

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus
Thèse de doctorat en

**Synthèse de commande et observateur
pour une classe de systèmes
dynamiques hybrides : théorie et
applications**

DALI Ali

Sous la direction de M. Mohamed TADJINE, Professeur à ENP

Et M. Said DIAF, Directeur de Recherche au CDER

Présentée et soutenue publiquement le 25/01/2021

Composition du Jury :

| | | | |
|------------|-----------------------------|-------------------------|-------------|
| Président | M. Mohand Oulhadj MAHMOUDI, | Professeur | E.N.P. |
| Rapporteur | M. Mohamed TADJINE, | Professeur | E.N.P. |
| Examineurs | M. Mouloud BOUCHOUCHA, | Maître de conférences A | E.M.P. |
| | M. Ouhid BOUCHHIDA, | Professeur | Univ. Médéa |
| | M Djamel BOUDANA, | Professeur | E.N.P. |

ENP (2021)

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus
Thèse de doctorat en

**Synthèse de commande et observateur
pour une classe de systèmes
dynamiques hybrides : théorie et
applications**

DALI Ali

Sous la direction de M. Mohamed TADJINE, Professeur à ENP

Et M. Said DIAF, Directeur de Recherche au CDER

Présentée et soutenue publiquement le 25/01/2021

Composition du Jury :

| | | | |
|------------|-----------------------------|-------------------------|-------------|
| Président | M. Mohand Oulhadj MAHMOUDI, | Professeur | E.N.P. |
| Rapporteur | M. Mohamed TADJINE, | Professeur | E.N.P. |
| Examineurs | M. Mouloud BOUCHOUCHA, | Maître de conférences A | E.M.P. |
| | M. Ouhid BOUCHHIDA, | Professeur | Univ. Médéa |
| | M Djamel BOUDANA, | Professeur | E.N.P. |

ENP (2021)

Dédicace

À ma mère,

À mon père,

À mes frères : Hamid et Aymen,

À toute la Famille Dali,

À tous mes enseignants,

À mes amis et collègues

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma reconnaissance envers les membres du jury, dont la renommée et la qualité scientifique honore grandement ce travail :

- Monsieur **M. Mahmoudi**, Professeur à l'ENP (Ecole Nationale Polytechnique) pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.
- Monsieur **M. Bouchoucha**, Maître de conférences/A à l'EMP, Monsieur **O. Bouchhida**, Professeur à l'université de Médéa et Monsieur **D. Djamel** Professeur à l'ENP pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateurs de ce travail.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude aux rapporteurs Messieurs **M. Tadjine** et **S. Diaf** d'avoir proposé le sujet sur lequel j'ai travaillé, et qui ont assuré la direction et l'encadrement du travail présenté dans cette thèse.

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire Commande des processus industriels de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP). Et, au sein du laboratoire de l'équipe systèmes hybride du centre de développement des énergies renouvelables (CDER).

Je tiens également à remercier Monsieur **A. Kaabeche** mon chef d'équipe : systèmes hybrides du CDER.

Je remercie aussi Madame **O. Guerri** ma chef de division au sein du CDER.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les chercheurs et à tous les membres du personnel des deux laboratoires, en particulier : **Abderrezzaq, Ali, Tarek, Mohamed, Yahia, Ahmed et Mustapha**.

Comme je tiens également à remercier mes collègues de l'ENP, du CDER et de l'EMP.

Table des matières

TABLE DES MATIERES

| | |
|---|------------|
| TABLE DES MATIERES | I |
| LISTE DES TABLEAUX | IV |
| LISTE DES FIGURES | V |
| Résumé | VII |
| Introduction Générale | 13 |
| Chapitre I : Introduction à la théorie des SDH | 17 |
| I.1. Introduction | 17 |
| I.2. Présentation des systèmes dynamiques hybrides | 18 |
| I.2.1. Modélisation des SDH..... | 18 |
| I.2.1.1. Les phénomènes hybrides | 19 |
| I.2.1.2. Classification des SDH..... | 21 |
| I.2.2. Approches de modélisation des SDH | 23 |
| I.2.2.1. Les réseaux de Petri hybrides | 23 |
| I.2.2.2. Modélisation par automates hybrides | 26 |
| I.3. Système à commutation (switching system) | 28 |
| I.3.1. Analyse de stabilité sous commutation arbitraire..... | 29 |
| I.3.1.1. Fonction de Lyapunov quadratique commune | 30 |
| I.3.1.2. Fonction de Lyapunov à commutation quadratique | 32 |
| I.3.1.3. Conditions de stabilité nécessaires et suffisantes | 32 |
| I.3.2. Analyse de stabilité sous commutation restreinte | 33 |
| I.3.2.1. Commutation lente | 34 |
| I.3.2.2. Fonctions multiples de Lyapunov | 34 |
| I.3.2.3. Fonctions de Lyapunov quadratiques Par morceaux..... | 34 |
| I.4. Conclusion..... | 36 |
| Chapitre II : Le système photovoltaïque | 38 |
| 2.1. Introduction | 38 |
| 2.2. Le générateur Photovoltaïque | 39 |
| 2.2.1. Modèle mathématique de la cellule photovoltaïque | 39 |
| 2.2.1.1. Le modèle à cinq paramètres | 39 |
| 2.2.1.2. Le modèle à quatre paramètres | 41 |
| 2.2.2. Association des cellules PV | 41 |
| 2.2.3. Caractéristiques d'un générateur PV | 42 |

| | |
|---|-----------|
| 2.2.3.1. Effet de l'irradiation solaire..... | 43 |
| 2.2.3.2. Effet de la température..... | 44 |
| 2.2.4. L'algorithme MPPT..... | 44 |
| 2.3. Convertisseur DC-DC (Hacheur)..... | 46 |
| 2.4. Identification paramétrique du générateur PV..... | 48 |
| 2.4.1. Méthodes Analytiques..... | 49 |
| 2.4.2. Méthodes Numériques..... | 49 |
| 2.4.3. Méthodes méta-heuristiques..... | 49 |
| 2.4.4. Identification des paramètres par les algorithmes génétiques (AG)..... | 50 |
| 2.4.5. Identification des paramètres par la méthode Essaims Particulaires (PSO)..... | 50 |
| 2.4.6. Résultats pratiques..... | 53 |
| 2.5. Conclusion..... | 55 |
| Chapitre III : Commande par approche SDH du système PV..... | 57 |
| 3.1. Introduction..... | 57 |
| 3.2. Stabilisation des systèmes à commutation linéaire..... | 57 |
| 3.2.1. Stabilisation des systèmes à commutation quadratique..... | 57 |
| 3.2.2. Stabilisation par les fonctions de Lyapunov quadratiques par morceaux..... | 58 |
| 3.2.3. Stabilisation des systèmes à commutation (condition nécessaire et suffisante)..... | 58 |
| 3.3. Commande par approche SDH du générateur PV..... | 59 |
| 3.3.1. Modèle hybride du système PV..... | 60 |
| 3.3.1.1. Mode 1 : régulation de la tension ($0 < \alpha \leq 1$)..... | 61 |
| 3.3.1.2. Mode 2 : ($\alpha = 0$)..... | 61 |
| 3.3.1.3. Mode 3 : régulation du courant ($0 < \alpha \leq 1$)..... | 61 |
| 3.3.2. Conception du contrôleur..... | 62 |
| 3.3.2.1. Mode 1..... | 62 |
| 3.3.2.2. Mode 2..... | 63 |
| 3.3.2.3. Mode 3..... | 63 |
| 3.3.3. L'automate hybride du système..... | 64 |
| 3.3.4. Analyse de la stabilité..... | 67 |
| 3.4. Résultats de simulation..... | 68 |
| 3.5. Résultats expérimentaux..... | 70 |
| 3.6. Conclusion..... | 74 |
| Chapitre IV : Commande basée sur l'observateur hybride..... | 76 |

| | |
|---|-----------|
| 4.1. Introduction | 76 |
| 4.2. Observateurs pour le système PV | 76 |
| 4.2.1. Introduction de la problématique | 76 |
| 4.2.2. Les approches basées sur les observateurs | 78 |
| 4.3. L'observateur hybride proposé | 79 |
| 4.3.1. Le modèle hybride du générateur PV | 80 |
| 4.3.2. Conception de l'observateur | 83 |
| 4.3.3. Étude de la stabilité de l'observateur | 84 |
| 4.4. La conception de la commande basée sur l'observateur | 85 |
| 4.4.1. Commande de la tension | 85 |
| 4.4.2. Commande du courant <i>IL</i> | 86 |
| 4.5. Résultats de simulation | 87 |
| 4.6. Résultats expérimentaux | 90 |
| 4.7. Conclusion | 94 |
| Conclusion Générale | 96 |
| Bibliographie..... | 99 |

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|--|----|
| Tableau II-1 : Ensemble de paramètres du model PV | 41 |
| Tableau II-2 : Plage de recherche des paramètres et résultats obtenus pour chaque algorithme | 52 |
| Tableau II-3 : les paramètres pour chaque algorithme | 54 |
| Tableau II-4 : Ensemble de paramètres identifiés du générateur PV pour chaque algorithme (AG et PSO) | 54 |
| Tableau III-1 : Les paramètres PV utilisés pour la simulation | 68 |
| Tableau III-2 : titre du tableau L'analyse de performance de la technique de contrôle proposée | 72 |
| Tableau IV-1 : Les paramètres PV utilisés pour la simulation | 82 |
| Tableau IV-2 : Les paramètres de la commande et de l'observateur | 93 |

LISTE DES FIGURES

| | |
|---|----|
| Figure I.1 Commande d'un processus continue via un automate à état fini..... | 17 |
| Figure I.2 Exemple d'un circuit électrique à diode | 19 |
| Figure I.3 Exemple d'un convertisseur DC-DC abaisseur | 20 |
| Figure I.4 Exemple d'un saut autonome..... | 21 |
| Figure I.5 Evolution du marquage d'un réseau de Petri | 24 |
| Figure I.6 Exemple de RdPH..... | 25 |
| Figure I.7 Automate Hybride..... | 26 |
| Figure I.8 Graphe de l'automate hybride correspondant au thermostat | 27 |
| Figure I.9 Evolution de la température et des modes. | 27 |
| Figure I.10 Système hybride instable issu de deux sous-systèmes stables..... | 29 |
| Figure II.1 Objectif su programme Algérien des énergies renouvelables [1] | 38 |
| Figure II.2 Exemple typique d'un Micro-réseau DC..... | 39 |
| Figure II.3 Modèle de circuit d'une cellule photovoltaïque (a) Modèle à deux diodes ; Modèle simplifié à une diode. | 40 |
| Figure II.4. Modèle de circuit équivalent : (a) N_s cellules connectées en série, (b) N_p cellules connectées en parallèle | 42 |
| Figure II.5. Caractéristiques Courant-Tension (I-V) d'un générateur PV..... | 43 |
| Figure II.6. Influence de l'irradiation solaire sur la caractéristique I-V du générateur PV | 43 |
| Figure II.7. Caractéristique (P-I) et (V-I) par l'algorithme INC | 45 |
| Figure II.8. L'organigramme décrivant l'algorithme INC. | 46 |
| Figure II.9. Convertisseur Buck associé à un générateur PV et un bus DC | 47 |
| Figure II.10. Le circuit équivalent du convertisseur dans les deux états : (a) 'On' et (b) 'Off' | 48 |
| Figure II.11. Le principe d'identification. | 50 |
| Figure II.12. Diagramme explicatif des étapes de l'algorithme : (a) AG et (b) PSO..... | 51 |
| Figure II.13. Résultats de l'identification par les Algorithmes Génétiques : (a) caractéristique I- V, (b) erreur d'identification $I_{pv} - I_{id}$ | 52 |
| Figure II.14. Résultats de l'identification par la méthode PSO : (a) caractéristique I-V, (b) erreur d'identification $I_{pv} - I_{id}$ | 52 |
| Figure II.15. Identification pratique du générateur PV. | 53 |
| Figure II.16. Résultats d'identification pratique du générateur PV : (a) AG, (b) PSO. | 54 |
| Figure III.1 Courbe I-V du générateur PV | 66 |
| Figure III.2 l'automate hybride du système | 66 |
| Figure III.3 : Résultats de simulation : (a)-(b) premier test, (c)-(d) deuxième test, (e)-(f) troisième test..... | 69 |
| Figure III.4 : banc d'essai utilisé pour les tests expérimentaux | 70 |
| Figure III.5 : Résultats pratiques de l'approche proposée : (a)-(b) commande de la tension, (c)- (d) contrôle du courant (e)-(f) commande hybride avec suivi du MPP..... | 73 |
| Figure IV.1 : Les structures couramment utilisées pour les systèmes PV..... | 77 |
| Figure IV.2 : Le système PV considéré..... | 79 |
| Figure IV.3 : la courbe I-V du générateur PV | 80 |

| | |
|--|----|
| Figure IV.4 : les résultats de la simulation obtenus en utilisant le nouveau modèle..... | 82 |
| Figure IV.5 : Courant de l'inductance et tension PV observés | 88 |
| Figure IV.6 : Courant PV observé et tension PV | 88 |
| Figure IV.7 : Courant de l'inductance et courant PV observés | 89 |
| Figure IV.8 : Courant de l'inductance et tension PV observés | 89 |
| Figure IV.9 : Banc d'essai expérimental | 91 |
| Figure IV.10 : Schéma fonctionnel de la commande basée sur l'observateur | 91 |
| Figure IV.11 : Essai expérimental de poursuite de : (a),(b) la tension PV et, (c),(d) le courant d'inductance. | 92 |
| Figure IV.12 : Essai expérimental de poursuite du courant et de la tension PV : (a) Courant de l'inductance et courant PV, (b) Tension PV..... | 93 |
| Figure IV.13 : Essai expérimental MPPT : (a) Tension PV, (b) courant de l'inductance et courant PV,..... | 93 |

ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو انشاء وحدة تحكم ومراقبة لنوع خاص من الأنظمة الديناميكية الهجينة (SDH) والتي هي نظام ديناميكي يعتمد تحركه على اقتران ديناميكيات الوقت الفعلي (المستمرة) والأحداث المنفصلة. تبدأ هذه الرسالة بتقديم المفاهيم الأساسية اللازمة لدراسة الأنظمة الديناميكية الهجينة. إنتاج الطاقة الكهربائية باستخدام مصادر الطاقة المتجددة وخاصة الطاقة الشمسية هو المحور الرئيسي للجانب التطبيقي. الهدف هو التعامل مع مشكلة التحكم في محول الطاقة DC-DC لاستخراج الطاقة القصوى من المحول الكهروضوئي. يتمثل ادخال مفهوم SDH في السماح لنا بالتحكم في الجهد والتيار وبالتالي يسمح بتتبع الجهد المطلوب باستخدام خوارزمية تتبع Maximum Power Point (MPPT) مع الحفاظ على قيمة التيار الناتجة ضمن نطاق معتدل. يتضح من تحليل Lyapunov ثبات السلسلة المغلقة للنظام بأكمله. نقترح في الرسالة أيضاً نموذج لمراقبة النظام الكهروضوئي الهجين، وقد تم تحديد ثلاثة أوضاع، وتم مناقشة استقرار المراقب باستخدام نهج الأنظمة الديناميكية الهجينة (HDS) أيضاً ولقد تم عرض نتائج المحاكاة والاختبارات التجريبية التي توضح جدوى نهج التحكم والمراقب المصممين.

الكلمات المفتاحية: النظام الديناميكي الهجين، استقرار، محول DC-DC ، محول كهروضوئي، تحكم هجين، مراقب هجين.

Abstract

The aim of this thesis is the synthesis of a controller and an observer for a special type of hybrid dynamic systems (SDH). Hybrid systems are dynamical system whose evolution depends on the coupling of real-time (continuous) dynamics and discrete events. Thus, this thesis begins with an introduction of the basic concepts necessary for the study of hybrid dynamic systems (SDH). The electricity power production using a renewable energy source: solar photovoltaic is the main system of our application. The aim is to deal with the problem of the DC-DC power converter control, to extract the maximum power from a photovoltaic (PV) system. The SDH concept is involved to allow the control of voltage and current and consequently allows the tracking of a desired voltage using a Maximum Power Point (MPPT) tracking algorithm while keeping the output current at a moderate value. The stability of the closed loop of the complete system is demonstrated by Lyapunov analysis. A hybrid PV observer model is also proposed, three modes are defined, and the observer stability is discussed using the Hybrid Dynamic System (HDS) approach. Simulation results and experimental tests are also presented showing the feasibility of the control approach and the designed observer.

Keywords: Hybrid Dynamic System (SDH), Stability, DC-DC converter, Photovoltaic system, Hybrid controller, Hybrid observer.

Résumé

Le but de cette thèse est la synthèse de commande et d'observateur pour un type de systèmes dynamiques hybrides (SDH), le système est défini structurellement par la coopération de deux sous-systèmes, l'un de type continu et le second de type événementiel. Ainsi, cette thèse débute par une introduction des notions de base nécessaires à l'étude des systèmes dynamiques hybrides (SDH). Le système de génération de l'électricité à partir des sources renouvelables en particulier l'énergie solaire est l'objet de notre application. Le but est de traiter le problème de la commande du convertisseur DC-DC pour extraire la puissance maximale à partir d'un système photovoltaïque (PV), la notion SDH est exploitée afin de permettre la commande de la tension et du courant et par conséquent, elle permet de suivre une tension désirée en utilisant un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) tout en maintenant le courant de sortie à une valeur modérée. La stabilité de la boucle fermée du système complet est démontrée par analyse Lyapunov. Un modèle d'observateur PV hybride est aussi proposé, trois modes sont définis et la stabilité de l'observateur est discutée à l'aide de l'approche systèmes dynamiques hybrides (HDS). Les résultats de simulation et les tests expérimentaux qui sont présentés montrent la faisabilité de l'approche de commande ainsi que l'observateur synthétisés.

Mots-clés : Système Dynamique Hybride (SDH), Stabilité, Convertisseur DC-DC, Système Photovoltaïque, Commande Hybride, Observateur Hybride.

Introduction Générale

Introduction Générale

En automatique moderne, les systèmes traités de plus en plus complexes possèdent généralement une structure hiérarchisée, caractérisée par une dynamique variable continue au niveau le plus bas et une prise de décision logique au plus haut niveau. L'interaction entre les systèmes de contrôle numériques (ordinateurs, logiciels, composants logiques, etc.) et les processus physiques (équations différentielles impliquant des signaux continus), a conduit à la formalisation des systèmes dits hybrides. Formellement, les systèmes hybrides (ou dynamiques hybrides) peuvent être définis comme des systèmes où interagissent des phénomènes de nature à la fois continue et événementielle.

Traditionnellement, la nature hybride des systèmes est supprimée et en sont convertis en entités purement discrètes ou purement continues. Motivés par des problèmes réels, dans notre étude, nous allons traiter un type de « systèmes dynamiques hybrides (SDH) », qui fait intervenir l'interaction de systèmes dynamiques évoluant dans des espaces à états variables continus et soumis à des contrôles continus et à des phénomènes discrets. Il s'agit de proposer un modèle de contrôle et un observateur hybride, couplant des équations différentielles et des automates pour tenir en compte de la nature hybride du système. Le système de génération de l'électricité à partir des sources renouvelables en particulier l'énergie solaire est l'objet de notre application.

Le développement des énergies renouvelables réduira tangiblement la dépendance aux ressources fossiles et donc leur impact sur l'environnement. L'énergie solaire photovoltaïque, en raison de ses avantages, est l'une des alternatives les plus importantes ; c'est une source non polluante, propre, fiable et renouvelable. L'Algérie à travers son programme ambitieux des énergies renouvelables 2015-2030 vise à réaliser pour les besoins du marché national 22.000 MW d'électricité renouvelable [1], la réalisation de cet ambitieux programme permettra d'atteindre à l'horizon 2030 une participation à hauteur de 27% des énergies renouvelables dans le bilan national de production d'électricité. L'énergie solaire est présente largement majoritaire avec 13.575 MW.

En plus de ça, de nos jours, de nouvelles solutions technologiques devraient être adoptées pour faire face à un nouveau scénario d'intégration des petits générateurs et des systèmes de stockage aux réseaux électriques. Les générateurs distribués (DG), les systèmes de stockage distribués et les charges, ensemble, sont appelées Micro-réseaux [2]. Cette architecture permet à l'utilisateur final de produire et de stocker de l'énergie de sorte que le Micro-réseau puisse importer ou exporter de l'énergie vers le réseau de distribution [3]. Les Micro-réseaux DC à base de courant continu en particulier gagnent une attention plus importante chez les chercheurs [4-6].

Dans ce contexte, nous allons nous intéresser particulièrement au système photovoltaïque (PV) composé d'un générateur photovoltaïque avec un convertisseur continu-continu DC-DC associé à un bus continu, ce système constitue la partie principale des générateurs PV distribués pour les Micro-réseaux DC ou même pour les applications autonomes à source photovoltaïque, un onduleur est ensuite introduit pour les charges AC connectées. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour la commande de tels systèmes,

l'objectif de la commande est de maximiser la puissance extraite du système PV tout en suivant une tension désirée, cette dernière est générée en temps réel en utilisant un algorithme numérique pour maximiser la puissance extraite, l'algorithme est appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking). Notre principale contribution est de proposer une nouvelle stratégie de commande basée sur l'approche SDH qui tient en compte la dynamique du convertisseur DC-DC, cette dernière étant supposée absente dans certains articles [7]. Cette commande permet le contrôle de la tension et du courant afin de suivre une tension désirée en utilisant un algorithme MPPT tout en maintenant le courant de sortie à une valeur modérée et satisfaire ainsi les exigences des Micro-réseaux DC. La stabilité de la boucle fermée du système complet est démontrée par l'analyse de Lyapunov, la simulation a été effectuée à l'aide des paramètres PV réelles obtenus à l'aide d'algorithmes d'optimisation : essaim de particules (PSO) et Algorithmes génétiques (AG). Les résultats expérimentaux sont également présentés montrant la faisabilité du contrôleur proposé.

Avec le développement récent du concept de Micro-réseaux, les générateurs d'énergie renouvelable doivent désormais fonctionner au-dessous du point de puissance maximale (MPP) pour correspondre la production à la consommation [8], dans ce cas, la mesure de la puissance produite (les tensions mais aussi les courants) devient nécessaire. Dans le cas des applications PV autonomes avec stockage, la mesure du courant de la batterie est également nécessaire, et plus en particulier pendant le processus de charge et de décharge de la batterie pour garantir des performances supérieures [9]. D'où l'importance de considérer la commande du courant en parallèle avec la commande de la tension PV. En outre et afin de réduire les coûts liés aux capteurs de courant et de tension [10]. Ainsi, nous proposons une technique de commande PV basée sur un observateur qui est appliquée sur le système PV à base de convertisseur DC-DC, ce dernier permet de contrôler la tension et la puissance produite sans recours à la mesure du courant PV. Une nouvelle approche de commande basée sur l'observateur PV est proposée, le comportement dynamique et non linéaire du convertisseur abaisseur DC-DC est considéré aussi. L'observateur de courant PV proposé est basé sur l'approche SDH. Le système PV étant représenté comme un système commuté ; c'est une interconnexion de dynamique continue qui utilise des règles de commutation discrètes. Pour cela, trois modes de fonctionnement sont considérés en fonction de la région de fonctionnement du générateur PV. Ces considérations facilitent l'étude de la stabilité globale de l'observateur au moyen de l'analyse de Lyapunov malgré le comportement non linéaire du système PV et du convertisseur DC-DC.

Notre objectif étant alors, l'exploitation de la théorie des systèmes dynamiques hybrides afin de proposer une nouvelle commande pour le système photovoltaïque pour l'adapter aux besoins actuels des Micro-réseaux à base de sources renouvelables (plusieurs modes de fonctionnement avec maintien de la stabilité globale), et par la suite, la synthèse d'observateur hybride pour le même système. Le manuscrit sera débuté par un chapitre introductif sur les SDH puis un chapitre sur le système choisi comme application et les contributions du travail seront traitées dans les deux autres chapitres qui suivent. L'ensemble est organisé comme suit:

Chapitre 1 : Dans le premier chapitre, nous présenterons les notions de base liées à l'étude des systèmes dynamiques hybrides : définition, classification, méthodes de modélisation ...etc. et nous avons mis l'accent les systèmes à commutation qui sont une classe particulière des SDH, cette classe fera l'objet de notre cas d'application

Chapitre 2 : Ce chapitre sera consacré à la présentation du système d'application : le générateur photovoltaïque, à savoir, la modélisation du panneau photovoltaïque et du convertisseur DC-DC, l'identification des paramètres du générateur PV à l'aide des Algorithmes Génétiques (AG) et la méthode Essaims Particulaires (PSO) est aussi présentée.

Chapitre 3 : Le problème de la commande par approche SDH du convertisseur DC-DC pour extraire la puissance maximale du système photovoltaïque est le but de ce chapitre, la commande proposée permet de contrôler la tension et le courant séparément. Ceci afin de suivre une tension désirée en utilisant un algorithme de suivi du point de puissance maximale (MPPT) tout en maintenant le courant de sortie à une valeur modérée. La stabilité de la boucle fermée du système complet est démontrée par l'analyse de Lyapunov. La simulation a été effectuée à l'aide des paramètres PV réels obtenus à l'aide de l'algorithme d'optimisation essaim de particules (PSO). Les résultats expérimentaux sont présentés en montrant la faisabilité du contrôleur proposé.

Chapitre 4 : La dernière partie du manuscrit présente un nouveau régulateur basé sur un observateur hybride pour le système photovoltaïque, la régulation de la tension PV et du courant étant prises en compte. Afin de traiter le modèle mathématique PV complexe et non linéaire et de l'adapter au besoin de la commande, un modèle d'observateur PV hybride est proposé ; nous avons défini trois modes de fonctionnement et la stabilité de l'observateur est discutée à l'aide de l'approche SDH. Les résultats expérimentaux sont également présentés dans ce chapitre.

Chapitre I :

Introduction à la théorie des SDH

Chapitre I : Introduction à la théorie des SDH

I.1. Introduction

Plusieurs systèmes de commande aujourd'hui profitent du progrès technologique dans le domaine de l'informatique. En effet, les processus industriels automatisés, le control avionique, le domaine du transport ...etc. exploitent de plus en plus un code informatique pour assurer les tâches de la supervision, de la commande et de la surveillance. Ceci étant possible avec le développement de l'informatique industrielle et des automates programmables. La Figure I.1 illustre le principe de commande d'un processus continue via un contrôleur discret de type automate à état fini, plusieurs applications dans l'industrie se basent sur ce type de structures.

Le type de l'algorithme de commande à appliquer diffère selon l'approche adoptée. Ainsi, on peut distinguer : le contrôle logique et le contrôle à variables continues. La nature des systèmes fait que dans la plupart des cas, ces deux classes de modèle coexistent et interconnectent entre eux [11]. On parle dans ce cas des systèmes dynamiques hybrides. La solution traditionnelle pour commander ce type de systèmes consiste à traiter ces systèmes soit comme :

- 1- Systèmes à évènement discret (SED) : pour cette classe, on utilise les automates d'état en général pour la modélisation.
- 2- Systèmes dynamiques continus (SDC), à temps continu ou discret régis par des équations différentielles.

L'interaction entre ces deux modèles se fait lorsque le second modèle atteint un ensemble de valeurs données. En effet, la séparation entre SED et SDC et le traitement de chaque type à part engendrent à la fois des simplifications significatives et de nouvelles problématiques dans la modélisation et par conséquent de commande [12].

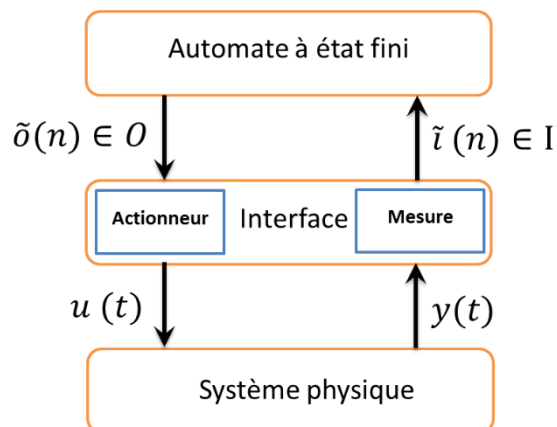


Figure I.1 Commande d'un processus continue via un automate à état fini

Il existe de nombreuses notations différentes pour décrire les systèmes hybrides, ces notations sont fondées essentiellement sur le point de vue de la discipline correspondante :

- 1- La théorie des systèmes et la théorie du contrôle [13, 14] : cette approche est motivée par l'extension de la théorie classique des systèmes continus régis par le temps. La dynamique continue donnée par les équations différentielles ou ordinaires est généralisée à un système hybride en incorporant des phénomènes discrets. Dans cette thèse, nous adoptons cette première approche en décrivant les sous-systèmes par des équations différentielles ordinaires.
- 2- l'informatique et le génie logiciel [15, 16] : cette approche consiste à une extension des schémas de modélisation fondés sur des événements entièrement discrets, tels que les automates à état finis ou les réseaux de Petri, en ajoutant le facteur temps et une dynamique continue. Cette seconde méthode conduit à des descriptions de systèmes hybrides plus générales et elle est principalement basée sur l'informatique et la théorie de la mise en file d'attente.

En résumé, un système hybride ou « système dynamique hybride (SDH) » est une généralisation d'un SED et d'un SDC intégrant le comportement des deux types de système. Un exemple très courant est celui d'un circuit électrique, dans lequel le courant et la tension peuvent changer de façon continue dans le temps, mais également de façon discontinue lors de l'ouverture ou de la fermeture d'un commutateur [14]. Les systèmes hybrides peuvent donc être considérés comme une généralisation des systèmes conventionnels. C'est en raison de l'apparition fréquente dans les systèmes industriels et dans la vie quotidienne que l'intérêt de la recherche pour les systèmes hybrides ne cesse de croître [17].

Dans ce chapitre, nous nous concentrons, dans un premier temps, sur la présentation des notions de base liées à l'étude des systèmes dynamiques hybrides, leurs classifications et les différentes techniques de modélisation. Par la suite, nous abordons une classe particulière des systèmes hybrides qui est les systèmes à commutation, cette classe fera l'objet de notre cas d'application. Dans ce contexte, nous ferons un bref aperçu sur les travaux réalisés autour de la stabilité de cette classe de systèmes.

I.2. Présentation des systèmes dynamiques hybrides

L'étude des systèmes dynamiques hybrides fait intervenir, la modélisation, l'analyse et la commande de ce type de systèmes.

I.2.1. Modélisation des SDH

Il s'agit de trouver une formulation qui tient compte de la nature réelle des SDH, en particulier l'étude des phénomènes hybrides et la classification des SDH. Pour en faire, on adopte la notation générale suivante, on modélise le système dynamique hybride par l'équation (I.1), défini par son vecteur d'état $x(t) \in \mathbb{R}^n, n \in \mathbb{N}, t \geq 0$ et l'ensemble des vecteurs d'états $\varepsilon(t): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ qui dépend de $x(t)$ et la commande $u(t)$ dans le cas où $\varepsilon(t)$ soit un vecteur d'état commandé.

$$\dot{x}(t) = \varepsilon(t) \tag{I.1}$$

I.2.1.1. Les phénomènes hybrides

Selon la classification proposé par Branicky [18], on peut distinguer quatre (4) phénomènes hybrides différents.

I.2.1.1.1. Commutation autonome

Dans ce cas, $\varepsilon(t)$ change de manière discontinue si $x(t)$ atteint un certain seuil. Plusieurs exemples dans la littérature présentent ce type de comportement, on peut citer l'exemple de l'hystérésis, et les circuits électriques contenant une diode.

La figure I.2 illustre un exemple basic d'un circuit à diode, le générateur de tension V_e débite du courant I dans la charge RL à travers une diode D , la tension aux bornes de la résistance R ($x(t) = V_R$) change de valeur quand la tension aux bornes de la diode ($V_D = e(t) - x - \frac{L}{R}\dot{x}$) sera inférieure ou supérieure à la tension du seuil V_s de cette dernière.

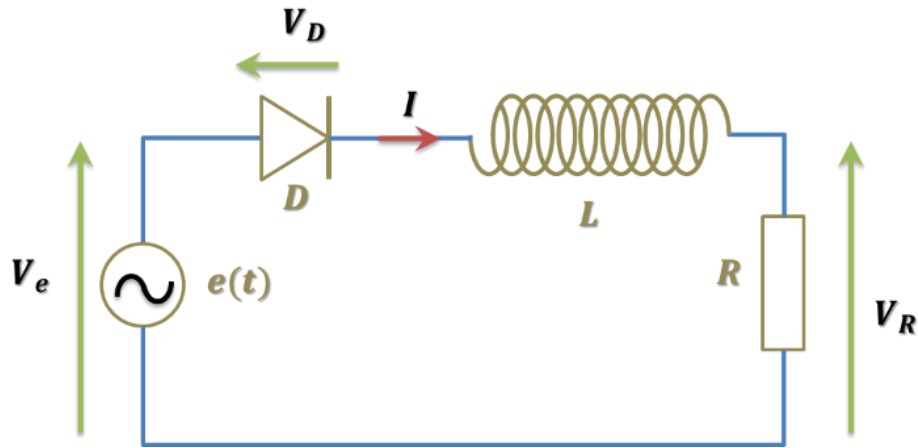


Figure I.2 Exemple d'un circuit électrique à diode

Dans ce cas, l'équation qui régit le système $\dot{x}(t) = \varepsilon(t)$ est défini par l'équation (I.2)

$$\begin{cases} \varepsilon(t) = \frac{R}{L}(e(t) - x(t)) & \text{si } \left(x + \frac{L}{R}\dot{x}\right) \leq e - V_s \\ \varepsilon(t) = -\frac{R}{L}x(t) & \text{si } \left(x + \frac{L}{R}\dot{x}\right) > e - V_s \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

I.2.1.1.2. Commutation contrôlée

Dans ce cas, $\varepsilon(t)$ change en réponse à une certaine entrée de commande, c'est le cas par exemple des convertisseurs de l'électronique de puissance. La figure I.3 illustre l'exemple d'un convertisseur DC-DC abaisseur (Buck). Considérant le vecteur d'état $x = [V_R, I_L]^T$, où I_L est le courant qui traverse l'inductance L , et V_R est la tension aux bornes de la résistance R et la capacité C .

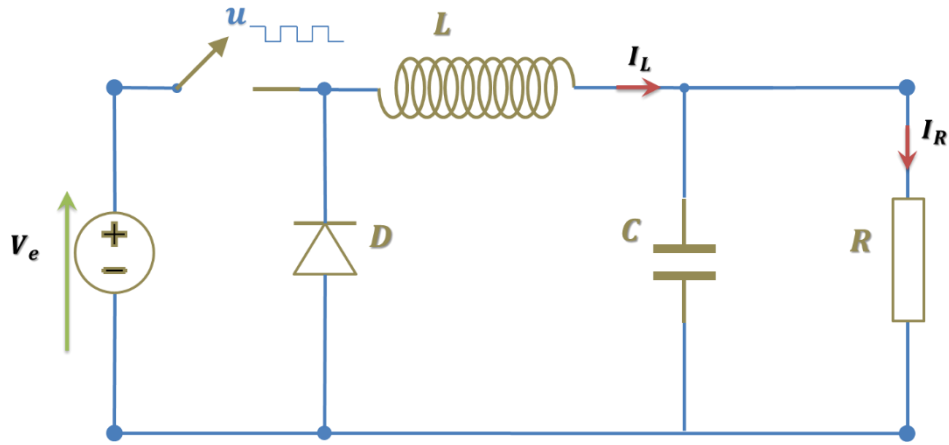


Figure I.3 Exemple d'un convertisseur DC-DC abaisseur

Dans ce cas l'équation qui régit le système $\dot{x}(t) = \varepsilon(t)$ est défini par l'équation (I.3) [19, 20]

$$\begin{cases} \varepsilon(t) = \begin{cases} \frac{1}{C} \left(x_2(t) - \frac{x_1(t)}{R} \right) \\ \frac{1}{L} (V_e(t) - x_1(t)) \end{cases} & \text{si } u = 1 \\ \varepsilon(t) = \begin{cases} \frac{1}{C} \left(x_2(t) - \frac{x_1(t)}{R} \right) \\ -\frac{1}{L} x_1(t) \end{cases} & \text{si } u = 0 \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

I.2.1.1.3. Saut autonome

Dans ce cas, $x(t)$ change de manière discontinue si le champ de vecteurs d'état $\varepsilon(t)$ arrive à une certaine région de l'espace d'état. Considérons le cas de choc élastique parfait d'une boule de masse m qui tombe sous l'effet de la gravité g . Dans ce cas, sa dynamique est donnée par l'équation I.4, avec $x = [y \dot{y}]^T$, où y est la distance qui s'épare la boule de la surface de collision.

$$\varepsilon(t) = [\varepsilon_1(t) \quad \varepsilon_2(t)]^T = \begin{cases} x_2(t) \\ -mg \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

En outre, si la boule arrive à l'un des deux extrémités limites : le sol ($x_1 = 0$) ou l'altitude max ($x_1 = D$), la vitesse de la boule (x_2) passe de manière discrète à $-\rho x_2$ avec $\rho \in [0 \ 1]$ est le coefficient de restitution. Le mouvement est illustré dans la figure I.4. avec, comme application numérique : $D = 1m$, $\rho = 0.8$, $m = 0.1 \text{ kg}$, $x_1(0) = 2m$ et $x_2(0) = -4m/s$.

