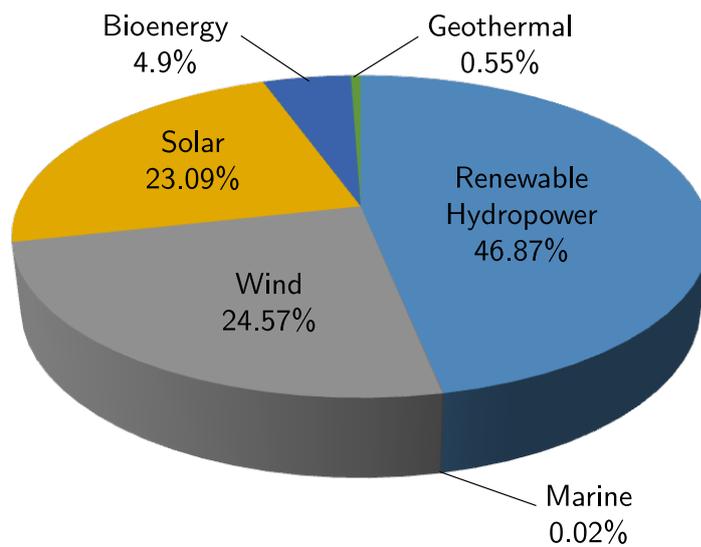


Figure 1.1 – Répartition des énergies renouvelables dans le monde

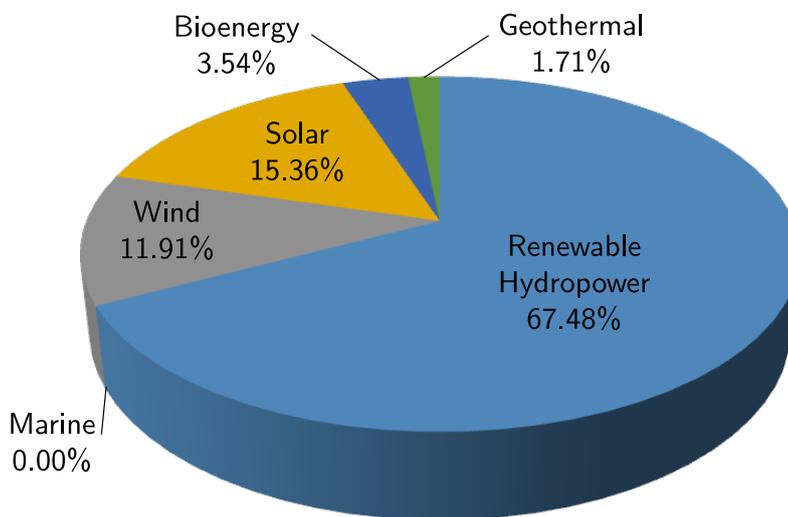


Figure 1.2 – Répartition des énergies renouvelables en Afrique

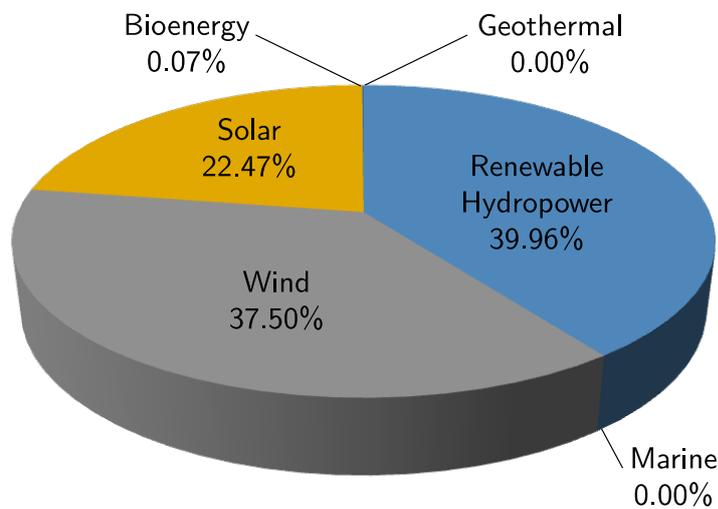


Figure 1.3 – Répartition des énergies renouvelables au Maroc

Il est clair que le solaire et l'éolien sont particulièrement les secteurs des énergies renouvelables les plus développés durant cette période.

Table 1.2 – Évolution des énergies renouvelables au Maroc [1]

Ren. Energy Type	Cap. (MW) 2010	Cap. (MW) 2019	Growth %
Hydropower	1 769,53	1 769,53	0.00%
Renewable hydropower	1 305,53	1 305,53	0.00%
Pure pumped storage	464.00	464.00	0.00%
Wind energy	221	1 220	64,31%
Solar energy	33,55	734,08	44,88%
Solar photovoltaic	13,55	204.08	12,21%
Concentrated solar power	20.00	530.00	32,67%
Bioenergy	1.00	2.45	0,09%
Total	2025.08	3726.06	45.65%*

* La différence de ce taux par rapport à celui donné au tableau 1.1 est due à l'inclusion de la STEP 464MW

1.1.2 L'énergie solaire au Maroc

Deux catégories de production d'énergies solaires sont développées pour transformer l'énergie du rayonnement solaire en électricité :

- ★ **l'énergie solaire concentrée ou CSP (Concentrated Solar Power)** : elle repose sur la chaleur produite par les rayons solaires centralisés pour produire de l'électricité par des turbine entraînées par la vapeur. Elle utilise deux types de technologies : les miroirs et la tour ;
- ★ **l'énergie photovoltaïque (PV)** : elle utilise la technologie des plaques solaires qui consiste à transformer les photons reçus par des cellules de silicium en courant électrique.

Ces deux catégories d'énergie solaire sont exploitées au Maroc, notamment dans le complexe solaire Noor près de la ville de Ouarzazate et qui est l'un des plus large complexe CSP au monde, avec une puissance totale installée de 582MW distribuée entre le CSP et le PV. Le complexe Noor Midelt qui est en cours de construction combine lui aussi ces deux types de technologies dans l'objectif d'atteindre une puissance totale de 825MW en 2022 et 1600MW en 2030².

La figure 1.4 montre la distribution territoriale des stations solaires au Maroc, y compris celles en cours d'installation³. Le tableau 1.3 présente les puissances et les technologies des stations solaires actuellement en service au Maroc, tandis que dans les tableaux 1.4 et 1.5 sont détaillées, respectivement, les puissances des deux

2. <http://www.masen.ma/fr/actualites-masen>

3. <http://www.masen.ma/fr/projets>

complexes solaires les plus géants au Maroc, à savoir le complexe Noor Ouarzazate et le complexe Noor Midelt⁴.

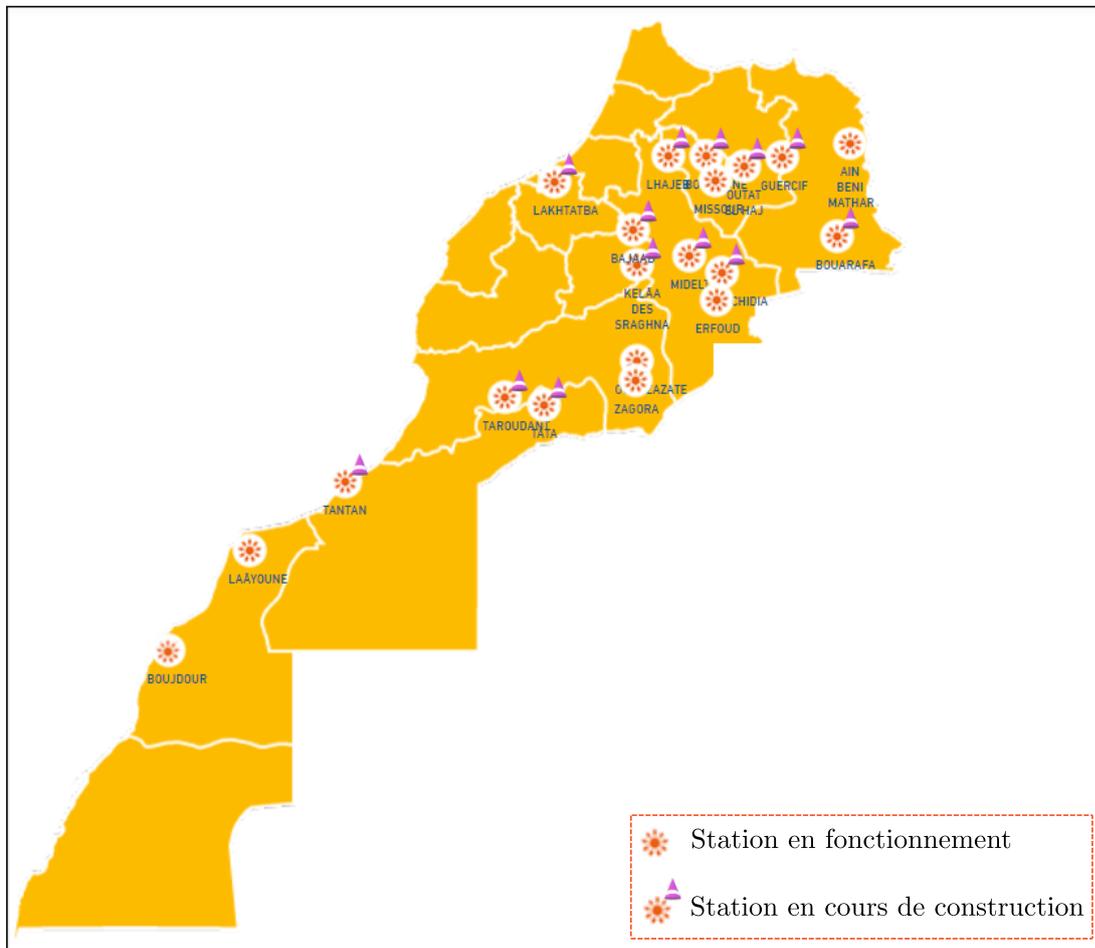


Figure 1.4 – Atlas de l'énergie solaire au Maroc en 2020

Table 1.3 – Puissances des centrales solaires mise en service au Maroc

	Technologie	Puissance (MW)
Noor Ouarzazate	CSP	510
	PV	72
Noor Béni Mathar	CSP	20
Noor Laâyoune I	PV	85
Noor Boujdour	PV	20
Noor Zagora	PV	40
Noor Missour	PV	40
Noor Erfoud	PV	40
Total	CSP	530
	PV	297
	CSP+PV	827

4. <http://www.masen.ma/fr/projets>

Table 1.4 – Puissances du complexe solaire Noor Ouarzazate

	Technologie	Puissance (MW)
Noor I	CSP Miroir	160
Noor II	CSP Miroir	200
Noor III	CSP Tour	150
Noor IV	PV	72
Total	CSP+PV	582

Table 1.5 – Puissances du complexe solaire Noor Midelt*

	Technologie	P(MW) en 2022	P(MW) en 2030
Noor Midelt	CSP	300	600
	PV	525	1000
Total	CSP+PV	825	1600

* Projet en phase de construction

1.2 L'énergie photovoltaïque et la technique de poursuite du point du maximum de puissance (MPPT)

L'énergie photovoltaïque est l'une des énergies propre qui est en plein essor lors des dernières décennies. Elle est de plus en plus utilisée pour renforcer la capacité du réseau national, mais c'est surtout la forme d'énergie propre la plus adéquate à l'utilisation pour des habitations et applications isolées.

Le photovoltaïque présente plusieurs avantages dont la facilité d'installation, d'extension et de maintenance, mais le faible rendement du module photovoltaïque (< 30%) et la non-linéarité de ses caractéristiques courant-tension constituent les deux principaux inconvénients de cette technologie. Ces défauts affectent le rendement global d'une installation photovoltaïque qui dépend fortement de l'efficacité du transfert d'énergie du champ PV vers les convertisseurs. Pour surpasser ces limitations et pouvoir maximiser la puissance fournie par le module photovoltaïque, on a recours à la techniques dite MPPT, pour Maximum Power Point tracking. Cette technique consiste en l'extraction du maximum de puissance disponible du champ PV sous des conditions variables d'ensoleillement et de température. Plusieurs techniques MPPT sont conçues et expérimentées dans la littérature, et de nombreux travaux de recherche qui s'intéressent au problème de la commande MPPT des systèmes PV, sont élaborés durant les trois dernières décennies.

La commande MPPT des systèmes PV est un domaines de recherche fertile où l'on assiste souvent à l'apparition de nouveaux travaux exposant de nouveaux concepts MPPT ou investiguant ceux déjà existants en comparant leurs performances. Les critères de comparaison des techniques MPPT sont généralement : la

complexité d'implémentation, le nombre de capteurs nécessaires, les performances dynamiques et statiques, le prix et l'application. Parmi les travaux qui se sont intéressés à la classification et la comparaison des techniques MPPT existantes, on trouve [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 11, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23].

L'article [16] présente une vue générale 40 techniques MPPT différentes classées suivant les cinq catégories suivantes :

- **Techniques de poursuite à paramètres constants** : elles utilisent des valeurs fixes prédéfinies qui caractérisent le MPP. Parmi ces techniques on trouve : la technique *Constant Voltage (CV) algorithm* , la technique *Open Circuit Voltage (OCV) method*, la technique *Short Circuit Current (SCC) method* , ..etc
- **Techniques de poursuite à mesure et comparaison** : elles sont basées sur la comparaison des valeurs mesurées (tension PV, courant PV, ensoleillement ou température) avec celles prédéfinies à partir des caractéristiques du constructeurs, des modèles mathématiques ou des essais expérimentaux. Parmi ces techniques, on cite : la technique *Look-up table based method*, la technique *Linear current control*, ...etc
- **Techniques de poursuite à essai et erreur** : elles utilisent essai et calcul puis observe le résultat qui détermine la direction de l'essai suivant afin d'atteindre le MPP. Parmi les techniques de ce type, on trouve : la technique *Perturb and Observ* avec ses différentes variantes (*fixed/adaptive perturbation step P&O* , *modified fixed/adaptive perturbation step P&O*), la technique *PV Output Senseless (POS) control*, ...etc.
- **Techniques de poursuite à calcul mathématique** : la localisation du MPP est définie par calcul des données disponibles sur la base d'équations mathématiques. Parmi ces techniques, on trouve : la méthode *Ripple Correlation Control (RCC)*, la méthode *Incremental Conductance (IncCond)* , la méthode β , ... etc.
- **Techniques de poursuite à prédiction intelligente** : elles utilisent un processus d'apprentissage intelligent (Intelligent Learning Process) qui permet de prévoir la localisation du MPP. Par exemple, la technique ANN (Artificial neural network), la technique FLC (Fuzzy logic control), ..etc

Ce dernier type des technique MPPT basées sur l'intelligence artificielle a fait l'objet des études comparatives dans les articles [11] et [24] où sont investiguées et comparées des techniques MPPT plus populaires, comme : Artificial neural network (ANN) [25, 26, 27], Fuzzy Logic (FL) [28], Radial movement optimization (RMO) [29], Cuckoo serach (CS) [30, 9], Grey wolf optimization (GWO) [31, 32].

Le choix d'une technique MPPT pour une application PV, dépend essentiellement des six critères [21] :

- **Le milieu d'installation PV** : les milieux soumis à un fréquent ombrage partiel nécessite le choix de méthodes capable de poursuivre le point GMP tandis que les méthodes à grande vitesse de convergence sont préférées pour les milieux à conditions climatiques dynamiques.
- **La complexité d'implémentation** : certaines techniques sont facile à implémenter sans formation préalable, alors que d'autres nécessite une connaissance suffisante du système et une formation préalable. Généralement, plus un algorithme MPPT est d'implémentation complexe plus il assure de meilleures performances.
- **Le coût** : il est principalement déterminé par le degré de complexité de la technique MPPT et les composants matériels requis pour son implémentation, notamment les capteurs.
- **Nombre de capteurs** : quatre types de capteurs sont utilisés par les techniques MPPT ; ensoleillement, température, tension et courant. Une technique MPPT qui requiert moins de capteurs sont plus désirables.
- **La précision** : des applications critiques comme les satellites demandent une grande précision et un meilleur rendement du MPPT.
- **La rapidité de poursuite** : les milieux exposés à des conditions climatiques variables et dynamiques nécessitent une grande vitesse de poursuite du MPP.

Deux catégories des techniques MPPT sont investiguées par les auteurs dans la littérature ; les techniques individuelles et les techniques hybrides. Dans les deux sous-sections § 1.2.1 et § 1.2.2 suivantes, nous présentons un aperçu succinct des techniques MPPT courantes.

1.2.1 Techniques MPPT individuelles

De nombreuses techniques MPPT sont développées dans la littérature. Nous nous contentons ici d'en citer une vingtaine parmi les plus couramment utilisées dans la littérature. Le tableau 1.6 récapitule ces techniques en les comparant selon des critères de performances, de complexité, de capacité de poursuite du GMPP et de dépendance du générateur PV.

Parmi ces techniques, celle que nous avons adoptée dans ce travail est la technique Reference Voltage Optimizer (RVO), pour ses meilleures performances dynamiques et statiques. Le principe de cette méthode est explicité plus en détail au chapitre 2, § 2.3.3. Elle utilise une courbe optimale *Puissance maximale – Tension*, $V_{g_{opt}} = f(P_{g_{MPP}})$, construite expérimentalement point par point, puis mise sous la forme polynomiale (1.1) suivante, en utilisant des fonctions d'interpolation polynomiale de Matlab.

$$V_{g_{opt}} = f(P_{g_{MPP}}) = \alpha_n P_{g_{MPP}}^n + \alpha_{n-1} P_{g_{MPP}}^{n-1} + \dots + \alpha_1 P_{g_{MPP}} + \alpha_0 \quad (1.1)$$

Table 1.6 – Table de comparaison des techniques MPPT individuelles

Technique MPPT	Références	Performances		Implémentation capteurs aucun	GMPPT	Dépendance du GPU
		rapidité	précision			
1. Constant Voltage (CV)	[33, 34]	–	faible	aucun	non	oui
2. Perturb and Observe (P&O)	[35, 36, 37, 38, 6, 13, 39, 40]	moyenne	moyenne	V,I	non	non
3. Modified Perturb and Observe (MP&O)	[41, 42]	rapide	grande	V,I	oui	non
4. Ripple Correlation Control (RCC)	[43, 44, 40]	rapide	grande	V ou I	oui	non
5. Incremental Conductance (IC)	[45, 46, 8, 47, 48]	rapide	grande	V,I	oui	non
6. Curve fitting	[49, 16]	lente	grande	V	oui	oui
7. Hill Climbing	[50, 51]	moyenne	grande	V,I	non	non
8. Forced Oscillation	[52]	moyenne	grande	V ou I	non	non
9. Three Point Weight	[53]	rapide	grande	V,I	non	non
10. Parasitic Capacitance	[16]	moyenne	très grande	V,I	non	oui
11. Sliding Mode Control (SMC)	[54, 55]	rapide	moyenne	V ou I	oui	non
12. Temperature Based methods	[20]	moyenne	grande	V,T	oui	oui
13. State Space	[56]	moyenne	grande	V,I	oui	oui
14. Fuzzy Logic (FL)	[28]	rapide	très grande	V ou I	oui	non
15. Artificial Neural Network (ANN)	[25, 26, 27]	rapide	très grande	V,I	oui	non
16. Firefly algorithm	[57, 58, 59, 47, 60, 61]	rapide	très grande	V,I	oui	non
17. Particle Swarm Optimization (PSO)	[62, 63, 64, 65]	rapide	très grande	V,I	oui	non
18. Genetic Algorithm (GA)	[66]	rapide	très grande	V,I	oui	non
19. Fractional Open Circuit Voltage (FOCV)	[67, 68, 69]	moyenne	faible	V	non	oui
20. Fractional Short Circuit Current (FSCC)	[2, 70, 71]	moyenne	faible	I	non	oui
21. Load current or voltage maximization	[72]	rapide	grande	V ou I	non	non
22. Extremum Seeking (ES)	[73, 74, 75, 76, 77, 78]	rapide	grande	V,I	oui	non
23. Linear Extrapolation (LE)	[79, 80]	moyenne	faible	V	non	oui
24. Differential Evolution (DE)	[81, 82]	rapide	grande	V,I	oui	non
25. Simulated annealing (SA)	[83, 84, 85, 86]	rapide	grande	V,I	oui	non
26. Reference Voltage Optimizer (RVO)	[87, 88, 89, 90]	très rapide	très grande	V,I	non	non
27. Ant Colony Optimization (ACO)	[11, 18]	rapide	grande	V,I	oui	non
28. Beta	[91, 92]	rapide	grande	V,I	oui	non
29. Bat	[93, 94, 95, 96]	très rapide	grande	V,I	oui	non
30. DC link capacitance droop	[7, 18]	rapide	grande	V	oui	non
31. Newton-Raphson	[97, 98, 99, 9]	rapide	grande	V,I	non	non
32. Secant	[100]	rapide	grande	V,I	non	non
33. bisection	[101]	lente	grande	V,I	non	non
34. Regula falsi	[102]	moyenne	grande	V,I	non	non
35. Grey wolf optimization (GWO)	[31, 32]	très rapide	grande	V,I	oui	non

où, V_{opt} est la tension optimale du PVG qui garantit l'extraction d'une puissance maximale pour un ensoleillement donné, P_{gMPP} est la puissance maximale disponible en sortie du PVG, et les coefficients $\alpha_i (i = 0, \dots, n)$ ont des valeurs numériques qui dépendent des caractéristiques du GPV utilisé.

En comparaison avec d'autres techniques MPPT, la technique RVO présente des performances meilleures en terme de rapidité et de précision en plus de l'avantage de l'absence d'oscillations en régime statique. Ces performances sont mis en évidence via un exemple de simulation où nous comparons la technique RVO à la technique P&O, au chapitre 2, § 2.4.1.

1.2.2 Techniques MPPT hybrides

Les techniques MPPT dites hybrides consistent en la combinaison de deux techniques MPPT individuelles dans l'objectif de profiter des avantages de l'une et de l'autre tout en éliminant leurs inconvénients. Les méthodes hybrides surpassent dans leurs performances celles individuelles aussi bien en précision et rapidité qu'en poursuite du GMPP (Global Maximum Power Point) sous ombrage partiel, sans complexité additionnelle [103]. Parmi ces techniques, nous citons à titre d'exemple les 10 combinaisons suivantes :

1. FOCV-CSAM (Fast open circuit voltage-Current sensor auto modulation) [104];
2. FSCC-IC (Fast short circuit current-Incremental conductance) [105];
3. DPM-P&O (Direct prediction-Perturb & Observ) [106, 107, 108];
4. FLC-P&O (Fuzzy logic control-Perturb & Observ) [109];
5. Firefly-FLC (Firefly-Fuzzy logic control) [110];
6. DE-PSO (Differential evolution-Particle swarm optimization) [111];
7. AP&O-PSO (Adaptive Perturb & Observ-Particle swarm optimization) [112];
8. IBS-P&O (Improvised binary sequence-Perturb & Observ) [113];
9. ELPSO-P&O (Enhanced leader particle swarm optimization-Perturb & Observ) [114];
10. Bat-P&O, Bat-Beta, Bat-IC [96];

1.3 Problématique

La conception des méthodes et commandes MPPT exposées dans la littérature est généralement basée sur la mesure de la tension et/ou du courant en sortie du générateur photovoltaïque. D'un autre côté, les panneaux PV doivent être installés dans un site qui garantit une meilleure quantité journalière d'ensoleillement. Dans de nombreuses situations, un tel site se situe à une distance importante du convertisseur

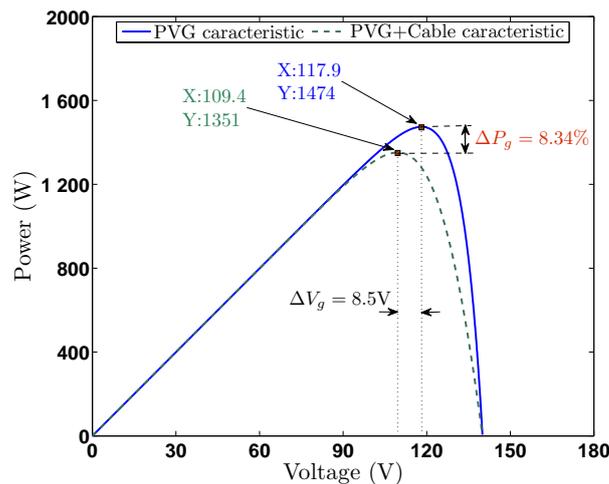


Figure 1.5 – Effet du câble sur la courbe Puissance–Tension

et son unité de commande, ce qui rend difficile la mesure des grandeurs tension et courant en sortie du PVG, par des capteurs classiques.

De plus, si seulement les mesures de la tension et du courant prises à l’autre extrémité du câble photovoltaïque (à l’entrée du convertisseur) sont utilisées, la commande MPPT risque de ne pas assurer la poursuite exacte du point de maximum de puissance à cause de l’effet des paramètres propres du câble. En effet, le paramètre résistance du câble produit une chute de tension non négligeable dans le câble et le paramètre inductance affecte le régime transitoire. En plus, l’utilisation de certaines méthodes MPPT comme P&O, IncCond et RCC qui induisent des oscillations autour du MPP, pourrait engendrer une chute de tension supplémentaire par effet inductif du câble et suite aux oscillations du courant.

Dans les travaux de littérature traitant le problème de la commande MPPT des systèmes PV, il est implicitement considéré que les panneaux solaires sont installés à proximité du convertisseur et son unité de commande. Par conséquent, les grandeurs électriques délivrées par le PVG sont facilement mesurables. D’autre part, le câble PV est de faible longueur qu’il n’était pas question de se soucier des effets que ses paramètres propres pourraient avoir sur l’exactitude de la commande MPPT.

En réalité, il existe de nombreux cas d’installations photovoltaïques dans lesquelles les panneaux solaires sont montés à une distance relativement grande du convertisseur, afin de profiter des niveaux d’ensoleillement élevés. Par conséquent, la tension et le courant délivrés par le PVG ne sont plus accessibles à la mesure. De plus, les paramètres propres (résistance, inductance et capacité) du long câble PV ne peuvent plus être négligés, et leur effet sur l’efficacité de la commande MPPT doit être pris en considération ; le rendement global d’un système photovoltaïque étant étroitement lié à l’efficacité de la commande MPPT. Ce problème est illustré par la figure 1.5 où sont représentés les courbes Puissance–Tension du PVG seul et celle de l’ensemble {PVG, Câble}. Les courbes sont fournis pour le système PV utilisé

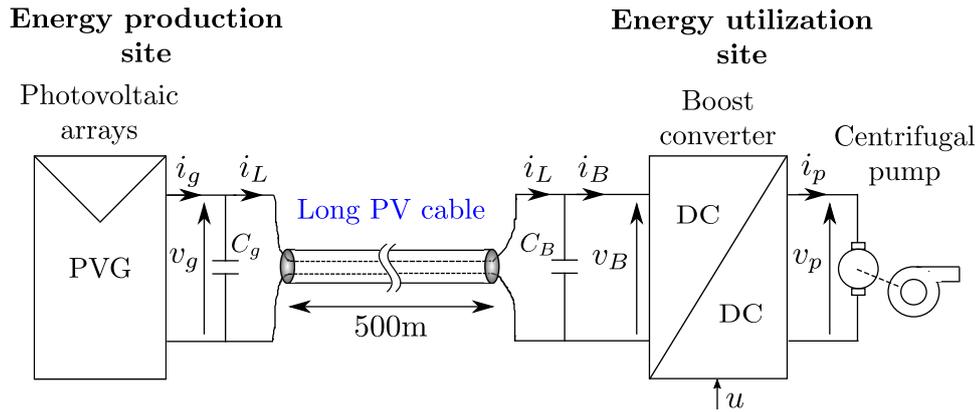


Figure 1.6 – Topologie générale du système photovoltaïque

dans ce travail (PVG de kW et câble de 500m). Il est clair que, sous l'effet du câble PV, le point du maximum de puissance vu depuis l'extrémité du câble est décalé par rapport au MPP réel du PVG. Par conséquent, les performances d'une commande MPPT pourrait être considérablement affectée par le câble PV, en fonction de la longueur de ce dernier et selon la technique MPPT utilisée. Ainsi, une commande MPPT conçue sans tenir compte de la présence du câble PV dans la modélisation du système PV achèverait un MPPT non précis, puisque le point de convergence recherché est un MPP fictif. L'effet du câble PV est un facteur supplémentaire à considérer pour l'évaluation des performances d'une technique MPPT.

Pour surmonter les deux problèmes sus-mentionnés, à savoir (1) difficulté de la mesure des variables électriques en sortie du PVG et (2) influence des paramètres du câble sur l'efficacité de la commande MPPT, nous proposons dans ce travail, une estimation d'état pour les systèmes photovoltaïques, sur la base de laquelle nous élaborons la conceptions d'une commande par retour de sortie, visant à assurer une poursuite exacte et efficace du MPP tout en neutralisant l'influence que les paramètres propres du câble PV pourraient avoir sur l'efficacité d'une commande MPPT standard.

Ainsi, dans une première phase, un observateur d'état à grand gain, performant l'estimation en ligne de la tension et du courant délivrés par le PVG, est conçu en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant prises à l'entrée du convertisseur. Ensuite, une commande par retour de sortie du système PV qui tient compte des paramètres du câble, est élaborée.

Dans une deuxième phase, et afin de tenir compte des incertitudes que subissent les paramètres résistance et inductance du câble photovoltaïque, nous avons conçu une commande MPPT non-linéaire basée sur un observateur d'état adaptatif qui permet d'assurer l'estimation des grandeurs tension et courant en sortie du PVG en dépit des déviations des valeurs de ces paramètres par rapport à leurs valeurs nominales. Ces dernières n'étant en effet qu'approximativement connues.

La topologie du système à commander est représentée sur la figure 1.6. Il se

compose d'un générateur photovoltaïque qui alimente un ensemble convertisseur boost-charge DC. Le convertisseur est raccordé au générateur photovoltaïque par un long câble PV.

1.4 Contribution de la thèse

La contribution de cette thèse consiste en ce qui suit :

1. Le problème de la poursuite du point du maximum de puissance (MPPT) dans les systèmes photovoltaïques est adressé en utilisant l'approche de commande par retour de sortie. Une telle approche permet d'assurer l'objectif MPPT dans des cas de systèmes PV où les panneaux PV sont placés à longue distance du convertisseur, ce qui rend difficile la mesure des grandeurs courant et tension de sortie du PVG en utilisant des capteurs classiques. L'estimation des états non mesurables du système est assurée par un observateur de type grand gain. La loi de commande permettant d'assurer l'objectif MPPT est synthétisée en utilisant la méthode backstepping, et la stabilité du système en boucle fermée est vérifiée par la méthode de Lyapunov.
2. Afin de tenir compte des incertitudes des paramètres du système, une commande non linéaire adaptative est développée. Elle est conçue sur la base d'un observateur adaptatif qui assure l'estimation en ligne des états non mesurables et des paramètres du système indépendamment des incertitudes affectant les valeurs de ces derniers. Les estimés de ces variables et paramètres sont utilisés par le régulateur MPPT synthétisée.

1.5 Organisation du mémoire

Le reste du rapport de thèse est organisé comme suit :

- Le Chapitre 2 est réservé à la présentation et la modélisation du système photovoltaïque sujet d'étude, et à la conception d'une commande MPPT que nous baptisons de *commande MPPT standard* du fait qu'elle considère les grandeurs courant et tension en sortie du PVG comme accessibles à la mesure, d'une part, et qu'elle ne tient pas compte de l'effet des paramètres propres du câble PV, d'autres part.
- Le Chapitre 3 présente l'estimation d'état proposée pour le système PV. Un observateur à grand gain permettant d'estimer les variables tension et courant en sortie du PVG est conçu, et les résultats de simulation validant les performances de celui-ci sont présentés.
- Dans le Chapitre 4, une commande à retour de sortie basée sur l'observateur conçu au chapitre 3 est développée, dans l'objectif d'assurer la poursuite du

point de maximum de puissance sans avoir recours à la mesure directe des grandeurs en sortie du PVG. Les résultats de simulation validant les performances de la commande ainsi proposée et testant de son efficacité en comparaison avec la commande MPPT standard, sont présentés et interprétés.

- Le Chapitre 5 est consacré à la conception d'un observateur adaptatif à grand gain pour le système photovoltaïque. Il permet d'assurer l'estimation des variables courant et tension en sortie du PVG ainsi que celle du paramètre résistance propre incertain du câble, en dépit des incertitudes que cette résistance est susceptible de subir par rapport à sa valeur nominale. Les performances de l'observateur adaptatif conçu sont validées par simulation.
- Dans le Chapitre 6, nous présentons la conception d'un observateur adaptatif de type Kalman étendu pour le système photovoltaïque. Son rôle est de garantir l'estimation des variables tension et courant de sortie du PVG ainsi que celle des paramètres inconnus du système, et ce indépendamment des déviations éventuelles auxquelles les valeurs des paramètres propres du câble pourraient être soumises. Les résultats de simulations validant les performances de l'observateur adaptatif de Kalman étendu ainsi conçu sont présentées et interprétés pour différents cas d'incertitudes sur les paramètres du câble.
- Le Chapitre 7 est consacré à la conception et la synthèse d'une commande adaptative non linéaire pour le système photovoltaïque, basée sur l'observateur adaptatif du chapitre 6. Elle vise à assurer l'objectif MPPT du système PV en dépit des déviations que les paramètres inconnus et incertains du câble sont susceptibles de subir. Les résultats de simulations testant de l'efficacité de la commande MPPT ainsi développée en terme de poursuite du point du maximum de puissance sont présentés pour différents cas d'incertitudes des paramètres du câble.
- Le rapport est clôturé par une conclusion générale dans le Chapitre 8.

1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté le contexte générale et la problématique traitée de notre travail de thèse. Après avoir exposé quelques données statistiques de l'état et l'évolution des énergies renouvelables dans le monde et au Maroc, notamment l'énergie solaire et plus particulièrement le photovoltaïque, nous avons présenté et explicité l'idée d'origine de notre travail.

Ensuite, après une succincte investigation de l'état de l'art des différentes techniques MPPT existantes, nous avons explicité la contribution de notre travail de thèse et présenté l'organisation du mémoire.

CHAPITRE 2

Modélisation du système photovoltaïque et commande MPPT standard

2.1 Introduction

Nous consacrons ce chapitre à la présentation du système photovoltaïque objet de notre étude, à sa modélisation, et à la conception d'une commande MPPT basée sur la technique RVO. La synthèse du régulateur est effectuée par l'approche backstepping. L'objectif étant de mettre en évidence le problème de l'effet du câble photovoltaïque sur les performances de la commande MPPT lorsque les mesures des grandeurs tension et courant de sortie du PVG sont prises à l'extrémité du câble d'une part, et que ce dernier n'est pas pris en considération dans le modèle du système, d'autre part. Ce type de commande développée en considérant le câble comme étant idéal sera baptisée de *commande MPPT standard* dans la suite de ce mémoire. Il est démontré par simulation que les paramètres propres du câble influencent la précision de la commande MPPT et dégrade ainsi le rendement global de l'installation PV.

Ce chapitre est organisé selon les sections suivantes : la section 2.2 où sont présentés les différents composants du système physique à commander, d'une part, et sa modélisation est effectuée, d'autre part ; la section 2.3 consacrée à la conception d'une commande MPPT classique du système PV ; la section 2.4 où sont exposés et interprétés les résultats de la simulations ; et la section 2.5 présentant une conclusion du chapitre.

2.2 Présentation et modélisation du système photovoltaïque

La topologie générale du système est présentée à la Figure 2.1. Un générateur photovoltaïque (PVG) de 2kW alimente en puissance une pompe centrifuge à courant continu de 1.2kW entraînée par un convertisseur DC-DC de type boost. Ce dernier est connecté au PVG par l'intermédiaire d'un câble photovoltaïque de 500m. Afin d'assurer les niveaux requis de tension et de courant, le PVG est formé, comme le montre la Figure 2.3, par la mise en parallèle de deux chaînes de modules photovoltaïques, comportant chacune quatre modules de 250W montés en série.

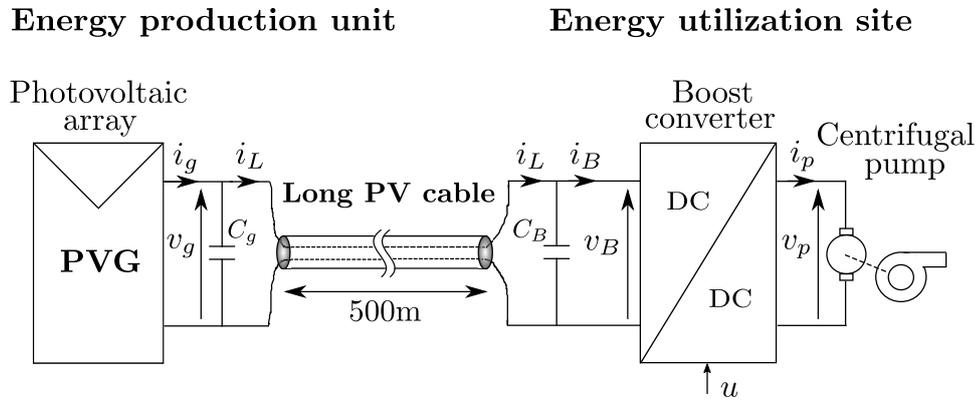


Figure 2.1 – Topologie générale du système PV commandé

2.2.1 Présentation du système

a- Modèle mathématique du générateur photovoltaïque

La conversion de l'énergie solaire en énergie électrique est assurée par des cellules solaires. Plusieurs modèles électriques équivalents d'une cellule photovoltaïque sont proposés et étudiés dans la littérature (exemples : [115, 116, 117]) notamment le modèle idéal, le modèle à une seule diode et résistance série, le modèle à une seule diode et résistance parallèle, le modèle à deux diodes. Le modèle à une seule diode et résistance parallèle est donné à la figure 2.2. La caractéristique $I_p(V_p)$ idéale (i.e. $R_s = 0$, $R_{sh} = \infty$) d'un module solaire est donnée par l'équation suivante [117] :

$$I_p = I_{ph} - I_o[\exp(AV_p) - 1] \quad (2.1)$$

avec,

$$A = \frac{q}{\gamma K T} ; I_{ph} = [I_{SCR} + K_1(T - T_r)] \frac{\lambda}{1000} ; I_o = I_{or} \left[\frac{T}{T_r} \right]^3 \exp\left[\frac{qE_{GO}}{\gamma K} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]$$

où, I_{ph} est le photo-courant, I_o est le courant de saturation inverse de la cellule photovoltaïque, I_{or} est le courant de saturation de la cellule à la température T_r , I_{SCR} est le courant de court circuit à la température 298.15°K et un ensoleillement de $1\text{kW}/\text{m}^2$, K_1 est le coefficient de température du courant de court circuit I_{SCR} , λ est l'ensoleillement, E_{GO} est la bande de gap pour le silicium, γ est le facteur d'idéalité, T_r est la température de référence, T est la température de la cellule, K est la constante de Boltzmann et q est la charge de l'électron. Comme on peut le voir, les courants I_{ph} et I_o dépendent de la température T et de l'ensoleillement λ .

Le générateur photovoltaïque (PVG) est composé par la mise en parallèle de plusieurs chaînes de modules photovoltaïques connectés en série, afin d'assurer les niveaux de puissance désirés. Ce PVG présente une caractéristique $I_g(V_g)$ non linéaire et qui est exprimé approximativement et idéalement par l'équation suivante :

$$I_g = I_{phg} - I_{og}[\exp(A_g V_g) - 1] \quad (2.2)$$

où, V_g et I_g sont respectivement la tension et le courant de sortie du PVG, $A_g = A/N_s$ est la constante du PVG, $I_{phg} = N_p I_{ph}$ est le photo-courant du PVG, $I_{og} = N_p I_o$ est le courant de saturation du PVG, N_s est le nombre de modules photovoltaïques connectés en série et N_p est le nombre de chaînes montées en parallèles.

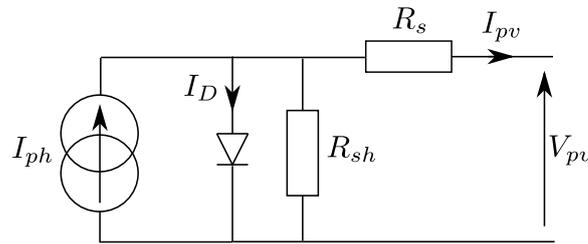


Figure 2.2 – Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque

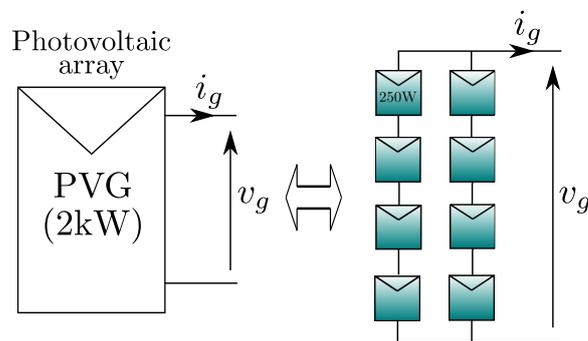


Figure 2.3 – Structure du champ photovoltaïque

Afin d'assurer la puissance nominale requise pour la charge, soit la pompe centrifuge de 1.2kW, un générateur photovoltaïque de 2kW est construit. Comme il est illustré sur la figure 2.3, le PVG consiste en deux chaînes parallèles comportant chacune quatre modules photovoltaïques de 250W de type SW250 branchés en série.

b- Modèle électrique équivalent du câble photovoltaïque

Le modèle électrique équivalent du câble photovoltaïque est présenté à la figure 2.4. Il est composé des paramètres suivants :

- une résistance série R : qui modélise l'effet Joule dans le câble et dont la valeur dépend du métal et des dimensions des fils.
- une inductance série L : qui matérialise les caractéristiques magnétiques intrinsèques des fils, et les effets magnétiques mutuels entre les deux fils du câble.
- deux capacités parallèles C : qui représentent le comportement électrostatique du diélectrique et dont la valeur dépend de ses propriétés physiques et géométriques.
- une conductance parallèle G : qui matérialise la conductivité de l'isolant. Ce paramètre est ignoré dans le modèle du câble pour sa valeur très grande.

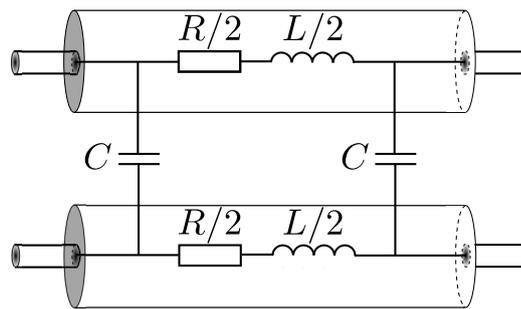


Figure 2.4 – Modèle électrique équivalent du câble photovoltaïque

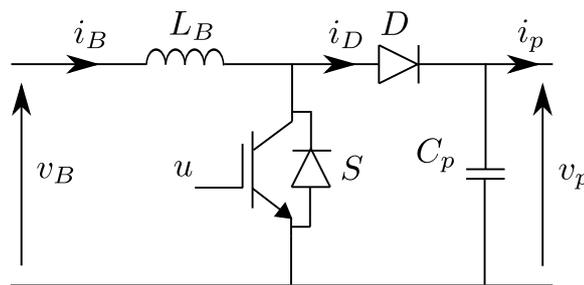


Figure 2.5 – Schéma du convertisseur DC-DC Boost

c- Le convertisseur DC-DC boost

Un convertisseur DC-DC est généralement utilisé dans les systèmes photovoltaïques comme circuit d'interface assurant l'adaptation de la charge. La résistance de sortie du générateur photovoltaïque est ajustée en variant le rapport cyclique du

convertisseur jusqu'à ce qu'une adaptation optimale de la charge au PVG se réalise. Un convertisseur Boost est utilisé dans ce travail, pour adapter la tension continue délivrée par le PVG à la tension nominale du moteur à courant continu de la pompe centrifuge. Son schéma structurel est donné à la figure 2.5. Il consiste en une inductance de haute fréquence L_B , une capacité C_p du filtre de sortie, une diode D et un transistor IGBT (insulated-gate bipolar transistor) constituant l'interrupteur commandé S .

2.2.2 Modélisation du système global composé par l'ensemble {PVG, câble PV, convertisseur boost}

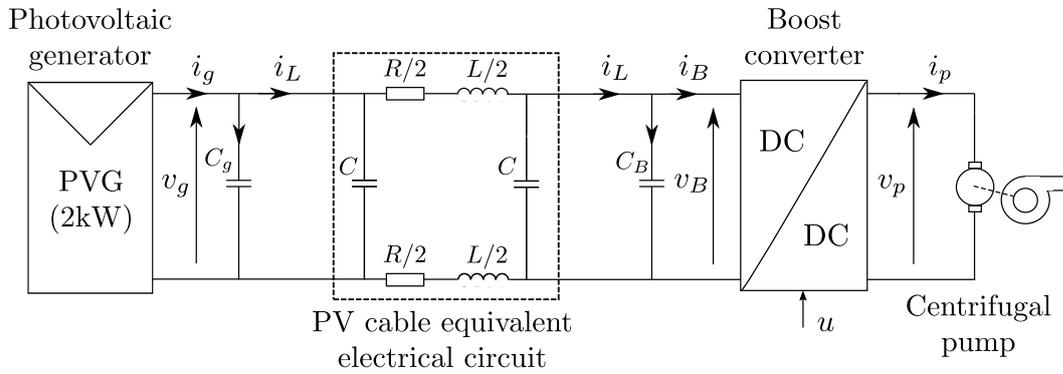


Figure 2.6 – Schéma structurel du système photovoltaïque

Le schéma structurel du système photovoltaïque à commander est présenté à la figure 2.6. Le câble photovoltaïque est représenté par son modèle électrique équivalent qui consiste en une résistance série R , une inductance série L et deux capacités parallèles C . Vu sa faible valeur en comparaison avec celles des capacités C_g and C_B , la capacité C du modèle du câble sera ignorée. En appliquant les lois de Kirchhoff pour le circuit, nous obtenons les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_L(t) + \frac{1}{L}v_g(t) - \frac{1}{L}v_B(t) & (2.3a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dv_g(t)}{dt} = -\frac{1}{C_g}i_L(t) + \frac{1}{C_g}i_g(t) & (2.3b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{di_g(t)}{dt} = \mu_g(t) & (2.3c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dv_B(t)}{dt} = \frac{1}{C_B}i_L(t) - \frac{1}{C_B}i_B(t) & (2.3d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{di_B(t)}{dt} = \frac{1}{L_B}v_B(t) - \frac{1-u}{L_B}v_p(t) & (2.3e) \end{cases}$$

où, $i_L(t)$ est le courant traversant le câble photovoltaïque, $i_g(t)$ et $v_g(t)$ sont respectivement le courant et la tension en sortie du générateur photovoltaïque, $i_B(t)$ et $v_B(t)$ sont respectivement le courant et la tension à l'entrée du convertisseur

DC–DC, $v_p(t)$ est la tension en entrée de la pompe, u est le signal binaire MLI de commande du convertisseur, et $\mu_g(t)$ est une fonction réelle inconnue mais supposée bornée et qui dépend essentiellement des caractéristiques du générateur PV, des variations de l'ensoleillement et des conditions climatiques.

