

**Ecole Nationale Polytechnique**



Département d'Electronique

**Mémoire de projet de fin d'études**

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'État en électronique

**RECONFIGURATION AUTOMATIQUE DE CHAMPS  
PHOTOVOLTAÏQUES SOUS OMBRAGE PARTIEL POUR  
L'EXTRACTION MAXIMALE DE PUISSANCE**

**Hamid SALHI et Mohamed El Amine BOUCHELAGHEM**

Présenté et défendu publiquement le 22/06/2026

**Composition du jury :**

|             |                          |      |
|-------------|--------------------------|------|
| President : | Dr. Mohamed Oussaid TAGH | ENP  |
| Examineur : | Dr. Salah BOUHOUN        | ENP  |
| Encadrant : | Pr. Cherif LARBES        | ENP  |
| Encadrant : | DR. Linda HASSAINE       | CDER |
| Encadrant : | Ing. Haithem BOUKERDOUN  | CDER |

ENP 2026



**Ecole Nationale Polytechnique**



Département d'Electronique

**Mémoire de projet de fin d'études**

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'État en électronique

**RECONFIGURATION AUTOMATIQUE DE CHAMPS  
PHOTOVOLTAÏQUES SOUS OMBRAGE PARTIEL POUR  
L'EXTRACTION MAXIMALE DE PUISSANCE**

**Hamid SALHI et Mohamed El Amine BOUCHELAGHEM**

Présenté et défendu publiquement le 22/06/2026

**Composition du jury :**

|             |                          |      |
|-------------|--------------------------|------|
| President : | Dr. Mohamed Oussaid TAGH | ENP  |
| Examineur : | Dr. Salah BOUHOUN        | ENP  |
| Encadrant : | Pr. Cherif LARBES        | ENP  |
| Encadrant : | DR. Linda HASSAINE       | CDER |
| Encadrant : | Ing. Haithem BOUKERDOUN  | CDER |

ENP 2026

# Dédicaces

*Je dédie ce travail :*

*À mon cher **père**, dont les sacrifices, la bienveillance et le soutien constant ont été une source inestimable de motivation tout au long de mon parcours. Je lui exprime ma profonde reconnaissance et mon immense gratitude pour tout ce qu'il a accompli afin de me permettre d'atteindre mes objectifs.*

*À mes chères **sœurs**, pour leur affection, leurs encouragements et leur présence à mes côtés dans les moments de joie comme dans les périodes plus difficiles. Leur soutien a toujours été pour moi une force précieuse.*

*À notre encadrant, **BOUKERDOUN Haithem**, pour sa disponibilité, ses précieux conseils, sa rigueur scientifique et son accompagnement tout au long de ce projet. Ses orientations et son soutien ont grandement contribué à la qualité et à l'aboutissement de ce travail.*

*À mon binôme **Mohamed El Amine** , Je le remercie pour son engagement, son esprit de collaboration tout au long de la réalisation de ce projet.*

*Enfin, à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à ma formation, m'ont soutenu et encouragé durant la réalisation de ce travail.*

**Hamid**

*Je dédie ce modeste travail :*

*À ma très chère **mère**, source inépuisable d'amour, de courage et de bienveillance. Merci pour tes sacrifices, tes encouragements, tes prières et ton soutien constant qui m'ont accompagné à chaque étape de ma vie. Ce travail est le fruit de tes efforts autant que des miens. Je te dédie ce mémoire avec tout mon amour, mon respect et ma reconnaissance éternelle.*

*À mon cher **frère**, à mes chères **sœurs** et à ma chère **femme**, pour leur amour, leur soutien indéfectible, leurs encouragements et leur présence à mes côtés dans les moments difficiles comme dans les moments de joie.*

*À notre cher encadrant **BOUKERDOUN Haithem**, pour ses précieux conseils, sa disponibilité, sa patience et son encadrement exemplaire tout au long de ce projet.*

*À mon cher binôme **Hamid**, avec qui j'ai partagé les défis, les efforts et les réussites de ce travail. Je le remercie sincèrement pour sa collaboration, son soutien constant, son sérieux et son engagement qui ont grandement contribué à l'aboutissement de ce projet.*

*A toutes les personnes qui m'ont encouragé, soutenu de près ou de loin, et qui ont cru en la réussite de ce projet.*

**Mohamed El Amine**

# Remerciements

Avant toute chose, nous rendons grâce à Allah, Le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la santé, la force, la patience et la persévérance nécessaires afin de mener à bien ce travail. Sans Sa volonté et Sa bénédiction, l'aboutissement de ce projet n'aurait pas été possible.

Nous exprimons notre profonde et sincère gratitude à notre encadrant à l'École Nationale Polytechnique, le **Pr. CHERIF LARBES**, pour la confiance qu'il nous a accordée, pour son encadrement rigoureux, sa disponibilité constante, ainsi que ces orientations qui ont grandement contribué à la qualité de ce travail.

Nous adressons également nos plus vifs remerciements à notre encadrante au Centre de Développement des Énergies Renouvelables (CDER), la **Directrice de Recherche HASSAINE Linda**, ainsi qu'à notre encadrant, le **Ing. BOUKERDOUN Haithem**, pour leur accompagnement exemplaire, leur soutien indéfectible, leur expertise scientifique et leurs précieuses recommandations tout au long de ce projet. Leurs remarques pertinentes et leur disponibilité ont constitué une source d'inspiration et d'encouragement permanente.

Nous tenons également à remercier chaleureusement l'ensemble des enseignants du Département d'Électronique pour la qualité de la formation qu'ils nous ont dispensée, ainsi que pour les connaissances et les compétences qu'ils nous ont transmises tout au long de notre cursus universitaire.

Nos remerciements les plus respectueux s'adressent aux membres du jury qui nous font l'honneur d'examiner ce mémoire et d'évaluer notre travail. Nous leur sommes reconnaissants pour le temps et l'intérêt qu'ils lui consacrent.

Nous exprimons enfin notre plus profonde reconnaissance à nos familles, dont les encouragements et le soutien inconditionnel ont été le fondement de notre réussite. Leur confiance et leurs prières nous ont accompagnés à chaque étape de notre parcours.

Nous adressons également une pensée particulière à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce projet et nous ont soutenus tout au long de cette aventure académique et humaine.

## المخلص

في هذا المشروع، تم تصميم وبناء نموذجي هذا المشروع، تم تصميم وبناء نموذج أولي لمحول طاقة كهروضوئي متطور وقابل لإعادة التشكيل بقدرة 600 واط. يهدف هذا العمل إلى معالجة انخفاض كفاءة الألواح الشمسية الناتج عن ظاهرة التظليل الجزئي. تم حساب أبعاد المكونات الإلكترونية للمحول عند تردد تشغيل منخفض قدره 5 كيلوهرتز لتقليل خسائر التبديل الحراري، مع ضمان استقرار الجهد عند 80 فولت في المخرج. تم تطوير نظام تحكم برامجي مدمج في الوقت الفعلي باستخدام معالج لتتبع نقطة الطاقة القصوى وإدارة التبديل التلقائي والأمن بين الربط على التوالي والتوازي بفضل ميزة زمن ميت مقدر بـ 2 ميلي ثانية لتجنب الدارات القصيرة. أظهرت النتائج التجريبية كفاءة إجمالية بلغت 95.2%، مما يطابق بدقة نماذج المحاكاة المنجزة. **الكلمات المفتاحية:** محول طاقة، طاقة كهروضوئية، تظليل جزئي، معالج إشارات رقمي، إعادة التشكيل التلقائي.

## Abstract

In this project, a 600W reconfigurable and intelligent photovoltaic conversion platform was designed, modeled, and experimentally validated. This work addresses the efficiency drop in solar arrays caused by partial shading and mismatching. The power components of the DC/DC Boost converter were dimensioned for a strict 5kHz switching frequency to minimize thermal losses while ensuring a regulated 80V DC bus output. A real-time embedded control algorithm was developed on a C2000 DSP architecture to handle Maximum Power Point Tracking (MPPT) and supervise the automatic topology transition between series and parallel modes. A 2ms software dead-time was introduced to safely clear the physical turn-off delays of the switching devices, completely preventing short-circuits. Experimental results showed a peak efficiency of 95.2%, closely matching the MATLAB/Simulink simulation model.

**Keywords:** Boost converter, Photovoltaic system, Partial shading, DSP C2000, Automatic reconfiguration.

# Résumé

Dans ce projet, une plateforme de conversion photovoltaïque reconfigurable et intelligente de 600W a été conçue, modélisée et validée expérimentalement. Ce travail répond à la problématique de la chute de rendement des champs solaires soumis à un ombrage partiel. Les composants de puissance du convertisseur DC/DC Boost ont été dimensionnés pour une fréquence de découpage stricte de 5kHz afin de minimiser les pertes thermiques, tout en garantissant un bus DC régulé à 80V en sortie. Un algorithme de contrôle embarqué en temps réel a été développé sur un DSP C2000 pour assurer le suivi du point de puissance maximale (MPPT) et superviser la transition topologique automatique entre les modes Série et Parallèle. Un temps mort logiciel de 2ms a été intégré pour sécuriser l'extinction physique des commutateurs et éviter tout court-circuit. Les résultats expérimentaux affichent un rendement global de 95.2%, en parfaite adéquation avec les modèles de simulation MATLAB/Simulink.

**Mots-clés :** Convertisseur Boost, Système photovoltaïque, Ombrage partiel, DSP C2000, Reconfiguration automatique.

# Table des matières

Table des figures

Liste des tableaux

**Introduction Générale** **15**

**1 État de l’art sur les systèmes photovoltaïques et problématique de l’ombrage** **17**

1.1 Introduction . . . . . 17

1.2 Énergie Solaire et Gisement Rayonnant . . . . . 18

1.3 Technologies Dans Les Panneaux Photovoltaïques . . . . . 18

1.3.1 Silicium Monocristallin . . . . . 19

1.3.2 Silicium Polycristallin . . . . . 19

1.3.3 Technologies À Couches Minces . . . . . 19

1.4 Modélisation Mathématique d’un Panneau Photovoltaïque . . . . . 20

1.4.1 Modélisation À Une Diode . . . . . 20

1.4.2 Modélisation À Deux Diodes . . . . . 21

1.4.3 Modélisation À Trois Diodes . . . . . 22

1.5 Le Principe de l’Extraction Maximale de Puissance (MPPT) . . . . . 22

1.6 Effet de l’Irradianance sur la Puissance Photovoltaïque . . . . . 23

1.7 Effet de la Température sur la Puissance Photovoltaïque . . . . . 23

1.8 Proposition d’une Solution Matérielle pour Contourner l’Effet de l’Ombrage  
et de la Température . . . . . 25

1.9 Conclusion . . . . . 26

**2 Modélisation du système photovoltaïque étudié et les algorithmes proposés** **27**

2.1 Introduction . . . . . 27

2.2 Architecture Globale Du Système . . . . . 27

2.3 Modélisation et dimensionnement de l’étage de puissance (DC-DC Boost) . 30

2.3.1 Fonctionnement et modélisation dynamique . . . . . 30

2.3.2 Dimensionnement des composants passifs . . . . . 31

2.3.3 Analyse des contraintes de fonctionnement . . . . . 31

2.4 Module Photovoltaïque & Configuration . . . . . 32

2.4.1 Paramètres Du Module Photovoltaïque . . . . . 32

|          |                                                                                                                    |            |
|----------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 2.4.2    | Les Connexions Possibles Des Panneaux Photovoltaïques . . . . .                                                    | 33         |
| 2.5      | Les Scénarios Étudiés . . . . .                                                                                    | 35         |
| 2.5.1    | Scénario 1 : Conditions uniformes à éclairement moyen . . . . .                                                    | 35         |
| 2.5.2    | Scénario 2 : Transition asymétrique mixte . . . . .                                                                | 35         |
| 2.5.3    | Scénario 3 : Éclairement fort avec fort gradient thermique . . . . .                                               | 36         |
| 2.5.4    | Scénario 4 : Chute d'éclairement et ombrage sévère . . . . .                                                       | 36         |
| 2.6      | Algorithmes De Contrôle Et Logique De Reconfiguration . . . . .                                                    | 36         |
| 2.6.1    | Algorithme Perturb & Observe (P&O) . . . . .                                                                       | 37         |
| 2.6.2    | Principe de fonctionnement et logique décisionnelle . . . . .                                                      | 37         |
| 2.6.3    | Algorithme de Détection de Mismatch . . . . .                                                                      | 39         |
| 2.6.4    | Superviseur De Configurations . . . . .                                                                            | 39         |
| 2.6.5    | Algorithme Global Proposé (P&O, Mismatch et Superviseur) . . . .                                                   | 40         |
| 2.7      | Conclusion . . . . .                                                                                               | 42         |
| <b>3</b> | <b>Analyse des résultats de simulation et discussion</b>                                                           | <b>44</b>  |
| 3.1      | Introduction . . . . .                                                                                             | 44         |
| 3.2      | Description Du Système Simulé . . . . .                                                                            | 44         |
| 3.2.1    | Description Technique des Sous-Ensembles Fonctionnels . . . . .                                                    | 47         |
| 3.2.2    | Architecture Globale du Système sous Simulink . . . . .                                                            | 49         |
| 3.3      | Simulation du MPPT P&O pour un seul module PV . . . . .                                                            | 50         |
| 3.3.1    | Schéma de simulation . . . . .                                                                                     | 50         |
| 3.3.2    | Caractéristiques I-V et P-V pour 25 °C . . . . .                                                                   | 51         |
| 3.3.3    | Les résultats de simulation du système avec 1000 W/m <sup>2</sup> et 25 °C .                                       | 53         |
| 3.3.4    | Les résultats de simulation du système avec 500 W/m <sup>2</sup> et 25 °C . .                                      | 55         |
| 3.3.5    | Les résultats de simulation du système avec 100 W/m <sup>2</sup> et 25 °C . .                                      | 59         |
| 3.3.6    | Analyse Approfondie de l'Effet de la Température sur la Puissance<br>Active du Générateur Photovoltaïque . . . . . | 61         |
| 3.4      | Simulation de l'Algorithme MPPT P&O pour les Différentes Configurations<br>Topologiques . . . . .                  | 66         |
| 3.4.1    | Scénarios d'Irradiation et de Température Testés . . . . .                                                         | 66         |
| 3.4.2    | Configuration Série . . . . .                                                                                      | 67         |
| 3.4.3    | Configuration parallèle . . . . .                                                                                  | 79         |
| 3.5      | Simulation de l'algorithme global pour la reconfiguration automatique . . .                                        | 90         |
| 3.5.1    | Circuit Électrique du Générateur dans une Structure de Reconfigu-<br>ration Automatique . . . . .                  | 90         |
| 3.5.2    | Résultats de Simulation Numérique et Analyse Temporelle du Sys-<br>tème Global Reconfigurable . . . . .            | 92         |
| 3.5.3    | Synthèse Comparative Globale et Analyse Multitopologique . . . .                                                   | 97         |
| 3.6      | Conclusion . . . . .                                                                                               | 98         |
| <b>4</b> | <b>Implémentation du système de contrôle proposé</b>                                                               | <b>100</b> |
| 4.1      | Introduction . . . . .                                                                                             | 100        |

|          |                                                                                                 |            |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 4.2      | Architecture Globale de la Plateforme Matérielle . . . . .                                      | 102        |
| 4.2.1    | Dimensionnement Électrique Fondamental des Composants Passifs<br>du Boost . . . . .             | 104        |
| 4.2.2    | Sélection Spécifique et Justification des Semi-conducteurs de Puis-<br>sance . . . . .          | 106        |
| 4.2.3    | Étage d'Interface de Puissance : Isolation et Drivers TLP250 . . . .                            | 107        |
| 4.2.4    | Chaîne d'Acquisition de Précision : Module Taraz Technologies USM-<br>3IV . . . . .             | 108        |
| 4.2.5    | Matrice de Reconfiguration Dynamique des Modules PV . . . . .                                   | 110        |
| 4.2.6    | Synthèse du Matériel Expérimental . . . . .                                                     | 112        |
| 4.2.7    | Architecture Logicielle et Algorithmes de Contrôle Temps Réel . . .                             | 113        |
| 4.2.8    | Architecture de la Routine d'Interruption Temps Réel (ISR) . . . .                              | 115        |
| 4.3      | Implémentation de l'Algorithme P&O sur un Module Photovoltaïque Unique                          | 117        |
| 4.3.1    | Caractérisation Statique Expérimentale ( $I - V$ et $P - V$ ) . . . . .                         | 117        |
| 4.3.2    | Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques . . . . .                                           | 118        |
| 4.3.3    | Analyse des résultats de l'implémentation de l'algorithme P&O . .                               | 120        |
| 4.4      | Validation de la Commande MPPT pour deux Modules en Série . . . . .                             | 122        |
| 4.4.1    | Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques . . . . .                                           | 122        |
| 4.5      | Validation de la Commande MPPT pour deux Modules en Parallèle . . . .                           | 125        |
| 4.5.1    | Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques . . . . .                                           | 125        |
| 4.6      | Validation de Algorithme Superviseur de Commutation et Reconfiguration<br>Automatique . . . . . | 129        |
| 4.6.1    | Critères de Transition sous Conditions Réelles . . . . .                                        | 130        |
| 4.6.2    | Analyse Dynamique des États des Relais et des Impulsions de Sur-<br>veillance . . . . .         | 131        |
| 4.6.3    | Analyse des Résultats Expérimentaux de Reconfiguration . . . . .                                | 133        |
| 4.7      | Conclusion . . . . .                                                                            | 137        |
| <b>5</b> | <b>Conclusion Générale</b>                                                                      | <b>139</b> |
|          | <b>Bibliographie</b>                                                                            | <b>142</b> |

# Table des figures

|      |                                                                                                                                             |    |
|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.1  | Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque standard à une diode.                                                                | 20 |
| 1.2  | Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque à circuit deux diode.                                                                | 21 |
| 1.3  | Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque à circuit trois diode.                                                               | 22 |
| 1.4  | Influence de la variation de l'irradiance solaire sur les caractéristiques électriques du module photovoltaïque. . . . .                    | 23 |
| 1.5  | Influence de la variation de la température de la cellule sur les caractéristiques électriques du module photovoltaïque. . . . .            | 24 |
| 2.1  | Synoptique général de l'architecture globale du système photovoltaïque reconfigurable. . . . .                                              | 28 |
| 2.2  | Logigramme de l'algorithme MPPT P&O. . . . .                                                                                                | 38 |
| 2.3  | Logigramme de l'algorithme de supervision et de reconfiguration dynamique.                                                                  | 41 |
| 3.1  | Schéma global du système photovoltaïque simulé . . . . .                                                                                    | 46 |
| 3.2  | Schéma de simulation du système photovoltaïque avec MPPT P&O . . . .                                                                        | 51 |
| 3.3  | Caractéristiques I-V du générateur photovoltaïque pour 25 °C . . . . .                                                                      | 51 |
| 3.4  | Caractéristiques P-V du générateur photovoltaïque pour 25 °C . . . . .                                                                      | 52 |
| 3.5  | Puissance du système photovoltaïque . . . . .                                                                                               | 53 |
| 3.6  | Évolution du rapport cyclique . . . . .                                                                                                     | 53 |
| 3.7  | Tension du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 54 |
| 3.8  | Courant du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 54 |
| 3.9  | Puissance du système photovoltaïque . . . . .                                                                                               | 56 |
| 3.10 | Évolution du rapport cyclique . . . . .                                                                                                     | 56 |
| 3.11 | Tension du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 57 |
| 3.12 | Courant du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 57 |
| 3.13 | Puissance du système photovoltaïque . . . . .                                                                                               | 59 |
| 3.14 | Évolution du rapport cyclique . . . . .                                                                                                     | 59 |
| 3.15 | Tension du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 60 |
| 3.16 | Courant du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                              | 60 |
| 3.17 | Caractéristiques $I - V$ du générateur photovoltaïque pour $T = 25\text{ °C}$ et $T = 45\text{ °C}$ ( $I_r = 1000\text{ W/m}^2$ ) . . . . . | 61 |
| 3.18 | Caractéristiques $P - V$ du générateur photovoltaïque pour $T = 25\text{ °C}$ et $T = 45\text{ °C}$ ( $I_r = 1000\text{ W/m}^2$ ) . . . . . | 62 |
| 3.19 | Caractéristiques $I - V$ du générateur photovoltaïque pour $T = 25\text{ °C}$ et $T = 45\text{ °C}$ ( $I_r = 500\text{ W/m}^2$ ) . . . . .  | 62 |

|      |                                                                                                                                                                                                                                    |    |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.20 | Caractéristiques $P - V$ du générateur photovoltaïque pour $T = 25^\circ\text{C}$ et $T = 45^\circ\text{C}$ ( $I_r = 500 \text{ W/m}^2$ ) . . . . .                                                                                | 63 |
| 3.21 | Circuit électrique de deux générateurs photovoltaïques en configuration série avec convertisseur Boost. . . . .                                                                                                                    | 67 |
| 3.22 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 : $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                                           | 69 |
| 3.23 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 : $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                                           | 69 |
| 3.24 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 : $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 25^\circ\text{C}$ , $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ). . . . .                             | 70 |
| 3.25 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 : $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 25^\circ\text{C}$ , $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ). . . . .                             | 70 |
| 3.26 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 : $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 27^\circ\text{C}$ , $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . . | 71 |
| 3.27 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 : $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 27^\circ\text{C}$ , $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . . | 71 |
| 3.28 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 : $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                           | 72 |
| 3.29 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 : $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                           | 72 |
| 3.30 | La puissance active extraite . . . . .                                                                                                                                                                                             | 74 |
| 3.31 | Évolution temporelle globale du rapport cyclique de commande $D$ . . . . .                                                                                                                                                         | 75 |
| 3.32 | La tension globale mesurée aux bornes du groupement série . . . . .                                                                                                                                                                | 75 |
| 3.33 | Le courant du générateur PV injecté dans le convertisseur . . . . .                                                                                                                                                                | 76 |
| 3.34 | Circuit électrique de deux panneaux photovoltaïques en parallèle avec convertisseur Boost et MPPT P&O . . . . .                                                                                                                    | 79 |
| 3.35 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 : $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                                           | 80 |
| 3.36 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 : $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                                           | 81 |
| 3.37 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 : $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 25^\circ\text{C}$ , $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ). . . . .                             | 81 |
| 3.38 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 : $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 25^\circ\text{C}$ , $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ). . . . .                             | 82 |
| 3.39 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 : $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 27^\circ\text{C}$ , $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . . | 82 |

|      |                                                                                                                                                                                                                                    |     |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.40 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 : $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = 27^\circ\text{C}$ , $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . . | 83  |
| 3.41 | Caractéristique $I(V)$ de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 : $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                           | 83  |
| 3.42 | Caractéristique $P(V)$ de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 : $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ , $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ). . . . .                                                           | 84  |
| 3.43 | Évolution temporelle de la puissance active extraite en configuration parallèle.                                                                                                                                                   | 85  |
| 3.44 | Évolution temporelle globale du rapport cyclique de commande $D$ en mode parallèle. . . . .                                                                                                                                        | 86  |
| 3.45 | Tension globale mesurée aux bornes du couplage parallèle (tension commune de branche). . . . .                                                                                                                                     | 86  |
| 3.46 | Courant total du générateur PV injecté dans le convertisseur Boost en mode parallèle. . . . .                                                                                                                                      | 87  |
| 3.47 | Circuit électrique de deux panneaux photovoltaïques en configuration reconfigurable . . . . .                                                                                                                                      | 91  |
| 3.48 | Évolution temporelle de la puissance active extraite avec le système de reconfiguration automatique. . . . .                                                                                                                       | 93  |
| 3.49 | Évolution temporelle globale du rapport cyclique de commande $D$ sous reconfiguration automatique. . . . .                                                                                                                         | 93  |
| 3.50 | Tension globale mesurée à l'entrée du convertisseur Boost (sortie de la matrice de relais). . . . .                                                                                                                                | 94  |
| 3.51 | Courant global du générateur PV injecté dans le convertisseur après couplage dynamique. . . . .                                                                                                                                    | 94  |
| 4.1  | Architecture globale du système PV et vue du banc de test expérimental .                                                                                                                                                           | 102 |
| 4.2  | Schéma synoptique global de la plateforme matérielle mise en œuvre. . . .                                                                                                                                                          | 103 |
| 4.3  | Dimensionnement Électrique Fondamental du Boost . . . . .                                                                                                                                                                          | 104 |
| 4.4  | L'interface de commande isolée par TLP250. . . . .                                                                                                                                                                                 | 107 |
| 4.5  | Schéma de principe de l'interface de commande isolée par TLP250. . . . .                                                                                                                                                           | 108 |
| 4.6  | Module de mesure isolé de courant et tension de type Taraz USM-3IV. . .                                                                                                                                                            | 109 |
| 4.7  | Architecture du circuit de relais . . . . .                                                                                                                                                                                        | 111 |
| 4.8  | Chronogramme du temps mort pour les signaux S1 et S2. . . . .                                                                                                                                                                      | 112 |
| 4.9  | DSP LAUNCHpad-F28379D . . . . .                                                                                                                                                                                                    | 114 |
| 4.10 | Séquencement temporel et organigramme d'exécution de la routine d'interruption (ISR). . . . .                                                                                                                                      | 116 |
| 4.11 | Circuit Simulink de l'implémentation de l'algorithme P&O pour un module photovoltaïque unique. . . . .                                                                                                                             | 117 |
| 4.12 | Caractéristique courant-tension $I - V$ expérimentale du module photovoltaïque unique. . . . .                                                                                                                                     | 118 |
| 4.13 | Caractéristique puissance-tension $P - V$ unitaire mettant en évidence l'unicité du point optimal ( $MPP$ ). . . . .                                                                                                               | 118 |

|      |                                                                                                                                    |     |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.14 | Profil temporel transitoire et permanent de la tension $V_{PV}$ stabilisée à 13.6 V.                                               | 119 |
| 4.15 | Profil temporel transitoire et permanent du courant $I_{PV}$ s'établissant à 1.48 A.                                               | 119 |
| 4.16 | Dynamique du rapport cyclique $D$ mettant en évidence la plage de balayage de 0.327 à 0.702. . . . .                               | 120 |
| 4.17 | Puissance électrique nette extraite $P_{PV}$ stabilisée au plateau optimal de 20.10 W. . . . .                                     | 120 |
| 4.18 | Évolution temporelle transitoire et permanente de la tension globale $V_{PV}$ (Deux panneaux en série). . . . .                    | 122 |
| 4.19 | Profil de stabilisation du courant de ligne $I_{PV}$ (Deux panneaux en série). .                                                   | 123 |
| 4.20 | Dynamique de balayage et d'oscillation du rapport cyclique $D$ (Deux panneaux en série). . . . .                                   | 123 |
| 4.21 | Puissance électrique totale extraite stabilisée (Deux panneaux en série). . .                                                      | 124 |
| 4.22 | Profil réel de la tension $V_{PV}$ (Deux panneaux en parallèle). . . . .                                                           | 126 |
| 4.23 | Profil réel de courant global réel $I_{PV}$ (Deux panneaux en parallèle). . . . .                                                  | 126 |
| 4.24 | Variations expérimentales du rapport cyclique de commande $D$ en régime établi (Deux panneaux en parallèle). . . . .               | 127 |
| 4.25 | Puissance électrique extraite (Deux panneaux en parallèle). . . . .                                                                | 127 |
| 4.26 | Schéma d'implémentation sous MATLAB/Simulink de l'algorithme superviseur de commutation et de reconfiguration automatique. . . . . | 129 |
| 4.27 | Signaux de commande de commutation des interrupteurs $S_1$ , $S_2$ et $S_3$ au cours du temps. . . . .                             | 131 |
| 4.28 | Évolution temporelle du mode de fonctionnement de la surveillance. . . . .                                                         | 131 |
| 4.29 | Comportement transitoire réel de la tension $V_{in}$ lors de la reconfiguration de la matrice. . . . .                             | 133 |
| 4.30 | Dynamique d'ajustement du courant de ligne réel $I_{in}$ lors des phases de commutation. . . . .                                   | 134 |
| 4.31 | Évolution temporelle du rapport cyclique $D$ piloté par l'automate de transition. . . . .                                          | 134 |
| 4.32 | Profil de la puissance réelle extraite $P_{in}$ . . . . .                                                                          | 135 |

# Liste des tableaux

|      |                                                                                                                                                                        |     |
|------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.1  | Paramètres électriques nominaux et physiques du module photovoltaïque A10Green Technology A10J-S72-175 sous conditions STC. . . . .                                    | 32  |
| 2.2  | Règles d'action de l'algorithme MPPT P&O standard. . . . .                                                                                                             | 38  |
| 3.1  | Valeurs de référence du générateur photovoltaïque . . . . .                                                                                                            | 52  |
| 3.2  | Résumé des résultats de simulation pour $1000 \text{ W/m}^2$ et $25^\circ\text{C}$ . . . . .                                                                           | 55  |
| 3.3  | Résumé des résultats de simulation pour $500 \text{ W/m}^2$ . . . . .                                                                                                  | 57  |
| 3.4  | Résumé des résultats de simulation pour $100 \text{ W/m}^2$ . . . . .                                                                                                  | 60  |
| 3.5  | Impact de l'élévation thermique ( $25^\circ\text{C}$ vs $45^\circ\text{C}$ ) sur les performances du générateur PV . . . . .                                           | 63  |
| 3.6  | Matrice descriptive des scénarios d'irradiation et de température couplés pour l'analyse dynamique. . . . .                                                            | 67  |
| 3.7  | Coordonnées électriques optimales théoriques absolues (GMPP) de la configuration série. . . . .                                                                        | 73  |
| 3.8  | Bilan quantitatif des performances dynamiques et évaluation des erreurs relatives sur l'horizon continu de simulation. . . . .                                         | 78  |
| 3.9  | Coordonnées électriques optimales théoriques absolues (GMPP) de la configuration parallèle . . . . .                                                                   | 85  |
| 3.10 | Bilan quantitatif des performances dynamiques et évaluation des erreurs relatives en configuration parallèle sur l'horizon continu. . . . .                            | 89  |
| 3.11 | Confrontation quantitative des puissances extraites en simulation entre les topologies fixes (série/parallèle) et la stratégie de reconfiguration automatique. . . . . | 97  |
| 4.1  | Synthèse globale des composants, valeurs et références du prototype. . . . .                                                                                           | 113 |
| 4.2  | Grandeurs électriques moyennes extraites (Configuration Série) . . . . .                                                                                               | 125 |
| 4.3  | Grandeurs électriques moyennes extraites (Configuration Parallèle) . . . . .                                                                                           | 128 |
| 4.4  | Grandeurs électriques moyennes extraites selon les différents scénarios d'ombrage (Cas de Reconfiguration Automatique) . . . . .                                       | 136 |

# Introduction Générale

Le contexte énergétique actuel est marqué par une transition sans précédent vers des sources de production décarbonées. Face aux défis du changement climatique et à la raréfaction des combustibles fossiles, l'énergie solaire photovoltaïque (PV) s'est imposée comme un pilier de cette mutation. Selon les récentes revues de l'état de l'art [1], l'évolution des matériaux semi-conducteurs et l'optimisation des structures de cellules ont permis d'atteindre des niveaux de compétitivité économique et technologique records.