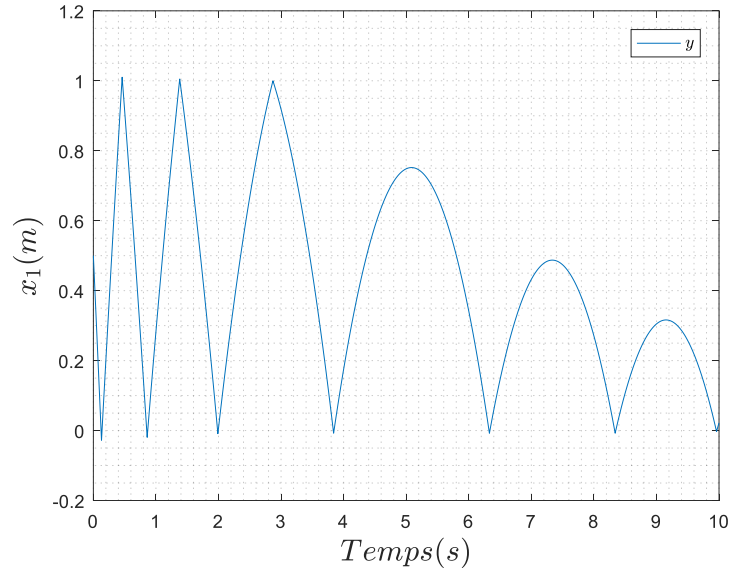


Figure I.4 Exemple d'un saut autonome

I.2.1.1.4. Saut contrôlé

Dans ce cas, $x(t)$ change de manière discontinue en réponse à une certaine entrée de commande généralement avec un coût associé. Nous pouvons aussi appeler ce type de systèmes, impulsions contrôlées.

Prenant l'exemple suivant [18] : dans un système de gestion des stocks, il existe un ensemble « discret » de temps de réapprovisionnement $\theta_1 < \theta_2 < \dots$, et un ensemble de commande associés $\alpha_1, \alpha_2 \dots$ l'équation I.5 exprime le stock $x(t)$ à un instant t donné.

$$\dot{x}(t) = \varepsilon(t) = -\mu(t) + \sum_i \delta(t - \theta_i) \alpha_i \quad (\text{I.5})$$

Où μ représente la dynamique de dégradation ou d'utilisation du stock et δ est la fonction de Dirac. Si l'on fait que les durées de stockage θ_i et les quantités α_i deviennent des fonctions explicites de x (ou de t), ces sauts contrôlés deviennent des sauts autonomes.

I.2.1.2. Classification des SDH

Les systèmes hybrides peuvent être classés en fonction de leurs structures et des phénomènes hybrides qu'ils présentent. En premier lieu, il existe les systèmes dynamiques hybrides généraux (GHDS). Il existe ensuite deux restrictions des systèmes hybrides, dans lesquelles la dynamique discrète est supprimée et aucun saut d'état continu n'est autorisé, ces systèmes sont appelés : « systèmes commutés » et « systèmes à commutation continue ».

I.2.1.2.1. Les systèmes dynamiques hybrides généraux (GHDS)

Le système dynamique hybride général (GHDS) H est défini formellement [18] par:

$$H = [Q, \Sigma, A, G] \quad (\text{I.6})$$

Avec ses éléments constitutifs définis comme suit :

- Q : l'ensemble des états discrets.
- $\Sigma = \{\Sigma_q\}_{q \in Q}$: la collection de systèmes dynamiques, où chaque $\Sigma_q = [X_q, \Gamma_q, \phi_q]$ (ou $\Sigma_q = [X_q, \Gamma_q, f_q]$) est un système dynamique défini par ses constituants :
 - X_q : l'espace d'état de Σ_q .
 - Γ_q : le semi-groupe topologique d'identité.
 - $\phi_q : X \times \Gamma \rightarrow X$: la fonction de transition continue satisfaisant les propriétés d'identité et de semi-groupe, c.à.d. $\forall x \in X, (g_1, g_2) \in \Gamma^2 : \phi(x, 0) = x$ et $\phi(\phi(x, g_1), g_2) = \phi(\phi(x, g_1), g_2)$.
- $A = \{A_q\}_{q \in Q}, A_q \subset X_q, \forall q \in Q$: la collection d'ensembles de sauts autonomes.
- $G = \{G_q\}_{q \in Q}$ avec $G_q : A_q \rightarrow \bigcup_{q \in Q} X_q \times \{q\}$: la collection des fonctions de transition (autonomes).

Pour ce qui suit, on se limite à l'étude des systèmes dynamiques hybrides définis formellement par :

$$H = \left[Q, \left[\{X_q\}_{q \in Q}, \mathbb{R}, \{f_q\}_{q \in Q} \right], A, G \right] \quad (\text{I.7})$$

f_q : le champ de vecteurs défini $X_q \subset \mathbb{R}^{d_q}, d_q \in \mathbb{R}^+,$ pour tout $q \in Q,$ où Q est un ensemble fini.

I.2.1.2.2. Les systèmes commutés

Les systèmes commutés sont des systèmes à «structure variable» de la forme [18] :

$$\dot{x} = f_i(x(t)), \quad i \in Q \approx \{1, 2, \dots, N\}, x(t) \in \mathbb{R}^n, \quad (\text{I.8})$$

Ces systèmes constituent un modèle simple des systèmes hybrides. L'état i peut à tout moment être choisi par un « processus supérieur », tel qu'un contrôleur, un ordinateur ou un opérateur humain, dans ce cas, nous disons que le système est contrôlé. Il peut aussi être fonction du temps ou des états du système ou des deux ; dans ce cas, on dit que le système est autonome.

Un système commuté général σ peut être alors représenté sous forme d'un GHDS

$$\sigma = [Q, \Sigma, A, R] \quad (\text{I.9})$$

Où les opérateurs A_q ($q \in Q$) sont limités à une commutation autonome, et les règles de commutation sont données par R .

I.2.1.2.3. Systèmes à commutation continue

Un système de commutation continue est un système commuté avec la contrainte supplémentaire que les sous-systèmes commutés s'accordent au moment de la commutation.

Considérons le système à commutation de l'équation (I.8), à l'instant $t = t_j$ ($j = 1, 2, 3 \dots$), il y a un passage de $f_{k_{j-1}}$ à f_{k_j} . Pour que le système soit à commutation continue, il faut que $f_{k_{j-1}}(x(t_j), t_j) = f_{k_j}(x(t_j), t_j)$. Autrement dit, il faut que le champ de vecteurs soit continu dans le temps. Cette contrainte conduit à une classe de systèmes plus simple à prendre en compte, de nombreux systèmes à commutation satisferont naturellement à cette contrainte [18].

I.2.2. Approches de modélisation des SDH

Il existe plusieurs approches pour la modélisation des SDH, chaque approche développée est spécifique et dépend souvent du type de la classe des SDH considérés et parfois même de l'application mise en œuvre [21]. Le formalisme mixte combine les modèles discrets et continus dans une même représentation semble le plus précis dans l'interprétation du comportement hybride. En effet, les deux formes les plus utilisées pour représenter l'aspect hybride sont :

- L'extension des réseaux de Petri aux réseaux de Petri hybrides.
- L'extension de l'automate à état finis en automate hybride.

I.2.2.1. Les réseaux de Petri hybrides

Proposés pour la première fois par Petri (1962), les réseaux de Petri (RdP) constituent un outil graphique d'aide à la modélisation et à l'évolution des performances des systèmes de production, les RdP prennent une place importante dans le monde scientifique par leurs nombreuses extensions et leurs applications dans divers domaines : supervision, contrôle, vérification, sûreté de fonctionnement ...etc. A l'origine, les RdP ont été utilisés pour modéliser les systèmes à événements discrets, ce qui a donné lieu aux réseaux de Petri discrets (RdPD), par la suite, il y a eu les réseaux de Petri continus (RdPC) et en fin les réseaux de Petri hybrides (RdPH) introduites par le Bail [22].

I.2.2.1.1. RdPD

Un RdP est un graphe composé de deux types de nœuds, des places et des transitions. Les places sont représentées par des cercles, les transitions par des barres. Des arcs orientés relient les places aux transitions. Un réseau de Pétri marqué contient un nombre entier (positif ou nul) de marques, ou jetons, réparties à travers les places. Cette répartition décrit l'état discret du modèle. Les jetons se déplacent dans le réseau de Pétri en respectant les règles d'évolution suivantes [21] :

- Une transition est franchissable si chacune de ses places d'entrée (place amont) contient au moins un jeton.
- Le tir d'une transition correspond à retirer un jeton de chaque place amont à la transition et à ajouter un jeton à chaque place aval (place de sortie), voir Figure I.5.
- Le franchissement d'une transition correspond à l'occurrence d'un événement.

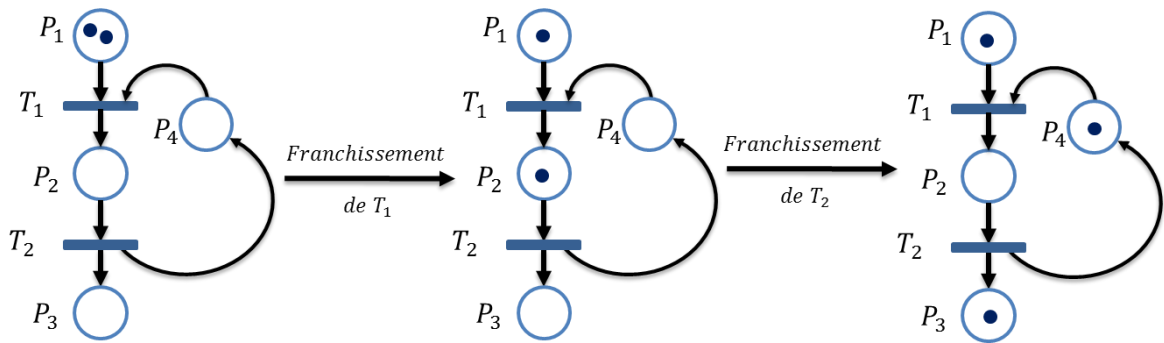


Figure I.5 Evolution du marquage d'un réseau de Petri

I.2.2.1.2. RdPC

Une des difficultés que présente l'exploitation des RdP est l'augmentation rapide de la complexité du modèle, résultantes du fait d'avoir un nombre important de jetons dans les places. Cela a conduit à introduire la notion de réseau de Petri continu (RdPC) où le marquage devient un nombre réel positif. Les réseaux de Petri continus étendent le marquage dans l'espace d'état des réels en fonction du taux de franchissement des transitions. Ainsi, le processus du franchissement des transitions obéi aux conditions suivantes [21] :

- Une transition est considérée franchissable dès que le marquage de la place en amont est strictement différent de zéro.
- Le franchissement d'une transition n'est plus instantané puisque le jeton va franchir la transition par une quantité infinitésimale. Ceci a nécessité une association des vitesses de franchissement aux transitions.

Avec ces principes, la structure est formée d'une transition continue avec une place continue d'entrée et une place continue de sortie.

I.2.2.1.3. RdPH

Par un formalisme graphique unifié, les réseaux de Petri hybrides sont constitués [21] :

- des places et des transitions discrètes représentant la partie discrète du SDH.
- des places continues dont le marquage est un nombre positif ou nul et des transitions continues qui correspondent à des écoulements continus. L'ensemble décrit la partie continue.

Le graphisme RdPH est réalisé en adoptant les conventions suivantes :



Formellement, un RdP hybride est un sextuplet

$$R = \{p, T, Pre, Post, M_0, H\} \quad (\text{I.10})$$

Où

$p = p^d \cup p^c$: ensemble fini de places discrètes (d) et continues (c).

$T = T^d \cup T^c$: ensemble fini de transitions.

$Pre: T \times p$: application d'incidence 'avant' définie dans \mathbb{R}^+ ou dans \mathbb{N} selon cas.

$Post: T \times p$: application d'incidence 'arrière' définie dans \mathbb{R}^+ ou dans \mathbb{N} selon cas.

$H = p \cup T \rightarrow \{d, c\}$: fonction hybride indiquant le type du nœud (discret ou continu).

M_0 : marquage initial du réseau défini dans \mathbb{R}^+ pour le type continu ou dans \mathbb{N} pour le type discret.

Exemple I.1

Considérons une vanne V_1 qui commande le remplissage du bac R_2 , une fois R_2 rempli, 60% du produit va dans un bac R_3 commandé par la vanne V_2 avec un débit D_2 . Ensuite, le reste du produit va dans un bac R_4 commandé par la vanne V_3 avec un débit D_3 . Le système représenté dans la figure II.6.a peut-être modélisé par le RdPH représenté dans la figure I.6.b.

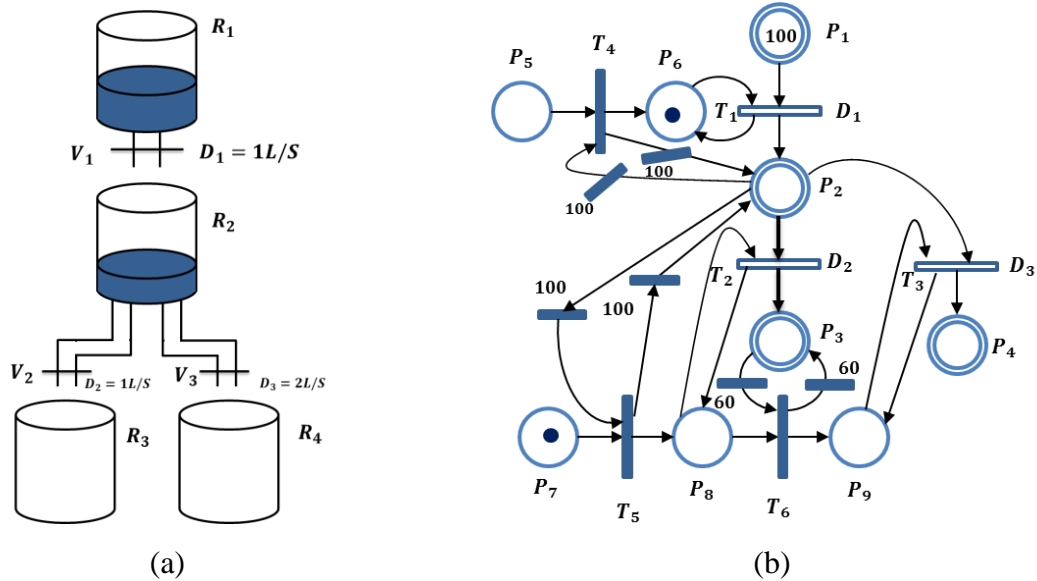


Figure I.6 Exemple de RdPH

Bien que les réseaux de Petri permettent de représenter des variables d'état discrètes et continues au sein d'un même formalisme, ils sont limités dans la description de l'évolution des variables continues. Ils ne décrivent que des phénomènes continus particuliers et des procédés de faible complexité. Ce qui n'est pas toujours le cas dans les processus industriels qui sont par nature complexes. De plus, la technique de modélisation via ces outils est souvent spécifiée par des événements d'état (seuil de température ou de composition, etc.) et non par des durées ou des temps d'occurrence fixées a priori [21]. Un autre mécanisme de modélisation offrant des solutions pour ce type de problème c'est les automates hybrides.

I.2.2.2. Modélisation par automates hybrides

L'automate hybride prend en charge explicitement la partie discrète et la partie continue dans une structure unifiée. La représentation graphique de l'automate hybride est formée d'un ensemble de sommets et d'arcs (voir figure I.7). Les sommets définissent les états discrets du SDH contenant des jeux d'équations, décrivant la dynamique continue (équations différentielles ou équations aux différences) auxquelles est associée la structure de commutation spécifiant le domaine d'invariant. Les sommets reliés par des arcs représentent les transitions liées à des conditions nommées 'garde'.

En général, la condition de garde d'une transition est exprimée en fonction de la région de l'espace d'état continu. Elle peut être représentée par des intervalles. Ainsi, une transition est franchie si la condition de garde correspondant est vérifiée par les valeurs des variables d'état continues du système à l'instant considéré [21].

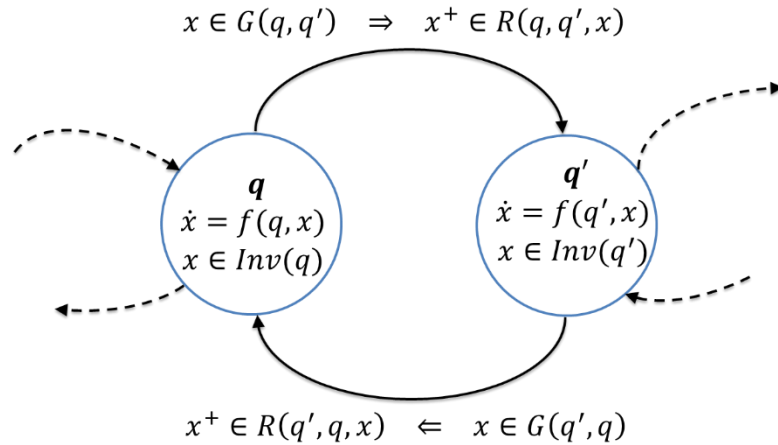


Figure I.7 Automate Hybride

Formellement, un automate hybride est défini par la collection [13, 21, 23, 24] suivante :

$$H = \{Q, X, Init, f, E, G, R\} \quad (\text{I.11})$$

$Q = \{q_1, q_2, q_3 \dots\}$: l'ensemble des états discrets qu'on note aussi « modes »,

$X = \mathbb{R}^n$: domaine des états continus,

$Init \subset Q \times X$: l'ensemble des états initiaux possibles,

$f(.,.) : Q \times X \rightarrow \mathbb{R}^n$: le champ de vecteurs associé à chaque état discret,

$E \subset Q \times Q$: l'ensemble des transitions possibles dans l'automate,

$G : E \rightarrow 2^x$: les contraintes dans le domaine continu pour valider une transition appartenant à l'ensemble, G est aussi appelé ensemble de garde,

$R : G(e) \rightarrow P(x)$: est la relation de réinitialisation des variables continues lors d'une transition discrète.

Exemple I.2

Comme exemple classique, prenant le cas du ‘thermostat’, c’est un système hybride simple permettant la régulation de la température [22, 24]. Dans une description simplifiée, le système de chauffage est assumé soit : de travailler à sa puissance maximale ou d’être complètement éteint. C’est un système qui peut fonctionner en deux modes : "on" et "off". Dans chaque mode de fonctionnement (donné par l’état discret $q \in \{on, off\}$) l’évolution de la température T peut être décrite par une autre équation différentielle. Ceci est illustré dans la figure I.8.

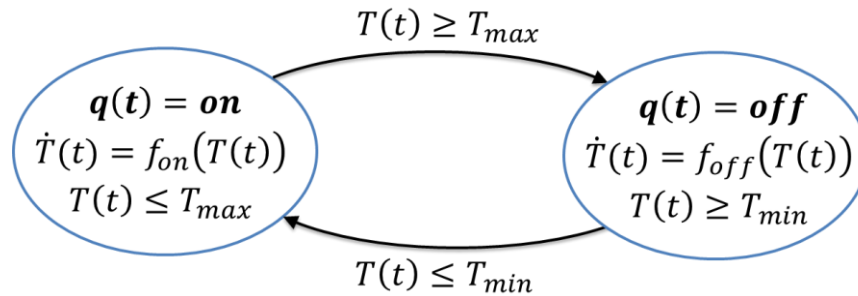


Figure I.8 Graphe de l’automate hybride correspondant au thermostat

Pour l’application numérique on prend :
$$\begin{cases} T_{min} = 19^\circ & f_{on}(T(t)) = -0.001T + 0.05 \\ T_{max} = 21^\circ & f_{off}(T(t)) = -0.001T \end{cases}$$

La figure I.9 montre le résultat de simulation

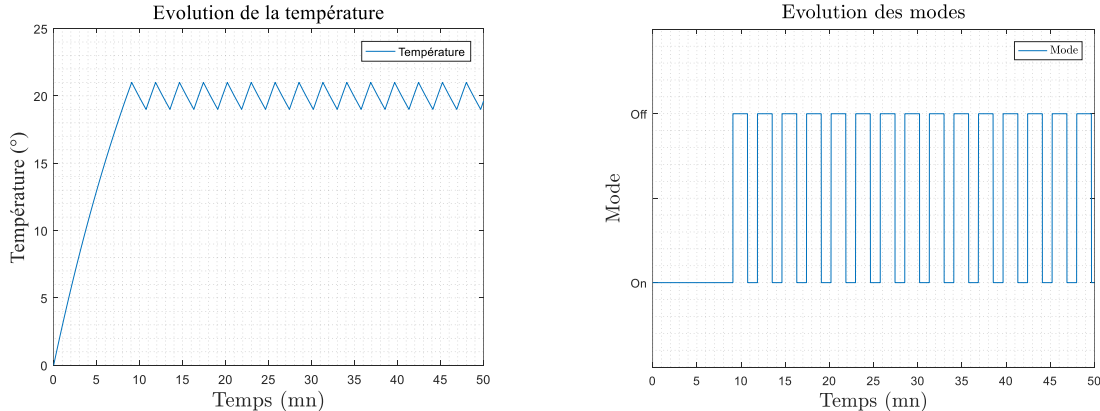


Figure I.9 Evolution de la température et des modes.

L’automate hybride représente certes l’outil standard pour la description hybride, néanmoins ses points faibles résident d’une part dans l’impossibilité de traiter les problèmes de parallélisme, de synchronisation, de partage de ressources...etc. et d’autre part, dans l’explosion combinatoire du nombre d’états. Pour remédier à ça, il est possible de décomposer le système en plusieurs sous-systèmes avec un automate pour chacun d’eux puis élaborer l’automate correspondant au système global. Dans ce cas, la synchronisation peut se faire par variables partagées mais ceci rend l’analyse du système très difficile [21]. Or les problèmes de parallélisme, de synchronisation ...etc. ne sont pas posés pour notre système d’application (chapitre 3). Donc, c’est le formalisme qu’on va adopter pour la suite de notre travail.

I.3. Système à commutation (switching system)

Les systèmes à commutation englobent une large classe de systèmes dynamiques. Au cours des dernières années, les activités de recherche dans le domaine de l'analyse de la stabilité des systèmes à commutation [25] se sont multipliées, les systèmes à commutation sont une des classes les plus rencontrées dans la littérature et dans la vie pratique entre autre notre système d'application : le système de génération de l'électricité à partir des sources renouvelables en particulier l'énergie solaire (générateur photovoltaïque), ce système peut être sous certains conditions considéré comme système à commutation.

La principale motivation pour l'étude des systèmes à commutation tient en partie au fait que ces systèmes ont de nombreuses applications dans la commande des systèmes mécaniques, la commande des processus industriels tels que l'industrie automobile, les systèmes électriques, le contrôle du trafic ... etc. En outre, il existe une grande classe de systèmes non linéaires qui peuvent être stabilisés en commutant des lois de commande différentes, mais ne peuvent pas être stabilisés par une loi de commande à retour d'état simple [26].

Les systèmes à commutation où tous les sous-systèmes sont décrits par des équations différentielles linéaires sont appelés systèmes à commutation linéaire et ces systèmes ont retenu une grande attention [27-30]. Les efforts récents en matière de recherche sur les systèmes à commutation linéaires se concentrent généralement sur l'analyse des comportements dynamiques, tels que la stabilité [23, 31, 32], la commandabilité [33-35] et l'observabilité [36-38], ...etc., et visent à concevoir des commandes offrant une stabilité et des performances garanties [39-41]. Dans cette thèse on se concentre plutôt sur les systèmes à commutation dont les sous-systèmes sont des systèmes linéaires invariants dans le temps (LTI) décrits par l'équation (I.12) pour le cas des systèmes continus, et l'équation (I.13) pour le cas des systèmes à temps discret.

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) \quad (\text{I.12})$$

avec $i \in Q \approx \{1, 2, \dots, N\}$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ et $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$

$$x[k+1] = A_i x[k] \quad (\text{I.13})$$

avec $k \in \mathbb{Z}^+$

Il faut noter que même lorsque tous les sous-systèmes sont stables de manière exponentielle, le système à commutation commutés peut avoir des trajectoires divergentes pour certains signaux de commutation. De même, il est possible de basculer entre des sous-systèmes instables pour rendre le système à commutation stable de manière exponentielle [42].

Exemple I.3

Considérant le système à commutation linéaire $\dot{x}(t) = A_{q(t)} x(t)$, où $x \in \mathbb{R}^2$, $q \in \{1, 2\}$:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.1 & 1 \\ -10 & -0.1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -0.1 & 10 \\ -1 & -0.1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

A_1 et A_2 ont des valeurs propres à partie réelle négative $\lambda_{1,2} = -0.1 \pm j\sqrt{10}$. En effet, les deux sous-systèmes correspondants sont stables. Mais le système à commutation linéaire obtenu en utilisant A_1 dans le second et le quatrième quadrant et A_2 dans le premier et le troisième quadrant est instable comme illustre la figure I.10.

N.B. premier et troisième quadrant correspond à $x_1 x_2 > 0$

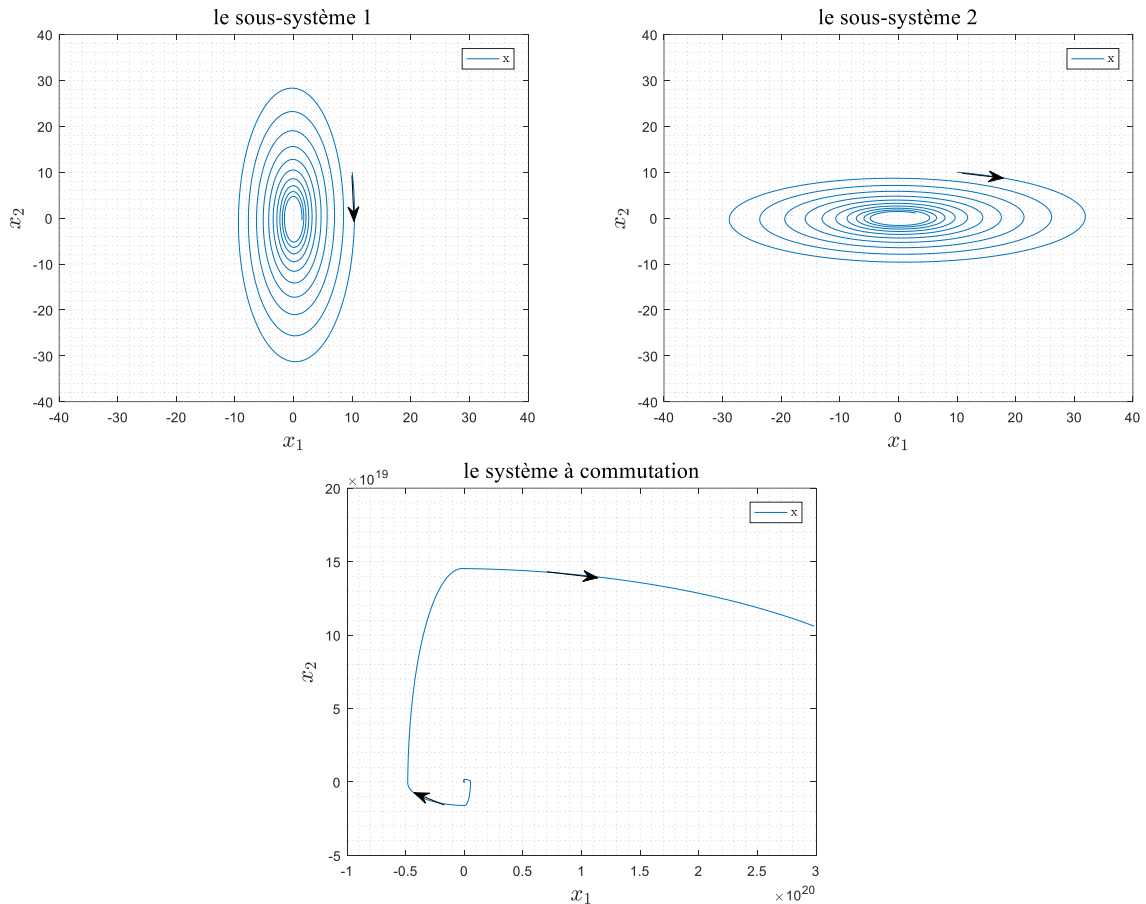


Figure I.10 Système hybride instable issu de deux sous-systèmes stables

La stabilité des systèmes à commutation ne dépend pas seulement de la dynamique de chaque sous-système, mais également des propriétés des signaux de commutation. Par conséquent, l'étude de stabilité des systèmes à commutation peut être divisée en deux types de problèmes. L'une est l'analyse de la stabilité des systèmes à commutation sous des signaux de commutation donnés (peut-être arbitraires, commutations lentes, ...etc.) ; l'autre est la synthèse de mécanisme de commutation stabilisants le système à commutation [25].

I.3.1. Analyse de stabilité sous commutation arbitraire

Il s'agit de l'analyse de stabilité du système lorsqu'il n'y a aucune restriction sur les signaux de commutation, c'est l'analyse de stabilité sous commutation arbitraire. Il est nécessaire alors d'exiger que tous les sous-systèmes soient asymptotiquement stables. Cependant, même lorsque tous les sous-systèmes d'un système à commutation sont exponentiellement stables, il est toujours possible de construire une trajectoire instable à partir

de tout état initial pour le système à commutation [25] comme décrit précédemment. Par conséquent, en général, l'hypothèse de stabilité des sous-systèmes n'est pas suffisante pour assurer la stabilité des systèmes à commutation sous commutation arbitraire, à l'exception de certains cas particuliers, tels que les cas où les matrices A_i correspondantes au sous-systèmes soient commutatives par paire ($A_i A_j = A_j A_i$ pour tout $i, j \in Q$) [43], symétriques ($A_i = A_i^T$ pour tout $i \in Q$) [44] ou normales ($A_i A_i^T = A_i^T A_i$ pour tout $i \in Q$) [45].

Le théorème de Lyapunov a une extension directe qui mène à des outils de base permettant l'étude de la stabilité uniforme des systèmes dynamiques hybrides en générale, cette extension est obtenue en exigeant l'existence d'une fonction de Lyapunov dite « commune » dont la dérivée le long de tous les sous-systèmes satisfait une inégalité appropriée.

On se donne une fonction continue $V : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ définie positive de classe C^1 , On dit que V est une fonction de Lyapunov commune pour le système $\dot{x} = f_i(x)$, $i \in Q$ s'il existe une fonction continue $W : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ définie positive telle que [23]:

$$\frac{\partial V}{\partial x} f_i(x) \leq -W(x) \quad \forall x, \quad \forall i \in Q \quad (\text{I.15})$$

Théorème I.1 :

Si tous les sous-systèmes partagent une fonction de Lyapunov commune $W(x)$ radialement non bornée $\left(\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} W(x) = \infty \right)$ alors le système dynamique hybride correspondant est globalement asymptotiquement stable.

La stabilité quadratique est une classe particulière de la stabilité exponentielle, qui implique une stabilité asymptotique, ce type de stabilité a suscité de nombreux efforts de recherche en raison de son importance dans la pratique [25]. L'existence d'une fonction de Lyapunov quadratique commune (CQLF) pour tous les sous-systèmes assure la stabilité quadratique du système à commutation.

Dans ce qui suit, on s'intéresse en particulier à la classe des systèmes à commutation linéaire définis par les équations (I.12) et (I.13).

I.3.1.1. Fonction de Lyapunov quadratique commune

Les conditions d'existence d'une CQLF peuvent être exprimées sous forme d'inégalités matricielles linéaires (LMI) [46]. À savoir, l'existence d'une matrice P symétrique définie positive, telle que

$$P A_i + A_i^T P < 0, \quad \forall i \in Q \quad (\text{I.16})$$

Pour le cas des systèmes à temps continu, où

$$A_i^T P A_i - P < 0, \quad \forall i \in Q \quad (\text{I.17})$$

Pour le cas discret.

La difficulté de trouver de telle matrice se multiplie avec l'augmentation du nombre de modes. Les chercheurs tentent à déduire des conditions de l'existence d'une CQLF. Dans [47, 48], les auteurs ont considéré les systèmes de second ordre avec deux modes; ils ont proposé une condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une fonction de Lyapunov quadratique commune.

Théorème I.2 [47, 48]

Soit deux matrices de Hurwitz A_1 et A_2 dans $\mathbb{R}^{2 \times 2}$. Les conditions suivantes sont équivalentes :

- 1) Il existe une CQLF pour le système (I.12) avec A_1, A_2 comme deux sous-systèmes ;
- 2) Les matrices $\gamma_\alpha(A_1, A_2)$ et $\gamma_\alpha(A_1, A_2^{-1})$ sont Hurwitz, avec

$$\gamma_\alpha(A_1, A_2) = \alpha A_1 + (1 - \alpha)A_2 \quad (\text{I.18})$$

- 3) Les matrices $A_1 A_2$ et $A_1 A_2^{-1}$ n'ont aucune valeur propre réelle négative.

Pour une paire des systèmes d'ordre n , une condition nécessaire à l'existence d'une CQLF a été déterminée.

Théorème I.3 [48, 49]

Soit deux matrices de Hurwitz A_1 et A_2 dans $\mathbb{R}^{n \times n}$, une condition nécessaire à l'existence d'une CQLF est que les produits matriciels $A_1(\alpha A_1 + (1 - \alpha)A_2)$ et $A_1(\alpha A_1 + (1 - \alpha)A_2)^{-1}$ ne possèdent pas de valeurs propres réelles négatives pour tout $0 \leq \alpha \leq 1$.

Comme cas particulier, nous considérons le cas où le $\text{rang}(A_1 - A_2) = 1$, la condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une CQLF a été obtenue dans [49].

Théorème I.4 [49]

Soit deux matrices de Hurwitz A_1 et A_2 dans $\mathbb{R}^{n \times n}$ avec $\text{rang}(A_1 - A_2) = 1$, une condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une CQLF pour le système à commutation avec A_1 et A_2 comme des deux sous-systèmes, est que le produit matriciel n'a pas de valeurs propres réelles négatives.

En général, un système commuté peut contenir plus de deux sous-systèmes, dans ce cas, une condition nécessaire à l'existence d'une CQLF pour ce type de système à commutation est que chaque paire de ses sous-systèmes partage un CQLF [25], ceci peut également impliquer l'existence d'une CQLF pour le système à commutation dans certains cas particuliers, par exemple les systèmes positifs de second ordre [50]. Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une CQLF est qu'une CQLF existe pour chaque triplet de sous-système.

Théorème I.5 [47]

Soit $A_1, A_2 \dots A_n$ un nombre finit de matrices de Hurwitz dans $\mathbb{R}^{2 \times 2}$ avec $a_{21_i} \neq 0$ pour tout $i \in Q$. Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une CQLF est qu'une CQLF existe pour chaque triplet de sous-systèmes $\{A_i, A_j, A_k\}$ avec $i \neq j \neq k$, pour tout $i, j, k \in Q$.

I.3.1.2. Fonction de Lyapunov à commutation quadratique

L'existence d'une CQLF n'est suffisante que pour la stabilité des systèmes de commutation arbitraires, il existe des exemples de systèmes qui ne possèdent pas de CQLF, mais qui sont exponentiellement stables sous commutation arbitraire [25]. Il existe une classe de fonctions de Lyapunov moins conservatrice, appelées fonctions de Lyapunov à commutation quadratique. Fondamentalement, chaque sous-système étant stable, il existe une matrice symétrique définie positive P_i qui résout l'équation de Lyapunov pour chaque sous-système, ces matrices P_i sont utilisées pour construire une fonction globale de Lyapunov $V(t, x(t))$ en se basant sur les signaux de commutation $\sigma(t)$

$$V(t, x(t)) = x^T(t)P_{\sigma(t)}x(t) \quad (\text{I.19})$$

Ensuite, la vérification de la stabilité des systèmes à commutation linéaires arbitraires peut être effectuée en résolvant certaines inégalités matricielles linéaires (LMI).