Remarque 1. *Les variations dans le temps du courant $i_g(t)$ délivré par le générateur photovoltaïque, dépendent principalement de celles de l'ensoleillement et de la température ambiante. Or, ces facteurs sont de nature lentement variables dans le temps, la dérivé $\frac{di_g}{dt}(t)$ du courant du PVG est par conséquent finie. Ainsi, la fonction $\mu_g(t)$ est bornée.*

Le modèle instantané (2.3a)–(2.3e) est convenable pour la construction d'un simulateur exacte du système, il ne convient pas pour la conception du contrôle parce qu'il fait intervenir un signal d'entrée de commande binaire, i.e. u qui prend seulement des valeurs 0 et 1, alors que les méthodes existantes de conception de commandes sont applicable aux systèmes avec des entrée de commande prenant des valeurs dans des intervalles continues. Par conséquent, a-t-on couramment recours à des versions de modèles dits moyens pour concevoir des contrôleurs et des observateurs. Ainsi, tout les signaux du modèles instantané sont remplacés par leur valeurs moyennes sur la période de découpage. Procédant ainsi, nous obtenons le modèle moyenné (2.4) suivant du système (2.3) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (2.4a) \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (2.4b) \\ \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (2.4c) \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}x_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (2.4d) \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\alpha}{L_B}v_p & (2.4e) \end{cases}$$

où $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \bar{\mu}_g$, et α représentent les valeurs moyennes des signaux $i_L, v_g, i_g, v_B, i_B, \mu_g$, et u , respectivement, sur une période de découpage.

2.3 Commande MPPT standard

2.3.1 Modélisation

Dans le cas où le câble de transport d'énergie photovoltaïque est considéré idéal, le schéma du système à commander correspond à celui donné par la figure 2.7 ci-dessous :

En appliquant les lois de Kirckhoff au système de la figure 2.7, nous obtenons le

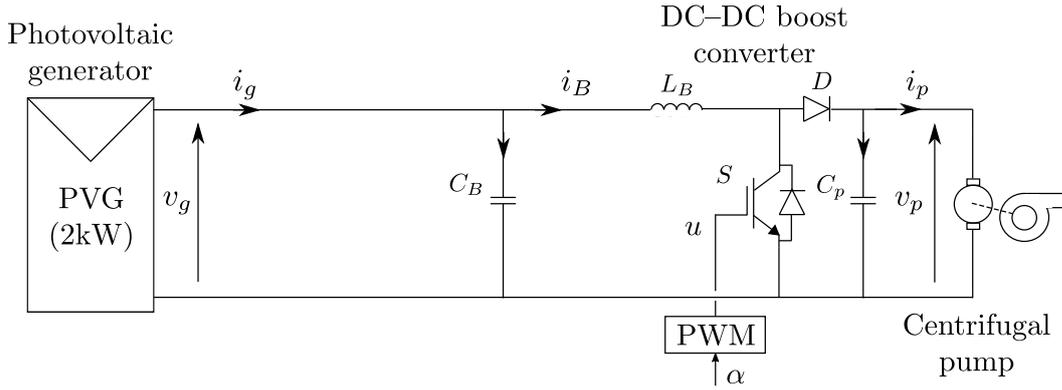


Figure 2.7 – Schéma structurel du système à commander

système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dv_g(t)}{dt} = \frac{1}{C_B}i_g(t) - \frac{1}{C_B}i_B(t) & (2.5a) \\ \frac{di_B(t)}{dt} = \frac{1}{L_B}v_g(t) - \frac{1-u}{L_B}v_p(t) & (2.5b) \end{cases}$$

où, $i_g(t)$ et $v_g(t)$ sont respectivement le courant et la tension en sortie du PVG, $i_B(t)$ est le courant à l'entrée du convertisseur boost, $v_p(t)$ et la tension de la pompe, u est le signal binaire de commande du convertisseur.

Le modèle moyenné du système (2.5) est décrit par le système (2.6) suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx_2}{dt} = \frac{1}{C_B}\bar{i}_g - \frac{1}{C_B}x_1 & (2.6a) \\ \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{L_B}x_2 - \frac{1-\alpha}{L_B}\bar{v}_p & (2.6b) \end{cases}$$

où, les signaux $v_g(t)$, $i_g(t)$, $i_B(t)$, $v_p(t)$ et u sont remplacés par leurs valeurs moyennes x_2 , \bar{i}_g , x_1 , \bar{v}_p et α , respectivement, sur une période de découpage.

2.3.2 Objectif de la commande

L'objectif de la commande est d'assurer l'extraction du maximum de puissance du générateur photovoltaïque, et ce en assurant la poursuite du point MPP. Pour cela, la commande vise à mener la tension en sortie du PVG vers une valeur de référence correspondant à la puissance maximale. Cette valeur de référence est obtenue par la méthode Reference Voltage Optimizer (RVO) dont le principe est présenté à la sous-section 2.3.3 suivante.

2.3.3 Générateur de la tension de référence optimale

La tension de référence optimale est produite par la technique MPPT dite *Reference Voltage Optimizer (RVO)*. Cette technique utilise la courbe caractéristique

Puissance maximale–Tension optimale du PVG construite expérimentalement puis exprimée sous la forme polynomiale $V_{g_{opt}} = f(P_{g_{MPP}})$ (2.7) ci-dessous, en utilisant des fonctions spécifiques d'interpolation polynomiale de Matlab :

$$V_{g_{opt}} = f(P_{g_{MPP}}) = \alpha_n P_{g_{MPP}}^n + \alpha_{n-1} P_{g_{MPP}}^{n-1} + \dots + \alpha_1 P_{g_{MPP}} + \alpha_0 \quad (2.7)$$

où, $V_{g_{opt}}$ est la valeur optimale de la tension du PVG qui assure son fonctionnement en point de puissance maximale pour un ensoleillement donné, $P_{g_{MPP}}$ est la puissance maximale délivrée par le PVG et $\alpha_i (i = 0, \dots, n)$ sont des coefficients dont les valeurs numériques dépendent des caractéristiques du PVG utilisé.

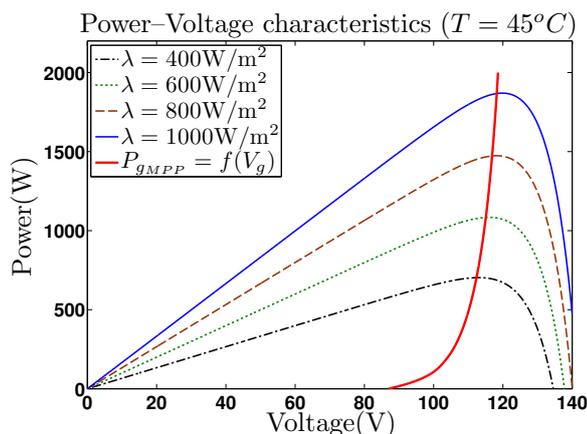


Figure 2.8 – Caractéristiques Puissance–Tension et courbe optimale du PVG

La figure 2.8 présente les caractéristiques *Puissance–Tension* pour différents niveaux d'ensoleillement, pour le PVG de 2kW utilisé dans ce travail, ainsi que la courbe optimale *Puissance maximale–Tension* formée par les sommets MPP des courbes $P_g = f(V_g)$. La courbe $V_{g_{opt}} = f(P_{g_{MPP}})$ est construite point par point, puis interpolée en utilisant les fonctions POLYFIT(), POLYVAL() et SPLINE() de Matlab. Elle permet de générer la tension optimale $V_{g_{opt}}$ servant de référence pour la boucle de commande qui sera conçue dans l'objectif de mener le système à fonctionner en son point de puissance maximale.

Cette technique présente les atouts suivants :

1. la rapidité, ce qui garantit une poursuite en temps réel du point MPP en réponse aux changements rapides de l'ensoleillement ;
2. la précision, ce qui permet l'extraction de la puissance maximale disponible du PVG, pour un niveau d'ensoleillement donné, et d'assurer par conséquent un rendement meilleur du système PV ;
3. l'absence d'oscillations autour de point MPP, ce qui permet d'éviter des pertes supplémentaires dues à l'effet inductif dans les composants et les câbles.

Afin de mettre en évidence ces performances, une comparaison entre la technique RVO et la technique P&O est effectuée par simulation en fin de ce chapitre, § 2.4.1.

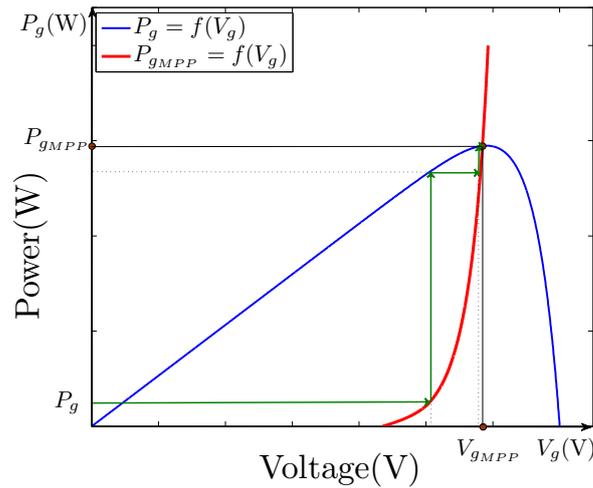


Figure 2.9 – Principe de la technique RVO

Néanmoins, la méthode RVO n'est pas sans inconvénients ; son principale défaut réside dans la dépendance de la courbe d'optimisation $V_{g_{opt}} = f(P_g)$ du générateur photovoltaïque à commander, et le second est lié à l'effet de la température sur cette courbe. En effet, la courbe optimale *Puissance maximale–Tension* de la figure 2.8 est déterminée pour une température constante et uniforme des modules photovoltaïques. Cependant, comme il est discuté dans [87], suite à de faibles changements de la température, cette courbe subit quelques décalages qui n'affectent que légèrement l'efficacité de la technique RVO.

La figure 2.9 illustre le principe de fonctionnement de la technique RVO ; à partir de la puissance mesurée en sortie du PVG, le point de fonctionnement est guidé vers le point d'équilibre MPP intersection entre la courbe optimale et la caractéristique $P_g = f(V_g)$ du PVG.

La courbe d'optimisation $V_{g_{opt}} = f(P_g)$ pour le PVG de 2kW utilisé dans la présente étude, est donnée à la figure 2.10. Elle est construite expérimentalement point par point en utilisant le logiciel PowerSim (voir tableau 2.1), puis interpolée en utilisant les fonctions sus-citées de Matlab.

Table 2.1 – Relevé expérimental des points du maximum de puissance du PVG

$\lambda(\text{W/m}^2)$	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
$P_{mpp}(\text{W})$	158.92	332.89	512.67	696.03	881.91	1069.68	1258.93	1449.36	1640.75	1832.93
$V_{mpp}(\text{V})$	102.58	107.51	110.34	112.31	113.80	114.99	115.96	116.79	117.50	118.12

2.3.4 Synthèse de la commande par l'approche backstepping

D'après le système (2.6) le signal d'entrée de commande effective α apparaît après deux dérivations du signal de sortie x_2 à commander, la synthèse de la loi de commande par la méthode backstepping est ainsi élaborée en deux étapes :

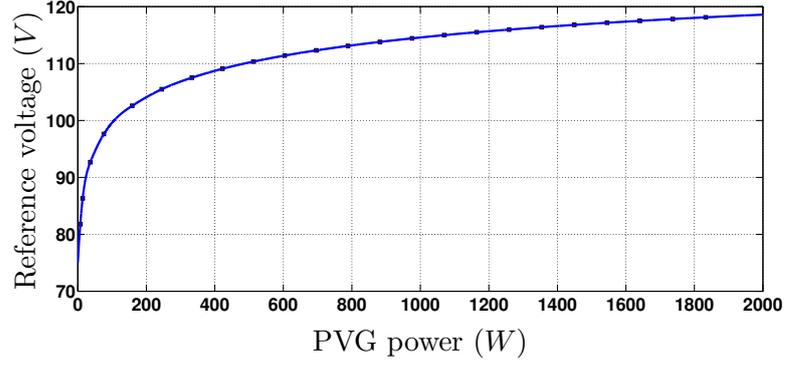


Figure 2.10 – Courbe expérimentale d'optimisation $V_{g_{opt}} = f(P_g)$ du PVG

Soit l'erreur de poursuite $z_1 = x_2 - x_2^*$, où x_2^* représente la tension référence optimale correspondant au MPP.

Étape 1 : *stabilisation du système* (z_1)

Compte tenu de l'équation (2.6a), la dérivée temporelle de z_1 s'exprime par :

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{C_B} \bar{i}_g - \frac{1}{C_B} x_1 - \dot{x}_2^* \quad (2.8)$$

Dans (2.8), le signal $-\frac{1}{C_B} x_1$ se présente comme une commande virtuelle. Prenons ce signal comme étant la commande effective du système z_1 , et considérons la fonction de Lyapunov suivante : $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \Rightarrow \dot{V} = z_1 \dot{z}_1$

On peut facilement vérifier que la dérivée temporelle de la fonction V peut être définie négative en fonction de z_1 , soit $\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2$, en prenant $-\frac{1}{C_B} x_1 = \sigma_1$, avec :

$$\sigma_1 = -c_1 z_1 - \frac{1}{C_B} \bar{i}_g + \dot{x}_2^* \quad (2.9)$$

où $c_1 > 0$ est un paramètre de conception choisi arbitrairement par l'utilisateur.

Or, puisque le signal $-\frac{1}{C_B} x_1$ n'est pas l'entrée de commande effective, il ne peut pas être laissé égal à σ_1 . Nous retenons ainsi σ_1 comme première fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_2 suivante :

$$z_2 = -\frac{1}{C_B} x_1 - \sigma_1 \quad (2.10)$$

Ce qui, compte tenu de (2.8) et (2.9), implique que :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 \quad \text{et} \quad \dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (2.11)$$

Étape 2 : *stabilisation du système* (z_1, z_2)

Compte tenu de (2.6b) et (2.9) et en substituant l'expression de \dot{z}_1 donnée en

Table 2.2 – Spécifications du module photovoltaïque

Number of cells N_s	60
Maximaum power P_m (W)	250
Short circuit current I_{SCR} (A)	8.28
Open circuit voltage V_{oc} (V)	37.8
Voltage at max power point V_m (V)	31.1
Current at max power point I_m (A)	8.05
Temperature coeff. of I_{SCR} (%/K)	0.004
Temperature coeff. of V_{OC} (%/K)	-0.3
Ideality factor A	1.2

Table 2.3 – Paramètres propres du câble

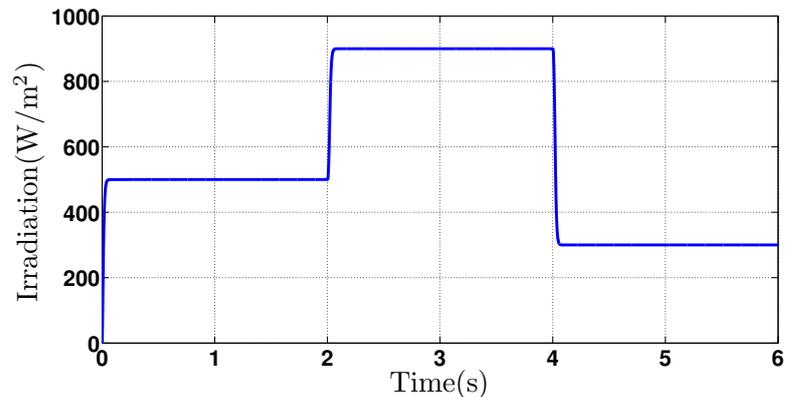
Resistance R (Ω /km)	0.795
Inductance L (mH/km)	0.254
Capacitance C (pF/km)	30

Table 2.4 – Valeurs nominales et paramètres de la pompe

Rated voltage V_N (V)	150
Rated current I_N (A)	8
Rated speed n_N (r/mn)	3000
Rated torque T_N (Nm)	5
Moment of inertia J (kgm ²)	10^{-3}

Table 2.5 – Valeurs des composants

Capacité C_B (μ F)	4700
Capacité C_p (mF)	1
Inductance L_B (mH)	3.5

**Figure 2.12** – Profile d'ensoleillement

sous Matlab/Simulink. Ces deux outils logiciels étant configurés pour fonctionner en co-simulation.

On voit d'après la figure 2.13, que la tension de sortie du PVG (courbe bleue–interrompue) suit parfaitement la tension de référence optimale (courbe rouge–continue) correspondant au MPP. La figure 2.14 montre que la puissance extraite du PVG (courbe bleue–interrompue) converge rapidement et avec une erreur statique nulle vers la puissance maximale disponible (courbe rouge–continue). L'objectif

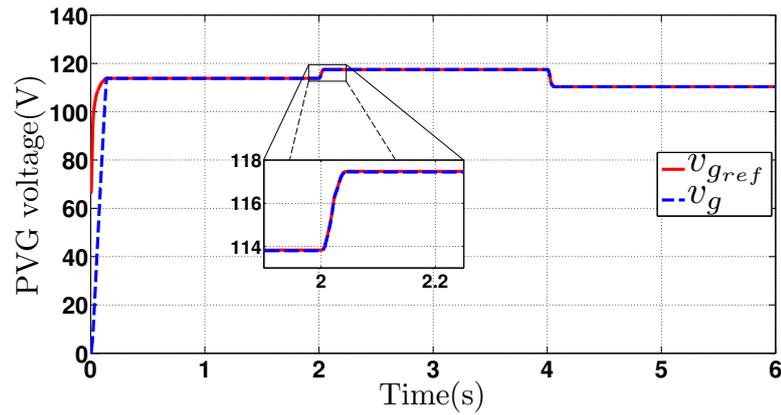


Figure 2.13 – Convergence de la tension de sortie du GPV vers la référence optimale

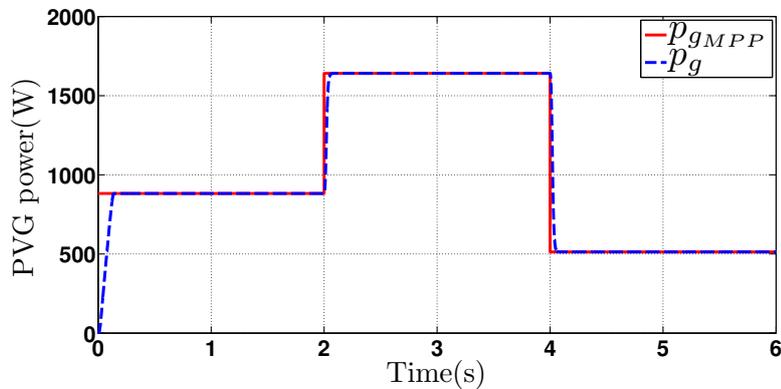


Figure 2.14 – Convergence de la puissance extraite du PVG vers le point MPP

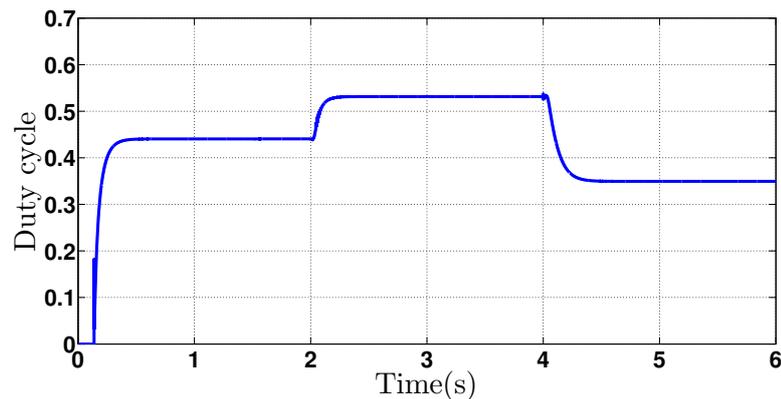


Figure 2.15 – Signal d'entrée de la commande MLI

MPPT est donc assuré parfaitement dans le cas de cette commande où le câble PV est considéré idéal. La figure 2.15 présente le signal d'entrée de commande, soit le rapport cyclique α de la commande MLI du hacheur.

2.4.1 Performances de la commande MPPT à base de la technique RVO par rapport à la technique P&O

D'après le résultat de simulation affiché par la figure 2.16 , on voit clairement que la commande MPPT à base de la méthode RVO est plus rapide et plus précise par rapport à la commande MPPT utilisant la méthode P&O. Il est aussi clair cette méthode ne présente pas d'oscillations en régime permanent.

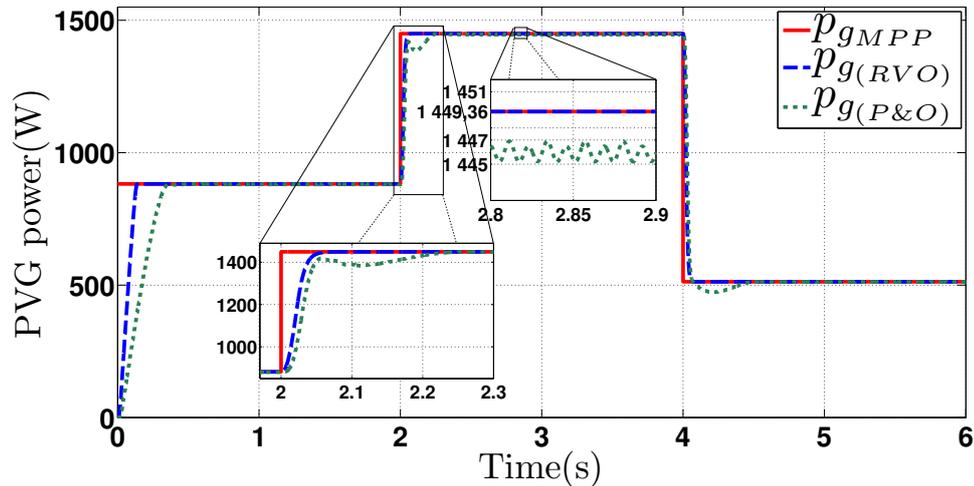


Figure 2.16 – Performances de la technique RVO par rapport à la technique P&O

2.4.2 Effet des paramètres du câble sur les performances de la commande MPPT

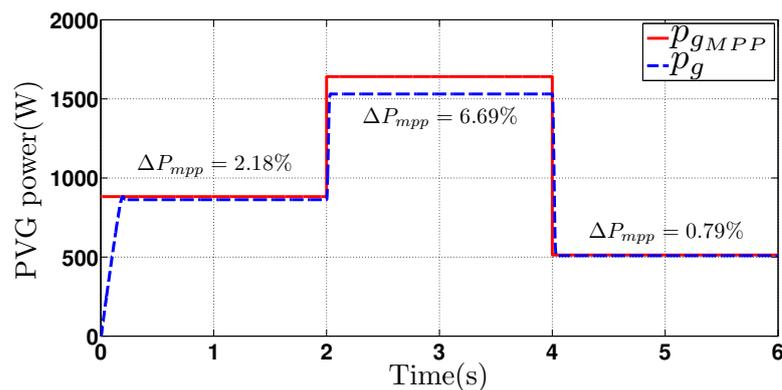


Figure 2.17 – Effet du câble sur la poursuite du MPP du PVG

La loi de commande MPPT synthétisée en § 2.3.4 est maintenant appliquée au système dans le cas d'un câble photovoltaïque réel modélisé par son circuit électrique équivalent de la figure 2.4.

La figure 2.17 montre que la puissance extraite du PVG est nettement inférieure à la puissance maximale disponible P_{MPP} . La tension v_g ne converge pas vers la tension de référence optimale correspondant au MPP, comme le montre clairement

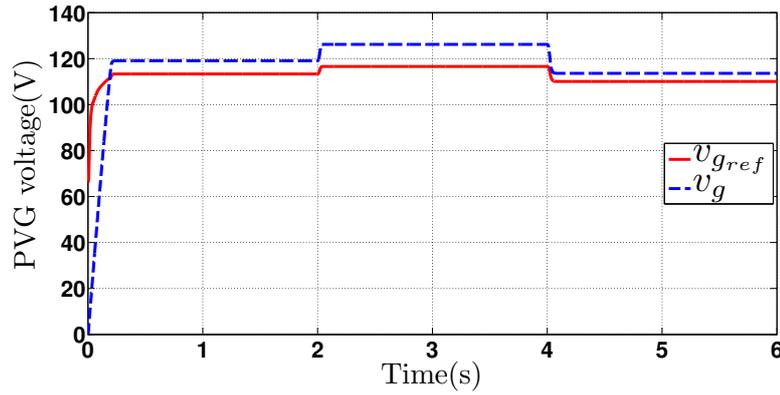


Figure 2.18 – Effet du câble sur la convergence de la tension en sortie du PVG

la figure 2.18. Le pourcentage $\Delta P_{mpp}\%$ de la puissance perdue augmente avec le niveau d'ensoleillement, il est de 2.18% pour $\lambda = 500\text{W/m}^2$, et de 6.79% pour $\lambda = 900\text{W/m}^2$, par exemple.

2.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation et la modélisation du système photovoltaïque support de notre étude, et à la synthèse d'une *commande MPPT standard* du système PV visant à assurer l'objectif MPPT, en utilisant la technique backstepping. Cette commande est baptisée de standard car elle ne tient pas compte de la présence du câble dans la modélisation du système PV à commander.

Les résultats de simulation montre que dans le cas d'un câble idéal, la convergence de la puissance délivrée vers le MPP est assurée grâce au régulateur backstepping synthétisée. Toutefois, cette convergence s'affecte d'une grande imprécision en présence du câble réel, ce qui engendre des pertes supplémentaires de la puissance et diminue ainsi le rendement général du système photovoltaïque. Ainsi, la compensation de cet impact du câble sur l'efficacité du MPPT s'avère nécessaire. La solution apportée à ce problème consiste à procéder par une estimation d'état du système photovoltaïque tout en tenant compte des paramètres propres du câble dans la modélisation du système PV. Ce sera l'objet du chapitre 3 suivant où nous nous intéresserons à la conception d'un observateur à grand gain pour le système photovoltaïque.

CHAPITRE 3

Observateur à grand gain pour le système photovoltaïque

Ce chapitre a été l'objet d'une communication à la conférence "4th International conference in Automation Control Engineering and Computer Sciences (ACECS 2017)", tenue à Tanger, Maroc, du 28 au 30 Mars 2017.

3.1 Introduction

Nous abordons dans ce chapitre, le problème d'estimation d'état du système photovoltaïque. Après avoir étudié l'observabilité du système concerné, un observateur à grand gain est conçu. Il permet de générer les estimés des grandeurs tension et courant en sortie du générateur photovoltaïque, en mesurant uniquement la tension et le courant à l'autre bout du câble (coté convertisseur DC-DC), comme le montre le schéma de la figure 3.1 ci-dessous. La convergence de l'observateur à grand gain proposé est formellement analysée et ses performances sont évaluées, par simulation, en fonction des variations du niveau ensoleillement et de la charge du système photovoltaïque.

Ce chapitre est organisé comme suit : La section 3.2 est consacrée à l'étude de l'observabilité du sous système objet d'observation. La section 3.3 est réservée à la conception de l'observateur à grand gain ; après avoir donné l'équation d'état de celui ci, sa stabilité est prouvée par l'approche de Lyapunov. Dans la section 3.4 sont présentés et interprétés les résultats des simulations. Enfin une conclusion clôt le chapitre dans la section 3.5.

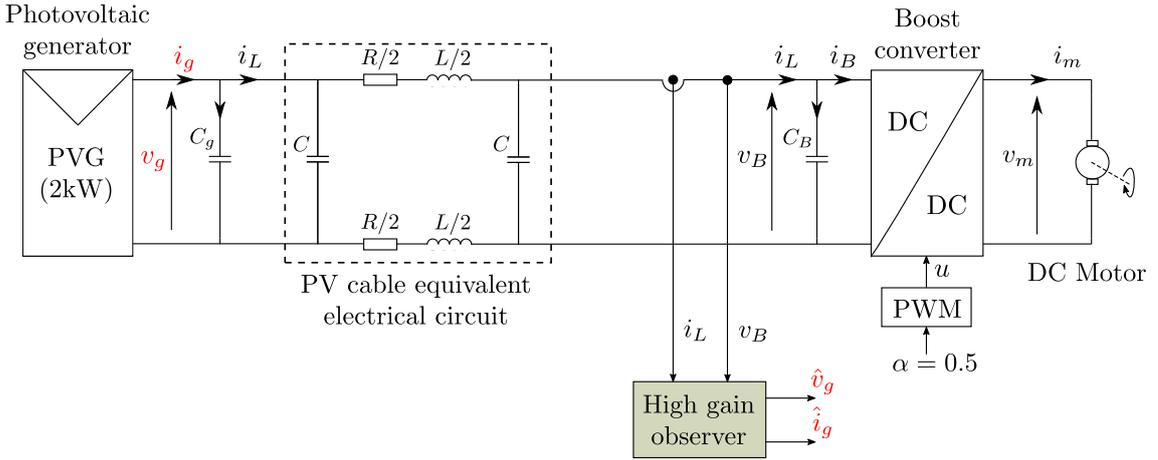


Figure 3.1 – Schéma de l'ensemble système – observateur

3.2 Étude de l'observabilité du système

3.2.1 Modélisation

Le modèle moyenné (2.4) du système global, décrit au chapitre 2, est rappelé par le système d'équations (3.1) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (3.1a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (3.1b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (3.1c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}x_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (3.1d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\alpha}{L_B}\bar{v}_p & (3.1e) \end{cases}$$

où $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \bar{\mu}_g, \bar{v}_p$, et α représentent, respectivement, les valeurs moyennes sur une période de découpage, des signaux $i_L, v_g, i_g, v_B, i_B, \mu_g, v_p$, et u .

La conception de l'observateur est basée sur le modèle réduit composé des trois premières équations (3.1a) – (3.1c) du modèle (3.1) du système global, que nous exprimons sous la forme compacte suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(x, y, x_4) + D\bar{\mu}_g & (3.2a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} y = Cx & (3.2b) \end{cases}$$

où,

- $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T \in \mathbb{R}^3$ est le vecteur d'état du sous système (3.2), $y \in \mathbb{R}$ sa sortie, x_4 est un signal mesurable et $\bar{\mu}_g$ une fonction réelle inconnue bornée ;

◦ les matrices A , C et D ont les formes suivantes :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_g} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; C = [1 \ 0 \ 0] ; D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

◦ la fonction $\varphi(x, y, x_4)$, de structure triangulaire, est exprimée comme suit :

$$\varphi(x, y, x_4) = \begin{pmatrix} \varphi_1(x_1, y, x_4) \\ \varphi_2(x_1, x_2, y, x_4) \\ \varphi_3(x_1, x_2, x_3, y, x_4) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}x_1 - \frac{1}{L}x_4 \\ -\frac{1}{C_g}x_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

3.2.2 Analyse de l'observabilité

L'observabilité du système est analysée en utilisant la condition de rang pour les systèmes non-linéaires [118], qui dérive de la fameuse condition d'observabilité de Kalman pour les systèmes linéaires à temps invariant [119]. L'utilisation de cette condition est justifiée au moyen des dérivées de Lie. La définition différentielle géométrique locale de l'observabilité [120] est utilisée en [119] pour obtenir cette justification.

Considérons le système d'équations (3.1a) – (3.1c) du modèle (3.1) ci-dessus, que nous réécrivons sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, x_4) ; x \in \mathbb{R}^3 & (3.5a) \\ y = h(x) ; y \in \mathbb{R} & (3.5b) \end{cases}$$

avec,

$$f(x, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 \\ -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 \\ \bar{\mu}_g(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x, x_4) \\ f_2(x, x_4) \\ f_3(x, x_4) \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad h(x) = x_1 \quad (3.6)$$

Introduisons les définitions suivantes [119] :

◦ La différentielle de la fonction h est définie par le vecteur ligne :

$$dh := \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \quad \frac{\partial h}{\partial x_2} \quad \frac{\partial h}{\partial x_3} \right] = \frac{\partial h}{\partial x} \quad (3.7)$$

◦ La dérivée de Lie de h au long de la trajectoire de f est donnée par la fonction

analytique scalaire :

$$L_f h := \frac{\partial h}{\partial x_1} f_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} f_2 + \frac{\partial h}{\partial x_3} f_3 = \frac{\partial h}{\partial x} f \quad (3.8)$$

- La dérivée de Lie du gradient de h au long de la trajectoire de f est définie par :

$$L_f(dh) := d(L_f h) \quad (3.9)$$

Le système (3.5) est observable en un point $x_o \in \mathbb{R}^3$ s'il existe un voisinage U de x_o tel que l'ensemble $\{L_f^{j-1}(dh); j = 1, 2, 3\}$ composé des 3 vecteurs lignes dh , $dL_f h$ et $dL_f^2(dh)$ comme suit :

$$\{L_f^{j-1}(dh); j = 1, 2, 3\} = \begin{vmatrix} dh \\ dL_f h \\ dL_f^2(dh) \end{vmatrix} \quad (3.10)$$

est linéairement indépendant [120].

Le calcul de $\{L_f^{j-1}(dh); j = 1, 2, 3\}$ pour le système (3.5) montre que cette condition est vérifiée. En effet, il est clair d'après le résultat donné par (3.11) que $\{L_f^{j-1}(dh); j = 1, 2, 3\}$ est linéairement indépendant quelque soit $x_o \in \mathbb{R}^3$.

$$\{L_f^{j-1}(dh); j = 1, 2, 3\} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{R^2}{L^2} - \frac{1}{LC_g} & -\frac{R}{L^2} & \frac{1}{LC_g} \end{vmatrix} \quad (3.11)$$

Donc, le système non-linéaire (3.5) est observable.

3.3 Conception de l'observateur à grand gain

3.3.1 Equation d'état de l'observateur

Nous proposons pour le système (3.2) l'observateur à grand gain suivant [121, 122, 123] :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi(\hat{x}, y, x_4) - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}KC(\hat{x} - x) \quad (3.12)$$

où,

- $\hat{x} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]^T$ est le vecteur d'état estimé ;
- les matrices A and C sont données par (3.3), et $\varphi(\hat{x}, y, x_4)$ est exprimée comme suit :

$$\varphi(\hat{x}, y, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}\hat{x}_1 - \frac{1}{L}x_4 \\ -\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad (3.13)$$

- Γ et Δ sont des matrices diagonale définies par :

$$\Gamma = \text{diag}\left(1, \frac{1}{L}, \frac{1}{LC_g}\right); \quad \Delta = \text{diag}\left(\frac{1}{\theta}, \frac{1}{\theta^2}, \frac{1}{\theta^3}\right) \quad (3.14)$$

où $\theta > 0$ est un paramètre de conception choisi arbitrairement par l'utilisateur.

- K est un gain choisi de sorte que la matrice $(\bar{A} - KC)$ soit Hurwitz, avec :

$$\bar{A} = \Gamma^{-1}A\Gamma = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

3.3.2 Analyse de la stabilité de l'observateur

La convergence de l'observateur est énoncée par le théorème 3.3.1 suivant :

Théorème 3.3.1. *Considérons le système photovoltaïque décrit par le modèle (3.2), sous l'hypothèse que $\bar{\mu}_g$ est une fonction bornée. Alors, il existe un réel $\theta_0 > 1$ tel que pour tout $\theta > \theta_0$, l'observateur à grand gain décrit par (3.12) est un observateur d'état pour le système (3.2) dans le sens que :*

- Cas $\mu_g(t) = 0$ i.e. en régime permanent : l'erreur d'estimation converge exponentiellement vers zéro ;
- Cas $\mu_g(t) \neq 0$ i.e. en régime transitoire : l'erreur d'estimation converge asymptotiquement vers une bande finale qui peut être rendue aussi faible que désiré en choisissant le paramètre θ de l'observateur suffisamment grand.

Preuve. Considérons l'erreur d'estimation e définie par : $e = \hat{x} - x$.

D'après les équations (3.2) and (3.12), la dynamique $\dot{e} = \dot{\hat{x}} - \dot{x}$ de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\dot{e} = (A - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}KC)e + \varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g \quad (3.16)$$

En multipliant les deux cotés de (3.16) par $\Delta\Gamma$ puis en utilisant le fait que $C\Gamma^{-1}\Delta^{-1} = \theta C$, $\bar{A} = \Gamma^{-1}A\Gamma$ et $\Delta\bar{A}\Delta^{-1} = \theta\bar{A}$, nous obtenons :

$$\Delta\Gamma\dot{\epsilon} = \theta(\bar{A} - KC)\Delta\Gamma\epsilon + \Delta\Gamma[\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g] \quad (3.17)$$

Introduisons maintenant le changement de variable $\epsilon = \Delta\Gamma e$, alors, (3.17) implique que ϵ est gouvernée par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{\epsilon} = \theta(\bar{A} - KC)\epsilon + \Delta\Gamma[\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g] \quad (3.18)$$

D'un autre côté, nous pouvons vérifier facilement que la paire (\bar{A}, C) est observable. Donc, il existe un gain $K \in \mathbb{R}^3$ tel que la matrice $(\bar{A} - KC)$ est Hurwitz (e.g. [124]). Par conséquent, il existe une matrice définie positive $P \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ tel que [124] :

$$P(\bar{A} - KC) + (\bar{A} - KC)^T P = -I_3 \quad (3.19)$$

Considérons maintenant la fonction de Lyapunov candidate suivante : $V_0 = \epsilon^T P \epsilon$
En prenant la dérivée de V_0 le long de l'équation (3.18), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 &= 2\epsilon^T P \dot{\epsilon} \\ \dot{V}_0 &= 2\theta\epsilon^T P(\bar{A} - KC)\epsilon + 2\epsilon^T P \Delta\Gamma[\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g] \end{aligned} \quad (3.20)$$

D'après (3.19), nous avons :

$$\begin{aligned} 2\epsilon^T P(\bar{A} - KC)\epsilon &= \epsilon^T [P(\bar{A} - KC) + (\bar{A} - KC)^T P]\epsilon \\ &= -\|\epsilon\|^2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Utilisant (3.21), l'équation (3.20) donne :

$$\dot{V}_0 = -\theta\|\epsilon\|^2 + 2\epsilon^T P \Delta\Gamma[\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g] \quad (3.22)$$

Par majoration des termes du coté de droite dans (3.22) par leurs normes, nous obtenons :

$$\dot{V}_0 \leq -\theta\|\epsilon\|^2 + 2\|\epsilon\|\lambda_{max}\|\Delta\Gamma(\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4))\| + 2\|\epsilon\|\lambda_{max}\|\Delta\Gamma D\|\mu_0 \quad (3.23)$$

où, λ_{max} est la plus grande valeur propre de la matrice P , et μ_0 est la borne supérieure de $\bar{\mu}_g(t)$.

En utilisant (7.6), (5.5), (5.7), et (3.14), nous avons :

$$\|\Delta\Gamma(\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4))\| = \left[\left(\frac{R}{L\theta}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC_g\theta^2}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \|\epsilon\| \text{ et } \|\Delta\Gamma D\| = \frac{1}{LC_g\theta^3}$$

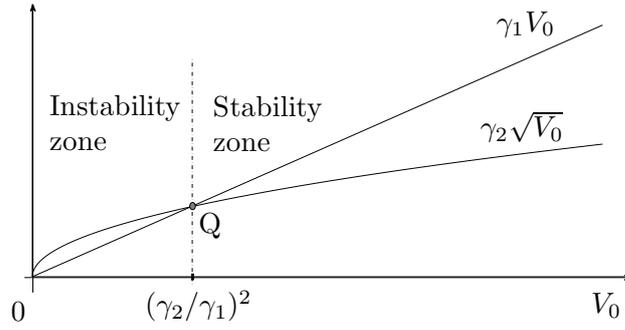


Figure 3.2 – Intervalle de stabilité de l'observateur à grand gain

Alors, il découle de (3.23) que pour $\theta > 1$:

$$\dot{V}_0 \leq -(\theta - \theta_0)\|\epsilon\|^2 + 2\|\epsilon\|\lambda_{max} \frac{1}{LC_g \theta^3} \mu_0 \quad (3.24)$$

où, $\theta_0 \stackrel{\text{def}}{=} 2\lambda_{max} \left[\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC_g}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$

Puisque P est une matrice définie positive, elle vérifie l'inégalité suivante :

$$\lambda_{min}\|\epsilon\|^2 \leq \epsilon^T P \epsilon \quad (3.25)$$

où, λ_{min} est la plus petite valeur propre de P . En utilisant cette inégalité, nous obtenons à partir de (3.24) :

$$\dot{V}_0 \leq -\frac{(\theta - \theta_0)}{\lambda_{min}} V_0 + \frac{2\lambda_{max}}{\sqrt{\lambda_{min}}} \frac{\mu_0}{LC_g \theta^3} \sqrt{V_0} \quad (3.26)$$

Pour $\theta > \theta_0$, l'inégalité (3.26) peut être mise sous la forme suivante :

$$\dot{V}_0 \leq -\gamma_1 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} \quad (3.27)$$

avec,

$$\gamma_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\theta - \theta_0}{\lambda_{min}} > 0 \quad \text{et} \quad \gamma_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{2\lambda_{max}}{\sqrt{\lambda_{min}}} \frac{\mu_0}{LC_g \theta^3} > 0 \quad (3.28)$$

La figure 3.2 montre les variations des fonctions $\gamma_1 V_0$ et $\gamma_2 \sqrt{V_0}$ en fonction de V_0 pour le cas où $\mu_0 \neq 0$. Clairement, la dérivée \dot{V}_0 est définie négative chaque fois que les conditions initiales sont telle que $V_0(0) > (\gamma_2/\gamma_1)^2$. C'est dire, quelque soit $V_0(0)$, la fonction $V_0(t)$ converge vers l'intervalle $[0, (\gamma_2/\gamma_1)^2]$. D'un autre coté, nous voyons d'après (3.28) que le point intersection Q d'abscisse $(\gamma_2/\gamma_1)^2$, peut être pris aussi proche de l'origine que le paramètre θ est suffisamment grand ; l'erreur d'estimation est asymptotiquement convergente vers une bande finale qui peut être prise aussi étroite que désiré en choisissant le paramètre θ suffisamment large.