Cependant, l'efficacité réelle d'une installation photovoltaïque est souvent compromise par des phénomènes environnementaux complexes, au premier rang desquels figure l'ombrage partiel (*Partial Shading Condition* — PSC). Qu'il soit causé par l'architecture environnante, le passage de nuages ou l'accumulation de débris, l'ombrage partiel crée un déséquilibre d'irradiance sévère au sein du champ PV. Ce déséquilibre induit des courants de désappariement (*mismatching*) qui altèrent drastiquement la caractéristique électrique globale du système, faisant apparaître plusieurs pics de puissance locaux (*Local Maximum Power Point* — LMPP) et un unique maximum global (*Global Maximum Power Point* — GMPP) sur la courbe Puissance-Tension ( $P - V$ ).

Au-delà de cette distorsion purement électrique, l'ombrage partiel exerce une influence thermique critique et localisée sur le générateur. Lorsqu'un module ou une cellule se retrouve ombragé au sein d'une chaîne série, son photocourant s'effondre. Pour maintenir la continuité du courant imposé par les cellules saines hautement irradiées, la cellule ombragée est contrainte de basculer en polarisation inverse. Elle cesse alors de générer de la puissance pour se comporter comme une charge réceptrice dissipative.

Cette dissipation forcée d'énergie sous forme de chaleur provoque une élévation locale et violente de la température, un phénomène destructeur connu sous le nom de point chaud (*hot-spot*). Ce gradient thermique localisé accélère non seulement la dégradation physico-chimique des matériaux (encapsulant EVA, délamination), mais amplifie également l'emballement du courant de saturation inverse  $I_0$  au niveau de la zone ombragée, affaissant encore davantage sa tension.

Dans une configuration fixe traditionnelle dépourvue de flexibilité topologique, ce double couplage électro-thermique s'avère pénalisant : un algorithme MPPT classique (tel que le P&O), guidé par une simple analyse de pente locale, se fait facilement piéger sur un maximum local, entraînant une chute de rendement global pouvant dépasser les 30 % [2] tout en exposant le champ à des risques de dommages matériels irréversibles.

Pour pallier ces pertes sans recourir à la complexité coûteuse d'une architecture multi-

convertisseurs (Multi-MPPT), ce travail de fin d'études propose une approche innovante : le développement d'une architecture de **RECONFIGURATION AUTOMATIQUE DE CHAMPS PHOTOVOLTAÏQUES SOUS OMBRAGE PARTIEL POUR L'EXTRACTION MAXIMALE DE PUISSANCE**.

La problématique centrale de ce projet consiste à concevoir une matrice de commutation capable de modifier dynamiquement la topologie du champ (passages série, parallèle ou hybride) en fonction du profil d'ombrage détecté. L'objectif est d'homogénéiser physiquement les caractéristiques des branches de panneaux afin de linéariser la courbe  $P - V$  globale. Cette stratégie permet à un **unique algorithme MPPT** d'extraire le point de puissance maximale globale (GMPP) avec une précision accrue, tout en réduisant le nombre de composants de puissance nécessaires.

Le pilotage d'une telle architecture requiert une unité de traitement dotée d'une grande puissance de calcul et d'une gestion déterministe des événements. Le choix s'est porté sur un **Processeur Numérique de Signal (DSP)**. Grâce à son architecture optimisée pour le traitement temps réel et ses périphériques de commande avancés, le DSP permet d'assurer simultanément la détection de l'ombrage, la prise de décision pour la reconfiguration de la matrice et l'exécution de l'algorithme MPPT.

Pour détailler cette étude, le présent manuscrit est organisé en quatre chapitres :

- **Le Chapitre 01** présente un état de l'art exhaustif sur les technologies photovoltaïques et analyse l'impact physique de l'ombrage partiel sur les performances électriques des modules [1].
- **Le Chapitre 02** détaille la conception de l'architecture hybride proposée, en mettant l'accent sur les algorithmes de reconfiguration automatique et la logique de commande de la matrice de commutation.
- **Le Chapitre 03** est consacré à la modélisation mathématique et à la validation par simulation numérique sous environnement MATLAB/Simulink, comparant les performances de l'architecture proposée aux configurations fixes.
- **Le Chapitre 04** présente l'implémentation pratique sur la cible **DSP**, décrivant la réalisation du prototype matériel et l'analyse des résultats expérimentaux issus des tests en conditions réelles.

Enfin, une conclusion générale synthétisera les apports du projet et proposera des perspectives sur l'intégration de l'intelligence artificielle pour la reconfiguration.

# Chapitre 1

## État de l’art sur les systèmes photovoltaïques et problématique de l’ombrage

### 1.1 Introduction

Face à l’épuisement progressif et inéluctable des ressources fossiles, combiné aux impératifs climatiques mondiaux dictés par les accords internationaux, la transition vers des matrices énergétiques décarbonées est devenue une priorité stratégique globale [3]. Parmi la palette des technologies de génération renouvelable, l’énergie solaire photovoltaïque (PV) s’impose comme une solution de premier plan. Ses atouts majeurs résident dans sa modularité intrinsèque, son absence totale d’émissions polluantes ou de gaz à effet de serre en phase d’exploitation, ainsi que l’abondance universelle du gisement radiatif incident.

Cependant, la conversion directe du flux photonique en électricité par le biais de structures semi-conductrices demeure une opération d’une grande sensibilité. Le rendement d’extraction net d’un générateur photovoltaïque est intimement lié aux conditions micro-climatiques et s’avère particulièrement vulnérable aux perturbations de l’environnement immédiat, telles que les masques d’ombrage.

Ce premier chapitre dresse un état de l’art approfondi et rigoureux des systèmes photovoltaïques. Dans un premier temps, nous analyserons la physique des technologies de cellules et la structure atomique des semi-conducteurs mis en œuvre. Nous aborderons ensuite la modélisation mathématique de leurs caractéristiques électriques non linéaires à travers différents degrés de complexité analytique. Enfin, nous quantifierons l’impact critique des variations d’irradiance et des phénomènes d’ombrage partiel, posant ainsi le verrou scientifique et la problématique concrète que notre convertisseur statique Boost de 600 W à topologie reconfigurable est chargé de résoudre.

## 1.2 Énergie Solaire et Gisement Rayonnant

L'énergie solaire reçue par la Terre trouve son origine au cœur même de l'étoile, où des réactions de fusion nucléaire exothermiques transforment l'hydrogène en hélium à des températures de l'ordre de plusieurs millions de degrés Kelvin. Ce processus libère une quantité phénoménale d'énergie qui se propage dans le vide spatial sous forme d'ondes électromagnétiques, transportant des paquets d'énergie élémentaires quantifiés appelés photons. L'intensité de ce flux énergétique intercepté par l'atmosphère et atteignant la surface terrestre, rapportée à l'unité de surface, définit l'irradiance globale ( $G$ ), exprimée en Watts par mètre carré ( $\text{W/m}^2$ ). Au niveau du sol, cette grandeur se décompose en trois composantes physiques distinctes [4] :

- **Le rayonnement direct** : qui traverse l'atmosphère en ligne droite depuis le disque solaire sans subir de déviation.
- **Le rayonnement diffus** : résultant de la dispersion du flux lumineux par les molécules gazeuses, les aérosols et la couverture nuageuse.
- **Le rayonnement d'albédo** : représentant la fraction de la lumière réfléchie par le sol et l'environnement immédiat vers la surface réceptrice.

Le gisement solaire présente une double variabilité qui complexifie son exploitation optimale continue. D'une part, il obéit à des lois géométriques déterministes et prévisibles dictées par la mécanique céleste, telles que les cycles nycthémeraux liés à la rotation de la Terre sur son axe et les cycles saisonniers induits par l'inclinaison de l'écliptique. D'autre part, il est soumis à une forte variabilité stochastique à haute dynamique temporelle, causée par les dynamiques météorologiques locales comme le passage de fronts nuageux fragmentés ou les variations de l'humidité relative.

Cette intermittence inhérente exige l'interposition de structures d'électronique de puissance agiles. Ces convertisseurs doivent être capables d'ajuster leur impédance d'entrée en temps réel afin de maintenir le transfert de puissance à son niveau maximal, indépendamment des fluctuations du milieu ambiant [5].

## 1.3 Technologies Dans Les Panneaux Photovoltaïques

La conversion de l'énergie lumineuse en électricité repose sur l'effet photovoltaïque au sein d'une jonction PN semi-conductrice. Lorsqu'un photon incident possède une énergie supérieure ou égale à la largeur de la bande interdite (*bandgap*,  $E_g$ ) du matériau ( $E_{\text{photon}} \geq E_g$ ), il est absorbé par les électrons de la couche de valence. Ce gain d'énergie permet à l'électron de franchir la barrière énergétique pour atteindre la bande de conduction, laissant derrière lui une place vacante appelée trou. La présence du champ électrique interne de la jonction PN permet de séparer ces porteurs avant leur recombinaison, générant ainsi un courant électrique continu [6]. Selon le degré de pureté, l'organisation cristalline du silicium et les procédés de fabrication industrielle, trois grandes filières technologiques se distinguent.

### 1.3.1 Silicium Monocristallin

Les cellules en silicium monocristallin (m-Si) représentent le segment haut de gamme de l'industrie photovoltaïque. Elles sont fabriquées à partir d'un cristal unique et continu de silicium ultra-purifié, obtenu par le procédé de tirage de Czochralski [7]. Ce procédé consiste à introduire un germe cristallin dans un bain de silicium en fusion à 1420 °C et à l'extraire très lentement selon un mouvement de rotation contrôlé pour former un lingot cylindrique (*ingot*).

La structure atomique résultante présente une organisation spatiale parfaitement ordonnée et exempte de discontinuités ou de joints de grains. Cette régularité élimine les pièges structuraux, offrant une excellente mobilité aux porteurs de charge et minimisant les taux de recombinaison internes. En conséquence, les panneaux monocristallins affichent les rendements de conversion industrielle les plus élevés du marché, se situant couramment entre 18 % et 24 % [8]. Leurs inconvénients résident dans la complexité de leur processus de fabrication et leur coût de production élevé.

### 1.3.2 Silicium Polycristallin

Le silicium polycristallin (p-Si) est développé via un procédé de solidification dirigée nettement moins contraignant et plus économique. Le silicium en fusion est coulé dans un creuset de forme parallélépipédique, puis refroidi de manière progressive du bas vers le haut. Ce mode de refroidissement induit une cristallisation désordonnée, menant à la formation d'un bloc solide composé d'une multitude de petits cristaux (ou grains) possédant des orientations cristallographiques diverses.

Les zones de contact entre ces domaines, appelées joints de grains, constituent des défauts structuraux majeurs qui agissent comme des centres de recombinaison pour les paires électron-trou photogénérées. Cela augmente la résistance série interne de la cellule et dégrade ses performances. Le rendement global des modules polycristallins est donc inférieur, s'établissant entre 15 % et 18 % [7]. Néanmoins, leur coût de production compétitif et leur géométrie carrée optimisant l'assemblage dans les modules en font une solution très répandue pour les installations de grande puissance.

### 1.3.3 Technologies À Couches Minces

Les technologies à couches minces (*Thin Film*) s'affranchissent de l'utilisation de plaquettes de silicium massives (*wafers*). Elles consistent à déposer par des techniques de dépôt chimique en phase vapeur (*CVD*) ou de pulvérisation cathodique de très fines couches de matériaux photosensibles (de l'ordre de quelques micromètres) sur des substrats bon marché comme le verre, l'acier inoxydable ou des polymères souples [9]. Les trois principales variantes industrielles sont :

- **Le silicium amorphe (a-Si) :** doté d'une structure atomique totalement désordonnée, stabilisée par passivation à l'hydrogène, affichant un fort coefficient d'absorption mais un rendement faible. **Le tellure de cadmium (CdTe) :** un com-

posé à *bandgap* direct idéalement superposé au spectre solaire, offrant un excellent rapport coût-performance.

- **Le diséléniure de cuivre, d'indium et de gallium (CIGS) :** qui présente les meilleurs rendements de la catégorie grâce à ses propriétés d'absorption optique exceptionnelles.

Bien que leur rendement moyen demeure modeste (10 % à 15 %), ces cellules offrent une excellente tolérance aux hautes températures et une sensibilité supérieure au rayonnement diffus. Leur flexibilité mécanique permet une intégration architecturale directe (*BIPV*).

## 1.4 Modélisation Mathématique d'un Panneau Photovoltaïque

L'évaluation des performances et la synthèse des lois de commande exigent l'établissement de modèles électriques équivalents capables de traduire fidèlement les équations de transport des charges au niveau de la jonction PN.

### 1.4.1 Modélisation À Une Diode

Le modèle à une diode, ou modèle à 5 paramètres ( $I_{ph}$ ,  $I_0$ ,  $n$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$ ), constitue le standard de l'ingénierie pour la simulation des systèmes énergétiques [10]. Il associe une source de courant idéale modélisant le photocourant à une diode en parallèle représentant les phénomènes de diffusion des porteurs majoritaires, complétée par deux résistances parasites (Figure 1.1).

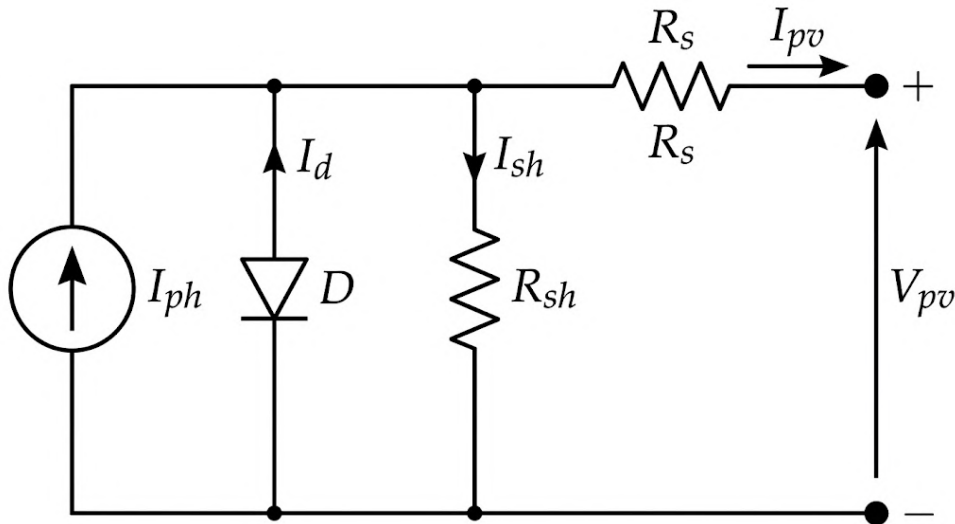


FIGURE 1.1 – Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque standard à une diode.

L'équation explicite non linéaire issue de la loi des nœuds de Kirchhoff régissant ce circuit s'exprime selon la formule suivante :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n \cdot V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \quad (1.1)$$

Où  $I_0$  représente le courant de saturation inverse de la diode,  $n$  le facteur d'idéalité de la jonction,  $R_s$  la résistance série (rendant compte des pertes ohmiques dans les grilles métalliques et les contacts),  $R_{sh}$  la résistance shunt (modélisant les courants de fuite), et  $V_t$  la tension thermique définie par :

$$V_t = \frac{N_s \cdot k_B \cdot T}{q} \quad (1.2)$$

Dans cette expression,  $N_s$  représente le nombre de cellules connectées en série,  $k_B$  la constante de Boltzmann ( $1.3806 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  la température absolue de la jonction en Kelvin, et  $q$  la charge de l'électron ( $1.6022 \times 10^{-19}$  C).

### 1.4.2 Modélisation À Deux Diodes

Pour affiner la précision mathématique du modèle, en particulier lors d'un fonctionnement sous de faibles niveaux d'irradiance, le modèle à deux diodes introduit une seconde jonction en dérivation. D'un point de vue de la physique des solides, la première diode ( $D_1$ ) modélise le courant de diffusion des porteurs minoritaires, tandis que la seconde diode ( $D_2$ ) rend compte des mécanismes de recombinaison non radiatifs au cœur de la zone de charge d'espace (ZCE), décrits par la théorie de Shockley-Read-Hall [11].

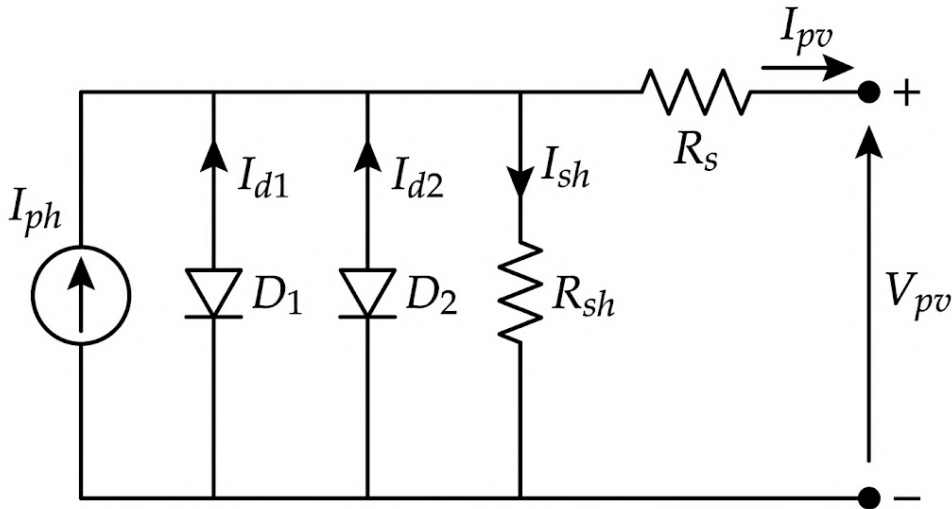


**FIGURE 1.2** – Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque à circuit deux diode.

L'équation du courant de sortie intègre alors sept paramètres fondamentaux :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_1 V_t} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{n_2 V_t} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \quad (1.3)$$

Où  $I_{01}$  et  $n_1$  (égal à 1) sont les paramètres de la diode de diffusion, tandis que  $I_{02}$  et  $n_2$  (proche de 2) décrivent la diode de recombinaison. Bien que ce modèle offre une meilleure précision sur l'arrondi de la caractéristique, sa résolution exige des algorithmes d'identification complexes gourmands en temps de calcul, incompatibles avec une exécution en temps réel à 5 kHz sur notre DSP C2000.

### 1.4.3 Modélisation À Trois Diodes

Le modèle à trois diodes pousse la modélisation à un niveau de détail microscopique en ajoutant une troisième structure de diode en parallèle. Cette configuration est conçue pour inclure les effets de recombinaisons supplémentaires localisés au niveau des défauts de surface et des joints de grains macroscopiques [12].

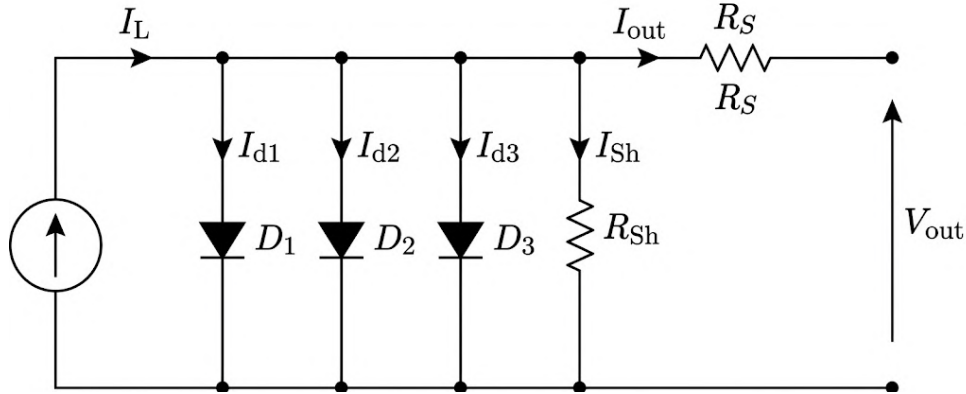


FIGURE 1.3 – Circuit électrique équivalent du modèle photovoltaïque à circuit trois diode.

L'équation mathématique caractéristique intègre un troisième terme exponentiel :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{01} \left[ \exp \left( \frac{\alpha_1}{V_t} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[ \exp \left( \frac{\alpha_1}{n_2 V_t} \right) - 1 \right] - I_{03} \left[ \exp \left( \frac{\alpha_1}{n_3 V_t} \right) - 1 \right] - \frac{\alpha_1}{R_{sh}} \quad (1.4)$$

Où  $\alpha_1 = V_{pv} + R_s I_{pv}$ , et  $I_{03}, n_3$  représentent les paramètres spécifiques de cette troisième zone de recombinaison. Ce modèle hautement non linéaire comprend neuf paramètres inconnus. Son usage est strictement réservé à la caractérisation physique en laboratoire, et il est systématiquement écarté des boucles de contrôle réelles.

## 1.5 Le Principe de l'Extraction Maximale de Puissance (MPPT)

En raison de la nature semi-conductrice de la cellule photovoltaïque, la courbe caractéristique puissance-tension ( $P - V$ ) d'un panneau est fortement non linéaire et présente un sommet unique appelé Point de Puissance Maximale (MPP - *Maximum Power Point*). À gauche de ce point d'inflexion, la dérivée de la puissance par rapport à la tension est positive ( $dP/dV > 0$ ). À droite du sommet, cette dérivée devient négative ( $dP/dV < 0$ ) [13].

Pour extraire en temps réel le maximum d'énergie disponible, il est impératif d'interposer un convertisseur statique (dans notre projet, un hacheur Boost) faisant office d'adaptateur d'impédance dynamique entre le champ PV et le bus de sortie régulé à 80 V. Comme mis en œuvre dans la routine d'interruption (ISR) cadencée à 5 kHz de notre microcontrôleur, l'algorithme MPPT exécute une boucle de contrôle en observant les signaux de tension et de courant après compensation d'offset. L'algorithme de Perturbation et Observation (P&O) applique une perturbation discrète ( $\Delta D = 0.005$ ) sur le rapport

cyclique du MOSFET. En analysant le signe de la variation de puissance résultante ( $\Delta P$ ), l'algorithme détermine la direction de la perturbation suivante jusqu'à convergence stable autour du MPP [14].

## 1.6 Effet de l'Irradiance sur la Puissance Photovoltaïque

L'irradiance ( $G$ ) est le paramètre environnemental qui exerce l'influence la plus directe et linéaire sur la génération du courant électrique au sein de la cellule. Le photocourant  $I_{ph}$  généré par la séparation des paires électron-trou est directement proportionnel au flux de photons incidents qui percutent la surface active du silicium.

La Figure 1.4 modélise graphiquement l'effet d'une atténuation de l'irradiance sur la courbe de puissance globale du générateur.

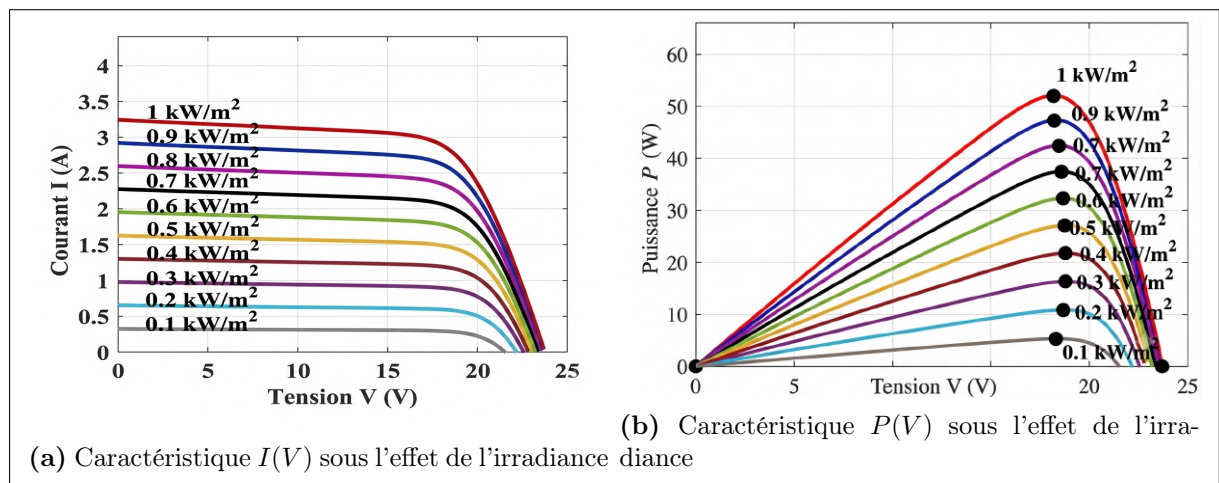


**FIGURE 1.4** – Influence de la variation de l'irradiance solaire sur les caractéristiques électriques du module photovoltaïque.