Théorème I.6 [51]

S'il existe des matrices symétriques définies positives $P_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et des matrices $F_i, G_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $i \in Q$ satisfaisant

$$\begin{bmatrix} A_i F_i^T + F_i A_i^T - P & A_i G_i - F_i \\ G_i^T A_i^T - F_i^T & P_j - G_i - G_i^T \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{I.20})$$

pour tout $i, j \in Q$, alors ; le système à commutation linéaire est asymptotiquement stable.

Avec certaines présélections pour les matrices auxiliaires F_i et G_i , la LMI (I.20), le théorème (I.6) peut être remplacée par

$$\begin{bmatrix} P_i & A_i^T P_j \\ P_j A_i & P_j \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{I.21})$$

ou [52] par

$$\begin{bmatrix} -P_i & A_i^T G_i \\ G_i^T A_i^T & P_j - G_i - G_i^T \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{I.22})$$

Il faut souligner que l'existence de la fonction de Lyapunov quadratique commune est jusqu'à maintenant une condition suffisante de la stabilité des systèmes à commutation linéaire.

I.3.1.3. Conditions de stabilité nécessaires et suffisantes

Dans ce qui suit, nous fournirons quelques conditions nécessaires et suffisantes pour la stabilité asymptotique des systèmes à commutation linéaires sous des signaux de commutation arbitraires, une condition nécessaire et suffisante pour la stabilité asymptotique des systèmes à commutation linéaires (I.13) peut être exprimée par le théorème suivant :

Théorème I.7 [53]

Un système à commutation linéaire $x[k+1] = A_{\sigma(t)}x[k]$, où $A_{\sigma(t)} \in \{A_1, A_2, \dots, A_N\}$ est asymptotiquement stable sous commutation arbitraire si et seulement s'il existe un entier n tel que :

$$\|A_{i_1}A_{i_2} \dots A_{i_n}\| < 1 \quad (\text{I.23})$$

pour tout n -uplet (une collection ordonnée de n objets) $A_{i_j} \in \{A_1, A_2, \dots, A_N\}$ et $j = 1, 2, \dots, n$, avec la norme $\|\cdot\|$ représente la norme infinie (∞) de la matrice.

Il existe aussi d'autres critères de stabilité pour les systèmes à commutation linéaires [25] en utilisant les résultats de stabilité robustes [54, 55].

Théorème I.8

Le système à commutation linéaire $x[k+1] = A_{\sigma(t)}x[k]$ où $A_{\sigma(t)} \in \{A_1, A_2, \dots, A_N\}$ est asymptotiquement stable sous commutation arbitraire si et seulement s'il existe un entier $m > n$ et une matrice $L \in \mathbb{R}^{n \times m}$ avec $\text{rang}(L) = n$, telles que pour tout $A_i, i \in Q$: il existe $\bar{A}_i \in \mathbb{R}^{m \times m}$ avec les propriétés suivantes :

- 1) $A_i^T L = L \bar{A}_i^T$
- 2) chaque colonne de A_i n'a pas plus de n éléments non nuls et

$$\|\bar{A}_i\|_{\infty} = \max_{1 \leq k \leq m} \sum_{l=1}^m |\hat{a}_{kl}| < 1 \quad (\text{I.24})$$

Pour le cas de temps continu, il existe une condition algébrique nécessaire et suffisante pour un système linéaire à commutation arbitraire soit asymptotiquement stable.

Théorème I.9 [55]

Le système à commutation linéaire $\dot{x}(t) = A_{\sigma(t)}x(t)$ avec $A_{\sigma(t)} \in \{A_1, A_2, \dots, A_N\}$ est asymptotiquement stable sous commutation arbitraire si et seulement s'il existe une matrice de rang de colonne complet $L \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $n \geq m$ et une famille de matrices $\{\bar{A}_i \in \mathbb{R}^{m \times n} : i \in Q\}$, telles que pour chaque $\bar{A}_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$, ses éléments satisfaisants

$$\hat{a}_{kk} + \sum_{k \neq l} |\hat{a}_{kl}| < 0, \quad k = 1, \dots, m \quad (\text{I.25})$$

de telle sorte que les relations matricielles suivantes soient satisfaites

$$LA_i = \bar{A}_i L \quad (\text{I.26})$$

I.3.2. Analyse de stabilité sous commutation restreinte

Une commutation restreinte peut découler naturellement des contraintes physiques du système, ou d'une certaine connaissance de la logique de commutation ou d'une certaine limite dans l'intervalle de temps entre deux commutations successives dans un système à

commutation. Avec une telle connaissance a priori des signaux de commutation, nous pouvons obtenir des résultats de stabilité plus intéressants pour le système que pour le cas de la commutation arbitraire [25].

I.3.2.1. Commutation lente

Une question naturelle est de savoir si une commutation suffisamment lente peut assurer la stabilité du système à commutation lorsque tous les sous-systèmes sont stables. Pour en savoir, Morse et Hespanha [56] ont introduit la notion du temps de maintien ($\tau_d \in \mathbb{R}$) d'un signal de commutation pour lequel : l'intervalle de temps entre deux commutations consécutives n'est jamais inférieur à ce τ_d . En effet, il est toujours possible de maintenir la stabilité d'un système à commutation lorsque tous les sous-systèmes sont stables et que la commutation est suffisamment lente. Il est aussi possible d'obtenir le même résultat si le temps qui sépare les commutations soit parfois plus court, à condition que cela ne se produise pas trop souvent, on parle dans ce cas du concept du temps de maintien moyen ($\tau_a \in \mathbb{R}$) d'un signal de commutation $\sigma(t)$ tel que :

$$N_\sigma(t, \tau) \leq N_0 + \frac{t-\tau}{\tau_a} \quad (\text{I.27})$$

valable pour tout $t \geq \tau \geq 0$ et $N_0 \geq 0$, où $N_\sigma(t, \tau)$ désigne le nombre de commutation entre les modes durant l'intervalle du temps $[\tau, t]$.

Théorème I.10 [56]

Pour un système à commutation linéaire où tous les sous-systèmes sont exponentiellement stables, il existe un scalaire $\tau_a^* > 0$ tel que le système à commutation linéaire est exponentiellement stable si le signal 'temps de maintien moyen' est supérieur à τ_a^* .

I.3.2.2. Fonctions multiples de Lyapunov

L'analyse de la stabilité sous commutation restreinte a été étudiée en générale dans le cadre des fonctions multiples de Lyapunov (MLF). L'idée de base est que plusieurs fonctions de Lyapunov qui peuvent correspondre à chaque sous-système sont concaténées ensemble pour construire une fonction de Lyapunov dite « spéciale », cette dernière ne peut pas diminuer de façon monotone le long des trajectoires d'état, peut présenter des discontinuités et peut être différentiable par morceaux. La théorie des MLF est largement traitée dans la littérature [57-59].

I.3.2.3. Fonctions de Lyapunov quadratiques Par morceaux

Le défi principal de l'application de la théorie des MLF en pratique pour les systèmes hybrides en générale consiste à savoir comment construire une famille appropriée de fonctions de Lyapunov. Cependant, si l'on se concentre sur le cas linéaire, une fonction de type Lyapunov quadratique par morceaux pourrait être une solution intéressante, car les conditions de stabilité du théorème des MLF peuvent être formulées en un problème LMI [25] pour lequel il existe des logiciels efficaces.

Considérant le système à commutation linéaire de l'équation (I.12), on n'impose pas que les sous-systèmes $\dot{x}(t) = A_i x(t)$ soient stables, il peut ne pas exister de fonction de Lyapunov quadratique au sens classique. Cependant, il est toujours possible de restreindre la recherche à certaines régions de l'espace d'état, par exemple $\Omega_i \subset \mathbb{R}^n$, et l'énergie du $i^{\text{ème}}$ sous-système pourrait diminuer le long des trajectoires à l'intérieur de cette région Ω_i (il n'y a pas d'exigences décroissantes à l'extérieur de Ω_i). Supposons que l'union de toutes ces régions Ω_i couvre tout l'espace d'état ; alors nous obtenons un groupe de fonctions de type Lyapunov. De manière générale, le problème consiste à rechercher des MLF dont la région Ω_i associée qui couvre l'espace d'états \mathbb{R}^n [60].

Supposons que l'espace d'état \mathbb{R}^n ait une partition donnée par $\{\Omega_1, \dots, \Omega_N\}$, et que ces régions Ω_i soient définies a priori comme une restriction des signaux de commutation possibles (dépendant de l'état). Dans ce paragraphe, nous présentons les conditions LMI pour l'existence de MLF quadratique $V_i(x) = x^T P_i x$, assignées à chaque région Ω_i . La fonction de Lyapunov doit satisfaire les deux conditions suivantes [61].

Condition 1 : Il existe des constantes $\beta_i \geq \alpha_i > 0$ telles que pour tout $x \in \Omega_i$:

$$\alpha_i \|x\|^2 \leq V_i(x) \leq \beta_i \|x\|^2 \quad (\text{I.28})$$

Considérons une MLF quadratique candidate $V_i(x) = x^T P_i x$, telle que

$$\alpha_i x^T I x \leq x^T P_i x \leq \beta_i x^T I x \quad (\text{I.29})$$

et exigeons que pour tout $x \in \Omega_i$

$$\begin{cases} x^T (\alpha_i I - P_i) x \leq 0 \\ x^T (P_i - \beta_i I) x \leq 0 \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Condition 2 : Pour tout $x \in \Omega_i$ et $x \neq 0$, $V_i(x) < 0$. En d'autres termes : $\exists P_i, P_i = P_i^T$ telle que

$$x^T [A_i^T P_i + P_i A_i] x < 0 \quad (\text{I.31})$$

Pour la commutation, il est également requis que, les valeurs des MLF à l'instant de commutation ne soient pas croissantes, ce qui peut être exprimé par [25]

$$x^T P_j \leq x^T P_i x \quad (\text{I.32})$$

pour tout $x \in \Omega_{i,j} \subseteq \Omega_i \cap \Omega_j$. La région $\Omega_{i,j}$ représente les états où la trajectoire passe d'une région Ω_i en région Ω_j .

Il existe des techniques pour obtenir des formes quadratiques moins conservatrices, supposons ici que chaque région Ω_i et $\Omega_{i,j}$ a une représentation quadratique telle que

$$\begin{aligned} \Omega_i &= \{x | x^T Q_i x \geq 0\} \\ \Omega_{i,j} &= \{x | x^T Q_{i,j} x \geq 0\} \end{aligned} \quad (\text{I.33})$$

Dans ce cas, les inégalités matricielles ci-dessus peuvent être transformées en inégalités LMI.

Théorème I.11 [62]

Le système à commutation linéaire est exponentiellement stable s'il existe des matrices P_i ($P_i = P_i^T$), et des scalaire $\alpha > 0, \beta > 0, \mu_i \geq 0, \nu_i \geq 0, \nu_i \geq 0$ et $\eta_{i,j} \geq 0$ tels que

$$\begin{cases} \alpha I + \mu_i Q_i \leq P_i \leq \beta I - \nu_i Q_i \\ A_i^T P_i + P_i A_i + \nu_i Q_i \leq -I \\ P_j + \eta_{i,j} Q_{i,j} \leq P_i \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Il y a lieu de noter que nous avons présenté un bref aperçu sur la stabilité des systèmes linéaires à commutation et que de nombreuses activités de recherche existent dans ce domaine qui ne cesse de se développer.

I.4. Conclusion

Nous avons organisé ce chapitre autour de deux grands axes afin de donner une vue générale sur les systèmes dynamiques hybrides et les systèmes à commutation en particulier. En effet, nous avons commencé par une description de ces systèmes en donnant les définitions de base et quelques exemples des SDH, suivis par une présentation des SDH : la modélisation, la classification et l'analyse des SDH. Nous avons consacré la deuxième partie à une classe particulière des SDH, il s'agit des systèmes à commutation, cette classe fera l'objet de notre étude pour la synthèse de commande et d'observateur dans le reste de ce travail.

Chapitre II : Le système photovoltaïque

Chapitre II : Le système photovoltaïque

2.1. Introduction

Pour faire face aux défis du changement climatique, à l'augmentation de la demande en énergie, à la rareté des combustibles fossiles et à la fluctuation de leurs prix, ainsi qu'aux effets néfastes sur l'environnement, de nombreux pays du monde ont adopté de nouvelles stratégies dans leurs politiques énergétiques. En effet, il est important de créer les installations d'énergie requises pour satisfaire les besoins globaux d'énergie, il faut chercher des solutions alternatives de l'énergie fossile et réaliser des économies d'énergie. Dans ce sens, l'Algérie vise à économiser environ 63 millions de TEP (Tonne d'équivalent pétrole) d'énergie d'ici 2030 en mettant en œuvre des programmes visant à réduire la consommation et à améliorer l'efficacité énergétique dans les secteurs de l'industrie, du résidentiel, du tertiaire et des transports (Nouveau programme national de développement des énergies renouvelables 2015-2030) [63]. L'énergie solaire photovoltaïque représentera plus de 60% des 22 GW à installer à l'horizon 2030 (figure II.1). Dans ce contexte aussi, un programme ambitieux vise la réalisation de plusieurs centrales de production photovoltaïques d'une puissance de 50 MWC en hybridant des centrales diesel installées dans le grand sud Algérien.

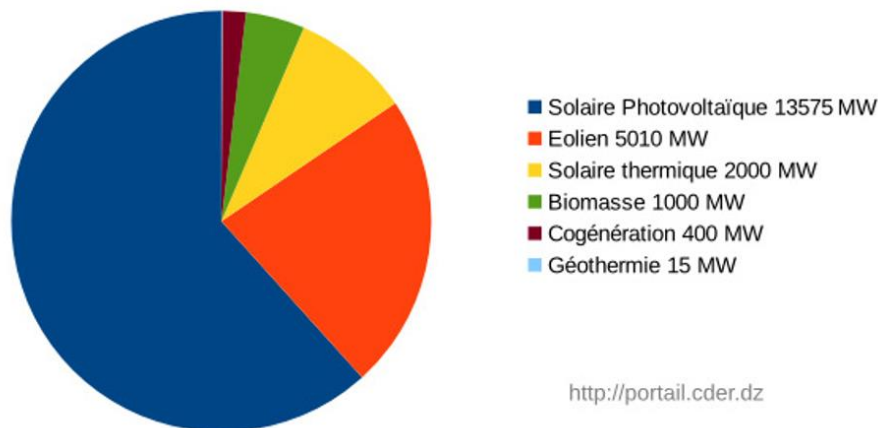


Figure II.1 Objectif du programme Algérien des énergies renouvelables [1] (22 GW à l'horizon 2030).

Ainsi, de nouvelles solutions technologiques devraient être adoptées pour contribuer à la réussite de ce programme mais aussi pour faire face à un nouveau scénario dans lequel, des petits groupes diesel, des générateurs PV et systèmes de stockage sont intégrés au réseau. Il s'agit de la génération décentralisée (DG) d'énergie dans le contexte des Micro-réseaux. Cette architecture permet à l'utilisateur final de produire et de stocker de l'énergie afin que le Micro-réseau puisse importer ou exporter de l'énergie vers le réseau [3], la figure II.2 montre un exemple typique de Micro-réseau à courant continu. Dans notre étude, nous nous concentrons sur le système photovoltaïque en particulier comme application.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le système photovoltaïque ; la modélisation du générateur photovoltaïque et du convertisseur DC-DC, une méthode d'identification des paramètres du générateur PV à l'aide des Algorithmes génétiques (AG) et Essaims Particulaires (PSO) sera aussi présentée.

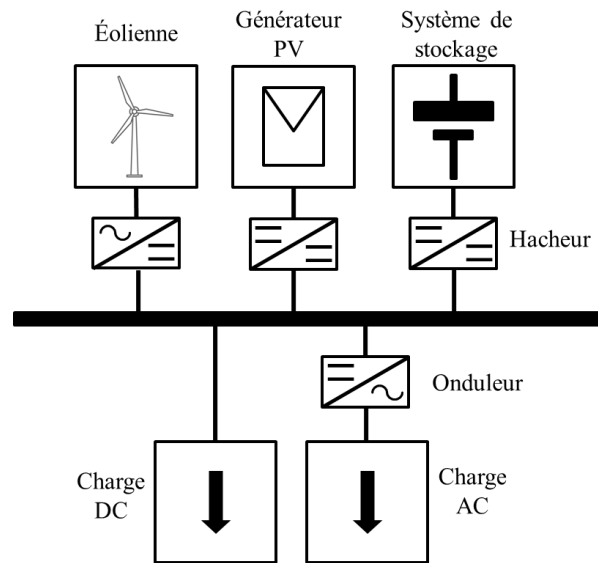


Figure II.2 Exemple typique d'un Micro-réseau DC

2.2. Le générateur Photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé 'effet photovoltaïque'. L'association de plusieurs cellules PV en série ou en parallèle donnent lieu à un générateur photovoltaïque (GPV). La puissance générée à partir du GPV varie en fonction du matériau utilisé pour la fabrication des cellules qui le compose et les différents paramètres météorologiques (température, irradiation solaire...etc.), ainsi que les charges qu'il alimente.

2.2.1. Modèle mathématique de la cellule photovoltaïque

Le modèle le plus utilisé pour la caractérisation et la simulation d'une cellule photovoltaïque est le circuit équivalent à une diode ou à deux diodes. Afin de représenter le comportement hautement non linéaire d'une cellule PV avec principalement des jonctions semi-conductrices, plusieurs modèles existent dans la littérature. Ces modèles diffèrent par le nombre de paramètres intervenant dans le calcul de la tension et du courant de sortie d'une cellule photovoltaïque [64-66].

2.2.1.1. Le modèle à cinq paramètres

C'est l'une des formulations les plus courantes du modèle mathématique de la source PV, lors de la représentation de la source par un modèle de deux diodes, la formulation est donnée par l'équation suivante [67]:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1} \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{A_0 k T}} - 1 \right) - I_{s2} \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{2 k T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

I_{pv} : le courant de la cellule photovoltaïque.

V_{pv} : la tension aux bornes de la cellule photovoltaïque.

k : la constante de Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

q : la charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

T : la température de la cellule photovoltaïque.

I_{s1}, I_{s2} : les courants de saturation.

I_{ph} : le courant photovoltaïque linéairement proportionnel à l'irradiation solaire.

R_s : Résistance série.

R_p : Résistance shunt (placé en parallèle avec les diodes).

Le paramètre A_0 est introduit pour prendre en considération les non linéarités de la jonction PN de la cellule photovoltaïque.

Le modèle à une diode est une représentation simplifiée de la cellule photovoltaïque qui dérive de l'équation de diode de Shockley avec l'introduction du facteur d'idéalité A_q .

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{A_q k T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_p} \quad (\text{II.2})$$

La figure II.3 représente le modèle PV à cinq paramètres

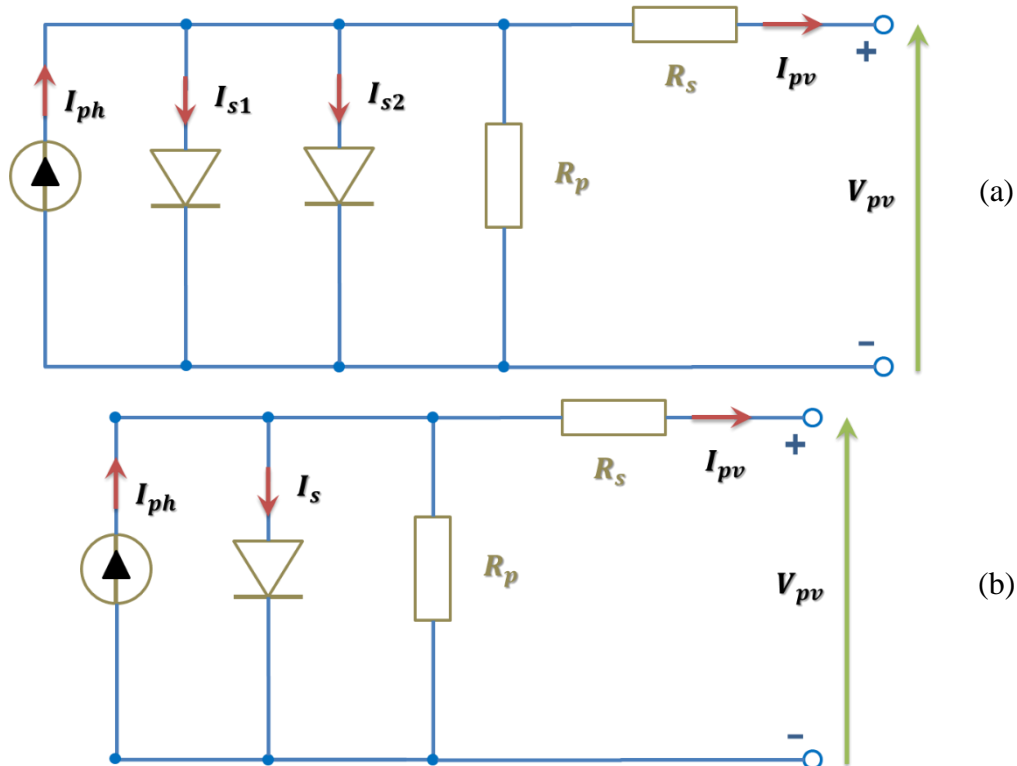


Figure II.3 Modèle de circuit d'une cellule photovoltaïque (a) Modèle à deux diodes ; (b) Modèle simplifié à une diode.

2.2.1.2. Le modèle à quatre paramètres

Le modèle à quatre paramètres est un modèle basé sur le circuit électrique équivalent à une simple diode dont la résistance shunt (parallèle) est négligée en raison de sa grande valeur. Le modèle mathématique est exprimé par l'équation suivante [67] :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{A_q k T}} - 1 \right) \quad (\text{II.3})$$

En référence à l'équation II.3, le modèle à quatre paramètres peut être exprimé par la formule suivante :

$$I_{pv} = I_0 - e^{\left(\frac{(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{K_1} + K_2 \right)} \quad (\text{II.4})$$

Avec : $I_0 = I_{ph}$, $K_1 = \frac{q}{A_q k T}$ et $I_s = e^{K_2}$, (le terme '-1' dans l'équation II.3 est négligé).

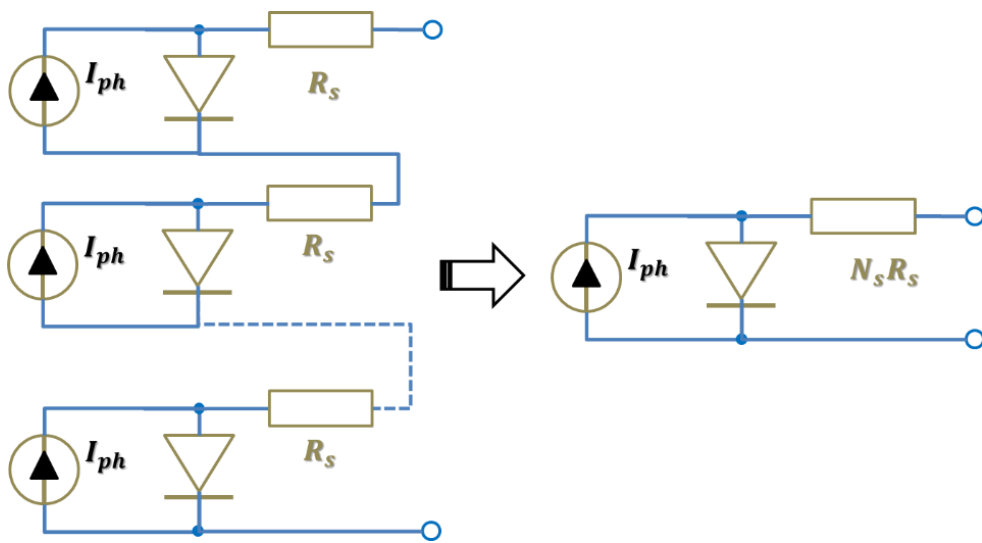
Le tableau II.1 résume l'ensemble des paramètres pour le modèle PV.

Tableau II-1 : Ensemble de paramètres du model PV

| Modèle PV | Modèle à une diode | Modèle à deux diodes |
|-------------------------------|----------------------------------|---|
| Le modèle à cinq paramètres | I_{ph}, I_s, A_q, R_s et R_p | $I_{ph}, I_{s1}, I_{s2}, R_s$ et R_p ($A_0 = 1$). |
| Le modèle à quatre paramètres | I_{ph}, I_s, A_q et R_s | I_0, R_s, K_1 et K_2 |

2.2.2. Association des cellules PV

Les modèles décrits jusqu'à présent ont été développés pour une seule cellule PV ; cependant, ces modèles peuvent être étendus au cas de la connexion série/parallèle de cellules à l'intérieur d'un module PV ou d'un champ PV comme illustre la figure II.3.



(a)

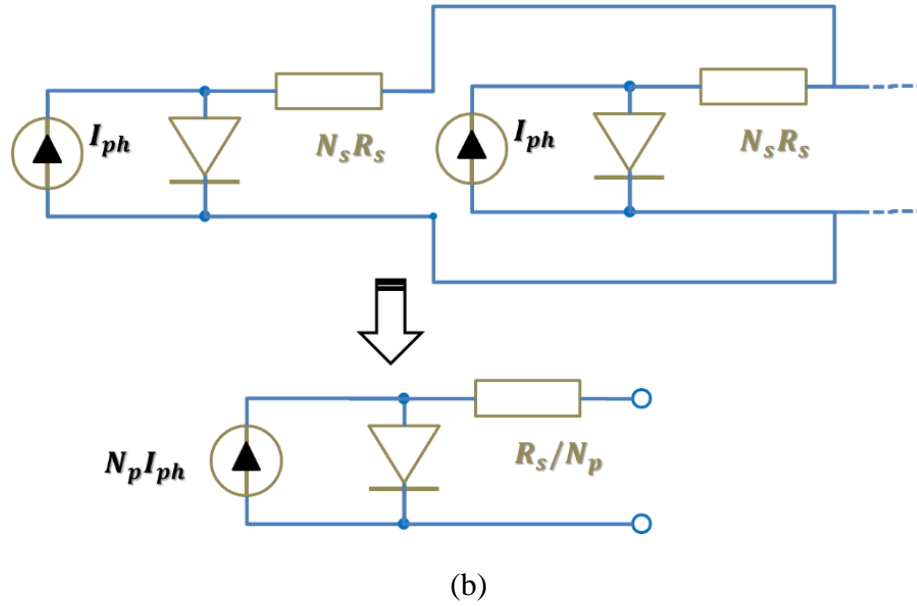


Figure II.4. Modèle de circuit équivalent : (a) N_s cellules connectées en série, (b) N_p cellules connectées en parallèle

Partant du modèle à deux diodes par exemple, un modèle analogue et un circuit équivalent d'un module/champ PV sont obtenus en effectuant une mise à l'échelle appropriée des paramètres. En effet, considérons un module/champ formé de N_p cellules en parallèle et de N_s cellules en série, si le rayonnement solaire et la température sont supposés être uniformes, les relations suivantes sont valables [67]:

$$\begin{cases} I_{ph_{tot}} = N_p I_{ph} \\ I_{pv_{tot}} = N_p I_{pv} \\ V_{pv_{tot}} = N_s V_p \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Ici l'indice 'tot' (totalité) représente une quantité se rapportant à l'ensemble du module ou du champ PV. Le modèle analytique résultant est donnée par l'équation (II.6) :

$$I_{pv_{tot}} = I_{ph_{tot}} - N_p \left(I_{s1} \left(e^{\frac{q \left(\frac{V_{pv_{tot}} + I_{pv_{tot}} R_s}{N_s} \right)}{A_0 k T}} - 1 \right) - I_{s2} \left(e^{\frac{q \left(\frac{V_{pv_{tot}} + I_{pv_{tot}} R_s}{N_p} \right)}{2 k T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv_{tot}} + I_{pv_{tot}} R_s}{R_p} \right) \quad (\text{II.6})$$

2.2.3. Caractéristiques d'un générateur PV

Pour un éclairement et une température donnée, la cellule/générateur PV est caractérisé(e) par une courbe courant-tension (I-V) dans laquelle, trois grandeurs physiques importante apparaissent (figure II.5) :

- La tension à vide V_{co} : c'est la tension générée par le générateur PV non raccordé à aucune charge.
- Le courant de court-circuit I_{cc} : c'est le courant généré à partir du générateur PV lorsqu'il est court-circuité.

- Le point de puissance maximal **MPP** : (en anglais : **maximal power point**), caractérisé par une puissance, une tension et un courant optimal ($P_{mpp}, V_{mpp}, I_{mpp}$).

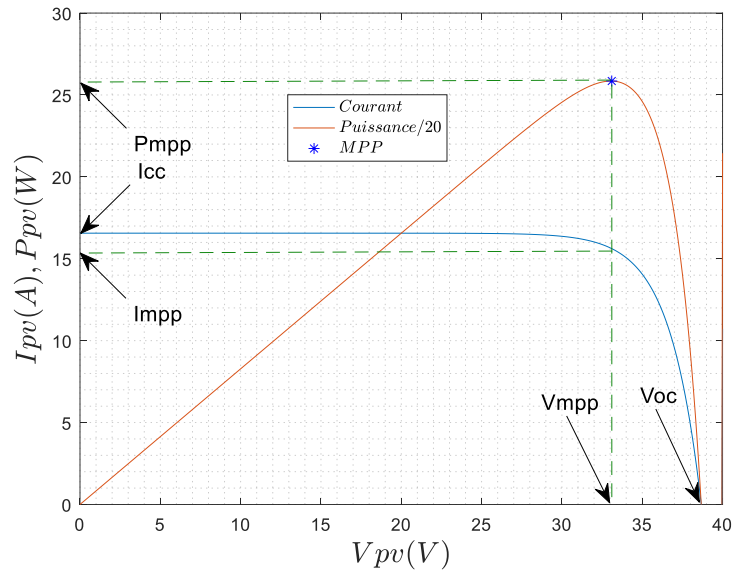


Figure II.5. Caractéristiques Courant-Tension (I-V) d'un générateur PV

2.2.3.1. Effet de l'irradiation solaire

Les caractéristiques courant-tension (I-V) du générateur PV pour différentes irradiances solaires, sont illustrées dans la figure II.6. Pour la simulation, nous avons fixé la température à 40°C, et nous avons choisi un générateur PV dont les paramètres sont listés dans le tableau II.2 (PSO). On remarque que la courbe (I-V) se translate vers le haut et légèrement vers la droite de manière proportionnelle à l'irradiation solaire, le courant de court-circuit I_{cc} varie aussi proportionnellement à l'irradiation.

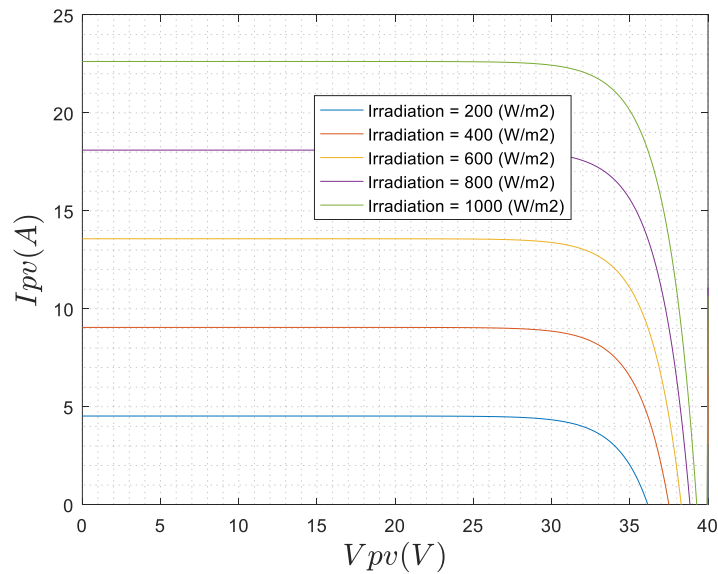


Figure II.6. Influence de l'irradiation solaire sur la caractéristique I-V du générateur PV

2.2.3.2. Effet de la température

En plus de l'irradiation solaire, il convient de noter l'importance de prendre en considération aussi la dépendance des paramètres du modèle PV en fonction de la température. En effet, les paramètres du modèle sont différents pour chaque type de cellule solaire et varient en fonction des paramètres environnementaux. De nombreuses contributions sont présentes dans la littérature où des relations analytiques ou empiriques entre les paramètres du modèle PV et les conditions environnementales [67], sont exprimées en fonction de l'irradiation solaire G mais essentiellement en fonction de la température T .

En référence au modèle PV à cinq paramètres basé sur le schéma à deux diodes, l'ensemble des paramètres du modèle sont exprimés en fonction de la température [68] comme suit.

$$\begin{aligned}
 I_{ph} &= I_{ph,ref} - (1 + k_0(T - 300)) \\
 I_{s1} &= k_1 T^3 e^{(-qV_{bi}/kT)} \\
 I_{s2} &= k_2 T^{3/2} e^{(-qV_{bi}/2kT)} \\
 R_s &= R_{s,ref} (1 - k_0(T - 300)) \\
 R_p &= R_{p,ref} e^{(-k_4 T)}
 \end{aligned} \tag{II.7}$$

Avec, $I_{ph,ref}$, $R_{s,ref}$ et $R_{p,ref}$ sont les valeurs des paramètres dans les conditions standard de référence $T=25^\circ\text{C}$ (300K) et irradiation solaire $G=1000 \text{ w/m}^2$. k_0 à k_4 sont des coefficients liés aux caractéristiques de la cellule PV. Et V_{bi} est la tension de diffusion (ou de barrière) de la jonction PN.

une autre formulation a été introduite par Gow et Manning (1999) qui ont introduit certains termes expliquant l'effet de l'irradiante sur les paramètres de la cellule solaire, les relations mathématique sont donnée par les équations II.8 [69] :

$$\begin{aligned}
 I_{ph} &= k_0 G (1 + k_1 T) \\
 I_{s1} &= k_2 T^3 e^{(k_3/T)} \\
 I_{s2} &= k_4 T^{3/2} e^{(k_5/T)} \\
 R_s &= k_6 + \frac{k_7}{G} + k_8 T \\
 R_p &= k_9 e^{(k_{10} T)}
 \end{aligned} \tag{II.8}$$

Les coefficients k_0 à k_{10} sont spécifiques à la cellule PV à caractériser.

2.2.4. L'algorithme MPPT

Dans le but d'obtenir un rendement maximum du générateur PV, il est nécessaire d'optimiser la conception de toutes les parties du système PV. En outre, il est nécessaire d'optimiser les convertisseurs de puissance employés comme interface entre le générateur PV et la charge (ou le réseau) afin d'extraire le maximum de puissance et ainsi faire fonctionner le système à son point de puissance maximum (MPP). Dans le but de suivre ce point optimal (I_{mpp} , V_{mpp}) qui varie selon les conditions atmosphériques (luminosité et température), divers algorithmes sont développés dans la littérature.

Les algorithmes de poursuite du MPP (en anglais : Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm) varient en termes de complexité, de capteurs requis, de vitesse de convergence, du coût, d'efficacité et du matériel de mise en œuvre, ...etc.[70]. On trouve dans la littérature divers algorithmes tels que : « Perturber & Observer (P&O) » et « Incrément de la Conductance (INC) », des techniques telles que la mesure d'une Fraction du courant de Court-Circuit (FCC) ou la mesure d'une Fraction de tension du Circuit Ouvert (FCO), il existe aussi des techniques dites intelligentes qui sont basées sur la Logique Floue (LF), Réseau de neurones (RN), ...etc.

La méthode Incrément de la Conductance (INC : INcremental Conductance) est connue pour sa capacité à la fois de maximiser l'extraction de la puissance à partir de générateur PV et de gérer le transfert de puissance vers les charges [71], cette méthode est caractérisée aussi par sa simplicité, sa vitesse de convergence et sa grande précision par rapport aux autres approches [72]. La formulation mathématique de la puissance maximale peut être exprimée comme suit :

$$\begin{aligned} P_{pv} &= V_{pv} \times I_{pv} \\ \left. \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \right|_{V_{pv}=V_{mpt}} &= I_{pv} + V_{mpt} \times \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \\ \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} &= -\frac{I_{pv}}{V_{mpt}} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Pour rechercher le MPP, l'algorithme Incrément de la Conductance (INC) se base sur la connaissance du sens de la variation de la conductance (I_{pv}/V_{pv}) du générateur PV et des conséquences de cette variation (dI_{pv}/dV_{pv}) sur la position du point de fonctionnement par rapport au MPP. D'autre part, l'évolution de la puissance du panneau par rapport à la tension donne la position du point de fonctionnement par rapport au MPP. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le point MPP, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, le MPP se situe à droite. La Figure II.8 illustre l'organigramme de l'algorithme INC.