Dans le cas où $\mu_0 = 0$, nous avons $\gamma_2 = 0$ et (3.27) implique que $V_0(t)$ converge exponentiellement vers zéro, ce qui implique aussi que l'erreur d'estimation converge exponentiellement vers zéro quelque soit les conditions initiales. Ce ci termine la preuve du théorème 3.3.1. \square

Table 3.1 – Spécifications du module photovoltaïque

Number of cells N_s	60
Maximaum power P_m (W)	250
Short circuit current I_{SCR} (A)	8.28
Open circuit voltage V_{oc} (V)	37.8
Voltage at max power point V_m (V)	31.1
Current at max power point I_m (A)	8.05
Temperature coeff. of I_{SCR} (%/K)	0.004
Temperature coeff. of V_{OC} (%/K)	-0.3
Ideality factor A	1.2

Table 3.2 – Paramètres propres du câble

Resistance R (Ω /km)	0.795
Inductance L (mH/km)	0.254
Capacitance C (pF/km)	30

Table 3.3 – Valeurs nominales et paramètres du moteur

Rated voltage V_N (V)	150
Rated current I_N (A)	8
Rated speed n_N (r/mn)	3000
Rated torque T_N (Nm)	5
Moment of ineria J (kgm ²)	10^{-3}

Table 3.4 – Valeurs des composants

Capacité C_g (μ F)	150
Capacité C_B (μ F)	4700
Capacité C_m (mF)	1
Inductance L_B (mH)	3.5

3.4 Résultats des simulations

3.4.1 Performances de l'observateur vis-à-vis des variations de l'ensoleillement et du couple de la charge

Le système utilisé dans cette partie pour évaluer les performances de l'observateur vis-à-vis des variations de l'ensoleillement et de celles du couple de la charge est celui de la figure 3.1. Il se compose du générateur photovoltaïque de 2kW décrits en chapitre 2, alimentant un moteur à courant continu de 1.2kW, ce dernier est entraîné

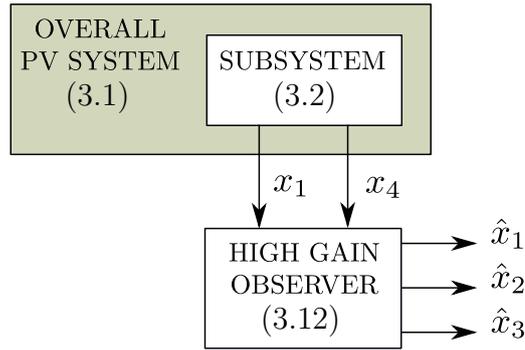
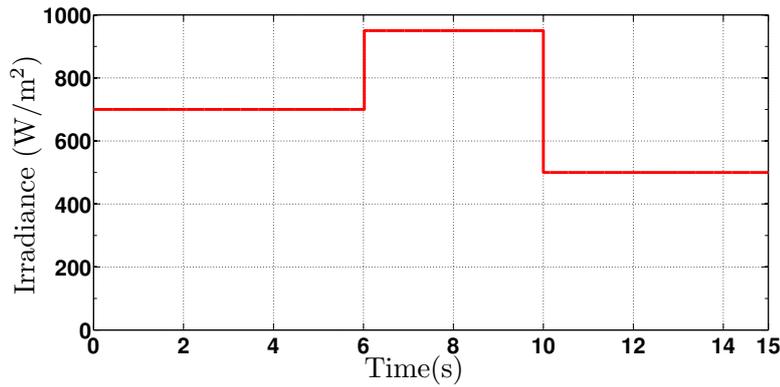
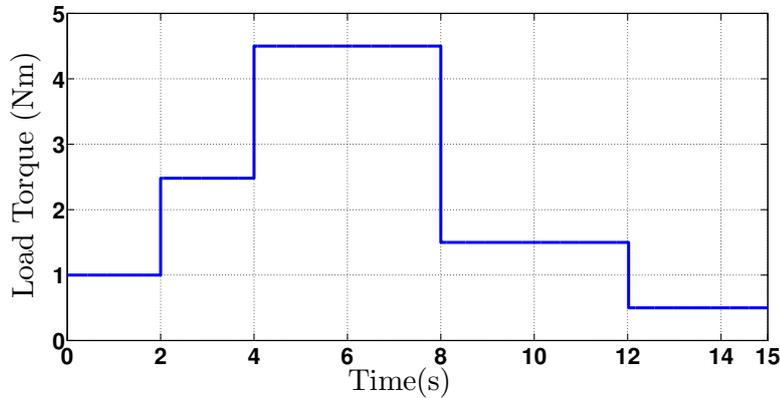


Figure 3.3 – Banc de simulation du système



(a) Ensoleillement

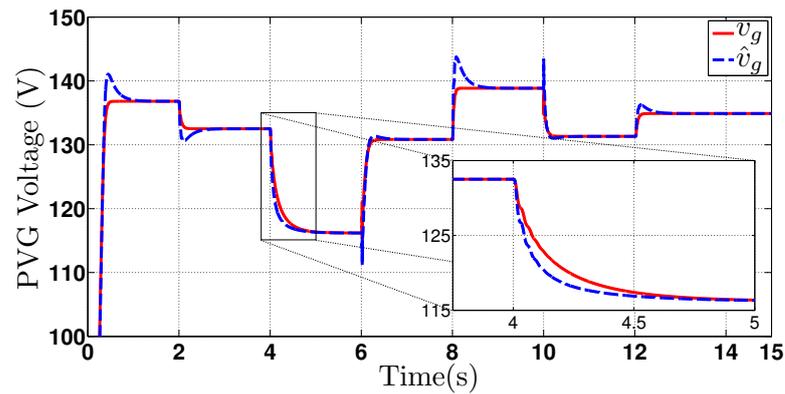


(b) Couple de charge

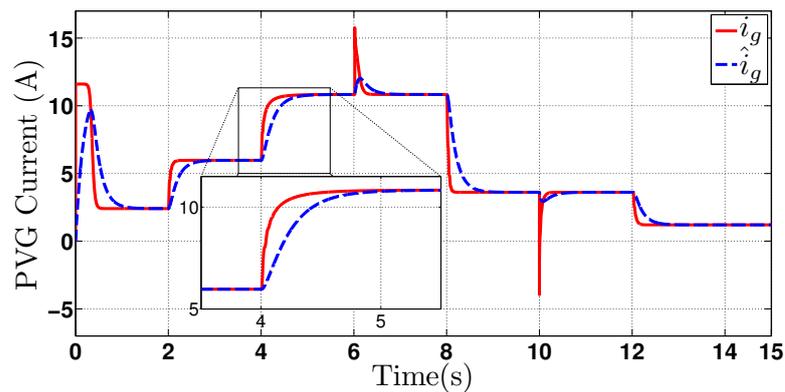
Figure 3.4 – Profils d'ensoleillement et du couple de charge

par un convertisseur DC–DC de type boost connecté au PVG par l'intermédiaire d'un câble de 500m. Les caractéristiques électriques des modules photovoltaïques formant le PVG sont rassemblé dans la table 3.1, les valeurs des paramètres du câble sont données dans la table 3.2, et les caractéristiques nominales et les paramètres du moteur sont donnés dans la table 3.3. Le reste des paramètres du système sont rassemblés dans la table 3.4.

Vue que l'objectif des simulations dans cette partie est uniquement le test de l'observateur grand gain conçu, le système PV est utilisé en boucle ouverte seulement, i.e. sans commande MPPT. Le signal de commande MLI est alors fixé à la valeur



(a) Estimation de la tension du PVG



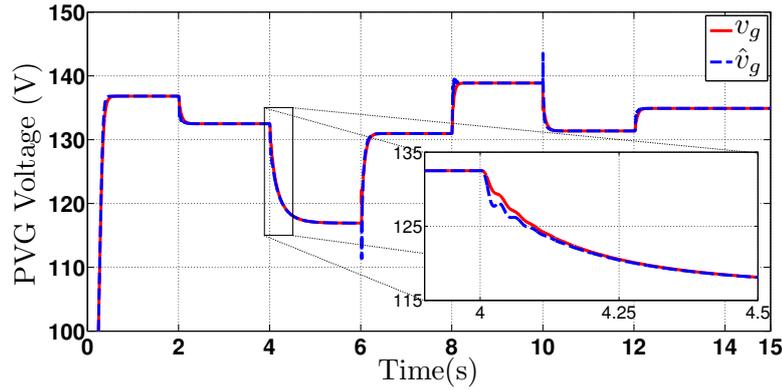
(b) Estimation du courant du PVG

Figure 3.5 – Convergence de l'observateur pour $\theta = 400$.

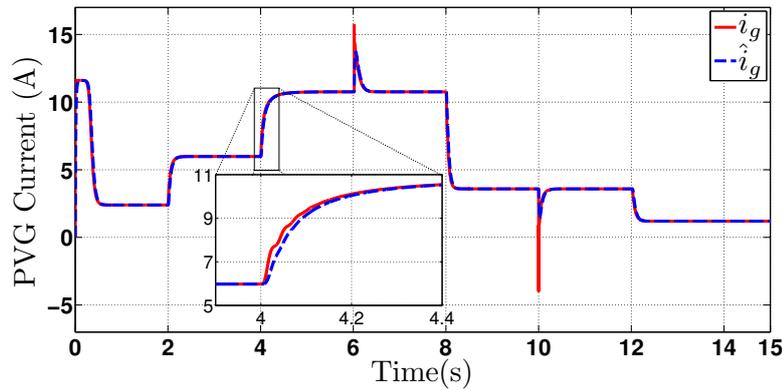
0.5. Le système PV est implanté sous le logiciel Power SIM alors que l'observateur à grand gain est implémenté sous Matlab/Simulink. Ces deux logiciels sont configurés en co-simulation.

La figure 3.3 présente le schéma de simulation du système. Les simulations sont effectués pour les valeurs du gain K suivantes : $K = [8, 6, 2.5]^T$. Les variations de l'ensoleillement et celles du couple de charge du moteur DC sont données par les figures 3.4a et 3.4b, respectivement. La température est considérée constante et égale à $45^\circ C$. Les performances de l'observateur en terme de temps de convergence et erreur statique sont évaluées en ajustant la valeur du paramètre de conception θ . Les résultats sont donnés pour $\theta = 400$ et $\theta = 1000$.

Comme le montre les figures 3.5a et 3.5b, pour $\theta = 400$, les estimés de la tension et du courant du PVG \hat{v}_g et \hat{i}_g convergent lentement vers leur valeurs réelles v_g and i_g respectivement, tandis que pour $\theta = 1000$, la figure 3.6 montre que ces grandeurs converge plus rapidement. C'est à dire que l'erreur d'estimation peut être rendue aussi faible que désiré en augmentant suffisamment la valeur du paramètre θ . Cependant, pour des valeurs grandes de θ l'observateur peut devenir sensible au bruit, notamment due aux commutations des interrupteurs du convertisseur. Ainsi, le paramètre θ est à choisir comme compromis entre la précision et la rapidité de convergence d'une part, et la sensibilité au bruit de l'observateur d'autre part.



(a) Estimation de la tension du PVG



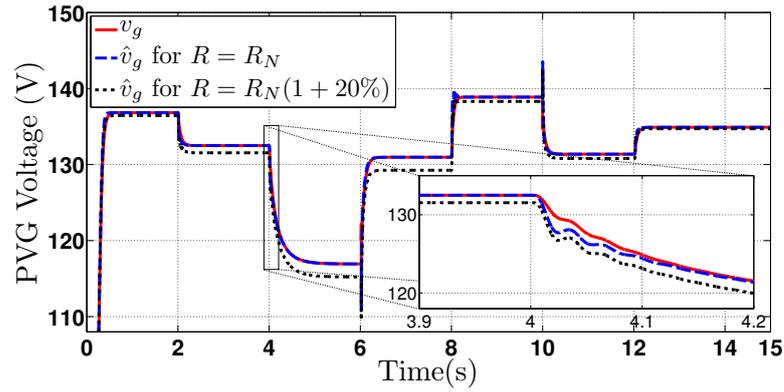
(b) Estimation du courant du PVG

Figure 3.6 – Convergence de l'observateur pour $\theta = 1000$.

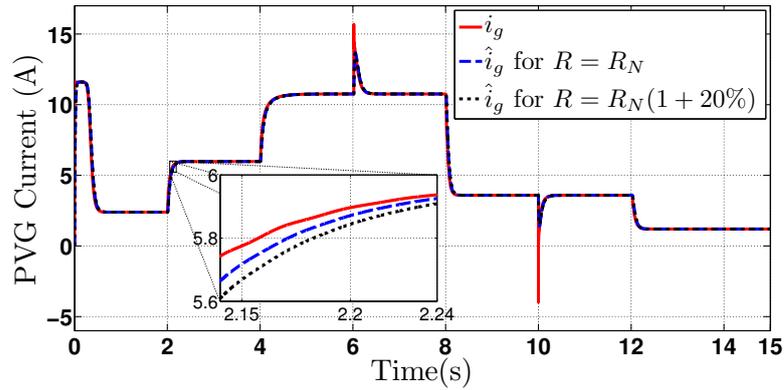
3.4.2 Effet des incertitudes des paramètres du système sur les performances de l'observateur

Pour tester la robustesse de l'observateur vis-à-vis d'éventuelles incertitudes du système, nous avons effectué les simulations en considérant une déviations de 20% sur la valeur nominale de la résistance du câble. La figure 3.7 montre l'effet d'une telle incertitude sur la convergence des variables estimées. Les courbes en bleu interrompues présentent les estimés de la tension et du courant du PVG correspondant au cas où la résistance du câble a sa valeur nominale, i.e. $R = R_N = 0.795\Omega$, alors que les courbes en noir pointillées correspondent au cas où la résistance du câble est affectée par une incertitude de +20%, i.e. $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$. Comme nous pouvons voir sur ces figures, la convergence des variables estimés du PVG est clairement affectée cette incertitude.

D'après la figure 3.7a, l'erreur d'estimation de la tension due à la déviation de la résistance du câble varie en fonction du couple de charge du moteur et du niveau d'ensoleillement. Elle est d'environ 1.5% pour $T = 4.5\text{Nm}$ et $\lambda = 700\text{Wm}^{-2}$. Pour remédier à ce problème, une compensation de l'effet des incertitudes des paramètres du câble est envisagée ultérieurement dans les chapitres 5 et 6. Dans le chapitre 5,



(a) Estimation de la tension du PVG



(b) Estimation du courant du PVG

Figure 3.7 – Effet de l’incertitude de la résistance du câble sur la convergence ($\theta = 1000$)

une version adaptative de l’observateur à grand gain sera conçue en vue d’assurer l’estimation de l’état du système indépendamment des incertitudes de la résistance du câble, tandis que dans le chapitre 6, nous nous pencherons sur la conception d’un observateur de Kalman étendu adaptatif visant à assurer l’estimation de l’état du système en tenant compte aussi bien des incertitudes du paramètre résistance que de celles du paramètre inductance du câble.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, un observateur à grand gain pour le système photovoltaïque a été conçu. Ce qui permet, d’une part, de surmonter le problème lié à la difficulté d’acquisition des grandeurs courant et tension en sortie du PVG, par des capteurs classiques, notamment dans des situations où les panneaux photovoltaïques sont situés à une distance relativement grande de l’unité de commande du convertisseur, et d’autre part, tenir compte de l’effet éventuel des paramètres propres du câble sur la précision de la commande MPPT. Après avoir étudié l’observabilité du sous système considéré, l’observateur a été conçu et sa stabilité analysée. Il a été montré par

simulation que l'observateur à grand gain conçu assure effectivement l'estimation des variables d'état non mesurables du système, et ce, en choisissant pour le paramètre gain θ de l'observateur, une valeur suffisamment grande et adéquate.

La robustesse de l'observateur vis-à-vis des incertitudes des paramètres du système a été testée. Les résultats de simulation montrent qu'une déviation de la valeur de la résistance du câble entraîne une erreur d'estimation importante. Ainsi, une compensation d'un tel effet s'impose ; c'est à ce problème que seront consacrés les chapitres 5 et 6 ultérieurs où des observateurs adaptatifs seront conçus. Dans le chapitre 4 suivant nous nous intéresserons à la conception d'une commande MPPT à retour de sortie du système photovoltaïque, basée sur l'observateur à grand gain développé dans ce chapitre.

CHAPITRE 4

Commande à retour de sortie du système photovoltaïque

Ce chapitre a été l'objet d'un article publié au journal "Control Engineering Practice-Elsevier" en 2019 [125], et dont une version réduite a été l'objet d'une communication présentée à la conférence "Renewable Energies, Power Systems & Green Inclusive Economy (REPS-GIE 2018)", tenue à Casablanca, Maroc, de 23 au 24 Avril 2018, et publiée à IEEE Xplore [126].

4.1 Introduction

Nous nous intéressons dans le présent chapitre à la conception d'une commande MPPT à retour de sortie pour le système photovoltaïque, en se basant sur l'observateur à grand gain du chapitre 3 précédent. La loi de commande MPPT est synthétisée en utilisant l'approche backstepping et la stabilité de l'ensemble observateur-commande analysée par la méthode de Lyapunov. Il est formellement prouvé que la convergence de l'ensemble système-observateur-commande, en boucle fermée, est assurée grâce à un choix judicieux des valeurs des paramètres de synthèse backstepping du régulateur et celle du paramètre gain de l'observateur. Les performances de la commande par retour de sortie ainsi conçue sont validées par simulation. Il est aussi démontré par simulation qu'une telle commande permet l'extraction de 100% de la puissance disponible du PVG comparativement avec la commande MPPT standard, i.e. dont la conception ne tient pas compte de l'effet des paramètres du câble PV.

Ce chapitre est organisé comme suit : la section 4.2 est consacrée à la modélisation de l'ensemble système - observateur ; la section 4.3 est réservée à la conception de la commande à retour de sortie du système ; les résultats des simulations sont présentés et interprétés dans la section 4.4 ; enfin une conclusion clôt le chapitre dans la section 4.5.

4.2 Modélisation

4.2.1 Modèle du système à commander

Le schéma global de l'ensemble {système commandé, observateur à grand gain, régulateur MPPT} est présentée à la figure 4.1 suivante :

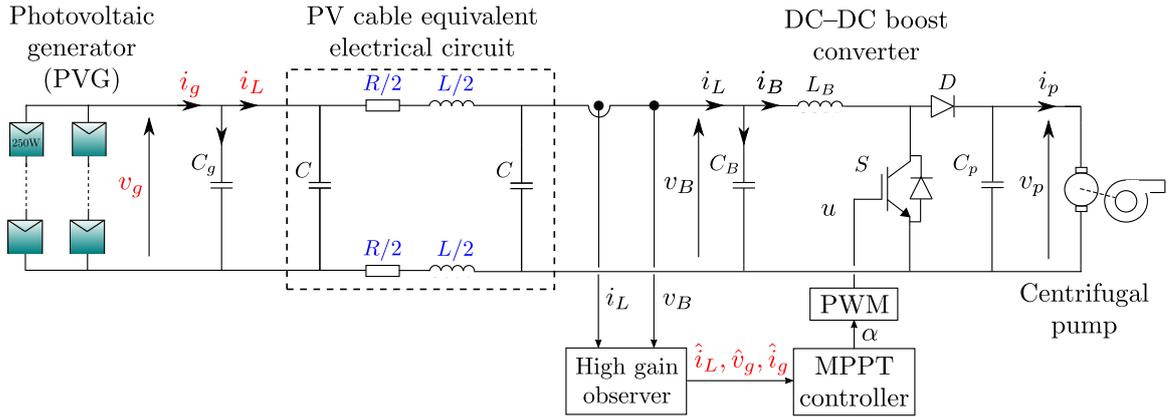


Figure 4.1 – Schéma de l'ensemble système-observateur-commande

Le modèle moyenné du système à commander, présenté au chapitre 2, est rappelé ci-dessous par le système d'équations (4.1) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (4.1a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (4.1b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (4.1c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}x_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (4.1d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\alpha}{L_B}\bar{v}_p & (4.1e) \end{cases}$$

où $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \bar{\mu}_g, \bar{v}_p$, et α représentent, respectivement, les valeurs moyennes sur une période de découpage, des signaux $i_L, v_g, i_g, v_B, i_B, \mu_g, v_p$, et u .

4.2.2 Modèle de l'observateur

Le modèle d'état de l'observateur à grand gain décrit au chapitre 3 précédent est rappelé ici par (4.2) :

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi(\hat{x}, y, x_4) - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}KC(\hat{x} - x) \quad (4.2)$$

que l'on réécrit sous la forme d'équations (4.3a)–(4.3c) suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R}{L}\hat{x}_1 + \frac{1}{L}\hat{x}_2 - \frac{1}{L}x_4 - \tilde{\Theta}_1 & (4.3a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 + \frac{1}{C_g}\hat{x}_3 - \tilde{\Theta}_2 & (4.3b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_3 = -\tilde{\Theta}_3 & (4.3c) \end{cases}$$

où,

$$\begin{cases} \tilde{\Theta}_1 \stackrel{\text{def}}{=} [1 \ 0 \ 0]\Gamma^{-1}\Delta^{-1}K(C\hat{x} - x_1) \\ \tilde{\Theta}_2 \stackrel{\text{def}}{=} [0 \ 1 \ 0]\Gamma^{-1}\Delta^{-1}K(C\hat{x} - x_1) \\ \tilde{\Theta}_3 \stackrel{\text{def}}{=} [0 \ 0 \ 1]\Gamma^{-1}\Delta^{-1}K(C\hat{x} - x_1) \end{cases} \quad (4.4)$$

Remarque 3. On peut vérifier facilement, en utilisant le fait que $C\hat{x} - x_1 = \hat{x}_1 - x_1$, que les quantités $\tilde{\Theta}_i (i = 1..3)$ sont disponibles.

4.2.3 Modèle de l'ensemble système–observateur

La conception de la commande sera basée sur le modèle (4.1a)–(4.1e) qui est piloté par le signal d'entrée de commande α . Dans ce modèle-là, x_2 and x_3 agissent comme des perturbations externes qui seront compensées puisque leurs estimés sont fournis par l'observateur. Le régulateur utilise les estimés de la tension et du courant du PVG, il est donc logique de se baser pour la synthèse de la loi de commande sur le modèle de l'observateur (4.3a)–(4.3c) complété par les équations (4.1d)–(4.1e) au lieu du système (4.1a)–(4.1e). Ce qui conduit au modèle système–observateur (4.5) suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\frac{R}{L}\hat{x}_1 + \frac{1}{L}\hat{x}_2 - \frac{1}{L}x_4 - \tilde{\Theta}_1 & (4.5a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 + \frac{1}{C_g}\hat{x}_3 - \tilde{\Theta}_2 & (4.5b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_3 = -\tilde{\Theta}_3 & (4.5c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}\hat{x}_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (4.5d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\alpha}{L_B}\bar{v}_p & (4.5e) \end{cases}$$

4.3 Conception de la commande

4.3.1 Objectif de la commande

Afin d'assurer l'extraction du maximum de puissance disponible du générateur photovoltaïque, pour un niveau d'ensoleillement donné, la tension de sortie du PVG est régulée à une tension de référence optimale qui correspond à la puissance maximale disponible. Le régulateur développé doit donc assurer, d'une part, la poursuite du point du maximum de puissance (ou MPPT, pour Maximum Power Point Tracking) en forçant la tension x_2 en sortie du PVG à suivre la tension de référence optimale x_2^* , et assurer, d'autre part, la régulation de cette tension face aux éventuelles perturbations causées par la charge. La tension de référence est élaborée grâce à un générateur de tension de référence optimale dit Reference Voltage Optimizer (voir chapitre 2, § 2.3.3), une technique MPPT qui a été développée et utilisée dans les travaux [88, 87, 127]. Pour réaliser cet objectif, une loi de commande produisant le signal de commande α sera conçu dans la sous-section 4.3.2 suivante, au moyen de l'approche backstepping [128], en nous inspirant de la procédure utilisée en [129].

4.3.2 Synthèse de la commande

D'après le modèle (4.5a)–(4.5e), le signal de commande α apparaît après quatre dérivations du signal commandé \hat{x}_2 . Ainsi, la synthèse backstepping sera élaborée en quatre étapes.

Considérons l'erreur de poursuite z_1 définie par :

$$z_1 = \hat{x}_2 - x_2^* \quad (4.6)$$

Etape 1 : Stabilisation du système z_1

D'après l'équation (4.5b), la variable erreur z_1 est soumise à l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{C_g} \hat{x}_1 + \frac{1}{C_g} \hat{x}_3 - \tilde{\Theta}_2 - \dot{x}_2^* \quad (4.7)$$

Dans (4.7), la quantité $-\frac{1}{C_g} \hat{x}_1$ se présente comme signal de commande virtuel. Prenons temporairement ce signal comme entrée de commande effective et considérons la fonction de Lyapunov candidate V_1 suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \Rightarrow \dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 \quad (4.8)$$

Nous pouvons vérifier facilement que dans le cas d'erreurs $\tilde{\Theta}_i (i = 1..3)$ nulles, la dérivée temporelle de V_1 peut être une fonction définie négative de l'erreur z_1 , i.e.

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.9)$$

avec,

$$h_1(\tilde{\Theta}_i)(i = 1, 2, 3) \stackrel{\text{def}}{=} -\tilde{\Theta}_2 \quad (4.10)$$

en prenant $-\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 = \mu_1$ avec,

$$\mu_1 \stackrel{\text{def}}{=} -c_1 z_1 - \frac{1}{C_g}\hat{x}_3 + \dot{x}_2^* \quad (4.11)$$

où c_1 est un paramètre positif de conception choisi arbitrairement par l'utilisateur.

Vue que la quantité $-\frac{1}{C_g}\hat{x}_1$ n'est pas le signal d'entrée de commande effective, elle ne peut pas être laissée égale à μ_1 . Nous retenons pourtant l'expression de μ_1 comme première fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_2 suivante :

$$z_2 = -\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 - \mu_1 \quad (4.12)$$

Ainsi, compte tenu des équations (4.11) et (4.12), la dynamique de l'erreur z_1 , initialement décrite par (4.7), est maintenant exprimée par :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + h_1(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.13)$$

De façon similaire, la dérivée temporelle de V_1 peut être exprimée en fonction des erreurs z_1 et z_2 comme suit :

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.14)$$

Etape 2 : Stabilisation du système (z_1, z_2)

Il découle de (4.12) que :

$$\dot{z}_2 = -\frac{1}{C_g}\dot{\hat{x}}_1 - \dot{\mu}_1 \quad (4.15)$$

Compte tenu de (4.5a) et (4.11), et en utilisant (4.5c) et (4.13), la dynamique de z_2 est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_2 = \frac{R}{LC_g}\hat{x}_1 - \frac{1}{LC_g}\hat{x}_2 + \frac{1}{LC_g}x_4 - c_1^2 z_1 + c_1 z_2 + \frac{1}{C_g}\tilde{\Theta}_1 - c_1 \tilde{\Theta}_2 - \frac{1}{C_g}\tilde{\Theta}_3 - \ddot{x}_2^* \quad (4.16)$$

Dans (4.16), la quantité $\frac{1}{LC_g}x_4$ se présente comme signal de commande virtuel. Prenons temporairement cette quantité comme signal de commande effectif et considérons la fonction de Lyapunov augmentée candidate V_2 suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 \Rightarrow \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (4.17)$$

D'après (4.14) nous avons :

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - z_1 \tilde{\Theta}_2 + z_1 z_2 + z_2 \dot{z}_2 \quad (4.18)$$

Nous pouvons vérifier facilement que dans le cas d'erreurs $\tilde{\Theta}_i (i = 1, 2, 3)$ nulles, la dérivée temporelle de V_2 peut être une fonction définie négative des erreurs z_1 et z_2 , i.e.

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i) + z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.19)$$

où $h_1(\tilde{\Theta}_i) (i = 1..3)$ est donnée par (4.10) et,

$$h_2(\tilde{\Theta}_i) (i = 1, 2, 3) = \frac{1}{C_g} \tilde{\Theta}_1 - c_1 \tilde{\Theta}_2 - \frac{1}{C_g} \tilde{\Theta}_3 \quad (4.20)$$

en prenant $\frac{1}{LC_g} x_4 = \mu_2$ avec,

$$\mu_2 \stackrel{\text{def}}{=} (c_1^2 - 1)z_1 - (c_2 + c_1)z_2 - \frac{R}{LC_g} \hat{x}_1 + \frac{1}{LC_g} \hat{x}_2 + \ddot{x}_2^* \quad (4.21)$$

où c_1 et c_2 sont des paramètres positifs de conception choisis arbitrairement par l'utilisateur.

Or, la quantité $\frac{1}{LC_g} x_4$ n'est pas le signal de commande effectif, elle ne peut donc pas être laissée égale à μ_2 . Nous retenons pourtant l'expression de μ_2 comme seconde fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_3 suivante :

$$z_3 = \frac{1}{LC_g} x_4 - \mu_2 \quad (4.22)$$

Ainsi, en utilisant les expressions (4.21) et (4.22), la dynamique de l'erreur z_2 , initialement décrite par (4.16), est maintenant exprimée par :

$$\dot{z}_2 = -c_2 z_2 - z_1 + z_3 + h_2(\tilde{\Theta}_i); (i = 1, 2, 3) \quad (4.23)$$

De façon similaire, la dérivée temporelle de V_2 peut être exprimée en fonction des erreurs (z_1, z_2, z_3) comme suit :

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i) + z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i); (i = 1, 2, 3) \quad (4.24)$$

Etape 3 : Stabilisation du système (z_1, z_2, z_3) .

Il découle de (4.22) que :

$$\dot{z}_3 = \frac{1}{LC_g} \dot{x}_4 - \dot{\mu}_2 \quad (4.25)$$

Compte tenu de (4.5d) et (4.21), et en utilisant (4.5a), (4.5b), (4.13) et (4.23),

la dynamique de z_3 est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & \left[\frac{1}{LC_g C_B} - \frac{R^2}{L^2 C_g} + \frac{1}{LC_g^2} \right] \hat{x}_1 + \frac{R}{L^2 C_g} \hat{x}_2 - \frac{1}{LC_g^2} \hat{x}_3 - \frac{R}{L^2 C_g} x_4 - \frac{1}{LC_g C_B} x_5 + c_1^3 z_1 \\ & - [c_1^2 + c_2(c_1 + c_2)] z_2 + (c_1 + c_2) z_3 + \left[\frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) - \frac{R}{LC_g} \right] \tilde{\Theta}_1 \\ & + \left[\frac{1}{LC_g} - c_1 c_2 \right] \tilde{\Theta}_2 - \frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) \tilde{\Theta}_3 - (x_2^*)^{(3)} \end{aligned} \quad (4.26)$$

Dans (4.26), la quantité $-\frac{1}{LC_g C_B} x_5$ se présente comme signal de commande virtuel. Prenons temporairement cette quantité comme signal de commande effectif et considérons la fonction de Lyapunov augmentée candidate V_3 suivante :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \Rightarrow \dot{V}_3 = \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3 \quad (4.27)$$

Il découle de (4.24) que :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_1 z_2 + z_2 z_3 - z_1 \tilde{\Theta}_2 + \frac{1}{C_g} z_2 \tilde{\Theta}_1 - c_1 z_2 \tilde{\Theta}_2 - \frac{1}{C_g} z_2 \tilde{\Theta}_3 + z_3 \dot{z}_3 \quad (4.28)$$

Nous pouvons vérifier facilement qu'en cas d'erreurs $\tilde{\Theta}_i (i = 1, 2, 3)$ nulles, la dérivée temporelle de V_3 peut être une fonction définie négative des erreurs (z_1, z_2, z_3) , i.e.

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_1 z_2 + z_2 z_3 + \left[\frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) - \frac{R}{LC_g} \right] z_3 + \frac{1}{C_g} z_2 \tilde{\Theta}_1 \\ & + \left[-z_1 - c_1 z_2 + z_3 \left(\frac{1}{LC_g} - c_1 c_2 \right) \right] \tilde{\Theta}_2 - \left[\frac{1}{C_g} z_2 + \frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) z_3 \right] \tilde{\Theta}_3 \end{aligned} \quad (4.29)$$

en prenant $-\frac{1}{LC_g C_B} x_5 = \mu_3$ avec,

$$\begin{aligned} \mu_3 \stackrel{\text{def}}{=} & -c_1^3 z_1 + [c_1^2 + c_2(c_1 + c_2)] z_2 - (c_2 + c_1 + c_3) z_3 - \left[\frac{1}{LC_g C_B} - \frac{R^2}{L^2 C_g} + \frac{1}{LC_g^2} \right] \hat{x}_1 \\ & - \frac{R}{L^2 C_g} \hat{x}_2 + \frac{1}{LC_g^2} \hat{x}_3 + \frac{R}{L^2 C_g} x_4 + (x_2^*)^{(3)} \end{aligned} \quad (4.30)$$

où c_1, c_2 et c_3 sont des paramètres positifs de conception choisis arbitrairement par l'utilisateur.

Du fait que la quantité $-\frac{1}{LC_g C_B} x_5$ n'est pas le signal de commande effectif, elle ne peut pas être laissée égale à μ_3 . Pourtant, nous retenons l'expression de μ_3 comme

la troisième fonction stabilisante et nous introduisons la nouvelle erreur z_4 suivante :

$$z_4 = -\frac{1}{LC_g C_B} x_5 - \mu_3 \quad (4.31)$$

Ainsi, en utilisant les notations (4.30) et (4.31), la dynamique de l'erreur z_3 , initialement décrite par (4.26), est maintenant exprimée par :

$$\dot{z}_3 = -c_3 z_3 - z_2 + z_4 + h_3(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.32)$$

avec,

$$h_3(\tilde{\Theta}_i)(i = 1, 2, 3) \stackrel{\text{def}}{=} \left[\frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) - \frac{R}{LC_g} \right] \tilde{\Theta}_1 + \left[\frac{1}{LC_g} - c_1 c_2 \right] \tilde{\Theta}_2 - \frac{1}{C_g}(c_1 + c_2) \tilde{\Theta}_3 \quad (4.33)$$

De façon similaire, la dérivée de V_3 s'exprime en fonction de (z_1, z_2, z_3, z_4) par :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + z_3 z_4 + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i) + z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i) + z_3 h_3(\tilde{\Theta}_i); (i = 1..3) \quad (4.34)$$

Etape 4 : Stabilisation du système (z_1, z_2, z_3, z_4)

Il découle de (4.31) que :

$$\dot{z}_4 = -\frac{1}{LC_g C_B} \dot{x}_5 - \dot{\mu}_3 \quad (4.35)$$

Compte tenu de (4.5e) et (4.30), et en utilisant (4.5a), (4.5b), (4.5c), (4.5d), (4.13), (4.23) et (4.32), la dynamique de z_4 est décrite par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_4 = \frac{1 - \alpha}{LC_g L_B C_B} \bar{v}_p + F(x, \hat{x}) + G(z_j) + h_4(\tilde{\Theta}_i) - (x_2^*)^{(4)} \quad (4.36)$$

où,

$$F(x, \hat{x}) \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{R}{L} \left[a_1 + \frac{1}{LC_g C_B} + \frac{1}{LC_g^2} \right] \hat{x}_1 + \frac{R}{L^2 C_g^2} \hat{x}_3 + \frac{a_1}{L} \hat{x}_2 - \left(\frac{1}{LC_g L_B C_B} + \frac{a_1}{L} \right) x_4 + \frac{R}{L^2 C_g C_B} x_5 \quad (4.37)$$

$$G(z_j)(j = 1, 2, 3, 4) \stackrel{\text{def}}{=} -c_1^4 z_1 + (c_1^3 + a_2 c_2) z_2 - [a_2 + c_3(c_1 + c_2 + c_3)] z_3 + (c_1 + c_2 + c_3) z_4 \quad (4.38)$$

(4.39), respectivement, et c_4 est un paramètre positif de conception choisi arbitrairement par l'utilisateur.

La commande à retour de sortie ainsi établie se compose de la loi de commande (4.40), de l'observateur (4.2) et du générateur de la tension de référence optimale (2.7). Elle est illustrée par le schéma de la figure 4.2.

4.3.3 Analyse de la stabilité du système en boucle fermée

Le théorème 4.3.1 suivant énonce la stabilité de l'ensemble {système, observateur, commande} en boucle fermée.

Théorème 4.3.1. *Considérons le système global composé par :*

- (i) *le système commandé décrit par (4.1), incluant le générateur photovoltaïque, le câble et le convertisseur DC-DC;*
- (ii) *la commande à retour de sortie, incluant l'observateur à grand gain (4.2), le générateur de tension de référence optimale (2.7), et le régulateur backstepping (4.40).*

Alors, nous avons les propriétés suivantes :

(1) *le système en boucle fermée, exprimé dans l'espaces de base $(z_1, z_2, z_3, z_4, \epsilon)$, est gouverné par équations différentielles suivantes :*

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + h_1(\tilde{\Theta}_i) & (4.41a) \\ \dot{z}_2 = -c_2 z_2 - z_1 + z_3 + h_2(\tilde{\Theta}_i) & (4.41b) \\ \dot{z}_3 = -c_3 z_3 - z_2 + z_4 + h_3(\tilde{\Theta}_i) & (4.41c) \\ \dot{z}_4 = -c_4 z_4 - z_3 + h_4(\tilde{\Theta}_i) & (4.41d) \\ \dot{\epsilon} = \theta(\bar{A} - KC)\epsilon + \Delta\Gamma[\varphi(\hat{x}, y, x_4) - \varphi(x, y, x_4) - D\bar{\mu}_g] & (4.41e) \end{cases}$$

où,

- *les erreurs $z_i (i = 1, \dots, 4)$ sont définies par (4.7), (4.16), (4.26), et (4.35), respectivement;*
- *les paramètres $c_i (i = 1, \dots, 4) \in \mathbb{R}^{*+}$ sont choisis arbitrairement par le concepteur;*
- *les fonctions $h_1(\tilde{\Theta}_i), h_2(\tilde{\Theta}_i), h_3(\tilde{\Theta}_i)$, et $h_4(\tilde{\Theta}_i)$, ($i = 1, 2, 3$), sont données par les équations (4.10), (4.20), (4.33), et (4.39), respectivement;*
- *ϵ est l'erreur d'estimation définie au chapitre 3, § 3.3.2;*
- *les matrices $\Delta, \Gamma, \bar{A}, K, C$, et D , les fonctions $\varphi(\hat{x}, y, x_4)$ et $\varphi(x, y, x_4)$, et la fonction $\bar{\mu}_g$, sont définies au chapitre 3, § 3.2.1.*

(2) *Le système d'erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \epsilon)$, décrit par (4.41a)–(4.41e), converge vers un voisinage de l'origine qui peut être rendu arbitrairement petit en choisissant les*

paramètres c_1, c_2, c_3, c_4 et θ de valeurs suffisamment grandes et satisfaisant les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \sigma_1 &\stackrel{\text{def}}{=} (c_1 - \frac{1}{2}) > 0 ; \sigma_2 \stackrel{\text{def}}{=} (c_2 - \frac{1}{2}) > 0 ; \sigma_3 \stackrel{\text{def}}{=} (c_3 - \frac{1}{2}) > 0 ; \sigma_4 \stackrel{\text{def}}{=} (c_4 - \frac{1}{2}) > 0 ; \\ \gamma_1 &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{(\theta - \theta_0)}{\lambda_{\min}} > 0 ; \gamma_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{2\lambda_{\max}}{\sqrt{\lambda_{\min}}} \frac{\mu_0}{LC_g \theta^3} > 0 ; \gamma_3 \stackrel{\text{def}}{=} \gamma_1 - \frac{\sigma_5}{\lambda_{\min}} > 0 \end{aligned} \quad (4.42)$$

avec : $\lambda_{\min}, \lambda_{\max}, \theta_0$, et μ_0 sont définis au chapitre 3, § 3.3.2, et σ_5 est un paramètre positif défini par :

$$\sigma_5 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2}\rho_1 + \frac{1}{2}\rho_2 + \frac{1}{2}\rho_3 + \frac{1}{2}\rho_4 \quad (4.43)$$

où, $\rho_k (k = 1, \dots, 4)$ sont des constantes positives satisfaisant la condition :

$$h_k^2(\tilde{\Theta}_i) \leq \rho_k \|\epsilon\|^2, (i = 1, 2, 3) \quad (4.44)$$

Preuve.

Preuve de la partie (1) : Les équations (4.41a), (4.41b), (4.41c), et (4.41e) sont obtenues immédiatement à partir de (4.13), (4.23), (4.32), et (3.18), respectivement. L'équation (4.41d) est obtenue en substituant la loi de commande (4.40) à α dans (4.36).

Preuve de la partie (2) : Considérons la fonction de Lyapunov augmentée candidate suivante :

$$V_5 = V_0 + \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2) \quad (4.45)$$

où, V_0 est la fonction de Lyapunov définie dans le chapitre 3, § 3.3.2, par $V_0 = \epsilon^T P \epsilon$; P étant une matrice définie positive satisfaisant (3.19).

La dérivée en fonction de temps de V_5 au long de la trajectoire du vecteur d'état $(z_1, z_2, z_3, z_4, \epsilon)$ est donnée par :

$$\dot{V}_5 = \dot{V}_0 + z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4 \quad (4.46)$$

En utilisant l'inégalité (3.27) et les équations (4.41a)–(4.41d), il découle de (4.46) que :

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 &\leq -\gamma_1 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} - c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 - c_4 z_4^2 \\ &\quad + z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i) + z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i) + z_3 h_3(\tilde{\Theta}_i) + z_4 h_4(\tilde{\Theta}_i) \end{aligned} \quad (4.47)$$

γ_1 et γ_2 étant définis dans le chapitre 3, § 3.3.2, par (3.28).

En majorant les termes $(z_l h_l, l = 1..4)$ dans (4.47) par leurs normes, nous obtenons

nous :

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -\gamma_1 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} - c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 - c_4 z_4^2 \\ & + |z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i)| + |z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i)| + |z_3 h_3(\tilde{\Theta}_i)| + |z_4 h_4(\tilde{\Theta}_i)| \end{aligned} \quad (4.48)$$

En utilisant l'inégalité de Young, nous avons :

$$\begin{aligned} |z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i)| & \leq \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} h_1^2(\tilde{\Theta}_i) ; |z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i)| \leq \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} h_2^2(\tilde{\Theta}_i) ; \\ |z_3 h_3(\tilde{\Theta}_i)| & \leq \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} h_3^2(\tilde{\Theta}_i) ; |z_4 h_4(\tilde{\Theta}_i)| \leq \frac{1}{2} z_4^2 + \frac{1}{2} h_4^2(\tilde{\Theta}_i) \end{aligned} \quad (4.49)$$

$(i = 1, 2, 3)$

Compte tenu de (4.4) et étant donné que $\epsilon \stackrel{\text{def}}{=} \Gamma \Delta(\hat{x} - x)$, nous pouvons voir facilement qu'il existe des constantes positives $\vartheta_i (i = 1, 2, 3)$ vérifiant : $|\tilde{\Theta}_i| \leq \vartheta_i \|\epsilon\|$. Par conséquent, nous pouvons montrer facilement, en utilisant (4.10), (4.20), (4.33), et (4.39), qu'il existe des paramètres réels positifs $\rho_k (k = 1, \dots, 4)$ satisfaisant les inégalités suivantes :

$$h_k^2(\tilde{\Theta}_i) \leq \rho_k \|\epsilon\|^2, (i = 1, 2, 3) \quad (4.50)$$

D'après (4.50), les inégalités (4.49) deviennent :

$$\begin{aligned} |z_1 h_1(\tilde{\Theta}_i)| & \leq \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \rho_1 \|\epsilon\|^2 ; |z_2 h_2(\tilde{\Theta}_i)| \leq \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \rho_2 \|\epsilon\|^2 ; \\ |z_3 h_3(\tilde{\Theta}_i)| & \leq \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} \rho_3 \|\epsilon\|^2 ; |z_4 h_4(\tilde{\Theta}_i)| \leq \frac{1}{2} z_4^2 + \frac{1}{2} \rho_4 \|\epsilon\|^2 \end{aligned} \quad (4.51)$$

$(i = 1, 2, 3)$

Introduisons les définitions suivantes :

$$\begin{aligned} \sigma_1 & \stackrel{\text{def}}{=} (c_1 - \frac{1}{2}) ; \sigma_2 \stackrel{\text{def}}{=} (c_2 - \frac{1}{2}) ; \sigma_3 \stackrel{\text{def}}{=} (c_3 - \frac{1}{2}) ; \sigma_4 \stackrel{\text{def}}{=} (c_4 - \frac{1}{2}) ; \\ \sigma_5 & \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2} \rho_1 + \frac{1}{2} \rho_2 + \frac{1}{2} \rho_3 + \frac{1}{2} \rho_4 \end{aligned} \quad (4.52)$$

Alors, en utilisant (4.51) et (4.52), l'inégalité (4.48) devient :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma_1 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} - \sigma_1 z_1^2 - \sigma_2 z_2^2 - \sigma_3 z_3^2 - \sigma_4 z_4^2 + \sigma_5 \|\epsilon\|^2 \quad (4.53)$$

En utilisant l'inégalité (3.25) (voir chapitre 3, § 3.3.2), il découle de (4.53) que :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma_3 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} - \sigma_1 z_1^2 - \sigma_2 z_2^2 - \sigma_3 z_3^2 - \sigma_4 z_4^2 \quad (4.54)$$

avec, $\gamma_3 \stackrel{\text{def}}{=} \gamma_1 - \frac{\sigma_5}{\lambda_{\min}} > 0$

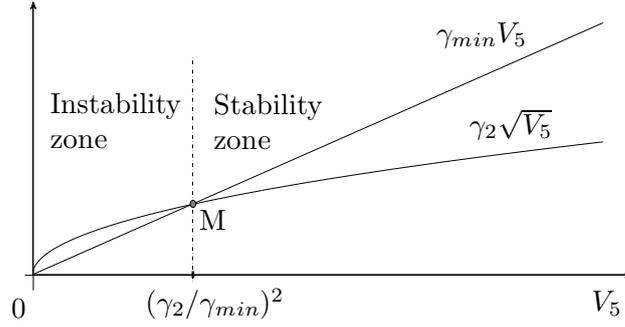


Figure 4.3 – Intervalle de stabilité du système commandé en boucle fermée

En choisissant les paramètres (c_1, c_2, c_3, c_4) de conception du régulateur backstepping, et le paramètre θ de conception de l'observateur, tels que les conditions (4.42) soient satisfaites, nous obtenons de (4.54) :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma_3 V_0 + \gamma_2 \sqrt{V_0} - 2\sigma_{min} \left(\frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \right) \quad (4.55)$$

où σ_{min} est défini par : $\sigma_{min} \stackrel{\text{def}}{=} \min(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4)$

Introduisons maintenant le paramètre γ_{min} défini par :

$$\gamma_{min} \stackrel{\text{def}}{=} \min(\gamma_3, 2\sigma_{min}) \quad (4.56)$$

Alors, (4.55) implique :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma_{min} \left(V_0 + \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \right) + \gamma_2 \sqrt{V_0} \quad (4.57)$$

Ce qui, compte tenu de (4.45), donne finalement :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma_{min} V_5 + \gamma_2 \sqrt{V_5} \quad (4.58)$$

La figure 4.3 montre les variations des fonctions $\gamma_{min} V_5$ et $\gamma_2 \sqrt{V_5}$ en fonction de V_5 pour le cas où $\mu_0 \neq 0$. On voit clairement que la dérivée \dot{V}_5 est négative quand les conditions initiales sont telle que $V_5 > (\gamma_2/\gamma_{min})^2$. Autrement, quelque soit $V_5(0)$, la fonction $V_5(t)$ converge vers l'intervalle $[0, (\gamma_2/\gamma_{min})^2]$. D'un autre coté, il est facile de voir d'après les expressions de $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ et $\sigma_i (i = 1, \dots, 4)$ données par (4.42), et les expressions de σ_{min} et λ_{min} données respectivement par (4.54) et (4.56), que la quantité $(\gamma_2/\gamma_{min})^2$ peut être rendue aussi petite que nous le désirons en choisissant les paramètres θ et $c_i, (i = 1, \dots, 4)$ de l'observateur et du régulateur, respectivement, de valeurs grandes. Le système d'erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \epsilon)$ défini par (4.41) est donc stable et il converge vers un voisinage de l'origine qui peut être rendu aussi petit que les paramètres θ et $c_i, (i = 1, \dots, 4)$ sont pris de valeurs grandes et satisfaisant les conditions (4.42).