Une baisse de l'éclairement réduit de manière drastique le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ), ce qui déplace l'intégralité de la courbe de puissance vers le bas, restreignant fortement la puissance crête extractible du système ( $P_{mpp2} < P_{mpp1}$ ) [15]. À l'inverse, la tension de circuit ouvert ( $V_{co}$ ) ne subit qu'une décroissance logarithmique mineure, restant structurellement stable face aux variations de l'irradiance.

## 1.7 Effet de la Température sur la Puissance Photovoltaïque

Afin de caractériser de manière exhaustive la robustesse et la sensibilité de la loi de commande Perturbation et Observation (P&O), il est indispensable d'analyser l'impact intrinsèque des variations thermiques sur la capacité d'extraction de puissance active du générateur photovoltaïque. La température de jonction ( $T$ ) constitue un facteur de perturbation environnemental critique en milieu réel. En physique des semi-conducteurs, elle affecte de manière négative et fortement non linéaire le potentiel interne de la cellule,

entraînant une dégradation directe de la puissance maximale transmissible ( $P_{\max}$ ), alors que son influence sur le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ) reste marginale [5].

D'un point de vue phénoménologique, cette sensibilité de la puissance face aux dérives thermiques est régie par l'équation implicite du courant de la jonction p-n :

$$I = I_{\text{ph}} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{q(V + IR_s)}{nkT} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_{\text{sh}}} \quad (1.5)$$

Où  $I_0$  représente le courant de saturation inverse. Lorsque la température de la matrice s'élève, l'énergie thermique communiquée aux électrons de valence facilite leur franchissement de la bande interdite (*bandgap*), ce qui engendre une croissance exponentielle du terme  $I_0$ . Bien que la tension thermique  $\frac{kT}{q}$  présente une croissance linéaire avec la température, l'explosion mathématique de  $I_0$  domine largement ce terme au sein du flux exponentiel.

Ce phénomène provoque un affaissement direct de la barrière de potentiel interne de la cellule. Graphiquement, la courbe caractéristique puissance-tension ( $P - V$ ) subit une contraction sévère le long de l'axe des tensions, déplaçant le point de puissance maximale (*MPP*) vers des niveaux de potentiel nettement plus faibles [15]. La Figure 1.5 modélise graphiquement les déformations géométriques de cette caractéristique électrique sous l'effet de l'échauffement de fonctionnement du générateur.

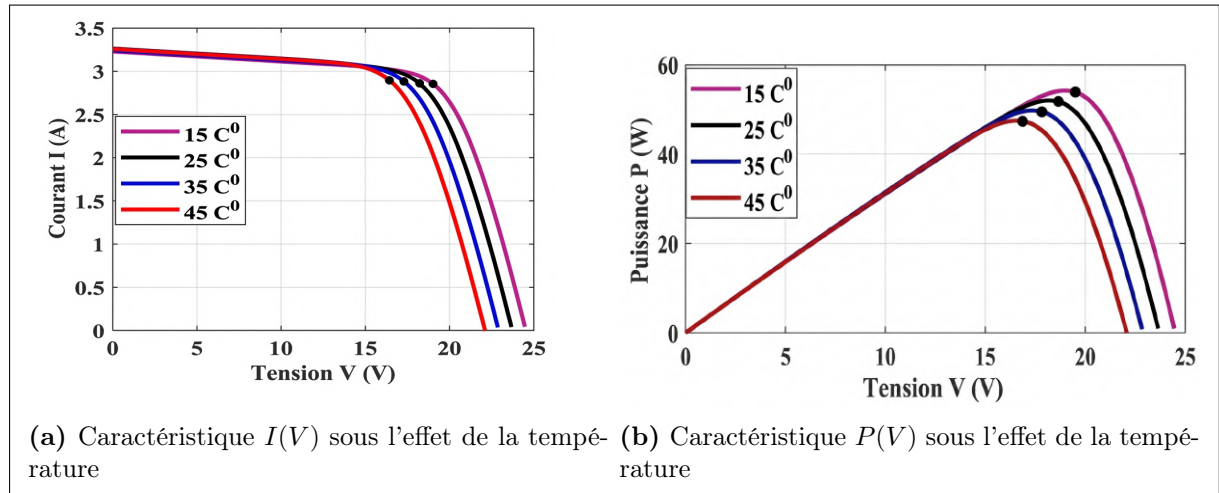


**FIGURE 1.5** – Influence de la variation de la température de la cellule sur les caractéristiques électriques du module photovoltaïque.

L'examen de ces profils confirme qu'une élévation de la température de fonctionnement provoque un affaissement sévère de la tension de circuit ouvert ( $V_{co}$ ) ainsi que de la tension au point de puissance maximale ( $V_{mpp}$ ). Ce phénomène décale l'ensemble du front de descente de la courbe de puissance vers la gauche, ce qui ampute de manière significative la puissance crête extractible du système ( $P_{mpp2} < P_{mpp1}$ ) [5].

À l'inverse, le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ) ne subit qu'une hausse marginale. Cette légère augmentation est provoquée par le rétrécissement de la bande interdite du semi-conducteur, permettant l'absorption de photons à plus faible niveau énergétique. Toutefois, ce gain de courant s'avère mathématiquement dérisoire face à la chute de tension

subie. La connaissance précise de cette dérive thermique est donc indispensable pour calibrer la taille du pas de perturbation ( $\Delta D$  ou  $\Delta V$ ) de l'algorithme P&O, évitant ainsi des divergences ou des pertes par oscillation autour du point optimal sous fort gradient thermique.

## 1.8 Proposition d'une Solution Matérielle pour Contourner l'Effet de l'Ombrage et de la Température

Lorsque plusieurs modules photovoltaïques sont connectés en série au sein d'une même chaîne et qu'un ombrage partiel survient (induit par des nuages ou des obstacles), le panneau ombragé subit une chute de sa capacité de conduction. Les panneaux sains générant un courant supérieur forcent le passage du courant à travers lui, provoquant sa polarisation en inverse. Ce panneau commence alors à dissiper l'énergie sous forme thermique, engendrant des points chauds (*hot-spots*) destructeurs et l'apparition de multiples maxima locaux sur la courbe  $P - V$ , ce qui égare les algorithmes MPPT classiques [16].

Pour lever ce verrou technologique, ce projet implémente **une solution de reconfiguration automatique de la topologie matérielle**. En intégrant une matrice d'interrupteurs à semi-conducteurs pilotée par l'automate à états finis de notre DSP C2000, l'architecture permet de modifier en temps réel l'agencement électrique des panneaux PV. Lors de la détection d'un ombrage asymétrique, le système bascule de manière sécurisée (grâce à un temps mort de 2 ms) d'une configuration Série vers une configuration Parallèle. Cette agilité topologique libère instantanément le panneau sain de la limitation de courant imposée par le module ombragé, optimisant l'extraction de puissance nette jusqu'à notre puissance cible de 600 W [17].

## 1.9 Conclusion

Ce premier chapitre a permis d'établir le cadre théorique, physique et mathématique indispensable à la compréhension des générateurs photovoltaïques et à l'analyse de leurs limitations intrinsèques. L'étude du gisement solaire a mis en évidence une double contrainte de variabilité, à la fois cyclique-déterministe et météorologique-stochastique, qui impose une fluctuation continue de la puissance disponible au niveau des cellules [4]. L'évaluation comparative des filières industrielles a quant à elle souligné les compromis structurels existants : si le silicium monocristallin (m-Si) offre des performances optimales grâce à un réseau atomique exempt de joints de grains, le silicium polycristallin (p-Si) et les technologies à couches minces proposent des alternatives économiques ou thermiquement stables malgré des rendements de conversion plus modestes [7, 9].

La modélisation électrique a constitué un jalon essentiel pour caractériser le comportement du système. Nous avons analysé et confronté trois niveaux de modélisation :

- **Le modèle à une diode (5 paramètres)** : qui offre un excellent compromis pour l'analyse macroscopique des systèmes énergétiques [10].
- **Le modèle à deux diodes (7 paramètres)** : qui affine la description du comportement sous faible éclairement en intégrant la théorie de Shockley-Read-Hall pour les recombinaisons dans la zone de charge d'espace [11].
- **Le modèle à trois diodes (9 paramètres)** : qui pousse l'analyse jusqu'aux effets des défauts profonds de surface et des micro-fuites cristallines [12].

Ces différents modèles ont confirmé le caractère fortement non linéaire des caractéristiques électriques ( $I - V$  et  $P - V$ ), validant la nécessité absolue d'une stratégie de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) pour maximiser le transfert d'énergie [13].

Le verrou scientifique majeur identifié réside dans la fragilité des associations de modules en série face aux phénomènes d'ombrage partiel [16]. L'apparition de points chauds thermiques destructeurs et la distorsion de la courbe de puissance globale par des maxima locaux mettent en échec les approches conventionnelles d'extraction [18].

Cette problématique critique justifie pleinement l'intérêt d'une **architecture à topologie reconfigurable**. En permettant de basculer dynamiquement l'agencement des modules de la configuration Série à la configuration Parallèle lors d'un ombrage asymétrique, cette approche s'affranchit de la limitation de courant imposée par les cellules masquées, garantissant une tension stable et optimisant l'efficacité énergétique globale du générateur [17]. L'analyse détaillée de la structure de conversion et la synthèse des lois de contrôle de cette architecture feront l'objet des chapitres suivants.

# Chapitre 2

## Modélisation du système photovoltaïque étudié et les algorithmes proposés

### 2.1 Introduction

L'exploitation optimale d'un champ photovoltaïque soumis à des perturbations environnementales asymétriques requiert une synergie parfaite entre l'étage de conversion statique et l'intelligence logicielle embarquée. Alors que le premier chapitre a mis en évidence le verrou scientifique lié à l'ombrage partiel et l'apparition de maxima locaux, ce deuxième chapitre est dédié à la modélisation fine du système global et à la formalisation des algorithmes de remédiation proposés.

Dans un premier temps, nous présenterons l'architecture globale du système électrique de 600 W. Nous développerons ensuite les équations d'état de l'étage de puissance, constitué par un convertisseur DC-DC Boost dimensionné pour réguler la tension du bus de sortie. Par la suite, les caractéristiques physiques des configurations Série et Parallèle seront modélisées et évaluées à travers trois scénarios climatiques critiques (uniforme, ombrage sévère et ombrage modéré). Enfin, nous détaillerons les lois de commande proposées, associant l'algorithme de poursuite MPPT Perturbation et Observation (P&O) à un superviseur logique de configuration topologique, avant de synthétiser l'algorithme global unifié.

### 2.2 Architecture Globale Du Système

L'exploitation optimisée de l'énergie d'origine photovoltaïque requiert une infrastructure matérielle et logicielle capable de s'adapter en temps réel aux fluctuations spatiotemporelles de l'irradiance et aux masques d'ombrage dynamiques [13]. L'architecture globale du système électrotechnique étudié est spécifiquement structurée pour surmonter le verrou technologique de l'ombrage partiel par le biais d'un contrôle topologique actif, tout en garantissant la régulation stricte et le lissage de la puissance transférée vers l'application

en aval [17]. Comme l'illustre le synoptique structurel général du système présenté à la Figure 2.1, cet ensemble fonctionnel complexe associe des organes de commutation statique rapide, un convertisseur élévateur non linéaire et une double boucle algorithmique hiérarchisée distribuée sur une unité de calcul numérique dédiée [16].

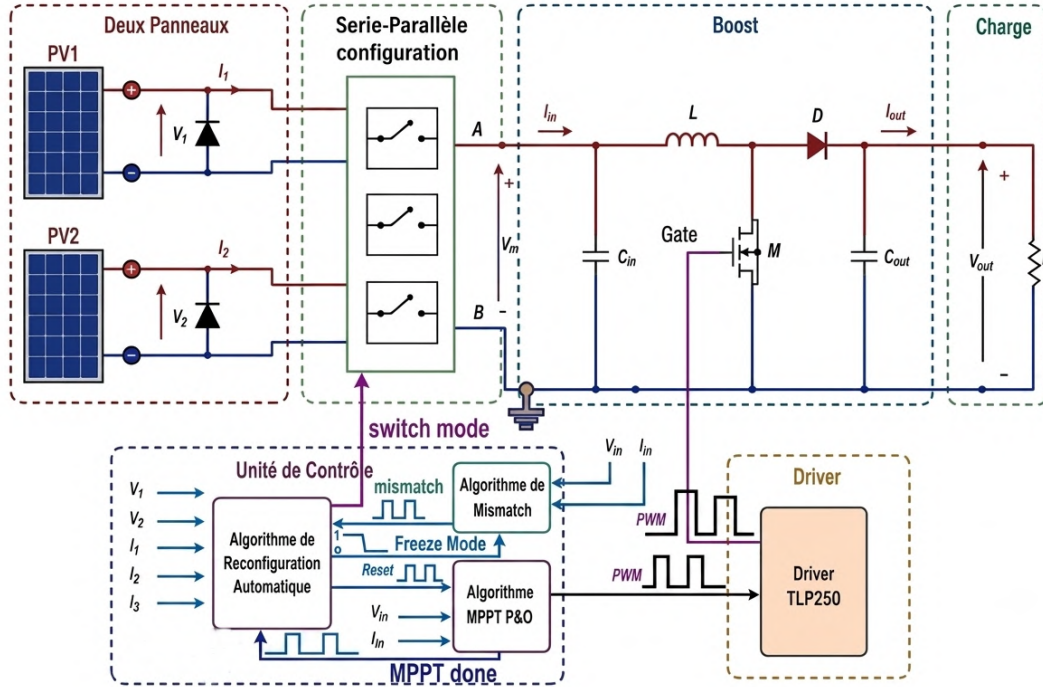


**FIGURE 2.1** – Synoptique général de l'architecture globale du système photovoltaïque reconfigurable.

La chaîne de conversion, de mesure et de contrôle se segmente en quatre blocs structuraux et fonctionnels majeurs interconnectés :

1. **La matrice photovoltaïque reconfigurable (Deux Panneaux) :** Ce sous-ensemble constitue la source primaire d'énergie électrique du système. Il met en œuvre deux sous-modules photovoltaïques indépendants, désignés  $PV_1$  et  $PV_2$ , dont les caractéristiques de transfert non linéaires dépendent intrinsèquement du flux photonique incident et de la température de jonction [4]. L'agilité topologique du générateur est matérialisée par l'insertion d'un bloc de commutation (*Switches*) composé de trois interrupteurs statiques commandés (relais statiques), référencés  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ . Ce bloc matériel de routage dynamique permet de modifier l'agencement électrique entre les modules afin d'éliminer instantanément les pertes par désadaptation énergétique et de prévenir la dégradation par effet de point chaud (*hot-spot*) sous conditions d'ombrage [17, 18].
2. **L'étage de puissance adaptateur (Convertisseur Boost) :** Positionné à l'interface entre la matrice de routage et l'application, ce bloc est constitué d'un convertisseur DC-DC élévateur (Boost). Il agit comme un adaptateur d'impédance dynamique permettant de déplacer le point de fonctionnement statique du généra-

- teur PV le long de sa courbe caractéristique, tout en élevant la tension d'entrée  $V_{in}$  vers un niveau stabilisé  $V_{out}$  requis par la charge [5]. Sa structure interne comprend :
- Une inductance de lissage  $L$ , dimensionnée pour stocker l'énergie sous forme de flux magnétique et limiter l'ondulation du courant d'entrée  $I_{in}$  [19].
  - Un commutateur commandé MOSFET, noté  $M$ , opérant en régime de commutation tout-ou-rien à haute fréquence de découpage.
  - Une diode de puissance rapide  $D$ , bloquant le retour d'énergie du bus de sortie vers le panneau durant la phase d'amorçage du transistor.
  - Un condensateur de filtrage de sortie  $C_{out}$ , monté en dérivation pour lisser la tension distribuée et stabiliser le potentiel  $V_{out}$  aux bornes de la charge [19].

3. **L'unité de contrôle-commande numérique** : Ce bloc centralise l'intelligence logicielle embarquée du système. Elle opère à partir de l'acquisition en temps réel de couplages électriques clés mesurés par des capteurs dédiés : les tensions individuelles des modules ( $V_1$ ,  $V_2$ ), la tension d'entrée globale du hacheur ( $V_{in}$ ), les courants débités par chaque panneau ( $I_1$ ,  $I_2$ ), ainsi que le courant total absorbé par le convertisseur ( $I_{in}$ ). L'unité de traitement se segmente en deux couches algorithmiques interconnectées et hiérarchisées [14] :

- **L'Algorithme de Reconfiguration Automatique** : Il supervise l'état d'homogénéité climatique du champ PV en évaluant en continu les grandeurs mesurées aux bornes des panneaux. Il détecte l'occurrence d'une anomalie ou d'un ombrage et génère les signaux logiques de routage (*Signal 1* et *Signal 2*) pour commander la matrice de *Switches* [17].
- **L'Algorithme P&O (Maximum Power Point Tracking)** : Cadencé à haute fréquence, il reçoit les variables d'entrée ( $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ) issues du bus continu. Par perturbations itératives du rapport cyclique, il recherche et poursuit le point de puissance maximale (*MPP*) de la configuration active, délivrant en sortie le signal de commande à modulation de largeur d'impulsion (PWM) [13].
- **L'Algorithme de Détection de Mismatch** : Agissant comme une sentinelle active lorsque le système est stabilisé, il surveille en continu les variations dynamiques de la tension ( $V_{in}$ ) et du courant ( $I_{in}$ ). Dès qu'une fluctuation brusque dépasse les seuils critiques établis ( $\Delta V$  ou  $\Delta I$ ), traduisant un changement soudain des conditions météo ou un ombrage partiel, il génère une impulsion logique (*Mismatch*) pour réveiller et relancer instantanément la procédure de test de la reconfiguration automatique.

4. **L'étage de commande intermédiaire (Driver)** : Le circuit d'interface *Driver* est indispensable pour adapter les signaux logiques de commande basse tension et faible courant issus des ports de l'unité de contrôle numérique aux exigences physiques de la grille (*Gate*) du MOSFET de puissance  $M$  [19]. Il fournit l'impulsion de courant nécessaire pour charger et décharger rapidement la capacité de grille parasite, minimisant ainsi les temps de transition d'ouverture et de fermeture. De plus, il intègre une isolation galvanique stricte assurant la protection des circuits lo-

giques de contrôle basse tension contre les bruits et perturbations de commutation de la section de puissance [19].

Le système est raccordé en aval à une charge résistive pure, notée  $R$ , modélisant l'application finale ou le bus de distribution. L'action coordonnée et dynamique du superviseur topologique et de la boucle MPPT garantit que, quelles que soient les perturbations climatiques sévères ou transitoires appliquées sur  $PV_1$  et  $PV_2$ , le convertisseur extrait le maximum d'énergie disponible à chaque instant et maintient la stabilité de la tension continue de sortie  $V_{out}$  aux bornes de la charge [13].

## 2.3 Modélisation et dimensionnement de l'étage de puissance (DC-DC Boost)

Le convertisseur DC-DC Boost est un hacheur élévateur de tension crucial pour l'adaptation d'impédance entre le champ photovoltaïque et la charge. Il assure la régulation de la tension de sortie à 80 V en fonction de la puissance extraite.

### 2.3.1 Fonctionnement et modélisation dynamique

La modélisation repose sur la méthode de l'espace d'état moyen (*State-Space Averaging*) en mode de conduction continue (CCM), où le courant dans l'inductance  $i_L(t)$  ne s'annule jamais au cours d'une période de découpage  $T_s$  [20].

Le comportement du convertisseur est régi par deux phases distinctes :

**Phase 1 : Interrupteur  $S$  fermé** ( $0 \leq t \leq D \cdot T_s$ ) L'inductance stocke de l'énergie magnétique depuis la source PV, tandis que le condensateur  $C$  alimente seul la charge  $R$  :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} \\ C \frac{dv_{out}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R} \end{cases} \quad (2.1)$$

**Phase 2 : Interrupteur  $S$  ouvert** ( $D \cdot T_s \leq t \leq T_s$ ) L'énergie accumulée dans l'inductance est libérée vers la sortie à travers la diode  $D$  :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - v_{out} \\ C \frac{dv_{out}}{dt} = i_L - \frac{v_{out}}{R} \end{cases} \quad (2.2)$$

En moyennant ces équations sur  $T_s$ , on obtient le modèle dynamique moyen [5] :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} - \frac{(1-D)}{L} v_{out} \\ \frac{dv_{out}}{dt} = \frac{(1-D)}{C} i_L - \frac{v_{out}}{R \cdot C} \end{cases} \quad (2.3)$$

En régime permanent ( $\frac{di_L}{dt} = 0$ ), le gain en tension idéal est donné par [19] :

$$V_{out} = \frac{V_{pv}}{1 - D} \quad (2.4)$$

### 2.3.2 Dimensionnement des composants passifs

Pour une puissance maximale  $P = 600 \text{ W}$  et une tension cible  $V_{out} = 80 \text{ V}$ , les composants sont dimensionnés pour limiter les ondulations.

- **Inductance de lissage ( $L$ )** : Calculée pour limiter l'ondulation de courant  $\Delta I_L$  à environ 5,5% du courant nominal, garantissant ainsi un compromis entre pertes ferromagnétiques et dynamique de contrôle [20]. L'expression de dimensionnement est :

$$L = \frac{V_{in}^2 \cdot \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) \cdot T_{sw}}{0,055 \cdot P} \quad (2.5)$$

La valeur retenue est  $L = 5 \text{ mH}$ .

- **Capacité de filtrage ( $C$ )** : Dimensionnée pour garantir une ondulation de tension  $\Delta V_{out} \leq 1\% \cdot V_{out}$ , assurant la stabilité nécessaire aux algorithmes MPPT [2]. La capacité minimale est :

$$C = \frac{P \cdot \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) \cdot T_{sw}}{0,01 \cdot V_{out}^2} \quad (2.6)$$

La valeur retenue est  $C = 1000 \mu\text{F}$ .

- **Résistance de charge ( $R_L$ )** : Exprimée en fonction de la tension d'entrée  $V_{in}$  et du rapport cyclique  $D$  du convertisseur Boost (en utilisant la relation idéale  $V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D}$ ), sa valeur est liée à l'impédance vue par les panneaux PV selon la formule :

$$R_L = \frac{V_{in}^2}{P \cdot (1 - D)^2} \quad (2.7)$$

La valeur retenue est  $R_L = 19 \Omega$ .

### 2.3.3 Analyse des contraintes de fonctionnement

Le maintien du mode CCM est indispensable pour éviter que le gain en tension ne devienne dépendant de la charge, ce qui déstabiliserait la commande [21]. Le dimensionnement doit également minimiser les pertes par conduction ( $R_{DS(on)}$  du MOSFET) et les pertes par commutation, ajustées dynamiquement par le rapport cyclique  $D$  pour maintenir le convertisseur dans sa zone de rendement optimal [22].

## 2.4 Module Photovoltaïque & Configuration

### 2.4.1 Paramètres Du Module Photovoltaïque

La caractérisation quantitative et l'analyse comportementale du générateur photovoltaïque reposent sur le modèle électrique standard à une diode validé précédemment. Afin d'établir une base d'évaluation rigoureuse, les propriétés électriques intrinsèques des modules mis en œuvre doivent être spécifiées de manière exhaustive. Ces caractéristiques macroscopiques indispensables à la configuration des lois de commande sont définies sous les Conditions Standards de Test (STC : éclairement énergétique  $G_0 = 1000 \text{ W/m}^2$ , température de jonction de la cellule  $T_0 = 25^\circ\text{C}$ , et distribution spectrale de masse d'air  $AM = 1.5$ ). Les grandeurs fondamentales extraites de la fiche technique du constructeur pour un module individuel sont synthétisées dans le Tableau 2.1.

**TABLEAU 2.1** – Paramètres électriques nominaux et physiques du module photovoltaïque A10Green Technology A10J-S72-175 sous conditions STC.

| Paramètre Électrique / Physique          | Symbole           | Valeur Nominale                     |
|------------------------------------------|-------------------|-------------------------------------|
| Puissance Maximale Spécifiée             | $P_{max}$         | 175.09 W                            |
| Tension au Point de Puissance Maximale   | $V_{mpp}$         | 36.63 V                             |
| Courant au Point de Puissance Maximale   | $I_{mpp}$         | 4.78 A                              |
| Tension de Circuit Ouvert                | $V_{oc}$          | 43.99 V                             |
| Courant de Court-Circuit                 | $I_{sc}$          | 5.17 A                              |
| Facteur de Forme ( <i>Fill Factor</i> )  | $FF$              | 77.04 %                             |
| Nombre de Cellules Connectées en Série   | $N_s$             | 72                                  |
| Coefficient de Température de la Tension | $\alpha_{V_{oc}}$ | $-0.3616 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ |
| Coefficient de Température du Courant    | $\beta_{I_{sc}}$  | $+0.0415 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ |

Chacun de ces paramètres traduit un comportement physique précis de la jonction semi-conductrice sous l'effet du flux photonique incident :

- **Le courant de court-circuit** ( $I_{cc}$ ) représente l'intensité maximale générée lorsque l'impédance de charge externe est nulle. Il est directement proportionnel au photocourant induit par la génération de paires électron-trou au sein de la zone de charge d'espace.
- **La tension de circuit ouvert** ( $V_{co}$ ) correspond à la différence de potentiel maximale mesurable lorsque le courant de sortie est nul, traduisant la limite de polarisation directe de la diode interne sous l'effet de la séparation des charges.
- **Le Point de Puissance Maximale** (*MPP*) défini par le couple  $(V_{mpp}, I_{mpp})$  localise le point d'inflexion optimal de la caractéristique  $I - V$  où le produit de la tension et du courant est maximal, permettant l'extraction de la puissance crête  $P_{max}$ .
- **Le Facteur de Forme** ( $FF$ ) quantifie la qualité de la jonction et l'impact des résistances parasites (série et parallèle). Il exprime le rapport géométrique entre la puissance maximale réelle et la puissance théorique idéale définie par le produit

des limites électriques :

$$FF = \frac{P_{max}}{V_{co} \cdot I_{cc}} = \frac{V_{mpp} \cdot I_{mpp}}{V_{co} \cdot I_{cc}} \quad (2.8)$$

L'agencement de ces structures élémentaires permet, par couplage adéquat, de modifier la dynamique des variables électriques d'entrée afin de répondre aux contraintes d'exploitation requises par le système global.

## 2.4.2 Les Connexions Possibles Des Panneaux Photovoltaïques

L'intégration d'une matrice active d'interrupteurs statiques bidirectionnels commandés ouvre un degré de liberté majeur dans la gestion topologique du générateur photovoltaïque [17]. En modifiant dynamiquement et programmatiquement l'état logique des commutateurs de routage, il devient possible d'altérer en temps réel l'interconnexion électrique entre les sous-modules (Module 1 et Module 2). Cette agilité matérielle permet d'arbitrer entre deux configurations géométriques distinctes, chacune possédant des propriétés électriques, des dynamiques de transfert et des sensibilités environnementales diamétralement opposées [16].