La figure II.7 montre la caractéristique (P-I) et (V-I) par l'algorithme INC.

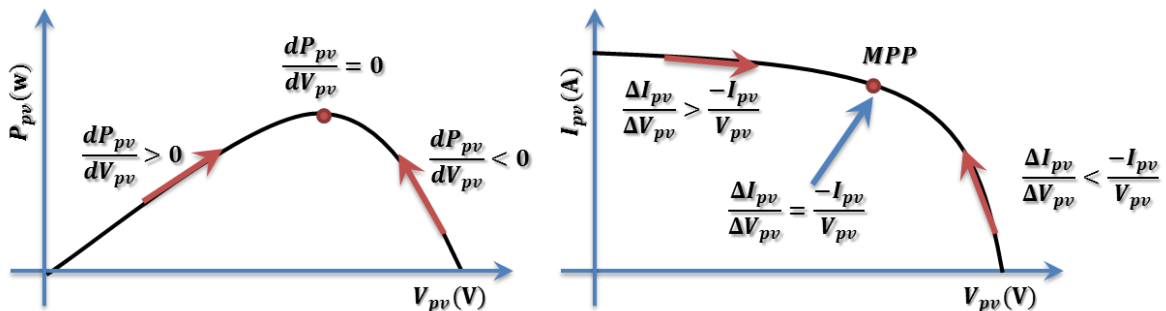


Figure II.7. Caractéristique (P-I) et (V-I) par l'algorithme INC

Dans ce travail, nous allons adopter la méthode INC pour la maximisation de la puissance produite à partir du générateur PV.

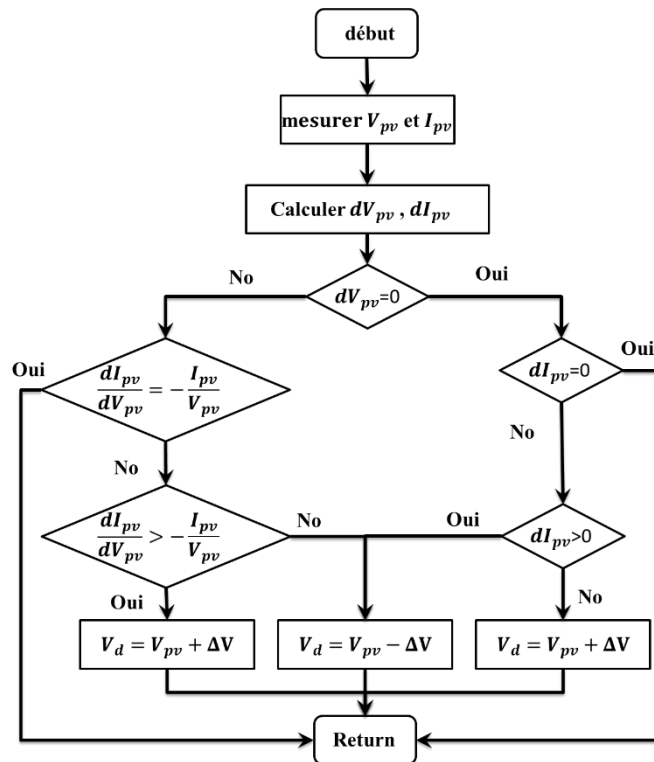


Figure II.8. L'organigramme décrivant l'algorithme INC.

2.3. Convertisseur DC-DC (Hacheur)

De nombreuses applications industrielles nécessitent la conversion d'une tension provenant d'une source de tension/courant continu (DC : Direct Current) en une autre tension/courant DC, cette opération est assurée par un convertisseur DC-DC appelé aussi Hacheur. Le développement des hacheurs est devenu possible grâce à l'utilisation des dispositifs de puissance en mode de commutation. À l'heure actuelle, les convertisseurs à commutation DC-DC ont de nombreuses applications allant des petits appareils électroniques (téléphones portables, ordinateurs portables, ...etc.) aux grands équipements industriels. Un convertisseur DC-DC à commutation avec une commande appropriée permet d'obtenir et de maintenir une tension de référence inférieure ou supérieure à celle de l'entrée, une bonne commande permet aussi de suivre la tension de référence même en présence des perturbations externes ou en présence des variations paramétriques (la charge ou la tension d'entrée par exemple). Pour le générateur PV, et dans le cadre de la commande en mode MPPT en particulier, la commande assure le suivi du point MPP, le convertisseur DC-DC permet dans ce cas de garder la tension du générateur V_{pv} (l'entrée du convertisseur) autour de la tension optimale V_{mpp} . Dans la suite, nous allons détailler le convertisseur DC-DC abaisseur (Buck) qu'on a adopté pour notre étude.

Le hacheur Buck est un convertisseur DC-DC abaisseur, sa topologie peut être utilisée pour connecter des générateur PV à tensions élevées à des bus DC de faibles tensions. Un système PV autonome doté d'un convertisseur Buck avec sa topologie la plus simple est hautement efficace [73, 74].

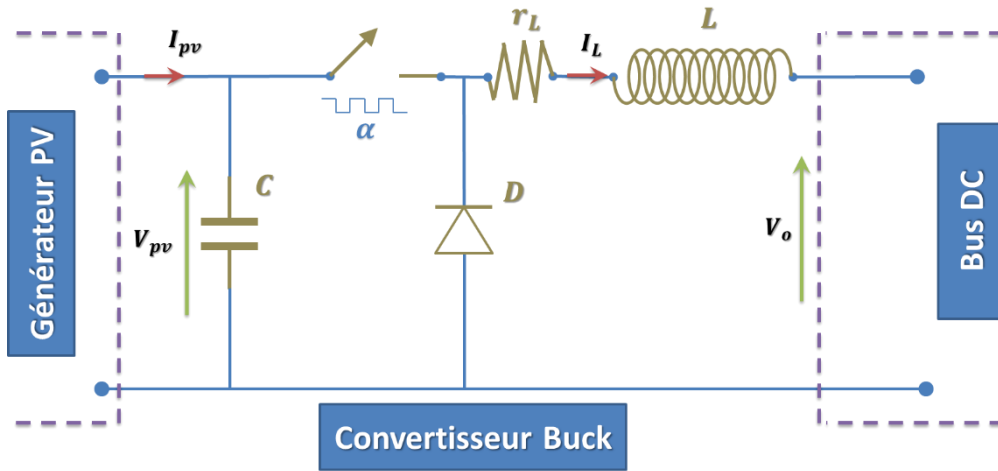


Figure II.9. Convertisseur Buck associé à un générateur PV et un bus DC

Le convertisseur abaisseur (Buck) permet d'obtenir une tension continue inférieure à la tension d'entrée. Le circuit électrique d'un Buck associé à un générateur PV et un bus continu est illustré dans la figure II.9 ; l'interrupteur d'alimentation est représenté schématiquement sous forme d'un commutateur, il peut être un IGBT ou MOSFET selon l'application. En référence à la figure II.9, le premier étage de conversion comprend en plus de la capacité de filtrage 'C', un commutateur et une diode, le deuxième étage de conversion est un filtre de puissance (de courant en particulier) composé d'une inductance 'L' et un condensateur et parfois une capacité de filtrage 'Co' selon l'application, 'r_L' est la résistance parasite de l'inductance. Le bus DC peut être une charge DC (résistance), une batterie de stockage, ou une entrée pour un autre étage de conversion d'énergie (ex : un onduleur connecté au réseau).

L'interrupteur d'alimentation est actionné périodiquement et le rapport du temps d'activation de l'interrupteur (état fermée 'On' de l'interrupteur) divisé par la période de commutation T_s représente l'entrée de commande α du convertisseur. La tension du générateur photovoltaïque V_{pv} et la dynamique du courant de charge I_L peuvent être exprimées sous la forme d'un modèle à commutation instantanée, comme suit [19, 75, 76] :

$$\begin{cases} C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - uI_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = uV_{pv} - V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

u est le signal de commande qui ne peut prendre que les valeurs discrètes ; 0 : interrupteur ouvert et 1 : l'interrupteur fermé (figure II.10). Le modèle de l'équation II.10 peut être redéfini sous forme d'un modèle moyen adapté à la commande comme suit [19, 75, 76] :

$$\begin{cases} C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - \alpha I_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

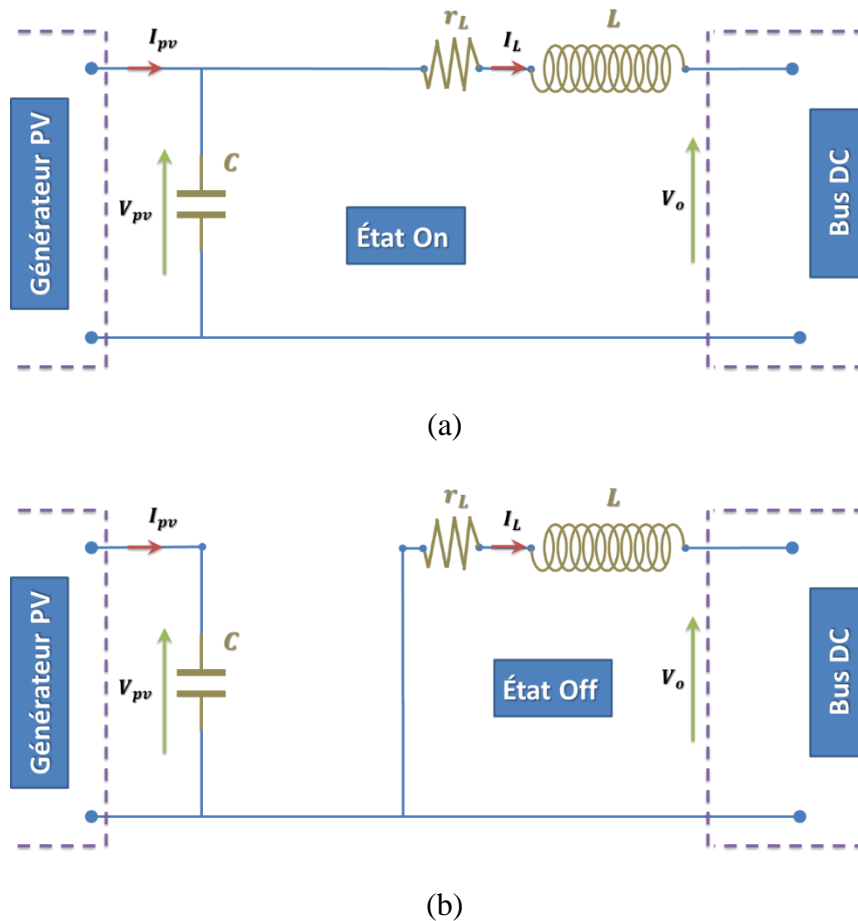


Figure II.10. Le circuit équivalent du convertisseur dans les deux états : (a) 'On' et (b) 'Off'

$\alpha \in [0 \ 1]$ est le rapport cyclique du signal de commande, c'est le rapport de la durée D dans laquelle l'interrupteur est fermé ($u=1$) par rapport à la période de commutation ($\alpha = D/T_s$).

2.4. Identification paramétrique du générateur PV

Le choix d'un modèle de simulation et une méthode robuste pour ajuster les différents paramètres du modèle PV est d'une importance cruciale pour aboutir à une estimation précise de la performance du générateur PV [64], mais aussi pour le contrôle de la qualité des modules solaires et des estimations de leurs performances [65]. Dans ce contexte, et dans le but d'établir un bon modèle PV pour la simulation et la commande par la suite, il est nécessaire de calculer les paramètres électriques du générateur PV, pour cela nous allons présenter deux méthodes d'identification paramétriques [77], à savoir : les Algorithmes génétiques (AG) et la méthode Essaims Particulaires (PSO).

Diverses techniques d'extraction des paramètres d'une cellule PV ont été développées dans la littérature, on peut les classer en fonction de la méthode et de la nature des données utilisées pour l'identification. Pour ce dernier, on peut distinguer trois types de données à utiliser [67].

- Les points remarquables expérimentaux.

- Les données fournies par le fabricant de la source PV (points habituellement remarquables dans les conditions normales de fonctionnement).
- Caractéristiques expérimentales.

Pour les méthodes, on distingue trois types différents [64, 67] :

2.4.1. Méthodes Analytiques

Ces méthodes utilisent généralement la caractéristique (I-V) et les données issues du constructeur relative aux conditions de test standards (STC : Standard Test Conditions), ils sont basées sur une résolution mathématique pure pour évaluer les paramètres inconnus [78, 79]. Mais il est confirmé que l'efficacité de ces techniques dépend de la précision des valeurs mesurées [80], si des mesures ne sont pas précises, le modèle analytique mise en œuvre ne peut pas converger vers une solution réalisable [64].

2.4.2. Méthodes Numériques

Les techniques numériques utilisent tout ou une partie des données mesurées pour calculer les paramètres à identifier [81-83]. Ces méthodes sont basées sur des algorithmes itératifs tels que les moindres carrés récursives, la méthode de Newton-Raphson ou l'algorithme de Levenberg-Marquardt, permettant ainsi d'estimer les valeurs des résistances et du facteur d'idéalité, mais ces techniques dépendent fortement des valeurs initiales des paramètres, ce qui pourrait conduire à une solution insignifiante et dépendent aussi de la validation de certaines conditions telles que la dérivabilité et la convexité.

2.4.3. Méthodes méta-heuristiques

Ces dernières années, certains chercheurs ont proposé l'utilisation des techniques d'intelligence artificielle (méthodes méta-heuristiques) pour l'identification des paramètres. En raison de leur efficacité à gérer les multi-modèles et les problèmes non linéaires, les méthodes de calcul évolutionniste et les méthodes d'optimisation stochastiques sont devenus un outil très important pour l'extraction des paramètres d'une cellule PV.

Dans la littérature, plusieurs méthodes méta-heuristiques ont été proposées : Les algorithmes génétiques (AG) [84], Le recuit simulé (SA) [85], Algorithme à évolution différentielle (DE) [86], Optimisation par essaim d'abeille artificielle (ABSO) [87], Optimiseur d'accouplement des oiseaux (BMO) [88], algorithmes basés sur la recherche d'harmonie (IGHS) [89], algorithmes basés sur 'Pattern Search' (PS) [90].

Pour notre cas d'application, le principe de l'identification est illustré dans la figure II.11 ; pour une tension donnée V_{pv} et en utilisant l'équation II.1 et les paramètres PV réels indiqué dans le tableau II.2, on calcule le courant I_{pv} correspondant. Le courant identifié I_d est calculé lui aussi pour la même tension V_{pv} en utilisant les paramètres identifiés par l'un des deux algorithmes PSO ou AG. La fonction coût f_ϵ est donnée alors par l'équation suivante

$$f_\epsilon = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_1^N (I_{pv} - I_d)^2} \quad (\text{II.12})$$

L'algorithme d'optimisation mettra à jour les paramètres afin de minimiser la fonction de coût.

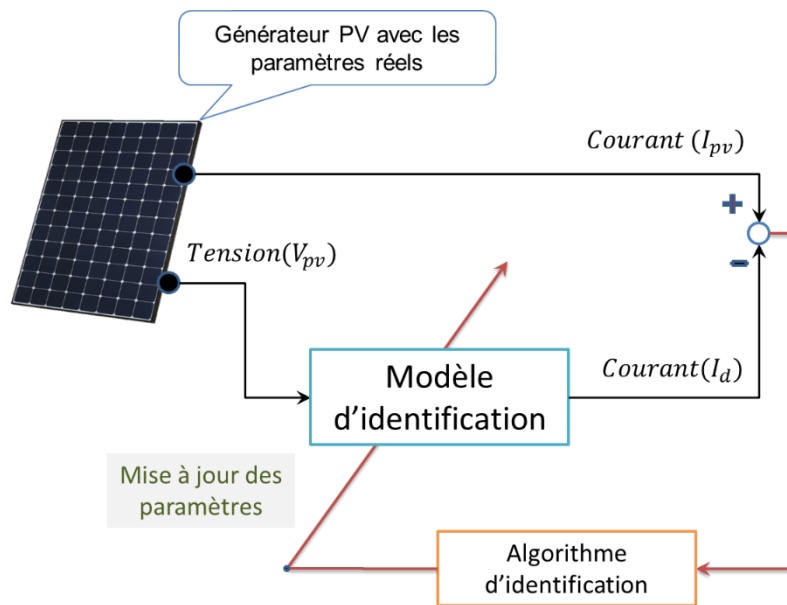


Figure II.11. Le principe d'identification.

2.4.4. Identification des paramètres par les algorithmes génétiques (AG)

L'idée de base de l'algorithme génétique est de définir une population d'individus où chaque individu est un ensemble de valeurs de paramètres et par la suite, faire une sélection des individus les mieux adaptés, sur la base de la minimisation d'une fonction coût f_c , comme base pour une nouvelle population. Le processus est répété jusqu'à ce que l'erreur tombe au-dessous d'un seuil choisi [67].

La figure II.12.a représente les étapes d'optimisation des paramètres du modèle à deux diodes en utilisant l'approche algorithmes génétiques (se référer à [84] pour plus de détail sur les opérations de Sélection, de Reproduction et de Mutation).

2.4.5. Identification des paramètres par la méthode Essaims Particulaires (PSO)

La méthode Essaims Particulaires (en anglais : Particle Swarm Optimization 'PSO') est une technique d'optimisation inspirée du comportement social des organismes biologiques, tels que les oiseaux affluent vers une source de nourriture avec l'aide d'une combinaison exprimant l'influence exercée sur la position de l'organisme par la position historique de lui-même et de ses voisins. Cet algorithme a été développé pour résoudre des équations non linéaires dans un espace de recherche à valeurs réelles [64, 91].

L'idée de base est de construire une population de particules et de les faire évoluer selon des critères particuliers afin d'atteindre le but final. Le mouvement d'une particule peut alors s'écrire ainsi.

$$\begin{aligned} X_j(t+1) &= X_j(t) + V_j(t+1) \\ V_j(t+1) &= w * V_j(t) + C_1 r_1 (p_i - X_j(t)) + C_2 r_2 (p_g - X_j(t)) \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Pour chaque particule X_j , on calcule sa vitesse V_j comme combinaison linéaire de trois éléments : sa propre vitesse, son écart par rapport à son voisinage p_i et par rapport à la meilleure particule p_g . Puis appliquer cette vitesse à la position courante de la particule par le biais des coefficients w , C_1 et C_2 pour obtenir la nouvelle position de la particule (voir la figure II.12.b). L'efficacité de la méthode tient en particulier au caractère aléatoire des deux derniers coefficients (r_1 et r_2). Se référer à [91] pour plus de détails.

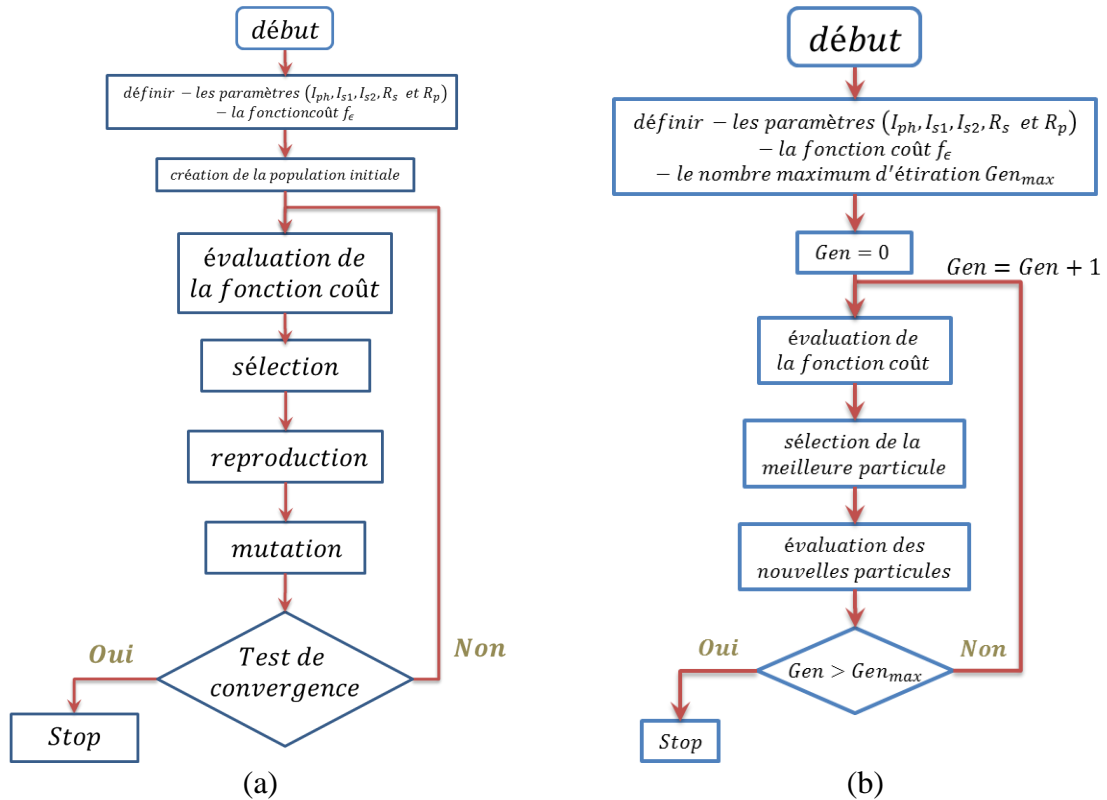


Figure II.12. Diagramme explicatif des étapes de l'algorithme : (a) AG et (b) PSO.

En se basant sur le modèle à deux diodes (5 paramètres), une température de 25° et une irradiation constante 1000W/m^2 , on reproduit le comportement de la cellule PV pour tracer la courbe (I-V) avec les paramètres réels de simulation, pour le système à identifier, les paramètres ont été initialisés comme indiqué dans le tableau II.2.

Pour la méthode basée sur les algorithmes génétiques, nous avons choisi une population de 100 individus, chaque individu comprend les cinq paramètres de la cellule PV choisis de manière aléatoire, la sélection est stochastique uniforme, le croisement est aussi aléatoire et la mutation est gaussienne. Les résultats obtenus après 100 générations sont illustrés dans la figure II.13.

Pour la méthode PSO, nous avons choisi une population de 100 individus, les individus sont choisis de manière aléatoire avec un paramètre social $c1=3$, un paramètre cognitif $c2=1$ et facteur de vitesse $w=0.5$. Les résultats obtenus après 100 générations sont illustrés dans la figure II.14.

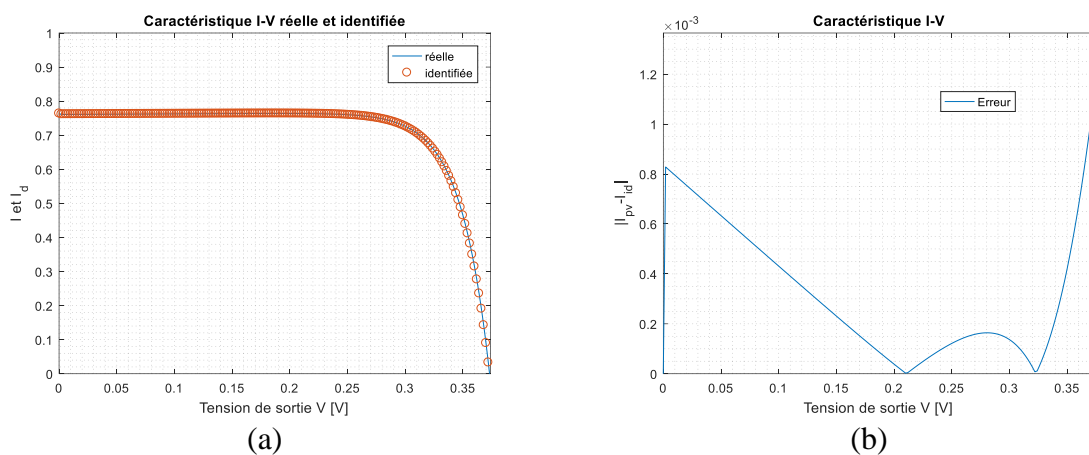


Figure II.13. Résultats de l'identification par les Algorithmes Génétiques : (a) caractéristique I-V, (b) erreur d'identification $|I_{pv} - I_{id}|$.

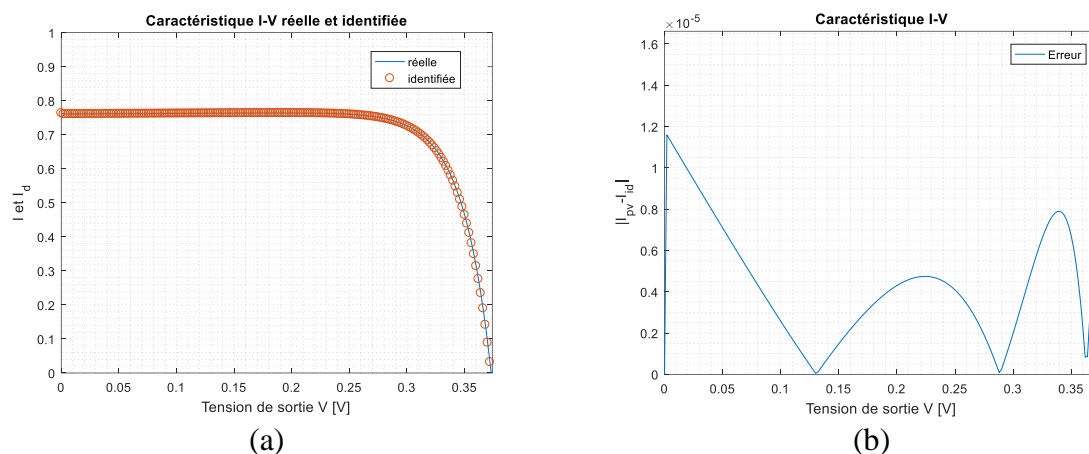


Figure II.14. Résultats de l'identification par la méthode PSO : (a) caractéristique I-V, (b) erreur d'identification $|I_{pv} - I_{id}|$.

Tableau II-2 : Plage de recherche des paramètres et résultats obtenus pour chaque algorithme

| paramètres | Algorithme | | Paramètres réels | Intervalle de recherche |
|-------------|---|---|-------------------------|-------------------------|
| | AG | PSO | | |
| I_{ph} | 0.7616 | 0.7608 | 0,76078 | [0,1] |
| I_{s1} | 2.2280×10^{-7} | 2.2603×10^{-7} | 2.2599×10^{-7} | $[10^{-9}, 10^{-5}]$ |
| I_{s2} | 9.1990×10^{-7} | 8.1205×10^{-7} | 7.5437×10^{-7} | $[10^{-9}, 10^{-5}]$ |
| R_s | 0.0376 | 0.0367 | 0,03674 | [0, 1] |
| R_p | 70.9728 | 55.7781 | 55,4921 | [1, 100] |
| RMSE | 4.1961×10^{-4} | 5.2870×10^{-6} | | |

Le tableau II.2 résume les paramètres utilisés pour les deux Algorithmes et les résultats obtenu, ainsi que l'erreur relative exprimée en RMSE donné par $RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_1^N (I_{pv} - I_d)^2}$.

On remarque que la courbe simulée I-V est très proche de la courbe réelle. En outre, l'erreur relative ne dépasse pas la plage suivante $[-1.4 * 10^{-4} \ 1.4 * 10^{-4}]$ pour la méthode AG et $[-1.2 * 10^{-3} \ 1.2 * 10^{-3}]$ pour la méthode PSO. Compte tenu de l'erreur quadratique moyenne (RMSE), les résultats confirment la précision des deux algorithmes utilisés.

Nous pouvons conclure à travers les résultats de la simulation que les deux algorithmes AG et PSO ont une forte capacité de recherche globale. Néanmoins le choix des deux paramètres $c1$ et $c2$ a joué un rôle crucial dans la convergence et la qualité des résultats pour l'algorithme PSO.

2.4.6. Résultats pratiques

Jusqu'à maintenant, nous avons testé l'efficacité des deux algorithmes en simulation, pour obtenir les paramètres du générateur PV réel, nous avons effectué un test pratique sur un générateur PV de 1000w installé au niveau du Centre de Développement des Energie Renouvelable (CDER) site de Bouzareah, Le générateur est composé de 10 panneaux du type STP 085B-12 (5 en série et 2 en parallèle), chaque panneau est composé de 36 cellules en série, donc $N_s=72$ et $N_p=5$.

Nous avons utilisé une charge électronique PVPM 2540c (figure II.15) pour générer 101 points de courbe I-V. La température du générateur photovoltaïque est mesurée à l'aide d'un thermocouple (Type-J) placé au milieu du générateur. Un DataLogger de type CR1000 est utilisé pour enregistrer les données de la température et l'irradiation solaire.

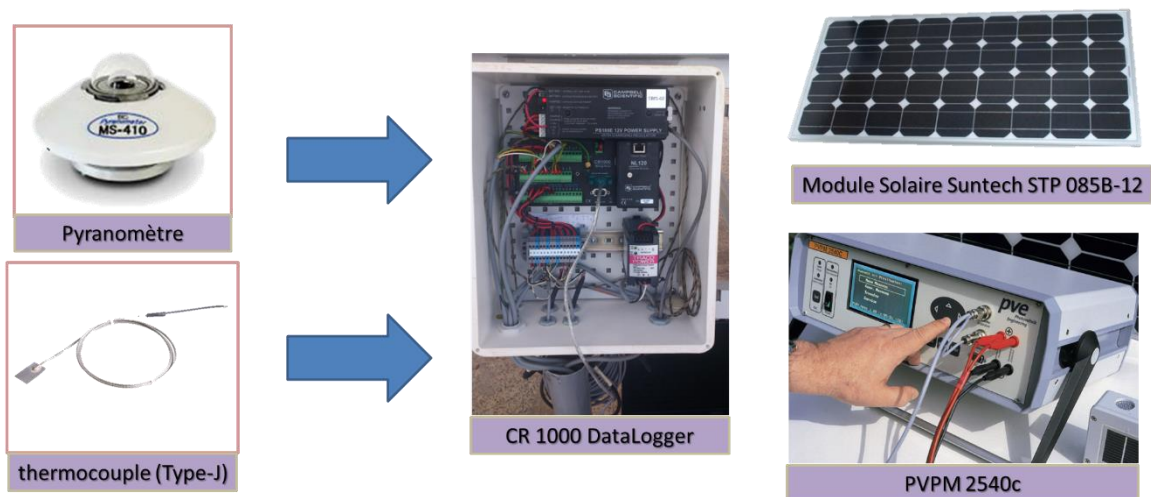


Figure II.15. Identification pratique du générateur PV.

Pour l'identification, nous avons considéré le modèle à deux diodes donné par l'équation II.6. Il convient de noter la difficulté d'obtenir les conditions standards de 25°C et un rayonnement solaire de $1000\text{W}/\text{m}^2$. À cette fin, les paramètres du modèle PV à deux diodes peuvent être

exprimés par les équations II.7 et II.8 pour des températures et des rayonnements solaires différents.

Tableau II-3 : les paramètres pour chaque algorithme

| PSO | AG |
|-------------------------------------|---|
| Taille de la population 1000 | Taille de la population 1000 |
| Nombre d'itération 100 | Nombre d'itération 100 |
| Paramètre social c1=3 | Sélection : stochastique uniforme. |
| Paramètre cognitif c2=1 | Croisement : aléatoire |
| Facteur de vitesse w=0.5 | Mutation : gaussienne |

Tableau II-4 : Ensemble de paramètres identifiés du générateur PV pour chaque algorithme (AG et PSO)

| paramètres | Algorithme | | Intervalle de recherche |
|--------------|--------------------------|-------------------------|-------------------------|
| | AG | PSO | |
| $I_{ph,tot}$ | 16.4763 | 16.5627 | [10, 30] |
| I_{s1} | 7.6588×10^{-9} | 7.6437×10^{-9} | $[10^{-8}, 10^{-10}]$ |
| I_{s2} | 5.2045×10^{-10} | 7.6437×10^{-9} | $[10^{-8}, 10^{-10}]$ |
| R_s | 0.0154 | 0.0160 | [0, 1] |
| R_p | 100000 | 100000 | [0, 100000] |
| RMSE | 0.3861 | 0.3733 | |

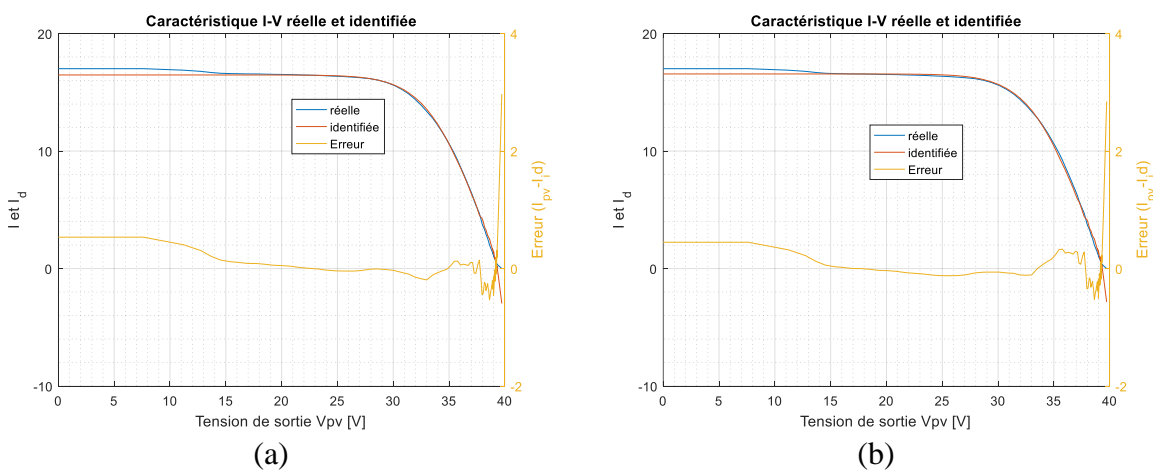


Figure II.16. Résultats d'identification pratique du générateur PV : (a) AG, (b) PSO.

La procédure d'identification est similaire à celle décrite dans la partie simulation, les données utilisées sont obtenues sous un rayonnement solaire de 732 W/m^2 et une température de $40 \text{ }^\circ\text{C}$, les paramètres d'identification sont énumérés dans le tableau II.3.

Pour les deux algorithmes, nous avons choisi une population de 1000 individus, les résultats obtenus après 100 générations sont illustrés dans la figure II.7 et le tableau II.4.

Nous remarquons que les courbes I-V identifiées et mesurées sont très proches en particulier dans la zone correspondante à la puissance maximale MPPT. Les paramètres PV obtenus seront utilisés dans les chapitres suivants.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le générateur photovoltaïque, le modèle mathématique basé sur le circuit électrique à une diode et à deux diodes a été détaillé, nous avons présenté une vue générale sur les algorithmes MPPT, et nous avons détaillé l'algorithme INC en particulier, ce dernier va être utilisé dans la suite de ce travail avec un convertisseur DC-DC abaisseur et dont le modèle mathématique a été aussi détaillé. Nous avons consacré la suite de ce chapitre à l'identification paramétrique du générateur PV, deux algorithmes d'optimisation ont été utilisés, à savoir, les algorithmes génétiques (AG) et l'algorithme Essaims Particulaires (PSO). Dans le prochain chapitre nous détaillons notre approche de commande basée sur le concept SDH du convertisseur DC-DC Buck pour extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque.

Chapitre III :

Commande par approche SDH du système PV

Chapitre III : Commande par approche SDH du système PV

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser particulièrement à la commande du système photovoltaïque (PV) composé d'un générateur photovoltaïque avec un convertisseur continu-continu DC-DC associé à un bus continu. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour la commande de tels systèmes dans le but de maximiser la puissance extraite du générateur PV. En se basant sur l'approche SDH, nous allons proposer une nouvelle stratégie de commande qui va tenir compte de la dynamique du convertisseur DC-DC, et qui permet aussi la commande de la tension et du courant, ceci afin de suivre une tension désirée générée à l'aide d'un algorithme MPPT tout en maintenant le courant de sortie à une valeur modérée et ainsi satisfaire les exigences des Micro-réseaux DC.