Dans le cas où $\mu_0 = 0$, nous avons $\gamma_2 = 0$ et (4.58) implique que $V_5(t)$ converge exponentiellement vers zéro, ce qui implique par conséquent que le système d'erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \epsilon)$ converge exponentiellement vers zéro quelque soit les conditions initiales. Ce ci complète la preuve du théorème 4.3.1. \square

4.4 Résultats des simulations

Le système à commander se compose d'un générateur photovoltaïque de 2kW alimentant une pompe centrifuge de 1.2kW/150V entraînée par un convertisseur DC-DC de type boost. Ce dernier est connecté au PVG par un câble de 500m. Le PVG consiste en deux chaînes parallèle formées, chacune, par la mise en séries de quatre modules photovoltaïques de 250W. Les caractéristiques électriques des modules utilisés sont rassemblées dans la table 4.1, les valeurs nominales des paramètres du câble sont données à la table 4.2, et les caractéristiques nominale de la pompe sont données à la table 4.3. La valeur choisie pour le vecteur gain K de l'observateur, pour assurer la stabilité exponentielle de la matrice $\bar{A} - KC$, est : $K = [8, 6, 2.5]^T$. Les simulations sont effectuées en utilisant le profile des variations temporelles de l'ensoleillement définie à la figure 4.5, tandis que la température prise constante et égale à 45°C. Le paramètre de conception θ est choisi assez grand afin d'assurer une convergence de l'observateur relativement rapide par rapport à la dynamique du système en boucle fermée. Pour un observateur de type grand gain, plus θ est de valeur importante, plus la convergence de l'observateur est rapide et l'erreur statique d'estimation est faible. Cependant le choix de grandes valeurs pour ce paramètre

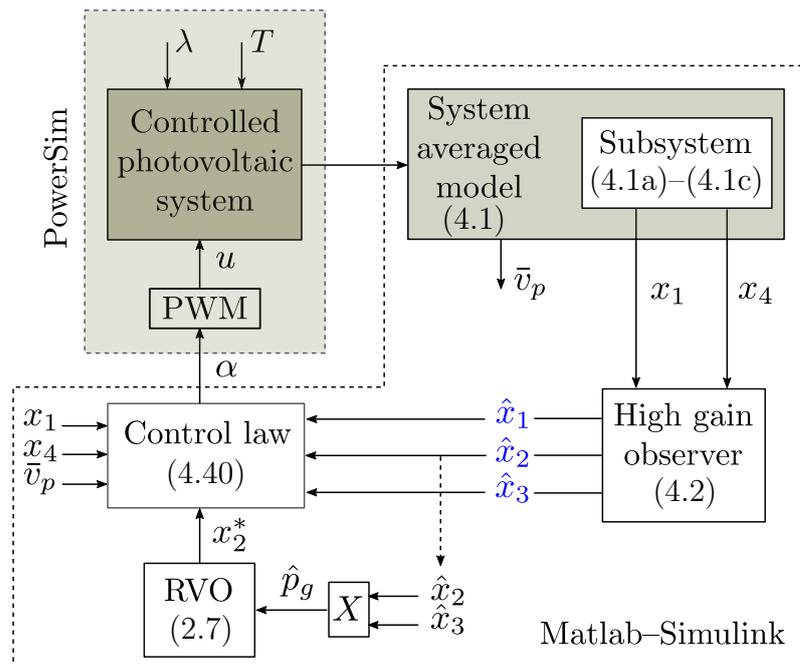
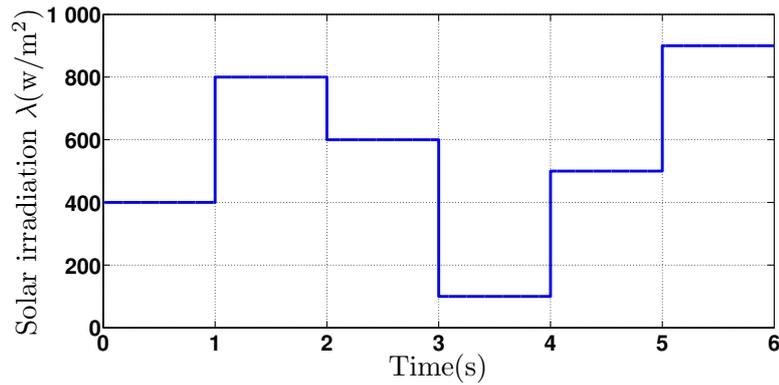


Figure 4.4 – Banc de simulation de la commande à retour de sortie

**Figure 4.5** – Profile d'ensoleillement utilisé en simulation**Table 4.1** – Caractéristiques du module photovoltaïque

Number of cells N_s	60
Maximaum power P_m (W)	250
Short circuit current I_{SCR} (A)	8.28
Open circuit voltage V_{oc} (V)	37.8
Voltage at max power point V_m (V)	31.1
Current at max power point I_m (A)	8.05
Temperature coeff. of I_{SCR} (%/K)	0.004
Temperature coeff. of V_{OC} (%/K)	-0.3
Ideality factor A	1.2

Table 4.2 – Valeurs nominales des paramètres du câble

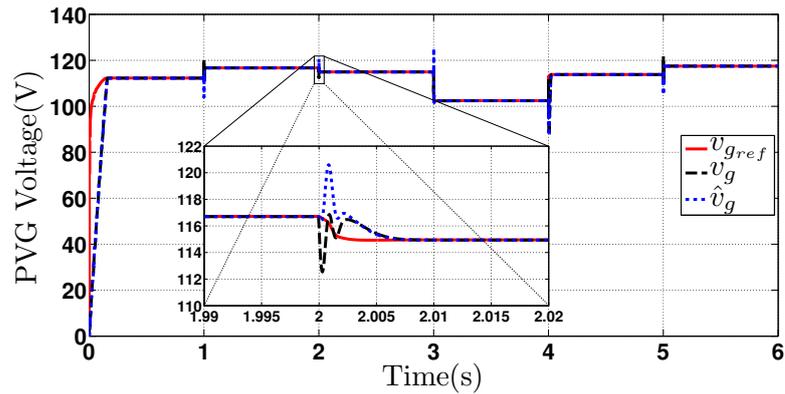
Resistance R (Ω /km)	0.795
Inductance L (mH/km)	0.254
Capacitance C (pF/km)	30
Conductance G (S)	∞

Table 4.3 – Caractéristiques nominales de la pompe

Rated voltage V_N (V)	150
Rated current I_N (A)	8
Rated speed n_N (r/mn)	3000
Rated torque T_N (Nm)	5
Armature resistance R_a (Ohm)	0.5
Armature inductance L_a (mH)	10
Moment of inertia J (kgm ²)	5.10^{-4}

engendre un phénomène de pics gênants en régime transitoire, ce qui constitue un inconvénient de ce type d'observateur. Un compromis convergence rapide et précision statique meilleure-sensibilité de l'observateur aux bruits s'impose donc lors du choix de θ . Les constantes c_1 , c_2 , c_3 , et c_4 de la commande backstepping sont, quant-à elles, ajustées par la méthode essai-et-erreur de telle sorte à aboutir à des performances satisfaisantes de la commande par retour de sortie, en terme temps de convergence, précision statique et perturbation du régime transitoire. Les résultats de simulation que nous présentons dans ce chapitre sont obtenus pour les valeurs suivantes de ces paramètres : $\theta = 700$, $c_1 = 6$, $c_2 = 25$, $c_3 = 15$, et $c_4 = 100$.

La figure 4.6 illustre la convergence da la commande par retour de sortie. La



(a) Estimation et convergence de la tension de sortie du PVG

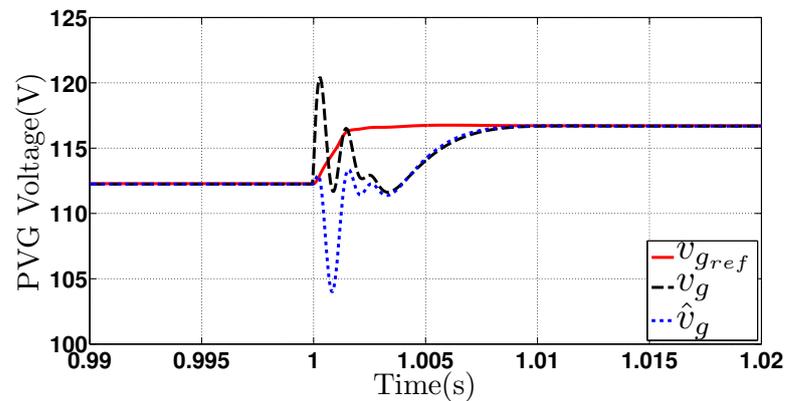
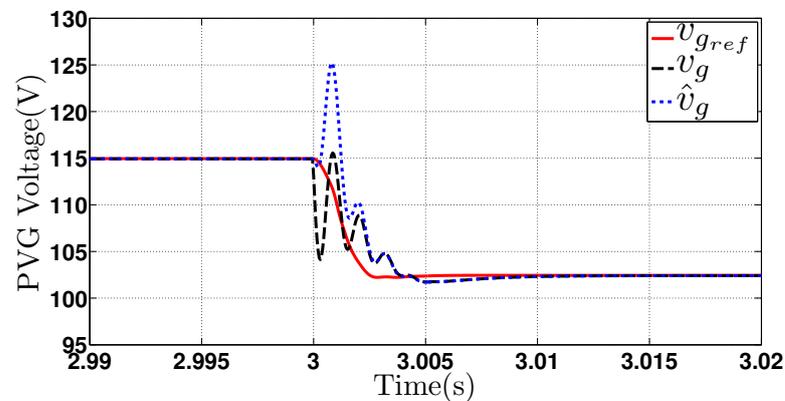
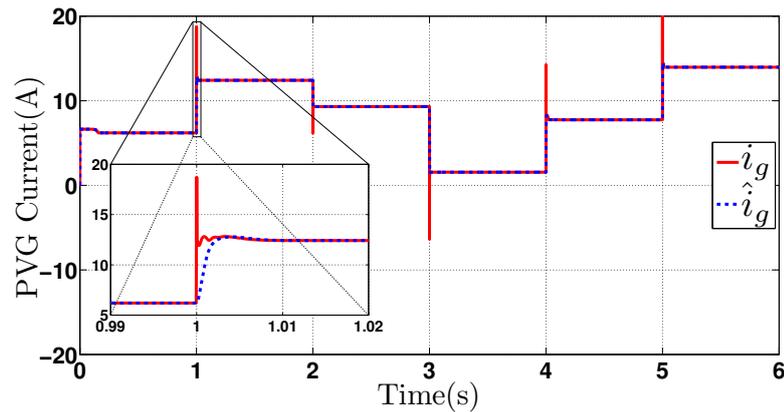
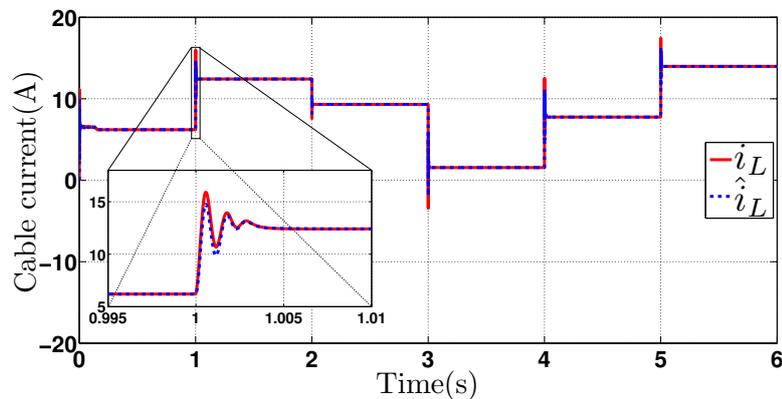
(b) Zoom sur la figure 4.6a autour de $t = 1$ s(c) Zoom sur la figure 4.6a autour de $t = 3$ s**Figure 4.6** – Convergence du système en boucle fermée

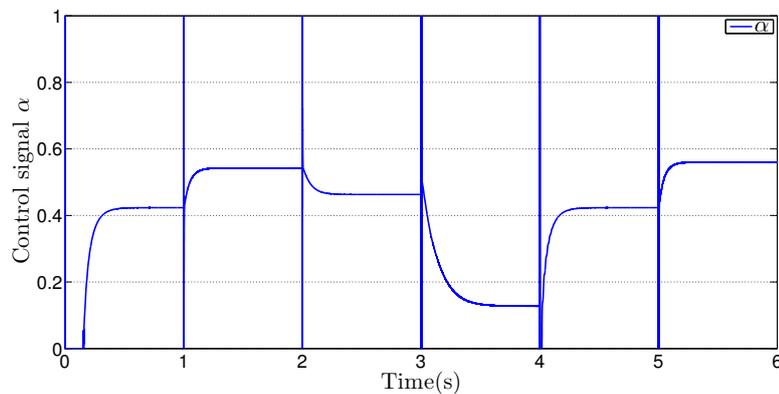
figure 4.6a présente les variations de la tension mesurée v_g en sortie du PVG (courbe noire–interrompue), de la tension de référence $v_{g_{ref}}$ (courbe rouge–continue), et de la tension du PVG estimée \hat{v}_g (courbe bleue–pointillée). Comme nous pouvons voir à travers les zooms présentés par les figures 4.6b et 4.6c, en réponse à un échelon de l'ensoleillement, la tension estimée \hat{v}_g converge d'abord vers la tension mesurée v_g , ensuite celle-ci tend vers la tension de référence $v_{g_{ref}}$ qui correspond à la puissance maximale du PVG. Nous voyons que l'observateur converge au moins 4 fois plus rapidement que la commande du système en boucle fermée. En effet, le temps de



(a) Estimation du courant délivré par le PVG



(b) Estimation du courant circulant dans la câble

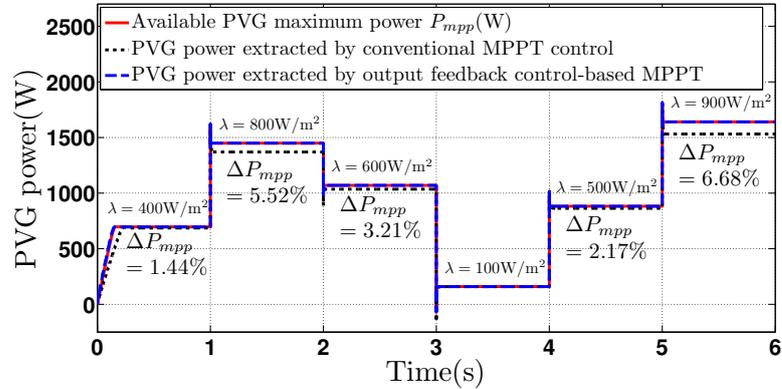
Figure 4.7 – Estimation des courants**Figure 4.8** – Signal d'entrée de la commande

convergence de l'observateur est d'environ 2.5ms, alors que celui du système bouclé est d'environ 10ms. L'estimation des courants est présentée sur la figure 4.7 ; la figure 4.7a montre l'estimation du courant i_g délivré par le PVG, tandis que la figure 4.7b montre l'estimation du courant i_L parcourant le câble photovoltaïque. Nous observons que les courants estimés rejoignent aussi rapidement leurs homologues mesurées.

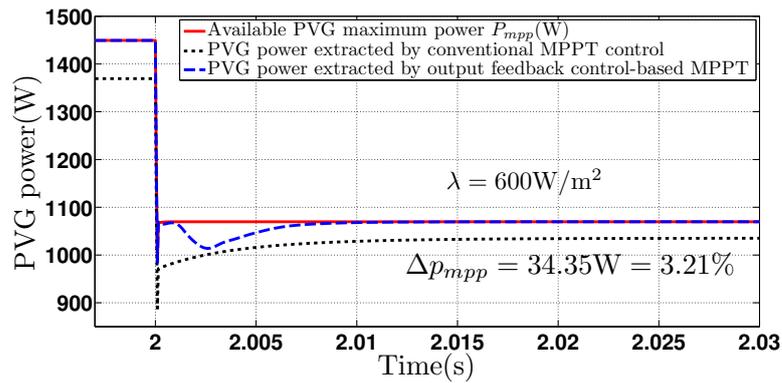
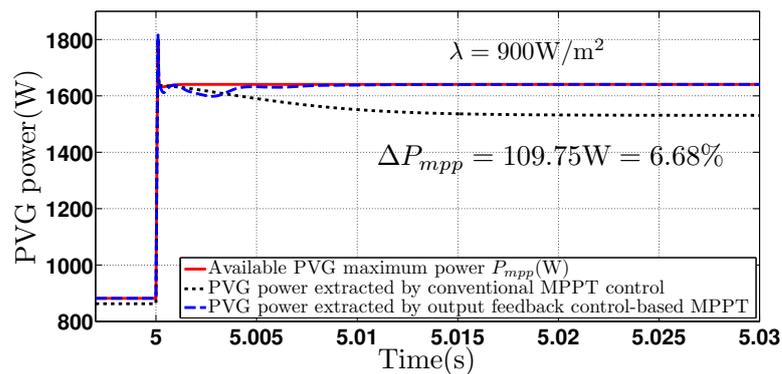
La figure 4.9 met en évidence l'efficacité de la commande par retour de sor-

Table 4.4 – Relevé expérimental des points du maximum de puissance du PVG

Irradiation $\lambda(\text{W}/\text{m}^2)$	100	400	500	600	800	900
PVG Maximum Power $P_{mpp}(\text{W})$	158.92	696.03	881.91	1069.68	1449.36	1640.75
PVG Voltage at $V_{mpp}(\text{V})$	102.58	112.31	113.80	114.99	116.79	117.50



(a) Puissance extraite du PVG et pourcentages de puissance perdue par la commande MPPT classique

(b) Zoom sur la figure 4.9a autour de $t = 2\text{s}$ (c) Zoom sur la figure 4.9a autour de $t = 5\text{s}$ **Figure 4.9** – Performances de la commande MPPT à retour de sortie en comparaison avec la commande MPPT standard

tie développée à compenser l'effet des paramètres du câble sur le rendement de la commande MPPT. La courbe en rouge–continue représente la puissance maximale disponible P_{mpp} du PVG, les valeurs de celle-ci sont calculées pour différents niveaux

d'ensoleillement et sont données dans la table 4.4. La courbe en bleu–interrompue représente la puissance extraite du PVG par la stratégie de commande par retour de sortie que nous avons développée, tandis que la courbe en noire–pointillée représente la puissance extraite en utilisant une commande MPPT classique. Sur la figure 4.9a sont présentées les puissances extraites pour différents niveau d'ensoleillement ainsi que les pourcentages $\Delta P_{mpp}(\%)$ des puissances perdues suite à la négligence des paramètres du câble. Ce pourcentage étant le rapport entre la quantité de puissance perdue et la puissance maximale disponible du PVG, pour un ensoleillement donné. La puissance perdue est l'écart entre la puissance extraite par la commande à retour de sortie et la puissance extraite par une commande MPPT classique.

Comme nous pouvons voir sur les zooms donnés par les figures 4.9b et 4.9c, pour le cas de la commande MPPT classique (courbe noire–pointillée), la poursuite du point du maximum de puissance (MPP) n'est pas assurée et la quantité de puissance perdue dépend du niveau d'ensoleillement ; elle est de 5.52% pour $\lambda = 800\text{W/m}^2$ et 6.68% pour $\lambda = 900\text{W/m}^2$, par exemple. Par contre, pour le cas de la commande MPPT utilisant l'approche à retour de sortie, où les paramètres du câble sont pris en considération, la puissance extraite du PVG (courbe bleu–interrompue) converge vers la puissance maximale disponible (courbe rouge–continue) et le MPP est atteint avec précision. Ainsi, la commande à retour de sortie développée permet d'assurer la poursuite du point de maximum de puissance et permet l'extraction d'environ 100% de la puissance maximale disponible du PVG, avec un temps de réponse satisfaisant.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une commande à retour de sortie pour le système photovoltaïque, permettant d'assurer l'objectif MPPT du PVG. En se basant sur l'observateur à grand gain conçu au chapitre 3 précédent, la loi de commande est synthétisée en utilisant l'approche backstepping. La stabilité de l'ensemble observateur–commande du système en boucle fermée est analysée via la méthode de Lyapunov. Il est démontré par simulation qu'en comparaison avec une commandes MPPT standard (i.e. dont la conception ignore les paramètres du câble), la commande par retour de sortie proposée assure une meilleure poursuite du MPP en terme de rapidité et de précision statique, et sans oscillations autour du MPP.

Cependant, un autre problème est soulevé à ce niveau ; les valeurs nominales des paramètres du câble ne sont pas connues avec exactitude et sont continuellement soumises à des dérives. C'est pourquoi nous nous penchons dans le reste de ce mémoire sur la conception d'une commande adaptative permettant d'assurer l'objectif MPPT en tenant compte de cette contrainte. Pour y parvenir, nous proposons dans un premier temps, au chapitre 5 suivant, un observateur adaptatif permettant de générer les estimés des variables inaccessibles du système PV en considérant que seule la résistance du câble est inconnue et incertaine.

CHAPITRE 5

Observateur à grand gain adaptatif pour le système photovoltaïque

Ce chapitre a été l'objet d'une communication présentée à la conférence "4th World Conference on Complex Systems (WCCS 2019)", tenue à Ouarzazate, Maroc, de 22 au 25 Avril 2019, et publiée à IEEE-Xplore [130].

5.1 Introduction

Dans le chapitre 3, nous avons conçu un observateur de type grand gain pour le système photovoltaïque, qui permet de délivrer les estimés des variables courant et tension du PVG. Néanmoins, nous avons vérifié par simulation, au chapitre 3, § 3.4.2, que l'estimation de ces variables n'est plus maintenue suite à une incertitude sur la résistance du câble. En effet, la valeur de la résistance du câble n'est pas connue avec exactitude, d'une part, et est continuellement soumise à des déviations sous l'effet de plusieurs facteurs, notamment les conditions climatiques et les opérations de maintenance.

Afin de compenser l'effet des incertitudes de la résistance du câble sur l'estimation du courant et de la tension du PVG, nous nous penchons dans le présent chapitre, sur la conception d'un observateur adaptatif pour le système photovoltaïque. Un tel observateur permet l'estimation des variables courant et tension du PVG en dépit des incertitudes qui pourraient affecter la résistance du câble. La valeur de celle-ci est aussi fournie par l'observateur.

Le chapitre est organisé comme suit : la section 5.2 est consacrée à la modélisation du système objet d'observation ; la section 5.3 présente la conception de l'observateur adaptatif proposé dont la stabilité est analysée en sous section 5.3.2 ; la section 5.4 expose les résultats des simulations ; et une conclusion clôt le chapitre en section 5.5.

5.2 Modélisation

Le schéma de l'ensemble système – observateur adaptatif est présenté à la figure 5.1. Le câble photovoltaïque est représenté par son modèle électrique équivalent comme décrit précédemment au chapitre 2, § 2.2.1.

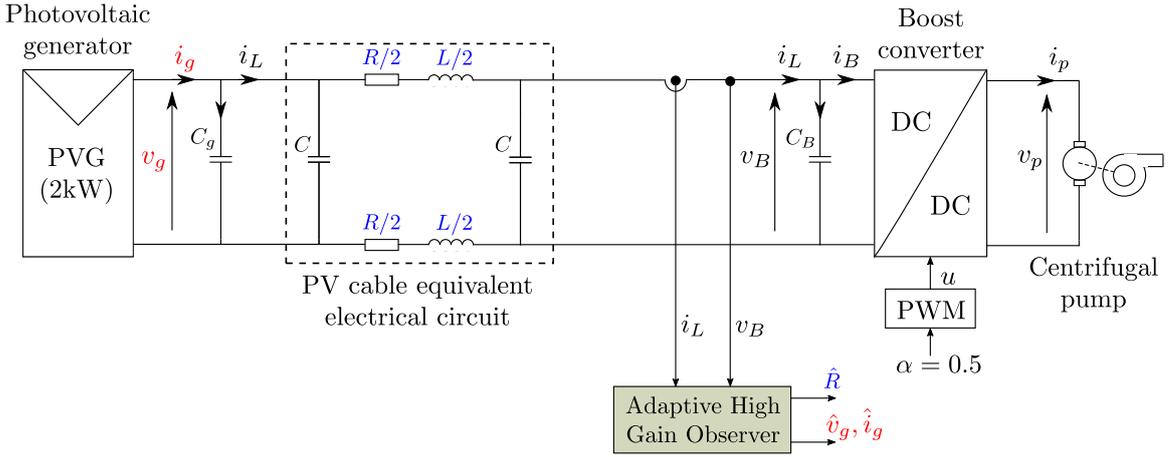


Figure 5.1 – Schéma de l'ensemble système–observateur adaptatif

Le modèle moyenné (2.4) du système global, décrit au chapitre 2, est rappelé par le système d'équations (5.1) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (5.1a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (5.1b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (5.1c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}x_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (5.1d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\alpha}{L_B}v_p & (5.1e) \end{cases}$$

où $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \bar{\mu}_g$ et α représentent les valeurs moyennes des signaux $i_L, v_g, i_g, v_B, i_B, \mu_g$ et u , respectivement, sur une période de découpage.

Le sous système qui servira de base pour la conception de l'observateur adaptatif est le même décrit précédemment au chapitre 3, § 3.2.1, pour la conception de l'observateur à grand gain. Nous nous contentons de rappeler ici le modèle moyenné

d'un tel sous système :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (5.2a) \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (5.2b) \\ \frac{dx_3}{dt} = \bar{\mu}_g & (5.2c) \end{cases}$$

où, x_1, x_2, x_3, x_4 , et $\bar{\mu}_g$ représentent les valeurs moyennes des signaux i_L, v_g, i_g, v_B , et μ_g respectivement, sur une période de découpage. Les variables i_L, v_g, i_g, v_B , et μ_g étant définis au chapitre 2, § 2.2.2.

Le modèle (5.2a)–(5.2c) peut être mis sous la forme observable suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \varphi(x, x_4) + \Psi(x, x_4)R + D\bar{\mu}_g \\ y = Cx \end{cases} \quad (5.3)$$

où,

- $x = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T \in \mathbb{R}^3$ est le vecteur d'état du système, $R \in \mathbb{R}$ est le paramètre inconnu et incertain du système, $y \in \mathbb{R}$ est la sortie du système, $x_4 \in \mathbb{R}$ est un signal mesurable, et $\bar{\mu}_g$ est une fonction inconnu supposée bornée.
- les matrices A, C , et D sont données par :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_g} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T; D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

- les fonctions $\Psi(x, x_4)$, et $\varphi(x, x_4)$ ont les expressions suivantes :

$$\Psi(x, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}x_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \varphi(x, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}x_4 \\ -\frac{1}{C_g}x_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

Dans le modèle (5.2a)–(5.2c) donné ci-dessus, les variables d'état x_2 et x_3 sont inaccessibles à la mesure d'une part, et d'autre part, la valeurs du paramètre résistance R du câble n'est pas connue avec précision et est de plus soumise à des déviations dues à plusieurs facteurs, notamment les conditions climatiques et les opérations de maintenance.

Afin d'assurer l'estimation des variables d'état x_2 et x_3 ainsi que celle du paramètre incertain R , en dépit des incertitudes susceptibles d'affecter la valeur de ce dernier, un observateur adaptatif est conçu dans la section suivante.

5.3 Conception de l'observateur

5.3.1 Equation d'état de l'observateur

Nous proposons pour le système (5.3), l'observateur adaptatif à grand gain candidat (5.6) suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \varphi(\hat{x}, x_4) + \Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}(K + \omega\Upsilon\Upsilon^T C^T)(C\hat{x} - y) & (5.6a) \\ \dot{\hat{R}} = -\theta\omega\Upsilon^T C^T(C\hat{x} - y) & (5.6b) \\ \dot{\Upsilon} = \theta(\bar{A} - KC)\Upsilon + \theta\Delta\Gamma\Psi(\hat{x}, x_4) & (5.6c) \\ \dot{\omega} = -2\theta\omega^2\Upsilon^T C^T C\Upsilon + \delta\omega & (5.6d) \end{cases}$$

où,

- $\hat{x} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3]^T$ et \hat{R} sont, respectivement, les estimés du vecteur d'état et du paramètre incertain R du système.
- les fonctions $\Psi(\hat{x}, x_4)$, et $\varphi(\hat{x}, x_4)$ sont exprimées par :

$$\Psi(\hat{x}, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}\hat{x}_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \varphi(\hat{x}, x_4) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L}x_4 \\ -\frac{1}{C_g}\hat{x}_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

- les matrices Γ , Δ , et \bar{A} sont définies par :

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{LC_g} \end{pmatrix}; \Delta = \begin{pmatrix} \frac{1}{\theta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\theta^3} \end{pmatrix}; \bar{A} = \Gamma A \Gamma^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

où, θ est un paramètre réel positif choisi arbitrairement par l'utilisateur.

- le gain $K \in \mathbb{R}^3$ est choisi de telle sorte que la matrice $(\bar{A} - KC)$ soit exponentiellement stable.
- les fonctions $\Upsilon \in \mathbb{R}^3$ et $\omega \in \mathbb{R}$ sont tel que $\Upsilon(0) = 0$ et $\omega(0) > 0$.
- δ est un paramètre réel positif choisi arbitrairement par l'utilisateur.

5.3.2 Analyse de la stabilité de l'observateur

La stabilité de l'observateur adaptatif (5.6) est énoncée par le théorème (5.3.1) suivant.

Théorème 5.3.1. *Sous l'hypothèse que la fonction inconnue $\bar{\mu}_g$ est bornée et μ_0 sa borne supérieure, $\exists \theta_0 > 1$ tel que, $\forall \theta > \theta_0$, $\exists \delta > 0$ tel que le système (5.6) est un observateur adaptatif pour le système (5.3), avec les propriétés suivantes :*

- cas $\mu_0 \neq 0$: les erreurs d'estimation de l'état et du paramètre R du système convergent asymptotiquement vers une boule au voisinage de zéro dont le rayon est d'autant plus faible que les paramètres θ et δ sont plus grand ;
- cas $\mu_0 = 0$: les erreurs d'estimation des variables d'état et du paramètre R sont exponentiellement convergentes vers zéro.

Preuve. Considérons les erreurs d'estimation de l'état x et du paramètre R , respectivement, suivantes : $\tilde{x} = \hat{x} - x$; $\tilde{R} = \hat{R} - R$

Compte tenu des équations (5.3) et (5.6), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= (A - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}KC)\tilde{x} - \Gamma^{-1}\Delta^{-1}\omega\Upsilon\Upsilon^T C^T C\tilde{x} + \Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Psi(x, x_4)R \\ &+ \varphi(\hat{x}, x_4) - \varphi(x, x_4) - D\bar{\mu}_g \end{aligned} \quad (5.9)$$

En multipliant les deux cotés de (5.9) par $\Delta\Gamma$, nous avons :

$$\begin{aligned} \Delta\Gamma\dot{\tilde{x}} &= (\Delta\Gamma A - KC)\tilde{x} - \omega\Upsilon\Upsilon^T C^T C\tilde{x} + \Delta\Gamma(\Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Psi(x, x_4)R) \\ &+ \Delta\Gamma(\varphi(\hat{x}, x_4) - \varphi(x, x_4)) - \Delta\Gamma D\bar{\mu}_g \end{aligned} \quad (5.10)$$

En utilisant le fait que $C\Gamma^{-1}\Delta^{-1} = \theta C$ et $\Delta\bar{A}\Delta^{-1} = \theta\bar{A}$ où $\bar{A} = \Gamma A\Gamma^{-1}$, nous obtenons de (5.10) :

$$\begin{aligned} \Delta\Gamma\dot{\tilde{x}} &= \theta(\bar{A} - KC)\Delta\Gamma\tilde{x} + \theta^{-1}\Upsilon\dot{\hat{R}} + \Delta\Gamma(\Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Psi(x, x_4)R) \\ &+ \Delta\Gamma(\varphi(\hat{x}, x_4) - \varphi(x, x_4)) - \Delta\Gamma D\bar{\mu}_g \end{aligned} \quad (5.11)$$

où nous avons aussi remplacé l'expression de $\dot{\hat{R}}$ donnée par (5.6b).

Soit le changement de variable $e = \Delta\Gamma\tilde{x}$. D'autre part, nous avons $\dot{\hat{R}} = \dot{R}$ puisque les variations dans le temps de la résistance R sont aussi lentes que l'on peut considérer sa dérivée nulle, i.e. $\dot{R} = 0$. Ainsi, nous obtenons l'expression suivante de la dynamique de la variable e :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \theta(\bar{A} - KC)e + \theta^{-1}\Upsilon\dot{R} + \Delta\Gamma(\Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Psi(x, x_4)R) \\ &+ \Delta\Gamma(\varphi(\hat{x}, x_4) - \varphi(x, x_4)) - \Delta\Gamma D\bar{\mu}_g \end{aligned} \quad (5.12)$$

Nous pouvons vérifier facilement les deux égalités suivantes :

$$\begin{aligned} \Psi(\hat{x}, x_4)\hat{R} - \Psi(x, x_4)R &= \Psi(\hat{x}, x_4)\tilde{R} - \begin{pmatrix} \frac{R}{L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} C\tilde{x} \\ \varphi(\hat{x}, x_4) - \varphi(x, x_4) &= - \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_g} \\ 0 \end{pmatrix} C\tilde{x} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Par substitution de (5.13) dans (5.12), nous aboutissons à :

$$\dot{e} = \theta(\bar{A} - KC)e + \theta^{-1}\Upsilon\dot{\tilde{R}} + \Delta\Gamma\Psi(\hat{x}, x_4)\tilde{R} - \Delta\Gamma \begin{pmatrix} \frac{R}{L} \\ \frac{1}{C_g} \\ 0 \end{pmatrix} C\tilde{x} - \Delta\Gamma D\bar{\mu}_g \quad (5.14)$$

Définissons la combinaison linéaire suivante des variables e et \tilde{R} , comme en [131] :

$$\eta = e - \theta^{-1}\Upsilon\tilde{R} \quad (5.15)$$

Compte tenue de (5.14) et en utilisant l'équation différentielle (5.6c) à laquelle $\Upsilon(t)$ est soumise, nous obtenons après quelques calculs :

$$\dot{\eta} = \theta(\bar{A} - KC)\eta - \Delta\Gamma \begin{pmatrix} \frac{R}{L} \\ \frac{1}{C_g} \\ 0 \end{pmatrix} C\Gamma^{-1}\Delta^{-1}(\eta + \theta^{-1}\Upsilon\tilde{R}) - \Delta\Gamma D\bar{\mu}_g \quad (5.16)$$

Posons $\bar{\Psi} \stackrel{\text{def}}{=} -\Delta\Gamma \begin{pmatrix} \frac{R}{L} \\ \frac{1}{C_g} \\ 0 \end{pmatrix} C\Gamma^{-1}\Delta^{-1}$ et $\bar{D} \stackrel{\text{def}}{=} \Delta\Gamma D$, alors η est soumise à l'équation différentielle suivante :

$$\dot{\eta} = \theta(\bar{A} - KC)\eta + \bar{\Psi}\eta + \theta^{-1}\bar{\Psi}\Upsilon\tilde{R} - \bar{D}\bar{\mu}_g \quad (5.17)$$

D'autre part, il est facilement vérifié que la paire (\bar{A}, C) est observable. Donc, il existe un gain $K \in \mathbb{R}^3$ tel que la matrice $(\bar{A} - KC)$ est stable (e.g. [124]). Alors, il existe une matrice définie positive $P \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ vérifiant l'équation suivante [121] :

$$P(\bar{A} - KC) + (\bar{A} - KC)^T P = -I_3 \quad (5.18)$$

Considérons maintenant la fonction de Lyapunov candidate V définie par :

$$V(\eta, \tilde{R}) = V_1 + V_2 \quad \text{avec,} \quad V_1 = \eta^T P \eta \quad \text{et} \quad V_2 = \frac{1}{2}\omega^{-1}\tilde{R}^2 \quad (5.19)$$

En prenant la dérivée temporelle de V_1 le long de l'équation (5.17), nous obtenons :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= 2\eta^T P \dot{\eta} \\ \dot{V}_1 &= 2\theta\eta^T P(\bar{A} - KC)\eta + 2\eta^T P\bar{\Psi}\eta + 2\theta^{-1}\eta^T P\bar{\Psi}\Upsilon\tilde{R} - 2\eta^T P\bar{D}\bar{\mu}_g\end{aligned}\quad (5.20)$$

D'après (5.18), nous avons :

$$\begin{aligned}2\eta^T P(\bar{A} - KC)\eta &= \eta^T \left[P(\bar{A} - KC) + (\bar{A} - KC)^T P \right] \eta \\ &= -\|\eta\|^2\end{aligned}\quad (5.21)$$

En utilisant (5.21), l'équation (5.20) amène à :

$$\dot{V}_1 = -\theta\|\eta\|^2 + 2\eta^T P\bar{\Psi}\eta + 2\theta^{-1}\eta^T P\bar{\Psi}\Upsilon\tilde{R} - 2\eta^T P\bar{D}\bar{\mu}_g\quad (5.22)$$

Ce qui donne après avoir majoré les termes par des normes :

$$\dot{V}_1 \leq -\theta\|\eta\|^2 + 2\lambda_{max}\|\bar{\Psi}\|\|\eta\|^2 + 2\lambda_{max}\mu_0\|\bar{D}\|\|\eta\| + 2\theta^{-1}\lambda_{max}\|\bar{\Psi}\|\Upsilon_0\|\eta\|\|\tilde{R}\|\quad (5.23)$$

où, λ_{max} est la plus grande valeur propre de P , Υ_0 et μ_0 sont les bornes supérieures de $\|\Upsilon(t)\|$ et $|\bar{\mu}_g(t)|$ respectivement, i.e. $\Upsilon_0 = \sup_{t \geq 0} \|\Upsilon(t)\|$ et $\mu_0 = \sup_{t \geq 0} |\bar{\mu}_g(t)|$.

Il peut être vérifié par de simples calculs que :

$$\|\bar{\Psi}\| = \left(\frac{R}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC_g\theta}\right)^2 \quad \text{et} \quad \|\bar{D}\| = \frac{1}{LC_g\theta^3}$$

Alors pour $\theta \geq 1$ (5.23) devient :

$$\dot{V}_1 \leq -(\theta - \theta_0)\|\eta\|^2 + \alpha_1\|\eta\|\|\tilde{R}\| + \alpha_2\|\eta\|\quad (5.24)$$

$$\text{où, } \theta_0 \stackrel{\text{def}}{=} 2\lambda_{max}\left(\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{LC_g}\right)^2\right) \quad ; \quad \alpha_1 \stackrel{\text{def}}{=} \Upsilon_0\theta_0 \quad \text{et} \quad \alpha_2 \stackrel{\text{def}}{=} 2\lambda_{max}\frac{\mu_0}{LC_g}$$

Puisque la matrice P est définie positive, l'inégalité suivante est valide :

$$\lambda_{min}\|\eta\|^2 \leq \eta^T P \eta\quad (5.25)$$

où λ_{min} est la plus petite valeur propre de P ;

En appliquant (5.25), et compte tenu des expressions de V_1 et V_2 données en (5.19), l'inégalité (5.24) donne :

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{(\theta - \theta_0)}{\lambda_{min}}V_1 + \frac{\alpha_2}{\sqrt{\lambda_{min}}}\sqrt{V_1} + \frac{\alpha_1\sqrt{2\omega_0}}{\sqrt{\lambda_{min}}}\sqrt{V_1}\sqrt{V_2}\quad (5.26)$$

où, ω_0 est la borne supérieure de $|\omega(t)|$, i.e. $\omega_0 = \sup_{t \geq 0} |\omega(t)|$

Pour $\theta > \theta_0$, l'inégalité (5.26) prend la forme suivante :

$$\dot{V}_1 \leq -\gamma_1 V_1 + \gamma_2 \sqrt{V_1} + \gamma_3 \sqrt{V_1} \sqrt{V_2} \quad (5.27)$$

où,

$$\gamma_1 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\theta - \theta_0}{\lambda_{\min}} > 0 ; \gamma_2 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\alpha_2}{\sqrt{\lambda_{\min}}} > 0 ; \gamma_3 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\alpha_1 \sqrt{2\omega_0}}{\sqrt{\lambda_{\min}}} > 0 \quad (5.28)$$

Étudions maintenant la dérivée en fonction de temps de V_2 :

$$\dot{V}_2 = \dot{\tilde{R}} \tilde{R} \omega^{-1} - \frac{1}{2} \tilde{R}^2 \dot{\omega} \omega^{-2} \quad (5.29)$$

Puisque \hat{R} et ω sont gouvernées par les équations différentielles données par (5.6b) et (5.6d)), nous obtenons :

$$\dot{V}_2 = -\theta \Upsilon^T C^T C \tilde{x} \tilde{R} + \theta \tilde{R}^2 \Upsilon^T C^T C \Upsilon - \frac{1}{2} \delta \tilde{R}^2 \omega^{-1} \quad (5.30)$$

Nous avons $\tilde{x} = \Gamma^{-1} \Delta^{-1} e$ et $e = (\eta + \theta^{-1} \Upsilon \tilde{R})$, alors il s'en suit de (5.30) que :

$$\dot{V}_2 = -\delta V_2 - \theta \Upsilon^T C^T C \Gamma^{-1} \Delta^{-1} \eta \tilde{R} - \Upsilon^T C^T C \Gamma^{-1} \Delta^{-1} \Upsilon \tilde{R}^2 + \theta \tilde{R}^2 \Upsilon^T C^T C \Upsilon \quad (5.31)$$

En utilisant le fait que $C \Gamma^{-1} \Delta^{-1} = \theta C$, (5.31) devient :

$$\dot{V}_2 = -\delta V_2 - \theta^2 \Upsilon^T C^T C \eta \tilde{R} \quad (5.32)$$

En majorant les termes du côté de droite de (5.32) par des normes, nous obtenons :

$$\dot{V}_2 \leq -\delta V_2 + \theta^2 \|\Upsilon^T\| \|\eta\| |\tilde{R}| \quad (5.33)$$

En utilisant de nouveau l'inégalité (5.25), (5.33) amène à :

$$\dot{V}_2 \leq -\delta V_2 + \gamma_4 \sqrt{V_1} \sqrt{V_2} \quad (5.34)$$

où, $\gamma_4 \stackrel{\text{def}}{=} \theta^2 \Upsilon_0 \frac{\sqrt{2\omega_0}}{\sqrt{\lambda_{\min}}}$ avec Υ_0 et ω_0 sont les bornes supérieures des fonctions $\Upsilon(t)$ et $\omega(t)$, respectivement.

Finalement, d'après (5.27) et (5.34), nous aboutissons à l'inégalité suivante pour la dérivée de la fonction de Lyapunov V :

$$\dot{V} \leq -\delta V_2 - \gamma_1 V_1 + \gamma_2 \sqrt{V_1} + (\gamma_3 + \gamma_4) \sqrt{V_1} \sqrt{V_2} \quad (5.35)$$

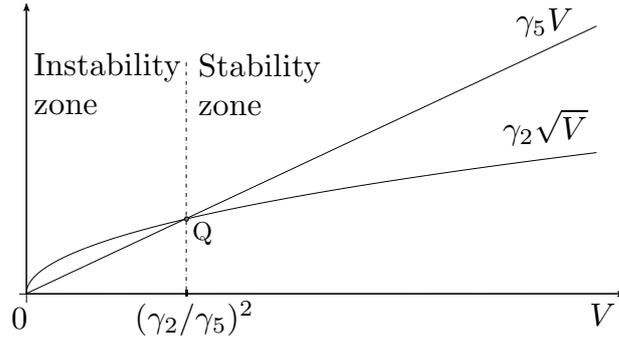


Figure 5.2 – Intervalle de stabilité de l'observateur adaptatif

Ce qui implique, puisque $\delta > 0$ et $\gamma_1 > 0$, que :

$$\dot{V} \leq -\min(\delta, \gamma_1)(V_1 + V_2) + \gamma_2\sqrt{V_1 + V_2} + (\gamma_3 + \gamma_4)(V_1 + V_2) \quad (5.36)$$

Posons $\gamma_5 \stackrel{\text{def}}{=} \min(\delta, \gamma_1) - (\gamma_3 + \gamma_4)$, alors (5.36) devient :

$$\dot{V} \leq -\gamma_5 V + \gamma_2\sqrt{V} \quad (5.37)$$

En choisissant les paramètres de conception θ et δ tel que $\min(\delta, \gamma_1) > (\gamma_3 + \gamma_4)$, nous avons $\gamma_5 > 0$.

La figure 5.2 illustre les variations des fonctions $\gamma_5 V$ et $\gamma_2\sqrt{V}$ en fonction de V pour le cas $\mu_0 \neq 0$. Comme nous pouvons le voir clairement, la dérivée \dot{V} est négative quand les conditions initiales sont tel que $V(0) > (\gamma_2/\gamma_5)^2$, ce qui veut dire que la fonction $V(t)$ converge vers la bande $[0, (\gamma_2/\gamma_5)^2]$. De plus, selon les expressions de γ_5 , γ_1 et γ_4 , nous pouvons voir facilement que le point intersection Q d'abscisse $(\gamma_2/\gamma_5)^2$ peut être aussi proche de l'origine que les paramètres θ et δ sont suffisamment grand, ce qui implique que les erreurs d'estimation de l'état x et du paramètre R convergent asymptotiquement vers des bande finales que nous pouvons rendre arbitrairement proches de zéro en augmentant suffisamment les paramètres θ et δ .