### 2.4.2.1 a- Configuration Série

Dans la configuration Série, le pôle négatif du premier module est connecté de manière directe au pôle positif du second module, forçant les porteurs de charge à traverser successivement les deux structures semi-conductrices. En appliquant les lois fondamentales des mailles et des nœuds de Kirchhoff, les équations de couplage associées au générateur résultant s'expriment selon le système suivant :

$$\begin{cases} V_{pv,Série} = V_{pv1} + V_{pv2} \\ I_{pv,Série} = I_{pv1} = I_{pv2} \end{cases} \quad (2.9)$$

D'un point de vue électrique, cette topologie modifie profondément la droite de charge équivalente en sommant les tensions de circuit ouvert et les tensions nominales de chaque panneau. Sous des conditions d'irradiation strictement homogènes et uniformes, la tension globale opérationnelle au point de puissance maximale s'élève aux alentours de 73 V.

Cette élévation de la tension d'entrée présente deux avantages théoriques majeurs pour l'étage de puissance situé en aval [19] :

- **Minimisation des pertes Joules conduites** : Pour un niveau de puissance transféré donné, l'élévation de la tension d'entrée permet de réduire de moitié l'intensité du courant électrique circulant dans les conducteurs physiques. Les pertes par dissipation thermique au sein des résistances parasites des lignes de transmission ( $R_{ligne} \cdot I^2$ ) décroissent ainsi de manière quadratique, maximisant l'efficacité de transport net.

- **Optimisation du rendement du convertisseur Boost :** En réduisant l'écart de potentiel entre l'entrée du hacheur ( $V_{pv,Série}$ ) et la tension régulée au niveau du bus continu de sortie, le rapport d'élévation statique requis décroît. Sur le plan de la commutation, cela limite le temps d'activation de l'interrupteur contrôlé (MOSFET), ce qui réduit simultanément les pertes par conduction induites par la résistance interne du commutateur ( $R_{DS(on)}$ ) et les pertes magnétiques par hystérésis au sein de l'inductance de lissage [19].

Cependant, la contrainte d'unicité du courant imposée par le couplage série constitue le point de vulnérabilité critique de cette configuration. Si une disparité d'éclairement survient (ombrage partiel), le courant de la branche entière est dicté de manière exclusive par le panneau recevant le plus faible flux photonique [18]. La structure ombragée se comporte alors comme un goulot d'étranglement hautement résistif, bloquant les porteurs de charge excédentaires générés par le panneau sain. Ce phénomène force la polarisation en inverse du module masqué et déclenche l'activation des diodes de bypass pour éviter la destruction thermique, provoquant l'apparition de multiples pics de puissance parasites [16].

#### 2.4.2.2 b- Configuration Parallèle

Dans la configuration Parallèle, les pôles homologues des deux modules sont interconnectés : les deux pôles positifs convergent vers le nœud de potentiel supérieur d'entrée du convertisseur, tandis que les deux pôles négatifs sont reliés au nœud de référence de la masse électrique. Les équations de Kirchhoff décrivant le comportement électrique macroscopique de ce couplage s'énoncent ainsi :

$$\begin{cases} V_{pv,Parallèle} = V_{pv1} = V_{pv2} \\ I_{pv,Parallèle} = I_{pv1} + I_{pv2} \end{cases} \quad (2.10)$$

Sous cette topologie, la tension globale imposée aux bornes du générateur photovoltaïque reste structurellement limitée à la tension nominale d'un unique module (soit approximativement 36.5 V), tandis que l'intensité nette injectée dans l'étage de puissance correspond à la somme arithmétique directe des courants débités par chaque branche de manière indépendante [5].

L'intérêt fondamental de cette disposition réside dans son immunité naturelle remarquable face aux phénomènes d'ombrage partiel et aux déséquilibres d'irradiance localisés [17] :

- **Découplage des courants de branche :** La réduction drastique du photocourant au sein d'un panneau masqué n'exerce aucune contrainte directe sur la dynamique de conduction ou sur le flux de porteurs de charge du panneau sain adjacent. Chaque module opère de manière totalement découplée le long de sa propre caractéristique électrique intrinsèque.
- **Élimination des points chauds et préservation énergétique :** Le courant

produit par la branche opérant en plein ensoleillement n'est pas contraint de traverser la jonction PN polarisée en inverse du module ombragé. Cela supprime l'échauffement thermique localisé destructeur par effet de point chaud (*hot-spot*) et permet d'extraire la totalité des charges disponibles sur la branche saine, garantissant la résilience et la continuité de la génération électrique [18].

Néanmoins, cette configuration présente l'inconvénient d'imposer un courant d'entrée double au niveau des composants de l'étage de puissance, ce qui accroît les contraintes thermiques transitoires et exige un dimensionnement rigoureux des sections conductrices et des filtres capacitifs pour atténuer l'ondulation du courant d'entrée sous de faibles niveaux de tension.

## 2.5 Les Scénarios Étudiés

Pour évaluer la pertinence de la reconfiguration topologique, le comportement du générateur PV est analysé à travers quatre scénarios combinant des variations d'irradiance et de température. Le choix de ces profils spécifiques permet de valider la robustesse et la réactivité de l'algorithme face aux différents types de déséquilibres physiques rencontrés en conditions réelles.

### 2.5.1 Scénario 1 : Conditions uniformes à éclairement moyen

Ce scénario de référence simule une situation météorologique stable et homogène où l'ensemble du champ photovoltaïque est exposé à un rayonnement solaire constant fixé à  $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$  sous une température standard de  $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ . L'objectif de ce choix est d'établir un point de comparaison neutre, garantissant une génération de porteurs de charge parfaitement équilibrée entre tous les modules ( $I_{ph1} = I_{ph2}$ ).

La caractéristique principale de ce scénario est l'apparition d'un unique sommet sur la courbe de puissance globale du générateur. Ce profil permet de vérifier que l'algorithme ne perturbe pas inutilement le système en situation idéale. En l'absence d'inhomogénéités, le système maintient la topologie **Série**, ce qui permet de maximiser la tension délivrée au convertisseur Boost tout en minimisant les pertes par effet Joule dans les lignes de transmission.

### 2.5.2 Scénario 2 : Transition asymétrique mixte

Ce scénario introduit un déséquilibre double, à la fois lumineux et thermique, caractérisé par une forte hausse du rayonnement solaire couplée à un échauffement localisé sur le second module, avec  $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$  ( $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ) et  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$  ( $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ). Ce profil a été choisi spécifiquement pour étudier la réponse du contrôle face à des variations physiques contraires appliquées sur un même panneau.

L'augmentation du flux sur  $PV_2$  accroît fortement son courant photo-généré ( $I_{ph2} \approx 2 \cdot I_{ph1}$ ), tandis que son élévation thermique dégrade sa tension en circuit ouvert ( $V_{oc2}$ ).

Ce scénario maintient l'effet de goulot d'étranglement : si le couplage restait en série, le courant global de la chaîne serait bridé par le module le moins éclairé ( $PV_1$ ). Ce cas démontre la nécessité de la reconfiguration en forçant le passage au mode **Parallèle**, seule topologie capable d'additionner les courants pour libérer toute la puissance du module surirradié.

### 2.5.3 Scénario 3 : Éclairement fort avec fort gradient thermique

Ce scénario correspond à une situation d'ensoleillement maximal et uniforme à  $G_1 = G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ , mais perturbée par un très fort gradient de déséquilibre thermique entre les deux structures ( $T_1 = 27^\circ\text{C}$  et  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ , soit un écart sévère de  $\Delta T = 23 \text{ K}$ ). Le but de ce choix est d'isoler l'impact exclusif de la température sur le comportement du générateur PV, indépendamment de l'irradiance.

Bien que le flux lumineux incident soit homogène, l'élévation de température subie par le second module dégrade sa tension en circuit ouvert à cause de la réduction de la bande interdite (*bandgap*) du semi-conducteur. La courbe de puissance globale subit un étalement asymétrique sans pour autant créer de pics secondaires disjoints. Ce scénario a été retenu pour prouver la sélectivité de l'algorithme : il démontre que face à un déséquilibre pur de tension, la connexion **Série** reste l'architecture optimale car elle tolère cette disparité tant que l'homogénéité des courants est préservée.

### 2.5.4 Scénario 4 : Chute d'éclairement et ombrage sévère

Ce scénario simule le masquage asymétrique prononcé du premier module provoqué par un obstacle opaque (nuage dense ou accumulation de débris), matérialisé par une chute drastique de son éclairage à  $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ , tandis que le second conserve un flux moyen de  $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ , le tout sous une température critique homogène de  $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ . Ce profil représente le cas de figure le plus critique pour une installation PV.

L'utilité de ce choix est de confronter le système à un phénomène de *mismatch* géométrique extrême où le courant photo-généré de  $PV_1$  s'effondre ( $I_{ph1} \approx 0,2 \cdot I_{ph2}$ ). En configuration série, ce module ombragé se polariserait en inverse et dissiperait sous forme de chaleur (*hot-spot*) l'énergie produite par le panneau sain  $PV_2$ , dégradant lourdement le point de puissance maximale global. Ce scénario valide l'efficacité du bloc de détection de mismatch qui force instantanément la bascule en mode **Parallèle** pour découpler les branches et sauvegarder la production énergétique globale.

## 2.6 Algorithmes De Contrôle Et Logique De Reconfiguration

Cette section détaille la stratégie de commande mise en œuvre pour assurer l'optimisation énergétique du générateur photovoltaïque. La complexité inhérente aux conditions

d'ombrage partiel impose une architecture de contrôle hybride, capable d'articuler la recherche du point de puissance maximale (MPPT) et la gestion dynamique de la topologie du champ.

### 2.6.1 Algorithme Perturb & Observe (P&O)

L'algorithme de Perturbation et Observation (P&O) est sélectionné pour assurer la fonction de MPPT en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité dans les systèmes photovoltaïques [23]. Son principe repose sur l'introduction d'une perturbation périodique de la tension PV à travers la modification du rapport cyclique  $D$  du convertisseur Boost, suivie de la mesure de la variation de puissance  $\Delta P_{pv}$  qui en résulte [21, 24].

### 2.6.2 Principe de fonctionnement et logique décisionnelle

L'algorithme utilise une boucle itérative pour converger vers le point de puissance maximale (MPP). La dérivée de la puissance par rapport à la tension étant nulle au sommet de la courbe caractéristique ( $dP/dV = 0$ ), le système teste la direction du sommet en perturbant volontairement la tension de sortie ( $V_{pv}$ ) via le rapport cyclique  $D$ .

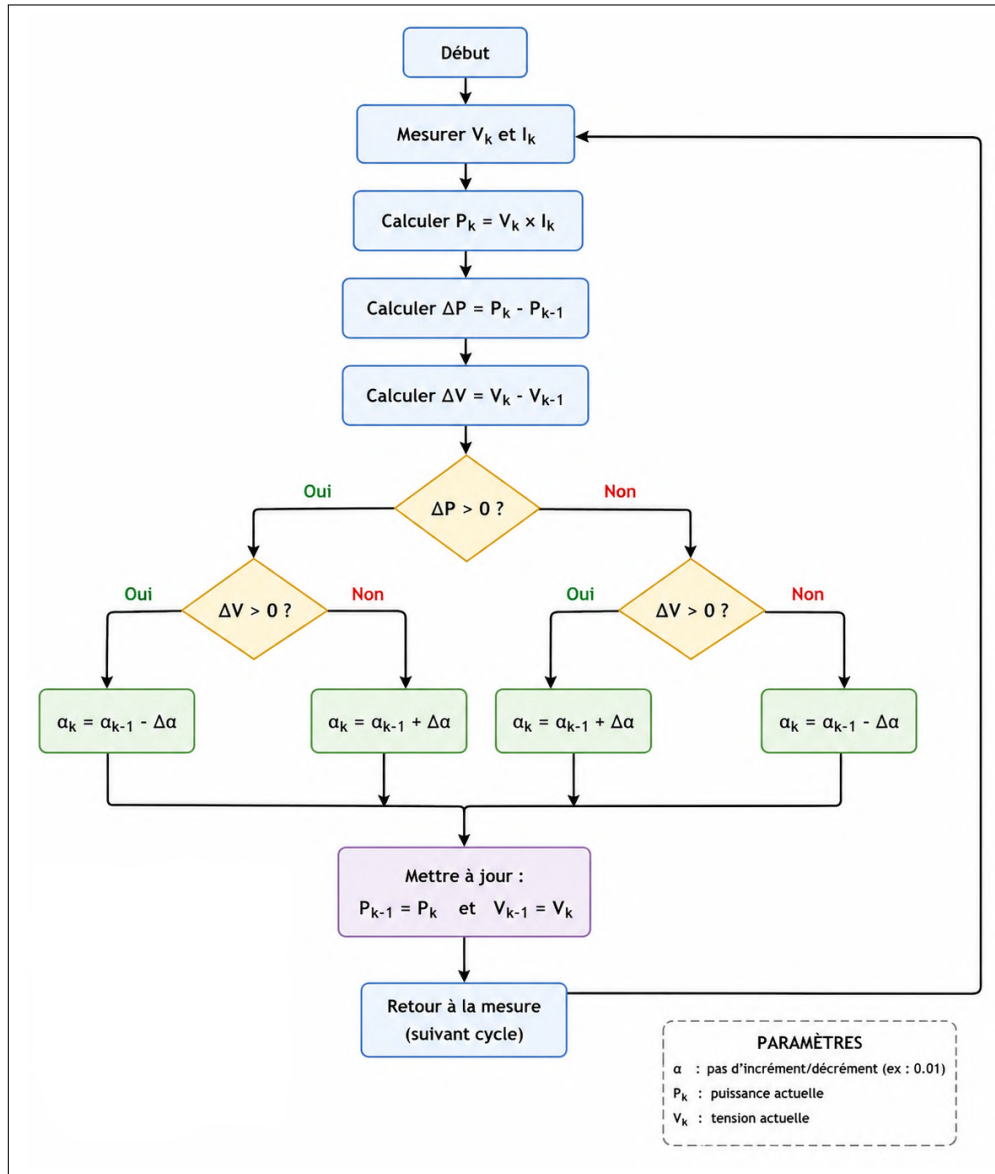


FIGURE 2.2 – Logigramme de l'algorithme MPPT P&amp;O.

Le logigramme présenté sur la Figure 2.2 synthétise le processus itératif, tandis que les règles de décision détaillées dans le Tableau 2.2 permettent un suivi dynamique du MPP, conformément aux travaux de [25] :

TABLEAU 2.2 – Règles d'action de l'algorithme MPPT P&amp;O standard.

| Variation ( $\Delta P_{pv}$ ) | Variation ( $\Delta V_{pv}$ ) | Action sur le rapport cyclique ( $D$ ) |
|-------------------------------|-------------------------------|----------------------------------------|
| $\Delta P_{pv} > 0$           | $\Delta V_{pv} > 0$           | Diminuer $D$ (Incrémenter $V_{pv}$ )   |
| $\Delta P_{pv} > 0$           | $\Delta V_{pv} < 0$           | Augmenter $D$ (Décrémenter $V_{pv}$ )  |
| $\Delta P_{pv} < 0$           | $\Delta V_{pv} > 0$           | Augmenter $D$ (Décrémenter $V_{pv}$ )  |
| $\Delta P_{pv} < 0$           | $\Delta V_{pv} < 0$           | Diminuer $D$ (Incrémenter $V_{pv}$ )   |

La routine s'exécute à une fréquence fixe de  $f_s = 5 \text{ kHz}$ , garantissant une réactivité élevée face aux transitoires atmosphériques tout en maintenant la stabilité du système face aux bruits de commutation [13]. La taille du pas de perturbation est calibrée à  $\Delta D = 0.005$  pour assurer un compromis optimal entre la rapidité de convergence vers le MPP et la réduction des oscillations en régime permanent [26].

Il est important de noter que sous des conditions d'ombrage partiel, la caractéristique  $P - V$  devient multimodale. Dans ce scénario, le P&O standard peut diverger vers un maximum local au lieu du maximum global. Cette problématique, largement documentée dans [16], justifie l'intérêt d'une topologie adaptable et de techniques de reconfiguration dynamique pour maximiser l'extraction de puissance nette [27, 28].

### 2.6.3 Algorithme de Détection de Mismatch

Pour éviter au système d'exécuter en permanence de lourdes routines de reconfiguration, un bloc de détection de *mismatch* (déséquilibre) est inséré en amont. Il surveille en continu la dynamique rapide des variables électriques d'entrée stabilisées ( $V_{in}, I_{in}$ ) du convertisseur Boost.

Sa logique repose sur le calcul des gradients discrets de tension ( $\Delta V_{in} = |V_{in}(k) - V_{in}(k-1)|$ ) et de courant ( $\Delta I_{in} = |I_{in}(k) - I_{in}(k-1)|$ ). Tant que le système évolue sous un climat homogène, les seules variations observées sont les oscillations à haute fréquence induites par le pas d'échantillonnage de l'algorithme MPPT P&O, qui restent inférieures aux seuils critiques calibrés ( $\Delta V_{th}$  et  $\Delta I_{th}$ ).

Dès qu'une perturbation atmosphérique transitoire, un voile thermique ou un ombrage partiel asymétrique survient, les variations franchissent instantanément ces seuils :

$$(\Delta V_{in} > \Delta V_{th}) \quad \text{ou} \quad (\Delta I_{in} > \Delta I_{th}) \quad (2.11)$$

Le bloc génère alors immédiatement une impulsion logique positive nommée signal de *Mismatch*. Ce signal sert d'interrupteur d'alarme (*trigger*) pour interrompre le mode de veille de l'unité centrale et réveiller immédiatement l'algorithme de reconfiguration automatique.

### 2.6.4 Superviseur De Configurations

Le superviseur de configurations est l'entité logique chargée de décider de la topologie de couplage optimale (Série ou Parallèle) de la matrice PV. Il opère comme un automate à états finis (Finite State Machine). Le superviseur surveille en continu les valeurs de courant et de tension mesurées comme illustré sur la Figure 2.3.

La réception du signal d'alerte émis par le bloc de *mismatch* force le superviseur à quitter son état de repos stable pour analyser les tensions ( $V_1, V_2$ ) et courants ( $I_1, I_2$ ) aux bornes de chaque panneau. La détection de l'ombrage asymétrique s'effectue par l'analyse des dérivées discrètes et des chutes brutales de tension à puissance constante, caractéristiques de l'activation des diodes de bypass en mode Série.

Pour éviter les commutations intempestives et répétitives (*chattering*) induites par le bruit de mesure ou les variations transitoires de faible amplitude, un algorithme d'hystérésis en puissance et en tension est intégré. De plus, lors de chaque ordre de transition topologique (*Signal 1* ou *Signal 2*), le superviseur impose l'application d'un temps mort

de sécurité (*dead-time*) fixé à 2 ms, durant lequel les impulsions PWM du Boost sont momentanément suspendues afin de bloquer l'énergie inductive et d'éviter tout risque de court-circuit destructeur des interrupteurs de routage.

### 2.6.5 Algorithme Global Proposé (P&O, Mismatch et Superviseur)

L'algorithme de commande proposé intègre de manière cohérente la fonction de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), la détection de mismatch et la supervision topologique au sein d'une architecture logicielle unifiée. Cette approche permet une transition fluide entre les différentes structures d'interconnexion en fonction de l'état radiatif du générateur.

Lorsque le signal de *mismatch* est nul (0), seul l'algorithme MPPT P&O s'exécute à haute fréquence pour maintenir le point de puissance maximale de la configuration figée. Dès que le signal de *mismatch* passe à l'état haut (1), le P&O est mis en pause instantanément, figeant temporairement le rapport cyclique  $D$ . Le superviseur prend alors la main pour tester et commuter la matrice de switches vers la configuration optimale (Série ou Parallèle). Une fois les nouveaux signaux de routage appliqués et le convertisseur stabilisé après le temps mort de 2 ms, le superviseur repasse en mode veille, et le P&O reprend sa poursuite haute fréquence sur la nouvelle courbe de puissance purifiée.

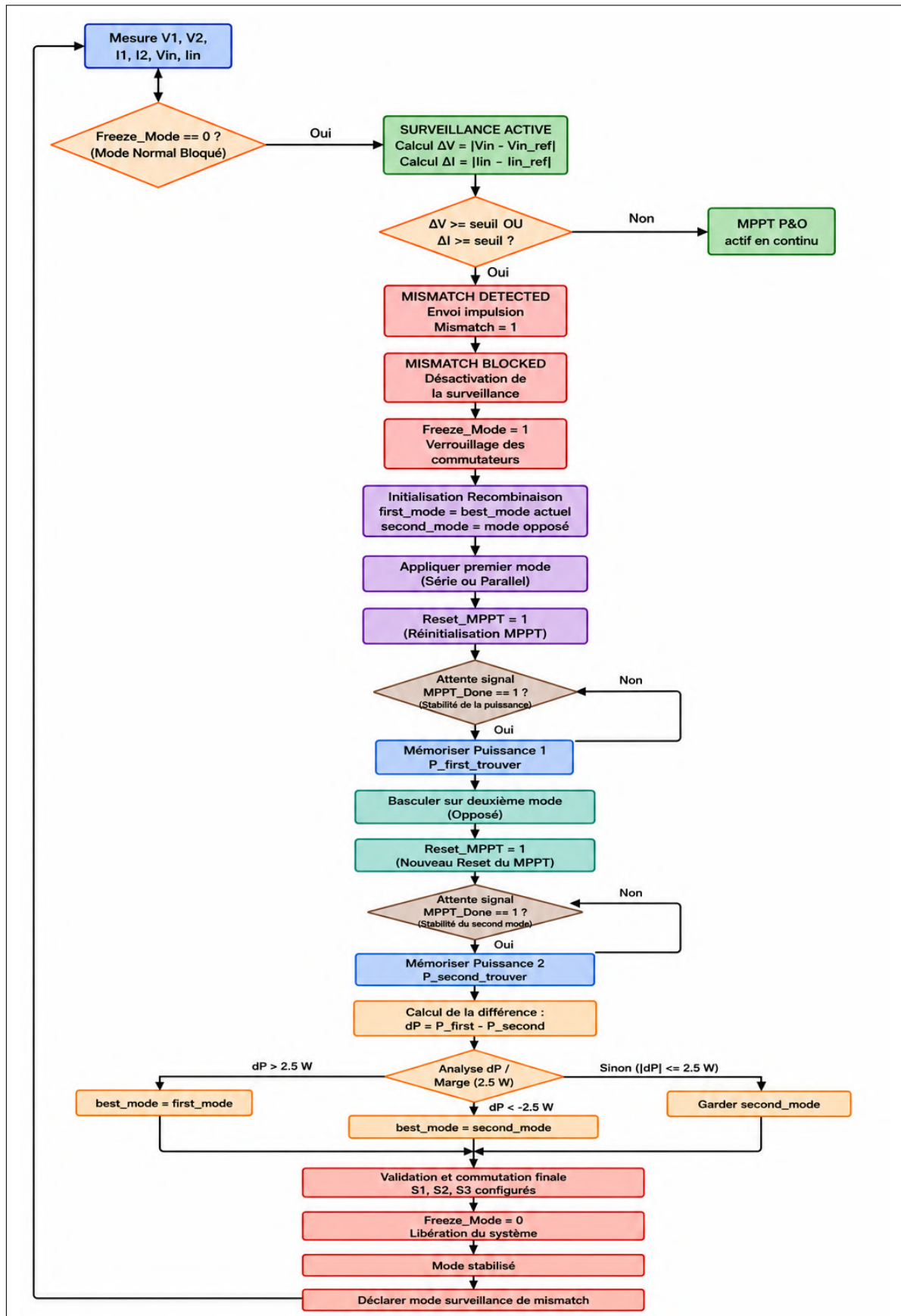


FIGURE 2.3 – Logigramme de l’algorithme de supervision et de reconfiguration dynamique.

Comme illustré sur la Figure 2.3, Ce système de commande intelligent assure une gestion adaptative du générateur photovoltaïque en alternant entre les structures d’interconnexion en fonction des variations de l’environnement radiatif.

À chaque période d'échantillonnage, après le démarrage de la simulation ( $t = 0$ ) et l'initialisation des variables plaçant la configuration SÉRIE par défaut, le superviseur effectue la lecture des profils de rayonnement  $G$  et de température  $T$  via le bloc *scenarios\_profile*. La fonction *config\_function* analyse ensuite la phase actuelle pour guider le système. En conditions de fonctionnement normal stabilisé (Phase 11 : Fixe), la structure optimale reste sélectionnée, permettant à l'algorithme de poursuivre activement le point maximal.

Dès que le superviseur détecte un indicateur d'ombrage partiel ou une variation environnementale brusque franchissant les seuils définis ( $\Delta V > 5V$  ou  $\Delta I > 1A$ ) lors de la surveillance, un événement de mismatch est validé, déclenchant instantanément la routine de reconfiguration automatique (Phases 0 à 10 : Test). La logique de commande suit alors un protocole rigoureux :

1. **Caractérisation séquentielle des topologies** : Le système détermine d'abord quel mode tester (*Configuration Actuelle* ou *Configuration Précédent*). Pour chaque configuration, il appelle l'algorithme de recherche *Tst\_PO* et boucle localement jusqu'à ce que la condition *Puissance stable ?* passe à vrai. La valeur de puissance correspondante est alors mesurée et filtrée ( $P_{filt}$ ).
2. **Arbitrage énergétique par hystérésis** : Une fois que les deux modes ont été testés (Phase 9), le superviseur calcule l'écart de performance absolue ( $dP = P_{Actuel} - P_{Précédent}$ ). Cette différence est immédiatement soumise à un test de seuil logique ( $dP > 2.5 W$ ) afin de valider et de sélectionner de manière stable le couplage le plus efficace (*Meilleur = Actuel* ou *Meilleur = Précédent*).
3. **Stabilisation et retour au mode actif** : La structure élue est envoyée vers la *Phase 12* chargée d'assurer la stabilisation finale du système. À l'issue de cette étape, le système bascule de nouveau vers la *Phase 11* (Mode Fixe) en désactivant le gel de la commande globale via la réinitialisation de la variable de contrôle ( $Freeze\_Mode = 0$ ).

Cette synergie entre la stratégie MPPT et la supervision topologique permet d'affranchir le système des limitations des structures fixes. Cette action combinée garantit une extraction optimale de la puissance disponible et assure la continuité des performances du système, indépendamment de la complexité du masquage rencontré [27, 28].

## 2.7 Conclusion

Ce deuxième chapitre a permis d'établir les fondements théoriques et méthodologiques indispensables à la compréhension du comportement dynamique de notre système photovoltaïque. La modélisation par espace d'état moyen a offert une vision fine des phénomènes de commutation et de transfert énergétique au sein du convertisseur DC-DC, validant ainsi son rôle d'interface indispensable à la régulation du bus de puissance.

L'analyse comparative des scénarios d'irradiation et de température a mis en exergue les limites intrinsèques des structures de connexion fixes face aux phénomènes de mismatch

géométrique et thermique. Il a été démontré que la complexité induite par le masquage asymétrique se traduisant par une caractéristique puissance-tension multimodale ou un effondrement localisé des tensions ne peut être résolue par des moyens passifs sans compromis majeur sur l'efficacité globale du champ PV.