Un bref aperçu sur les méthodes de stabilisation des systèmes à commutation sera donné au début de ce chapitre, par la suite, on va présenter la commande développée pour chaque mode de fonctionnement de notre système, la stabilité de la boucle fermée du système complet (SDH) sera par la suite démontrée, la simulation sera effectuée à l'aide des paramètres PV réelles obtenus à l'aide de l'algorithme d'identification par Essaim de Particulaires (PSO) présenté en chapitre 2. Les résultats expérimentaux seront aussi présentés afin de montrer la faisabilité de la commande proposée.

3.2. Stabilisation des systèmes à commutation linéaire

Dans ce qui suit, nous allons présenter quelques méthodes pour la stabilisation des systèmes à commutation linéaire, pour les quelles tous les sous-systèmes sont des systèmes linéaires invariants dans le temps (LTI) décrit par $\dot{x}(t) = A_i x(t)$, avec $i \in Q \approx \{1, 2, \dots, N\}$, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ et $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$.

3.2.1. Stabilisation des systèmes à commutation quadratique

Un système à commutation est appelé quadratique-stabilisable quand il existe des signaux de commutation qui le stabilise, Pettersson et *al.*[61] proposent d'utiliser une stratégie « min-projection » pour ce faire.

Théorème III.1 [61]

S'il existe des constantes $\alpha_i \in [0,1]$, et $\sum_{i \in Q} \alpha_i = 1$ tel que A_α est stable, avec

$$A_\alpha = \sum_{i \in Q} \alpha_i A_i \quad (\text{III.1})$$

Alors, la stratégie: $\sigma(t) = \arg \min_{i \in Q} x(t)^T P A_i x(t)$ dite stratégie « min-projection stabilise quadratiquement le système à commutation (I.12) : $\dot{x}(t) = A_\sigma x(t)$ ».

C'est une condition suffisante pour la stabilisation des systèmes LTI à commutation comportant plus de deux modes. Cependant, on peut trouver des exemples de systèmes pour lesquels il n'existe pas de matrice A_α stable, mais le système est stabilisable de manière quadratique à l'aide de certains signaux de commutation [25].

Théorème III.2 [61]

Le système à commutation (I.12) est quadratiquement stabilisable si et seulement s'il existe une matrice réelle symétrique définie positive $P = P^T > 0$ telle que l'ensemble des matrices $\{A_i P + P A_i^T\}$ est strictement complet, c.à.d. $\forall x \in \mathbb{R}^n - \{0\}: \exists i \in Q$ tel que

$$x^T (A_i P + P A_i^T) x < 0 \quad (\text{III.2})$$

En plus, un signal de commutation qui peut stabiliser le système est choisi comme suit :

$$\sigma(t) = \min_i \{x^T (A_i P + P A_i^T) x\} \quad (\text{III.3})$$

La stabilité quadratique signifie qu'il existe une constante positive ϵ telle que la dérivée de la fonction de Lyapunov satisfait $\dot{V}(x) \leq \epsilon x^T x$. Les méthodes présentées garantissent la stabilité en utilisant une fonction de Lyapunov quadratique commune. Il existe d'autres méthodes qui proposent la conception d'une loi de commutation stabilisante basée sur de fonction de Lyapunov multiples ou les fonctions de Lyapunov quadratiques par morceaux [25].

3.2.2. Stabilisation par les fonctions de Lyapunov quadratiques par morceaux

D'après le théorème I.9, Le système à commutation (I.12) est stable de manière exponentielle s'il existe des matrices réelles P_i ($P_i = P_i^T$) et des scalaires $\alpha > 0$, $\beta > 0$, $\mu_i \geq 0$, $v_i \geq 0$, $\eta_{i,j} \geq 0$ tels que

$$\begin{cases} \alpha I + \mu_i Q_i \leq P_i \leq \beta I - v_i Q_i \\ A_i^T P_i + P_i A_i + v_i Q_i \leq -I \\ P_j + \eta_{i,j} Q_{i,j} \leq P_i \end{cases}$$

pour la stabilisation du système, les partitions d'état (les régions $\Omega_i = \{x | x^T Q_i x \geq 0\}$), qui le définissent doivent être conçues. La partition de l'espace d'états devrait faciliter la recherche de fonctions de type Lyapunov quadratiques appropriées, plusieurs approches ont été proposées dans la littérature pour la partition de l'espace d'état [25, 92].

3.2.3. Stabilisation des systèmes à commutation (condition nécessaire et suffisante)

Sun et *al.* ont établi une condition nécessaire pour la stabilisation des systèmes à commutation linéaire qui peut être facilement vérifiée.

Théorème III.2 [93]

S'il existe un signal de commutation pour la stabilisation asymptotique parmi un nombre fini de systèmes LTI $\dot{x}(t) = A_i x(t)$, où : $i = 1, 2, \dots, N$, alors il existe un sous système A_k de telle sorte qu'au moins une des valeurs propres de $A_k + A_k^T$ soit un nombre réel négatif.

Une condition nécessaire et suffisante pour la stabilisation asymptotique des systèmes LTI commutés de second ordre a été proposée dans [94] et généralisée par Lin et *al.* [95] aux dimensions supérieures avec incertitude paramétrique.

3.3. Commande par approche SDH du générateur PV

Dans le but de commander le convertisseur abaisseur DC-DC pour extraire le maximum de puissance d'un générateur photovoltaïque, nous proposons une approche basée sur la notion « système dynamique hybride (SDH) », l'avantage est à la fois la commande de la tension et du courant du générateur pour permettre au système de suivre une tension désirée en utilisant l'algorithme INC pour le suivi de point de puissance maximale (MPPT) tout en maintenant le courant de sortie à un niveau modéré. Il s'agit alors d'une commande qui doit assurer la stabilité du système pour chaque mode de fonctionnement et d'assurer aussi la stabilité du système quel que soit la commutation entre ses modes. L'importance d'introduire de telles approches est cruciale à l'heure actuelle, où de nouvelles solutions technologiques doivent être adoptées pour faire face au scénario de l'introduction de la génération décentralisée d'énergie, chaque générateur change de modes de fonctionnement selon un scénario et une stratégie donnée.

Les générateurs décentralisés (DG) avec des systèmes de stockage et des charges regroupées construisent ensemble ce qu'on appelle une architecture Micro-réseaux, cette architecture a récemment été développée afin de traiter le problème de la pénétration croissante des systèmes d'énergie renouvelable dans le réseau électrique [2]. Cette architecture permet aussi à l'utilisateur final de produire et de stocker de l'énergie afin que le Micro-réseau puisse importer ou exporter de l'énergie vers le réseau [3]. Les Micro-réseaux à courant continu, en particulier, suscitent une intention de plus en plus importante des chercheurs [4-6].

Du fait qu'il n'y a pas de réglage du réactif, le Micro-réseau à architecture DC (un bus DC qui véhicule la puissance électrique) présente plusieurs avantages :

- Moins de perte de puissance.
- Moins de chute de tension.
- Plus de capacité.
- Le planning, l'implémentation et la mise en service est plus simple et moins coûteux.

Dans [96], l'auteur présente une comparaison entre les lignes de distribution AC (mono et triphasé) et DC (mono et bipolaire), en termes de résistance, section des câbles et matériau conducteur, et il a conclu que l'architecture DC bipolaire étant la meilleure option.

Dans [97, 98], les auteurs ont conclu que dans les mêmes conditions, les lignes de distribution DC véhiculent plus de puissance. Ainsi, l'alternative DC permet une plus grande extension du réseau pour la même charge, et fournit une distribution d'énergie fiable et de haute qualité [99].

Malgré ces avantages, l'utilisation de la distribution DC reste limitée à des applications spécifiques tels que : relais de télécommunication, véhicules, navires et systèmes de traction, un effort important est développé pour inclure la distribution DC dans les bâtiments.

Dans cette étude, nous allons nous concentrer sur la commande d'un générateur photovoltaïque associé à un convertisseur DC-DC qui peut fonctionner en mode isolé (seul avec des charges et un moyen de stockage) ou peut faire partie d'un générateur distribué dans le cadre d'un Micro-réseau DC. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour la commande des générateurs PV en mode isolé ou connecté au réseau.

Dans [100], les auteurs ont développé un modèle hybride pour la commande d'un convertisseur DC-DC en utilisant un système mixte logique-dynamique (MLD). Abouobaida et *al.* a traité le problème de la commande MPPT robuste pour les cellules PV et a utilisé une approche de commande Backstepping [101]. Dans [102], une nouvelle approche pour la stabilisation des générateur PV basée sur un contrôleur flou MPPT et l'approche LMI a été proposée. De plus, une stratégie de commande numérique a été proposée dans [103] pour un convertisseur DC-DC abaisseur fonctionnant comme chargeur de batterie.

La principale contribution de cette étude est de proposer une nouvelle stratégie de commande basée sur l'approche SDH [104], qui tient en considération de la dynamique non linéaire du convertisseur, cette dernière composante a déjà été négligée dans plusieurs études [7]. En outre, la nouveauté et les contributions de cette étude peuvent être citées comme suit [105]:

- Un nouveau modèle hybride du système PV basé sur un convertisseur DC-DC abaisseur est proposé. Le modèle est basé sur l'approche systèmes dynamiques hybrides (automate hybride en particulier), ceci facilite l'analyse et l'étude du système sous divers modes de fonctionnement.
- Deux contrôleurs robustes sont proposés pour chaque mode de fonctionnement, le premier traite le suivi de la tension PV désirée et le second est utilisé pour le suivi d'une consigne de courant.
- L'analyse de Lyapunov démontre la stabilité du système pour chaque mode de fonctionnement, ainsi que la stabilité globale du système hybride proposé.

3.3.1. Modèle hybride du système PV

On s'intéresse dans cette étude au système PV composé d'un générateur PV relié à un convertisseur DC-DC associé à bus DC (batterie de stockage, entrée d'un onduleur connecté au réseau ...etc.). Le convertisseur abaisseur DC-DC est utilisé pour interfacer le générateur photovoltaïque avec le bus DC. La tension de sortie du générateur photovoltaïque V_{pv} est la grandeur d'entrée variable du convertisseur. Le bus DC maintient la tension de sortie du convertisseur à une valeur presque constante.

Le convertisseur DC-DC abaisseur ou hacheur Buck, peut être utilisée pour connecter des modules haute tension à une charge basse tension, un circuit électronique intermédiaire ou une batterie. le Buck est caractérisé par une topologie simple [74], mais très efficace pour les application PV [73].

En se référant au modèle du générateur PV à deux diodes et au modèle de l'hacheur Buck définie sous forme d'un modèle moyen décrit en chapitre II, le modèle du système PV se décrit par les équations suivantes

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{s1} \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{kT}} - 1 \right) - I_{s2} \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{2kT}} - 1 \right) - \frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{R_{sh}}$$

$$\begin{cases} C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - \alpha I_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

V_{pv} et I_{pv} sont la tension et le courant du générateur photovoltaïque, V_o et I_L sont la tension du bus DC et le courant de charge (l'inductance) du convertisseur et α est l'entrée de commande.

Dans notre cas d'étude, on peut distinguer trois modes de fonctionnement différents, ceci en se basant sur l'objectif de la commande.

3.3.1.1. Mode 1 : régulation de la tension ($0 < \alpha \leq 1$)

Dans ce mode, le contrôleur doit assurer le suivi de la tension désirée V_d afin de maximiser la puissance du générateur PV, la tension désirée est générée à l'aide d'un algorithme de suivi de point de puissance maximale (MPPT) [70]. La dynamique du système est donnée par l'équation III.5.

$$\begin{cases} C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - u I_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

3.3.1.2. Mode 2 : ($\alpha = 0$)

Ce mode peut se produire en cas de défaillance du système ($\alpha = 0$) ou après une déconnexion soudaine du générateur PV qui peut être aussi une déconnexion forcée. Dans ce cas, le modèle de système peut être exprimé comme suit :

$$\begin{cases} C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} \\ L \frac{dI_L}{dt} = -V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

3.3.1.3. Mode 3 : régulation du courant ($0 < \alpha \leq 1$)

Si le courant de charge (dans le cas d'une batterie) est supérieur au courant de charge maximale, le contrôleur passe du mode MPPT ou suivi de tension constante (mode 1) à la commande de courant constant (CC) mode 3. Ce mode peut également être activé pendant certains processus de charge de la batterie ou en mode de limitation de la puissance dans le cas d'un Micro-réseau DC.

3.3.2. Conception du contrôleur

Dans cette section, nous allons présenter d'abord le développement de la commande pour chaque mode indépendamment. Ensuite, nous allons définir un l'automate (superviseur) adéquat au système.

3.3.2.1. Mode 1

La commande pour ce mode est conçue pour assurer la poursuite d'une tension PV de référence V_d qui peut être fixe ou qui peut être variable afin d'extraire le maximum de puissance à partir du générateur PV en utilisant un algorithme MPPT approprié.

Soit e_1 et e_2 les erreurs de poursuite

$$\begin{cases} e_1 = V_d - V_{pv} \\ e_2 = I_L - I_d \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Les dérivés de ces erreurs en fonction du temps sont données par

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = C\dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L \\ L\dot{e}_2 = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Où I_d est le courant désiré de l'inductance, il est donné par

$$I_d = \frac{1}{\alpha}(I_{pv} - C\dot{V}_d) \text{ avec } \alpha \neq 0 \quad (\text{III.9})$$

Par conséquent, l'équation III.8 devient

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = \alpha e_2 \\ L\dot{e}_2 = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

L'entrée de commande est développée en deux étapes. Dans la première étape, nous définissons V_1 comme une fonction Lyapunov de e_1 définie positive et sa dérivée temporelle \dot{V}_1 peut être exprimée comme suit

$$\begin{aligned} V_1(e_1) &= \frac{1}{2} C e_1^2 \\ \dot{V}_1(e_1) &= C e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1(e_1) &= \alpha e_1 e_2 \text{ avec } \alpha \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

La stabilisation de e_1 peut être obtenue en introduisant une entrée de commande virtuelle $e_2 = \phi_1$, avec

$$\phi_1 = -k_1 e_1 \text{ Avec } k_1 \in \mathbb{R}^{*+} \quad (\text{III.12})$$

Alors, \dot{V}_1 devient une fonction définie négative de e_1

$$\dot{V}_1 = -k_1 \alpha e_1^2 \quad (\text{III.13})$$

Dans la deuxième étape, nous définissons une fonction définie positive de Lyapunov augmentée V_2 telle que :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2}L(e_2 - \phi_1) \quad (\text{III.14})$$

La dérivée de V_2 en fonction du temps est alors donnée par

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \alpha e_1(e_2 + \phi_1 - \phi_1) + (e_2 - \phi_1)(L\dot{e}_2 - L\dot{\phi}_1) \\ &= \alpha e_1\phi_1 + (e_2 - \phi_1)(\alpha e_1 + L\dot{e}_2 - L\dot{\phi}_1) \\ &= -k_1 e_1^2 + (e_2 - \phi_1)(\alpha e_1 + \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d - L\dot{\phi}_1) \\ &= -k_1 e_1^2 + (e_2 - \phi_1)(\alpha V_d - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d - L\dot{\phi}_1) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

L'entrée de commande α est alors extraite en vérifiant que $\dot{V}_2(e_1, e_2) < 0$. Nous pouvons simplement choisir

$$\alpha = \frac{1}{V_d} \left(V_o + r_L I_L + L\dot{I}_d + L\dot{\phi}_1 - k_2(e_2 - \phi_1) \right) \quad (\text{III.16})$$

Avec $k_2 \in \mathbb{R}^{*+}$

3.3.2.2. Mode 2

Selon l'équation III.6, aucune entrée de commande n'est définie pour ce mode. Cependant, la valeur du signal de la tension V_{pv} augmente strictement par rapport au temps ($\dot{V}_{pv} > 0$) avec $\dot{V}_{pv} = I_{pv}/C$.

De plus, V_{pv} ne peut pas dépasser la tension de circuit ouvert V_{oc} qui est la tension maximale du générateur PV ($V_{pv} < V_{oc}$). Donc,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (V_{pv} - V_{oc}) = 0 \quad (\text{III.17})$$

3.3.2.3. Mode 3

Pour ce mode, l'objectif de la commande est de suivre un courant de référence de la sortie (I_d). La tension désirée V_d est choisie alors comme suit

$$V_d = \frac{1}{\alpha} (V_o + r_L I_L) \quad \text{avec } \alpha \neq 0 \quad (\text{III.18})$$

En se basant sur les équations III.5, III.7 et III.18, on obtient

$$\begin{cases} L\dot{e}_2 = -\alpha e_1 \\ C\dot{e}_1 = C\dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L \end{cases} \quad (i_d = 0) \quad (\text{III.19})$$

La conception de l'entrée de commande α est similaire à celle décrite dans le mode 1. Nous définissons une fonction de Lyapunov V_3 de e_2 définie positive et sa dérivée temporelle \dot{V}_3 telles que

$$\begin{aligned}
V_3(e_2) &= \frac{1}{2} L e_2^2 \\
\dot{V}_3(e_2) &= L e_2 \dot{e}_2 \\
\dot{V}_3(e_2) &= -\alpha e_1 e_2 \quad \text{avec } \alpha \neq 0
\end{aligned} \tag{III.20}$$

La commande virtuelle $e_1 = \phi_2 = k_3 e_2$ ($k_3 \in \mathbb{R}^{*+}$) est choisie pour obtenir $\dot{V}_3(e_2) = -k_3 \alpha e_2^2$. La fonction de Lyapunov augmentée est définie comme suit

$$V_4(e_1, e_2) = V_3 + \frac{1}{2} C (e_1 - \phi_2) \tag{III.21}$$

Par la suite, on calcule sa dérivée temporelle comme suit

$$\begin{aligned}
\dot{V}_4(e_1, e_2) &= -\alpha e_2 (e_1 + \phi_2 - \phi_2) + (e_1 - \phi_2) (C \dot{e}_1 - C \dot{\phi}_2) \\
&= -\alpha e_2 \phi_2 + (e_1 - \phi_2) (-\alpha e_2 + C \dot{e}_1 - C \dot{\phi}_1) \\
&= -k_3 e_2^2 + (e_1 - \phi_2) (-\alpha e_2 + C \dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L - C \dot{\phi}_2) \\
&= -k_3 e_2^2 + (e_1 - \phi_2) (\alpha I_d + C \dot{V}_d - I_{pv} - C \dot{\phi}_2)
\end{aligned} \tag{III.22}$$

L'entrée de commande α est alors extraite en vérifiant $\dot{V}_4(e_1, e_2) < 0$

$$\alpha = \frac{1}{I_d} \left(-C \dot{V}_d + I_{pv} + C \dot{\phi}_2 - k_4 (e_1 - \phi_2) \right) ; k_4 \in \mathbb{R}^{*+} \tag{III.23}$$

3.3.3. L'automate hybride du système

Dans le but de faciliter l'analyse et l'étude de la stabilité du système, on définit l'automate hybride H de notre système par la collection

$$H = \{Q, X, Init, f, E\} \tag{III.24}$$

- $Q = \{q_1, q_2, q_3\}$: l'ensemble des états discrets qu'on note « modes », il s'agit des 3 modes définis dans le paragraphe III.3.2.
- $X = \mathbb{R}^2$: la variété des états continus e_1 et e_2 définis dans le paragraphe III.3.2.
- $Init = \{1, (0,0)\} \subset Q \times X$: est l'état initiale du système.
- $f(e_1, e_2) : Q \times X \rightarrow \mathbb{R}^2$: le champ de vecteurs associé à chaque état discret défini par l'équation III.25.
- $E = \{(1,2), (3,2), (1,3), (3,1)\} \subset Q \times Q$: est l'ensemble des transitions possibles dans l'automate.

La transition entre les modes est comme suit :

- T_{13} : est franchie soit par une action externe (forcée) afin d'activer le mode limitation de puissance par action sur le courant de sortie I_L . Elle peut être aussi automatique :

- Dans le cas d'une limitation du courant de sortie (application du Micro-réseaux) : $V_o I_L \geq P_{max}$. Avec P_{max} est la puissance maximum permise pour le générateur PV distribué.
- Dans le cas d'une limitation du courant (mode standalone avec batterie de stockage) : $I_L \geq I_{max}$. Avec I_{max} est le courant maximum toléré par la batterie.
- T_{31} : est franchie soit par action externe (forcée) afin d'activer le mode limitation de puissance par action sur la tension V_{pv} , ou pour extraire le maximum de puissance (mode MPPT. Elle peut être aussi automatique :
 - Dans le cas d'une limitation de puissance (application du Micro-réseaux) : $V_o I_L < P_{max}$.
 - Dans le cas d'une limitation de courant (mode standalone avec batterie de stockage) : $I_L < I_{max}$.
- T_{13} et T_{32} sont franchies dans le cas d'un défaut ou d'une déconnexion forcée du générateur PV. Le retour mode 1 et 3 ne peut se faire que d'une manière forcée après élimination du défaut.

La représentation graphique de l'automate hybride est illustrée dans la figure III.2.

Il faut noter qu'en mode 2, le courant du générateur I_{pv} peut-être approximé par une fonction linéaire de la tension du générateur V_{pv} , c'est-à-dire qu'il existe un nombre réel positif $a \in \mathbb{R}^+$ tel que: $I_{pv} = -a(V_{oc} - V_{pv})$ où V_{oc} est la tension du circuit ouvert PV tension (voir figure III.1) représentant la tension désirée pour ce mode. Alors, $I_{pv} = -ae_1$.

Soit $X = [e_1 \ e_2]^T \in \mathbb{R}^2$. L'espace d'état discret est $Q = \{q_1, q_2, q_3\}$, qui représente les trois modes différents décrits ci-dessus. La dynamique des états continus est exprimée par

$$\begin{aligned}
 f_1(e_1, e_2) = f_3(e_1, e_2) &= \begin{cases} \frac{1}{C}(-ae_1 + I_{pv} + \alpha I_d) \\ \frac{1}{L}(-ae_1 - r_L e_2 + \alpha V_d - V_o + r_L I_d) \end{cases} \\
 f_2(e_1, e_2) &= \begin{cases} \frac{I}{C} I_{pv} \\ \frac{1}{L}(-r_L e_2 - V_o + r_L I_d) \end{cases}
 \end{aligned} \tag{III.25}$$

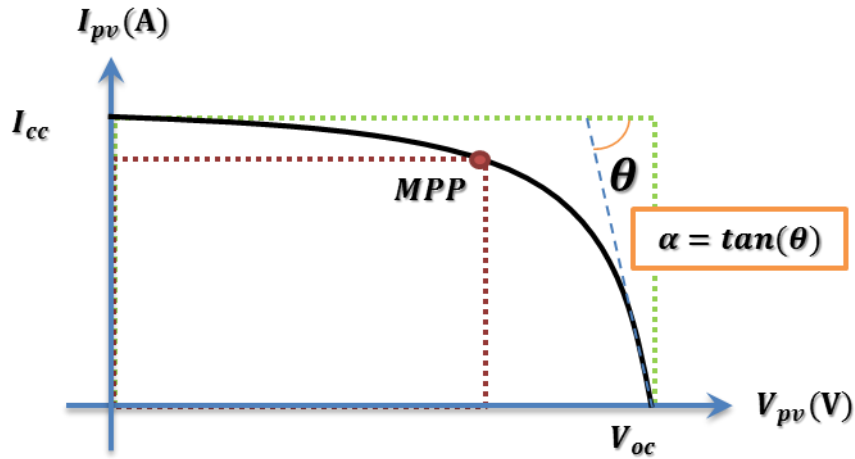


Figure III.1 Courbe I-V du générateur PV

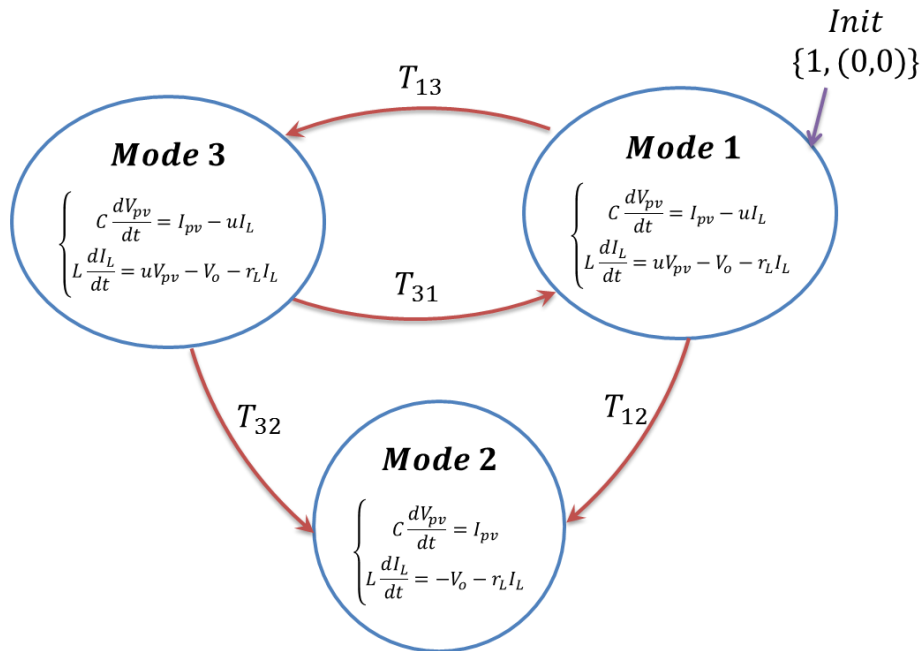


Figure III.2 l'automate hybride du système

En remplaçant III.16 dans l'équation III.19 et l'équation III.23 dans III.10, on obtient

$$\begin{aligned} f_1(e_1, e_2) &= \begin{cases} \frac{1}{C}(\alpha e_2) \\ \frac{1}{L}(-(\alpha + k_1 k_2)e_1 - (\frac{\alpha L}{C}k_1 + k_2)e_2) \end{cases} \\ f_2(e_1, e_2) &= \begin{cases} \frac{1}{C}(-\alpha e_1) \\ \frac{1}{L}(-r_L e_2) \end{cases} \\ f_3(e_1, e_2) &= \begin{cases} \frac{1}{C}(-(\frac{\alpha C}{L}k_3 + k_4)e_1 + (\alpha + k_3 k_4)e_2) \\ \frac{1}{L}(-\alpha e_1) \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.26})$$

avec $I_d = V_o/r_L$ pour le mode 2.

3.3.4. Analyse de la stabilité

En se basant sur l'automate H du système défini par l'équation III.24 et son illustration graphique, il paraît clair que le système étudié correspond à un système à commutation linéaire arbitraire. L'entrée de commande ne peut pas agir de manière explicite sur le mode du système, le choix du mode est défini sur l'objectif de l'opérateur ou peut être extérieurs au système (défaut par exemple). Donc, pour garantir la stabilité du système, on doit chercher une fonction de Lyapunov quadratique P pour le cas d'un système à commutation linéaire $\dot{x} = A_q x$ ($A_q \in \mathbb{R}^{n \times n}$). Telles que $A_q^T P + P A_q < 0, \forall q \in Q$.

L'approche est détaillée dans le chapitre 1

Théorème III.3 [105]

Le système de générateur PV représenté par son modèle dynamique hybride avec les contrôleurs calculés au paragraphe III.3.2 est asymptotiquement stable.

Preuve

Selon III.25, le système hybride peut être réécrit sous la forme $\dot{x}_q = A_q x, q \in \{1, 2, 3\}$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & a_{11} \\ -a_{12} & -a_{13} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -a_{21} & 0 \\ 0 & -a_{22} \end{bmatrix}, \quad A_3 = \begin{bmatrix} -a_{31} & a_{32} \\ -a_{33} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Où a_{ij} sont des nombres positifs réels, $i, j \in \{1, 2, 3\}, a \neq 0$.

Considérons un ensemble de fonctions de Lyapunov communes quadratiques P

$$\{P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ -p_2 & p_3 \end{bmatrix} \text{ avec } p_1, p_2, p_3 \in \mathbb{R}^{*+} \quad (\text{III.28})$$

Par la suite, $A_q^T P + P A_q$ sont calculés pour chaque mode comme suit

$$\begin{aligned} \text{pour } q = 1: & \begin{bmatrix} 0 & a_{11}p_1 - a_{21}p_3 - a_{31}p_2 \\ -(a_{11}p_1 - a_{21}p_3 - a_{31}p_2) & -2a_{31}p_3 \end{bmatrix} \\ \text{pour } q = 2: & \begin{bmatrix} -2a_{21}p_1 & -(a_{21}p_2 + a_{22}p_2) \\ a_{21}p_2 + a_{22}p_2 & -2a_{22}p_3 \end{bmatrix} \\ \text{pour } q = 3: & \begin{bmatrix} -2a_{31}p_1 & a_{32}p_1 - a_{31}p_2 - a_{33}p_3 \\ -(a_{31}p_2 - a_{32}p_1 - a_{33}p_3) & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.29})$$

Il est facile de noter que les valeurs propres de chacune des matrices ci-dessus sont à partie réelle négative ce qui démontre la stabilité du système à commutation arbitraire.

Ce résultat signifie que pour tout scénario de commutation entre les différents modes du système, le système reste stable. Ce phénomène de commutation peut être clairement observé dans les différents modes de charge de la batterie ou lors de la commutation entre les modes de fonctionnement d'un générateur PV dans le contexte des Micro-réseaux DC.

Ce résultat signifie également que lorsque le courant et la tension du générateur PV changent, en raison des conditions météorologiques, la commutation entre les modes qui résulte du changement du mode de contrôle (tension ou courant selon la puissance disponible et l'exigence de l'opérateur). Dans ce cas également où la commutation devenait arbitraire, le système reste stable.

3.4. Résultats de simulation

Pour tester l'efficacité de la commande proposée, nous avons utilisé des paramètres réels du générateur photovoltaïque. Les paramètres ont été obtenus à l'aide de l'algorithme d'identification d'optimisation d'essaims de particules (PSO), une charge électronique (PVPM 2540c) est utilisée pour mesurer 101 points (I_{pv} , V_{pv}), et un thermocouple (type J) pour la température du générateur photovoltaïque, composé de dix modules STP 085B-12, deux parallèles et cinq en série sous rayonnement solaire de 732 W/m^2 et à une température de 40°C . En utilisant les points mesurés (I_{pv} , V_{pv}), l'algorithme PSO trouvera les paramètres du système PV correspondants (I_{ph} , I_{s1} , I_{s2} , R_s et R_{sh}). Les paramètres PV obtenus sont répertoriés dans le tableau III.1.

Tableau III-1 : Les paramètres PV utilisés pour la simulation

| Paramètres identifiés | |
|-----------------------|-----------------------------|
| $I_{ph,tot}$ | 16.5627 (A) |
| I_{s1} | 7.6437×10^{-9} (A) |
| I_{s2} | 7.6437×10^{-9} (A) |
| R_s | 160 (mΩ) |
| R_p | 100000 (Ω) |

La tension optimale du générateur photovoltaïque V_{mpp} qui garantit la puissance maximale (P_{mpp}) est estimée à l'aide de l'approche « conductance incrémentale » (INC) [72], caractérisée par sa simplicité, sa vitesse de convergence et sa grande précision par rapport aux autres approches. Et qui permet l'extraction de puissance maximale des sources PV ainsi que la gestion du transfert de puissance vers une charge continue [71]. La formulation mathématique de la puissance maximale est détaillée dans le chapitre 2. Trois simulations ont été effectuées.

Dans la première simulation, le système reste en mode 1 dans le but de suivre une référence de tension PV constante. Les résultats de la simulation sont présentés dans les figures III.3-a et III.3-b. Comme on peut le constater, la commande proposée permet au système de suivre la référence désirée dans un délai très court par rapport à la commande linéaire basée sur un régulateur PID. Le système en boucle fermée basé sur le régulateur PID présente un comportement oscillatoire élevé et un temps de réponse plus lent. En outre, la commande non linéaire proposée pour ce mode offre de meilleures performances en boucle fermée par rapport au régulateur PID, ceci en raison de la nature non linéaire du convertisseur abaisseur DC-DC.

Dans la deuxième simulation, le système reste dans le mode 3, afin de contrôler le courant de sortie (I_L). Les résultats de la simulation sont illustrés dans les figures III.3-c et III.3-d. Comme le montre la figure III.3-d, le système suit rapidement la valeur désirée.

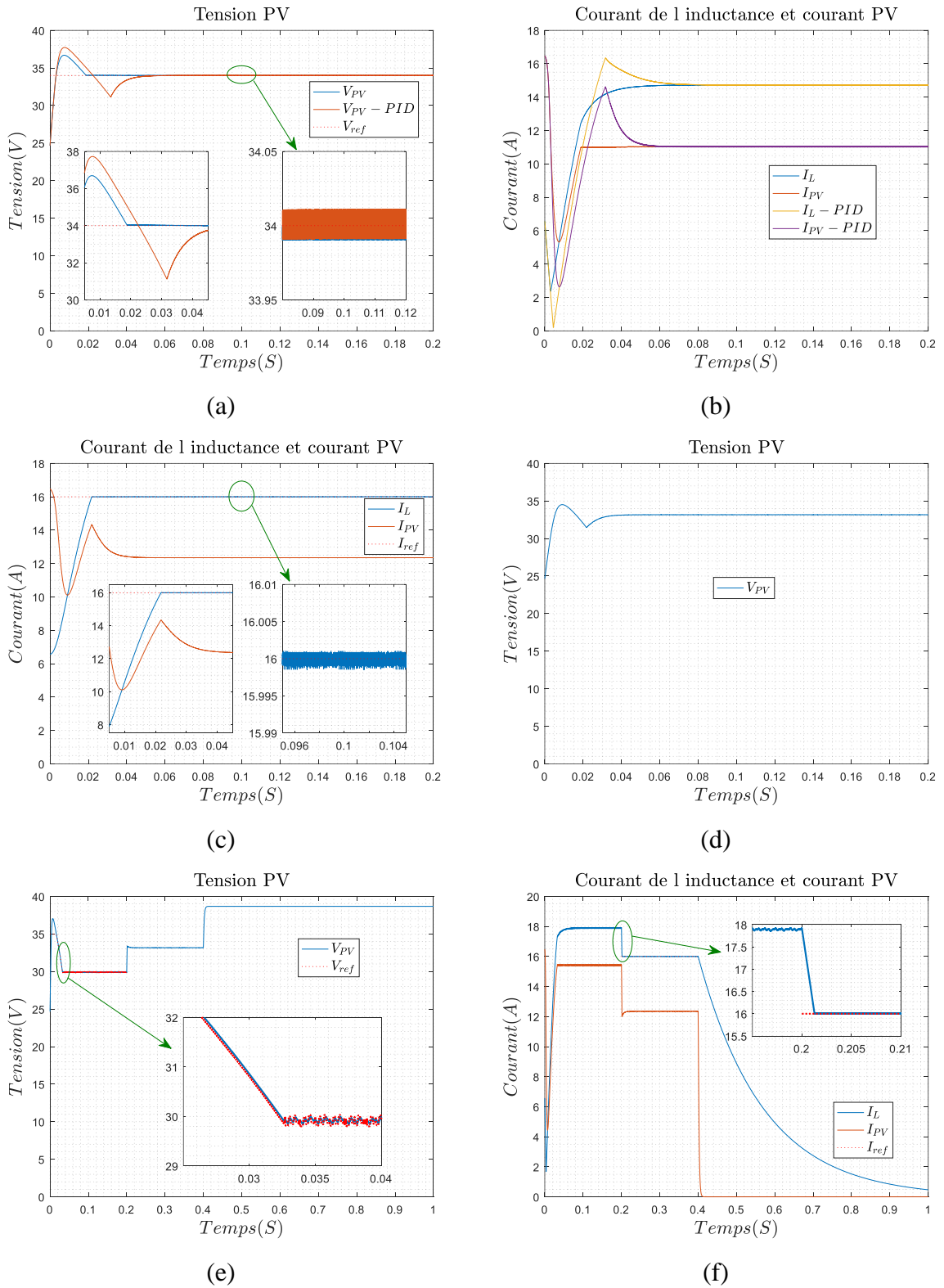


Figure III.3 : Résultats de simulation : (a)-(b) premier test, (c)-(d) deuxième test, (e)-(f) troisième test.

Afin de montrer l'efficacité de l'approche de commande proposée à la stabilisation du système lors d'une commutation arbitraire entre les trois modes, nous avons proposé dans la dernière simulation le scénario suivant :

- Le système devrait suivre une tension PV de référence V_{mpp} obtenu à l'aide de l'algorithme MPPT, le système demeurât dans le mode 1 pendant 0.2 secondes.
- Ensuite, une limitation de courant est introduite, ce qui mène le système forcément au mode 3, ceci pendant 0.2 secondes aussi.
- Enfin, un défaut apparait et le système reste sans entrée de commande (mode 2).