Pour le cas $\mu_0 = 0$, d'après les expressions de γ_2 et α_2 données respectivement par (5.28) et (5.24), nous avons $\gamma_2 = 0$ et (5.37) implique que, pour θ et δ choisis tel que $\gamma_5 > 0$, $V(t)$ converge exponentiellement vers zéro, c'est à dire que les erreurs d'estimation de l'état x et du paramètre R convergent exponentiellement vers zéro quelque soit les conditions initiales. Ce ci termine la preuve du théorème 5.3.1. \square

5.4 Résultats de la simulation

Le système utilisé en simulation comporte les mêmes éléments qu'en chapitres précédents, à savoir un générateur photovoltaïque (PVG) de 2kW alimentant en puissance une pompe centrifuge de 1.2kW qu'entraîne un convertisseur DC-DC de

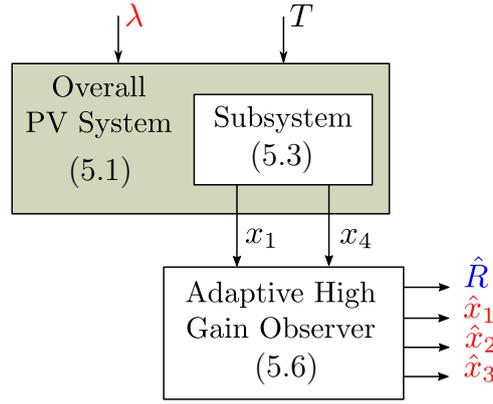


Figure 5.3 – Banc de simulation de l’ensemble système–observateur

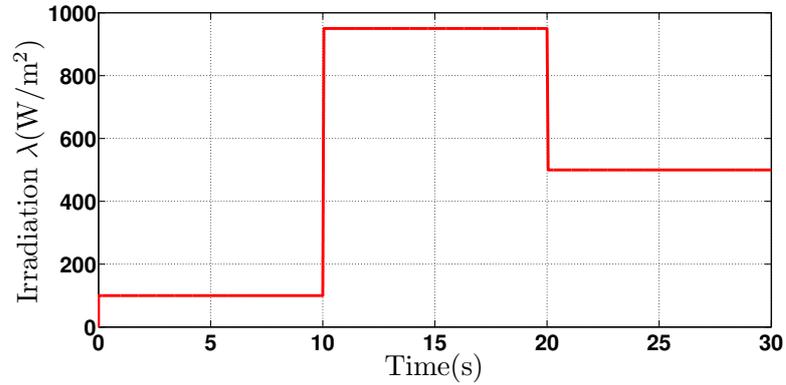


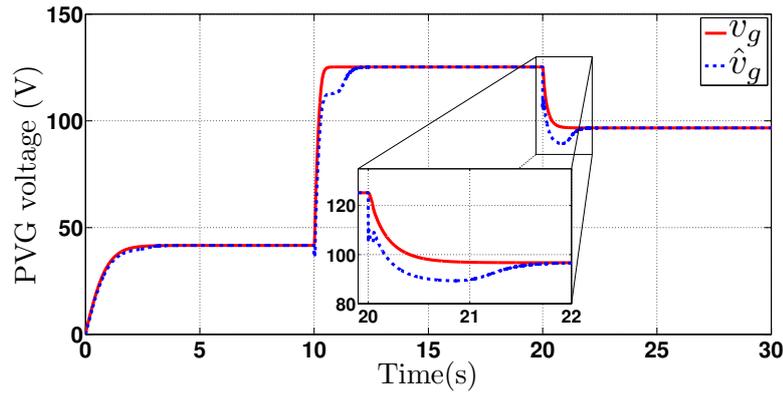
Figure 5.4 – Profile d’enseillement

type boost. Ce dernier étant connecté au PVG par l’intermédiaire d’un câble photovoltaïque de 500m. Le PVG consiste en deux chaînes parallèles, composées chacune de quatre modules photovoltaïques de 250kW montés en série. Les modules photovoltaïques, le câble, la pompe, et les condensateurs ont les mêmes caractéristiques et valeurs nominales que celles données en chapitre 4, section 4.4.

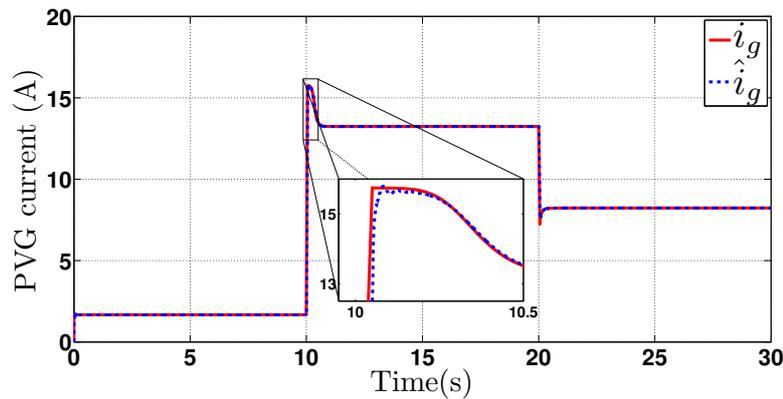
La figure 5.3 présente le banc de simulation de l’ensemble système–observateur adaptatif à grand gain. Les performances de l’observateur conçu sont évaluées en utilisant le système photovoltaïque en boucle ouverte, c-à-d sans commande MPPT. Le rapport cyclique de la commande MLI du convertisseur boost est donc fixée à 50%. Pour assurer la stabilité exponentielle de la matrice $\bar{A} - KC$, la valeur choisie pour le gain K est : $K = [8, 6, 2.5]^T$.

Le test de l’observateur est effectué en excitant le système photovoltaïque par le signal d’enseillement représenté à la figure 5.4, tandis que la température est choisie constante et égale à 45°C.

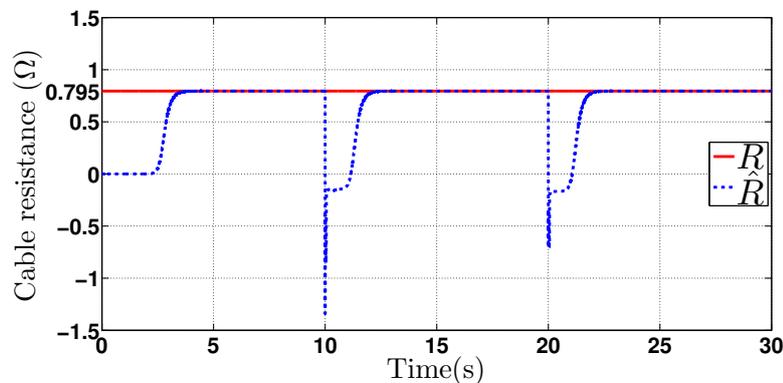
La convergence des variables d’état et paramètre R estimés est obtenue en ajustant les paramètres θ et δ par la méthode essai et erreur. Pour une valeur donnée du paramètre θ , le paramètre δ est ajusté finement de telle sorte à améliorer les performance du régime transitoire en terme de temps de convergence et dépassement. Des résultats satisfaisants sont alors obtenues pour $\theta = 700$ et $\delta = 65$.



(a) Estimation de la tension du PVG



(b) Estimation du courant du PVG

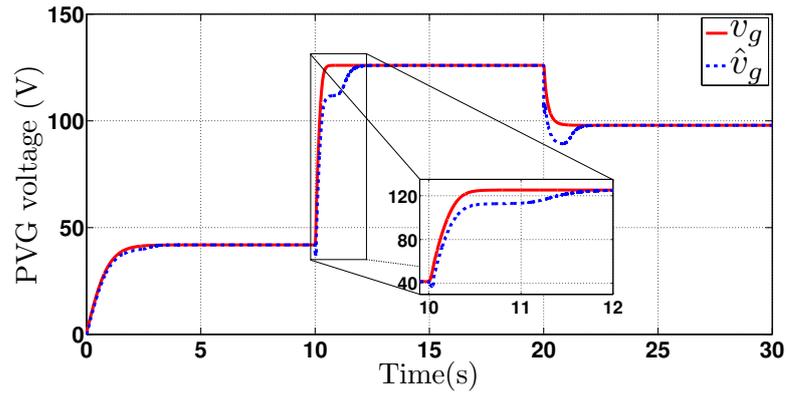


(c) Estimation de la résistance du câble

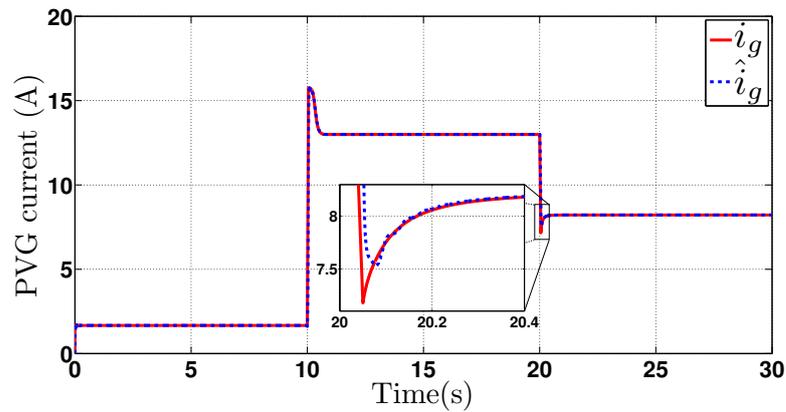
Figure 5.5 – Estimation des variables et du paramètre du système pour $R = R_N = 0.795\Omega$.

La robustesse de l'observateur vis-à-vis des incertitudes de la résistance du câble a été vérifiée en appliquant une déviation de $\pm 20\%$ sur la valeur nominale $R_N = 0.795\Omega$ de ce paramètre. Les figures 5.5, 5.6, et 5.7 montrent les résultats de simulation obtenues pour les trois cas suivant : **cas 1** où $R = R_N = 0.795\Omega$, **cas 2** où $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$, et **cas 3** où $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$, respectivement.

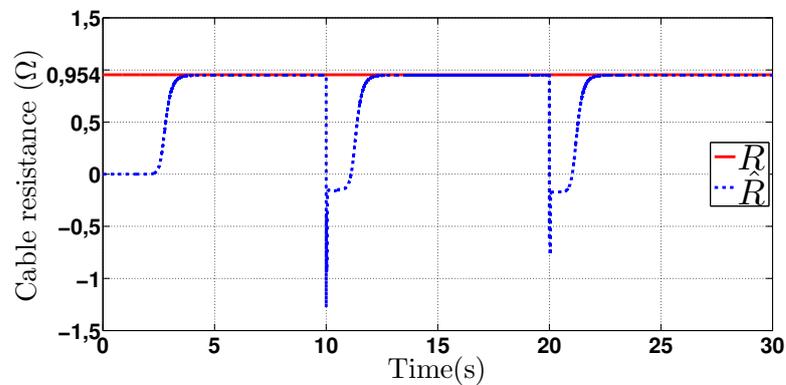
◦ **cas 1, R de valeur nominale 0.795Ω** : Les figures 5.5a, 5.5b, et 6.7c illustre l'estimation de la tension v_g en sortie du PVG, du courant i_g délivré par le PVG,



(a) Estimation de la tension du PVG



(b) Estimation du courant du PVG



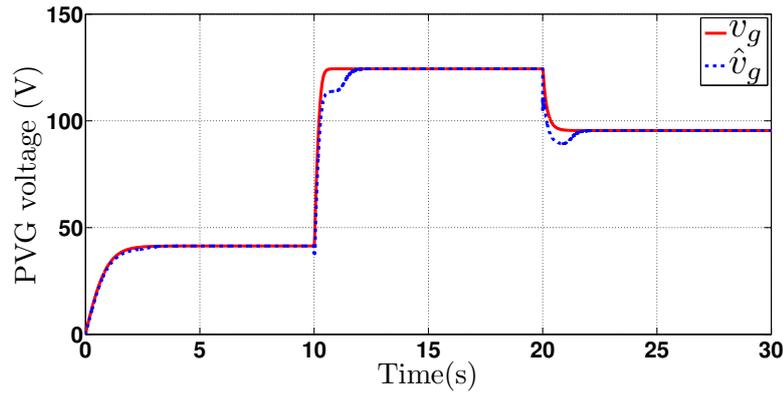
(c) Estimation de la résistance du câble

Figure 5.6 – Estimation des variables et du paramètre du système pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$.

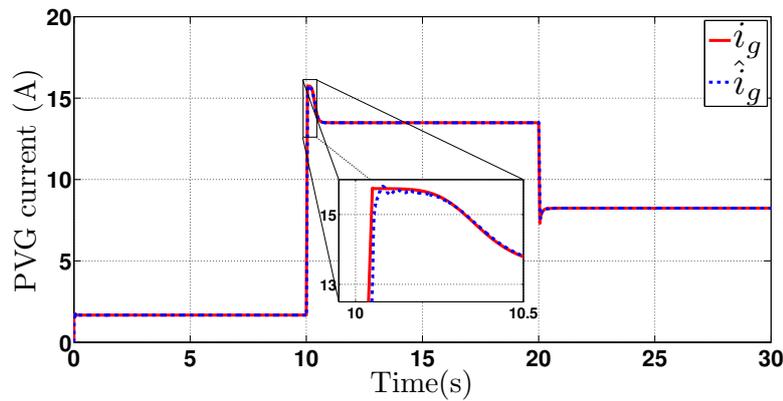
et du paramètre résistance R du câble, respectivement, pour la cas de la valeur nominale $R = R_N = 0.795\Omega$.

- **cas 2, incertitude de +20%** ($R = 0.954\Omega$) : Les figures 5.6a, 5.6b, et 6.10c illustrent l'estimation des variables v_g et i_g et du paramètre R dans le cas où la résistance est affectée d'une déviation de +20%, c-à-d $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$.

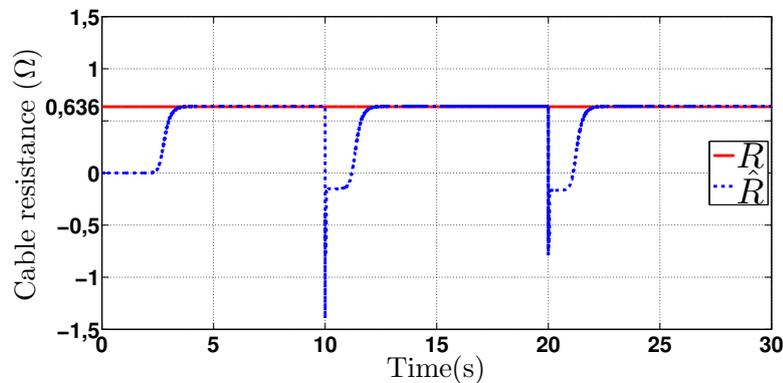
- **cas 3, incertitude de -20%** ($R = 0.636\Omega$) : Les figures 5.7a, 5.7b, et 6.13c illustre l'estimation des variables v_g et i_g et du paramètre R dans le cas où cette



(a) Estimation de la tension du PVG



(b) Estimation du courant du PVG



(c) Estimation de la résistance du câble

Figure 5.7 – Estimation des variables et du paramètre du système pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$.

déviations est de -20% , c-à-d $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$.

A travers ces figures, nous voyons clairement que la robustesse de l'observateur adaptatif conçu, vis-à-vis des déviations éventuelles de la résistance du câble photovoltaïque, est confirmée. Les variables tension et courant de sortie du PVG convergent rapidement vers leurs valeurs mesurées avec une erreur statique très faible, et ce indépendamment des déviations susceptibles d'affecter la valeur nominale du paramètre résistance R dont l'estimation est aussi assurée avec une précision très satisfaisante.

Une convergence plus rapide pourrait être obtenue en augmentant davantage le paramètre θ et en réajustant proportionnellement le paramètre δ . Cependant, les signaux deviennent très perturbés en régime transitoire. Ainsi, un compromis convergence rapide – faibles perturbations des signaux s’impose pour le choix des valeurs des paramètres θ et δ .

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu un observateur à grand gain adaptatif pour le système photovoltaïque. Il permet de générer les estimés des grandeurs courant et tension en sortie du générateur photovoltaïque ainsi que l’estimé du paramètre résistance propre R du câble PV tout en compensant l’influence des incertitudes éventuelles affectant cette résistance, sur cette estimation. Une telle estimation permet, d’une part, de remédier à la difficulté que présente la mesure de la tension et du courant fournis par le PVG, par des capteurs classiques, dans des situations où les panneaux PV sont installés à grande distance de l’unité de commande du convertisseur ; la mesure de ces grandeurs étant nécessaire pour la conception des commande MPPT, et d’autre part, d’éviter l’impact des paramètres propres du câble photovoltaïque sur les performances de la commande MPPT.

Après avoir prouvé la convergence des erreurs d’estimation des variables d’état et du paramètre résistance du câble, en utilisant l’approche de Lyapunov, les performances de l’observateur sont testées par simulation.

Nous avons toutefois considéré, dans ce chapitre, que seul le paramètre résistance propre du câble est inconnu et incertain alors que son inductance propre L étant supposée de valeur nominale connue et constante. Nous consacrons le chapitre 6 prochain à la conception d’un observateur adaptatif qui permettra l’estimation des variables d’état du système photovoltaïque ainsi que celle des paramètres propres R et L du câble en tenant compte des incertitudes auxquelles les valeurs nominales de ces deux paramètres sont susceptibles d’être soumises.

CHAPITRE 6

Observateur de Kalman étendu adaptatif pour le système photovoltaïque

Ce chapitre a été l'objet d'une communication présentée au workshop "13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS 2019)", tenu à Winchester, Royaume Uni, de 4 au 6 Décembre 2019, et publié à IFAC-PapersOnLine [132].

6.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, un observateur à grand gain adaptatif pour le système photovoltaïque a été conçu. Il assure l'estimation de la tension et du courant du PVG ainsi que celle de la résistance propre du câble, et ce, en dépit des incertitudes affectant ce paramètre.

Nous nous intéressons dans le présent chapitre à la conception d'observateur adaptatif permettant d'effectuer l'estimation aussi bien des grandeurs tension et courant en sortie du PVG que des paramètres résistance et inductance propres du câble PV, tout en compensant l'effet d'éventuelles incertitudes susceptibles d'affecter ces paramètres. En effet, les valeurs de ces paramètres ne sont pas connues avec exactitude d'une part, et sont d'autre part, soumises en continu à des déviations sous l'effet de divers facteurs, notamment les conditions climatiques, les opérations de maintenance, ..etc.

Après avoir présenté le modèle du système à observer, un observateur adaptatif de type Kalman étendu est proposé, puis sa stabilité est analysée au moyen de l'approche de Lyapunov et ses performances sont validées par simulation.

Le chapitre est organisé selon les sections suivantes : la section 6.2 présentant la modélisation du système ; la section 6.3 consacrée à la conception de l'observateur et à l'analyse de sa stabilité ; la section 6.4 exposant les résultats des différentes

simulations, et la section 6.5 clôturant le chapitre par une conclusion.

6.2 Modèle du sous système à observer

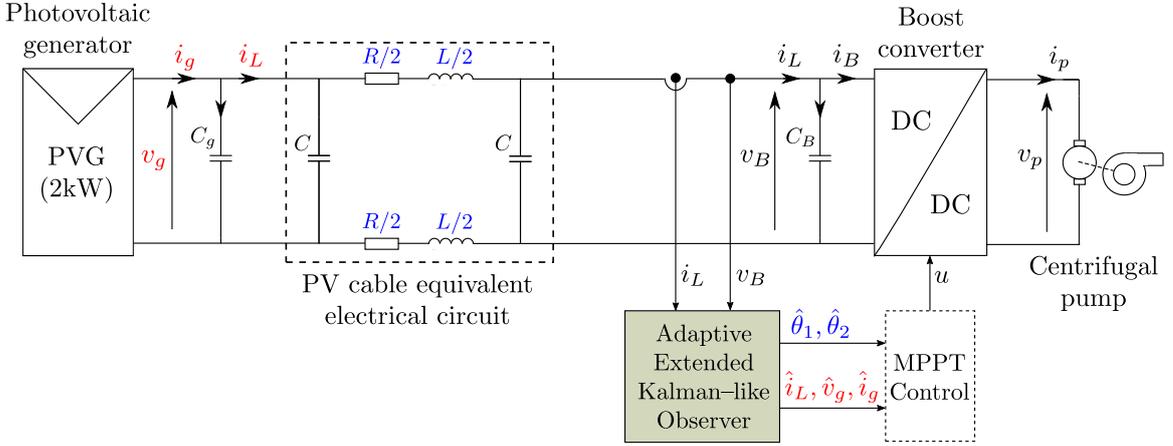


Figure 6.1 – Schéma de l'ensemble système-observateur adaptatif

Le schéma structurel global de l'ensemble système-observateur est présenté à la figure 6.1. Dans ce schéma, le câble photovoltaïque est représenté par son modèle électrique équivalent composé d'une résistance série R , d'une inductance série L et de deux capacités parallèles C . Vu que la valeur de la capacité C est très faible par rapport à celle des condensateurs C_g et C_B , elle est négligée dans la suite.

En utilisant les lois de Kirchhoff, nous obtenons le système d'équations différentielles suivantes qui décrivent le sous système sur la base duquel l'observateur adaptatif est conçu :

$$\begin{cases} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_L(t) + \frac{1}{L}v_g(t) - \frac{1}{L}v_B(t) & (6.1a) \\ \frac{dv_g(t)}{dt} = -\frac{1}{C_g}i_L(t) + \frac{1}{C_g}i_g(t) & (6.1b) \\ \frac{di_g(t)}{dt} = \mu_g(t) & (6.1c) \end{cases}$$

où $i_L(t)$ est le courant circulant dans le câble, $v_g(t)$ et $i_g(t)$ sont respectivement la tension et le courant en sortie du PVG, $v_B(t)$ est la tension en entrée du convertisseur DC-DC et $\mu_g(t)$ est une fonction réelle inconnue mais bornée et dont les variations dépendent de plusieurs facteurs, notamment, les caractéristiques des modules photovoltaïques, le niveau d'ensoleillement, les conditions climatiques...etc.

Dans la suite, la dépendance du temps t des variables sera omise afin d'éclairer notations.

On a communément recours aux modèles dit moyennés des systèmes pour la conception des régulateurs et des observateurs. Faisant ainsi, le modèle instantané

(6.1a)–(6.1c) du sous système objet d'étude est substitué par la version moyennée suivante où tout les signaux sont remplacés par leurs valeurs moyenne sur une période de découpage :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 - \theta_2 x_4 & (6.2a) \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{1}{C_g} x_1 + \frac{1}{C_g} x_3 & (6.2b) \\ \frac{dx_3}{dt} = \bar{\mu}_g & (6.2c) \end{cases}$$

où les variables x_1, x_2, x_3, x_4 et $\bar{\mu}_g$ sont, respectivement, les valeurs moyennes sur une période de découpage des signaux $i_L(t), v_g(t), i_g(t), v_B(t)$ et $\mu_g(t)$, tandis que $\theta_1 = R/L$ et $\theta_2 = 1/L$ représentent des paramètres inconnus et incertains du système. Notons que x_4 est un signal mesurable alors que la fonction inconnue $\bar{\mu}_g$ est supposée bornée.

Dans le modèle (6.2), pas uniquement les variables x_2 et x_3 sont inaccessibles à la mesure mais aussi les paramètres θ_1 et θ_2 sont inconnus, car ils dépendent de la résistance R et de l'inductance L du câble dont les valeurs ne sont pas connues avec précision et sont, en outre, soumises à des déviations en continu. Afin d'assurer l'estimation des variable x_2 et x_3 ainsi que celle des paramètres θ_1 et θ_2 , un observateur d'état étendu adaptatif est conçu dans la sous section suivante.

6.3 Conception de l'observateur adaptatif

6.3.1 Équation d'état de l'observateur

D'abord, introduisons la transformation d'état suivante Ω qui permet de mettre le système sous une forme canonique observable :

$$\Omega : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3 \quad ; \quad x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \rightarrow \xi = \begin{pmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{pmatrix} \quad ; \quad \Omega(x) = \begin{pmatrix} x_1 \\ \theta_2 x_2 \\ \theta_2 \\ \frac{1}{C_g} x_3 \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

Remarque 2. *Nous pouvons voir aisément que la transformation Ω est inversible, étant donné que le paramètre $\theta_2 = \frac{1}{L} \neq 0$.*

Appliquons la transformation (6.3), le modèle (6.2) du système est exprimé dans le système de coordonnées ξ sous la forme canonique observable suivante :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + \varphi(y, x_4)\theta + D\mu & (6.4a) \\ y = C\xi & (6.4b) \end{cases}$$

où,

- $\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3]^T \in \mathbb{R}^3$ est le vecteur d'état et, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T \in \mathbb{R}^2$ est le vecteur des paramètres inconnus et incertains du système ;
- $y \in \mathbb{R}$ est la sortie du système et, $x_4 \in \mathbb{R}$ un signal mesurable ;
- les matrices A , C et D ont les formes suivantes :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad ; \quad C = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}^T \quad ; \quad D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

- la fonction $\varphi(\xi, v)$ est exprimée comme suit :

$$\varphi(y, x_4) = \begin{pmatrix} -y & -x_4 \\ 0 & -\frac{y}{C_g} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.6)$$

- μ est une fonction réelle exprimée par :

$$\mu = \frac{\theta_2}{C_g} \bar{\mu}_g \quad (6.7)$$

Nous proposons pour le système (6.4) l'observateur adaptatif suivant [133] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}} = A\hat{\xi} + \varphi(y, x_4)\hat{\theta} - (\Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + S_\xi^{-1} C^T)(C\hat{\xi} - y) & (6.8a) \\ \dot{\hat{\theta}} = -S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T (C\hat{\xi} - y) & (6.8b) \end{cases}$$

où,

- $\hat{\xi} = [\hat{\xi}_1, \hat{\xi}_2, \hat{\xi}_3]^T$ et $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2]^T$ sont respectivement les vecteurs d'état et de paramètres estimés ;
- les matrices A et C , et la fonction $\varphi(y, x_4)$ sont données ci-dessus par (6.5) et (6.6), respectivement ;
- les fonctions Λ , S_ξ , et S_θ sont des solutions des équations différentielles suivante :

$$\begin{cases} \dot{\Lambda} = (A - S_\xi^{-1} C^T C) \Lambda + \varphi(y, x_4) & (6.9a) \\ \dot{S}_\xi = -\rho_\xi S_\xi - A^T S_\xi - S_\xi A + C^T C & (6.9b) \\ \dot{S}_\theta = -\rho_\theta S_\theta + \Lambda^T C^T C \Lambda \quad ; \quad S_\xi(0) > 0, S_\theta(0) > 0 & (6.9c) \end{cases}$$

où, ρ_ξ et ρ_θ sont des paramètres réels positifs choisis arbitrairement par l'utilisateur.

Remarque 3. *Puisque la paire (A, C) est observable, la solution S_ξ de l'équation différentielle (6.9b) est définie positive et reste loin de zéro (voir e.g. [133]). La même propriété est satisfaite par la matrice S_θ , solution de (6.9c), étant donné que la fonction $\varphi(y, v)$ satisfait la condition d'excitation persistante (EP) dans le sens qu'il existe $\alpha, \beta, T > 0$ et $t_o \geq 0$ tel que pour toute condition initiale ξ_o , nous avons [133] :*

$$\alpha I \leq \int_t^{t+T} \Psi_{v, \xi_o}(\tau, t)^T C^T \Sigma(\tau) C \Psi_{v, \xi_o}(\tau, t) d\tau \leq \beta I, \quad \forall t \geq t_o \quad (6.10)$$

où, Ψ_{v, ξ_o} dénote la matrice de transition du système $\dot{\xi} = A\xi, y = C\xi$, et Σ une matrice bornée définie positive.

Dans la suite de ce chapitre, la condition d'excitation persistante sera supposée satisfaite de telle sorte que l'on peut considérer S_θ comme définie positive et reste loin de 0.

6.3.2 Analyse de la stabilité de l'observateur adaptatif

La stabilité de l'observateur adaptatif (6.8) est énoncée par le théorème 6.3.1 suivant :

Théorème 6.3.1. *Considérons le système décrit par le modèle (6.4), sous l'hypothèse que la fonction inconnue $\mu(t)$ est bornée. Pour $\rho_\xi > 0$ et $\rho_\theta > 0$, l'observateur défini par (6.8) présente les propriétés suivantes :*

- cas $\mu = 0$, les erreurs d'estimation d'état et des paramètres convergent exponentiellement vers zéro ;
- cas $\mu \neq 0$, les erreurs d'estimation d'état et des paramètres sont asymptotiquement convergentes vers une boule au voisinage de zéro qui peut être rendue arbitrairement aussi petite que les valeurs choisies pour les paramètres ρ_ξ et ρ_θ sont grandes.

Remarque 4. *Étant donné que la fonction $\mu_g(t)$ est bornée, la fonction $\mu(t)$ définie par $\mu = \frac{\theta_2}{C_g} \bar{\mu}_g$ est aussi bornée puisque le paramètre θ_2 est de valeur finie et C_g est constante.*

Preuve. Considérons les erreurs d'estimation d'état et des paramètres $\tilde{\xi}$ et $\tilde{\theta}$, respectivement, définies par :

$$\tilde{\xi} = \hat{\xi} - \xi ; \quad \tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta \quad (6.11)$$

Étant donné que le vecteur paramètre θ varie très lentement en fonction du temps de sorte que l'on puisse considérer que sa dérivée est nulle, i.e. $\dot{\theta} = 0$, alors d'après

les équations (6.4) et (6.8), les dynamiques des erreurs d'estimation sont données par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\xi}} = (A - \Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T C - S_\xi^{-1} C^T C) \tilde{\xi} + \varphi(y, x_4) \tilde{\theta} - D\mu & (6.12a) \\ \dot{\tilde{\theta}} = -S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T C \tilde{\xi} & (6.12b) \end{cases}$$

Introduisons la variable η définie par [131] :

$$\eta = \xi - \Lambda \tilde{\theta} \quad (6.13)$$

En utilisant (6.12) et en substituant l'expression de $\dot{\Lambda}$ donnée par (6.9a), les fonctions η et $\tilde{\theta}$ sont soumises aux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (A - S_\xi^{-1} C^T C) \eta - D\mu & (6.14a) \\ \dot{\tilde{\theta}} = -S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T C (\eta + \Lambda \tilde{\theta}) & (6.14b) \end{cases}$$

S_ξ et S_θ étant des matrices définies positives, considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V(\eta, \tilde{\theta}) = \eta^T S_\xi \eta + \tilde{\theta}^T S_\theta \tilde{\theta} \quad (6.15)$$

dont la dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V} = \dot{\eta}^T S_\xi \eta + \eta^T S_\xi \dot{\eta} + \eta^T \dot{S}_\xi \eta + \dot{\tilde{\theta}}^T S_\theta \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T S_\theta \dot{\tilde{\theta}} + \tilde{\theta}^T \dot{S}_\theta \tilde{\theta} \quad (6.16)$$

En remplaçant \dot{S}_θ , \dot{S}_ξ , $\dot{\eta}$ et $\dot{\tilde{\theta}}$ par leurs expressions (6.9b), (6.9c), (6.14a) et (6.14b), respectivement, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\eta^T C^T C \eta - \eta^T C^T C \Lambda \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^T \Lambda^T C^T C \Lambda \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^T \Lambda^T C^T C \eta - \rho_\xi \eta^T S_\xi \eta \\ & - \rho_\theta \tilde{\theta}^T S_\theta \tilde{\theta} - 2\mu \eta^T S_\xi D \end{aligned} \quad (6.17)$$

Nous pouvons vérifier facilement que :

$$\begin{aligned} -\eta^T C^T C \eta - \eta^T C^T C \Lambda \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^T \Lambda^T C^T C \Lambda \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^T \Lambda^T C^T C \eta &= -(\eta + \Lambda \tilde{\theta})^T C^T C (\eta + \Lambda \tilde{\theta}) \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (6.18)$$

Donc,

$$\dot{V} \leq -\rho_\xi \eta^T S_\xi \eta - \rho_\theta \tilde{\theta}^T S_\theta \tilde{\theta} - 2\mu \eta^T S_\xi D \quad (6.19)$$

En majorant le dernier terme à droite dans (6.19) par des normes, nous obtenons :

$$\dot{V} \leq -\rho V + 2\mu_M \|\eta\| \|S_\xi\| \quad (6.20)$$

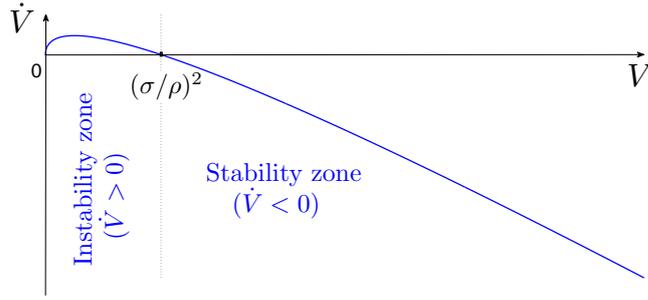


Figure 6.2 – Zone de stabilité de l'observateur

où, $\rho \stackrel{\text{def}}{=} \min(\rho_\xi, \rho_\theta)$, et μ_M est la borne supérieure de μ , i.e. $\text{Sup}_{t>0}(\mu(t)) = \mu_M$.

En appliquant l'inégalité suivante qui est valable puisque S_ξ est une matrice définie positive :

$$\lambda_{\min}(S_\xi) \|\eta\|^2 \leq \eta^T S_\xi \eta \quad (6.21)$$

l'inégalité (6.20) devient :

$$\dot{V} \leq -\rho V + \sigma \sqrt{V} \quad (6.22)$$

où, $\sigma \stackrel{\text{def}}{=} 2\mu_M \frac{\lambda_{\max}(S_\xi)}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)}}$ et, $\lambda_{\max}(S_\xi)$ et $\lambda_{\min}(S_\xi)$ sont respectivement les valeurs propres maximale et minimale de la matrice S_ξ .

La figure 6.2 illustre les variations des fonctions ρV et $\sigma \sqrt{V}$ en fonction de V pour le cas où $\mu \neq 0$. On voit clairement que la dérivée temporelle \dot{V} est définie négative chaque fois que conditions initiales satisfont la condition $V(0) > (\frac{\sigma}{\rho})^2$, ce qui veut dire que la fonction $V(t)$ converge vers l'intervalle $[0, (\frac{\sigma}{\rho})^2]$ chaque fois que $V(0) > (\frac{\sigma}{\rho})^2$. D'un autre côté, d'après les expressions de ρ et σ , nous voyons que plus les valeurs des paramètres ρ_ξ et ρ_θ sont grandes, plus le point d'intersection $P((\frac{\sigma}{\rho})^2, 0)$ est proche de l'origine. C'est dire que, les erreurs d'estimation d'état et des paramètres convergent asymptotiquement vers des bande finales qui sont plus faibles que les valeurs de paramètres sont grandes.

Pour le cas $\mu = 0$, nous avons $\sigma = 0$ et (6.22) implique que $V(t)$ converge exponentiellement vers zéro, ce qui implique les erreurs d'estimation $\tilde{\xi}$ et $\tilde{\theta}$ convergent exponentiellement vers zéro quelque soient les conditions initiales. Ce ci complète la preuve du théorème 6.3.1. \square

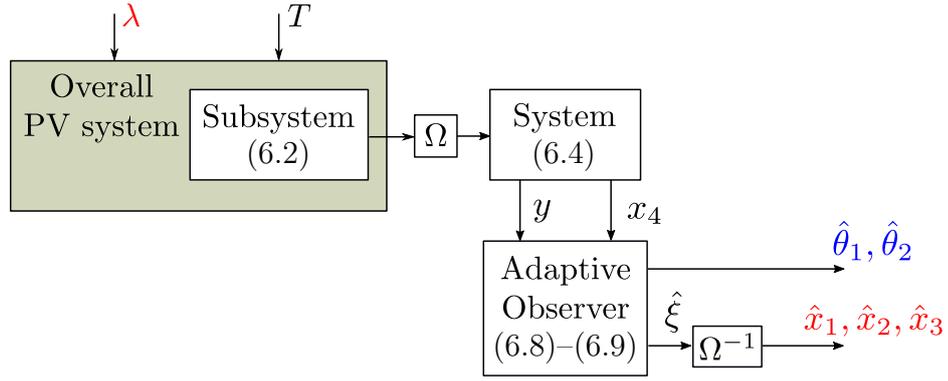


Figure 6.3 – Schéma de simulation de l'ensemble système-observateur

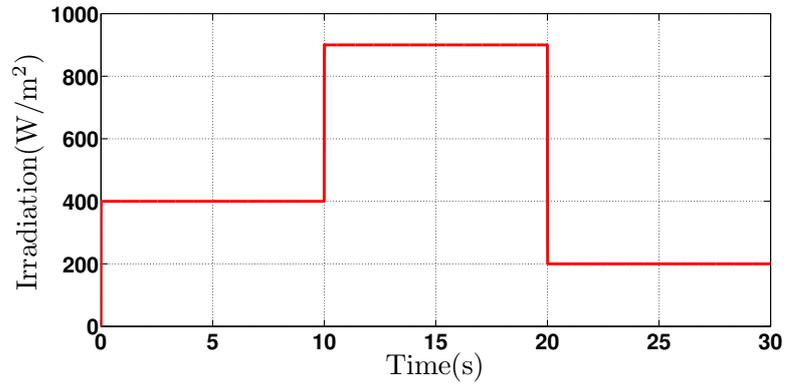


Figure 6.4 – Profil de l'irradiation solaire utilisé pour la simulation

Table 6.1 – Spécifications du module photovoltaïque

Number of cells N_s	60
Maximaum power P_m (W)	250
Short circuit current I_{SCR} (A)	8.28
Open circuit voltage V_{oc} (V)	37.8
Voltage at MPP V_m (V)	31.1
Current at MPP I_m (A)	8.05
Temperature coeff. of I_{SCR} (%/K)	0.004
Temperature coeff. of V_{OC} (%/K)	-0.3
Ideality factor A	1.2

Table 6.2 – Valeurs nominales des paramètres propres du câble

Resistance R (Ω /km)	0.795
Inductance L (mH/km)	0.254
Capacitance C (pF/km)	30

Table 6.3 – Paramètres du système

$\theta_1 = R/L$ (ΩH^{-1})	0.313
$\theta_2 = 1/L$ (H^{-1})	0.394

6.4 Résultats des simulations

Rappelons que le système à commander se compose d'un PVG de 2kW alimentant, via un câble de 500m, une pompe centrifuge de 1.2kW entraînée par un ha-

Table 6.4 – Caractéristiques nominales de la pompe

Rated voltage V_N (V)	150
Rated current I_N (A)	8
Rated speed n_N (r/min)	3000
Rated torque T_N (Nm)	5
Moment of inertia J (kgm ²)	10^{-3}

cheur de type boost. Le PVG consiste en deux chaînes parallèles formées, chacune, par la mise en série de quatre modules de 250W. Les spécifications des modules photovoltaïques utilisés sont données à la table 7.1, les caractéristiques nominales de la pompe sont données à la table 7.2, tandis que les tables 7.3 et 6.3 affichent les valeurs nominales des paramètres du câble et celles des paramètres du système, respectivement. Les condensateurs C_g et C_B sont de capacité $4700\mu\text{F}$.

Afin d'évaluer les performances de l'observateur adaptatif conçu, nous nous sommes contenté d'utiliser le système photovoltaïque fonctionnant en boucle ouverte, i.e. sans commande MPPT. Le schéma de simulation du système est montré à la figure 7.4. Le système est excité par un signal d'irradiation solaire dont les variations sont montrées à la figure 7.5, et à température constante fixée à 45°C . Les paramètres de conception ρ_ξ et ρ_θ sont ajustés en utilisant la méthode d'essai-et-erreur afin d'assurer la convergence de l'observateur. Des résultats satisfaisants en terme de temps de convergence, d'erreur statique, et de perturbation du régime transitoire, sont obtenues pour les valeurs suivantes : $\rho_\xi = 70$ et $\rho_\theta = 10$.

Pour vérifier la robustesse de l'observateur vis-à-vis des incertitudes des paramètres résistance et inductance du câble, une déviation de $\pm 20\%$ par rapport à leurs valeurs nominales de la table 7.3, a été appliquée. Les simulations se sont donc déroulées selon les deux scénarios suivants :

- **Scénario 1 : Simulation avec les valeurs nominales des paramètres**

Les figures 6.5 à 6.7 illustrent, respectivement, l'estimation des variables et paramètres du système pour le cas des valeurs nominales des paramètres du câble, i.e. $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$. La figure 6.5a et le zoom donné par la figure 6.5b montrent l'estimation de la tension de sortie du PVG, tandis que les figures 6.6a et 6.6b montre l'estimation du courant délivré par le PVG et celle du courant dans le câble, respectivement. Les figures 6.7a et 6.7b montrent respectivement, les estimations des paramètres θ_1 et θ_2 du système, tandis que les figures 6.7c et 6.7d montre respectivement, les estimations de la résistance R et de l'inductance L du câble.

- **Scénario 2 : Simulation avec $\pm 20\%$ d'incertitude sur les paramètres**

- **Cas1 : $+20\%$ d'incertitude des paramètres** : Les figures 6.8 à 6.10 illustrent l'estimation des variables et paramètres du système pour le cas où une déviation de $+20\%$ est appliquée sur les valeurs nominales des paramètres du câble, i.e. $R =$

$R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$.

La figure 6.8a et le zoom donné par la figure 6.8b montre l'estimation de la tension de sortie du PVG, alors que les figures 6.9a et 6.9b montrent l'estimation du courant délivré par le PVG et celle du courant dans le câble, respectivement. Les figures 6.10a et 6.10b montrent respectivement l'estimation des paramètres θ_1 et θ_2 du système, tandis que les figures 6.10c et 6.10d montrent respectivement l'estimation des paramètres résistance R et inductance L du câble.

◦ **Cas 2 : -20% d'incertitude des paramètres :** Les figures 6.11 à 6.13 illustrent l'estimation des variables du PVG et des paramètres du câble dans le cas une déviation de -20% est appliquée sur les valeurs nominales des paramètres du câble, i.e. $R = R_N(1 - 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$.

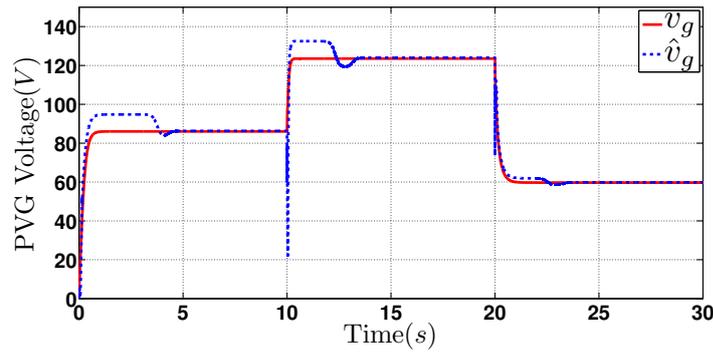
La figure 6.11a et le zoom donné par la figure 6.11b montre l'estimation de la tension de sortie du PVG, alors que les figures 6.12a et 6.12b montrent l'estimation du courant délivré par le PVG et celle du courant dans le câble, respectivement. Les figures 6.13a et 6.13b montrent respectivement l'estimation des paramètres θ_1 et θ_2 du système, tandis que les figures 6.13c et 6.13d montrent respectivement l'estimation des paramètres résistance R et inductance L du câble.

Ainsi, est-il clair que l'observateur adaptatif conçu accomplit l'estimation des variables et des paramètres du système photovoltaïque en dépit des incertitudes qui pourraient affecter les valeurs de ces paramètres. La convergence peut être rendue plus rapide en choisissant des valeurs plus grandes pour les paramètres ρ_ξ et ρ_θ , au prix des perturbations du régime transitoire ; un compromis entre ces deux exigences est à prendre en considération.

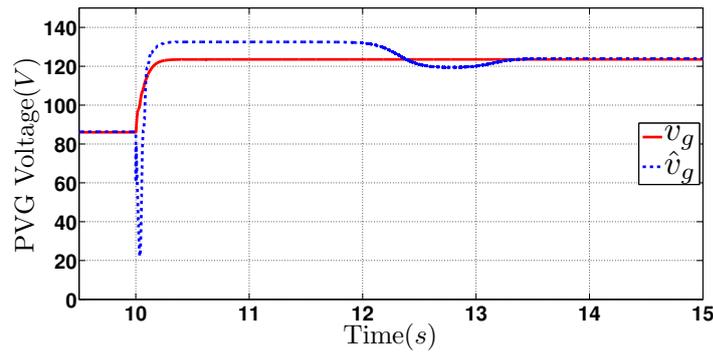
6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu un observateur adaptatif de type Kalman étendu, pour le système photovoltaïque. Il permet de générer les estimés du courant et de la tension en sortie du générateur photovoltaïque, ainsi que les valeurs estimées des paramètres résistance et inductance du câble, tout en compensant les effets des incertitudes de ces paramètres sur cette estimation. La convergence des variables et paramètres du système a été prouvée théoriquement et il a été démontré à travers des simulations numériques que cette convergence est assurée en dépit des incertitudes susceptible d'affecter les valeurs des paramètres résistance et inductance du câble.

Dans le chapitre 7 qui suivra, une commande MPPT adaptative basée sur l'observateur adaptatif décrit dans ce chapitre, est conçue.

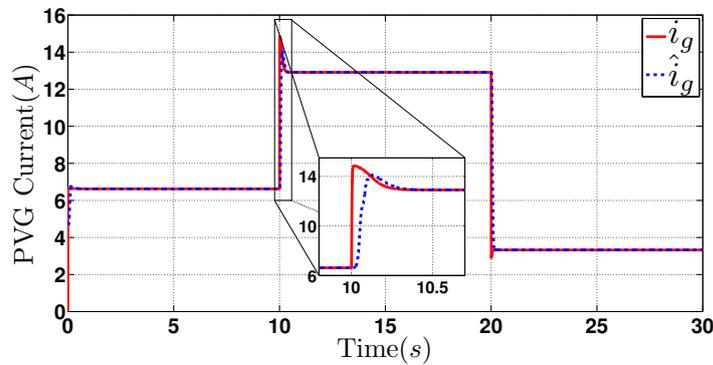


(a) Estimation de la tension de sortie du PVG

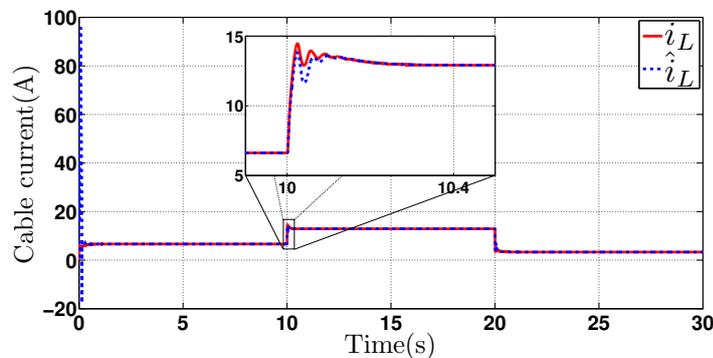


(b) Zoom sur la figure 6.5a autour de 10s

Figure 6.5 – Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.



(a) Estimation du courant de sortie du PVG



(b) Estimation du courant dans le câble

Figure 6.6 – Estimation des courants pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.