La stratégie de contrôle proposée articule avec précision trois niveaux de commande complémentaires au sein de l'unité centrale. En première ligne, l'algorithme de détection de *mismatch* agit comme une sentinelle active : en évaluant en continu les gradients de tension et de courant du bus continu, il filtre le bruit permanent du MPPT et isole instantanément les perturbations transitoires ou climatiques majeures. Ce bloc déclenche à bon escient le superviseur de configuration dynamique, qui opère comme un automate à états finis. Ce dernier, intégrant des mécanismes de sécurité par hystérésis et de gestion des temps morts, garantit une commutation cohérente et sécurisée entre les topologies d'interconnexion (Série et Parallèle). Enfin, l'algorithme de Perturbation et Observation (P&O) assure une poursuite fine et à haute fréquence du point de puissance maximale (*MPP*) sur la caractéristique purifiée.

En somme, ce chapitre a permis de concevoir une architecture de commande intelligente et sélective, capable d'adapter sa topologie interne pour répondre en temps réel aux contraintes environnementales tout en minimisant l'effort de calcul. Ces modèles analytiques et ces lois de commande constituent désormais les piliers conceptuels sur lesquels reposeront les phases de simulation numérique et de validation expérimentale, visant à démontrer la supériorité énergétique du système proposé.

# Chapitre 3

## Analyse des résultats de simulation et discussion

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats de simulation des algorithmes de reconfiguration série/parallèle ainsi que de l'algorithme MPPT P&O (Perturb and Observe) développés dans ce travail. Les simulations ont été réalisées sous MATLAB/Simulink, un environnement largement utilisé pour la modélisation, l'analyse et la validation des systèmes électroniques de puissance et des stratégies de contrôle photovoltaïque.

L'objectif principal de cette étude est de vérifier les performances de l'algorithme proposé dans différentes conditions de fonctionnement, notamment sous des conditions d'irradiation uniforme et d'ombrage partiel. Pour cela, une démarche progressive de validation a été adoptée afin d'analyser séparément puis globalement le comportement des différentes parties du système.

Dans un premier temps, l'algorithme MPPT P&O est appliqué à un seul module photovoltaïque afin de vérifier sa capacité à détecter correctement le point de puissance maximale (MPP) dans des conditions normales de fonctionnement.

Dans un second temps, les différentes configurations possibles des modules photovoltaïques, notamment les configurations série et parallèle, sont étudiées sous diverses conditions d'ombrage partiel. Cette étape permet d'évaluer l'influence de chaque topologie sur les performances électriques du système photovoltaïque.

Enfin, l'algorithme global proposé, combinant le MPPT P&O et le superviseur de configurations, est validé afin de démontrer sa capacité à sélectionner automatiquement la configuration optimale en fonction des conditions d'irradiation et d'ombrage.

### 3.2 Description Du Système Simulé

Avant de procéder à l'analyse critique et comparative des performances dynamiques et stationnaires des lois de commande synthétisées, il est capital de formaliser avec précision le cadre structurel, paramétrique et opératoire de l'environnement virtuel implémenté

sous MATLAB/Simulink. Le banc de test numérique a été rigoureusement configuré pour transposer le formalisme théorique du schéma synoptique de principe (Figure 2.1) vers un modèle de simulation orienté composants réels et boîtes à outils physiques (*Simscape* / *SimPowerSystems*), comme l'illustre la capture d'écran du modèle complet présentée à la Figure 3.1. Cet environnement intègre le comportement non linéaire des blocs de sources photovoltaïques, les éléments parasites des interrupteurs de puissance statiques, les dynamiques transitoires du hacheur, ainsi que la discrétisation temporelle des boucles algorithmiques embarquées [13].

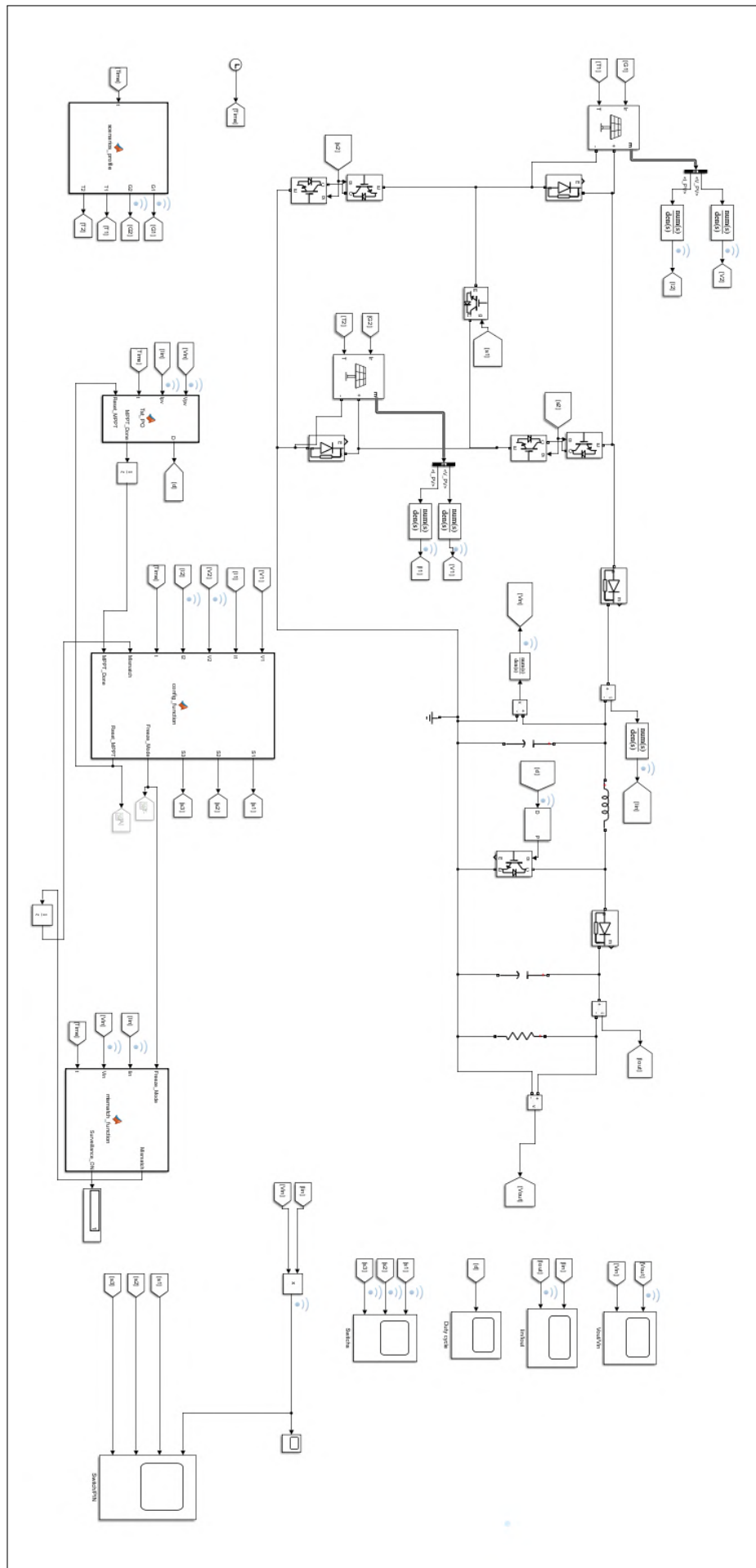


FIGURE 3.1 – Schéma global du système photovoltaïque simulé

### 3.2.1 Description Technique des Sous-Ensembles Fonctionnels

L'infrastructure informatique globale dédiée à la chaîne de conversion et de traitement de l'information se segmente en quatre sous-ensembles fonctionnels interconnectés :

#### 1. Modélisation Directe du Générateur Photovoltaïque :

La source primaire d'énergie est directement matérialisée par deux blocs de modules photovoltaïques natifs indépendants, désignés  $PV_1$  et  $PV_2$ . Contrairement aux émulations mathématiques idéalisées, ces blocs intègrent les équations physiques implicites du modèle à une diode standard et exploitent les paramètres réels issus des fiches techniques constructeur [5]. Les entrées physiques d'irradiance et de température de chaque panneau sont pilotées dynamiquement en temps réel par le bloc de calcul discret *scenarios\_profile*. Ce module génère les profils temporels asymétriques ( $G_1, G_2$ ) et thermiques ( $T_1, T_2$ ) répartis sur quatre horizons opératoires distincts (Scénarios  $S_1$  à  $S_4$  de 0 à 60s), permettant d'évaluer la robustesse du système face à des profils d'ombrage partiel abruptes et hautement asymétriques.

#### 2. Réseau de Commutation et Matrice de Routage Statique :

Le bloc matériel d'interconnexion dynamique est transcrit sous Simulink par un agencement d'interrupteurs électroniques de puissance commandés. Les trois commutateurs de routage  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  reçoivent sur leurs grilles respectives les signaux logiques de commande binaires directs émanant de l'unité de contrôle. Les modèles d'interrupteurs intègrent les pertes par conduction réelles des relais statiques [17]. Des blocs de mesure *Voltage/Current Measurement* sont insérés au niveau de chaque branche pour extraire les variables d'état physiques locales ( $V_1, V_2, I_1, I_2$ ) indispensables à la prise de décision topologique.

#### 3. Étage de Puissance Élévateur (Convertisseur Boost) :

Le hacheur Boost remplit la fonction d'adaptateur d'impédance et d'élévateur de potentiel entre la matrice reconfigurable et la charge résistive pure  $R$ . Le dimensionnement de ses constituants passifs répond aux critères stricts du mode de conduction continue (CCM), indispensable pour éliminer les discontinuités de courant au point de puissance maximale [19] :

- **L'inductance d'entrée  $L$**  : Associée à sa résistance série équivalente ( $R_L$ ), elle lisse le courant global d'entrée  $I_{in}$  absorbé par le convertisseur selon l'équation différentielle classique :

$$L \frac{dI_{in}}{dt} = V_{in} - (1 - D)V_{out} \quad (3.1)$$

- **Le condensateur de filtrage d'entrée** : Positionné en amont de l'inductance, il absorbe les ondulations de courant de commutation et stabilise le potentiel  $V_{in}$  aux bornes de la matrice.
- **Le commutateur principal  $M$  et la diode de puissance  $D_p$**  : Modélisent le comportement dynamique du transistor de puissance soumis au signal PWM à haute fréquence, et le blocage anti-retour de la diode de roue libre rapide.

- **Le condensateur de sortie  $C_{\text{out}}$**  : Il filtre l'ondulation résiduelle de la tension de sortie  $V_{\text{out}}$  délivrée à la charge résistive de distribution [19].

#### 4. Architecture Logicielle Discrète de l'Unité de Contrôle :

L'intelligence algorithmique embarquée est scindée en trois routines logiques distinctes codées sous forme de fonctions MATLAB discrets, opérant de manière coordonnée en boucle fermée :

- **Le module de supervision algorithmique (*config\_function*)** : Ce bloc superviseur traite l'ensemble des variables d'état électriques ( $V_1, I_1, V_2, I_2$ ). Structuré sous forme d'une machine d'états à 13 phases (Phases 0 à 12), il gère séquentiellement les temporisations de commutation ( $\text{WAIT\_SWITCH} = 5 \text{ ms}$ ), les fenêtres de mesure cumulée ( $\text{TEST\_MEAS} = 0,2 \text{ s}$ ) et calcule les puissances moyennes de chaque topologie. Il intègre un critère décisionnel strict basé sur un seuil d'hystérésis ( $\text{CHANGE\_MARGIN} = 3,5 \text{ W}$ ) pour valider le basculement vers le mode optimal (*best\_mode*).  
Ce bloc pilote la coordination globale via deux signaux : *Freeze\_Mode* (qui fige la boucle MPPT et désactive la surveillance active du mismatch durant les phases de test topologique) et *Reset\_MPPT* (qui force la réinitialisation du rapport cyclique à sa valeur d'amorçage  $D_{\text{init}} = 0,30$  à chaque changement de configuration).
- **Le module de détection de mismatch (*mismatch\_function*)** : Ce bloc assure une surveillance active uniquement lorsque la topologie est stabilisée (*Freeze\_Mode* = 0). Après une temporisation de sécurité de 0,5 s post-commutation, il compare en continu les gradients électriques courants par rapport à des valeurs de référence stables ( $V_{\text{in\_ref}}, I_{\text{in\_ref}}$ ). Si les variations franchissent les seuils de rupture critiques ( $\Delta V \geq 5 \text{ V}$  ou  $\Delta I \geq 1 \text{ A}$ ), le module interprète l'événement comme une transition d'ombrage ou un déséquilibre thermique sévère. Il génère alors une impulsion calibrée *Mismatch* = 1 pendant 0,1 s pour réveiller immédiatement le superviseur et forcer le lancement d'un nouveau cycle de diagnostic.
- **Le module MPPT P&O réinitialisable (*Tst\_PO*)** : Ce bloc exécute l'algorithme de Perturbation et Observation avec détection intégrée de convergence stationnaire. Lorsque le signal de coordination *Freeze\_Mode* est actif (1), le bloc maintient le rapport cyclique rigoureusement constant pour isoler la mesure de puissance du superviseur. Dès que *Reset\_MPPT* = 1, il écrase l'historique et réinitialise  $D = D_{\text{init}} = 0,30$ . En régime établi normal, il applique ses micro-incréments systématiques ( $\Delta D = 0,003$ ) toutes les  $\text{Wait\_Time} = 5 \text{ ms}$ . Si la puissance mesurée se stabilise dans une fenêtre de  $\pm 9 \text{ W}$  pendant une durée  $\text{P\_STAB\_TIME} = 0,5 \text{ s}$ , il émet l'impulsion *MPPT\_Done* = 1 pendant 0,1 s pour notifier au superviseur que le pic de puissance de la configuration courante a été capturé avec succès.

La collecte des données s'effectue via une architecture distribuée de blocs d'envoi de

signaux (*GoTo / From*) acheminant les variables d'état physiques vers une matrice d'oscilloscopes de sauvegarde (*Scopes* visibles sur le schéma Simulink). Cet agencement garantit une synchronisation parfaite des tracés temporels ( $V_1/V_2$ ,  $I_1/I_2$ ,  $V_{in}/V_{out}$ ,  $I_{in}$ , le signal d'alerte *Mismatch* et l'évolution du rapport cyclique  $D$ ) permettant de mener une analyse comparative et multicritère rigoureuse de la stabilité stationnaire et des dynamiques transitoires du système global.

### 3.2.2 Architecture Globale du Système sous Simulink

L'architecture complète du système, telle qu'implémentée dans l'environnement de simulation **MATLAB/Simulink**, est illustrée par la Figure 3.1. Le synoptique général se décompose en blocs fonctionnels majeurs interconnectés, matérialisant l'interaction étroite entre les sources d'énergie, la topologie matérielle et les algorithmes numériques. Cette section détaille les signaux critiques, les interactions logiques du mismatch et les blocs de commande visualisés dans l'environnement Simulink.

#### 1. Modélisation de l'Irradiation (Sun1 et Sun2) :

Le profil environnemental externe est généré en amont par deux blocs de signaux de source distincts. Le signal  $G_1$  pilote l'irradiation du premier module PV ( $PV_1$ ) tandis que le signal  $G_2$  pilote de manière autonome le second module ( $PV_2$ ). L'utilisation de ces deux sources indépendantes est indispensable pour valider la robustesse de l'algorithme de supervision face aux profils d'ombrage asymétriques et dynamiques.

#### 2. Signaux de Commande de la Matrice ( $S_1, S_2, S_3$ ) :

La configuration topologique du champ PV est déterminée en temps réel par l'état logique des trois interrupteurs de puissance, pilotés par le bloc d'affectation aval du superviseur (*config\_function*).

— Le signal  $S_1$  contrôle l'interrupteur de mise en série.

— Les signaux  $S_2$  et  $S_3$  contrôlent les interrupteurs de mise en parallèle.

Ces signaux binaires appliquent directement les configurations ( $S_1 = 1, S_2 = 0, S_3 = 0$  pour le mode série et  $S_1 = 0, S_2 = 1, S_3 = 1$  pour le mode parallèle) assurant la transition fluide entre les topologies sans risque de court-circuit grâce au temps mort de sécurité appliqué par l'automate.

#### 3. Algorithme MPPT et Signal de Rapport Cyclique ( $D$ ) :

Le bloc *Tst\_PO* calcule à chaque instant d'échantillonnage la valeur optimale du rapport cyclique  $D$ .

— **Signal  $D$**  : Ce signal discret est transmis directement au bloc de génération PWM pour moduler l'ouverture et la fermeture du transistor de puissance du convertisseur Boost.

— **Entrées  $V_{pv}$  et  $I_{pv}$**  : Capturées via les blocs de mesure physiques disposés en entrée du hacheur (correspondant à  $V_{in}$  et  $I_{in}$ ), elles permettent au bloc *Tst\_PO* d'analyser en temps réel les variations de puissance et de tension.

#### 4. Intégration et Routage de la Logique de Mismatch :

Le bloc de détection *mismatch\_function* agit comme la sentinelle d'alarme du circuit sous Simulink. Il intercepte les variables d'état  $V_{in}$  et  $I_{in}$  en sortie des blocs d'échantillonnage ainsi que la ligne de contrôle *Freeze\_Mode*. Dès qu'une rupture de pente franchit les seuils programmés ( $\Delta V \geq 5 \text{ V}$  ou  $\Delta I \geq 1 \text{ A}$ ), le signal binaire *Mismatch* passe à l'état haut (1) pendant 0,1 s. Ce signal est routé directement vers l'entrée d'interruption du superviseur via une ligne de liaison dédiée. Sa réception force l'automate à briser instantanément son état de veille stable pour relancer une phase d'évaluation comparative complète.

#### 5. Signaux de Coordination Logique (*Freeze\_Mode*, *Reset\_MPPT*, *MPPT\_Done*) :

Ces trois lignes de communication interconnectent intimement les modules algorithmiques du contrôleur discret. Le signal *Freeze\_Mode* fige le fonctionnement du P&O pendant les tests comparatifs pour empêcher l'emballement et la divergence de la boucle MPPT. Le signal *Reset\_MPPT* réinitialise instantanément la recherche à  $D_{init}$  lors de l'application d'une nouvelle topologie fixe. Enfin, l'impulsion *MPPT\_Done* notifie au superviseur que la puissance stationnaire maximale stabilisée a été capturée et enregistrée dans la mémoire de l'automate.

#### 6. Blocs d'Échantillonnage (Zero-Order Hold) :

Chaque signal de mesure physique extrait du circuit de puissance ( $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ,  $V_1$ ,  $I_1$ ,  $V_2$ ,  $I_2$ ) traverse un bloc de maintien d'ordre zéro avant d'être injecté dans les fonctions MATLAB. Ces blocs assurent la discrétisation stricte des signaux à une fréquence fixe, simulant fidèlement le comportement des convertisseurs Analogique-Numérique (CAN) d'un calculateur embarqué réel.

### 3.3 Simulation du MPPT P&O pour un seul module PV

#### 3.3.1 Schéma de simulation

La Figure présente le schéma global de simulation du système photovoltaïque utilisé pour l'étude de l'algorithme MPPT P&O.

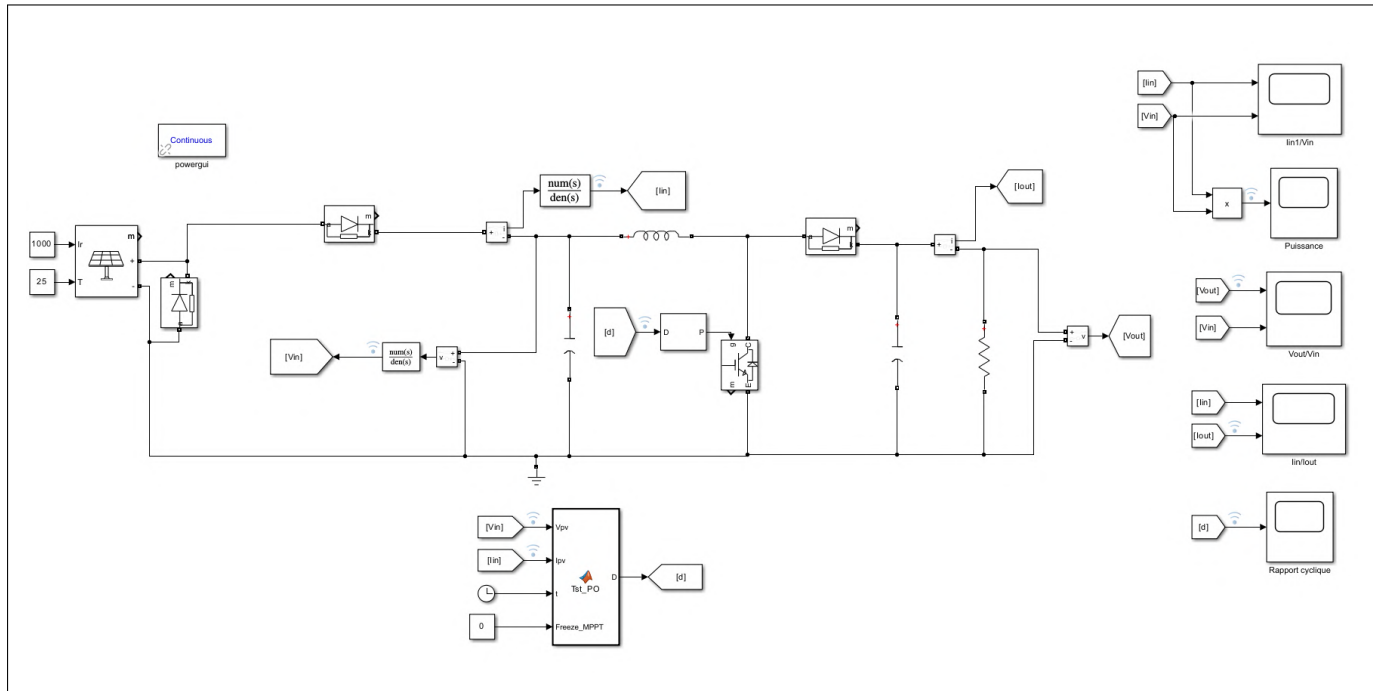


FIGURE 3.2 – Schéma de simulation du système photovoltaïque avec MPPT P&O

### 3.3.2 Caractéristiques I-V et P-V pour 25 °C

Dans cette simulation, un champ photovoltaïque fixe a été utilisé afin d'évaluer les performances de l'algorithme MPPT P&O. Le générateur photovoltaïque est composé de **deux modules connectés en série et deux branches connectées en parallèle**.

Le module utilisé est de type : **A10Green Technology A10J-S72-175**

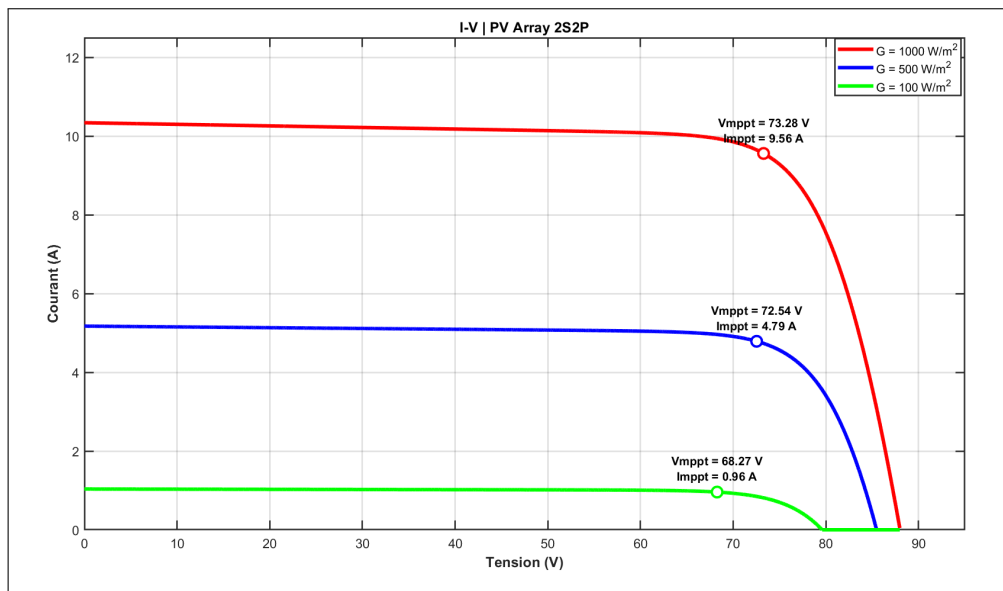


FIGURE 3.3 – Caractéristiques I-V du générateur photovoltaïque pour 25 °C

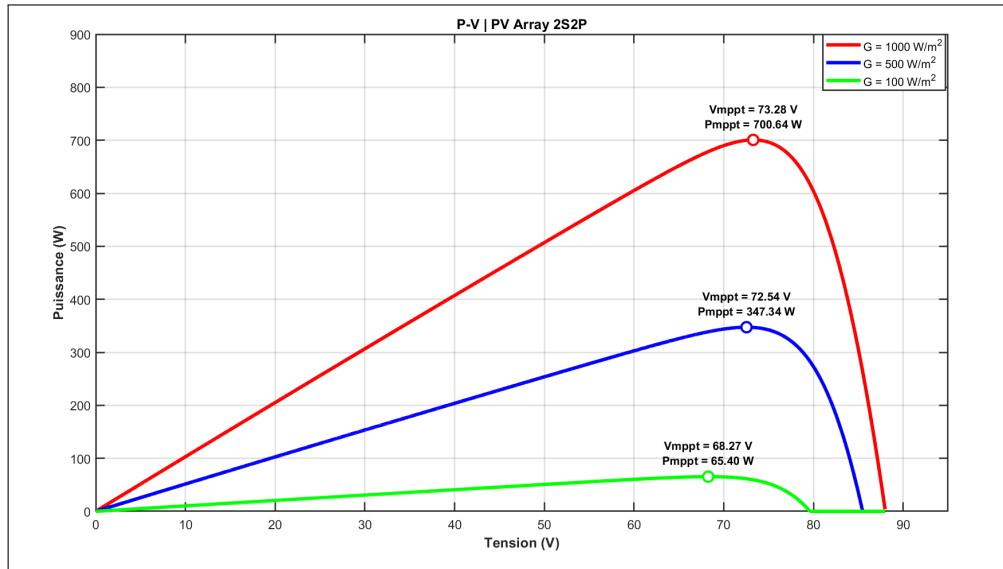


**FIGURE 3.4** – Caractéristiques P-V du générateur photovoltaïque pour 25 °C

On remarque que l'augmentation de l'irradiation provoque une augmentation du courant ainsi que de la puissance maximale délivrée par le système photovoltaïque.

Les points de puissance maximale présentés dans le Tableau 3.1 représentent les valeurs de référence fournies par le modèle photovoltaïque de MATLAB/Simulink pour différentes conditions d'irradiation.