Les résultats sont illustrés aux figures III.3-e et III.3-f, où nous pouvons remarquer que la commande proposée permet de suivre les consignes de commande désirées et permet de garantir la stabilité du système pour le scénario proposé de commutation entre les modes.

3.5. Résultats expérimentaux

Le banc d'essai utilisé pour les tests expérimentaux est illustré dans la figure III.4. Le banc consiste en un panneau photovoltaïque de 80W type VS80M-32, une batterie de 12V qui représente le bus DC et un convertisseur abaisseur DC-DC. L'approche proposée est mise en œuvre en temps réel à l'aide d'une carte de commande dSPACE1103.

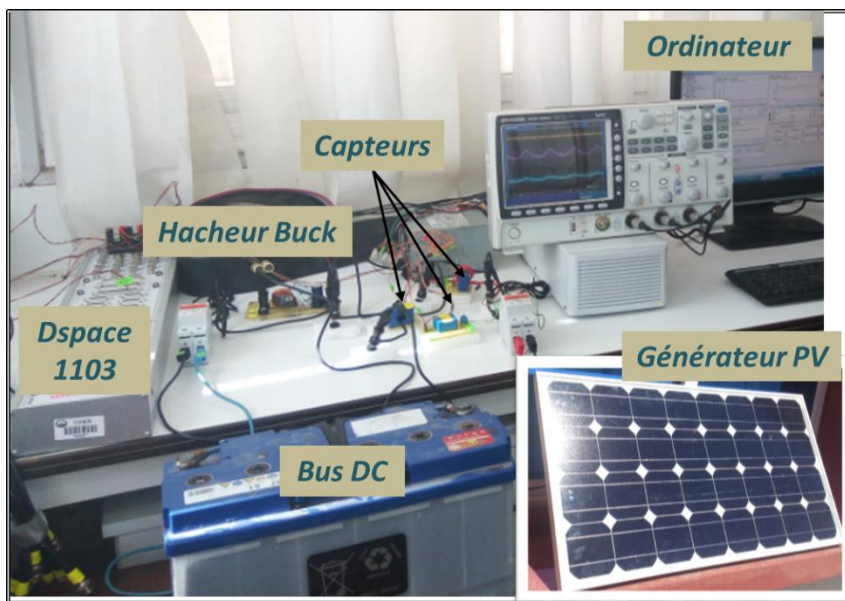


Figure III.4 : banc d'essai utilisé pour les tests expérimentaux

Pour le convertisseur DC-DC abaisseur, nous avons utilisé :

- un Mosfet canal P de type IRF4905 qui peut atteindre des fréquences de commutation très élevées. L'inductance est de 14 mH et la capacité est de 2200 μ F.

- Un driver HCPL3120 qui permet d'isoler la carte de commande dSPACE et la carte de puissance (optocoupleur) et permet aussi la mise en forme du signal d'attaque du Mosfet (amplification).
- Des capteurs LEM de courant et de tension : LA55P et LV25P respectivement.
- La carte de commande dSPACE1103 est équipée du logiciel « ControlDesk », le logiciel est utilisé particulièrement pour l'affichage et l'enregistrement des résultats ainsi que pour l'ajustement des paramètres de la commande.

Trois tests pratiques ont été effectués. Dans le premier test, le but étant de suivre une tension PV désirée avec différents niveaux, les résultats sont illustrés dans les figures III.5-a, et III.5-b.

Dans le second test, l'objectif est de suivre un courant de sortie désiré comme indiqué dans les figures III.5-c, et III.5-d.

Le scénario du dernier test et dont les résultats sont illustrés dans les figures III.5-e et III.5-f est le suivant :

- $t \in [0 - t_1[$: le système est en mode 1 qui assure le suivi d'une tension de référence constante pour le générateur photovoltaïque.
- $t \in [t_1 - t_2[$: le système reste en mode 1 mais doit suivre une tension PV de référence optimale (V_{mpp}) obtenue en utilisant l'approche de la conductance incrémentielle (INC).
- $t \in [t_2 - t_3[$: le système passe en mode 3 afin de suivre un courant de sortie de référence constant.
- $t \in [t_3 - t_4[$: le système passe en mode 2 dans lequel on a simulé l'apparition d'un défaut de circuit ouvert.
- $t \in [t_4 - t_5[$: le système repasse en mode 1 (forcé) avec suivi d'une tension de référence (V_{mpp}) en mode MPPT.
- $t \geq t_5$: Le contrôleur assure le suivi d'une tension PV de référence constante.

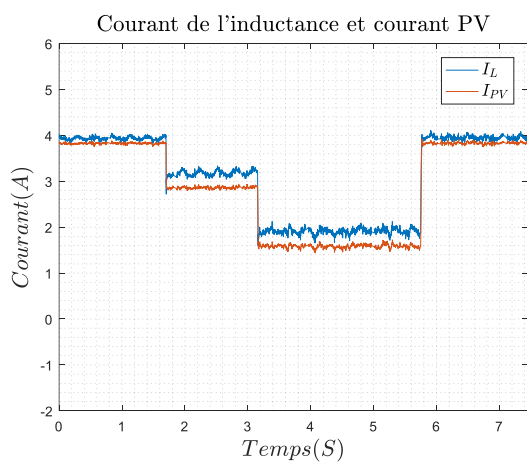
Pour évaluer les performances de l'approche de commande proposée, nous avons étudié la dynamique de la réponse et le dépassement. Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau III.2.

Le « temps de montée » est défini comme étant le temps requis pour atteindre 90% de la valeur désirée. Le « dépassement » peut être calculé dans le cas d'une réponse à un échelon de référence comme « la valeur maximale de la courbe de réponse mesurée à partir de la valeur de référence du système ». L'erreur statique reste toujours négligée pour les trois tests effectués.

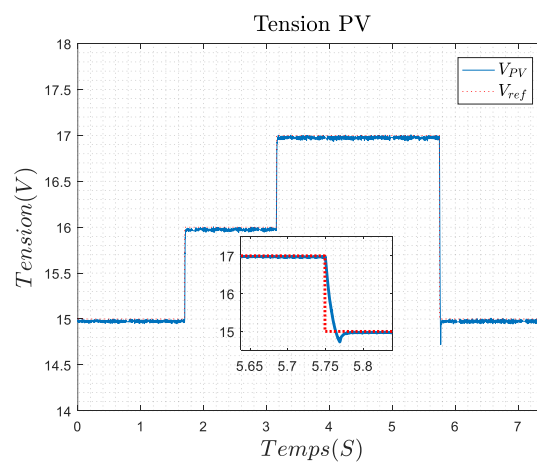
Selon les résultats obtenus, l'approche de commande proposée a une bonne performance de poursuite de la tension et du courant de référence. De plus, la stabilité du système reste garantie même dans le cas d'une commutation arbitraire entre les différents modes.

Tableau III-2 : titre du tableau L'analyse de performance de la technique de contrôle proposée

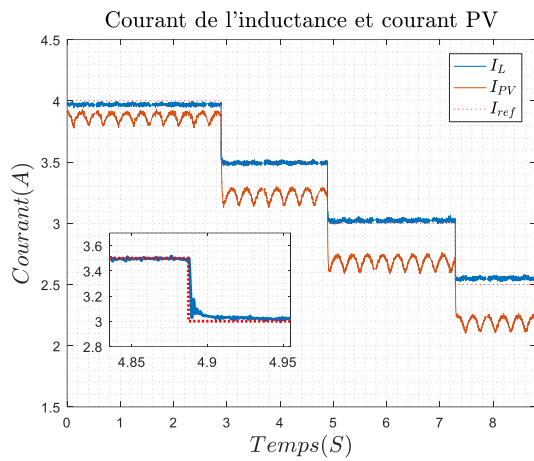
| Test expérimental | | Temps (s) | Temps de montée (s) | Déplacement |
|-----------------------|---------|------------|---------------------|-----------------|
| | | 1.69 | 0.0101 | ≈ 0 (V) |
| Test 3 (figure 9-a,b) | Tension | 3.15 | 0.0109 | 0.0019 (V) |
| | | 5.75 | 0.0118 | 0.2788 (V) |
| Test 3 (figure 9-c,d) | Courant | 2.89 | 0.0019 | 0.0299 (A) |
| | | 4.89 | 0.0021 | 0.0075 (A) |
| | | 7.29 | 0.0025 | ≈ 0 (A) |
| Test 3 (figure 9-e,f) | Tension | T4 = 21.82 | 0.0093 | 0.7700 (V) |
| | | T5 = 28.34 | 0.0097 | 0.0102 (V) |
| | Courant | T2 = 8.39 | 0.0021 | 0.2512 (A) |



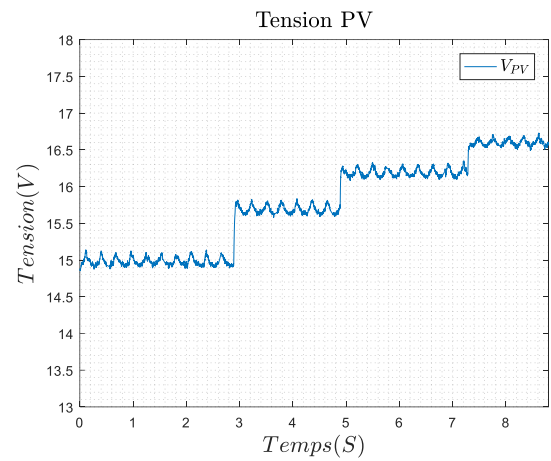
(a)



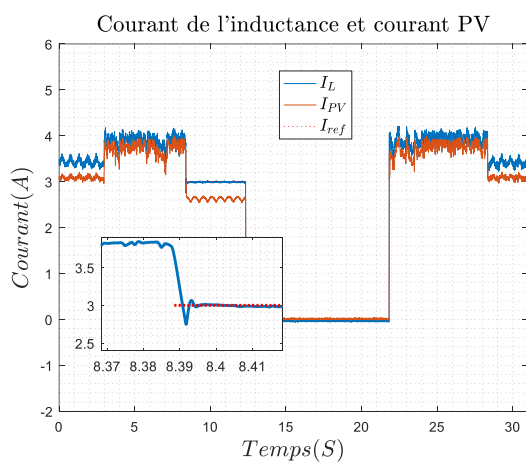
(b)



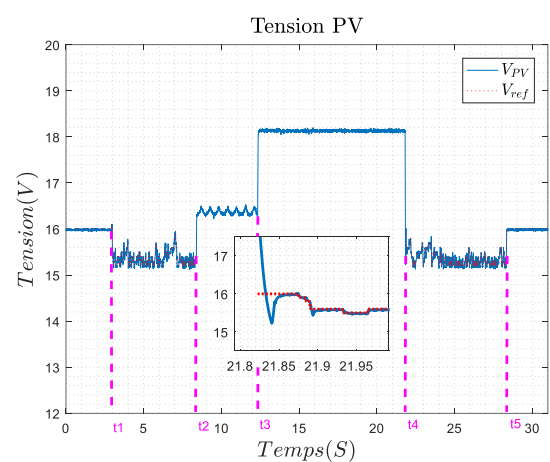
(c)



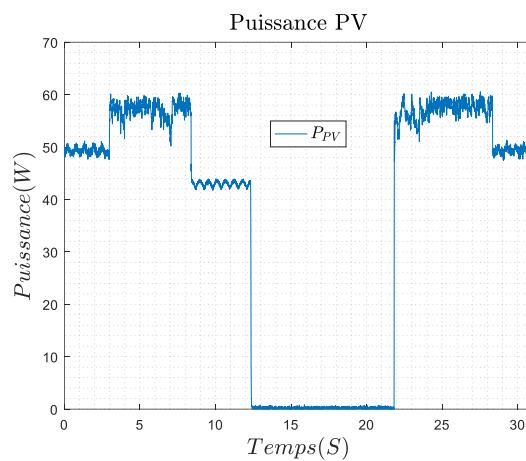
(d)



(e)



(f)



(g)

Figure III.5 : Résultats pratiques de l'approche proposée : (a)-(b) commande de la tension, (c)-(d) contrôle du courant (e)-(f)-(g) commande hybride avec suivi du MPP.

3.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre notre approche de commande du générateur PV, la commande basée sur l'approche SDH incluant la dynamique du convertisseur DC-DC permet d'obtenir le maximum de puissance à partir du générateur PV et permet de contrôler aussi le courant de sortie. Après un bref aperçu sur les méthodes de stabilisation des systèmes à commutation, nous avons présenté les commandes développées pour chaque mode du modèle hybride proposé pour notre système, ensuite, la démonstration de la stabilité de la boucle fermée du système complet (SDH). Les résultats des simulations effectuées à l'aide des paramètres PV réelles ont montré la faisabilité de la commande proposée. Les résultats expérimentaux ont confirmé aussi l'efficacité de la méthode proposée pour traiter à la fois le suivi du MPP et le contrôle du courant.

Dans le prochain chapitre nous détaillerons notre approche de commande basée sur un observateur hybride développé pour le générateur PV. L'observateur basé sur l'approche SDH permettra non seulement la réduction du coût lié aux capteurs mais permettra aussi le développement d'une commande tolérante aux défauts pour le générateur PV.

Chapitre IV :

Commande basée sur l'observateur hybride

Chapitre IV : Commande basée sur l'observateur hybride

4.1. Introduction

Ce chapitre détaillera notre approche de commande basée sur un observateur hybride du système photovoltaïque, la régulation de la tension PV et du courant étant prises en compte. Le modèle mathématique du système PV (générateur et convertisseur) est un modèle complexe et non linéaire, pour l'adapter au besoin de la commande, nous nous sommes basés sur la courbe 'I-V' et le modèle du convertisseur pour concevoir trois sous-systèmes pour chaque région de la courbe. Ceci nous a permis de proposer un modèle d'observateur PV hybride basé sur trois modes, la stabilité de l'observateur sera discutée à l'aide de l'approche SDH. L'observateur basé sur l'approche SDH permettra ainsi la réduction du coût lié aux capteurs et aussi permettra le développement d'une commande tolérante aux défauts pour le générateur PV.

Un bref aperçu sur les méthodes basées sur les observateurs pour le générateur PV sera donné au début de ce chapitre, par la suite, on présentera notre observateur hybride développé pour le système PV. La stabilité de la boucle fermée du système complet (SDH) sera par la suite démontrée, la simulation a été effectuée à l'aide des paramètres PV réelles obtenus à l'aide de l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) présenté en chapitre 2. Les résultats expérimentaux sont aussi présentés afin de montrer la faisabilité de la commande proposée.

4.2. Observateurs pour le système PV

4.2.1. Introduction de la problématique

Grâce aux efforts de recherche et aux efforts industriels considérables déployés au cours des 20 dernières années dans la fabrication des modules et les technologies associées, les systèmes PV sont devenus plus efficaces et plus performants [106]. Pour les applications photovoltaïques autonomes ou connectées au réseau (ainsi que l'architecture Micro-réseaux), le plus souvent, le système photovoltaïque consiste principalement en un convertisseur DC-DC associé à une liaison DC ou à une batterie de stockage [107]. Un onduleur est ensuite introduit pour les besoins de l'intégration au réseau ou pour alimenter les charges AC. La figure IV.1 montre les structures les plus utilisées pour les systèmes PV [108].

Une étude de compromis comprenant une analyse détaillée du rendement énergétique, de la fiabilité et des coûts a montré que l'architecture MPPT à plusieurs niveaux (technologie multi-chaînes de la figure IV.1-c) constitue la meilleure approche pour les grandes installations et les systèmes photovoltaïques à grande échelle (200 kW à 2 MW). Cette architecture assure un gain en terme de rendement énergétique annuel de 6 à 8% [109], ce qui est largement suffisant pour compenser le coût de l'électronique de puissance supplémentaire associée à cette architecture. L'unité de base de cette architecture est composée d'un générateur PV associé à un convertisseur DC-DC, ce système de base sera l'objet de notre étude dans ce chapitre.

Les systèmes PV qui ont une structure distribuée en générale (figure IV.1-b, c, d) sont vulnérables aux pannes. Une défaillance peut survenir dans toute partie du système : les

modules PV, les convertisseurs d'électronique de puissance, ou un des capteurs. Ces dernières années, les recherches scientifiques sur l'étude de la fiabilité des systèmes photovoltaïques se sont concentrées sur les dispositifs de stockage et les convertisseurs électroniques de puissance, qui sont généralement les composants les plus critiques en termes de taux de défaillance, de durée de vie et des coûts de la maintenance [110].

Afin de garantir la continuité du service et la qualité de l'alimentation des systèmes photovoltaïques à charges critiques, une étude de fiabilité (diagnostic, supervision et détection des pannes) est obligatoire. Dans ce sens, notre étude se concentre plutôt sur la partie capteur (courant et/ou tension) : un observateur basé sur l'approche SDH sera proposé [111], ceci permettra le développement d'une commande tolérante aux défauts pour le générateur PV et ainsi garantir la continuité du service en présence de défaut [112], l'observateur sert aussi comme capteur logiciel permettant la réduction du coût lié aux capteurs.

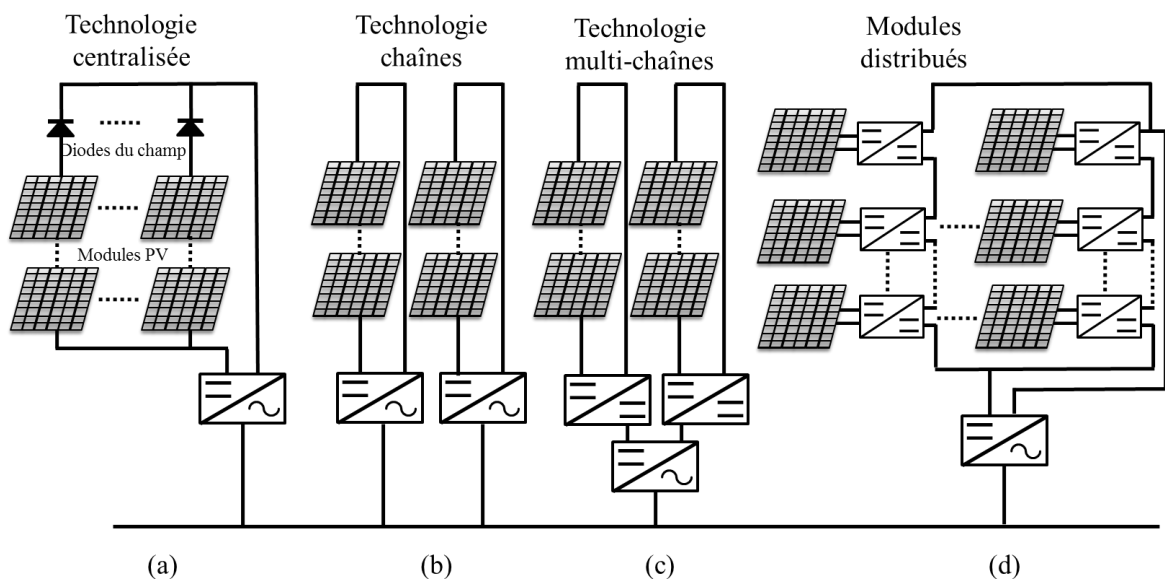


Figure IV.1 : Les structures couramment utilisées pour les systèmes PV

D'autre part, pour illustrer l'importance de l'approche de commande basée sur les observateurs pour les systèmes de production d'énergie PV, il faut savoir que l'objectif principal de la commande de ces systèmes est la maximisation de la puissance extraite du générateur PV en recherchant une tension désirée assurant le transfert de puissance maximal. Plusieurs algorithmes ont été proposés pour la poursuite maximale du point de puissance (MPPT). La grande majorité de ces algorithmes nécessitent des mesures de courant et de tension du système PV [113].

De plus, avec le développement récent du concept de Micro-réseaux, les générateurs d'énergie renouvelable doivent désormais fonctionner en dessous du point de puissance maximale (MPP) pour correspondre la production et à la consommation [8]. Dans ce cas, la mesure de la tension et du courant est également requise pour limiter la quantité de puissance produite. Pour les applications photovoltaïques autonomes avec stockage, une mesure du courant de la batterie est également nécessaire, en particulier pendant le processus de charge et

de décharge de la batterie pour ainsi garantir des performances plus élevées [70]. D'où l'importance de considérer le contrôle du courant PV en parallèle avec le MPPT et la tension photovoltaïque. De plus, afin de réduire les coûts liés aux capteurs de courant et de tension [10], une technique de commande du système PV basée sur un observateur s'avère importante, l'approche de commande proposée dans ce sens est capable de traiter à la fois le problème de la régulation de tension et du courant du système sans mesure de courant PV.

4.2.2. Les approches basées sur les observateurs

La commande du convertisseur DC-DC basée sur l'observateur reste un domaine de recherche ouvert [114-119]. Parallèlement à la réduction des coûts, l'observateur peut être utilisé pour la détection de défaut [120] ainsi que pour le contrôle robuste. Un autre avantage est la possibilité de traiter les objectifs de commande requis, tels que l'optimisation de la puissance dans la cas des systèmes d'énergie renouvelable [121]. Cependant, dans la littérature, peu d'attention a été donnée à l'observateur de courant pour les systèmes PV.

Les approches de commande basées sur l'observateur pour un système PV modélisé par un modèle flou Takagi Sugeno est proposé dans [122]. Le but était de remplacer le capteur de tension par une solution basée sur l'observateur afin de garantir une extraction maximale de la puissance du panneau PV, mais la stabilité globale du système n'est pas démontrée. Dans [123], les auteurs ont proposé un contrôleur basé sur l'observateur flou afin de maximiser la puissance extraite du générateur photovoltaïque. Dans [124], la relation entre le courant inducteur magnétisant et la tension PV est utilisée pour développer un observateur pour le courant PV. Kim et *al.* ont présenté un observateur à structure variable [125] et un observateur à mode glissant [113], tous les deux sont utilisés pour observer le courant du générateur PV pour des applications PV connectés au réseau, mais il a été supposé que la dynamique du courant du générateur PV pourrait être négligé. Afin de réduire le coût du système photovoltaïque et d'augmenter les performances, un observateur d'état non linéaire a été présenté dans [126], il utilise les capteurs de tension et de courant du générateur PV pour estimer les variables d'état du convertisseur élévateur (boost), mais le courant PV n'était pas observé. Errouissi et *al.* [127] ont utilisé un observateur de perturbations (disturbance observer) pour observer le courant de l'inductance et la tension de sortie d'un convertisseur élévateur (boost), le modèle est considéré linéaire.

Dans notre approche de commande [111] basée sur l'observateur de courant PV proposée, le comportement dynamique et non linéaire du convertisseur abaisseur DC-DC est considéré alors qu'il a été négligé dans certains articles [7], le nouvel observateur de courant PV hybride basé sur l'approche SDH est développé à base d'un modèle PV représenté comme un système à commutation. À cette fin, trois modes de fonctionnement sont considérés en fonction de la région PV de fonctionnement dont le modèle de chaque mode est de complexité réduite ; ces considérations facilitent l'étude de la stabilité globale de l'observateur au moyen d'une analyse de Lyapunov malgré le comportement non linéaire du système PV et du convertisseur étudiés.

4.3. L'observateur hybride proposé

Quel que soit l'architecture distribuée adoptée pour la conception du système PV parmi les différentes structures couramment utilisées (la figure IV.1-b,c,d), on trouve toujours l'unité fondamentale 'générateur PV associé à un hacheur lié à un bus DC' (pour une application autonome, le bus DC peut être une batterie de stockage). Dans notre étude on considère un système PV composé d'un générateur photovoltaïque et d'un convertisseur DC-DC abaisseur comme illustré à la figure IV.2.

Pour le générateur PV, nous nous sommes basé sur le modèle à une seule diode avec quatre paramètres (I_{ph} , I_s , R_s et A_q), et le modèle non linéaire du convertisseur DC-DC abaisseur, cette configuration est hautement efficace [73], et en particulier pour les applications autonomes. Le modèle mathématique du système est donné par l'équation IV.1 [67, 75].

$$\begin{cases} I_{pv} = I_{ph} - N_p I_s \left(e^{\frac{q(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{N_s A_q k T}} - 1 \right) \\ C \frac{dV_{pv}}{dt} = I_{pv} - \alpha I_L \\ L \frac{dI_L}{dt} = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

I_{pv} et V_{pv} représentent le courant PV et la tension aux bornes du générateur photovoltaïque, V_o et I_L représentent la tension du bus DC et le courant de l'inductance (la charge) du convertisseur et α est l'entrée de commande. T est la température du générateur, N_s et N_p sont les nombres de cellules solaires en série et en parallèle, respectivement.

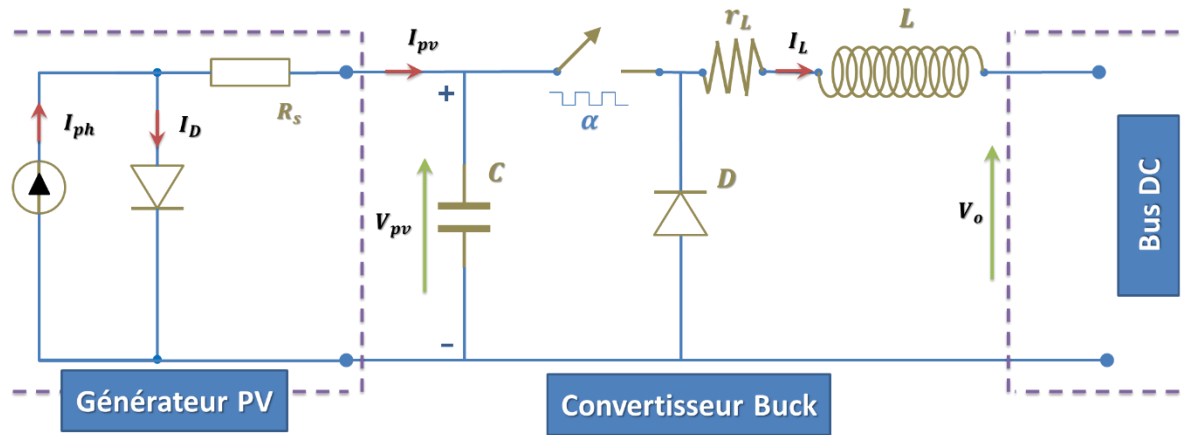


Figure IV.2 : Le système PV considéré

C , L et r_L sont respectivement la capacité, l'inductance et la résistance de l'inductance du convertisseur. Le bus DC se charge à maintenir la tension de sortie V_o à une valeur constante, la dynamique de la tension V_o est négligée, elle est supposée constante par rapport aux autres dynamiques.

4.3.1. Le modèle hybride du générateur PV

Le comportement hautement non linéaire du générateur photovoltaïque est principalement dû à la jonction semi-conductrice (PN), ce qui se traduit en une difficulté dans la commande et la conception d'un observateur pour ce dernier. Dans [128], les auteurs ont obtenu un modèle linéaire de l'espace d'états par la linéarisation du modèle mathématique non linéaire PV autour d'un point de fonctionnement pour faciliter la conception de l'observateur. Cependant, dans notre étude, l'objectif est de concevoir un observateur qui intègre le comportement non linéaire du système photovoltaïque et du convertisseur DC-DC quel que soit le point de fonctionnement du système.

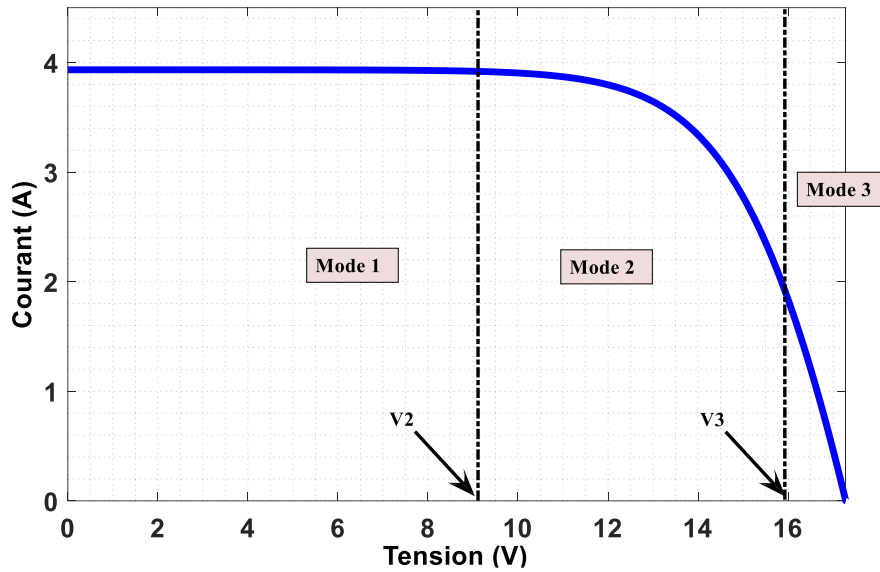


Figure IV.3 : la courbe I-V du générateur PV

Considérons la courbe I-V de la figure IV.3 ; la courbe peut être divisée en trois zones notées 'modes'.

- Pour le mode 1 ($V_{pv} < V_2$), le courant photovoltaïque I_{pv} est pratiquement constant dans cette zone $I_{pv} \approx I_{ph}$. On peut alors considérer que $C \frac{dI_{pv}}{dt} = 0$, avec C la valeur de la capacité montée en parallèle avec le générateur PV (voir figure IV.2).
- Pour le mode 2 ($V_2 \leq V_{pv} < V_3$), le courant photovoltaïque peut être approximé par un polynôme de la tension photovoltaïque V_{pv} , le polynôme de degré n et sa dérivée par rapport au temps sont donnée par l'équation IV.2

$$I_{pv} = -a_2(V_{pv} - V_2)^n + I_{ph} \quad (\text{IV.2})$$

$$\frac{C}{\Delta V^{n-1} n a_2} \frac{dI_{pv}}{dt} = -(I_{pv} - \alpha I_L)$$

avec $\frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{1}{C} (I_{pv} - \alpha I_L)$, à partir de l'équation IV.1. et $\Delta V = V_{pv} - V_2$, $a_2 \in \mathbb{R}^+$

- Le courant PV en mode 3 ($V_{pv} \geq V_3$) est approximé par une équation linéaire de V_{pv} , l'équation IV.3 montre l'expression résultante de I_{pv} et dI_{pv}/dt .

$$\begin{aligned} I_{pv} &= -a_3(V_{pv} - V_{oc}) \\ \frac{dI_{pv}}{dt} &= -a_3 \frac{dV_{pv}}{dt} \\ C \frac{dI_{pv}}{dt} &= -a_3 I_{pv} \end{aligned} \quad (\text{IV.3})$$

V_{oc} est la tension PV du circuit ouvert et a_3 est une constante à déterminer.

D'autre part, et à partir de l'équation IV.1, le modèle mathématique non linéaire du générateur PV peut être exprimé comme suit

$$N_p I_s e^{q \frac{(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{N_s k T A q}} = I_{ph} - I_{pv} - N_p I_s \cong I_{ph} - I_{pv} \quad (\text{IV.4})$$

Puis, sa dérivée par rapport au temps sera

$$\frac{dI_{pv}}{dt} = -\frac{q}{k N_s A q T} N_p I_s e^{q \frac{(V_{pv} + I_{pv} R_s)}{N_s k T A q}} \left(\frac{dV_{pv}}{dt} + R_s \frac{dI_{pv}}{dt} \right) \quad (\text{IV.5})$$

à partir des équations IV.4 et IV.5, on peut écrire

$$\frac{dI_{pv}}{dt} = -\frac{q}{k T N_s A q} (I_{ph} - I_{pv}) \left(\frac{dV_{pv}}{dt} + R_s \frac{dI_{pv}}{dt} \right) \quad (\text{IV.6})$$

Ensuite, le paramètre a_3 est fixé à l'aide des équations IV.3 et IV.6

$$a_3 = \frac{\frac{q}{k T A q N_s} I_{ph}}{1 + R_s \frac{q}{k T A q N_s} I_{ph}} \quad (\text{IV.7})$$

a_2 est un nombre réel positif qui assure la continuité de la courbe I-V exprimée par $I_{pv} = f(V_{pv})$ dans le point d'abscisse V_3 . Pour le calculer, on remplace V_3 dans les deux équations IV.2 et IV.3, par identification, on obtient

$$a_2 = \frac{I_{ph} - a_3(V_{oc} - V_3)}{\Delta V^n} \quad (\text{IV.8})$$

V_2 , V_3 et n sont fixés expérimentalement.

Pour démontrer que le modèle PV proposé représente de manière efficace le générateur PV, nous avons effectué plusieurs simulations. La figure IV.5 montre les résultats de la simulation obtenus en utilisant le nouveau modèle (noté modèle hybride 'SDH') basé sur les trois (3) modes du générateur photovoltaïque, et en le comparent avec le générateur PV réel simulé à base du modèle à une seule diode avec quatre paramètres. Les simulations sont effectuées pour différentes températures et irradiations solaires.

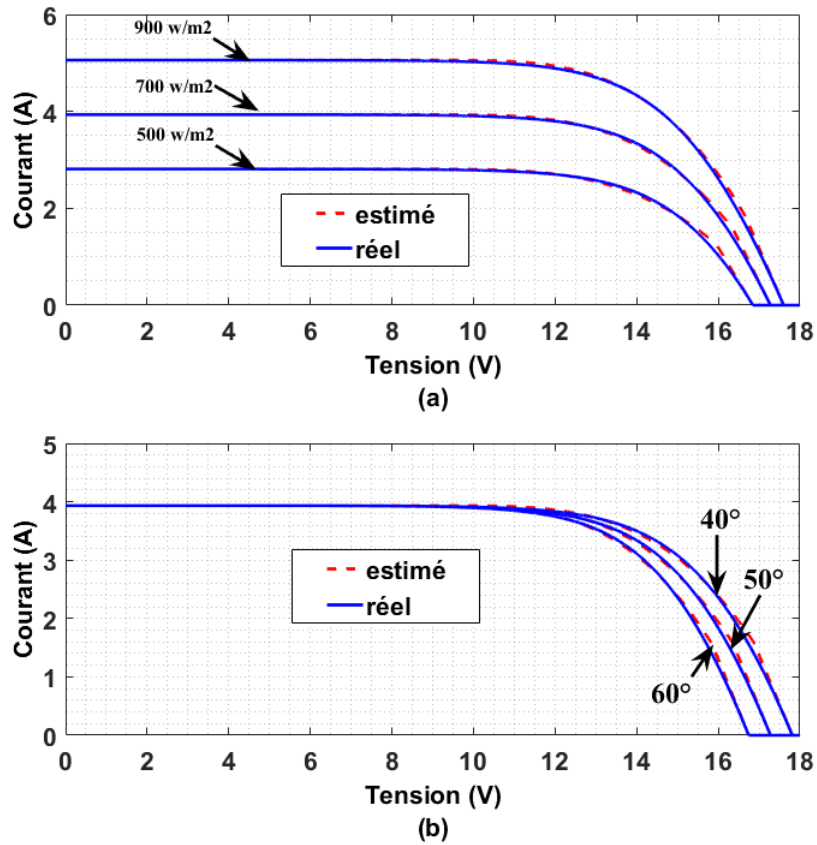


Figure IV.4 : les résultats de la simulation obtenus en utilisant le nouveau modèle

Les paramètres a_2 et a_3 peuvent être ajustés en temps réel en se basant sur les équations IV.7 et IV.8. Ces deux paramètres dépendent de la tension PV ainsi que la température et le rayonnement solaire, ce dernier dépend linéairement avec le courant photo-généré I_{ph} .

Les paramètres du module PV utilisés dans la simulation sont listés dans le tableau IV-1.