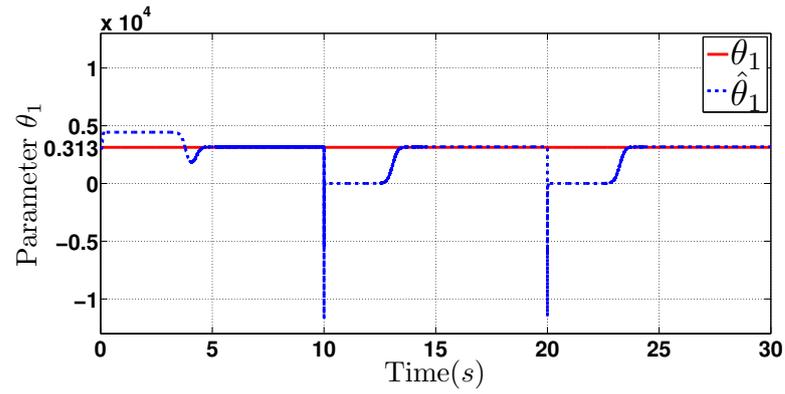
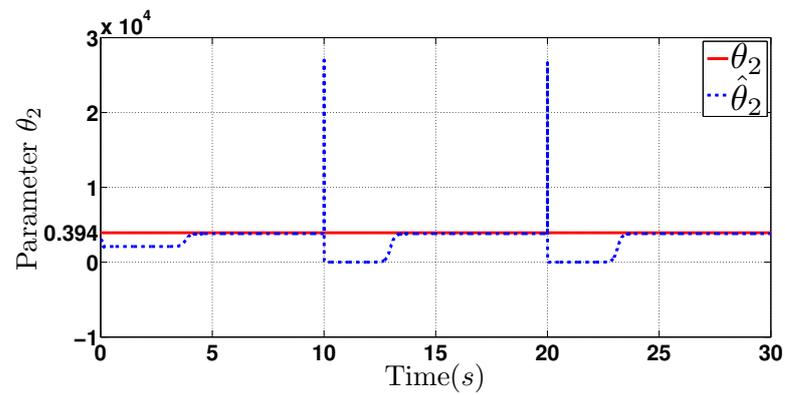
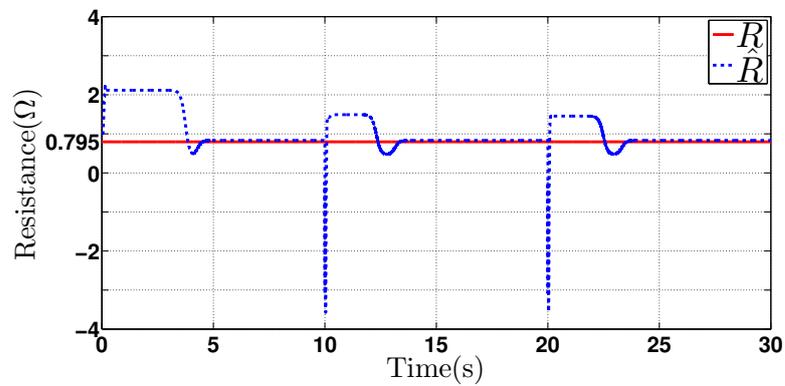
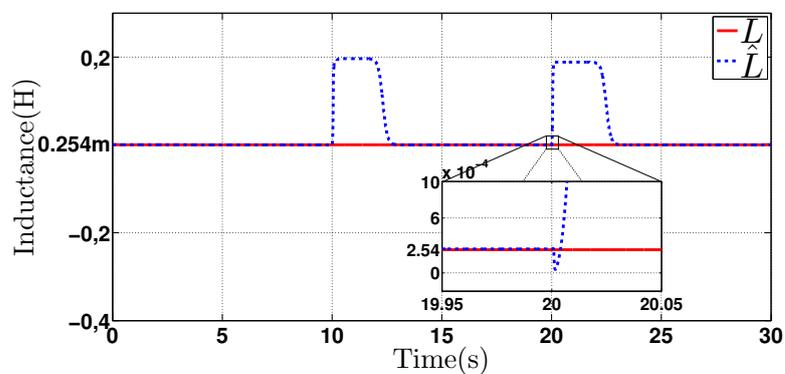
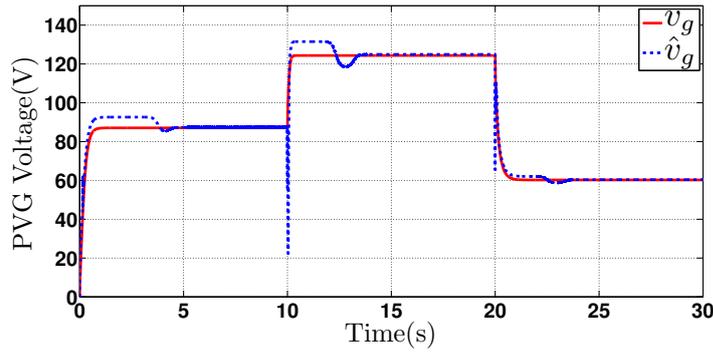
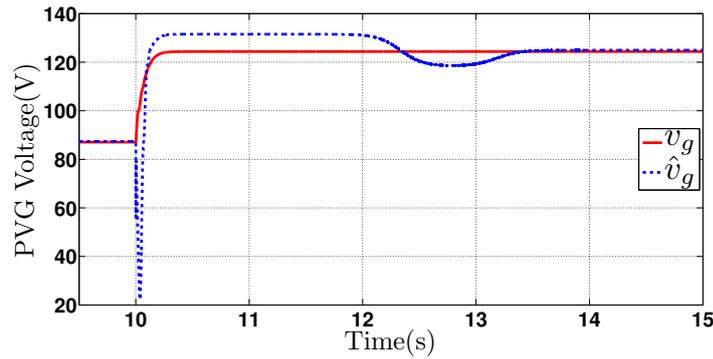
(a) Estimation du paramètre θ_1 du système(b) Estimation du paramètre θ_2 du système(c) Estimation du paramètre resistance R du câble(d) Estimation du paramètre inductance L du câble

Figure 6.7 – Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.

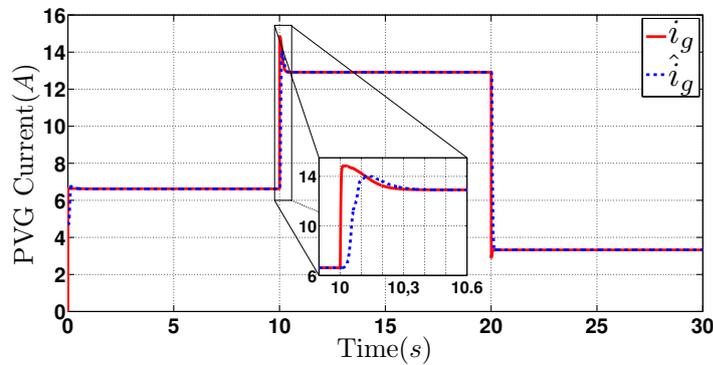


(a) Estimation de la tension de sortie du PVG

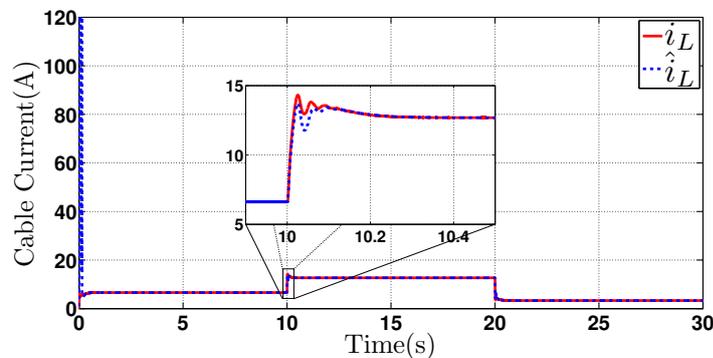


(b) Zoom sur la figure 6.8a autour de 10s

Figure 6.8 – Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$.



(a) Estimation du courant de sortie du PVG



(b) Estimation du courant dans le câble

Figure 6.9 – Estimation des courants pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$.

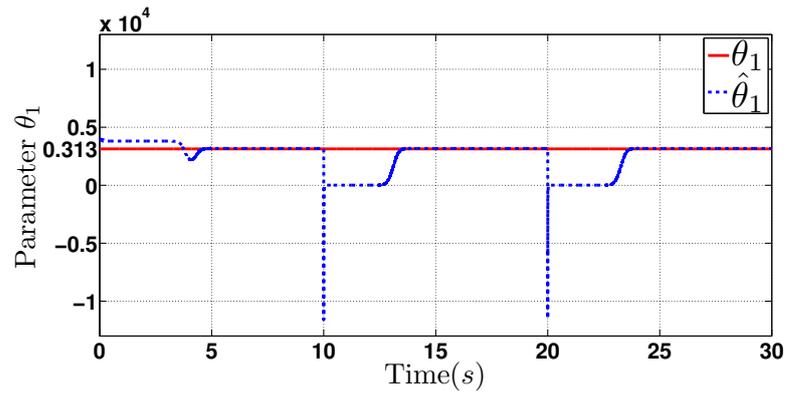
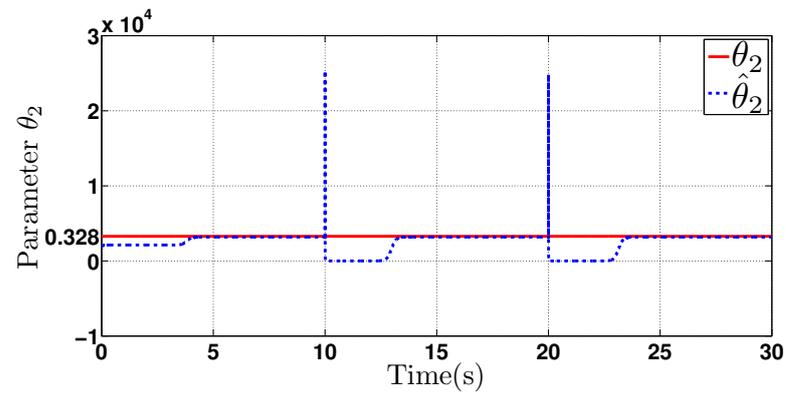
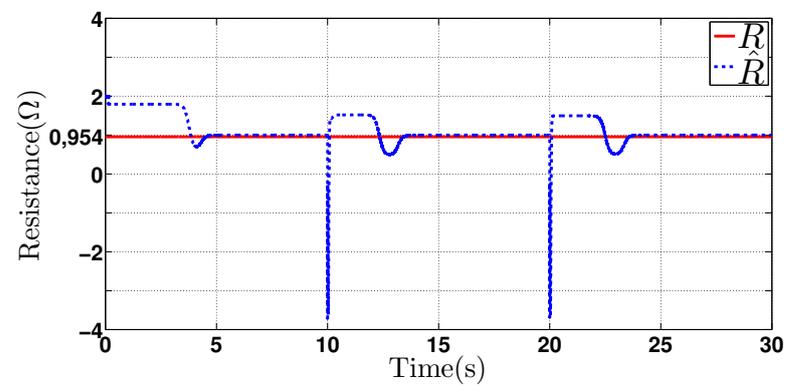
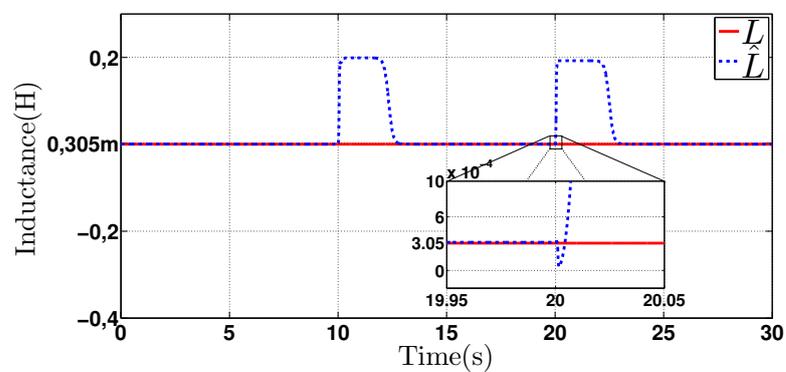
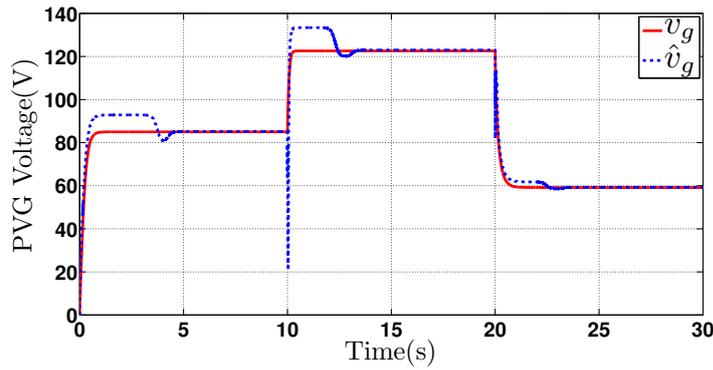
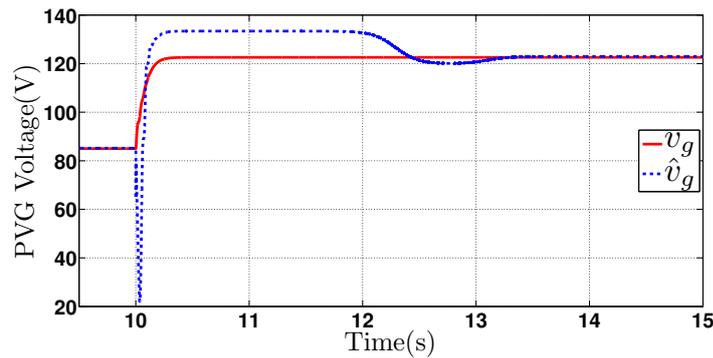
(a) Estimation du paramètre θ_1 du système(b) Estimation du paramètre θ_2 du système(c) Estimation du paramètre résistance R du câble(d) Estimation du paramètre inductance L du câble

Figure 6.10 – Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 20\%) = 0.305\text{mH}$.

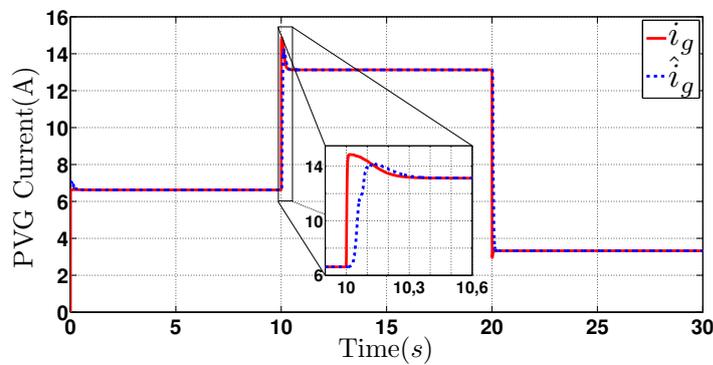


(a) Estimation de la tension de sortie du PVG

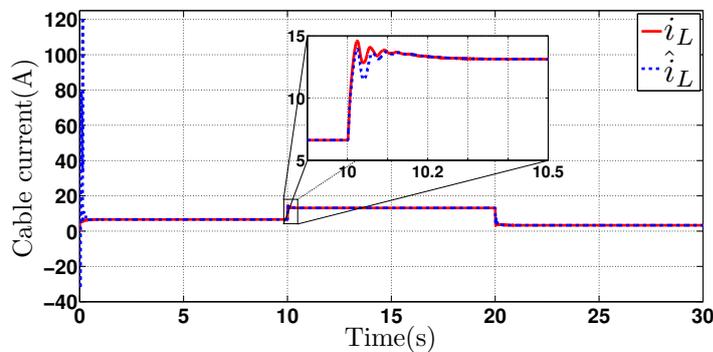


(b) Zoom sur la figure 6.11a autour de 10s

Figure 6.11 – Estimation de la tension de sortie du PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$.



(a) Estimation du courant de sortie du PVG



(b) Estimation du courant dans le câble

Figure 6.12 – Estimation des courants pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$.

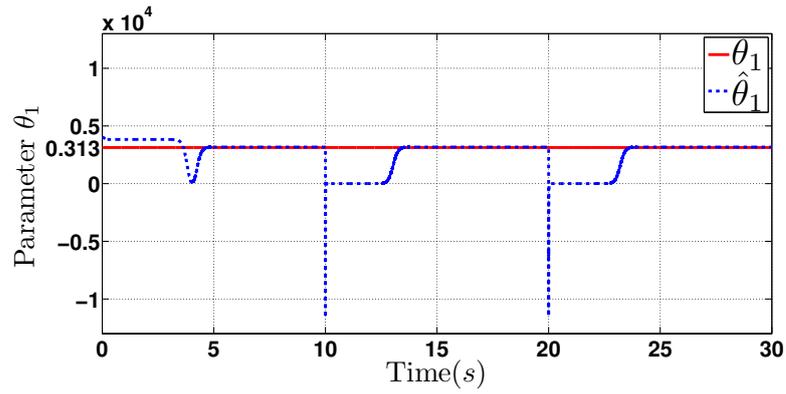
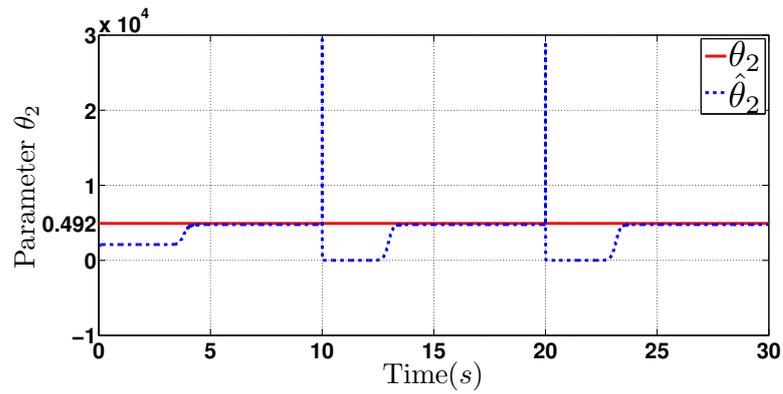
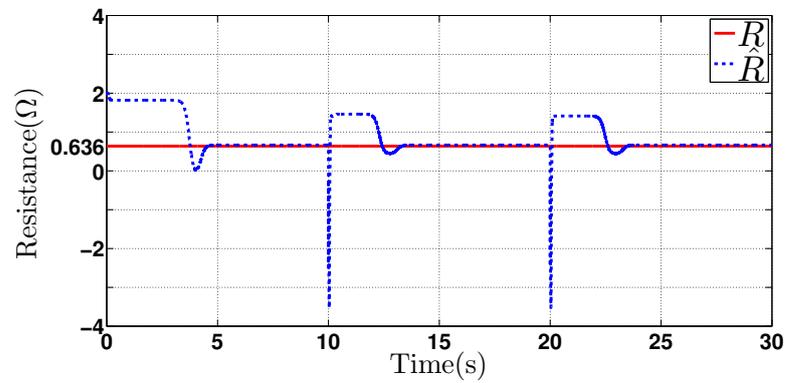
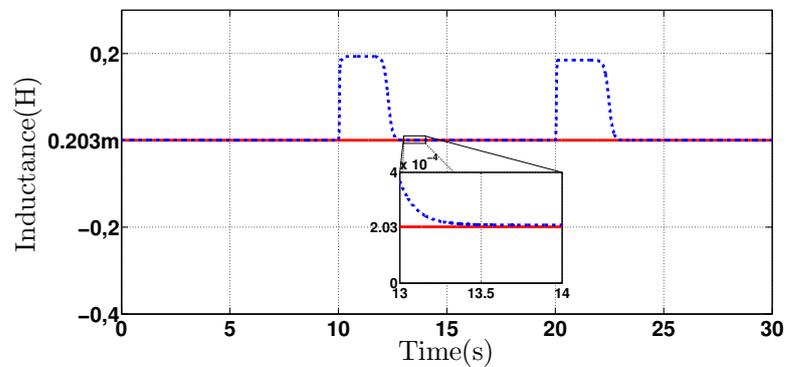
(a) Estimation du paramètre θ_1 du système(b) Estimation du paramètre θ_2 du système(c) Estimation du paramètre résistance R du câble(d) Estimation du paramètre inductance L du câble

Figure 6.13 – Estimation des paramètres du système et du câble pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 20\%) = 0.203\text{mH}$.

CHAPITRE 7

Commande non-linéaire adaptative du système photovoltaïque

Ce chapitre a été l'objet d'une communication présentée au workshop "13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS 2019)", tenu à Winchester, Royaume Uni, de 4 au 6 Décembre 2019, et publié à IFAC–PapersOnLine [134].

7.1 Introduction

Dans le chapitre 3 comme dans notre article [125], une commande MPPT à retour de sortie basée sur un observateur à grand gain a été conçue. Son efficacité à assurer l'extraction de la puissance maximale disponible du GPV, avec de meilleures performances, a bien été démontrée. Cependant, elle considère les paramètres résistance et inductance du câble comme étant de valeurs connues et constantes, ce qui contredit la réalité. En effet, les valeurs nominales de ces paramètres ne sont connues qu'approximativement, et ils sont de plus soumises à des déviations sous l'influence de divers facteurs dont les conditions climatiques.

Ainsi, proposons-nous dans ce chapitre, une version adaptative de la commande MPPT dont la conception considère les paramètres du système de valeurs inconnues et incertaines. En se basant sur l'observateur adaptatif conçu au chapitre 6 précédent, un régulateur backstepping est alors synthétisé.

Le reste du chapitre est organisé selon les sections suivantes : la section 7.2 présente la modélisation du système ; la section 7.3 est réservée à la conception de l'observateur adaptatif ; la synthèse de la loi de commande backstepping est effectuée dans la sous section 7.3.2 tandis que la sous section 7.3.3 présente l'analyse de la stabilité de l'ensemble observateur–commande ; les résultats de simulation sont exposés à la section 7.4, enfin une conclusion du chapitre est fournie à la section 7.5.

7.2 Modélisation

7.2.1 Modèle du système PV à commander

Le schéma global de l'ensemble {système commandé, observateur adaptatif, contrôleur MPPT} est présentée à la figure 7.1 suivante :

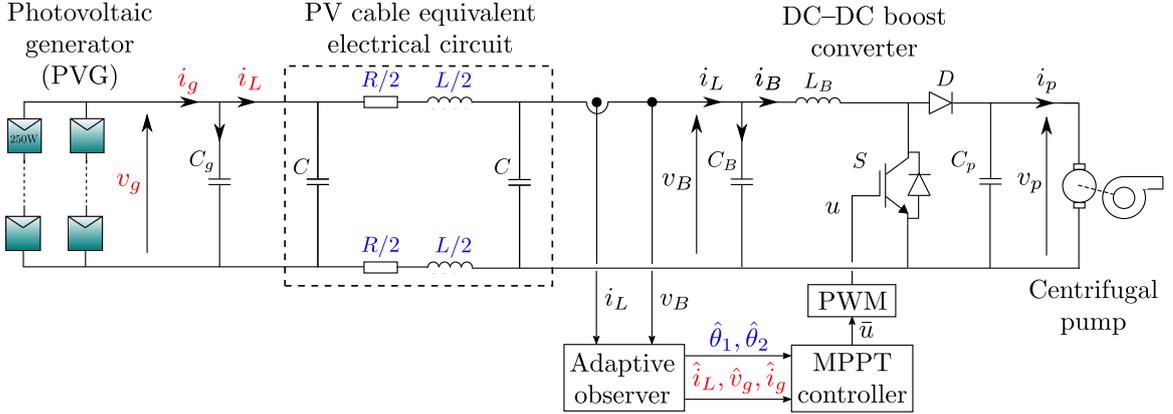


Figure 7.1 – Schéma de l'ensemble système-observateur-commande

Dans ce schéma,

- le GPV est représenté par deux chaînes parallèles comportant chacune quatre modules PV de 250W connectés en série ;
- le câble PV est représenté par son modèle électrique équivalent comportant une résistance série R , une inductance série L et deux capacités parallèles C ;
- le convertisseur DC-DC est représenté par son circuit qui consiste en une inductance de haute fréquence L_B , une capacité de filtrage de sortie C_p , une diode D et un commutateur S formé par un transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) ;
- les condensateurs de filtrage, C_g en sortie du GPV et, C_B à l'entrée du convertisseur, permettent d'amortir les pics de tension transitoires élevés.

Rappelons que le système à commander est représenté par les équations différentielles instantanées suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i_L(t) + \frac{1}{L}v_g(t) - \frac{1}{L}v_B(t) \end{array} \right. \quad (7.1a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_g(t)}{dt} = -\frac{1}{C_g}i_L(t) + \frac{1}{C_g}i_g(t) \end{array} \right. \quad (7.1b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_g(t)}{dt} = \mu_g(t) \end{array} \right. \quad (7.1c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dv_B(t)}{dt} = \frac{1}{C_B}i_L(t) - \frac{1}{C_B}i_B(t) \end{array} \right. \quad (7.1d)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_B(t)}{dt} = \frac{1}{L_B}v_B(t) - \frac{1-u}{L_B}v_p(t) \end{array} \right. \quad (7.1e)$$

qui sont exprimées sous la forme du modèle moyenné suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 + \frac{1}{L}x_2 - \frac{1}{L}x_4 & (7.2a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (7.2b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (7.2c) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_4 = \frac{1}{C_B}x_1 - \frac{1}{C_B}x_5 & (7.2d) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \frac{1}{L_B}x_4 - \frac{1-\bar{u}}{L_B}v & (7.2e) \end{cases}$$

où, les variables $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \bar{\mu}_g, \bar{u}$ et v représentent les valeurs moyennes sur une période d'échantillonnage des signaux $i_L(t), v_g(t), i_g(t), v_B(t), i_B(t), \mu_g(t), u$ et $v_p(t)$, respectivement.

Dans le modèle (7.2), les variable d'état x_1, x_4 et x_5 sont accessibles à la mesure tandis que x_2 et x_3 ne le sont pas. De plus, les valeurs des paramètres R et L du câble ne sont pas connues avec précision vue qu'elles sont continuellement soumises à des déviations causées par différents facteurs notamment climatiques et environnementaux. Les variables x_2 et x_3 nécessaire pour la conception de la commande MPPT doivent être estimés indépendamment des paramètres inconnue et incertains du systèmes. Une telle estimation est assurée par l'observateur adaptatif étudié au chapitre 6 précédent, et dont le modèle est rappelé dans la suite de cette section.

7.2.2 Modèle du sous système à observer

Nous rappelons ci-dessous le modèle du sous système sur la base duquel l'observateur adaptatif a été conçu dans le chapitre 6 précédent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 - \theta_2 x_4 & (7.3a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{C_g}x_1 + \frac{1}{C_g}x_3 & (7.3b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = \bar{\mu}_g & (7.3c) \end{cases}$$

où, $\theta_1 = \frac{R}{L}$ et $\theta_2 = \frac{1}{L}$ sont les paramètres inconnus et incertains du système, x_1 et x_4 sont les seules variables d'état accessibles à la mesure, et la fonction $\bar{\mu}_g$ est inconnue mais supposée bornée.

Comme il a été décrit précédemment au chapitre 6, la transformation d'état Ω

définie par :

$$\Omega : \mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^3 \quad ; \quad \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \rightarrow \xi = \begin{pmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \theta_2 x_2 \\ \frac{\theta_2}{C_g} x_3 \end{pmatrix} \quad (7.4)$$

permet de mettre le sous système (7.3) sous la forme canonique observable suivante :

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + \varphi(y, x_4)\theta + D\mu & (7.5a) \\ y = C\xi & (7.5b) \end{cases}$$

où,

- $\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \xi_3]^T \in \mathbb{R}^3$ est le vecteur d'état, $\theta = [\theta_1 \ \theta_2]^T \in \mathbb{R}^2$ est le vecteur des paramètres inconnus et incertains du système, $y \in \mathbb{R}$ est la sortie du système, et $x_4 \in \mathbb{R}$ est un signal mesurable ;
- les matrices A , C et D ont les formes suivantes :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad ; \quad C = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}^T \quad ; \quad D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (7.6)$$

- la fonction $\varphi(y, x_4)$ est exprimée comme suit :

$$\varphi(y, x_4) = \begin{pmatrix} -y & -x_4 \\ 0 & -\frac{y}{C_g} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.7)$$

- la fonction μ est donnée par : $\mu = \frac{\theta_2}{C_g} \bar{\mu}_g$

7.2.3 Modèle de l'observateur adaptatif

Nous rappelons ci-dessous les équations d'état de l'observateur adaptatif étendu de Kalman [133] proposé pour l'estimation des variables d'état inaccessibles et des paramètres inconnus du système 7.5 :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}} = A\hat{\xi} + \varphi(y, x_4)\hat{\theta} - (\Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + S_\xi^{-1} C^T)(C\hat{\xi} - y) & (7.8a) \\ \dot{\hat{\theta}} = -S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T (C\hat{\xi} - y) & (7.8b) \\ \dot{\Lambda} = (A - S_\xi^{-1} C^T C)\Lambda + \varphi(y, x_4) & (7.8c) \\ \dot{S}_\xi = -\rho_\xi S_\xi - A^T S_\xi - S_\xi A + C^T C & (7.8d) \\ \dot{S}_\theta = -\rho_\theta S_\theta + \Lambda^T C^T C \Lambda \ ; \ S_\xi(0) > 0, \ S_\theta(0) > 0 & (7.8e) \end{cases}$$

où, $\hat{\xi} = [\hat{\xi}_1, \hat{\xi}_2, \hat{\xi}_3]^T$ et $\hat{\theta} = [\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2]^T$ sont les estimés des vecteurs d'état et des paramètres du système, respectivement ; les matrices A et C et la fonction $\varphi(y, x_4)$ sont données par (7.6) et (7.7) ; Λ , S_ξ et S_θ sont des fonctions réelles de dimensions appropriées ; ρ_θ et ρ_ξ sont des paramètres réels positifs choisis arbitrairement par l'utilisateur.

Remarque 1. *La condition d'excitation persistante de la fonction $\varphi(y, x_4)$ est supposée satisfaite de sorte que S_θ peut être considérée comme définie positive et reste loin de 0.*

7.2.4 Modèle de l'ensemble système – observateur

Du fait que les variables d'état x_2 et x_3 du système ne sont pas accessibles à la mesure d'une part, et les paramètres θ_1 et θ_2 du système sont inconnus d'autre part, le régulateur utilise les estimés de ces variables et paramètres pour produire le signal de commande. Ainsi, est-il évident de baser la synthèse de la loi de commande MPPT sur les équations d'état (7.8) de l'observateur complétées par les équations (7.2d)–(7.2e) en lieu et place du système (7.2).

En appliquant la transformation inverse Ω^{-1} à l'équation (7.8a), nous aboutissons au système d'équations (7.9) ci-dessous sur la base duquel la commande backstepping sera élaborée :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{\theta}_2 \hat{x}_2 - \hat{\theta}_1 \hat{x}_1 - \hat{\theta}_2 x_4 + \beta_1 \tilde{x}_1 & (7.9a) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\frac{1}{C_g} \hat{x}_1 + \frac{1}{C_g} \hat{x}_3 + \beta_2 \tilde{x}_1 & (7.9b) \\ \dot{\hat{x}}_3 = \beta_3 \tilde{x}_1 & (7.9c) \\ \dot{\hat{x}}_4 = \frac{1}{C_B} \hat{x}_1 - \frac{1}{C_B} x_5 + \beta_4 \tilde{x}_1 & (7.9d) \\ \dot{\hat{x}}_5 = \frac{1}{L_B} x_4 - \frac{1 - \bar{u}}{L_B} v & (7.9e) \end{cases}$$

où $\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$ et, les fonctions β_i , ($i = 1..4$) ont par définition les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \beta_1 &\stackrel{\text{def}}{=} -[1 \ 0 \ 0](\Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + S_\xi^{-1} C^T) + \hat{\theta}_1 \\ \beta_2 &\stackrel{\text{def}}{=} -\frac{1}{\hat{\theta}_2} [0 \ 1 \ 0](\Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + S_\xi^{-1} C^T) + \frac{\hat{x}_2}{\hat{\theta}_2} [0 \ 1] S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + \frac{1}{C_g} \\ \beta_3 &\stackrel{\text{def}}{=} -\frac{C_g}{\hat{\theta}_2} [0 \ 0 \ 1](\Lambda S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T + S_\xi^{-1} C^T) + \frac{\hat{x}_3}{\hat{\theta}_2} [0 \ 1] S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T \\ \beta_4 &\stackrel{\text{def}}{=} -\frac{1}{C_B} \end{aligned} \quad (7.10)$$

7.3 Conception de la commande

7.3.1 Objectif de la commande

L'objectif opérationnel de la commande consiste à assurer une poursuite précise du point du maximum de puissance (MPP) du générateur photovoltaïque en fonction des variations du niveau d'ensoleillement, et ce malgré d'éventuelles déviations des valeurs des paramètres incertains θ_1 et θ_2 du système. Ainsi, le régulateur synthétisé doit piloter la tension de sortie du PVG pour qu'elle poursuive la tension de référence optimale x_2^* qui correspond au point du maximum de puissance. La tension x_2^* est fournie par un générateur de la tension de référence optimale dit (RVO) (pour Reference Voltage optimizer); cette technique MPPT qui a été initialement développée dans les travaux [88] et [87], est caractérisée par sa rapidité et son efficacité. Son principe est décrit au chapitre 2, § 2.3.3.

7.3.2 Synthèse de la commande backstepping

Afin d'assurer l'objectif MPPT, une loi de commande générant le signal de commande \bar{u} est synthétisée en utilisant l'approche backstepping [128]. On peut voir, d'après le modèle (7.9), que le signal de commande \bar{u} apparaît après quatre dérivations du signal contrôlé \hat{x}_2 . Par conséquent, la loi de commande backstepping est présentement établie en quatre étapes :

Soit z_1 l'erreur de poursuite de la tension de sortie du GPV, donnée par :

$$z_1 = \hat{x}_2 - x_2^* \quad (7.11)$$

Etape 1 : Stabilisation du système (z_1)

Il découle de (7.11) que : $\dot{z}_1 = \dot{\hat{x}}_2 - \dot{x}_2^*$

Selon l'équation (7.9b), la dynamique de l'erreur z_1 est exprimée par :

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{C_g} \hat{x}_1 + \frac{1}{C_g} \hat{x}_3 + \tilde{h}_1 - \dot{x}_2^* \quad (7.12)$$

où,

$$\tilde{h}_1 = \beta_2 \tilde{x}_1 \quad (7.13)$$

Prenons le signal $-\frac{1}{C_g} \hat{x}_1$ comme entrée de commande virtuel pour le système (7.12) et considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \Rightarrow \dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 \quad (7.14)$$

Il peut être aisément vérifié que, dans le cas où $\tilde{h}_1 = 0$, la fonction virtuelle suivante :

$$\mu_1 \stackrel{\text{def}}{=} -c_1 z_1 - \frac{1}{C_g} \hat{x}_3 + \dot{x}_2^* \quad (7.15)$$

où c_1 est un paramètre réel positif choisi par l'utilisateur, assure que la dérivée temporelle de la fonction V_1 soit définie négative, i.e.

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 \tilde{h}_1 \quad (7.16)$$

Or, le signal $-\frac{1}{C_g} \hat{x}_1$ n'est pas l'entrée de commande effective, nous retenons alors μ_1 comme première fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_2 suivante :

$$z_2 = -\frac{1}{C_g} \hat{x}_1 - \mu_1 \quad (7.17)$$

En utilisant (7.15) et (7.17), il découle de (7.12) que la variable erreur z_1 est soumise à l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + \tilde{h}_1 \quad (7.18)$$

et la dérivée de la fonction V_1 devient :

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 \tilde{h}_1 \quad (7.19)$$

Etape 2 : Stabilisation du système (z_1, z_2)

Il découle de (7.17) que : $\dot{z}_2 = -\frac{1}{C_g} \dot{\hat{x}}_1 - \dot{\mu}_1$

D'après les équations (7.9a), (7.9c), (7.15) et (7.18), la dynamique de l'erreur z_2 est donnée par :

$$\dot{z}_2 = -\frac{\hat{\theta}_2}{C_g} \hat{x}_2 + \frac{\hat{\theta}_1}{C_g} \hat{x}_1 + \frac{\hat{\theta}_2}{C_g} x_4 - c_1^2 z_1 + c_1 z_2 - \ddot{x}_2^* + \tilde{h}_2 \quad (7.20)$$

où,

$$\tilde{h}_2 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{1}{C_g} \beta_1 \tilde{x}_1 + c_1 \tilde{h}_1 + \frac{1}{C_g} \beta_3 \tilde{x}_1 \quad (7.21)$$

Prenons le signal $\frac{\hat{\theta}_2}{C_g} x_4$ comme entrée de commande virtuelle pour le système (7.20) et considérons la fonction de Lyapunov augmentée suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \Rightarrow \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (7.22)$$

Il peut être aisément vérifié que, dans le cas où $\tilde{h}_i = 0 (i = 1, 2)$, la fonction

virtuelle suivante :

$$\mu_2 \stackrel{\text{def}}{=} -(c_1 + c_2)z_2 + (c_1^2 - 1)z_1 + \frac{\hat{\theta}_2}{C_g}\hat{x}_2 - \frac{\hat{\theta}_1}{C_g}\hat{x}_1 + \ddot{x}_2^* \quad (7.23)$$

où c_1 et c_2 sont des paramètres réels positifs choisis par l'utilisateur, assure que la dérivée temporelle de la fonction V_2 soit définie négative, i.e.

$$\dot{V}_2 = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 + z_1\tilde{h}_1 + z_2\tilde{h}_2 \quad (7.24)$$

Or, le signal $\frac{\hat{\theta}_2}{C_g}x_4$ n'est pas l'entrée de commande effective, nous retenons alors μ_2 comme deuxième fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_3 suivante :

$$z_3 = \frac{\hat{\theta}_2}{C_g}x_4 - \mu_2 \quad (7.25)$$

Ainsi, en utilisant (7.23) et (7.25), il découle de (7.20) que la variable erreur z_2 est soumise à l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_2 = -c_2z_2 - z_1 + z_3 + \tilde{h}_2 \quad (7.26)$$

et la dérivée temporelle de la fonction V_2 devient :

$$\dot{V}_2 = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 + z_2z_3 + z_1\tilde{h}_1 + z_2\tilde{h}_2 \quad (7.27)$$

Etape 3 : Stabilisation du système (z_1, z_2, z_3)

Il découle de (7.25) que : $\dot{z}_3 = \frac{\dot{\hat{\theta}}_2}{C_g}x_4 + \frac{\hat{\theta}_2}{C_g}\dot{x}_4 - \dot{\mu}_2$

D'après les équations (7.9a), (7.9b), (7.9d), (7.18), (7.23) et (7.26), la dynamique de l'erreur z_3 est donnée par :

$$\dot{z}_3 = a_1\hat{x}_1 + a_2\hat{x}_2 + a_3\hat{x}_3 + a_4x_4 + a_5x_5 + \alpha_1z_1 + \alpha_2z_2 + \alpha_3z_3 - x_2^{*(3)} + \tilde{h}_3 \quad (7.28)$$

où,

$$\begin{aligned} a_1 &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{\hat{\theta}_2}{C_g C_B} + \frac{\hat{\theta}_2}{C_g^2} - \frac{\hat{\theta}_1^2}{C_g} ; a_2 = -a_4 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\hat{\theta}_1 \hat{\theta}_2}{C_g} ; a_3 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{\hat{\theta}_2}{C_g^2} ; a_5 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{\hat{\theta}_2}{C_g C_B} ; \\ \alpha_1 &\stackrel{\text{def}}{=} c_1^3 - 2c_1 - c_2 ; \alpha_2 \stackrel{\text{def}}{=} 1 - c_1^2 - c_2(c_1 + c_2) ; \alpha_3 \stackrel{\text{def}}{=} c_1 + c_2 \end{aligned} \quad (7.29)$$

et,

$$\tilde{h}_3 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\hat{\theta}_1}{C_g}\beta_1\tilde{x}_1 - \left(\frac{\hat{\theta}_2}{C_g} + c_1^2 - 1\right)\beta_2\tilde{x}_1 + \hat{\theta}_2\beta_4\tilde{x}_1 + \frac{\dot{\hat{\theta}}_1}{C_g}\hat{x}_1 - \frac{\dot{\hat{\theta}}_2}{C_g}\hat{x}_2 + \frac{\dot{\hat{\theta}}_2}{C_g}x_4 + (c_1 + c_2)\tilde{h}_2 \quad (7.30)$$

Prenons le signal a_5x_5 comme entrée de commande virtuelle du système (7.28),

et considérons la fonction de Lyapunov augmentée suivante :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}z_3^2 \Rightarrow \dot{V}_3 = \dot{V}_2 + z_3\dot{z}_3 \quad (7.31)$$

Il peut être aisément vérifié que, dans le cas où $\tilde{h}_i = 0 (i = 1..3)$, la fonction virtuelle suivante :

$$\mu_3 \stackrel{\text{def}}{=} -c_3z_3 - z_2 - a_1\hat{x}_1 - a_2\hat{x}_2 - a_3\hat{x}_3 - a_4x_4 - \alpha_1z_1 - \alpha_2z_2 - \alpha_3z_3 + x_2^{*(3)} \quad (7.32)$$

où $c_i (i = 1..3)$ sont des paramètres réels positifs choisis par l'utilisateur, assure que la dérivée temporelle de la fonction V_3 soit définie négative, i.e.

$$\dot{V}_3 = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 - c_3z_3^2 + z_2\tilde{h}_2 + z_3\tilde{h}_3 \quad (7.33)$$

Or, le signal a_5x_5 n'est pas l'entrée de commande effective, nous retenons alors μ_3 comme troisième fonction stabilisante et introduisons la nouvelle erreur z_4 suivante :

$$z_4 = a_5x_5 - \mu_3 \quad (7.34)$$

Ainsi, en utilisant (7.32) et (7.34), il découle de (7.28) que la variable erreur z_3 est soumise à l'équation différentielle suivante :

$$\dot{z}_3 = -c_3z_3 - z_2 + z_4 + \tilde{h}_3 \quad (7.35)$$

et la dérivée temporelle de la fonction V_3 devient :

$$\dot{V}_3 = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 - c_3z_3^2 + z_3z_4 + z_1\tilde{h}_1 + z_2\tilde{h}_2 + z_3\tilde{h}_3 \quad (7.36)$$

Etape 4 : Stabilisation du système (z_1, z_2, z_3, z_4)

Il découle de (7.34) que : $\dot{z}_4 = \dot{a}_5x_5 + a_5\dot{x}_5 - \dot{\mu}_3$

D'après les équations (7.9a)–(7.9e), (7.18), (7.26), (7.32) et (7.35), la dynamique de l'erreur z_4 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_4 = & -\frac{a_5}{L_B}(1 - \bar{u})\bar{v}_p + b_1\hat{x}_1 + b_2\hat{x}_2 + b_3\hat{x}_3 + b_4x_4 + b_5x_5 + d_1z_1 + d_2z_2 + d_3z_3 - x_2^{*(4)} \\ & + \tilde{h}_4 \end{aligned} \quad (7.37)$$

où,

$$\begin{aligned} b_1 & \stackrel{\text{def}}{=} \frac{a_4}{C_B} - a_1\hat{\theta}_1 - \frac{a_2}{C_g} ; b_2 \stackrel{\text{def}}{=} a_1\hat{\theta}_2 ; b_3 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{a_2}{C_g} ; b_4 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{a_5}{L_B} - a_1\hat{\theta}_2 ; b_5 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{a_4}{C_B} ; \\ d_1 & \stackrel{\text{def}}{=} -c_1\alpha_1 - \alpha_2 - 1 ; d_2 \stackrel{\text{def}}{=} -\alpha_3 + \alpha_1 - c_3 - c_2(1 + \alpha_2) ; \\ d_3 & \stackrel{\text{def}}{=} 1 + \alpha_2 - c_3(c_3 + \alpha_3) ; d_4 \stackrel{\text{def}}{=} c_3 + \alpha_3 \end{aligned} \quad (7.38)$$

et,

$$\begin{aligned} \tilde{h}_4 \stackrel{\text{def}}{=} & a_1\beta_1 + (a_2 + \alpha_1)\beta_2 + a_3\beta_3 + a_4\beta_4 + \dot{a}_1\hat{x}_1 + \dot{a}_2\hat{x}_2 + \dot{a}_3\hat{x}_3 + \dot{a}_4x_4 + \dot{a}_5x_5 \\ & + (1 + \alpha_2)\tilde{h}_2 + (c_3 + \alpha_3)\tilde{h}_3 \end{aligned} \quad (7.39)$$

avec,

$$\begin{aligned} \dot{a}_1 \stackrel{\text{def}}{=} & \left(\frac{1}{C_g C_B} + \frac{1}{C_g^2} \right) \dot{\theta}_2 - 2 \frac{\dot{\theta}_1 \hat{\theta}_1}{C_g} ; \quad \dot{a}_2 = -\dot{a}_4 \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{C_g} (\dot{\theta}_1 \hat{\theta}_2 + \hat{\theta}_1 \dot{\theta}_2) ; \\ \dot{a}_3 \stackrel{\text{def}}{=} & -\frac{\dot{\theta}_2}{C_g^2} ; \quad \dot{a}_5 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{\dot{\theta}_2}{C_g C_B} \end{aligned} \quad (7.40)$$

Dans (7.37), le signal \bar{u} est maintenant l'entrée de commande effective. En considérant la fonction de Lyapunov augmentée candidate V_4 suivante :

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2} z_4^2 \Rightarrow \dot{V}_4 = \dot{V}_3 + z_4 \dot{z}_4 \quad (7.41)$$

nous aboutissons à la loi de commande 7.42 suivante, qui permet de stabiliser le système d'erreurs (z_1, z_2, z_3, z_4) :

$$\begin{aligned} \bar{u} = 1 - \frac{L_B}{a_5 \bar{v}_p} & \left(b_1 \hat{x}_1 + b_2 \hat{x}_2 + b_3 \hat{x}_3 + b_4 x_4 + b_5 x_5 + d_1 z_1 + d_2 z_2 + (1 + d_3) z_3 \right. \\ & \left. + (c_4 + d_4) z_4 - x_2^{*(4)} + \tilde{h}_4 \right) \end{aligned} \quad (7.42)$$

où, c_4 est un paramètre réel positif choisi arbitrairement par l'utilisateur, $b_i (i = 1..5)$ et $d_i (i = 1..4)$ ont les expressions données par (7.38), et \tilde{h}_4 est donnée par (7.39).