**TABLEAU 3.1** – Valeurs de référence du générateur photovoltaïque

| $G$ ( $\text{W/m}^2$ ) | $V_{max}$ (V) | $I_{max}$ (A) | $P_{max}$ (W) |
|------------------------|---------------|---------------|---------------|
| 1000                   | 73.28         | 9.56          | 700.64        |
| 500                    | 72.54         | 4.79          | 347.34        |
| 100                    | 68.27         | 0.96          | 65.4          |

### 3.3.3 Les résultats de simulation du système avec $1000 \text{ W/m}^2$ et $25^\circ\text{C}$

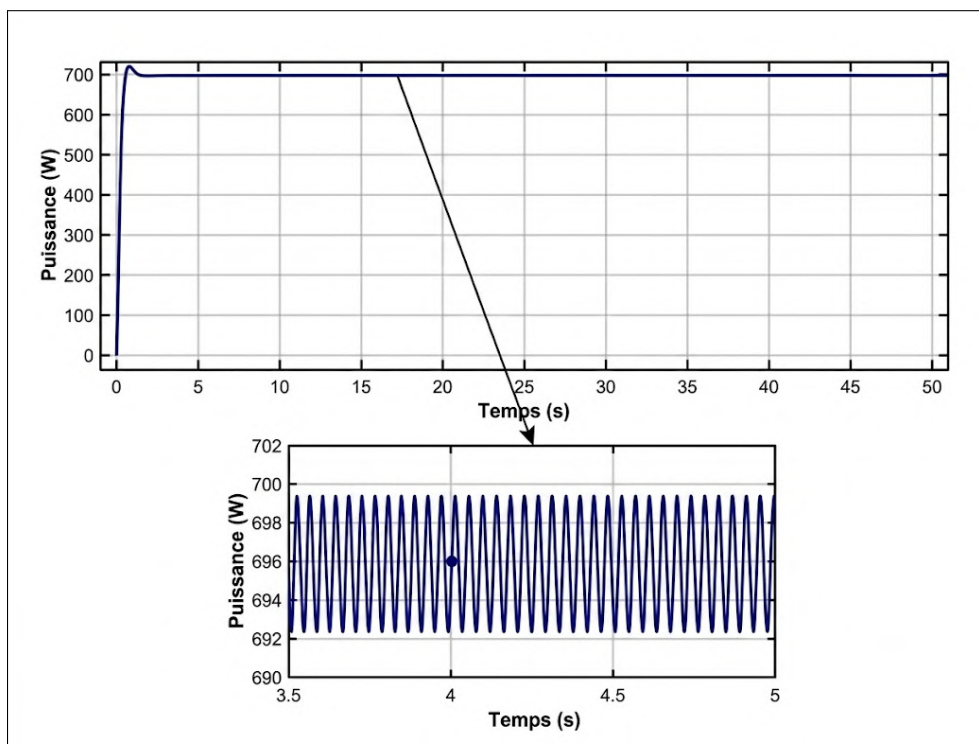


FIGURE 3.5 – Puissance du système photovoltaïque

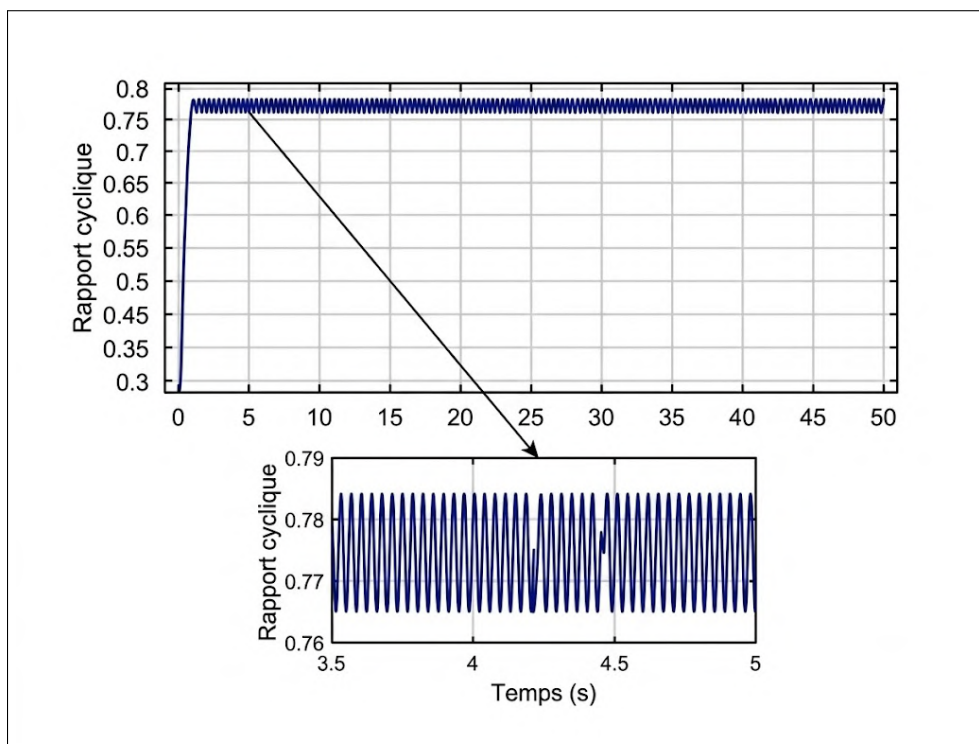


FIGURE 3.6 – Évolution du rapport cyclique

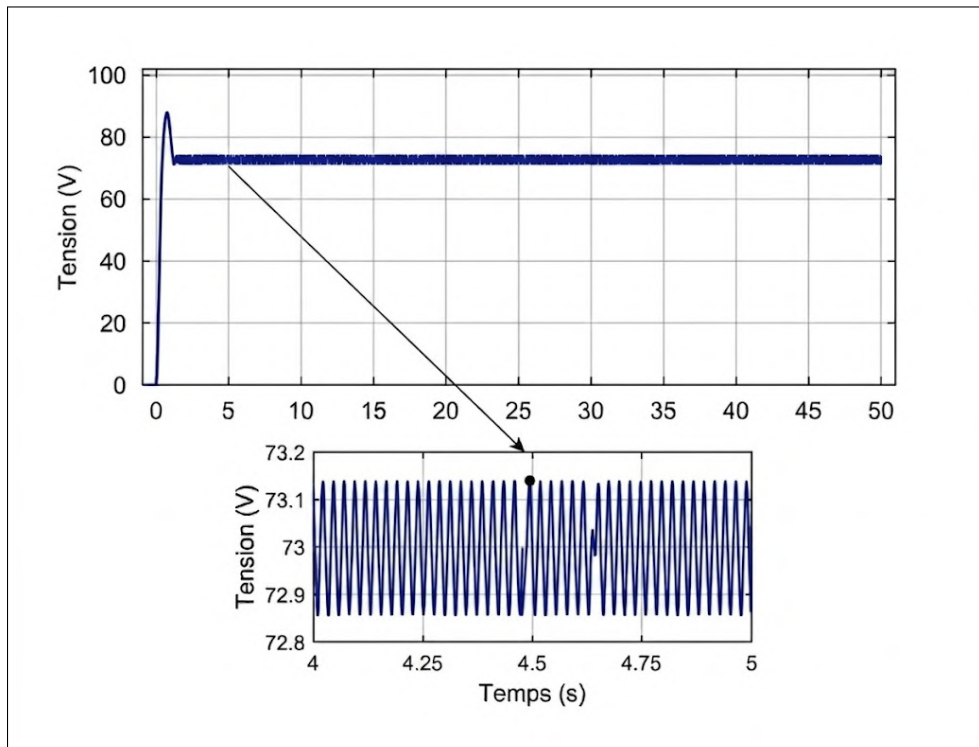
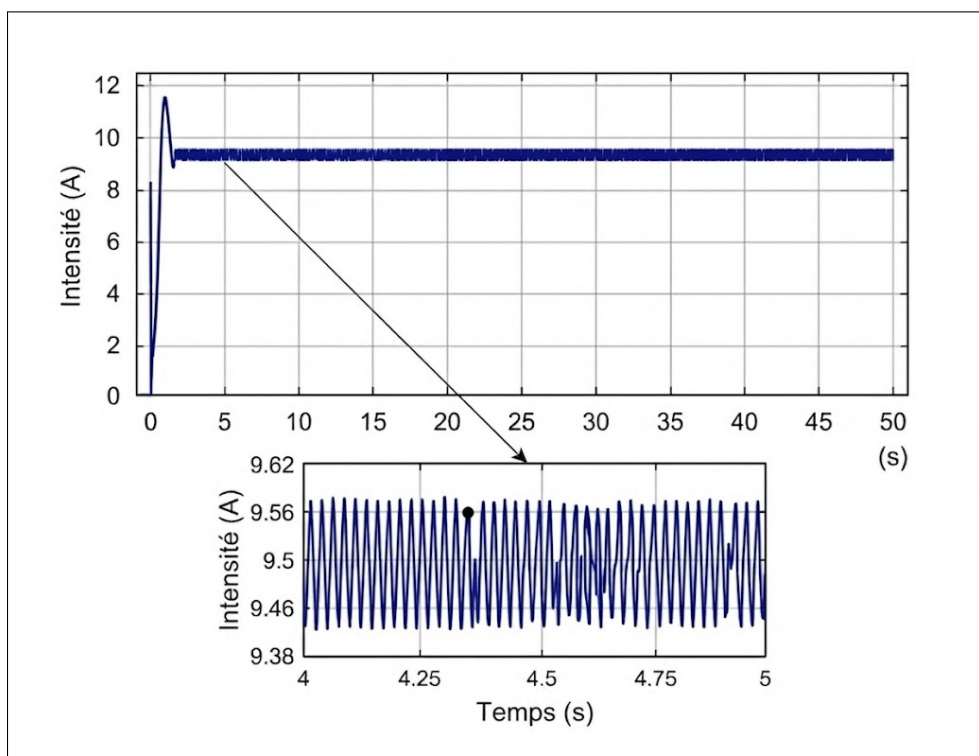
**FIGURE 3.7** – Tension du générateur photovoltaïque**FIGURE 3.8** – Courant du générateur photovoltaïque

**TABLEAU 3.2** – Résumé des résultats de simulation pour  $1000 \text{ W/m}^2$  et  $25^\circ\text{C}$ 

| Paramètre                                      | Référence | Simulation  |
|------------------------------------------------|-----------|-------------|
| Tension au MPP $V_{max}$ (V)                   | 73.28     | 73          |
| Courant au MPP $I_{max}$ (A)                   | 9.56      | 9.50        |
| Puissance extraite $P_{max}$ (W)               | 700.64    | 696.00      |
| <b>Rapport Cyclique Final (<math>D</math>)</b> | –         | <b>0.78</b> |

L'examen des profils temporels met en évidence le fonctionnement adéquat et l'efficacité de l'algorithme MPPT P&O en présence d'une condition d'exploitation stable. Lors de la phase transitoire d'amorçage, le rapport cyclique ( $D$ ) subit une modulation progressive, évoluant d'une condition d'initialisation fixée à 0.3 jusqu'à atteindre sa valeur optimale stationnaire de 0.78. Cette progression monotone traduit l'adaptation d'impédance dynamique opérée par le convertisseur Boost, déplaçant le point de fonctionnement le long des caractéristiques  $I - V$  et  $P - V$  jusqu'au sommet de la parabole de puissance active. Une fois le point de puissance maximale ( $MPP$ ) localisé, le rapport cyclique se stabilise en oscillant faiblement autour de cette valeur cible, validant ainsi la robustesse de la convergence et le maintien du système dans sa zone de rendement d'extraction maximal.

L'analyse comparative des profils de la tension d'entrée ( $V_{in}$ ), du courant d'entrée ( $I_{in}$ ) et de la puissance active extraite ( $P_{in}$ ) démontre une excellente convergence vis-à-vis des données théoriques calculées sous l'environnement Simulink. Les écarts absolus relevés demeurent extrêmement faibles, l'erreur statique ne dépassant pas 1.03 % pour la tension et 2.71 % pour l'intensité. Ces légères distorsions se répercutent de manière arithmétique directe sur la puissance nette d'entrée  $P_{in}$ , induisant un infime déficit de puissance par rapport au potentiel crête nominal du générateur photovoltaïque.

L'origine phénoménologique de cet écart stationnaire réside dans la modélisation non idéale des organes de protection et de découplage insérés dans le circuit de puissance. En effet, l'introduction de la diode d'isolation — positionnée en série entre la matrice photovoltaïque reconfigurable et l'inductance de lissage  $L$  du convertisseur élévateur — implique un comportement non linéaire modélisé par une tension de seuil directe ( $V_f$ ) et une résistance dynamique interne ( $R_d$ ). Lors du passage du courant continu  $I_{in}$ , ce composant dissipe une fraction de l'énergie sous forme de pertes par conduction thermique Joule, abaissant ainsi le potentiel effectif à l'entrée du hacheur. Ces pertes statiques intrinsèques expliquent de manière rigoureuse la dérive observée, confirmant que l'algorithme de contrôle atteint la limite physique supérieure de l'architecture matérielle simulée.

### 3.3.4 Les résultats de simulation du système avec $500 \text{ W/m}^2$ et $25^\circ\text{C}$

Pour compléter cette évaluation, le système a été soumis à un second scénario stationnaire caractérisé par un niveau d'irradiation uniforme établi à  $500 \text{ W/m}^2$ . L'examen des Figures 3.11, 3.12, 3.9 et 3.10 permet d'évaluer l'aptitude de l'algorithme à réajuster ses

variables de contrôle lorsque la source primaire d'énergie subit une baisse modérée de son flux incident.

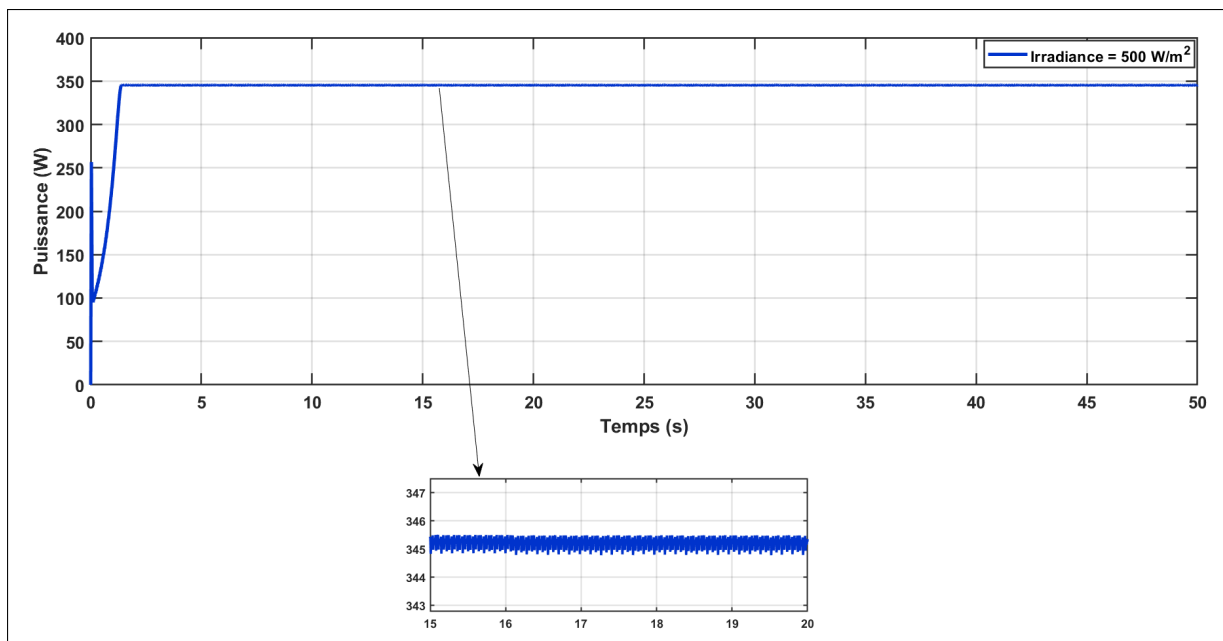


FIGURE 3.9 – Puissance du système photovoltaïque

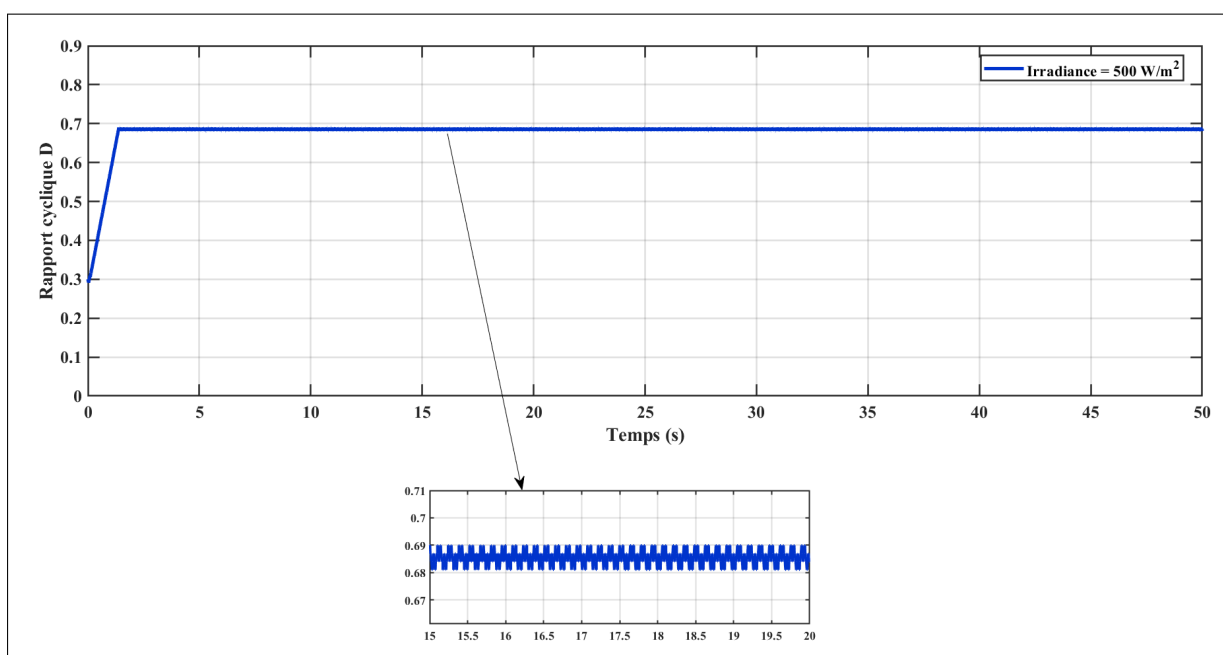


FIGURE 3.10 – Évolution du rapport cyclique

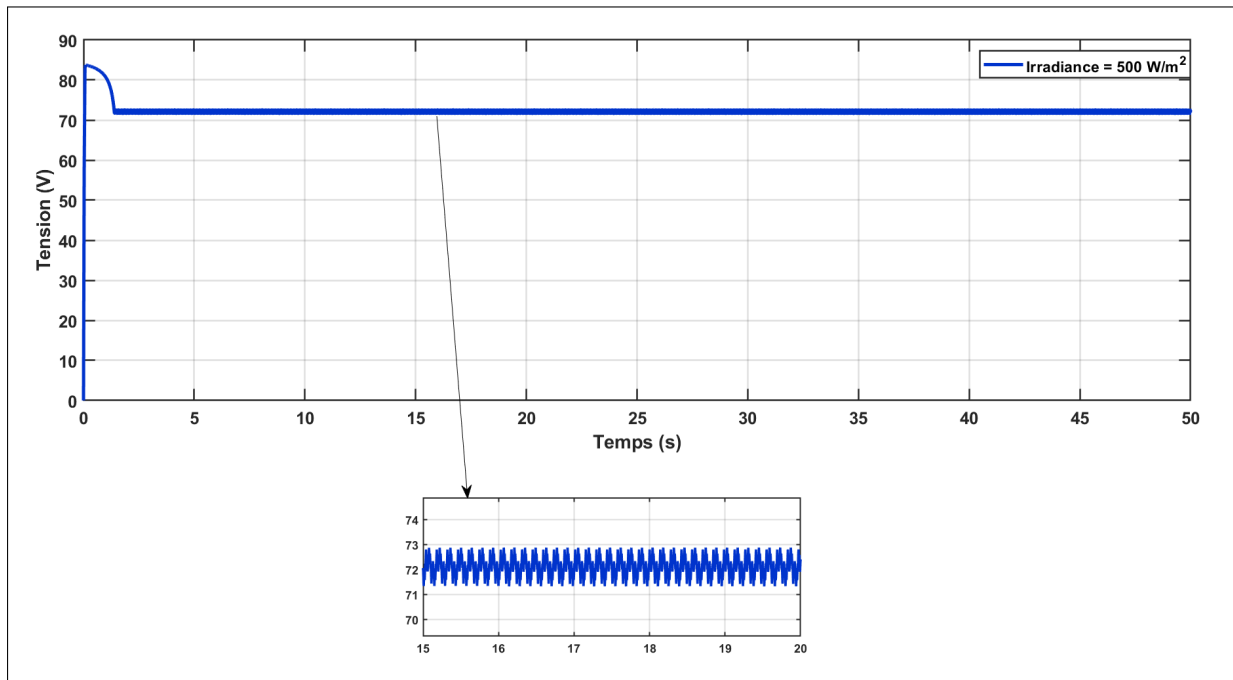


FIGURE 3.11 – Tension du générateur photovoltaïque

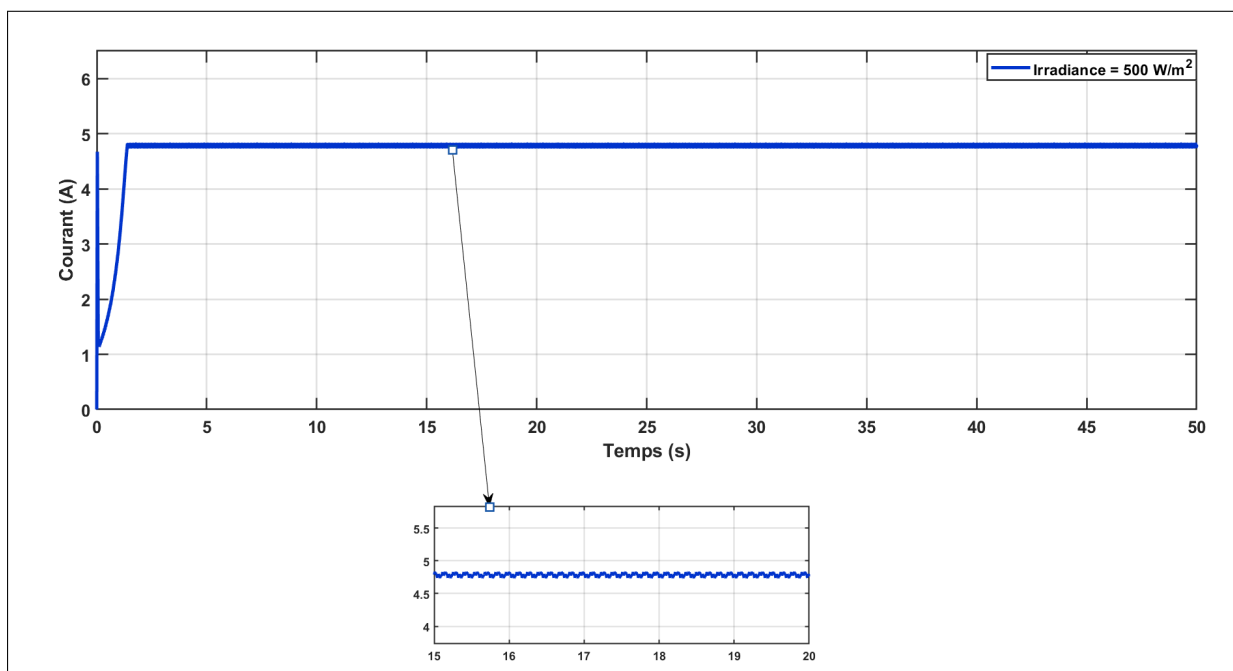


FIGURE 3.12 – Courant du générateur photovoltaïque

TABLEAU 3.3 – Résumé des résultats de simulation pour  $500 \text{ W/m}^2$ 

| Paramètre        | Référence | Simulation |
|------------------|-----------|------------|
| $V_{max}$ (V)    | 72.54     | 72.05      |
| $I_{max}$ (A)    | 4.79      | 4.80       |
| $P_{max}$ (W)    | 347.34    | 345.20     |
| Rapport cyclique | —         | 0.685      |

Afin d'éprouver la robustesse et la sensibilité de la loi de commande Perturbation et Observation (P&O) face aux variations des conditions environnementales, le système a été

soumis à un second scénario stationnaire caractérisé par un niveau d'irradiation uniforme réduit à  $500 \text{ W/m}^2$ , à température constante ( $25^\circ\text{C}$ ). L'examen des résultats de simulation permet d'évaluer l'aptitude de l'algorithme à réajuster le point de fonctionnement électrique lorsque la source primaire d'énergie subit une baisse de son flux photonique incident.

Les profils temporels et les trajectoires dynamiques confirment que l'algorithme MPPT P&O conserve un fonctionnement nominal et hautement correct sous ces conditions d'éclairement modéré. Dès l'amorçage de la séquence de contrôle, la trajectoire du rapport cyclique ( $D$ ) traduit une évolution progressive et structurée. Le signal de commande s'ajuste par incréments successifs jusqu'à converger vers son point optimal stationnaire, avant de se stabiliser et d'entrer en régime d'oscillation permanent d'ordre 3 autour de la valeur maximisant l'extraction énergétique. Ce comportement dynamique valide la capacité du hacheur à réaliser l'adaptation d'impédance requise, forçant le générateur photovoltaïque à s'établir précisément au sommet de sa nouvelle courbe caractéristique de puissance.

L'évaluation comparative montre que les résultats simulés préservent une stricte proximité vis-à-vis des valeurs de référence théoriques calculées sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les profils de la tension d'entrée ( $V_{in}$ ), du courant d'entrée ( $I_{in}$ ) et de la puissance active extraite ( $P_{in}$ ) répliquent fidèlement les dynamiques attendues, bien que de légers écarts absolus soient perceptibles entre les courbes théoriques et les réponses issues du solveur numérique.

L'origine phénoménologique de ces faibles divergences statiques réside dans la prise en compte des non-idéalités matérielles et des pertes d'insertion intrinsèques aux composants semi-conducteurs et réactifs de l'étage de puissance :

- **La Diode d'Isolation** : Positionnée en amont de l'étage adaptateur, sa tension de seuil directe ( $V_f$ ) et sa résistance dynamique interne introduisent une chute de potentiel systématique, induisant des pertes par conduction thermique Joule lors du transit du courant continu  $I_{in}$ .
- **Les Éléments Parasites du Convertisseur Boost** : Contrairement aux modèles purement mathématiques, l'inductance de lissage  $L$  intègre sa résistance série équivalente ( $R_L$ ) qui dissipe une fraction de l'énergie extraite. De surcroît, le commutateur commandé principal (MOSFET/IGBT) subit des pertes statiques par conduction (liées à sa résistance  $R_{ds(on)}$ ) ainsi que des pertes dynamiques par commutation lors des transitions d'ouverture et de fermeture imposées par le signal PWM.

Ces pertes globales inhérentes à l'architecture physique du circuit réduisent de manière marginale la puissance nette transférée vers la charge, expliquant de façon rigoureuse les infimes dérives observées, sans pour autant altérer l'efficacité globale de poursuite de la boucle MPPT.

### 3.3.5 Les résultats de simulation du système avec $100 \text{ W/m}^2$ et $25^\circ\text{C}$

Afin de pousser la validation de la loi de commande dans ses limites opérationnelles, le système a été soumis à un scénario critique d'éclairement extrêmement faible, fixé à  $100 \text{ W/m}^2$ . Cet essai permet de vérifier la sensibilité de la boucle de poursuite face à un effondrement du flux photonique incident induisant une chute radicale du courant.

Les réponses temporelles et transitoires du système pour ce scénario sont illustrées par les Figures 3.13, 3.16, 3.15 et 3.14.