Tableau IV-1 : Les paramètres PV utilisés pour la simulation

| Paramètres du générateur PV | |
|-----------------------------|--------------------------|
| I_{ph} | 3.9336 A |
| I_s | $5.4452 \cdot 10^{-6}$ A |
| A_q | 1.4362 |
| R_s | 0.0081 Ω |

Le courant I_{pv} est ensuite exprimé pour les trois modes (1, 2 et 3) comme suit

$$I_{pv} = \begin{cases} I_{ph} & \text{si } V_{pv} < V_2, (\text{mode } 1) \\ -a_2(V_{pv} - V_2)^n + I_{ph} & \text{si } V_2 \leq V_{pv} < V_3, (\text{mode } 2); \\ -a_3(V_{pv} - V_{oc}) & \text{si } V_{pv} \geq V_3, (\text{mode } 3) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

$$\begin{cases} C \frac{dI_{pv}}{dt} = 0 & (\text{mode } 1) \\ \frac{C}{na_2\Delta V^{n-1}} \frac{dI_{pv}}{dt} = \alpha I_L - I_{pv} & (\text{mode } 2) \\ \frac{C}{a_3} \frac{dI_{pv}}{dt} = -I_{pv} & (\text{mode } 3) \end{cases}$$

4.3.2. Conception de l'observateur

La conception de l'observateur est basée sur le nouveau modèle PV développé. Considérons le modèle d'état de l'équation IV.11 avec $x = [I_{pv}, V_{pv}, I_L]^T$ et $\hat{x} = [\hat{I}_{pv}, \hat{V}_{pv}, \hat{I}_L]^T$ sont les vecteurs d'états réels et estimés et $y = [V_{pv}, I_L]^T$ est le vecteur d'états mesurés. L'erreur de l'observateur $z \in \mathbb{R}^3$ dont le vecteur d'état $z = [z_1, z_2, z_3]^T$ est exprimé comme suit

$$\begin{cases} z_1 = I_{pv} - \hat{I}_{pv} \\ z_2 = V_{pv} - \hat{V}_{pv} \\ z_3 = I_L - \hat{I}_L \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

avec

$$\begin{cases} C \frac{d\hat{I}_{pv}}{dt} = \begin{cases} -f_{11}(z_2, z_3) & \text{mode } 1 \\ na_2\Delta V^{n-1}(\alpha \hat{I}_L - \hat{I}_{pv}) - f_{12}(z_2, z_3) & \text{mode } 2 \\ -a_3\hat{I}_{pv} - f_{13}(z_2, z_3) & \text{mode } 3 \end{cases} \\ C \frac{d\hat{V}_{pv}}{dt} = \hat{I}_{pv} - \alpha \hat{I}_L - f_2(z_2, z_3) \\ L \frac{d\hat{I}_L}{dt} = \alpha \hat{V}_{pv} - V_o - r_L \hat{I}_L - f_3(z_2, z_3) \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

La dynamique de l'observateur est alors donnée par l'équation IV.12

$$\begin{cases} Cz_1 = \begin{cases} f_{11}(z_2, z_3) & \text{mode } 1 \\ na_2\Delta V^{n-1}(z_1 - \alpha z_3) + f_{12}(z_2, z_3) & \text{mode } 2 \\ a_3 z_1 + f_{13}(z_2, z_3) & \text{mode } 3 \end{cases} \\ Cz_2 = z_1 - \alpha z_3 + f_2(z_2, z_3) \\ LZ_3 = \alpha z_2 - r_L z_3 + f_3(z_2, z_3) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Où

$$\begin{aligned} f_{11} &= \lambda_{11} z_2 \\ f_{12} &= na_2\Delta V^{n-1} \alpha z_3 + \lambda_{12} z_2 \\ f_{13} &= \lambda_{13} z_2 \\ f_2 &= \alpha z_3 + \lambda_{22} z_2 \\ f_3 &= -\alpha z_2 + (r_L + \lambda_{33}) z_3 \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

Avec $\lambda_{21} = na_2\Delta V^{n-1}$

λ_{11} , λ_{13} et λ_{22} , λ_{33} sont des nombres réels choisis de manière à garantir que la matrice A_1 (mode 1), A_2 (mode 2) et A_3 (mode 3) soient des matrices de Hurwitz.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \lambda_{11} & 0 \\ 1 & \lambda_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{33} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} \lambda_{21} & \lambda_{21} & 0 \\ 1 & \lambda_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{33} \end{bmatrix}, A_3 = \begin{bmatrix} a_3 & \lambda_{13} & 0 \\ 1 & \lambda_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

4.3.3. Étude de la stabilité de l'observateur

Pour étudier la stabilité uniforme de l'observateur qui est un système à commutation linéaire de la forme $\dot{z} = A_i z$ ($A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$), on se base sur le concept des fonctions de Lyapunov communes quadratiques P communes. En effet, s'il existe une fonction P de Lyapunov quadratique, telle que [23]

$$A_i^T P + P A_i < 0, \forall i \in Q \quad (\text{IV.15})$$

Q est un ensemble fini d'index qui représente les modes de notre observateur hybride $\dot{z}_i = A_i z$, où les matrices A_i , $i \in \{1, 2, 3\}$ sont données par l'équation IV.14, la fonction candidate P est de la forme :

$$\left\{ P = \begin{bmatrix} 0 & -p_1 & 0 \\ p_1 & p_2 & 0 \\ 0 & 0 & p_3 \end{bmatrix} \text{ avec } p_{i \in \{1,2,3\}} \in \mathbb{R}^{*+} \right. \quad (\text{IV.16})$$

On calcule $A_i^T P + P A_i$ pour chaque mode (équation IV.17) :

$$\begin{aligned} \text{pour } i = 1: & \begin{bmatrix} 0 & p_2 - \lambda_{22}p_1 & 0 \\ p_2 + \lambda_{22}p_1 & 2\lambda_{22}p_2 & ap_1 \\ 0 & 0 & 2\lambda_{33}p_3 \end{bmatrix} \\ \text{pour } i = 2: & \begin{bmatrix} 0 & p_2 - (\lambda_{21} + \lambda_{22})p_1 & 0 \\ p_2 + (\lambda_{21} + \lambda_{22})p_1 & 2\lambda_{22}p_2 & 0 \\ 0 & 0 & 2\lambda_{33}p_3 \end{bmatrix} \\ \text{pour } i = 3: & \begin{bmatrix} 0 & p_2 - (a_3 + \lambda_{22})p_1 & 0 \\ p_2 + (a_3 + \lambda_{22})p_1 & 2\lambda_{22}p_2 & 0 \\ 0 & 0 & 2\lambda_{33}p_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{IV.17})$$

Pour que les valeurs propres de chacune des matrices ci-dessus soient à partie réelle négative il faut que $\lambda_{33}, \lambda_{22} < 0$ et $\frac{p_2}{p_1} > \max(|\lambda_{22}|, |\lambda_{22} + \lambda_{21}|, |\lambda_{22} + a_3|)$.

Cela signifie que si ces conditions sont prises en considération lors de la conception ; l'observateur conçu sera stable pour tout scénario de commutation arbitraire pouvant se produire entre les trois modes.

4.4. La conception de la commande basée sur l'observateur

4.4.1. Commande de la tension

L'un des principaux objectifs de tout contrôleur d'un convertisseur DC-DC pour les applications photovoltaïques est d'assurer le suivi de la tension désirée V_d , qui optimise la puissance générée. Un algorithme de poursuite de point de puissance maximale (MPPT) [70] génère la tension désirée V_d . Pour assurer cette tâche, une commande non linéaire de la tension est doit être développée. La même approche développée dans le chapitre sera utilisée mais cette fois ci à base de l'observateur.

Soit e_1 et e_2 les erreurs de suivi définies par l'équation IV.18

$$\begin{cases} e_1 = V_d - V_{pv} \\ e_2 = I_L - I_d \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Leurs dérivées par rapport au temps sont exprimées par l'équation IV.19

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = C\dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L \\ L\dot{e}_2 = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

On choisit le courant d'inductance désiré I_d , avec

$$I_d = \frac{1}{\alpha} (\hat{I}_{pv} - C\dot{V}_d) \quad \text{avec } \alpha \neq 0 \quad (\text{IV.20})$$

l'équation IV.19 devient alors

$$\begin{cases} C\dot{e}_1 = \alpha e_2 \\ L\dot{e}_2 = \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

La conception de la commande s'effectue en deux étapes. Définissons tout d'abord V_1 comme une fonction de Lyapunov définie positive de e_1 et sa dérivée temporelle \dot{V}_1 :

$$\begin{aligned} V_1(e_1) &= \frac{1}{2} C e_1^2 \\ \dot{V}_1(e_1) &= C e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1(e_1) &= \alpha e_1 e_2 \quad \text{avec } \alpha \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

Considérant que $0 < I_{pv} < I_{cc}$, où I_{cc} est le courant PV du court-circuit, l'erreur de l'observation z_1 peut-être bornée comme suit

$$\begin{cases} -\hat{I}_{pv} < z_1 < I_{cc} - \hat{I}_{pv} \\ z_1 + \hat{I}_{pv} > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Soit $\psi = \max(z_1 + \hat{I}_{pv})$, une entrée de commande virtuelle $e_1 = \phi_1$ est ensuite introduite pour stabiliser e_1 , où $\phi_1 = -k_1 e_1 - \frac{1}{\alpha} \hat{I}_{pv} - k_2 \text{sign}(e_1)$, avec $k_1, k_2 \in \mathbb{R}^{*+}$. Alors, \dot{V}_1 est une fonction définie négative de e_1 , si et seulement si $k_2 > \psi$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - e_1(\hat{I}_{pv} + z_1) - k_2 |e_1| \quad (\text{IV.24})$$

Dans la deuxième étape, une fonction définie positive de Lyapunov augmentée V_2 est définie, telle que :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2}L(e_2 - \phi_1)^2 \quad (\text{IV.25})$$

Par la suite, sa dérivée temporelle est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(e_1, e_2) &= e_1(\alpha e_2 - z_1 + \alpha \phi_1 - \alpha \dot{\phi}_1) + (e_2 - \phi_1)(L\dot{e}_2 - L\dot{\phi}_1) \\ \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \alpha e_1(\phi_1 - z_1) + \alpha e_1(e_2 - \phi_1) + (e_2 - \phi_1)(L\dot{e}_2 - L\dot{\phi}_1) \\ \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + (e_2 - \phi_1)(\alpha e_1 + \alpha V_{pv} - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d - L\dot{\phi}_1) \\ \dot{V}_2(e_1, e_2) &= \dot{V}_1 + (e_2 - \phi_1)(\alpha V_d - V_o - r_L I_L - L\dot{I}_d - L\dot{\phi}_1) \end{aligned} \quad (\text{IV.26})$$

L'entrée de commande α est alors extraite en vérifiant $\dot{V}(e_1, e_2) < 0$

$$\alpha = \frac{1}{V_d} \left(V_o + r_L I_L + L\dot{I}_d + L\dot{\phi}_1 - k_3(e_2 - \phi_1) \right), k_3 \in \mathbb{R}^{*+} \quad (\text{IV.27})$$

4.4.2. Commande du courant I_L

La commande du courant de sortie I_L peut être requise dans certaines applications; si le courant de charge de la batterie est supérieur au courant de charge maximal pour une application photovoltaïque autonome ou pendant un processus de charge de la batterie [129] ou peut être requise aussi pour la limitation de la puissance de sortie dans le cadre d'un Micro-réseau DC. Dans ce cas, l'objectif de la commande est de suivre un courant désiré I_d . La tension désirée V_d est choisie comme suit :

$$V_d = \frac{1}{\alpha} (V_o + r_L I_L) \quad \text{avec } \alpha \neq 0 \quad (\text{IV.28})$$

Ainsi, la dynamique des erreurs de poursuite est donnée par :

$$\begin{cases} L\dot{e}_2 = -\alpha e_1 \\ C\dot{e}_1 = C\dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L \end{cases} \quad (\dot{I}_d = 0) \quad (\text{IV.29})$$

La conception de l'entrée de commande α est similaire à celle décrite précédemment pour la commande de la tension ; une fonction définie positive de Lyapunov V_3 de e_2 et sa dérivée temporelle \dot{V}_3 sont définies ainsi

$$\begin{aligned} V_3(e_2) &= \frac{1}{2}L e_2^2 \\ \dot{V}_3(e_2) &= L e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V}_3(e_2) &= -\alpha e_1 e_2 \quad \text{with } \alpha \neq 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.30})$$

La commande virtuelle $e_1 = \phi_2 = k_4 e_2$ ($k_4 \in \mathbb{R}^{*+}$) est choisie pour obtenir $\dot{V}_3(e_2) = -k_4 \alpha e_2^2$. la fonction de Lyapunov V_4 augmentée est défini comme suit :

$$V_4(e_1, e_2) = V_3 + \frac{1}{2}C(e_1 - \phi_2)^2 \quad (\text{IV.31})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4(e_1, e_2) &= -\alpha e_2(e_1 + \phi_2 - \phi_2) + (e_1 - \phi_2)(C\dot{e}_1 - C\dot{\phi}_2) \\
 \dot{V}_4(e_1, e_2) &= -\alpha e_2\phi_2 + (e_1 - \phi_2)(-\alpha e_2 + C\dot{e}_1 - C\dot{\phi}_2) \\
 \dot{V}_4(e_1, e_2) &= -k_3 e_2^2 + (e_1 - \phi_2)(-\alpha e_2 + C\dot{V}_d - I_{pv} + \alpha I_L - C\dot{\phi}_2) \\
 \dot{V}_4(e_1, e_2) &= -k_3 e_2^2 + (e_1 - \phi_2)(\alpha I_d + C\dot{V}_d - I_{pv} - C\dot{\phi}_2)
 \end{aligned} \tag{IV.32}$$

Il en résulte que l'entrée de commande α est extraite en satisfaisant $\dot{V}_4(e_1, e_2) < 0$

$$\alpha = \frac{1}{I_d} \left(-C\dot{V}_d + \hat{I}_{pv} + C\dot{\phi}_2 - k_5(e_1 - \phi_2) - k_6 \text{sign}(e_1 - \phi_2) \right) ; \quad k_4 \in \mathbb{R}^{*+} \tag{IV.33}$$

Alors \dot{V}_4 devient :

$$\dot{V}_4(e_1, e_2) = \dot{V}_3(e_2) - k_5(e_1 - \phi_2)^2 - k_6|e_1 - \phi_2| - z_1(e_1 - \phi_2) \tag{IV.34}$$

\dot{V}_4 est une fonction définie négative de e_1, e_2 si et seulement si $k_6 > \max(z_1, -z_1)$

4.5. Résultats de simulation

Afin de confirmer l'efficacité de la commande basée sur l'observateur proposée, quatre simulations ont été effectuées. Le tableau IV.1 résume Les paramètres PV utilisés pour la simulation.

Nous avons supposé que le rayonnement solaire passerait de 700 W/m^2 à 900 W/m^2 :

- à $t = 0,04\text{s}$ pour la première simulation.
- à $t = 0,03\text{s}$ pour la deuxième simulation
- et $t = 0,02\text{s}$ pour la troisième simulation

Une erreur de mesure de 100 W/m^2 pour le rayonnement solaire (qui dépendant linéairement de I_{pv}) et une erreur de mesure de la température de 5°C ont été introduites dans la deuxième simulation et une erreur de mesure de la température de 10°C a été introduite dans la troisième.

Pour la première simulation, l'objectif est de suivre une tension PV de référence constante V_d , la figure IV.5 montre le courant de sortie réel et observé (courant de l'inductance) I_L et \hat{I}_L respectivement, ainsi que la tension PV (V_{pv}, \hat{V}_{pv}). On remarque que les valeurs observées arrivent rapidement à suivre les valeurs réelles des signaux (I_L, V_{pv}), les états observés et les signaux réels démarrent avec différentes conditions initiales : $\hat{I}_{L_0} - I_{L_0} = 5\text{A}$, pour le courant et $V_{pv_0} - \hat{V}_{pv_0} = 12\text{V}$ pour la tension.

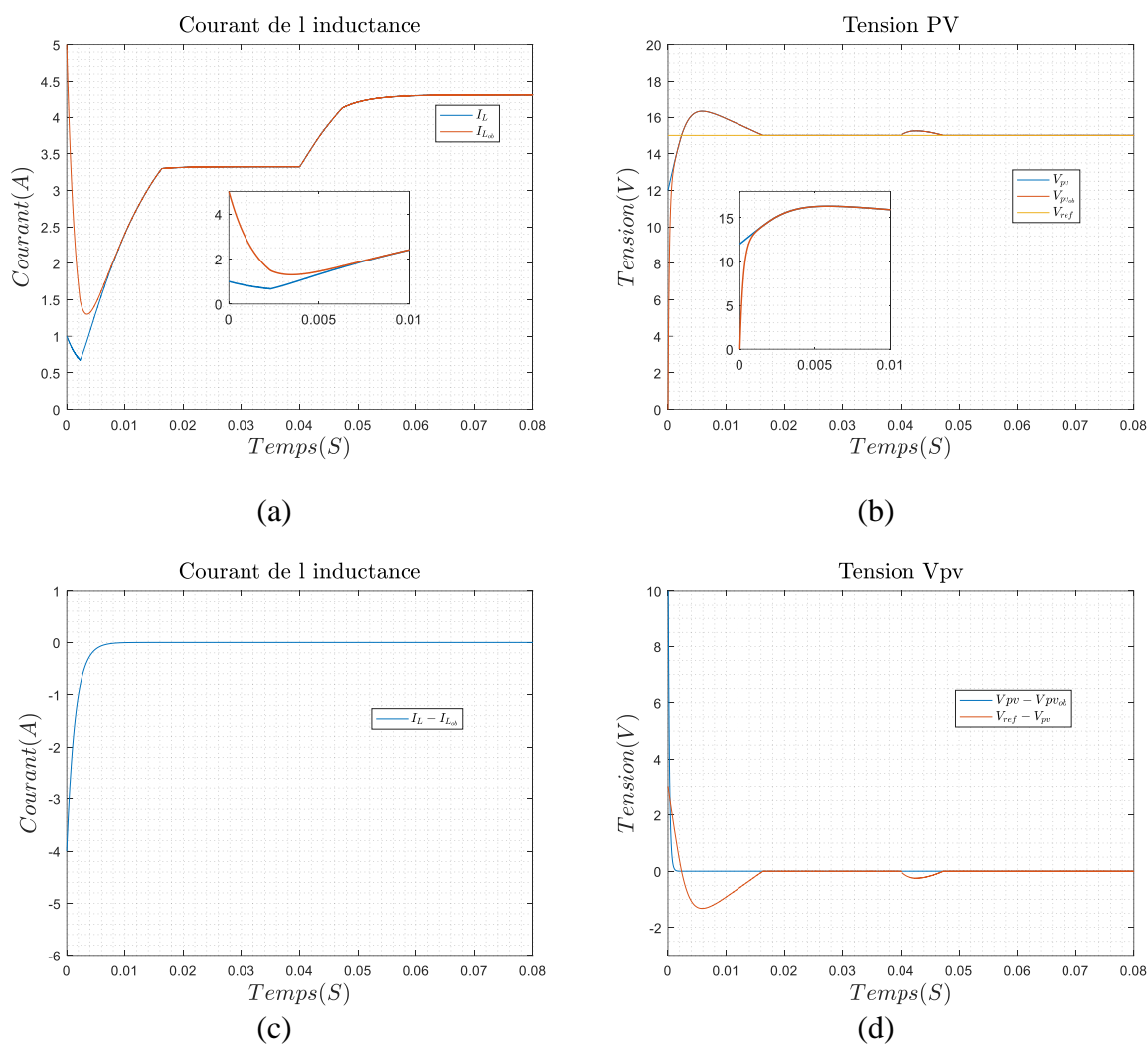


Figure IV.5 : Courant de l'inductance et tension PV observés

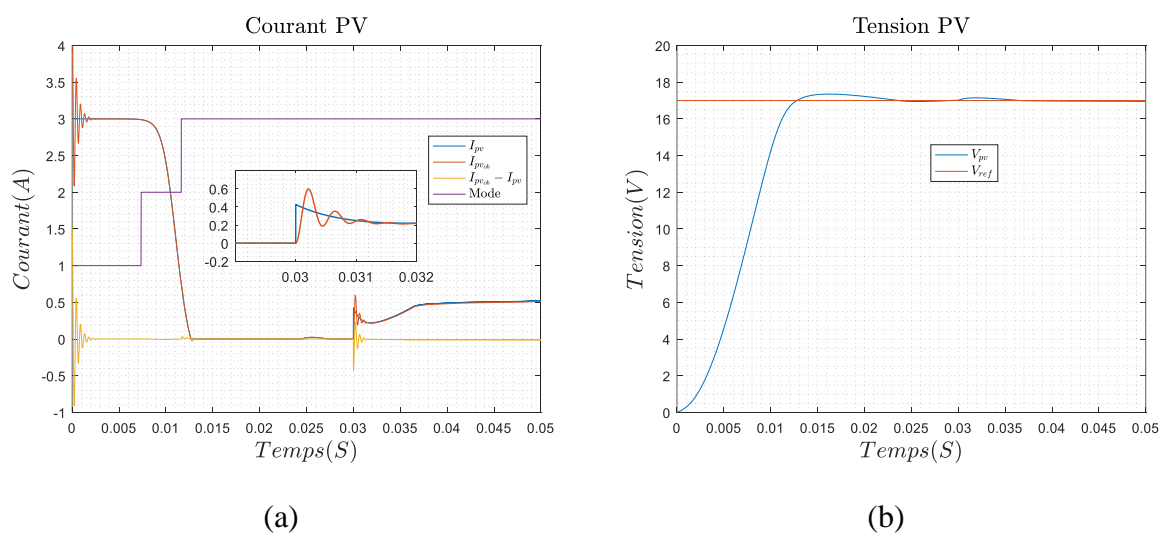


Figure IV.6 : Courant PV observé et tension PV

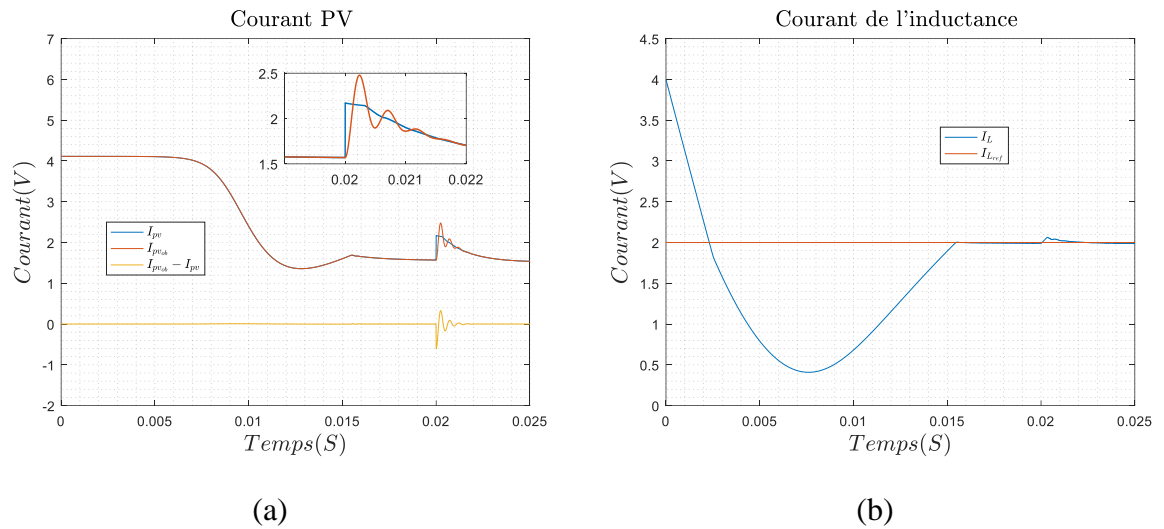


Figure IV.7 : Courant de l'inductance et courant PV observés

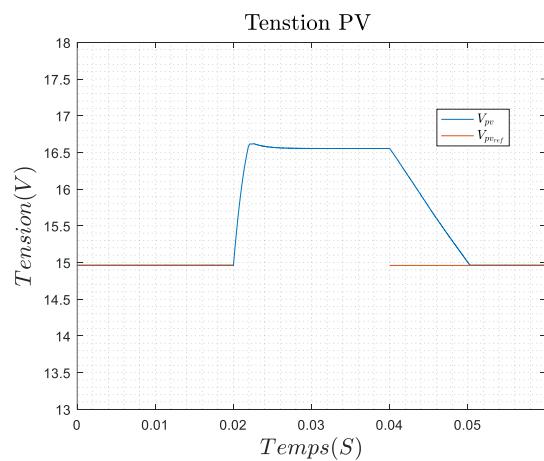
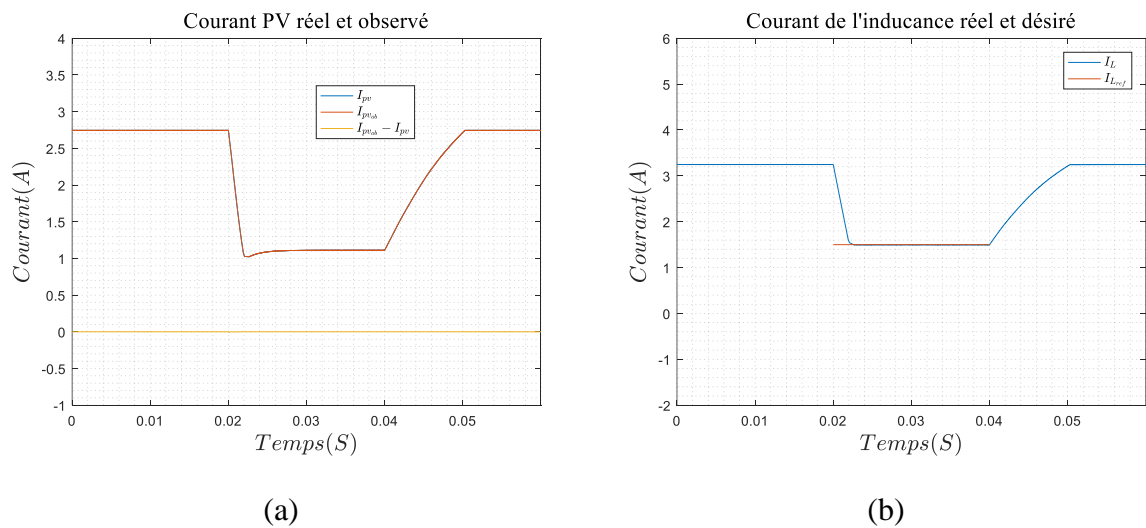


Figure IV.8 : Courant de l'inductance et tension PV observés

Pour les simulations 2, 3 et 4 : le but est de montrer les performances de la commande basée sur l'observateur proposée vis-à-vis du

- suivi d'une tension PV désirée (figure IV.6) ;
- suivi d'un courant de sortie désiré (figure IV.7) ;
- d'une commutation entre la commande en tension ($t = 0$ à $t = 0.02$, puis $t = 0.04$ à $t = 0.06$) et la commande du courant ($t = 0.02 \dots t = 0.04$) respectivement sans mesure de courant PV (figure IV.8).

L'observateur de courant PV est représenté dans la figure IV.6-a avec le mode correspondant.

Dans la dernière simulation, on remarque bien que le contrôleur peut stabiliser le système sous commutation arbitraire entre la régulation de courant et celle de la tension.

4.6. Résultats expérimentaux

Le banc d'essai utilisé pour les tests expérimentaux est illustré dans la figure IV.9. Le banc se compose d'un panneau photovoltaïque de 80W type VS80M-32, une batterie de 12V qui représente le bus DC et un convertisseur abaisseur DC-DC. L'approche proposée est mise en œuvre en temps réel à l'aide d'une carte de commande dSPACE1103.

Le courant I_{ph} est estimé en temps réel à l'aide d'un deuxième panneau PV 80w de type VS80M-32 similaire au premier panneau, il est utilisé comme référence pour la mesure du courant de court-circuit I_{cc} en supposant que $I_{cc} \cong I_{ph}$. La température du panneau photovoltaïque est mesurée à l'aide d'un thermocouple de type J.

La figure IV.10 montre le schéma synoptique de la commande basé sur l'observateur proposée. La résistance de shunt R_s est estimée en temps réel à l'aide de l'équation IV.35 [67]

$$R_s(T, I_{ph}) = \delta_1 + \frac{\delta_2}{I_{ph}} + \delta_3 T \quad (\text{IV.35})$$

Les coefficients ($\delta_1 = 0.0025$, $\delta_2 = -3.4756$ et $\delta_3 = 0.00022$) sont des nombres réels obtenus par l'algorithme d'identification PSO appliqué à une base de données construite en utilisant la charge électronique (PVPM 2540c). Les paramètres du contrôleur, du convertisseur DC-DC abaisseur ainsi que les paramètres de l'observateur sont répertoriés dans le tableau IV-2.

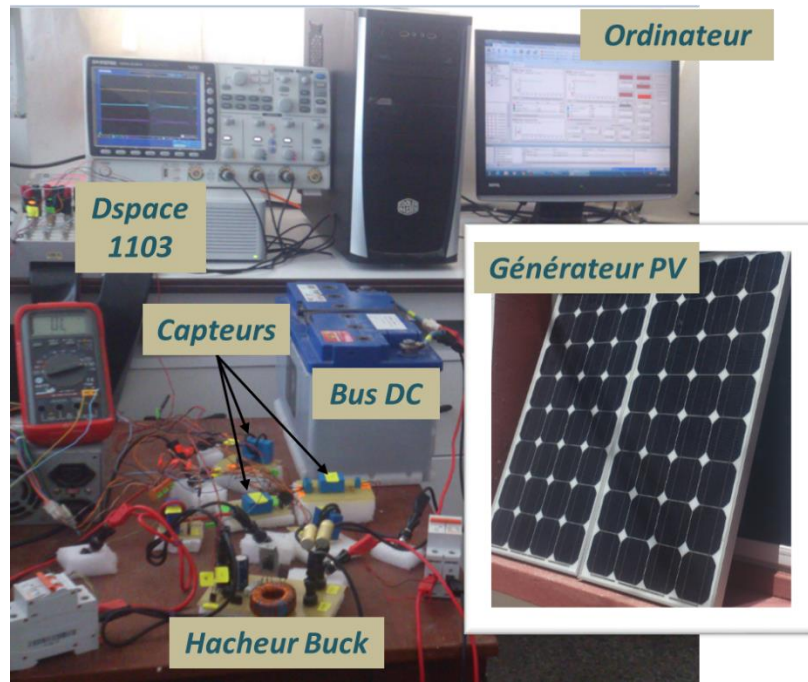


Figure IV.9 : Banc d'essai expérimental

Quatre tests pratiques ont été effectués ; dans le premier, le but de la commande est de suivre une tension PV désirée avec différents niveaux (figure IV.11-a, b). Dans le second, l'objectif de la commande consiste à suivre un courant de sortie (courant de d'inductance) désiré (figure IV.11-c, d). L'objectif de la commande pour le troisième test est la poursuite d'un courant de sortie et d'une tension désirée (figure IV.12-a, b), ceci afin de montrer la capacité de permutation entre les deux modes de régulation (courant et tension) tout en assurant la stabilité globale du système.

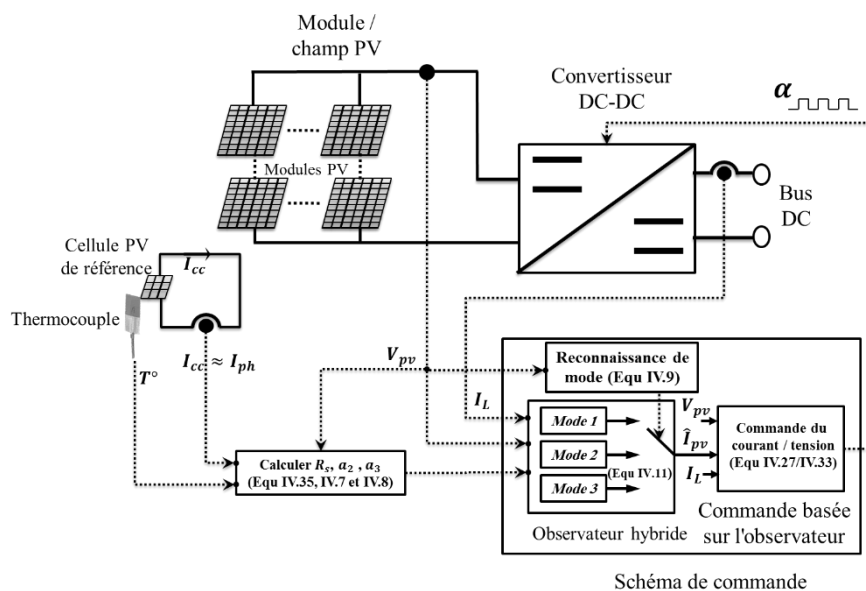


Figure IV.10 : Schéma fonctionnel de la commande basée sur l'observateur

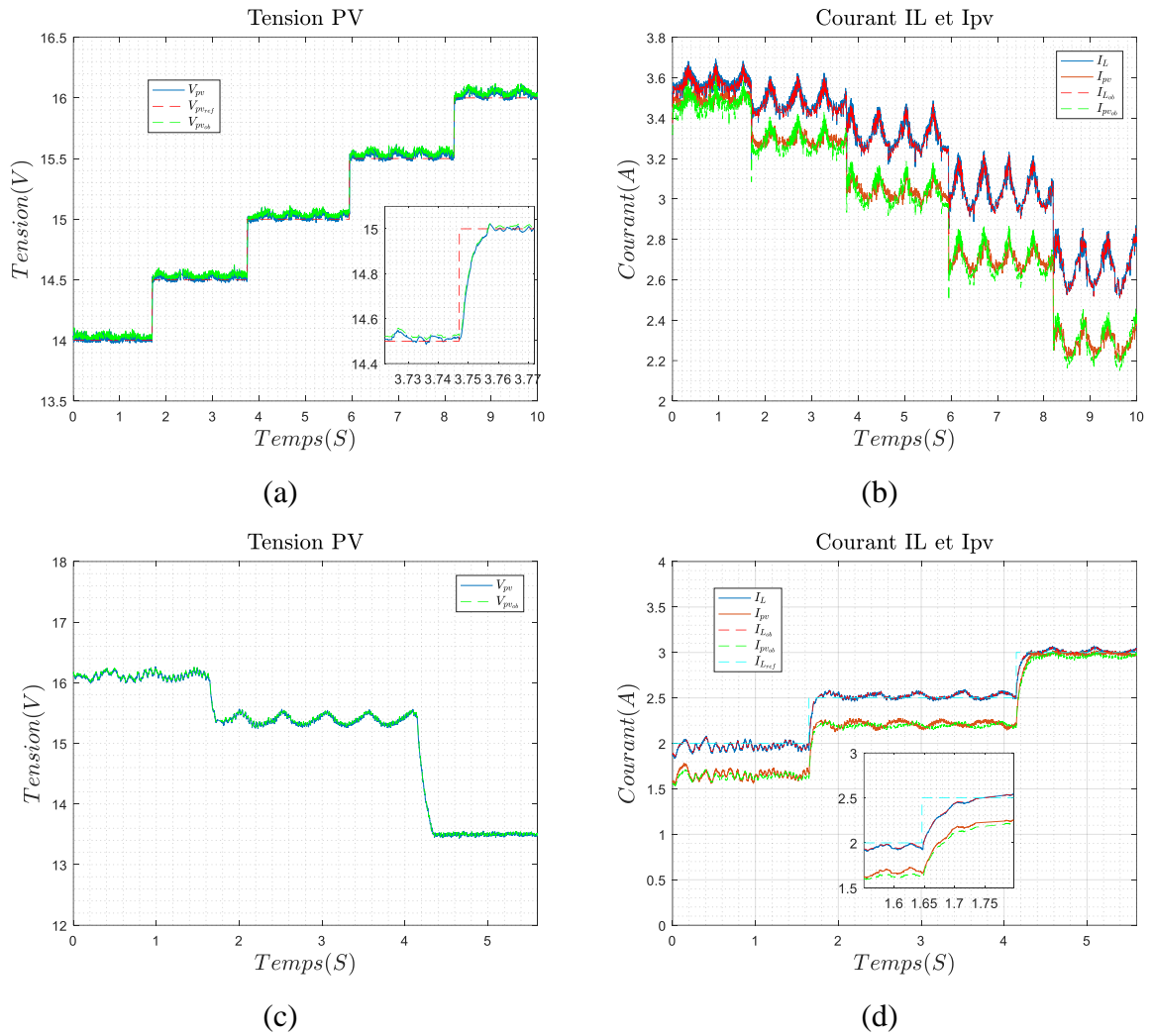


Figure IV.11 : Essai expérimental de poursuite de : (a),(b) la tension PV et, (c),(d) le courant d'inductance.

Dans le dernier test expérimental (figures IV.13-a,b), le but est de démontrer l'efficacité du contrôleur proposé à la poursuite du point de puissance maximale (mode MPPT) mais aussi à pouvoir basculer entre trois modes de régulation (régulation de courant, régulation de tension et suivi du MPP).

Pour le mode MPPT, la tension de fonctionnement PV assurant la puissance maximale (P_{mpp}) est estimée à l'aide de l'approche par conductance incrémentale (INC), pour cela, nous avons fixé la tension différentielle 'dv' à 0.1V et le délai temporel de 'dt' à 0.01s pour l'algorithme INC.