La commande adaptative ainsi établie est composée de l'observateur adaptatif (7.8), du générateur de la tension de référence optimale (2.7) et de la loi de commande (7.42). Elle est illustrée par le schéma de la figure 7.2 ci-dessous.

7.3.3 Analyse de la stabilité de l'ensemble {système, observateur, commande} en boucle fermée

La stabilité de la commande en boucle fermée du système est résumée par le théorème 7.3.1 suivant :

Théorème 7.3.1. *Soit l'ensemble système–commande composé par :*

- (i) *d'une part, le système commandé décrit par le modèle (7.2a)–(7.2e), incluant le générateur PV, le câble PV, et le convertisseur boost, et*
- (ii) *d'autre part, le régulateur MPPT basé sur l'observateur adaptatif, incluant l'observateur adaptatif de Kalman étendue (7.8), le générateur de la tension de référence optimale (2.7) et le régulateur backstepping (7.42).*

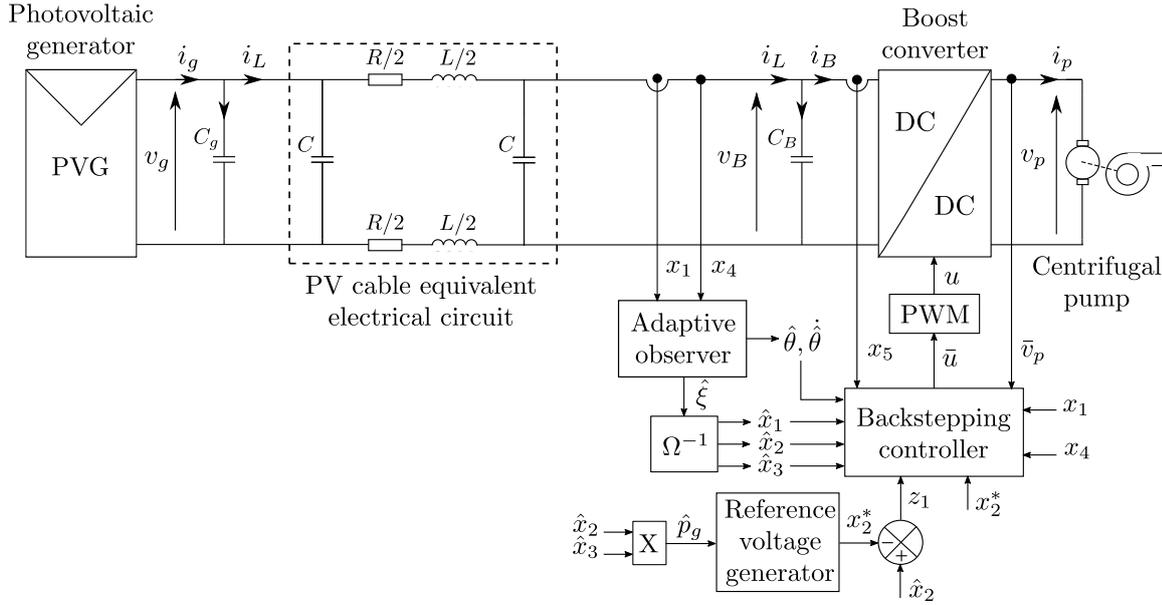


Figure 7.2 – Schéma de l'ensemble système–commande en boucle fermée

Alors, nous avons les propriétés suivantes :

(1) le système en boucle fermée, exprimé dans l'espace d'erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \tilde{\theta}, \eta)$, est régi par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 + \tilde{h}_1 & (7.43a) \\ \dot{z}_2 = -c_2 z_2 - z_1 + z_3 + \tilde{h}_2 & (7.43b) \\ \dot{z}_3 = -c_3 z_3 - z_2 + z_4 + \tilde{h}_3 & (7.43c) \\ \dot{z}_4 = -c_4 z_4 - z_3 + \tilde{h}_4 & (7.43d) \\ \dot{\eta} = (A - S_\xi^{-1} C^T C) \eta - D \mu & (7.43e) \\ \dot{\tilde{\theta}} = -S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T C (\eta + \Lambda \tilde{\theta}) & (7.43f) \end{cases}$$

où,

- les erreurs $z_i (i = 1, \dots, 4)$ sont définies par (7.11), (7.17), (7.25) et (7.34), respectivement ;
- les paramètres $c_i \in \mathbb{R}^*$, $(i = 1, \dots, 4)$ sont librement choisis par le concepteur ;
- les fonctions $\tilde{h}_i (i = 1, \dots, 4)$, sont définies par les équations (7.13), (7.21), (7.30) et (7.39), respectivement ;
- $\tilde{\theta}$ et η sont les erreurs d'estimation définies dans la sous-section 6.3.2 du chapitre 6 ;
- les matrices A, C et D , les fonctions matricielles Λ, S_ξ et S_θ , ainsi que la fonction réelle μ , sont définies dans la section 6.3.1 du chapitre 6.

(2) Le système d'erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \eta, \tilde{\theta})$ décrit par (7.43), converge vers un voisinage de l'origine qui peut être rendu arbitrairement petit en choisissant pour les

paramètres de conception $c_1, c_2, c_3, c_4, \rho_\xi$ et ρ_θ , des valeurs suffisamment grandes et satisfaisant les conditions suivantes :

$$c_1 - \frac{1}{2} > 0 ; c_2 - \frac{1}{2} > 0 ; c_3 - \frac{1}{2} > 0 ; c_4 > 0 ; \rho - \zeta > 0 \quad (7.44)$$

où, $\rho = \min(\rho_\xi, \rho_\theta)$ et ζ est défini par :

$$\zeta = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 (\vartheta_i^o)^2 \left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)}} + \frac{\lambda_o}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\theta)}} \right)^2 \quad (7.45)$$

où, λ_o est la borne supérieure de la fonction $\|\Lambda\|$, $\lambda_{\min}(S_\xi)$ et $\lambda_{\min}(S_\theta)$ sont les plus petites valeurs propres des matrices S_ξ et S_θ , respectivement, et $\vartheta_i^o (i = 1, \dots, 3)$ sont des constantes positives satisfaisant : $|\tilde{h}_i| \leq \vartheta_i^o \|\tilde{\xi}\|, (i = 1..4)$ avec $\tilde{\xi}$ étant l'erreur d'estimation d'état définie par (6.11).

Preuve.

Preuve de la partie (1) : Les équations (7.43a), (7.43b) et (7.43c) sont obtenues immédiatement de (7.18), (7.26) et (7.35), respectivement. L'équation (7.43d) est obtenue en substituant la loi de commande (7.42) à \bar{u} dans (7.37). Les équations (7.43e) et (7.43f) sont obtenues immédiatement de (6.14a) et (6.14b), respectivement.

Preuve de la partie (2) : Considerons la fonction de Lyapunov augmentée candidate suivante :

$$V_5 = V(\eta, \tilde{\theta}) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 z_i^2 \quad (7.46)$$

où $V(\eta, \tilde{\theta})$ est la fonction de Lyapunov définie dans la sous section (6.3.1) par $V(\eta, \tilde{\theta}) = \eta^T S_\xi \eta + \tilde{\theta}^T S_\theta \tilde{\theta}$.

La dérivée de V_5 le long de la trajectoire du vecteur $(z_1, z_2, z_3, z_4, \tilde{\theta}, \eta)$ est donnée par :

$$\dot{V}_5 = \dot{V} + \sum_{i=1}^4 z_i \dot{z}_i \quad (7.47)$$

En utilisant l'inégalité (6.22) avec les équations (7.43a)–(7.43d), il découle de (7.47) que :

$$\dot{V}_5 \leq -\rho V + \sigma \sqrt{V} - \sum_{i=1}^4 c_i z_i^2 + \sum_{i=1}^4 z_i \tilde{h}_i \quad (7.48)$$

où $\rho = \min(\rho_\xi, \rho_\theta)$ et $\sigma = 2\mu_M \frac{\lambda_{\max}(S_\xi)}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)}}$ comme définies en sous section (6.3.2).

En majorant, dans (7.48), les termes du coté de droite par leur normes, nous obtenons :

$$\dot{V}_5 \leq -\rho V + \sigma\sqrt{V} - \sum_{i=1}^4 c_i z_i^2 + \sum_{i=1}^3 |z_i \tilde{h}_i| \quad (7.49)$$

Selon l'inégalité de Young, nous avons :

$$|z_i \tilde{h}_i| \leq \frac{1}{2} z_i^2 + \frac{1}{2} \tilde{h}_i^2, (i = 1..3) \quad (7.50)$$

(7.49) devient :

$$\dot{V}_5 \leq -\rho V + \sigma\sqrt{V} - (c_1 - \frac{1}{2})z_1^2 - (c_2 - \frac{1}{2})z_2^2 - (c_3 - \frac{1}{2})z_3^2 - c_4 z_4^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \tilde{h}_i^2 \quad (7.51)$$

D'un autre coté, puisque $\tilde{x}_1 = \tilde{\xi}_1$, il découle de (7.13), (7.21), (7.30) et (7.39) que les fonctions $\tilde{h}_i (i = 1..3)$ peuvent être exprimées comme suit :

$$\tilde{h}_i = \vartheta_i \tilde{\xi}_1, (i = 1..3) \quad (7.52)$$

où, ϑ_i sont des fonctions non linéaires données par :

$$\begin{aligned} \vartheta_1 &\stackrel{\text{def}}{=} \beta_2 ; \quad \vartheta_2 \stackrel{\text{def}}{=} -\frac{1}{C_g} \beta_1 + c_1 \beta_2 + \frac{1}{C_g} \beta_3 ; \\ \vartheta_3 &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{\hat{\theta}_1}{C_g} \beta_1 - \left(\frac{\hat{\theta}_2}{C_g} + c_1^2 - 1 \right) \beta_2 + \hat{\theta}_2 \beta_4 - \frac{1}{C_g} [1 \ 0] S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T \hat{x}_1 \\ &\quad + \frac{1}{C_g} [0 \ 1] S_\theta^{-1} \Lambda^T C^T (\hat{x}_2 - x_4) + (c_1 + c_2) \vartheta_2 \end{aligned} \quad (7.53)$$

avec, les fonctions $\beta_i (i = 1..4)$ ayant les expressions données par (7.10).

En admettant que les fonctions $\vartheta_i (i = 1..3)$ sont bornées, i.e. il existe des constantes $\vartheta_i^o (i = 1..3)$ satisfaisant $\vartheta_i^o = \sup_{t>0} (\vartheta_i) (i = 1..3)$, il découle de (7.51) et (7.52) que :

$$\dot{V}_5 \leq -\rho V + \sigma\sqrt{V} - (c_1 - \frac{1}{2})z_1^2 - (c_2 - \frac{1}{2})z_2^2 - (c_3 - \frac{1}{2})z_3^2 - c_4 z_4^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 (\vartheta_i^o)^2 \|\tilde{\xi}\|^2 \quad (7.54)$$

dans laquelle nous avons aussi utilisé le fait que $\xi_1^2 \leq \|\xi\|^2$.

D'après (6.13), nous avons $\eta = \xi - \Lambda \tilde{\theta}$, il s'en déduit que :

$$\|\xi\|^2 \leq \|\eta\|^2 + \|\Lambda\|^2 \|\tilde{\theta}\|^2 + 2\|\eta\| \|\Lambda\| \|\tilde{\theta}\| \quad (7.55)$$

En appliquant les inégalités suivantes qui sont maintenues puisque S_ξ et S_θ sont des matrices définies positives :

$$\lambda_{\min}(S_\xi)\|\eta\|^2 \leq V_\eta \quad \text{et} \quad \lambda_{\min}(S_\theta)\|\tilde{\theta}\|^2 \leq V_{\tilde{\theta}} \quad (7.56)$$

où, les fonctions V_η et $V_{\tilde{\theta}}$ sont définies par : $V_\eta \stackrel{\text{def}}{=} \eta^T S_\xi \eta$; $V_{\tilde{\theta}} \stackrel{\text{def}}{=} \tilde{\theta}^T S_\theta \tilde{\theta}$, $\lambda_{\min}(S_\xi)$ et $\lambda_{\min}(S_\theta)$ sont les plus petites valeurs propres des matrices S_ξ et S_θ , respectivement, l'inégalité (7.55) implique :

$$\|\xi\|^2 \leq \frac{1}{\lambda_{\min}(S_\xi)} V_\eta + \frac{\lambda_o^2}{\lambda_{\min}(S_\theta)} V_{\tilde{\theta}} + \frac{2\lambda_o}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)\lambda_{\min}(S_\theta)}} \sqrt{V_\eta} \sqrt{V_{\tilde{\theta}}} \quad (7.57)$$

avec λ_o étant la borne supérieure de $\|\Lambda\|$, i.e. $\lambda_o \stackrel{\text{def}}{=} \sup_{t \geq 0} \|\Lambda\|$.

En utilisant le fait que $V = V_\eta + V_{\tilde{\theta}}$, nous obtenons à partir de 7.57, l'inégalité suivante :

$$\|\xi\|^2 \leq \left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)}} + \frac{\lambda_o}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\theta)}} \right)^2 V \quad (7.58)$$

Alors, en utilisant 7.58, l'inégalité (7.54) s'écrit :

$$\dot{V}_5 \leq -(\rho - \zeta)V + \sigma\sqrt{V} - (c_1 - \frac{1}{2})z_1^2 - (c_2 - \frac{1}{2})z_2^2 - (c_3 - \frac{1}{2})z_3^2 - c_4 z_4^2 \quad (7.59)$$

où, $\zeta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 (\vartheta_i^o)^2 \left(\frac{1}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\xi)}} + \frac{\lambda_o}{\sqrt{\lambda_{\min}(S_\theta)}} \right)^2$

Finalement, en choisissant pour les paramètres (c_1, c_2, c_3, c_4) du régulateur backstepping et pour les paramètres ρ_ξ et ρ_θ de l'observateur adaptatif, des valeurs qui satisfont les conditions (7.44), l'inégalité (7.59) devient :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma(V + \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} z_i^2) + \sigma\sqrt{V} \quad (7.60)$$

où, $\gamma \stackrel{\text{def}}{=} \min\{(\rho - \zeta), 2(c_1 - \frac{1}{2}), 2(c_2 - \frac{1}{2}), 2(c_3 - \frac{1}{2}), 2c_4\}$

ce qui, d'après (7.46), implique :

$$\dot{V}_5 \leq -\gamma V_5 + \sigma\sqrt{V_5} \quad (7.61)$$

La figure 7.3 illustre la variation de la fonction \dot{V}_5 en fonction de V_5 pour le cas $\mu \neq 0$. Comme nous pouvons clairement le voir d'après cette figure, la dérivée temporelle \dot{V}_5 est définie négative si les conditions initiales sont telles que $V_5 > (\sigma/\gamma)^2$. C'est à dire que la fonction V_5 converge vers l'intervalle $[0, (\sigma/\gamma)^2]$. D'autre part, on peut facilement voir d'après les expressions de ρ , σ et γ , données respectivement par (6.20), (6.22) et (7.54), que la quantité $(\sigma/\gamma)^2$ peut être rendue arbitrairement

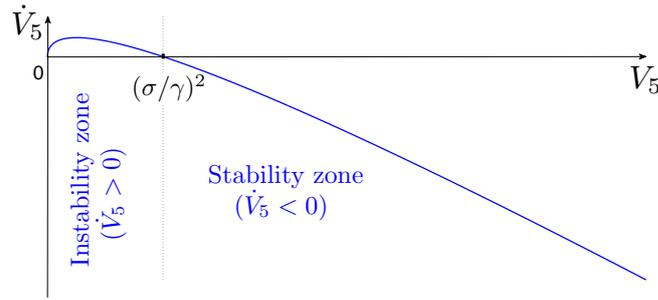


Figure 7.3 – Zone de stabilité du système en boucle fermée

petite en choisissant pour les paramètres ρ_ξ et ρ_θ de l’observateur et les paramètres $c_i (i = 1, 2, 3, 4)$ du régulateur backstepping, des valeurs assez grandes. Ainsi, le système d’erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \eta, \tilde{\theta})$ défini par (7.43a)–(7.43f) est stable et il converge vers une boule finale au voisinage de l’origine, dont le rayon peut être rendu aussi petit que les valeurs des paramètres ρ_ξ, ρ_θ et $c_i (i = 1, 2, 3, 4)$ de l’observateur et du régulateur, respectivement, sont prises grandes et satisfont les conditions (7.44).

Pour le cas où $\mu = 0$, nous avons $\sigma = 0$ et (7.54) implique que $V_5(t)$ converge exponentiellement vers zéro, ce qui à son tour implique que le système d’erreurs $(z_1, z_2, z_3, z_4, \eta, \tilde{\theta})$ converge exponentiellement vers zéro quelles que soient les conditions initiales. Ce-ci complète la preuve du théorème (7.3.1).

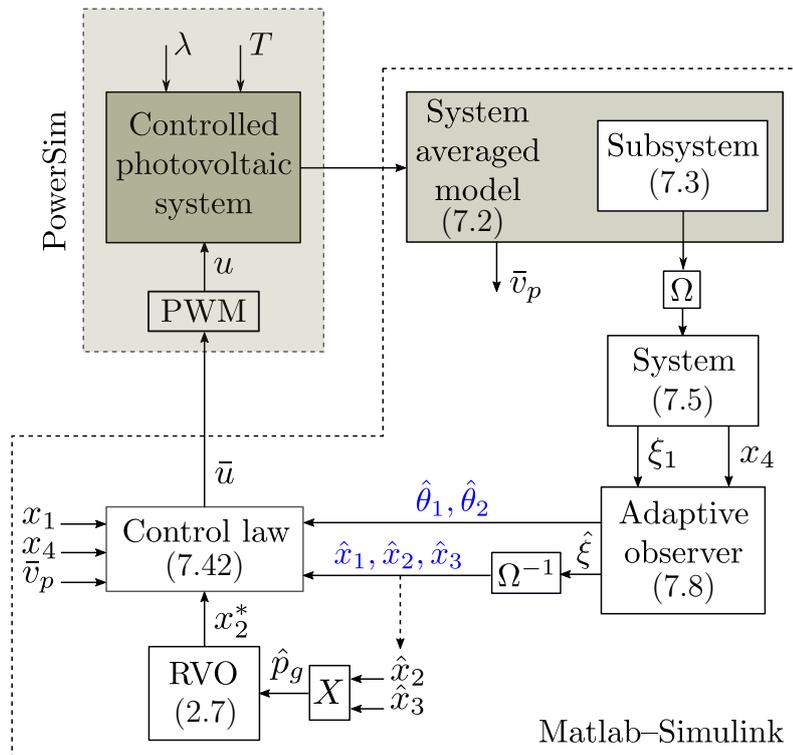


Figure 7.4 – Banc de simulation de l’ensemble système–commande

Table 7.1 – Specifications électriques du module photovoltaïque

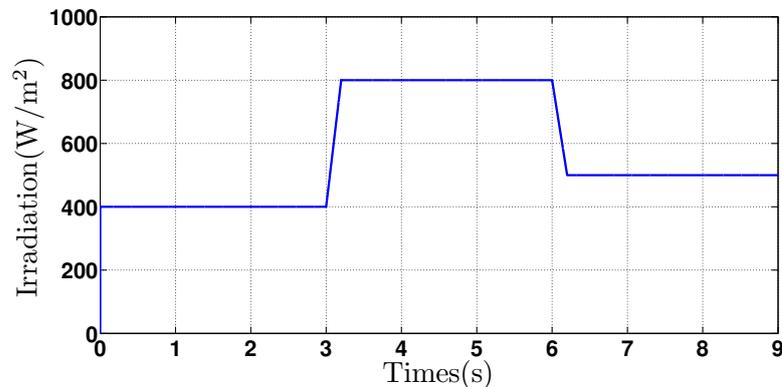
Number of cells N_s	60
Maximaum power P_m (W)	250
Short circuit current I_{SCR} (A)	8.28
Open circuit voltage V_{oc} (V)	37.8
Voltage at max power point V_m (V)	31.1
Current at max power point I_m (A)	8.05
Temperature coeff. of I_{SCR} (%/K)	0.004
Temperature coeff. of V_{OC} (%/K)	-0.3
Ideality factor A	1.2

Table 7.2 – Caractéristiques nominales et paramètres de la pompe

Rated voltage V_N (V)	150
Rated current I_N (A)	8
Rated speed n_N (r/mn)	3000
Rated torque T_N (Nm)	5
Moment of ineria J (kgm ²)	10^{-3}

Table 7.3 – Valeurs nominales des paramètres du câble et du système

Resistance R (Ω /km)	0.795
Inductance L (mH/km)	0.254
Capacitance C (pF/km)	30
$\theta_1 = R/L$ (ΩH^{-1})	3130
$\theta_2 = 1/L$ (H^{-1})	3937

**Figure 7.5** – Profile d'ensoleillement utilisé en simulation

7.4 Résultats des simulations

Le système à commander est présenté au chapitre 1, figure 1.6. Un générateur photovoltaïque (PVG) de 2kW alimente un ensemble convertisseur–pompe DC de 1.2kW, via un câble de 500m. Le PVG est formé par la mise en parallèle de deux chaînes comportant chacune quatre modules PV de 250W montés en série. Les spécifications électriques des modules PV utilisés sont rassemblées dans la table 7.1, les valeurs nominales des paramètres de la pompe sont données dans la table 7.2 tandis que les valeurs nominales des paramètres du câble et du système sont données dans la table 7.3. La capacité des condensateurs C_g et C_B est de $4700\mu\text{F}$. Le banc de

simulation de l'ensemble système–commande est donné à la figure 7.4. Le système PV est réalisé dans l'environnement PSIM tandis que l'observateur adaptatif et la commande backstepping sont implémentés dans l'environnement Matlab–Simulink. Les deux logiciels opérant en co-simulation. Les performances de la commande adaptative conçue sont évaluées en réponse au profil d'ensoleillement donné à la figure 7.5, à température ambiante constante et égale à $45^{\circ}C$. La convergence du système en boucle fermée est obtenue en ajustant aussi bien les valeurs des paramètres $c_i (i = 1..4)$ de conception du régulateur backstepping que celles des paramètres ρ_{ξ} and ρ_{θ} de conception de l'observateur adaptatif, par la méthode d'essai-et-erreur. Des résultats satisfaisant en terme de rapidité de convergence, précision statique et perturbations du régime transitoire sont obtenue pour les valeurs suivantes : $c_1 = 1500$, $c_2 = 5$, $c_3 = 20$, $c_4 = 10$, $\rho_{\xi} = 100$ et $\rho_{\theta} = 120$.

La robustesse du régulateur développé vis-à-vis des incertitudes des paramètres résistance et inductance du câble est testée en appliquant des déviations de $\pm 20\%$ et $\pm 30\%$, respectivement, sur les valeurs nominales des paramètres résistance et inductance du câble données à la table 7.3, selon les trois scénarios suivants :

- **Scénario 1 : Simulation avec les valeurs nominales de R et L**

Les figures 7.6 à 7.9 exposent les performances de la commande en terme de poursuite du point de maximum de puissance et estimation des variables d'état et paramètres du système, dans le cas où la résistance et l'inductance du câble ont leurs valeurs nominales, i.e. $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$. La figure 7.6a et les zooms affichés par les figures 7.6b et 7.6c montrent la poursuite du point de maximum de puissance du PVG, tandis que la figure 7.7a et les zooms affichés par les figures 7.7b et 7.7c montrent l'estimation de la tension de sortie du PVG ainsi que sa convergence vers la tension de référence optimale. L'estimation du courant délivré par le PVG est montrée sur la figure 7.8a et le zoom affiché par la figure 7.8b. Finalement, les figures 7.9a et 7.9b montrent l'estimation des paramètres inconnus du système θ_1 et θ_2 , respectivement.

- **Scénario 2 : Simulation avec des incertitudes de $+20\%$ et $+30\%$ sur les valeurs de R et L , respectivement**

De même qu'en scénario 1, les figures 7.10 à 7.13 montrent, respectivement, la poursuite du point de maximum de puissance du PVG, l'estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale, l'estimation du courant délivré par le PVG et, l'estimation des paramètres inconnus du système, dans le cas où des les paramètres R et L du câble subissent des déviations de $+20\%$ et $+30\%$, respectivement, par rapport à leurs valeurs nominales, i.e. $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$.

- **Scénario 3 : Simulation avec des incertitudes de -20% et -30% sur**

les valeurs de R et L , respectivement

De façon similaire au scénarios précédents, les figures 7.14 à 7.17 montrent, respectivement, la poursuite du système PV au point du maximum de puissance, l'estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale, l'estimation du courant de sortie du PVG et, l'estimation des paramètres inconnus du système, dans le cas où les paramètres R et L du câble sont soumis à des déviations de -20% et -30% , respectivement, par rapport à leurs valeurs nominales, i.e. $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$.

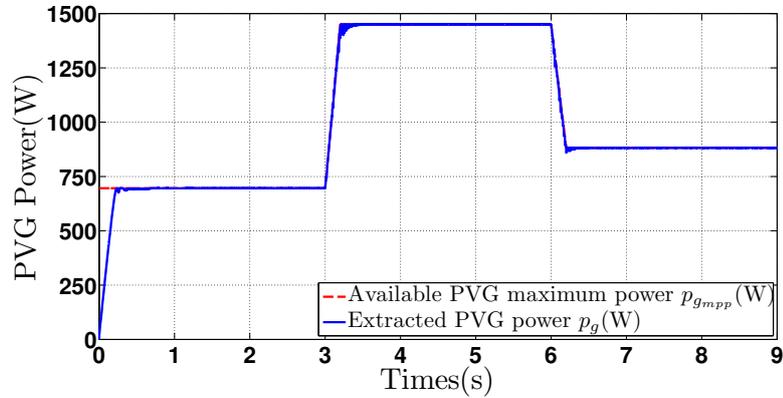
Ainsi, est-il clair d'après ces résultats des simulations que l'efficacité de la stratégie de commande MPPT à base d'observateur adaptatif développée dans ce travail, à garantir l'extraction du maximum de puissance disponible du générateur photovoltaïque en fonction des variation du niveau d'ensoleillement, ainsi que sa robustesse vis-à-vis des déviations auxquelles les valeurs des paramètres propres du câble sont soumises, sont prouvées. En d'autre termes,, la commande MPPT à base d'observateur adaptatif ainsi conçue assure l'objectif MPPT avec une meilleure précision, en dépit des déviations des paramètres propres du câble par rapport à leurs valeurs nominales ; ces dernières n'étant d'ailleurs qu'approximativement connues.

7.5 Conclusion

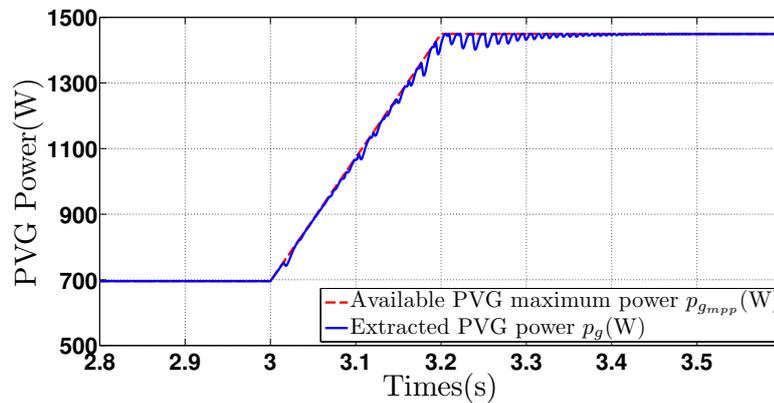
Dans ce chapitre, nous avons développé une commande MPPT basée sur un observateur adaptatif. Un observateur de Kalman étendu adaptatif a d'abord été conçu, puis une loi de commande permettant d'assurer l'objectif MPPT a été synthétisée par la méthode backstepping. La stratégie de commande proposée garantit un double objectif :

- (1) remédier à la difficulté de capture des variables tension et courant fournis par le générateur PV, par des capteurs classiques, dans des situations où les panneaux photovoltaïques sont placés à une grande distance du convertisseur.
- (2) assurer une meilleure poursuite du point MPP, tout en compensant les effets éventuels des paramètres propres du câble, dont les valeurs nominales ne sont qu'approximativement connues, sur la précision de la commande MPPT.

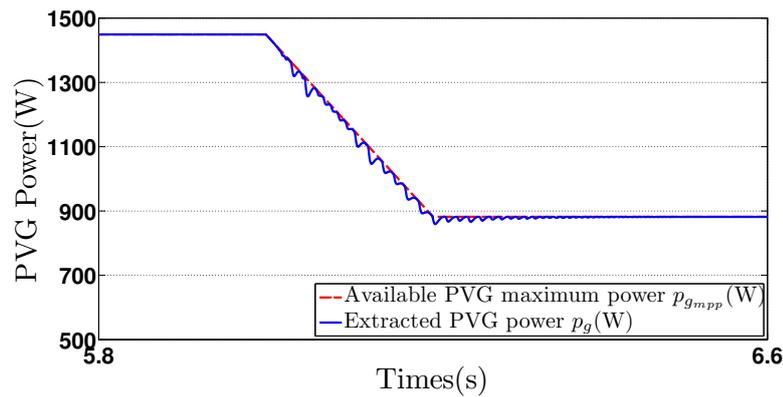
En effet, il est démontré à travers des simulations numériques que la commande MPPT adaptative conçue garantit l'extraction du maximum de puissance disponible du GPV pour un niveau d'ensoleillement donné, et ce en dépit des déviations appliquées sur les valeurs nominales des paramètres résistance et inductance du câble.



(a) Poursuite du MPP du PVG

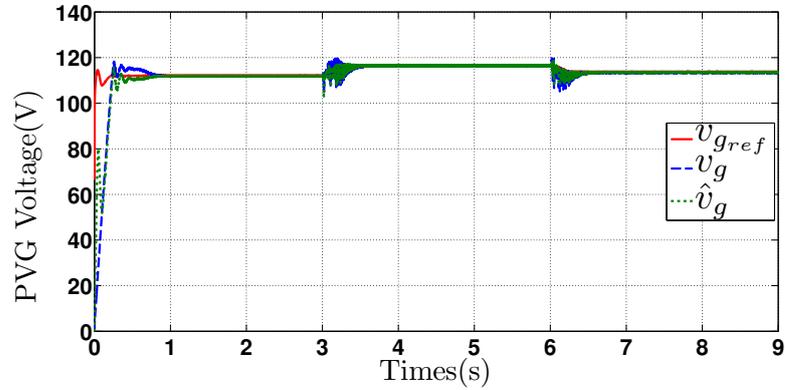


(b) Zoom sur la figure 7.6a autour de 3s

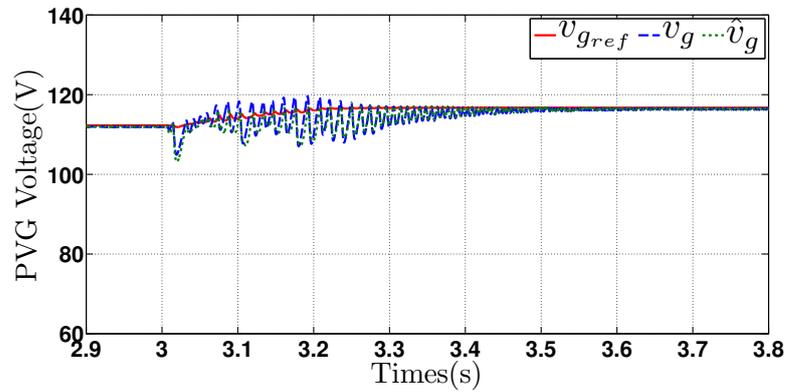


(c) Zoom sur la figure 7.6a autour de 6s

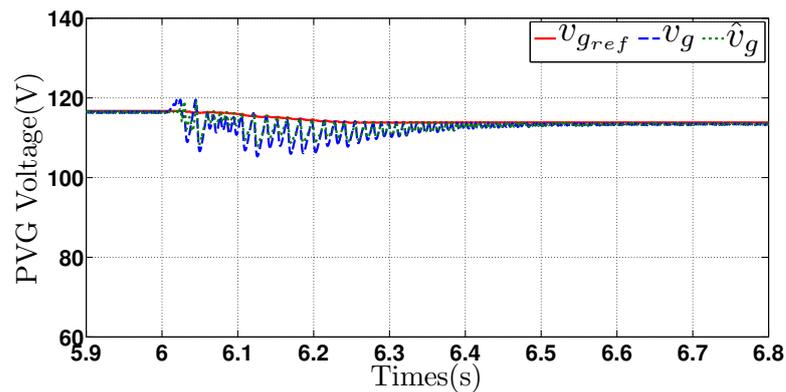
Figure 7.6 – Poursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.



(a) Estimation et convergence de la tension de sortie du PVG

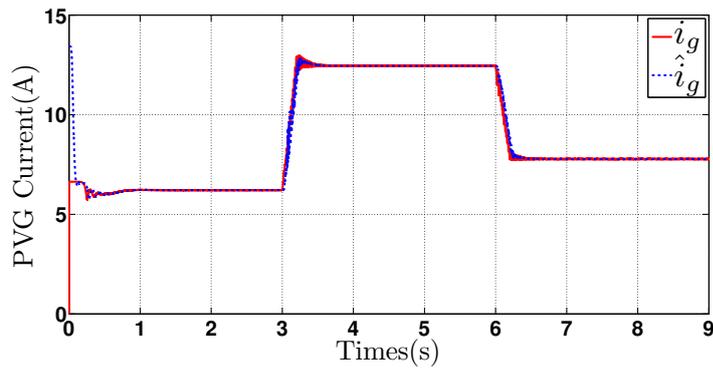


(b) Zoom sur la figure 7.7a autour de 3s

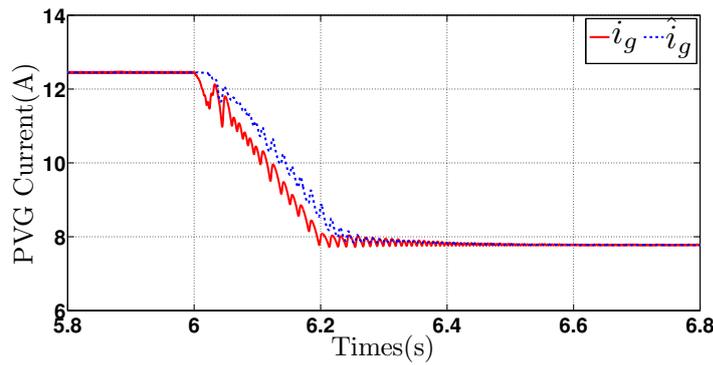


(c) Zoom sur la figure 7.7a autour de 6s

Figure 7.7 – Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.

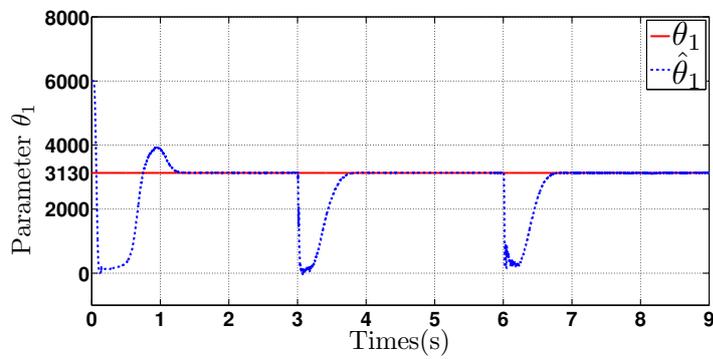


(a) Estimation du courant de sortie du PVG

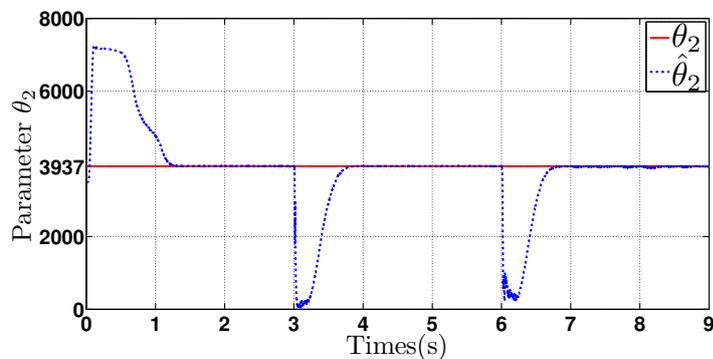


(b) Zoom sur la figure 7.8a autour de 6s

Figure 7.8 – Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.

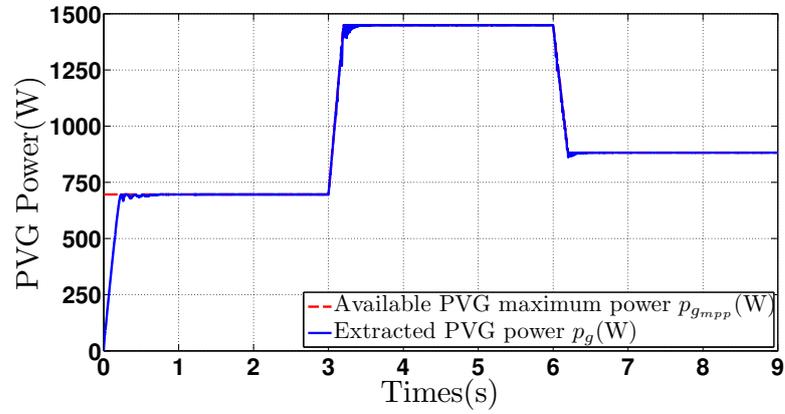


(a) Estimation du paramètre θ_1

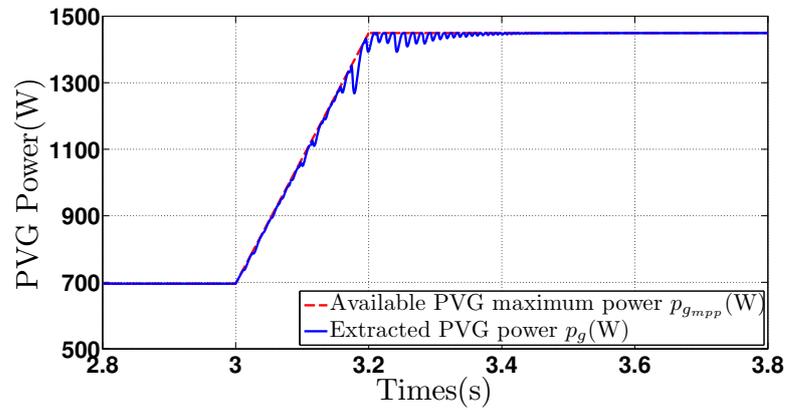


(b) Estimation du paramètre θ_2

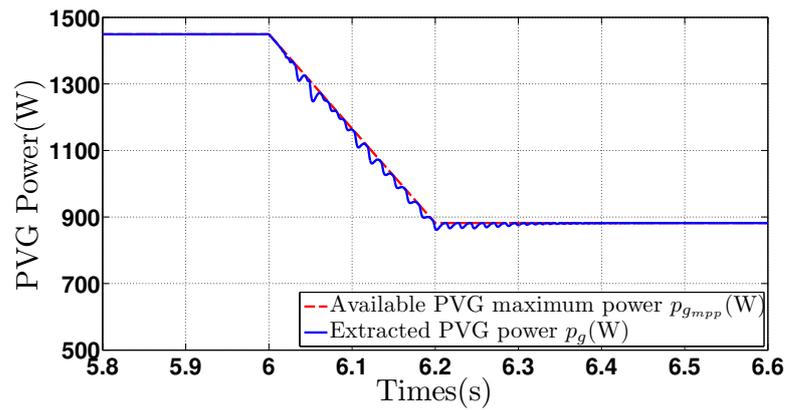
Figure 7.9 – Estimation des paramètres du système pour $R = R_N = 0.795\Omega$ et $L = L_N = 0.254\text{mH}$.



(a) Pursuite du MPP du PVG

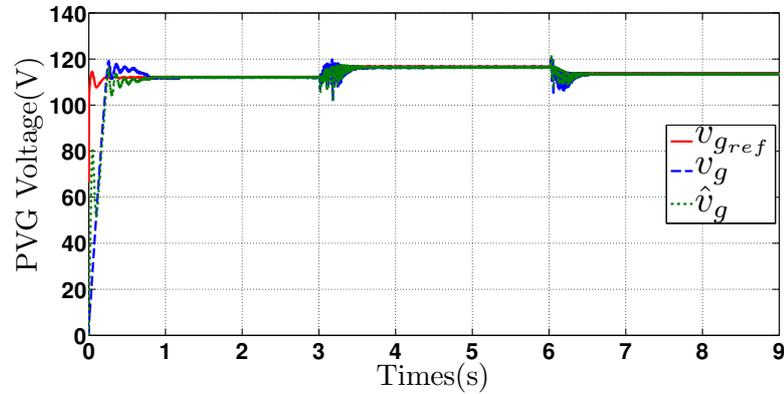


(b) Zoom sur la figure 7.10a autour de 3s

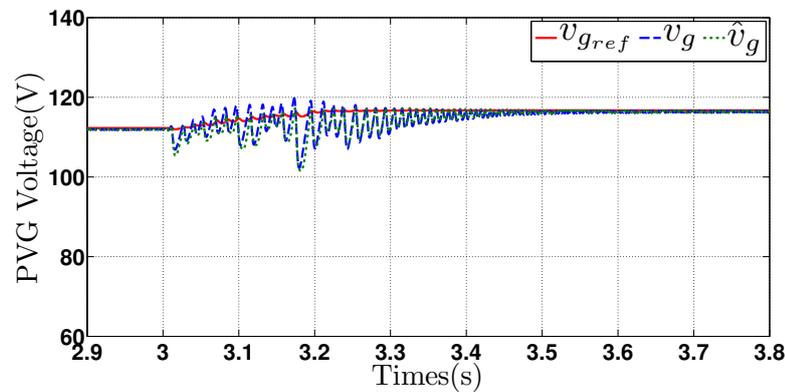


(c) Zoom sur la figure 7.10a autour de 6s

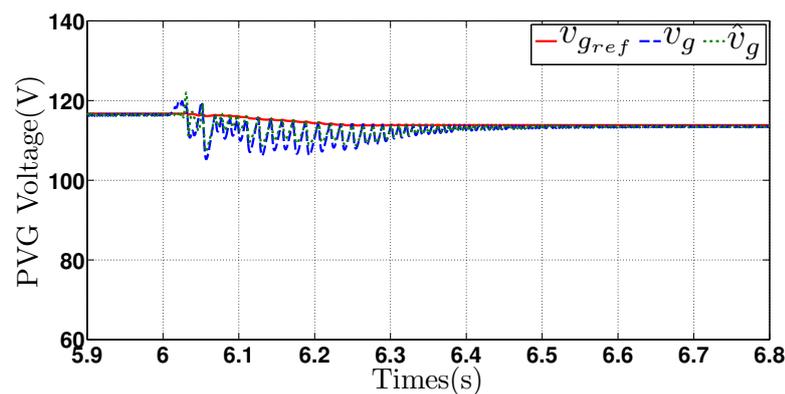
Figure 7.10 – Pursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$.



(a) Estimation et convergence de la tension de sortie du PVG

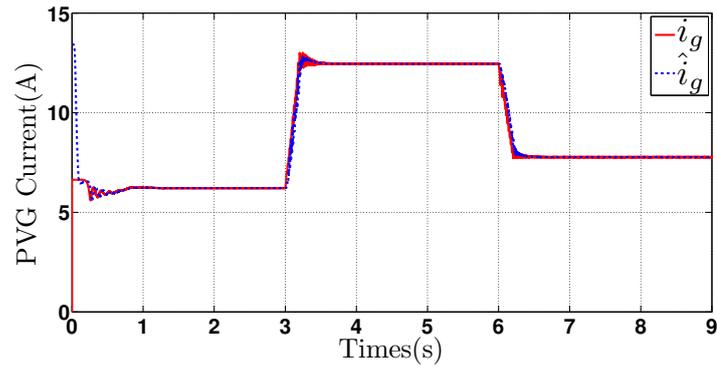


(b) Zoom sur la figure 7.11a autour de 3s

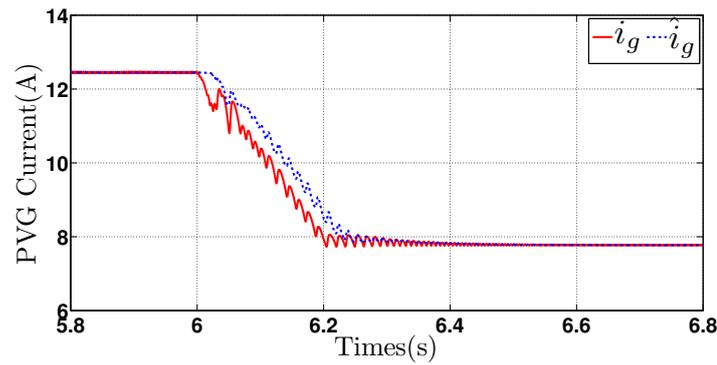


(c) Zoom sur la figure 7.11a autour de 6s

Figure 7.11 – Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N(1+20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1+30\%) = 0.3302\text{mH}$.



(a) Estimation du courant de sortie du PVG



(b) Zoom sur la figure 7.12a autour de 6s

Figure 7.12 – Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$.