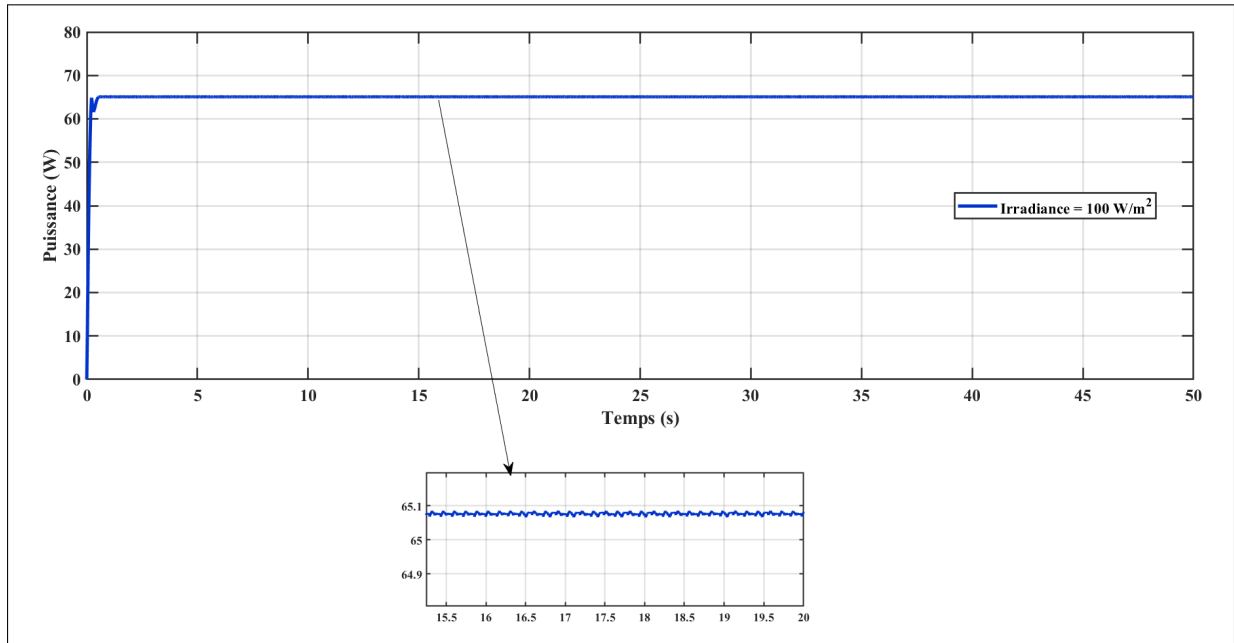


FIGURE 3.13 – Puissance du système photovoltaïque

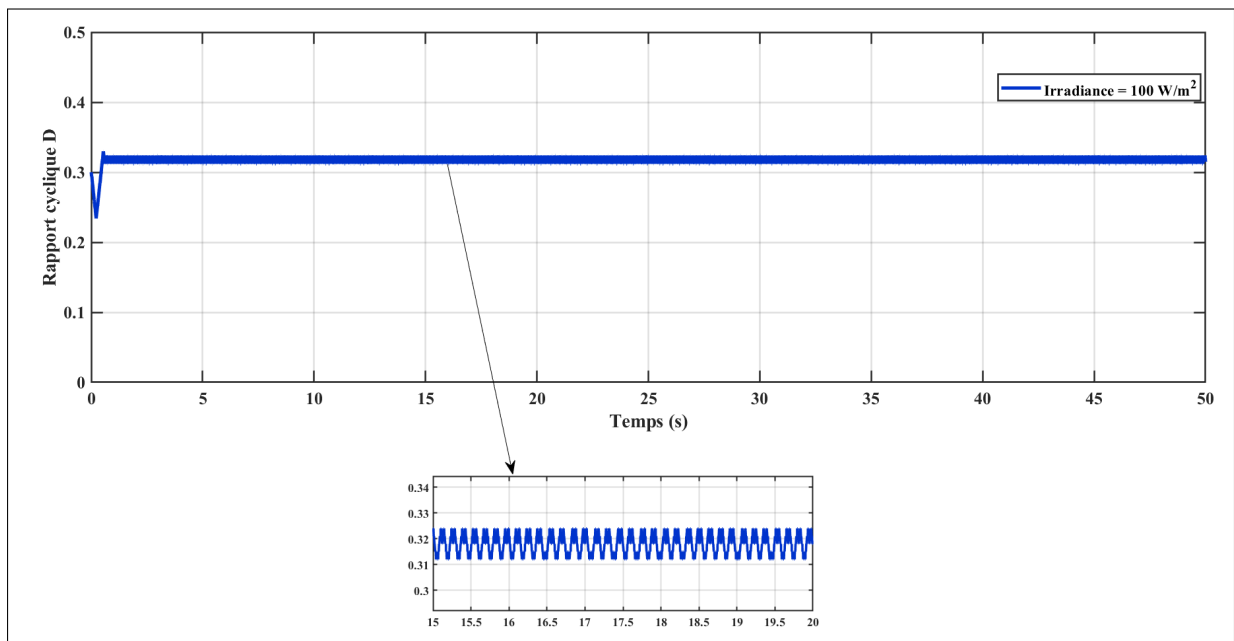


FIGURE 3.14 – Évolution du rapport cyclique

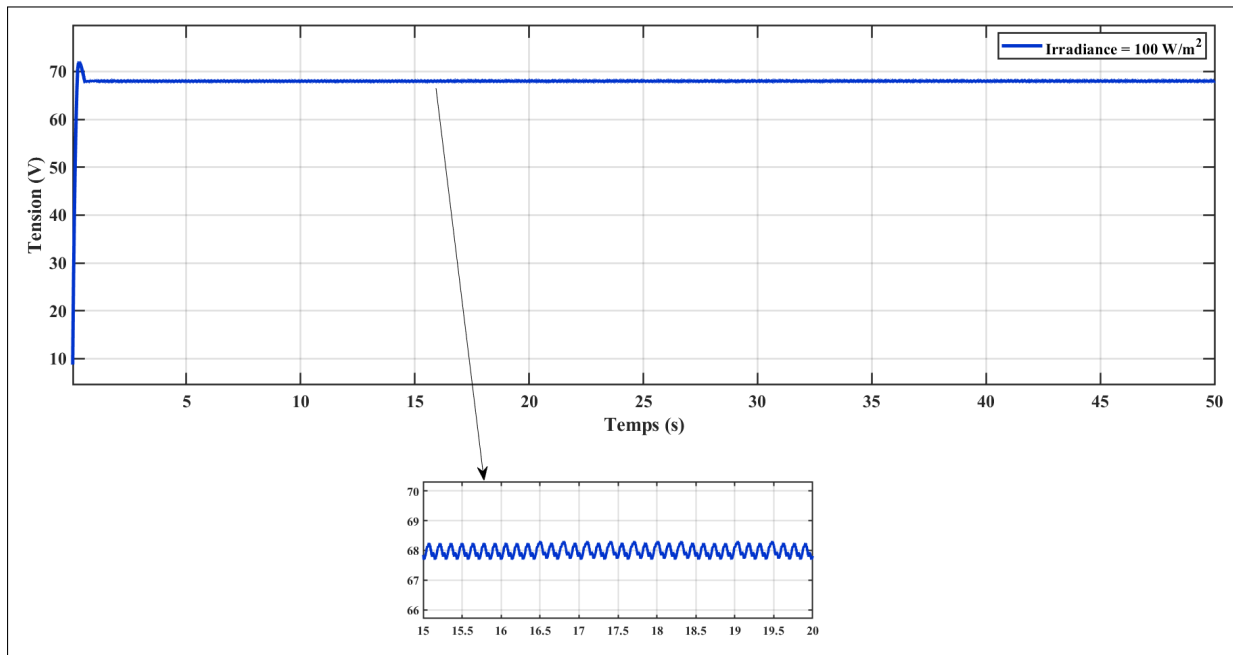


FIGURE 3.15 – Tension du générateur photovoltaïque

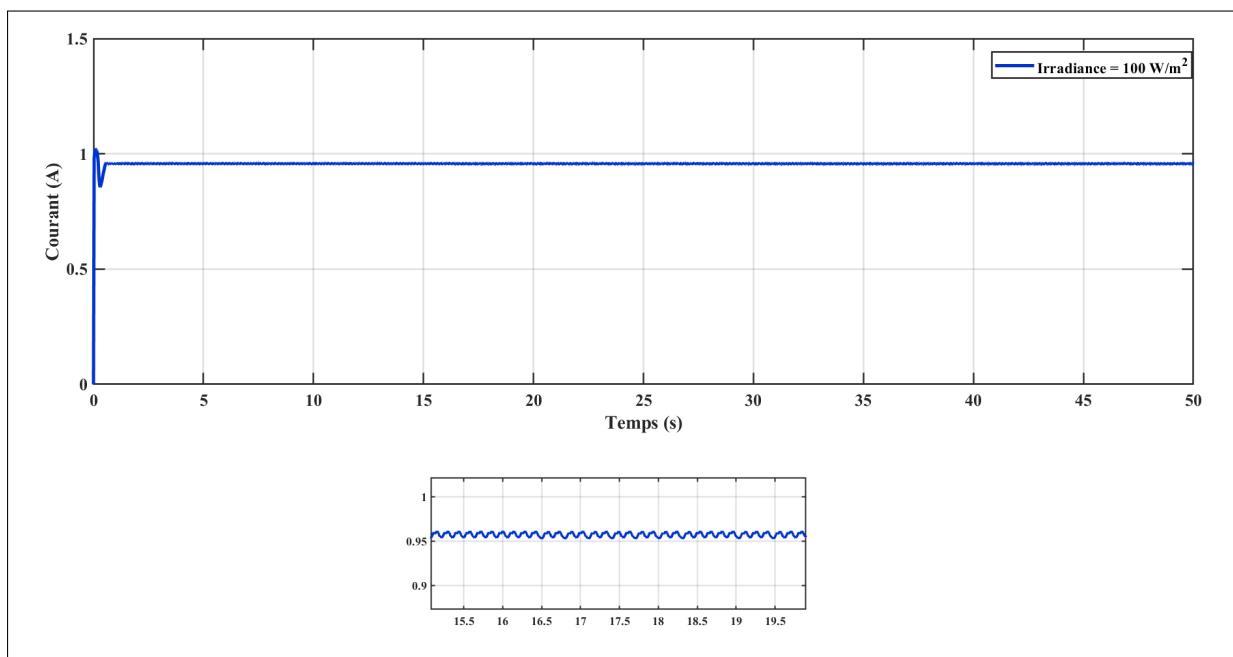


FIGURE 3.16 – Courant du générateur photovoltaïque

TABLEAU 3.4 – Résumé des résultats de simulation pour  $100 \text{ W/m}^2$ 

| Paramètre        | Référence | Simulation |
|------------------|-----------|------------|
| $V_{max}$ (V)    | 68.27     | 68.00      |
| $I_{max}$ (A)    | 0.96      | 0.96       |
| $P_{max}$ (W)    | 65.4      | 65.07      |
| Rapport cyclique | —         | 0.32       |

L'examen de ces profils graphiques démontre que l'algorithme MPPT P&O maintient un fonctionnement opératoire tout à fait correct, en dépit du très faible niveau d'énergie

disponible. Lors de la phase transitoire d'amorce ( $t < 0.5$  s), le rapport cyclique ( $D$ ) subit un réajustement dynamique rapide (Figure 3.14), chutant brièvement vers 0.23 avant de converger. En régime stationnaire, le signal se stabilise avec succès aux alentours de 0.32, confirmant l'absence de divergence algorithmique malgré la faible amplitude des signaux.

L'analyse des grandeurs électriques d'entrée confirme cette dynamique d'adaptation :

- **Tension d'entrée** ( $V_{in}$ ) : Après un pic transitoire initial, la tension se stabilise rapidement à une valeur moyenne stable de 68 V (Figure 3.15).
- **Courant d'entrée** ( $I_{in}$ ) : En parfaite adéquation avec la baisse de l'ensoleillement, l'intensité chute sous la barre de l'ampère et se maintient de façon rigoureuse autour de 0.96 A (Figure 3.16).
- **Puissance active extraite** ( $P_{in}$ ) : La convergence synchronisée des variables permet d'extraire une puissance nette continue stabilisée à 65.07 W (Figure 3.13).

### 3.3.6 Analyse Approfondie de l'Effet de la Température sur la Puissance Active du Générateur Photovoltaïque

Pour quantifier précisément ce phénomène d'origine thermique, le système a été testé sous deux conditions de température distinctes (25 °C et 45 °C) pour deux niveaux d'irradiation fixes : un éclairement maximal de 1000 W/m<sup>2</sup> et un éclairement moyen de 500 W/m<sup>2</sup>. Le Tableau 3.5 établit le bilan théorique et simulé des performances du système, mettant en évidence l'effet direct de l'échauffement du silicium.

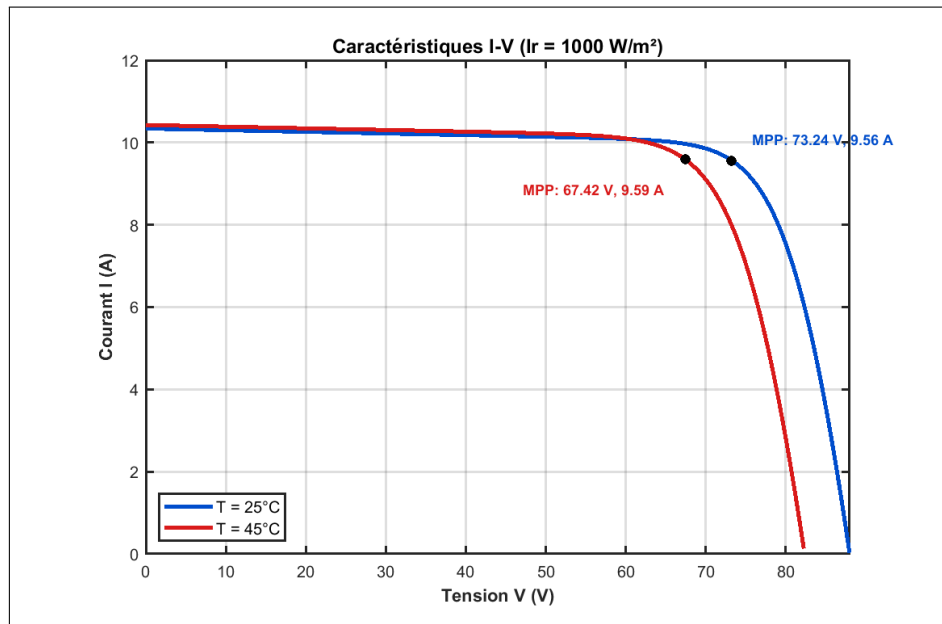


**FIGURE 3.17** – Caractéristiques  $I - V$  du générateur photovoltaïque pour  $T = 25^\circ\text{C}$  et  $T = 45^\circ\text{C}$  ( $I_r = 1000 \text{ W/m}^2$ )

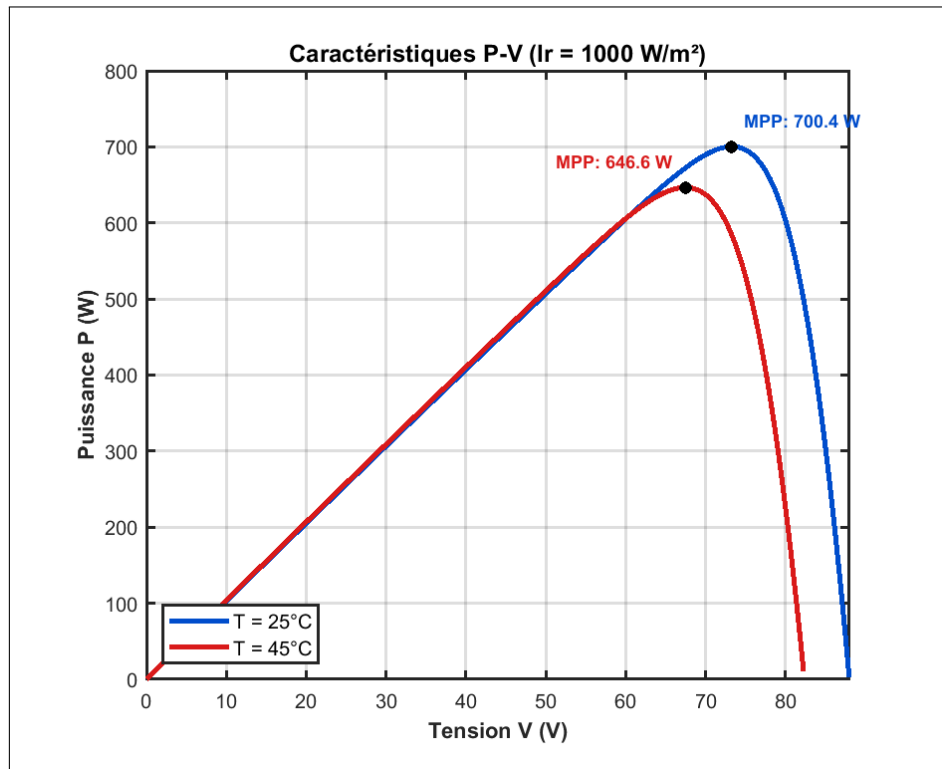


**FIGURE 3.18** – Caractéristiques  $P - V$  du générateur photovoltaïque pour  $T = 25^\circ\text{C}$  et  $T = 45^\circ\text{C}$  ( $I_r = 1000 \text{ W/m}^2$ )

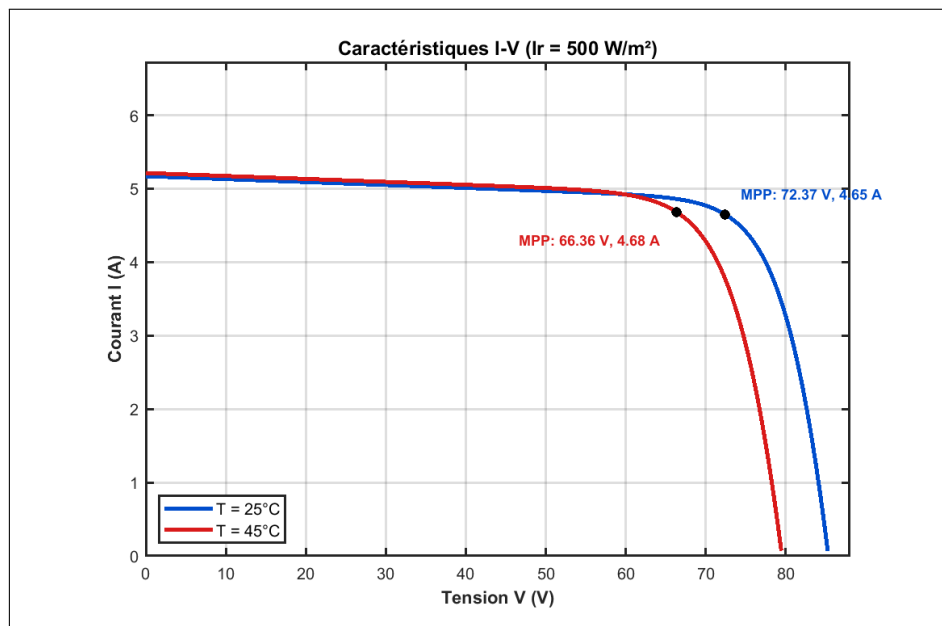


**FIGURE 3.19** – Caractéristiques  $I - V$  du générateur photovoltaïque pour  $T = 25^\circ\text{C}$  et  $T = 45^\circ\text{C}$  ( $I_r = 500 \text{ W/m}^2$ )

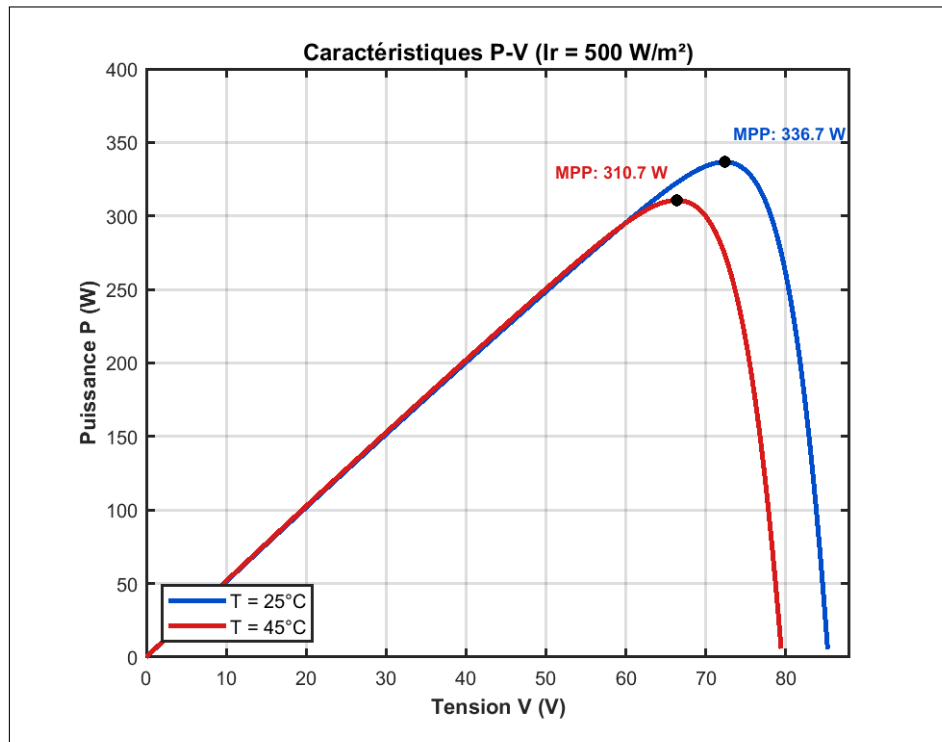


**FIGURE 3.20** – Caractéristiques  $P - V$  du générateur photovoltaïque pour  $T = 25^\circ\text{C}$  et  $T = 45^\circ\text{C}$  ( $I_r = 500 \text{ W/m}^2$ )

**TABLEAU 3.5** – Impact de l’élévation thermique ( $25^\circ\text{C}$  vs  $45^\circ\text{C}$ ) sur les performances du générateur PV

| Éclairement<br>Fixe ( $G$ )                       | Paramètre<br>Électrique                | Température : $25^\circ\text{C}$ |              | Température : $45^\circ\text{C}$ |              |
|---------------------------------------------------|----------------------------------------|----------------------------------|--------------|----------------------------------|--------------|
|                                                   |                                        | Référence                        | Simulation   | Référence                        | Simulation   |
| <b><math>1000 \text{ W/m}^2</math></b><br>(Cas 1) | Tension $V_{max}$ (V)                  | 73.24                            | 72.50        | 67.42                            | 66.00        |
|                                                   | Courant $I_{max}$ (A)                  | 9.56                             | 9.30         | 9.59                             | 9.60         |
|                                                   | Puissance $P_{max}$ (W)                | 700.4                            | 696.00       | 646.6                            | 635.00       |
|                                                   | <b>Rapport Cyclique <math>D</math></b> | —                                | <b>0.78</b>  | —                                | <b>0.77</b>  |
| <b><math>500 \text{ W/m}^2</math></b><br>(Cas 2)  | Tension $V_{max}$ (V)                  | 72.37                            | 72.05        | 66.36                            | 66.00        |
|                                                   | Courant $I_{max}$ (A)                  | 4.65                             | 4.80         | 4.68                             | 4.80         |
|                                                   | Puissance $P_{max}$ (W)                | 336.7                            | 345.20       | 310.7                            | 316.20       |
|                                                   | <b>Rapport Cyclique <math>D</math></b> | —                                | <b>0.685</b> | —                                | <b>0.702</b> |

L’analyse comparative des données nominales et expérimentales met en évidence une dégradation structurelle systématique de la puissance disponible sous l’effet de la chaleur :

- **À  $1000 \text{ W/m}^2$**  : L’élévation de température de  $\Delta T = 20 \text{ K}$  (de  $25^\circ\text{C}$  à  $45^\circ\text{C}$ ) induit une contraction de la courbe  $P - V$ . La tension de référence du générateur chute de  $73.24 \text{ V}$  à  $67.42 \text{ V}$  (soit un recul de  $-5.82 \text{ V}$ ), amputant la puissance maximale théorique disponible de  $53.80 \text{ W}$  (soit une dégradation thermique brute de  $7.68\%$  du potentiel initial). En simulation dynamique, l’algorithme P&O compense efficacement cette dérive : la tension converge vers  $66.00 \text{ V}$  et le courant s’établit à  $9.60 \text{ A}$ , permettant d’extraire une puissance active nette de  $635.00 \text{ W}$  (contre  $696.00 \text{ W}$  à température standard).

- **À  $500 \text{ W/m}^2$**  : Le même échauffement environnemental à  $45^\circ\text{C}$  provoque un affaïssissement de la tension nominale de référence à  $66.36 \text{ V}$  (recul de  $-6.01 \text{ V}$  par rapport aux  $72.37 \text{ V}$  initiaux). La puissance de référence théorique disponible subit une baisse de  $26.00 \text{ W}$  (soit une perte relative de  $7.72\%$ , passant de  $336.70 \text{ W}$  à  $310.70 \text{ W}$ ). À l'issue du régime transitoire de recherche du MPP, la puissance mesurée en simulation se stabilise avec précision à  $316.20 \text{ W}$  pour une tension de  $66.00 \text{ V}$  et un courant de  $4.80 \text{ A}$ .

Ces réductions drastiques de performance confirment que l'effondrement du potentiel en tension domine largement la hausse marginale du courant induite par le rétrécissement de la bande interdite (*bandgap*) du silicium chaud. En effet, sous un éclaircissement de  $1000 \text{ W/m}^2$ , le courant de référence n'augmente que de  $9.56 \text{ A}$  à  $9.59 \text{ A}$  ( $+0.03 \text{ A}$ ), tandis que le courant extrait en simulation se stabilise à  $9.60 \text{ A}$ . Cette infime variation positive du courant s'avère insuffisante pour compenser la chute sévère de la tension, ce qui explique la baisse globale de la puissance active du générateur [5].

Les réponses temporelles et dynamiques résultant de la simulation du système global sous ces deux conditions thermiques sont illustrées par les Figures 3.20, 3.19, 3.17 et 3.18.

Les courbes de réponse démontrent la robustesse et la parfaite dynamique de l'architecture logicielle discrète. Lors de l'activation du système, la boucle MPPT *Tst\_PO* analyse pas à pas les gradients de puissance discrets à chaque intervalle d'échantillonnage pour faire progresser la commande par micro-incréments ( $\Delta D = 0.003$ ). Le signal de commande converge de façon monotone vers sa zone d'adaptation d'impédance optimale avant de se stabiliser sous forme de micro-oscillations stationnaires autour du point de puissance maximale.

L'examen des trajectoires stationnaires du rapport cyclique révèle le comportement adaptatif du hacheur Boost face aux dérives thermiques du générateur. Sous l'effet de l'élévation de température, la baisse de la tension d'entrée ( $V_{max}$ ) s'accompagne d'une réduction de la puissance totale injectée dans la charge résistive du convertisseur. Pour s'adapter à cette diminution du transfert énergétique global et maintenir le couplage d'impédance optimal, l'algorithme P&O stabilise le rapport cyclique final à des niveaux inférieurs à ceux observés à  $25^\circ\text{C}$ .

Ainsi, sous un éclaircissement de  $1000 \text{ W/m}^2$ , la valeur stationnaire du rapport cyclique se verrouille à  $0.77$  à chaud, contre  $0.78$  à température standard. À l'inverse, à  $500 \text{ W/m}^2$ , le rapport cyclique s'élève pour se stabiliser à  $0.702$  à chaud, contre  $0.685$  à  $25^\circ\text{C}$ .

Cette divergence comportementale de la variable de commande ( $D$ ) traduit l'adaptation d'impédance dynamique opérée par le hacheur Boost pour maximiser le transfert de puissance vers la charge résistive. Sous fort éclaircissement ( $1000 \text{ W/m}^2$ ), la diminution infime du rapport cyclique reflète une stabilisation optimale du gain où le convertisseur ajuste son point de fonctionnement pour coller au nouveau MPP thermique sans surcharger le circuit.