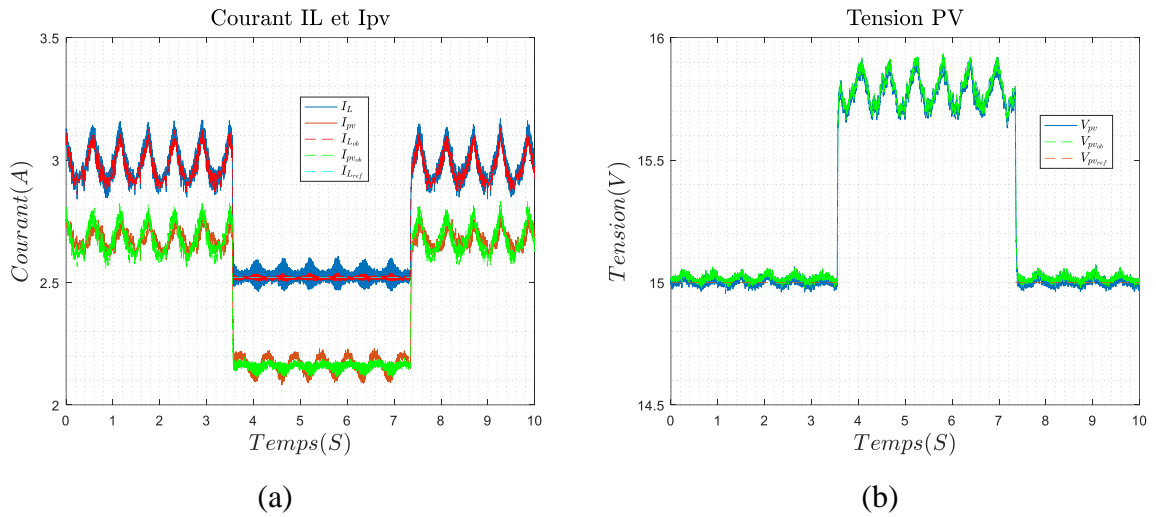


Figure IV.12 : Essai expérimental de poursuite du courant et de la tension PV : (a) Courant de l'inductance et courant PV, (b) Tension PV.

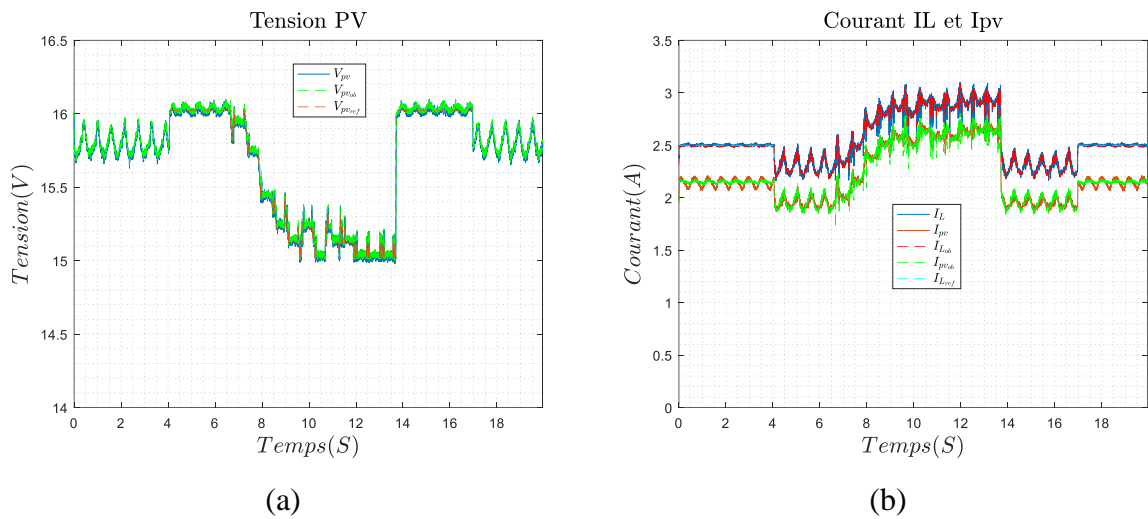


Figure IV.13 : Essai expérimental MPPT : (a) Tension PV, (b) courant de l'inductance et courant PV,

Tableau IV-2 : Les paramètres de la commande et de l'observateur

| | | | | | | |
|-----------------------------|------------------------------|------------------------------|--------------|--------------|-----------------|-------|
| Paramètres de l'observateur | $\lambda_{11}, \lambda_{13}$ | $\lambda_{22}, \lambda_{33}$ | V_2 (Volt) | V_3 (Volt) | V_{oc} (Volt) | n |
| | -10 | -10 | 9 | 16.4 | 17.3 | 3.4 |
| Paramètres du convertisseur | C (mF) | | r_L (Ohm) | | L (mH) | |
| | 2.2 | | 0.2 | | 14.54 | |
| Paramètres de la commande | k_1 | k_2 | k_3 | k_4 | k_5 | k_6 |
| | 1 | 1.5 | 0.04 | 4 | 10 | 1 |

Une erreur de mesure de 1A pour le courant photo-généré I_{ph} et de 5°C pour la température a été introduite dans le premier test et de 10°C dans le second.

Pour tous les tests expérimentaux effectués, la commande basée sur l'observateur proposée montre de bonnes performances que ce soit pour le suivi de la tension ou du courant et même en mode maximisation de puissance. On remarque que les valeurs observées arrivent rapidement à suivre les valeurs réelles des signaux I_{pv} ainsi que I_L et V_{pv} ce qui démontre aussi l'efficacité de l'observateur hybride proposé.

4.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre notre approche de commande basée sur un observateur pour le système PV composé d'un convertisseur abaisseur DC-DC et un générateur photovoltaïque. La stratégie de commande est basée sur l'approche des systèmes dynamiques hybrides, la dynamique du générateur PV et celle du convertisseur (qui sont de natures non linéaires) sont aussi considérés afin de bien traiter, à la fois, la régulation de courant et de la tension sans utilisation de capteur pour le courant PV.

Le modèle photovoltaïque hybride proposé repose sur trois modes de fonctionnement extraits de la courbe I-V (courant-tension) comparée à la courbe réelle du générateur PV pour différentes températures et radiations solaires. Ce nouveau modèle hybride est utilisé pour concevoir une commande basée sur l'observateur destiné à un convertisseur photovoltaïque DC-DC abaisseur. La stabilité globale de la commande basée sur l'observateur a été démontrée. L'un des principaux avantages de cette approche est de fournir des capteurs logiciels de tension et du courant permettant de réduire les coûts associés à ce type de contrôle.

Les résultats de la simulation avec des paramètres réels, ainsi que les résultats expérimentaux présentés montrent bien la faisabilité et les bonnes performances de la commande proposée.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Ce travail présente une contribution à la commande et à la synthèse d'observateur basée sur le concept des systèmes dynamiques hybrides (SDH). En effet, l'aspect hybride repose sur l'intégration et l'association des deux aspects continu et discret, ces aspects coexistent et caractérisent la plupart des systèmes rencontrés en pratique. Dans ce contexte, nous avons réussi à proposer un modèle hybride pour un système de nature non linéaire et complexe qui est le générateur photovoltaïque associé à un hacheur abaisseur avec une prise en compte des différentes dynamiques.

La théorie des systèmes dynamiques hybrides a engendré de nombreux travaux dans divers axes de l'automatique tels que la commande, l'analyse de stabilité, la conception des observateurs. Ainsi, et afin d'introduire les notions de bases qui permettent l'étude de ce type de système, nous avons consacré le premier chapitre de la thèse à la description des SDH à savoir : les définitions de base expliquées avec des exemples concrets, la présentation des notions générales de la modélisation, de la classification et de l'analyse et la commande des SDH. Nous nous sommes concentrés par la suite sur les systèmes à commutation qui sont une classe particulière des SDH, cette classe a fait l'objet de notre cas d'application ; dans ce volet, nous avons fait un tour d'horizon sur les systèmes à commutation : arbitraire et restreinte avec un bref aperçu sur les travaux réalisés autour de la stabilité de ce type de systèmes.

Le chapitre deux présentait en détail notre système d'application « le système photovoltaïque (PV) », nous avons détaillé le modèle mathématique basé sur le circuit électrique à une et à deux diodes du générateur PV, ainsi qu'une vue générale sur les algorithmes utilisés pour la maximisation de la puissance produite (MPPT), nous avons détaillé en particulier l'algorithme INC que nous avons adopté dans notre application. Une modélisation dynamique du convertisseur DC-DC abaisseur avec prise en compte de l'aspect non linéaire qui a été aussi détaillé. À la fin, nous avons présenté une approche d'identification paramétrique du générateur PV basée sur deux algorithmes d'optimisation : les algorithmes génétiques (AG) et l'algorithme Essais Particulaires (PSO). Ceci nous a permis de concevoir un modèle de simulation pour le générateur très proche du modèle réel.

Dans le chapitre trois, nous avons présenté notre approche de commande du générateur PV basée sur le concept SDH avec prise en considération de la dynamique non linéaire du convertisseur DC-DC, nous avons réussi donc à suivre le point de puissance maximum du générateur PV tout en contrôlant le courant de sortie. Nous avons donné un bref aperçu sur les méthodes de stabilisation des systèmes à commutation puis nous avons présenté le modèle mathématique et la commande associée pour chaque mode du modèle hybride proposé pour le système PV, la stabilité de la boucle fermée du système complet a été démontrée.

Nous avons présenté dans le chapitre quatre notre approche de commande basée sur un observateur hybride pour le système PV composé d'un convertisseur abaisseur DC-DC et un générateur photovoltaïque. La stratégie de commande est basée sur l'approche des systèmes dynamiques hybrides, la dynamique du générateur PV et du convertisseur qui sont de nature non linéaire ont été prise en considération, l'observateur proposé était capable de reproduire

fidèlement le comportement dynamique du système et la commande à base d'observateur a permis de traiter à la fois la régulation du courant et de la tension sans utilisation de capteur pour le courant PV. La stabilité globale de la commande basée sur l'observateur est démontrée en se basant sur le concept systèmes dynamiques hybrides.

Des simulations à l'aide des paramètres PV identifiés ont été effectuées pour montrer la faisabilité des commandes proposées. Des tests expérimentaux ont été effectués aussi, et les résultats expérimentaux obtenus ont confirmé l'efficacité de la méthode proposée pour traiter à la fois le suivi du MPP et le contrôle du courant avec et sans observateur.

Les contributions principales et les avantages de ce travail peuvent être résumés aux points suivants :

- nous avons utilisé deux approches (AG et PSO) pour l'identification des paramètres du générateur PV afin d'obtenir un modèle de simulation le plus proche du modèle réel.
- une modélisation hybride basée sur trois modes du système photovoltaïque avec prise en compte de la nature non linéaire du convertisseur abaisseur a été proposée.
- une commande non linéaire pour chaque mode de fonctionnement a été proposée avec une étude de la stabilité globale basée sur l'approche SDH.
- l'avantage de la commande proposée est de pouvoir extraire le maximum d'énergie à partir du générateur PV tout en assurant un réglage du courant de sortie, ceci pour respecter les nouvelles exigences imposées par les Micro-réseaux (DC en particulier).
- un nouveau modèle hybride pour le générateur PV basé sur trois modes a été développé, ceci a permis la proposition d'un observateur hybride pour le système PV.
- nous avons développé une nouvelle approche de commande basée sur l'observateur hybride pour le générateur PV, la stabilité a été aussi discutée.
- L'observateur basé sur l'approche SDH permet non seulement la réduction du coût lié aux capteurs mais permet aussi le développement d'une commande tolérante aux défauts pour le générateur PV.

Perspectives

A l'issue de ce mémoire, plusieurs horizons de recherche demeurent ouverts. Nous présentons ici celles qui nous semblent prometteuses.

- Une perspective immédiate de ce travail de recherche consiste à développer une commande tolérante aux défauts capteurs (tension et courant) pour le système PV.
- L'introduction de nouvelles sources renouvelables telles que les petites éoliennes avec génératrice synchrone à aimant, les piles à combustible ... etc. avec prise en charge de la stabilité du bus DC.
- L'approche SDH semble une solution très motivante pour l'étude, la modélisation et la stabilisation des Micro-réseaux DC, pour faire face au problème de stabilité du bus DC et à la détection d'îlotage qui restent toujours des problèmes ouverts.

BIBLIGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Commissariat aux Energies Renouvelables et à l'Efficacité Energétique, Algerie, "Transition Energétique en Algérie", rapport de 2020.
- [2] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. d. Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids; A General Approach Toward Standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 158-172, 2011.
- [3] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla, and L. G. d. Vicuna, "Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 726-736, 2009.
- [4] S. Singh, A. R. Gautam, and D. Fulwani, "Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 407-421, 2017.
- [5] E. Planas, J. Andreu, J. I. Gárate, I. Martínez de Alegría, and E. Ibarra, "AC and DC technology in microgrids: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 43, pp. 726-749, 2015.
- [6] A. A. Mohamed, A. T. Elsayed, T. A. Youssef, and O. A. Mohammed, "Hierarchical control for DC microgrid clusters with high penetration of distributed energy resources," *Electric Power Systems Research*, vol. 148, pp. 210-219, 2017.
- [7] E. Iyasere, E. Tatlicioglu, and D. M. Dawson, "Backstepping PWM control for maximum power tracking in photovoltaic array systems," in *American Control Conference (ACC), 2010*, 2010, pp. 3561-3565.
- [8] M. Sitbon, S. Schacham, and A. Kuperman, "Disturbance Observer-Based Voltage Regulation of Current-Mode-Boost-Converter-Interfaced Photovoltaic Generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 5776-5785, 2015.
- [9] T. Eram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [10] M. Pahlevani, S. Eren, H. Pahlevaninezhad, I. Askarian, and S. Bagawade, "Digital Current Sensorless Control of Current-Driven Full-Bridge DC/DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, pp. 1797-1815, 2018.
- [11] P. Riedinger and F. Kratz, "An optimal control approach for hybrid systems," *European Journal of Control*, vol. 9, pp. 449-458, 2003.
- [12] F. Hamdi, "Contribution à la Synthèse d'Observateurs Pour les Systèmes Hybrides," Doctorat Science en électronique, Faculté des Sciences de l'ingénieur : Département d'électronique, Batna, 2010.
- [13] A. v. d. Schaft and H. Schumacher, *An Introduction to Hybrid Dynamical Systems*: Springer-Verlag London Berlin Heidelberg, 2000.
- [14] R. Goebel, R. G. Sanfelice, and A. R. Teel, "Hybrid dynamical systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 29, pp. 28-93, 2009.
- [15] T. M. Stauner, "Systematic development of hybrid systems," Technische Universität München, 2001.
- [16] F. Zhu and P. J. Antsaklis, "Optimal control of switched hybrid systems: a brief survey," *ISIS*, vol. 3, 2011.
- [17] T. J. Böhme and B. Frank, *Hybrid Systems, Optimal Control and Hybrid Vehicles*: Springer International Publishing, 2017.
- [18] M. S. Branicky, "Studies in hybrid systems: Modeling, analysis, and control," MASSACHUSETTS INST OF TECH CAMBRIDGE LAB FOR INFORMATION AND DECISION SYSTEMS 1995.

- [19] M. G. Villalva and E. F. Ruppert, "Input-controlled buck converter for photovoltaic applications: Modeling and design," in *Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on*, 2008, pp. 505-509.
- [20] A. Dali, S. Abdelmalek, and M. Bettayeb, "A New Combined Observer-State Feedback (COSF) Controller of PWM Buck Converter," in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, 2018, pp. 1-6.
- [21] F. Hamdi, "Contribution à la Synthèse d'Observateurs Pour les Systèmes Hybrides," Université de Batna, 2010.
- [22] F. Louadj, "Commande robuste des systèmes hybrides : Application à un convertisseur multicellulaire," Magister, Département Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [23] D. Liberzon, *Switching in Systems and Control*: Birkhäuser Basel, 2003.
- [24] J. Lunze and F. Lamnabhi-Lagarrigue, *Handbook of Hybrid Systems Control : Theory, Tools, Applications*: Cambridge University Press, 2009.
- [25] H. Lin and P. J. Antsaklis, "Stability and stabilizability of switched linear systems: a survey of recent results," *IEEE Transactions on Automatic control*, vol. 54, pp. 308-322, 2009.
- [26] R. W. Brockett, "Asymptotic stability and feedback stabilization," *Differential geometric control theory*, vol. 27, pp. 181-191, 1983.
- [27] E. Asarin, O. Bournez, T. Dang, O. Maler, and A. Pnueli, "Effective synthesis of switching controllers for linear systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 88, pp. 1011-1025, 2000.
- [28] A. Bemporad, G. Ferrari-Trecate, and M. Morari, "Observability and controllability of piecewise affine and hybrid systems," *IEEE transactions on automatic control*, vol. 45, pp. 1864-1876, 2000.
- [29] L. Zhang, S. Zhuang, and R. D. Braatz, "Switched model predictive control of switched linear systems: Feasibility, stability and robustness," *Automatica*, vol. 67, pp. 8-21, 2016.
- [30] D. Zhai, A.-Y. Lu, J.-H. Li, and Q.-L. Zhang, "Simultaneous fault detection and control for switched linear systems with mode-dependent average dwell-time," *Applied Mathematics and computation*, vol. 273, pp. 767-792, 2016.
- [31] D. Liberzon and A. S. Morse, "Basic problems in stability and design of switched systems," *IEEE control systems magazine*, vol. 19, pp. 59-70, 1999.
- [32] X. Zhao, P. Shi, Y. Yin, and S. K. Nguang, "New results on stability of slowly switched systems: A multiple discontinuous Lyapunov function approach," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 62, pp. 3502-3509, 2016.
- [33] D. Cheng, "Controllability of switched bilinear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 50, pp. 511-515, 2005.
- [34] S. Pequito and G. J. Pappas, "Structural minimum controllability problem for switched linear continuous-time systems," *Automatica*, vol. 78, pp. 216-222, 2017.
- [35] Z. Ji, L. Wang, and X. Guo, "Design of switching sequences for controllability realization of switched linear systems," *Automatica*, vol. 43, pp. 662-668, 2007.
- [36] M. Egerstedt and M. Babaali, "On observability and reachability in a class of discrete-time switched linear systems," in *Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005.*, 2005, pp. 1179-1180.
- [37] S. S. Ge, Z. Sun, and T. H. Lee, "Reachability and controllability of switched linear discrete-time systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, pp. 1437-1441, 2001.

- [38] M. Baştuğ, M. Petreczky, R. Wisniewski, and J. Leth, "Reachability and observability reduction for linear switched systems with constrained switching," *Automatica*, vol. 74, pp. 162-170, 2016.
- [39] A. Bemporad and M. Morari, "Control of systems integrating logic, dynamics, and constraints," *Automatica*, vol. 35, pp. 407-427, 1999.
- [40] M. K.-J. Johansson, *Piecewise linear control systems: a computational approach* vol. 284: Springer, 2003.
- [41] Z. Sun and S. S. Ge, "Analysis and synthesis of switched linear control systems," *Automatica*, vol. 41, pp. 181-195, 2005.
- [42] D. Liberzon, J. P. Hespanha, and A. S. Morse, "Stability of switched systems: a Lie-algebraic condition," *Systems & Control Letters*, vol. 37, pp. 117-122, 1999.
- [43] G. Zhai, B. Hu, K. Yasuda, and A. N. Michel, "Qualitative analysis of discrete-time switched systems," in *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No. CH37301)*, 2002, pp. 1880-1885.
- [44] G. Zhai and H. Lin, "Controller failure time analysis for symmetric control systems," *International Journal of Control*, vol. 77, pp. 598-605, 2004.
- [45] G. Zhai, X. Xu, H. Lin, and A. N. Michel, "Analysis and design of switched normal systems," *Nonlinear Analysis: Theory, Methods & Applications*, vol. 65, pp. 2248-2259, 2006.
- [46] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory* vol. 15: Siam, 1994.
- [47] R. N. Shorten and K. S. Narendra, "Necessary and sufficient conditions for the existence of a common quadratic Lyapunov function for a finite number of stable second order linear time-invariant systems," *International Journal of Adaptive control and Signal processing*, vol. 16, pp. 709-728, 2002.
- [48] R. Shorten, K. S. Narendra, and O. Mason, "A result on common quadratic Lyapunov functions," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 48, pp. 110-113, 2003.
- [49] R. N. Shorten, O. Mason, F. O'Caibre, and P. Curran, "A unifying framework for the SISO circle criterion and other quadratic stability criteria," *International Journal of Control*, vol. 77, pp. 1-8, 2004.
- [50] L. Gurvits, R. Shorten, and O. Mason, "On the stability of switched positive linear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, pp. 1099-1103, 2007.
- [51] F. Lei, L. Hai, and P. J. Antsaklis, "Stabilization and performance analysis for a class of switched systems," in *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, 2004, pp. 3265-3270 Vol.3.
- [52] J. Daafouz, P. Riedinger, and C. Iung, "Stability analysis and control synthesis for switched systems: a switched Lyapunov function approach," *IEEE transactions on automatic control*, vol. 47, pp. 1883-1887, 2002.
- [53] H. Lin and P. J. Antsaklis, "Stability and persistent disturbance attenuation properties for a class of networked control systems: switched system approach," *International Journal of Control*, vol. 78, pp. 1447-1458, 2005.
- [54] A. Bhaya, F. Das, and C. Mota, "Equivalence of stability concepts for discrete time-varying systems," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, pp. 725-740, 1994.
- [55] A. P. Molchanov and Y. S. Pyatnitskiy, "Criteria of asymptotic stability of differential and difference inclusions encountered in control theory," *Systems & Control Letters*, vol. 13, pp. 59-64, 1989.
- [56] J. P. Hespanha and A. S. Morse, "Stability of switched systems with average dwell-time," in *Proceedings of the 38th IEEE conference on decision and control (Cat. No. 99CH36304)*, 1999, pp. 2655-2660.

- [57] M. S. Branicky, "Multiple Lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems," *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 43, pp. 475-482, 1998.
- [58] N. H. El-Farra, P. Mhaskar, and P. D. Christofides, "Output feedback control of switched nonlinear systems using multiple Lyapunov functions," *Systems & Control Letters*, vol. 54, pp. 1163-1182, 2005.
- [59] B. Lu and F. Wu, "Switching LPV control designs using multiple parameter-dependent Lyapunov functions," *Automatica*, vol. 40, pp. 1973-1980, 2004.
- [60] A. Bidram and A. Davoudi, "Hierarchical Structure of Microgrids Control System," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, pp. 1963-1976, 2012.
- [61] S. Pettersson and B. Lennartson, "Stabilization of hybrid systems using a min-projection strategy," in *Proceedings of the 2001 American Control Conference.(Cat. No. 01CH37148)*, 2001, pp. 223-228.
- [62] S. Pettersson and B. Lennartson, "Hybrid system stability and robustness verification using linear matrix inequalities," *International Journal of Control*, vol. 75, pp. 1335-1355, 2002.
- [63] A. Kaabeche, S. Diaf, and R. Ibtouen, "Firefly-inspired algorithm for optimal sizing of renewable hybrid system considering reliability criteria," *Solar Energy*, vol. 155, pp. 727-738, 2017/10/01/ 2017.
- [64] O. Hachana, K. Hemsas, G. Tina, and C. Ventura, "Comparison of different metaheuristic algorithms for parameter identification of photovoltaic cell/module," *JOURNAL OF RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY*, vol. 5, p. 053122, 2013.
- [65] M. Bencherif and A. Chermitti, "New method to assess the loss parameters of the photovoltaic modules," *JOURNAL OF RENEWABLE AND SUSTAINABLE ENERGY*, vol. 4, p. 063115, 2012.
- [66] H. Tian, F. Mancilla-David, K. Ellis, E. Muljadi, and P. Jenkins, "A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels," *Solar energy*, vol. 86, pp. 2695-2706, 2012.
- [67] M. C. Di Piazza and G. Vitale, *Photovoltaic Sources : Modeling and Emulation*: Springer-Verlag London, 2013.
- [68] N. Veissid and A. De Andrade, "The I–V Silicon Solar Cell Characteristic Parameters Temperature Dependence. An Experimental Study using the Standard Deviation Method," in *Tenth EC Photovoltaic Solar Energy Conference*, 1991, pp. 43-47.
- [69] J. Gow and C. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 146, pp. 193-200, 1999.
- [70] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 439-449, 2007.
- [71] S. S. Mary, S. S. Kumar, S. P. Poluru, and M. J. B. Reddy, "A Dual DC Output Power Supply for a Stand-alone Photovoltaic System," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, 2015.
- [72] A. Loukriz, M. Haddadi, and S. Messalti, "Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems," *ISA Transactions*, vol. 62, pp. 30-38, 2016.
- [73] M. H. Taghvaei, M. A. M. Radzi, S. M. Moosavain, H. Hizam, and M. Hamiruce Marhaban, "A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 17, pp. 216-227, 2013.

- [74] M. Salimi, J. Soltani, G. A. Markadeh, and N. R. Abjadi, "Adaptive nonlinear control of the DC-DC buck converters operating in CCM and DCM," *European transactions on electrical power*, vol. 23, pp. 1536–1547, 2013.
- [75] S. Mouhadjer, A. Chermitti, and A. Neçaibia, "Comprehensive and field study to design a buck converter for photovoltaic systems," *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 15 N°2, pp. 321 – 330, 2012.
- [76] E. Babaei, M. E. Seyed Mahmoodieh, and M. Sabahi, "Investigating Buck DC-DC Converter Operation in Different Operational Modes and Obtaining the Minimum Output Voltage Ripple Considering Filter Size," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, No. 6, pp. 793-800, 2011.
- [77] A. Dali, A. Bouharchouche, and S. Diaf, "Parameter identification of photovoltaic cell/module using genetic algorithm (GA) and particle swarm optimization (PSO)," in *Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference on*, 2015, pp. 1-6.
- [78] A. Chouder, S. Silvestre, N. Sadaoui, and L. Rahmani, "Modeling and simulation of a grid connected PV system based on the evaluation of main PV module parameters," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 20, pp. 46-58, 2012.
- [79] A. Orioli and A. Di Gangi, "A procedure to calculate the five-parameter model of crystalline silicon photovoltaic modules on the basis of the tabular performance data," *Applied Energy*, vol. 102, pp. 1160-1177, 2013.
- [80] G. M. Tina and C. Ventura, "Evaluation and validation of an electrical model of photovoltaic module based on manufacturer measurement," in *Sustainability in Energy and Buildings*, ed: Springer, 2013, pp. 15-24.
- [81] F. Ghani, M. Duke, and J. Carson, "Numerical calculation of series and shunt resistance of a photovoltaic cell using the Lambert W-function: Experimental evaluation," *Solar Energy*, vol. 87, pp. 246-253, 2013.
- [82] Y. Chen, X. Wang, D. Li, R. Hong, and H. Shen, "Parameters extraction from commercial solar cells I–V characteristics and shunt analysis," *Applied Energy*, vol. 88, pp. 2239-2244, 2011.
- [83] K. Bouzidi, M. Chegaar, and A. Bouhemadou, "Solar cells parameters evaluation considering the series and shunt resistance," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 91, pp. 1647-1651, 2007.
- [84] M. Zagrouba, A. Sellami, M. Bouaïcha, and M. Ksouri, "Identification of PV solar cells and modules parameters using the genetic algorithms: Application to maximum power extraction," *Solar energy*, vol. 84, pp. 860-866, 2010.
- [85] K. M. El-Naggar, M. AlRashidi, M. AlHajri, and A. Al-Othman, "Simulated annealing algorithm for photovoltaic parameters identification," *Solar Energy*, vol. 86, pp. 266-274, 2012.
- [86] K. Ishaque, Z. Salam, S. Mekhilef, and A. Shamsudin, "Parameter extraction of solar photovoltaic modules using penalty-based differential evolution," *Applied Energy*, vol. 99, pp. 297-308, 2012.
- [87] A. Askarzadeh and A. Rezaadeh, "Artificial bee swarm optimization algorithm for parameters identification of solar cell models," *Applied Energy*, vol. 102, pp. 943-949, 2013.
- [88] A. Askarzadeh and A. Rezaadeh, "Extraction of maximum power point in solar cells using bird mating optimizer-based parameters identification approach," *Solar energy*, vol. 90, pp. 123-133, 2013.
- [89] A. Askarzadeh and A. Rezaadeh, "Parameter identification for solar cell models using harmony search-based algorithms," *Solar Energy*, vol. 86, pp. 3241-3249, 2012.

- [90] M. AlHajri, K. El-Naggar, M. AlRashidi, and A. Al-Othman, "Optimal extraction of solar cell parameters using pattern search," *Renewable Energy*, vol. 44, pp. 238-245, 2012.
- [91] A. Khare and S. Rangnekar, "A review of particle swarm optimization and its applications in solar photovoltaic system," *Applied Soft Computing*, vol. 13, pp. 2997-3006, 2013.
- [92] S. Pettersson, "Synthesis of switched linear systems," in *42nd IEEE International Conference on Decision and Control (IEEE Cat. No. 03CH37475)*, 2003, pp. 5283-5288.
- [93] Z. Sun, "Stabilizability and insensitivity of switched linear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 49, pp. 1133-1137, 2004.
- [94] X. Xu and P. J. Antsaklis, "Stabilization of second-order LTI switched systems," *International Journal of Control*, vol. 73, pp. 1261-1279, 2000.
- [95] H. Lin and P. J. Antsaklis, "Switching stabilizability for continuous-time uncertain switched linear systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 52, pp. 633-646, 2007.
- [96] J. Andreu, A. Fernández-Navamuel, I. Kortabarria, A. Llaría, and J. A. Alzola, "Definición de una microrred para la recarga de vehículos eléctricos," in *Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI)*, Spain, 2011, pp. 281-286.
- [97] M. Starke, L. Fangxing, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "AC vs. DC distribution: Maximum transfer capability," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1-6.
- [98] E. Borioli, M. Brenna, R. Faranda, and G. Simioli, *Comparison between the electrical capabilities of the cables used in LV AC and DC power lines*, 2004.
- [99] M. E. Baran and N. R. Mahajan, "DC distribution for industrial systems: opportunities and challenges," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 1596-1601, 2003.
- [100] M. Hejri and A. Giua, "Hybrid modeling and control of switching DC-DC converters via MLD systems," in *Automation Science and Engineering (CASE), 2011 IEEE Conference on*, 2011, pp. 714-719.
- [101] H. Abouobaida, M. Cherkaoui, and M. Ouassaid, "Robust maximum power point tracking for photovoltaic cells: A backstepping mode control approach," in *Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [102] N. Vafamand and M. Rakhshan, "Dynamic Model-Based Fuzzy Controller for Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Systems: A Linear Matrix Inequality Approach," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 139, pp. 051010-051010-6, 2017.
- [103] J. López, S. I. Seleme Jr, P. F. Donoso, L. M. F. Morais, P. C. Cortizo, and M. A. Severo, "Digital control strategy for a buck converter operating as a battery charger for stand-alone photovoltaic systems," *Solar Energy*, vol. 140, pp. 171-187, 2016.
- [104] W. M. Haddad, S. G. Nersesov, Q. Hui, and M. Ghasemi, "Formation Control Protocols for Nonlinear Dynamical Systems Via Hybrid Stabilization of Sets," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 136, pp. 051020-051020-13, 2014.
- [105] A. Dali, S. Diaf, and M. Tadjine, "Maximum Power Tracking and Current Control for Solar Photovoltaic System Applications, Hybrid Dynamical System Approach," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 141, p. 091017, 2019.

- [106] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Fault-Tolerant Strategy for a Photovoltaic DC--DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 3008-3018, 2013.
- [107] A. M. Dizqah, A. Maheri, K. Busawon, and P. Fritzson, "Standalone DC microgrids as complementarity dynamical systems: Modeling and applications," *Control Engineering Practice*, vol. 35, pp. 102-112, 2015/02/01/ 2015.
- [108] E. Jamshidpour, P. Poure, and S. Saadate, "Photovoltaic Systems Reliability Improvement by Real-Time FPGA-Based Switch Failure Diagnosis and Fault-Tolerant DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 7247-7255, 2015.
- [109] A. Elasser, M. Agamy, J. Sabate, R. Steigerwald, R. Fisher, and M. Harfman-Todorovic, "A comparative study of central and distributed MPPT architectures for megawatt utility and large scale commercial photovoltaic plants," in *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 2753-2758.
- [110] Y. Song and B. Wang, "Survey on reliability of power electronic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 591-604, 2012.
- [111] D. Ali, D. Said, and T. Mohamed, "Observer-based control of a photovoltaic DC-DC buck converter: HDS approach," *Asian Journal of Control*, 2019.
- [112] A. Dali, S. Diaf, and M. Tadjine, "Sensor fault tolerant control of a photovoltaic DC-DC buck converter: HDS approach," in *Modelling, Identification and Control (ICMIC), 2016 8th International Conference on*, Algiers, 2016.
- [113] I. S. Kim, M. B. Kim, and M. J. Youn, "New Maximum Power Point Tracker Using Sliding-Mode Observer for Estimation of Solar Array Current in the Grid-Connected Photovoltaic System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1027 EP - 1035, 2006.
- [114] J. Wang, S. Li, J. Yang, B. Wu, and Q. Li, "Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, pp. 579-586, 2015.
- [115] J. Wang, C. Zhang, S. Li, J. Yang, and Q. Li, "Finite-Time Output Feedback Control for PWM-Based DC-DC Buck Power Converters of Current Sensorless Mode," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 25, pp. 1359-1371, 2017.
- [116] J. Sun, J. Yang, W. X. Zheng, and S. Li, "GPIO-Based Robust Control of Nonlinear Uncertain Systems Under Time-Varying Disturbance With Application to DC-DC Converter," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, pp. 1074-1078, 2016.
- [117] J. Wang, S. Li, J. Yang, B. Wu, and Q. Li. (2016, Finite-time disturbance observer based non-singular terminal sliding-mode control for pulse width modulation based DC-DC buck converters with mismatched load disturbances. *IET Power Electronics* 9(9), 1995-2002. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2015.0178>
- [118] S. Oucheriah and L. Guo, "PWM-Based Adaptive Sliding-Mode Control for Boost DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 3291-3294, 2013.
- [119] Y.-H. Gao, Z.-Y. Liu, and H. Chen, "Observer-based controller design of discrete-time piecewise affine systems," *Asian Journal of Control*, vol. 12, pp. 558-567, 2010.
- [120] L. Chen, X. Huang, and M. Liu, "Observer-Based Piecewise Fault-Tolerant Control for Discrete-Time Nonlinear Dynamic Systems," *Asian Journal of Control*, vol. 19, pp. 2051-2061, 2017.
- [121] M. S. Shaker and A. A. Kraidi, "Robust observer-based DC-DC converter control," *Journal of King Saud University - Engineering Sciences*, 2017/08/18/ 2017.

- [122] M. Cristian, P. Dumitru, A. Abdel, and C. Nicolai, "Observer based control for a PV system modeled by a Fuzzy Takagi Sugeno model," in *2015 19th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, 2015, pp. 652-657.
- [123] M. Allouche, K. Dahech, M. Chaabane, and D. Mehdi, "Fuzzy observer-based control for maximum power-point tracking of a photovoltaic system," *International Journal of Systems Science*, vol. 49, pp. 1061-1073, 2018/04/04 2018.
- [124] M. Metry, M. B. Shadmand, R. S. Balog, and H. Abu-Rub, "MPPT of Photovoltaic Systems Using Sensorless Current-Based Model Predictive Control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 1157-1167, 2017.
- [125] I. S. Kim and M. J. Youn, "Variable-structure observer for solar-array current estimation in a photovoltaic power-generation system," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, pp. 953-959, 2005.
- [126] M. Guisser, E. Abdelmounim, M. Aboulfatah, and A. eljouni, "Nonlinear input-output feedback linearization MPPT control based on state observer for a photovoltaic pumping system," presented at the 1er Colloque franco-marocain sur les énergies nouvelles et renouvelables (COFMER'01), Ecole Mohammadia d'Ingénieurs, Rabat, Maroc, 2014.
- [127] R. Errouissi, A. Al-Durra, S. M. Muyeen, and A. E. Aroudi, "Robust feedback-linearisation control of a boost converter feeding a grid-tied inverter for PV applications," *IET Power Electronics*, vol. 11, pp. 557-565, 2018.
- [128] L. Zhang and A. Q. Huang, "Model-based fault detection of hybrid fuel cell and photovoltaic direct current power sources," *Journal of Power Sources*, vol. 196, pp. 5197-5204, 2011.
- [129] O. Hegazy, "Modeling and analysis of different control techniques of conductive battery chargers for electric vehicles applications," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 34, pp. 151-172, 2015.