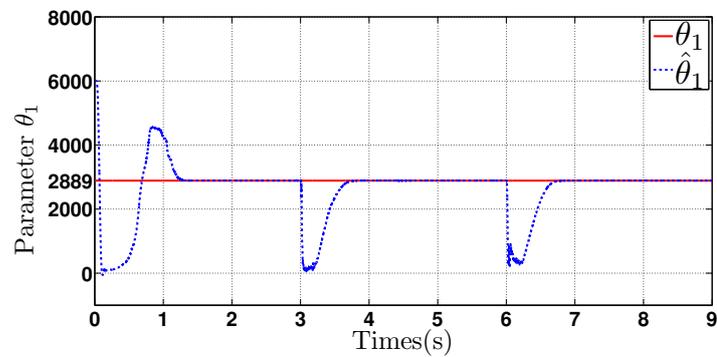
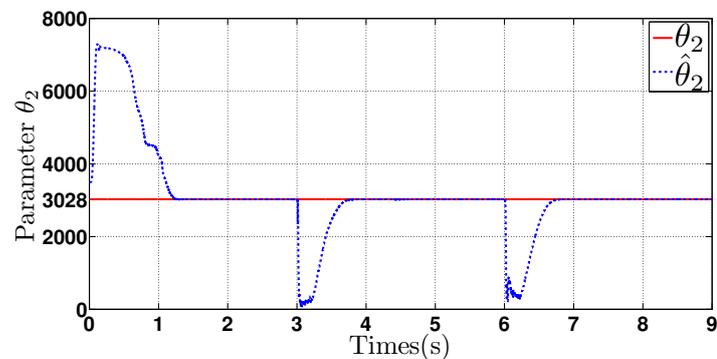
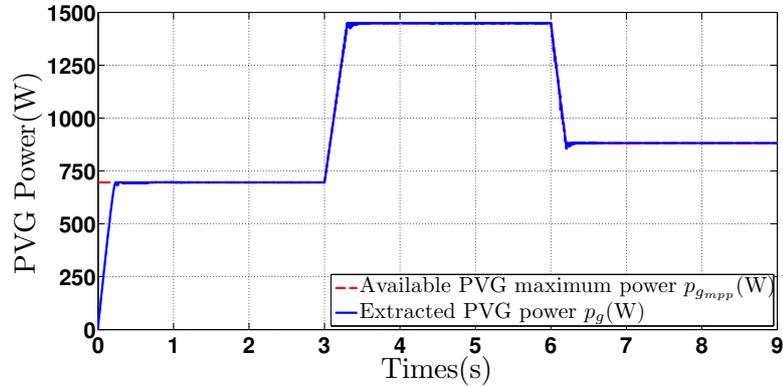
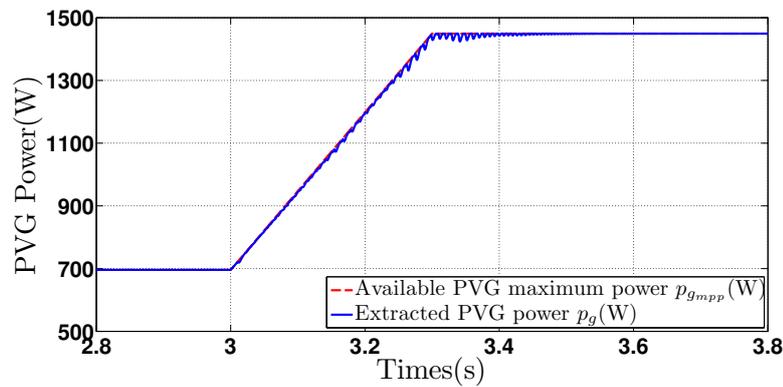
(a) Estimation du paramètre θ_1 (b) Estimation du paramètre θ_2

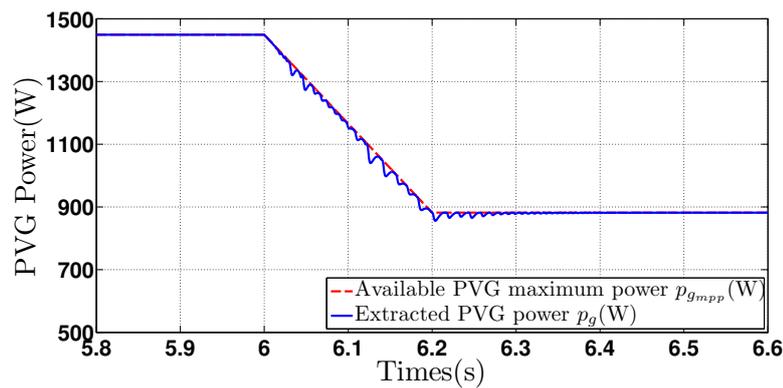
Figure 7.13 – Estimation des paramètres du système pour $R = R_N(1 + 20\%) = 0.954\Omega$ et $L = L_N(1 + 30\%) = 0.3302\text{mH}$.



(a) Pourssuite du MPP du PVG

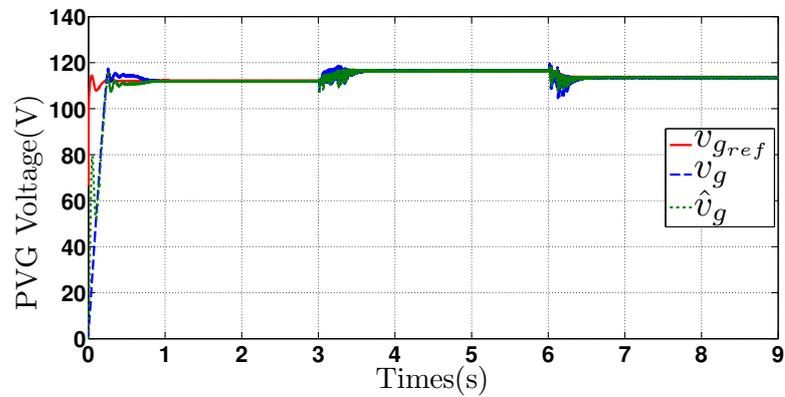


(b) Zoom sur la figure 7.14a autour de 3s

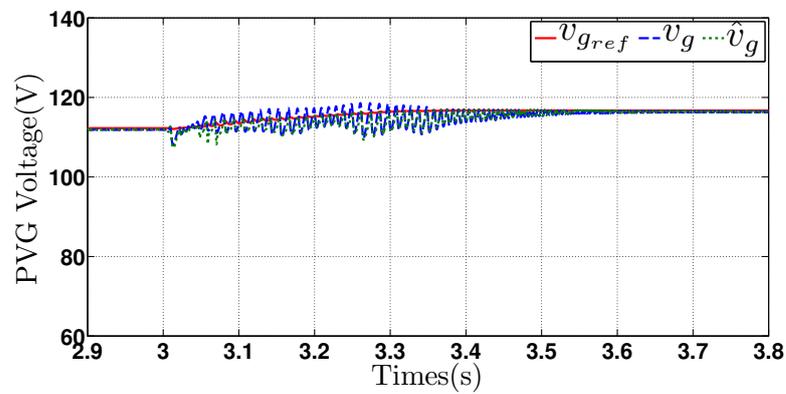


(c) Zoom sur la figure 7.14a autour de 6s

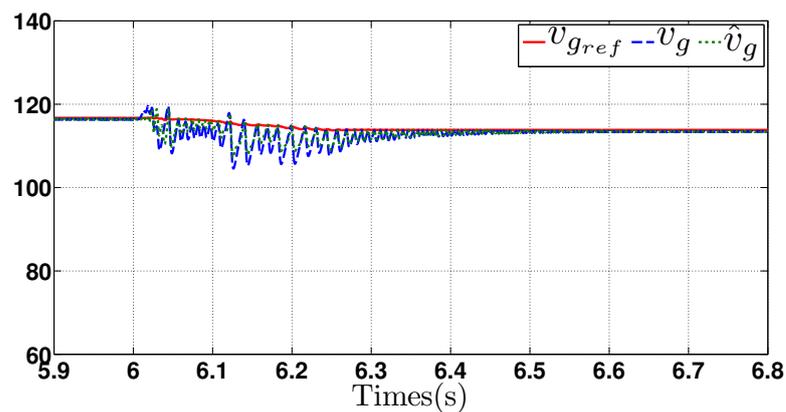
Figure 7.14 – Poursuite du point du maximum de puissance du PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$.



(a) Estimation et convergence de la tension de sortie du PVG

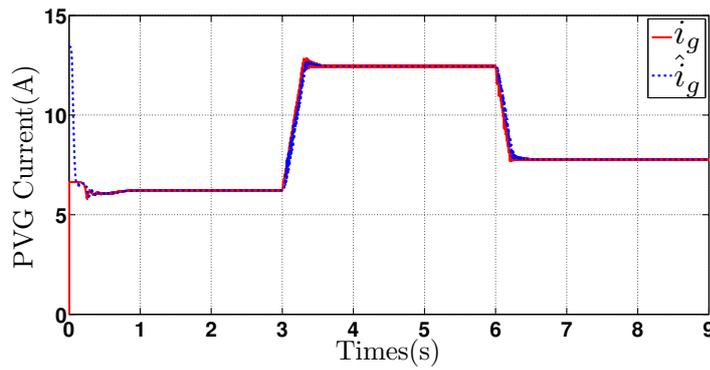


(b) Zoom sur la figure 7.15a autour de 3s

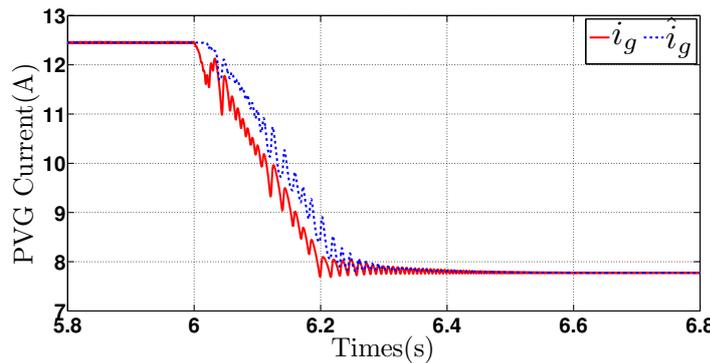


(c) Zoom sur la figure 7.15a autour de 6s

Figure 7.15 – Estimation de la tension de sortie du PVG et sa convergence vers la tension de référence optimale pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$.

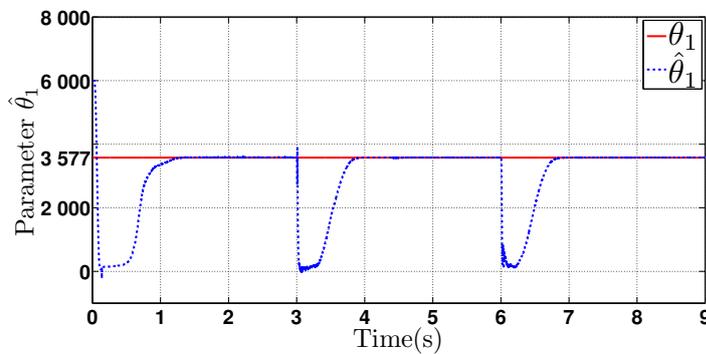


(a) Estimation du courant de sortie du PVG

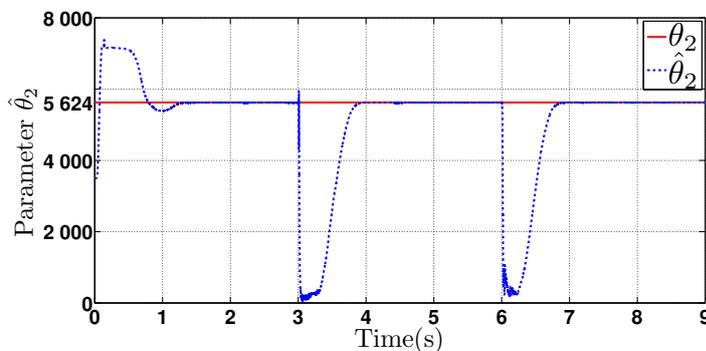


(b) Zoom sur la figure 7.16a autour de 6s

Figure 7.16 – Estimation du courant délivré par le PVG pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$.



(a) Estimation du paramètre θ_1



(b) Estimation du paramètre θ_2

Figure 7.17 – Estimation des paramètres du système pour $R = R_N(1 - 20\%) = 0.636\Omega$ et $L = L_N(1 - 30\%) = 0.1778\text{mH}$.

CHAPITRE 8

Conclusion générale

Parallèlement à l'essor qu'a connu l'énergie photovoltaïque lors des dernières décennies, plusieurs travaux de recherche se sont intéressés au problème de la commande des systèmes PV visant à assurer une poursuite efficace du MPP, sous différentes contraintes liées essentiellement aux variations des conditions climatiques, notamment l'ensoleillement et la température. De nombreuses techniques MPPT ont ainsi vu le jour. Nous avons toutefois remarqué que dans ces travaux de littérature, les panneaux PV sont toujours considérés placés à courte distance du convertisseur. Les grandeurs électriques de sortie du PVG sont par conséquent accessibles à la mesure d'une part, et le câble de faible longueur est sans effet notable sur l'efficacité du MPPT, d'autre part. Mais, tel n'est pas le cas dans des situations où le champs PV est distant du convertisseur sous contrainte de profiter de meilleures conditions d'ensoleillement ; les grandeurs électriques en sortie du PVG deviennent inaccessibles par des capteurs classiques, et le long câble pourrait entraîner une inefficacité du MPPT.

C'est ce problème de distance entre le champs PV et le convertisseur qui a été à l'origine de l'idée de cette thèse. Le travail développé a porté sur la conception d'une commande non linéaire des système photovoltaïques dont l'objectif consiste à :

1. Assurer une poursuite rapide et précise du point de maximum de puissance (MPPT), et ce, sans avoir recours à la mesure directe des grandeurs tension et courant en sortie du PVG.
2. Compenser les effets des paramètres propres du câble liant les panneaux photovoltaïques au convertisseur, notamment sa résistance et son inductance, sur les performances de la commande MPPT, et ce, en dépit des incertitudes susceptibles d'affecter les valeurs de ces paramètres.

La stratégie de commande proposée offre un double avantage :

- (1) flexibilité par rapport au lieu d'installation des panneaux solaires ; ce qui permet de choisir des sites à meilleur ensoleillement sans se soucier de leur distance

du convertisseur, profitant ainsi d'un meilleur rendement global en réduisant aussi les effets due à l'ensoleillement partiel du champs PV.

- (2) amélioration des performances de la commande MPPT, contribuant ainsi à l'amélioration du rendement global du système PV,
- (3) solution économique par rapport à une commande faisant appel à la télé-mesure.

Le système PV support de cette étude est un système de pompage composé d'un générateur photovoltaïque (PVG) alimentant en puissance une pompe centrifuge à courant continu entraînée par un convertisseur DC-DC de type boost. Ce dernier est connecté au PVG via un long câble PV.

D'abord, un modèle mathématique du système PV qui tient compte des paramètres propres du câble a été établi à partir du schéma électrique global du système PV dans lequel le câble est représenté par son modèle électrique équivalent. Celui-ci comporte une résistance série, une inductance série et deux capacités parallèles. Ces dernières sont de valeurs négligeables devant celles des condensateurs montés en parallèle de part et d'autre du câble, en sortie du PVG et à l'entrée du convertisseur, c'est pourquoi elles ont été ignorées dans l'étude.

Afin de mettre en évidence l'effet du câble sur les performances du MPPT, nous avons procédé, au chapitre 2, à la conception d'une commande MPPT pour le système PV en considérant le câble comme étant idéal, et que nous avons baptisée de *commande MPPT standard*. En appliquant la loi de commande obtenue sur le système PV à câble réel, nous avons constaté que les performances de la commande MPPT sont effectivement affectées, en particulier sa précision statique, ce qui affecte par conséquent le rendement global du système PV.

Pour remédier aux problèmes su-cités, à savoir : (1) difficulté de la mesure des grandeurs tension et courant en sortie du PVG distant et, (2) effet des paramètres du long câble sur l'efficacité du MPPT, une estimation d'état du système PV a été proposée. Un observateur à grand gain qui effectue l'estimation des variables tension et courant du PVG en mesurant seulement les grandeurs tension et courant accessibles à l'autre extrémité du câble (coté convertisseur), a été conçu dans le chapitre 3. Sur la base de cet observateur, nous avons élaboré, au chapitre 4, une commande à retour de sortie du système PV visant à assurer un MPPT meilleur en terme de rapidité et précision. Il est montré par simulation que la commande MPPT ainsi développée permet de garantir l'objectif MPPT avec de meilleures performances en comparaison avec une commande MPPT standard.

Enfin, dans le soucis de prendre en considération les incertitudes des paramètres propres du câble, nous avons développé une commande adaptative non linéaire permettant d'assurer l'objectif MPPT en dépit d'éventuelles dérives que ces paramètres sont susceptibles de subir. Pour cela, un observateur adaptatif à grand gain a été conçu dans le chapitre 5. Il assure l'estimation des variables inaccessibles du système

PV en présence des drives de la résistance du câble ; le paramètre inductance étant supposé de valeur connue et certaine. Un observateur adaptatif de type Kalman étendu a été ensuite conçu dans le chapitre 6. Il permet d'effectuer l'estimation en ligne aussi bien des états inaccessibles que celle des paramètres inconnus du système, et ce malgré les incertitudes affectant les valeurs des paramètres résistance et inductance du câble. C'est sur la base de ce dernier observateur qu'un régulateur backstepping a été synthétisé dans le chapitre 7, dans le but d'assurer un MPPT de meilleures performances en dépit des déviations subies par les paramètres résistance et inductance du câble PV. Les résultats des simulations ont montré que la stratégie de commande ainsi développée permet effectivement d'assurer l'objectif MPPT même en présence de paramètres inconnus et incertains du systèmes avec de meilleures performances.

Comme perspective à notre travail, nos prochains travaux porteront sur la validation des résultats obtenus par simulation via des essais expérimentaux sur une plate-forme physique du système PV. L'extension de l'approche MPPT basé sur une estimation d'état du PVG à des systèmes d'énergie renouvelable interconnectés pourrait être l'objet de futures travaux de recherche. Aussi, l'idée de tenir compte des effets nuisibles des câbles dans les installations d'énergies renouvelables en général, pourrait inspirer davantage de réflexions.

Bibliographie

- [1] IRENA (2020). Renewable energy statistics 2020. *The International Renewable Energy Agency, Abu Dhabi*. https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2020/Jul/IRENA_Renewable_Energy_Statistics_2020.pdf.
- [2] A. N. A. Ali, M. H. Saied, M. Z. Mostafa, and T. M. Abdel- Moneim. A survey of maximum ppt techniques of pv systems. In *2012 IEEE Energytech*, pages 1–17, 2012.
- [3] Ali Reza Reisi, Mohammad Hassan Moradi, and Shahriar Jamasb. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system : A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 19 :433 – 443, 2013.
- [4] P. S. Samrat, F. F. Edwin, and W. Xiao. Review of current sensorless maximum power point tracking technologies for photovoltaic power systems. In *2013 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 862–867, 2013.
- [5] Yali Liu, Ming Li, Xu Ji, Xi Luo, Meidi Wang, and Ying Zhang. A comparative study of the maximum power point tracking methods for pv systems. *Energy Conversion and Management*, 85 :809 – 816, 2014.
- [6] R. Boukenoui, R. Bradai, A. Mellit, M. Ghanes, and H. Salhi. Comparative analysis of p&o, modified hill climbing-flc, and adaptive p&o-flc mppts for microgrid standalone pv system. In *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 1095–1099, 2015.
- [7] DP Dhande, AP Chaudhari, and GK Mahajan. A review of various mppt techniques for photovoltaic systems. *International Journal of Innovations in Engineering Research and Technology*, 2(12), 2015.
- [8] B. Panda, B. Panda, P. K. Hota, and S. K. Bhuyan. A comparative analysis of maximum power point techniques for photovoltaic system. In *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, pages 732–737, 2015.

-
- [9] A. Amir, A. Amir, J. Selvaraj, and N.A. Rahim. Study of the mpp tracking algorithms : Focusing the numerical method techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 62 :350 – 371, 2016.
- [10] Z. B. Mahmoud, M. Hamouda, and A. Khedher. A comparative study of four widely-adopted mppt techniques for pv power systems. In *2016 4th International Conference on Control Engineering Information Technology (CEIT)*, pages 1–8, 2016.
- [11] M. Seyedmahmoudian, B. Horan, T. Kok Soon, R. Rahmani, A. Muang Than Oo, S. Mekhilef, and A. Stojcevski. State of the art artificial intelligence-based mppt techniques for mitigating partial shading effects on pv systems – a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 64 :435 – 455, 2016.
- [12] A. Rezaee Jordehi. Maximum power point tracking in photovoltaic (pv) systems : A review of different approaches. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 65 :1127 – 1138, 2016.
- [13] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa, and N. K. M’Sirdi. Comparative study of different mppt techniques for a stand-alone pv system. In *2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, pages 629–634, 2016.
- [14] Ekrem Kandemir, Numan S. Cetin, and Selim Borekci. A comprehensive overview of maximum power extraction methods for pv systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 78 :93 – 112, 2017.
- [15] O. Ezinwanne, F. Zhongwen, and L. Zhijun. Energy performance and cost comparison of mppt techniques for photovoltaics and other applications. *Energy Procedia*, 107 :297 – 303, 2017. 3rd International Conference on Energy and Environment Research, ICEER 2016, 7-11 September 2016, Barcelona, Spain.
- [16] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib. General review and classification of different mppt techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 68 :1 – 18, 2017.
- [17] Makbul A.M. Ramli, Ssennoga Twaha, Kashif Ishaque, and Yusuf A. Al-Turki. A review on maximum power point tracking for photovoltaic systems with and without shading conditions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 67 :144 – 159, 2017.
- [18] J. Prasanth Ram, T. Sudhakar Babu, and N. Rajasekar. A comprehensive review on solar pv maximum power point tracking techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 67 :826 – 847, 2017.
- [19] Mohammed Aslam Husain, Abu Tariq, Salman Hameed, M. Saad Bin Arif, and Abhinandan Jain. Comparative assessment of maximum power point tracking procedures for photovoltaic systems. *Green Energy & Environment*, 2(1) :5 – 17, 2017.

- [20] M.A. Danandeh and S.M. Mousavi G. Comparative and comprehensive review of maximum power point tracking methods for pv cells. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82 :2743 – 2767, 2018.
- [21] M. G. Batarseh and M. E. Za'ter. Hybrid maximum power point tracking techniques : A comparative survey, suggested classification and uninvestigated combinations. *Solar Energy*, 169 :535 – 555, 2018.
- [22] M. Dhimish. Assessing mppt techniques on hot-spotted and partially shaded photovoltaic modules : Comprehensive review based on experimental data. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 66(3) :1132–1144, 2019.
- [23] Riaz Ahmad, Ali F. Murtaza, and Hadeed Ahmed Sher. Power tracking techniques for efficient operation of photovoltaic array in solar applications – a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 101 :82 – 102, 2019.
- [24] Mostefa Kermadi and El Madjid Berkouk. Artificial intelligence-based maximum power point tracking controllers for photovoltaic systems : Comparative study. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69 :369 – 386, 2017.
- [25] Ahmet Afşin Kulaksız and Ramazan Akkaya. A genetic algorithm optimized ann-based mppt algorithm for a stand-alone pv system with induction motor drive. *Solar Energy*, 86(9) :2366 – 2375, 2012.
- [26] Yi-Hua Liu, Chun-Liang Liu, Jia-Wei Huang, and Jing-Hsiao Chen. Neural-network-based maximum power point tracking methods for photovoltaic systems operating under fast changing environments. *Solar Energy*, 89 :42 – 53, 2013.
- [27] L. B. Prasad, S. Sahu, M. Gupta, R. Srivastava, L. Mozhui, and D. N. Asthana. An improved method for mppt using ann and ga with maximum power comparison through perturb observe technique. In *2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, pages 206–211, 2016.
- [28] Chun-Liang Liu, Jing-Hsiao Chen, Yi-Hua Liu, and Zong-Zhen Yang. An asymmetrical fuzzy-logic-control-based mppt algorithm for photovoltaic systems. *Energies*, 7(4) :2177–2193, Apr 2014.
- [29] Mehdi Seyedmehmoudian, Ben Horan, Rasoul Rahmani, Aman Maung Than Oo, and Alex Stojcevski. Efficient photovoltaic system maximum power point tracking using a new technique. *Energies*, 9(3) :147, Mar 2016.
- [30] Jubaer Ahmed and Zainal Salam. A maximum power point tracking (mppt) for pv system using cuckoo search with partial shading capability. *Applied Energy*, 119 :118 – 130, 2014.
- [31] Seyedali Mirjalili, Seyed Mohammad Mirjalili, and Andrew Lewis. Grey wolf optimizer. *Advances in Engineering Software*, 69 :46 – 61, 2014.

-
- [32] S. Mohanty, B. Subudhi, and P. K. Ray. A new mppt design using grey wolf optimization technique for photovoltaic system under partial shading conditions. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 7(1) :181–188, 2016.
- [33] K. A. Aganah and A. W. Leedy. A constant voltage maximum power point tracking method for solar powered systems. In *2011 IEEE 43rd Southeastern Symposium on System Theory*, pages 125–130, 2011.
- [34] A. W. Leedy, Liping Guo, and K. A. Aganah. A constant voltage mppt method for a solar powered boost converter with dc motor load. In *2012 Proceedings of IEEE Southeastcon*, pages 1–6, 2012.
- [35] Y. Yang and F. P. Zhao. Adaptive perturb and observe mppt technique for grid-connected photovoltaic inverters. *Procedia Engineering*, 23 :468–473, 2011.
- [36] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, G. Spagnuolo, and M. Vitelli. A fast current-based mppt technique employing sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3) :1168–1178, 2012.
- [37] M.A. Elgendy, B. Zahawi, and D.J. Atkinson. Evaluation of perturb and observe mppt algorithm implementation techniques. *IET Conference Proceedings*, pages 110–110(1), January 2012.
- [38] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, and C. Andrs Ramos-Paja. Perturb and observe mppt algorithm with a current controller based on the sliding mode. *Int J Electr Power Energy Systems*, 44 :346–356, 2013.
- [39] H. Nademi, A. Elahidoost, and L. E. Norum. Comparative analysis of different mppt schemes for photovoltaic integration of modular multilevel converter. In *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–5, 2016.
- [40] A. Trivedi, A. Gupta, R. K. Pachauri, and Y. K. Chauhan. Comparison of perturb observe and ripple correlation control mppt algorithms for pv array. In *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, pages 1–5, 2016.
- [41] J. Ahmed and Z. Salam. A modified p o maximum power point tracking method with reduced steady-state oscillation and improved tracking efficiency. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 7(4) :1506–1515, 2016.
- [42] Ahmed I.M. Ali, Mahmoud A. Sayed, and Essam E.M. Mohamed. Modified efficient perturb and observe maximum power point tracking technique for grid-tied pv system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 99 :192 – 202, 2018.

- [43] T. Eswam, K. W. Jonathan, T. Krein Philip, I. Chapman Patrick, and M. Pal-lab. Dynamic maximum power point tracking of photovoltaic array using ripple correlation control. *IEEE Trans Power Electron*, 21(5) :1282–91, 2006.
- [44] L. K. S. Tolentino, F. R. G. Cruz, R. G. Garcia, and Wen-Yaw Chung. Maxi-mum power point tracking controller ic based on ripple correlation control algorithm. In *2015 International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Ma-nagement (HNICEM)*, pages 1–6, 2015.
- [45] E. K. Panagiotis and G. K. Antonios. Implementation of photovoltaic array mppt through fixed step predictive control technique. *Renew Energy*, 36 :2508–14, 2011.
- [46] G. Tsengenes and G. Adamidis. Investigation of the behavior of a three phase grid-connected photovoltaic system to control active and reactive power. *Electr Power Syst Res*, 81 :177–84, 2011.
- [47] T. T. Yetayew, T. R. Jyothsna, and G. Kusuma. Evaluation of incremental conductance and firefly algorithm for pv mppt application under partial shade condition. In *2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, pages 1–6, 2016.
- [48] Lulin Yin, Songsen Yu, Xing Zhang, and Yong Tang. Simple adaptive incre-mental conductance mppt algorithm using improved control model. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 9(6) :065501, 2017.
- [49] A. W. Leedy and K. E. Garcia. Approximation of p-v characteristic curves for use in maximum power point tracking algorithms. In *45th Southeastern Symposium on System Theory*, pages 88–93, 2013.
- [50] Fangrui Liu, Yong Kang, Yu Zhang, and Shanxu Duan. Comparison of p o and hill climbing mppt methods for grid-connected pv converter. In *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pages 804–807, 2008.
- [51] S. B. Kjær. Evaluation of the “hill climbing” and the “incremental conduc-tance” maximum power point trackers for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27(4) :922–929, 2012.
- [52] K. K. Tse, M. T. Ho, H. S. . Chung, and S. Y. Hui. A novel maximum power point tracker for pv panels using switching frequency modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(6) :980–989, 2002.
- [53] C.P. Roy, B.K. Naick, and G. Shankar. Modified three-point weight com-parison method for adaptive mppt of photovoltaic systems. *IET Conference Proceedings*, pages 146–156(10).
- [54] E. Bianconi, J. Calvente, R. Giral, E. Mamarelis, G. Petrone, and C. Andrs Ramos-Paja. Perturb and observe mppt algorithm with a current controller

- based on the sliding mode. *Int J Electr Power Energy Systems*, 44 :346–356, 2013.
- [55] A. Kchaou, A. Naamane, Y. Koubaa, and N. M’sirdi. Second order sliding mode-based mppt control for photovoltaic applications. *Solar Energy*, 155 :758 – 769, 2017.
- [56] M. Jamil, H. Saeed, S. Qaisar, and E. A. Felemban. Maximum power point tracking of a solar system using state space averaging for wireless sensor network. In *2013 IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA)*, pages 1–6, 2013.
- [57] K. Sundareswaran, S. Peddapati, and S. Palani. Mppt of pv systems under partial shaded conditions through a colony of flashing fireflies. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(2) :463–472, 2014.
- [58] N. A. Windarko, A. Tjahjono, D. O. Anggriawan, and M. H. Purnomo. Maximum power point tracking of photovoltaic system using adaptive modified firefly algorithm. In *2015 International Electronics Symposium (IES)*, pages 31–35, 2015.
- [59] S. D. Nugraha, E. Wahjono, E. Sunarno, D. O. Anggriawan, E. Prasetyono, and A. Tjahjono. Maximum power point tracking of photovoltaic module for battery charging based on modified firefly algorithm. In *2016 International Electronics Symposium (IES)*, pages 238–243, 2016.
- [60] D. F. Teshome, C. H. Lee, Y. W. Lin, and K. L. Lian. A modified firefly algorithm for photovoltaic maximum power point tracking control under partial shading. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(2) :661–671, 2017.
- [61] Mingrui Zhang, Zheyang Chen, and Li Wei. An immune firefly algorithm for tracking the maximum power point of pv array under partial shading conditions. *Energies*, 12(16) :3083, Aug 2019.
- [62] M. Kermadi and E. M. Berkouk. A maximum power point tracker based on particle swarm optimization for pv-battery energy system under partial shading conditions. In *2015 3rd International Conference on Control, Engineering Information Technology (CEIT)*, pages 1–6, 2015.
- [63] H. Renaudineau, F. Donatantonio, J. Fontchastagner, G. Petrone, G. Spagnuolo, J. Martin, and S. Pierfederici. A pso-based global mppt technique for distributed pv power generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(2) :1047–1058, 2015.
- [64] Wang Yunliang and Bian Nan. Research of mppt control method based on pso algorithm. In *2015 4th International Conference on Computer Science and Network Technology (ICCSNT)*, volume 01, pages 698–701, 2015.

- [65] Y. Zheng, W. Wang, W. Chen, and Q. Li. Research on mppt of photovoltaic system based on pso under partial shading condition. In *2016 35th Chinese Control Conference (CCC)*, pages 8654–8659, 2016.
- [66] Stefan Daraban, Dorin Petreus, and Cristina Morel. A novel mppt (maximum power point tracking) algorithm based on a modified genetic algorithm specialized on tracking the global maximum power point in photovoltaic systems affected by partial shading. *Energy*, 74 :374 – 388, 2014.
- [67] J. Ahmad. A fractional open circuit voltage based maximum power point tracker for photovoltaic arrays. In *2010 2nd International Conference on Software Technology and Engineering*, volume 1, pages V1–247–V1–250, 2010.
- [68] Y. Huang. A rapid maximum power measurement system for high-concentration photovoltaic modules using the fractional open-circuit voltage technique and controllable electronic load. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 4(6) :1610–1617, 2014.
- [69] D. Baimel, R. Shkoury, L. Elbaz, S. Tapuchi, and N. Baimel. Novel optimized method for maximum power point tracking in pv systems using fractional open circuit voltage technique. In *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, pages 889–894, 2016.
- [70] A. Sandali, T. Oukhoya, and A. Cheriti. Modeling and design of pv grid connected system using a modified fractional short-circuit current mppt. In *2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, pages 224–229, 2014.
- [71] M. M. Shebani, T. Iqbal, and J. E. Quaicoe. Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for mppt photovoltaic systems. In *2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, pages 1–5, 2016.
- [72] D. Shmilovitz. On the control of photovoltaic maximum power point tracker via output parameters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 152 :239–248(9), March 2005.
- [73] S. L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni, and C. Clarkson. Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(10) :2531–2540, 2010.
- [74] D. Netic, Y. Tan, W. H. Moase, and C. Manzie. A unifying approach to extremum seeking : Adaptive schemes based on estimation of derivatives. In *49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 4625–4630, 2010.
- [75] *Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Systems Using Adaptive Extremum Seeking Control*, volume ASME 2011 Dynamic Systems and Control

- Conference and Bath/ASME Symposium on Fluid Power and Motion Control, Volume 1 of *Dynamic Systems and Control Conference*, 10 2011.
- [76] Hamed Heydari-doostabad, Reza Keypour, Mohammad Reza Khalghani, and Mohammad Hassan Khooban. A new approach in mppt for photovoltaic array based on extremum seeking control under uniform and non-uniform irradiances. *Solar Energy*, 94 :28 – 36, 2013.
- [77] A. Ghaffari, S. Seshagiri, and M. Krstic. Multivariable maximum power point tracking for photovoltaic micro-converters using extremum seeking. *Control Engineering Practice*, 35 :83–91, 2015.
- [78] T. R. Oliveira, M. Krstic, and D. Tsubakino. Extremum seeking for static maps with delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 62 :1911–1926, 2017.
- [79] Sivaramakrishnan S. Linear extrapolated mppt - an alternative to fractional open circuit voltage technique. In *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems : Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, pages 1–4, 2016.
- [80] B. Bijukumar, A. G. K. Raam, S. I. Ganesan, and C. Nagamani. A linear extrapolation-based mppt algorithm for thermoelectric generators under dynamically varying temperature conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(4) :1641–1649, 2018.
- [81] M. F. N. Tajuddin, S. M. Ayob, and Z. Salam. Tracking of maximum power point in partial shading condition using differential evolution (de). In *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, pages 384–389, 2012.
- [82] H. Taheri, Z. Salam, K. Ishaque, and Syafaruddin. A novel maximum power point tracking control of photovoltaic system under partial and rapidly fluctuating shadow conditions using differential evolution. In *2010 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA)*, pages 82–87, 2010.
- [83] Y. Fan, F. Zhuo, Y. Yang, F. Wang, T. Zhu, S. Shi, and L. Sun. An improved simulated annealing maximum power point tracking technique for pv array under partial shading conditions. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–8, 2016.
- [84] S. Lyden and M. E. Haque. A comprehensive study of the key parameters of the simulated annealing method for maximum power point tracking in photovoltaic systems. In *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, pages 1–5, 2016.
- [85] E. N. Chaves, J. H. Reis, E. A. A. Coelho, L. C. G. Freitas, J. B. V. Junior, and L. C. Freitas. Simulated annealing - mppt in partially shaded pv systems. *IEEE Latin America Transactions*, 14(1) :235–241, 2016.

- [86] Wang Feng, Zhu Tianhua, Zhuo Fang, Yi Hao, and Fan Yusen. Enhanced simulated annealing-based global mppt for different pv systems in mismatched conditions. *Journal of Power Electronics*, 17(5) :1327–1337, 2017.
- [87] Abderrahim El Fadili, Fouad Giri, and Abdelmounime El Magri. Reference voltage optimizer for maximum power point tracking in triphase grid-connected photovoltaic systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 60 :293–301, 2014.
- [88] Abderrahim El Fadili, Fouad Giri, and Abdelmounime Magri. Reference voltage optimizer for maximum power tracking in single-phase grid-connected photovoltaic systems. *Journal of Control and Systems Engineering*, 1 :57–66, 01 2013.
- [89] M. Farhat, O. Barambones, and L. Sbita. Efficiency boosting for pv systems using new mppt method. In *2015 23rd Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, pages 777–782, 2015.
- [90] Maissa Farhat, Oscar Barambones, and Lassaad Sbita. A new maximum power point method based on a sliding mode approach for solar energy harvesting. *Applied Energy*, 185 :1185 – 1198, 2017.
- [91] X. Li, H. Wen, and Y. Hu. Evaluation of different maximum power point tracking (mppt) techniques based on practical meteorological data. In *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 696–701, 2016.
- [92] X. Li, H. Wen, Y. Hu, L. Jiang, and W. Xiao. Modified beta algorithm for gmppt and partial shading detection in photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3) :2172–2186, 2018.
- [93] González J.R., Pelta D.A., Cruz C., Terrazas G., and Krasnogor N., editors. *A New Metaheuristic Bat-Inspired Algorithm*. Nature Inspired Cooperative Strategies for Optimization (NICSO). Studies in Computational Intelligence, vol 284. Springer, Berlin, Heidelberg, 2010.
- [94] Karim Kaced, Cherif Larbes, Naeem Ramzan, Moussaab Bounabi, and Zine elabadine Dahmane. Bat algorithm based maximum power point tracking for photovoltaic system under partial shading conditions. *Solar Energy*, 158 :490 – 503, 2017.
- [95] Zhongqiang Wu and Danqi Yu. Application of improved bat algorithm for solar pv maximum power point tracking under partially shaded condition. *Applied Soft Computing*, 62 :101 – 109, 2018.
- [96] Maykon Vichoski da Rocha, Leonardo Poltronieri Sampaio, and Sergio Augusto Oliveira da Silva. Comparative analysis of mppt algorithms based on bat algorithm for pv systems under partial shading condition. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 40 :100761, 2020.

-
- [97] S. H. Hosseini, A. Farakhor, and S. Khadem Haghghian. Novel algorithm of mppt for pv array based on variable step newton-raphson method through model predictive control. In *2013 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2013)*, pages 1577–1582, 2013.
- [98] N. Khaldi, H. Mahmoudi, M. Zazi, and Y. Barradi. The mppt control of pv system by using neural networks based on newton raphson method. In *2014 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, pages 19–24, 2014.
- [99] M. Uoya and H. Koizumi. A calculation method of photovoltaic array’s operating point for mppt evaluation based on one-dimensional newton-raphson method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(1) :567–575, 2015.
- [100] J. Ma, K. L. Man, T. O. Ting, N. Zhang, C. Lei, and N. Wong. A hybrid mppt method for photovoltaic systems via estimation and revision method. In *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pages 241–244, 2013.
- [101] P. Wang, H. Zhu, W. Shen, F. H. Choo, P. C. Loh, and K. K. Tan. A novel approach of maximizing energy harvesting in photovoltaic systems based on bisection search theorem. In *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2143–2148, 2010.
- [102] S. Chun and A. Kwasinski. Analysis of classical root-finding methods applied to digital maximum power point tracking for sustainable photovoltaic energy generation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(12) :3730–3743, 2011.
- [103] M. R. Al-Soeidat, A. Cembrano, and D. D. Lu. Comparing effectiveness of hybrid mppt algorithms under partial shading conditions. In *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, pages 1–6, 2016.
- [104] Hua Chih-Chiang, Fang Yi-Hsiung, and Chen Wei-Tze. Hybrid maximum power point tracking method with variable step size for photovoltaic systems. *IET Renewable Power Generation*, 10 :127–132(5), February 2016.
- [105] K. Labeeb, S. Shankar, and J. Ramprabhakar. Hybrid mppt controller for accurate and quick tracking. In *2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information Communication Technology (RTEICT)*, pages 1533–1537, 2016.
- [106] Jen-Cheng Wang, Yu-Li Su, Jyh-Cherng Shieh, and Joe-Air Jiang. High-accuracy maximum power point estimation for photovoltaic arrays. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 95(3) :843 – 851, 2011.
- [107] Joe-Air Jiang, Yu-Li Su, Jyh-Cherng Shieh, Kun-Chang Kuo, Tzu-Shiang Lin, Ta-Te Lin, Wei Fang, Jui-Jen Chou, and Jen-Cheng Wang. On application

- of a new hybrid maximum power point tracking (mppt) based photovoltaic system to the closed plant factory. *Applied Energy*, 124 :309 – 324, 2014.
- [108] Joe-Air Jiang, Yu-Li Su, Kun-Chang Kuo, Chien-Hao Wang, Min-Sheng Liao, Jen-Cheng Wang, Chen-Kang Huang, Cheng-Ying Chou, Chien-Hsing Lee, and Jyh-Cherng Shieh. On a hybrid mppt control scheme to improve energy harvesting performance of traditional two-stage inverters used in photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 69 :1113 – 1128, 2017.
- [109] A. G. Al-Gizi and S. J. Al-Chlaihawi. Study of flc based mppt in comparison with p o and inc for pv systems. In *2016 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*, pages 1–6, 2016.
- [110] D. Ajiatmo and I. Robandi. A hybrid fuzzy logic controller-firefly algorithm (flc-fa) based for mppt photovoltaic (pv) system in solar car. In *2016 IEEE International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*, pages 606–610, 2016.
- [111] M. Seyedmahmoudian, R. Rahmani, S. Mekhilef, A. Maung Than Oo, A. Stojcevski, T. K. Soon, and A. S. Ghandhari. Simulation and hardware implementation of new maximum power point tracking technique for partially shaded pv system using hybrid depso method. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 6(3) :850–862, 2015.
- [112] M. Kermadi, Z. Salam, J. Ahmed, and E. M. Berkouk. An effective hybrid maximum power point tracker of photovoltaic arrays for complex partial shading conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(9) :6990–7000, 2019.
- [113] S. N. Ghosh. Ibs - p&o hybrid mppt algorithm for solar pv applications. In *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*, pages 119–123, 2019.
- [114] J. P. Ram, D. S. Pillai, N. Rajasekar, and S. M. Strachan. Detection and identification of global maximum power point operation in solar pv applications using a hybrid elpso-p o tracking technique. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(2) :1361–1374, 2020.
- [115] A. Luque and S. Hegedus. *Handbook of photovoltaic science and engineering*. John Wiley & Sons, Ltd., 2011.
- [116] Yun Tiam Tan, D. S. Kirschen, and N. Jenkins. A model of pv generation suitable for stability analysis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19(4) :748–755, 2004.
- [117] Vun Jack Chin, Zainal Salam, and Kashif Ishaque. Cell modeling and model parameters estimation techniques for photovoltaic simulator application : A review. *Applied Energy*, 154 :500 – 519, 2015.

-
- [118] R. Hermann and A. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(5) :728–740, 1977.
- [119] H. Sira-Ramirez. Algebraic condition for observability of non-linear analytic systems. *International Journal of Systems Science*, 19(11) :2147–2155, 1988.
- [120] Arthur J. Krener and Witold Respondek. Nonlinear observers with linearizable error dynamics. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 23(2) :197–216, 1985.
- [121] G. Schreier, J. DeLeon, A. Glumineau, and R. Boisliveau. Cascade nonlinear observers : application to an experimental induction motor benchmark. *IEEE Proc.-Control Theory Appl.*, 148 :509–515, 2001.
- [122] Q. Guo, T. Yu, and D. Jiang. High-gain observer-based output feedback control of single-rod electro-hydraulic actuator. *IET Control Theory & Applications*, 9 :2395–2404(9), October 2015.
- [123] J. Du, X. Hu, H. Liu, and C. L. P. Chen. Adaptive robust output feedback control for a marine dynamic positioning system based on a high-gain observer. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 26(11) :2775–2786, 2015.
- [124] H. K. Khalil, editor. *High-Gain Observers in Nonlinear Feedback Control*. Advances in Design and Control SIAM, (2017).
- [125] M. Stitou, A. El Fadili, , F. Z. Chaoui, and F. Giri. Output feedback control of sensorless photovoltaic systems, with maximum power point tracking. *Control Engineering Practice*, 84 :1–12, march 2019.
- [126] M. Stitou, A. El Fadili, F. Z. Chaoui, and F. Gir. Output feedback control of sensorless photovoltaic systems, with maximum power point tracking. pages 1–6, April 2018. Renewable Energies, Power Systems & Green Inclusive Economy (REPS–GIE 2018).
- [127] A. El Fadili, F. Giri, and A. El Magri. Backstepping control for maximum power tracking in single- phase grid-connected photovoltaic systems. *IFAC Proceedings Volumes*, 46(11) :659–664, 2013. 11th IFAC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing.
- [128] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, editors. *Nonlinear and adaptive control design*. John Willy & Sons, NY, 1995.
- [129] A. El Fadili, F. Giri, A. El Magri, R. Lajouad, and F. Z. Chaoui. Adaptive control strategy with flux reference optimization for sensorless induction motors. *Control Engineering Practice*, 26 :91–106, 2014.
- [130] M. Stitou, A. El Fadili, F. Z. Chaoui, and F. Giri. Adaptive high gain observer for photovoltaic systems. pages 1–6, April 2019. 4th World Conference on Complex Systems (WCCS 2019).

-
- [131] Q. Zhang. Adaptive observer for multiple-input-multiple-output (mimo) linear time-varying systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(3) :525–529, March 2002.
- [132] M. Stitou, A. El Fadili, F. Z. Chaoui, and F. Giri. Adaptive extended kalman-like observer for uncertain photovoltaic systems. *IFAC-PapersOnLine*, 52(29) :257 – 262, 2019. 13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS 2019).
- [133] G. Besançon, J. De León-Morales, and O. Huerta-Guevara. On adaptive observers for state affine systems. *International Journal of Control*, 79(6) :581–591, 2006.
- [134] M. Stitou, A. El Fadili, F. Z. Chaoui, and F. Giri. Adaptive observer-based control strategy for maximum power point tracking of uncertain photovoltaic systems. *IFAC-PapersOnLine*, 52(29) :160 – 167, 2019. 13th IFAC Workshop on Adaptive and Learning Control Systems (ALCOS 2019).