À l'inverse, sous un éclaircissement modéré ( $500 \text{ W/m}^2$ ), pour maintenir un transfert maximal vers la charge sous une tension d'entrée dégradée par la chaleur, l'algorithme

augmente la phase de conduction directe ( $D$ ) du transistor de puissance. Cette hausse ajuste le gain de tension en boucle fermée du hacheur, permettant de compenser directement l'abaissement du potentiel électrique interne du générateur PV et d'assurer le verrouillage sur le nouveau point optimal.

L'erreur statique relative entre les mesures de simulation et les données théoriques de référence reste confinée sous un seuil particulièrement rigoureux de 1.62 %, validant la grande stabilité et la précision du tracking de l'algorithme P&O face aux variations de température. Les faibles écarts de puissance mesurés trouvent leur explication physique complète dans la prise en compte des pertes d'insertion intrinsèques aux composants réels modélisés dans le circuit de puissance :

- **Résistance Série de l'Inductance ( $R_L$ )** : L'inductance de lissage du convertisseur Boost dissipe une fraction d'énergie non négligeable par effet Joule ( $R_L I_{in}^2$ ). Cette dissipation ohmique est physiquement quadratique et s'accroît lourdement sous fort éclairement à 1000 W/m<sup>2</sup>, où le passage du courant mesuré de 9.60 A multiplie exactement par quatre les pertes thermiques par rapport au cas d'éclairement moyen à 500 W/m<sup>2</sup> (où le courant s'établit à 4.80 A).
- **Non-Idéalités des Semi-Conducteurs** : Le transistor de commutation présente une résistance interne à l'état passant  $R_{ds(on)}$  responsable de pertes par conduction directes, auxquelles s'ajoutent les pertes dynamiques de commutation lors des transitions haute fréquence.

Ces pertes matérielles inhérentes, bien qu'elles minorent très légèrement la puissance nette collectée en sortie par rapport aux équations idéales du générateur, ne perturbent en rien la logique de recherche du maximum. Les critères de détection de stabilité intégrés à la fonction  $Tst\_PO$  garantissent un verrouillage robuste et sans divergence sur le point optimal. L'ensemble de ces observations confirme l'aptitude de la boucle de commande à s'affranchir des perturbations thermiques environnementales pour maintenir la puissance extraite au niveau physique maximal autorisé par le circuit électrique de puissance simulé.

## 3.4 Simulation de l’Algorithme MPPT P&O pour les Différentes Configurations Topologiques

Dans cette section, nous menons une étude comparative et approfondie du comportement dynamique et stationnaire de l’algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) de type Perturbation et Observation (P&O). L’objectif est d’analyser la réponse de cette loi de commande lorsqu’elle est confrontée aux limites physiques intrinsèques des deux associations fondamentales de panneaux photovoltaïques : la configuration série et la configuration parallèle.

À travers cette approche, il s’agit de mettre en évidence les dégradations de performance énergétique induites par les phénomènes de désappariement (*mismatch*) et d’ombrage partiel, justifiant ainsi le besoin d’une transition vers une architecture hybride reconfigurable en ligne.

### 3.4.1 Scénarios d’Irradiation et de Température Testés

Afin d’évaluer de manière exhaustive la sensibilité, la vitesse d’amorce, la stabilité en régime permanent et la capacité de poursuite dynamique de l’algorithme MPPT P&O face aux variations microclimatiques transitoires, un profil opératoire séquentiel composé de quatre scénarios distincts (notés S1 à S4) a été configuré sur un horizon temporel de 60 s.

Ces profils couplent des variations d’éclairement et de température afin de reproduire les contraintes dynamiques réelles subies par un champ photovoltaïque.

Dans un premier temps, les deux panneaux sont soumis à des conditions similaires d’irradiation et de température.

Ensuite, l’un des panneaux devient davantage exposé au rayonnement solaire tandis que l’autre reste partiellement ombragé, ce qui entraîne une différence à la fois d’irradiation et de température entre les deux modules.

Par la suite, les deux panneaux reçoivent un ensoleillement comparable, mais conservent des températures différentes en raison de l’inertie thermique des modules photovoltaïques. En effet, le panneau précédemment exposé à un rayonnement plus important reste plus chaud pendant un certain temps et ne retrouve pas instantanément la température de l’autre panneau lorsque les conditions d’irradiation deviennent identiques.

Enfin, les deux panneaux sont soumis à des niveaux d’irradiation différents. Dans ce scénario, les modules sont supposés avoir atteint un équilibre thermique et présentent ainsi une température identique.

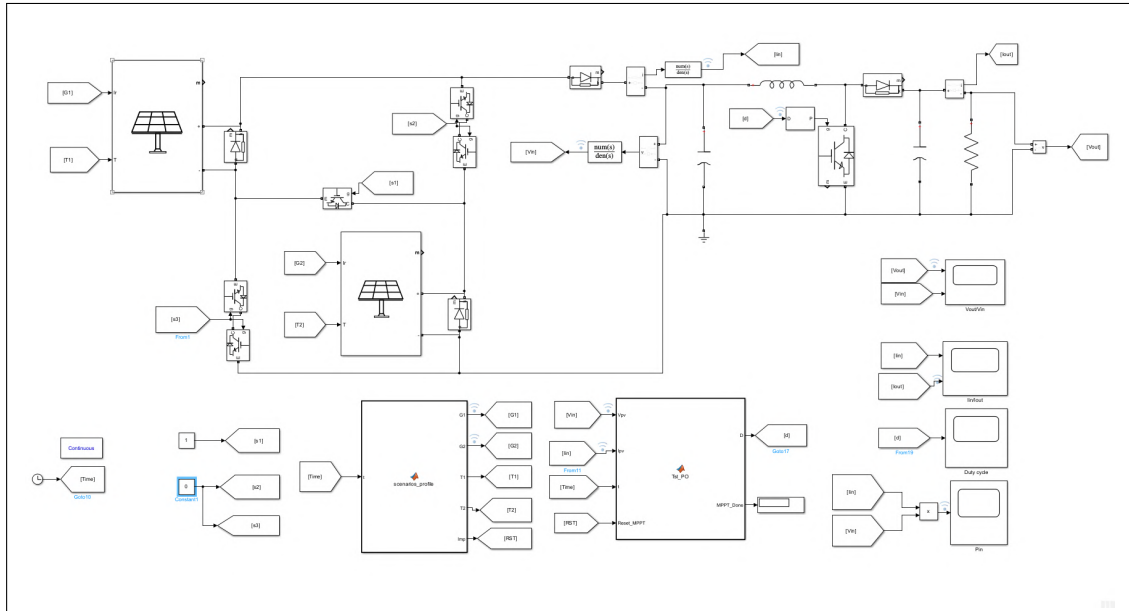
**Les scénarios considérés sont présentés dans le tableau suivant :**

**TABLEAU 3.6** – Matrice descriptive des scénarios d'irradiation et de température couplés pour l'analyse dynamique.

| Scénario  | Intervalle            | Groupe $PV_1$<br>( $G_1, T_1$ ) | Groupe $PV_2$<br>( $G_2, T_2$ ) | Contexte Physico-<br>Climatique                                                                        |
|-----------|-----------------------|---------------------------------|---------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>S1</b> | $0 \leq t < 15$ s     | 500 W/m <sup>2</sup> 25 °C      | 500 W/m <sup>2</sup> 25 °C      | Conditions uniformes à éclairement moyen et température standard.                                      |
| <b>S2</b> | $15 \leq t < 30$ s    | 500 W/m <sup>2</sup> 25 °C      | 1000 W/m <sup>2</sup> 45 °C     | Transition asymétrique : forte hausse de l'irradiation et échauffement thermique localisé sur $PV_2$ . |
| <b>S3</b> | $30 \leq t < 45$ s    | 1000 W/m <sup>2</sup> 27 °C     | 1000 W/m <sup>2</sup> 50 °C     | Éclairement uniforme fort avec fort gradient de déséquilibre thermique ( $\Delta T = 23$ K).           |
| <b>S4</b> | $45 \leq t \leq 60$ s | 100 W/m <sup>2</sup> 50 °C      | 500 W/m <sup>2</sup> 50 °C      | Chute d'éclairement (ombrage sévère sur $PV_1$ ) maintenant une température critique homogène.         |

### 3.4.2 Configuration Série

#### 3.4.2.1 Circuit électrique de deux panneaux en série

**FIGURE 3.21** – Circuit électrique de deux générateurs photovoltaïques en configuration série avec convertisseur Boost.

Le circuit présenté dans la Figure 3.21 correspond à la configuration série de deux générateurs photovoltaïques notés  $PV_1$  et  $PV_2$ . Chaque générateur représente un champ

photovoltaïque composé de deux modules connectés en série et de deux modules connectés en parallèle. Les deux générateurs sont reliés à un convertisseur DC-DC de type Boost, qui assure l'adaptation de la tension et alimente la charge.

Dans cette configuration, une **diode anti-retour** est placée dans le chemin de puissance afin d'empêcher le retour du courant vers les panneaux photovoltaïques. Cette diode introduit une chute de tension directe notée  $V_d$ , qui doit être prise en compte dans l'expression de la tension appliquée à l'entrée du convertisseur.

La configuration série est obtenue par l'état de commutation suivant :

$$S_1 = 1, \quad S_2 = S_3 = 0 \quad (3.2)$$

Cet état force les deux générateurs  $PV_1$  et  $PV_2$  à fonctionner en série. Ainsi, le courant traversant la chaîne est identique, tandis que les tensions des deux générateurs s'additionnent. Le comportement électrique du circuit est alors donné par :

$$I_{in}(t) = I_1(t) = I_2(t) = \min(I_1(t), I_2(t)) \quad (3.3)$$

$$V_{in}(t) = V_1(t) + V_2(t) - V_d \quad (3.4)$$

où :

- $I_{in}(t)$  représente le courant d'entrée du convertisseur Boost ;
- $V_{in}(t)$  représente la tension appliquée à l'entrée du convertisseur ;
- $I_1(t)$  et  $I_2(t)$  sont les courants fournis par les générateurs  $PV_1$  et  $PV_2$  ;
- $V_1(t)$  et  $V_2(t)$  sont les tensions des générateurs  $PV_1$  et  $PV_2$  ;
- $V_d$  représente la chute de tension directe de la diode anti-retour.

Dans cette configuration, le courant global est limité par le générateur le moins productif, tandis que la tension totale disponible à l'entrée du Boost correspond à la somme des tensions des deux générateurs diminuée de la chute de tension de la diode.

### 3.4.2.2 Détermination des Caractéristiques MPPT de Référence en Mode Série

Avant d'initier l'analyse des résultats dynamiques issus du solveur, il est indispensable d'établir les profils de puissance idéaux du générateur photovoltaïque. Les courbes caractéristiques courant-tension  $I(V)$  et puissance-tension  $P(V)$  ont été tracées par résolution numérique directe des équations physiques du groupement série. Ces tracés, exempts des pertes d'insertion du hacheur Boost, servent de patrons théoriques de référence.

Les Figures 3.22 à 3.29 exposent ces profils analytiques de référence pour les quatre configurations étudiées, mettant en évidence l'impact du désappariement (*mismatch*) sur la signature électrique globale du champ.

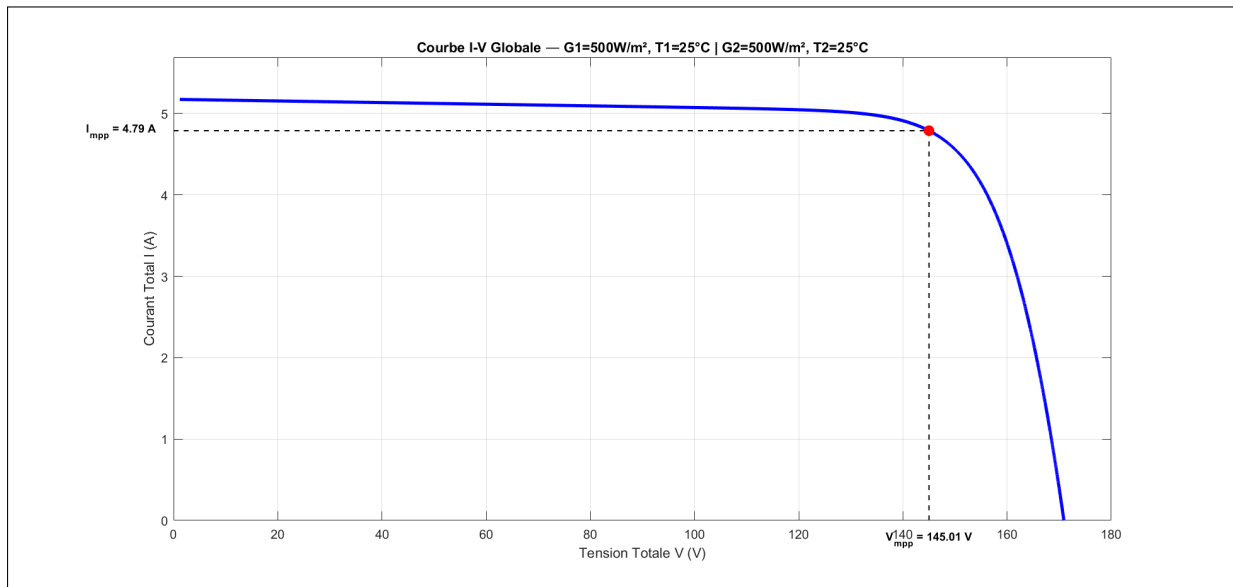


**FIGURE 3.22** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 :  $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ).

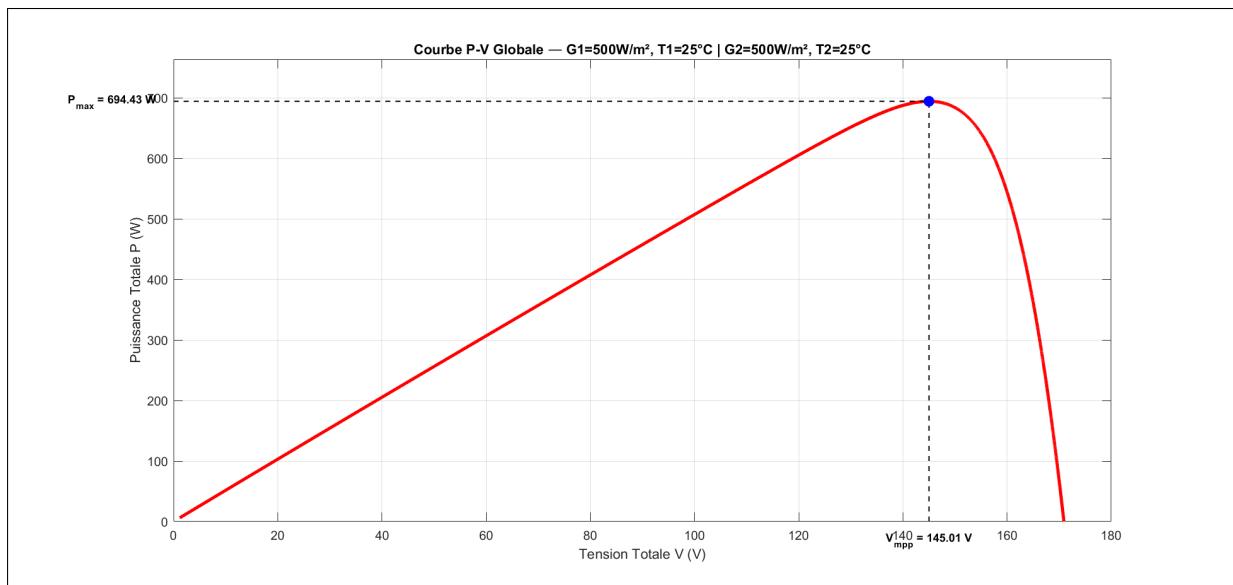


**FIGURE 3.23** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 :  $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ).

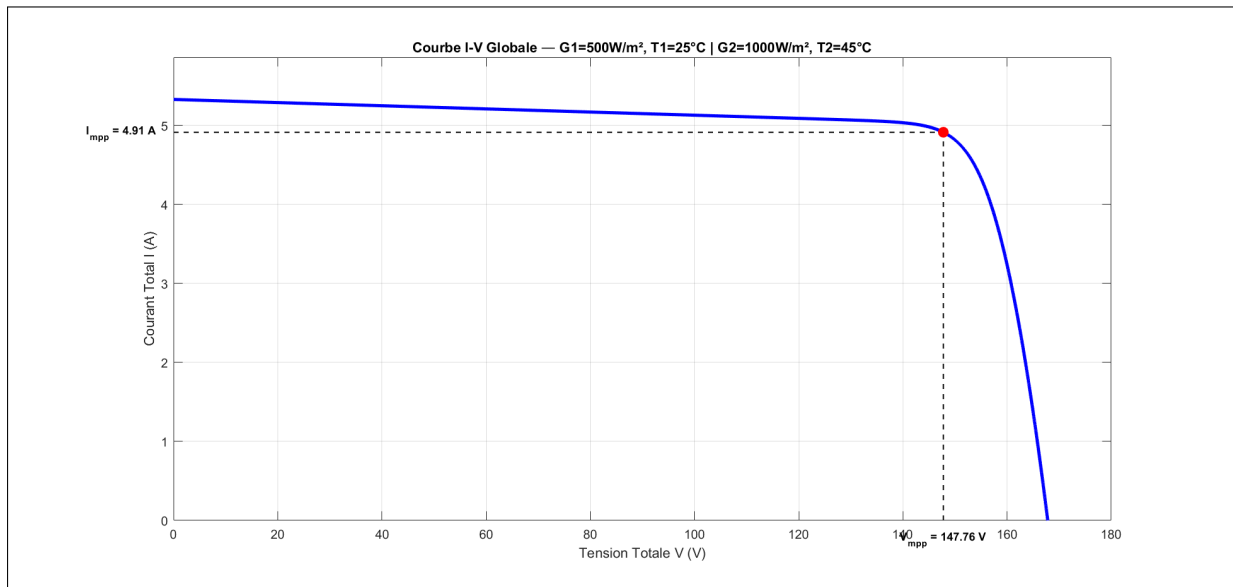


**FIGURE 3.24** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 :  $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ).

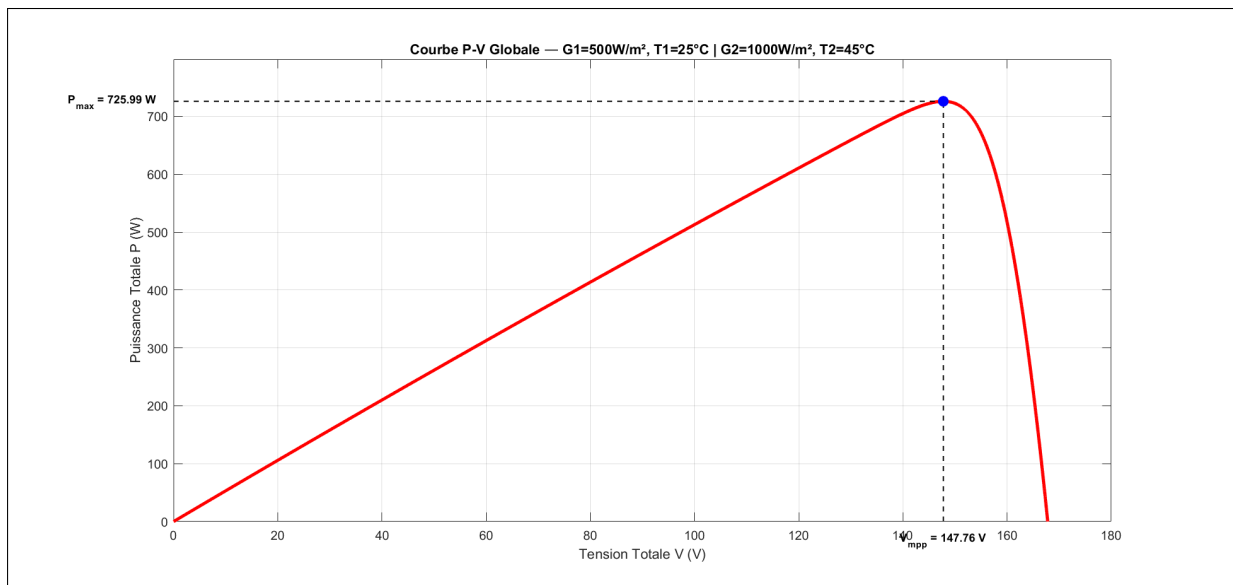


**FIGURE 3.25** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 :  $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ).

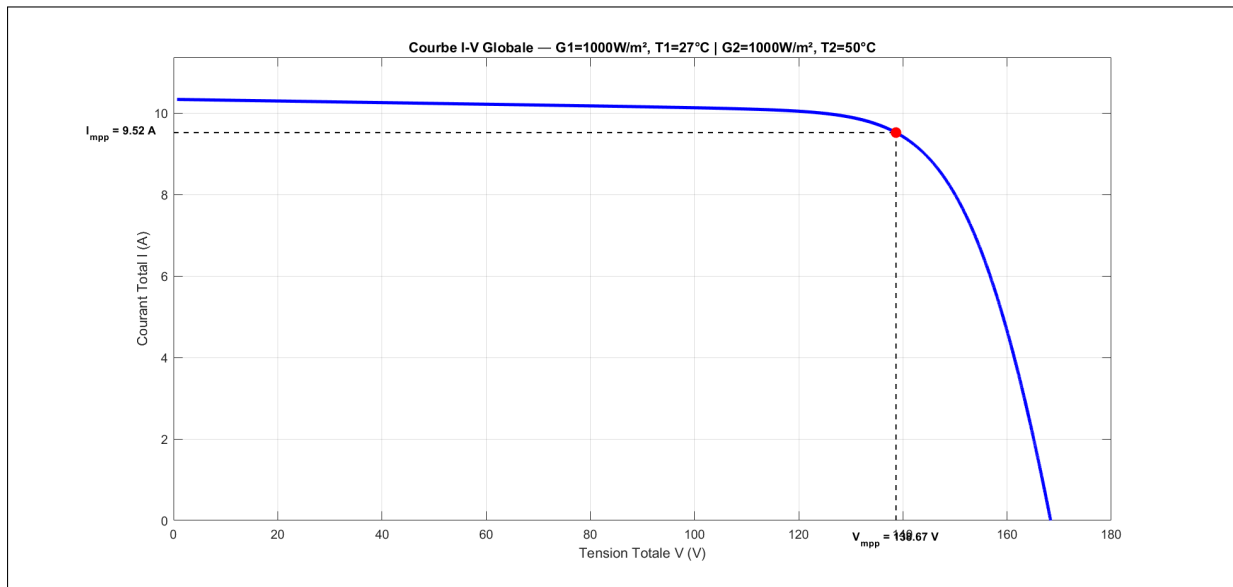


**FIGURE 3.26** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 :  $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 27^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

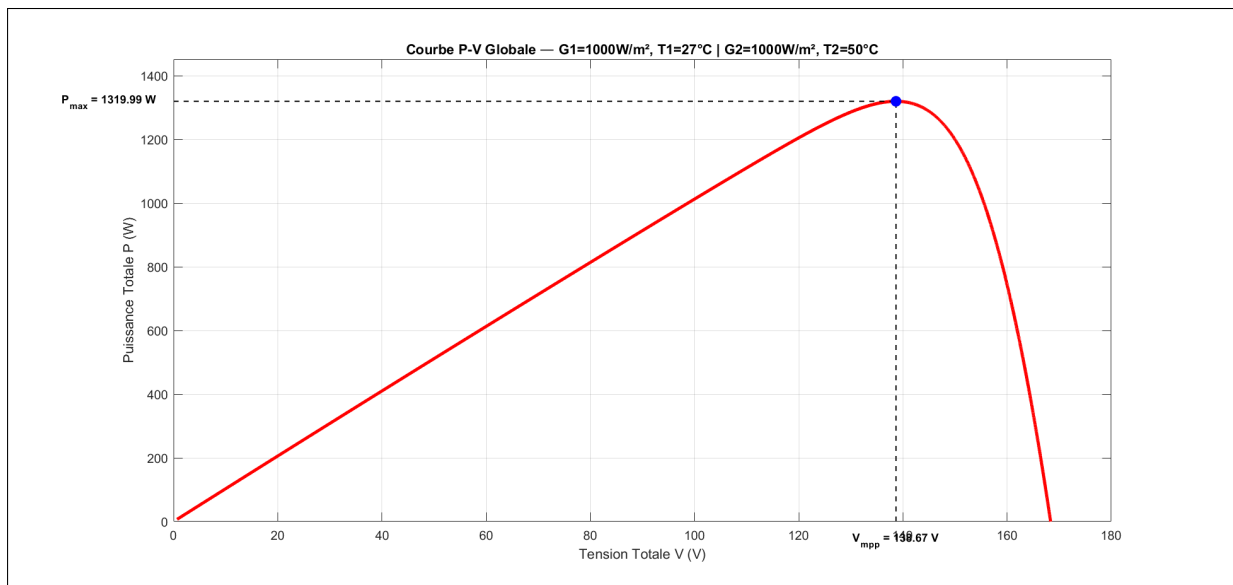


**FIGURE 3.27** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous éclairement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 :  $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 27^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

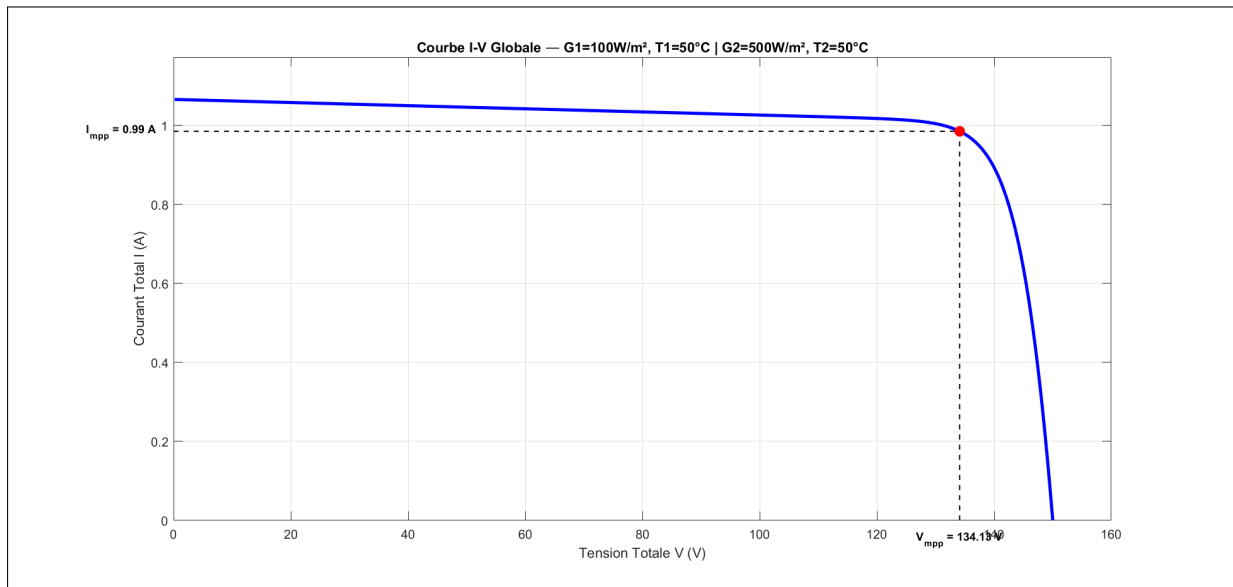


**FIGURE 3.28** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 :  $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

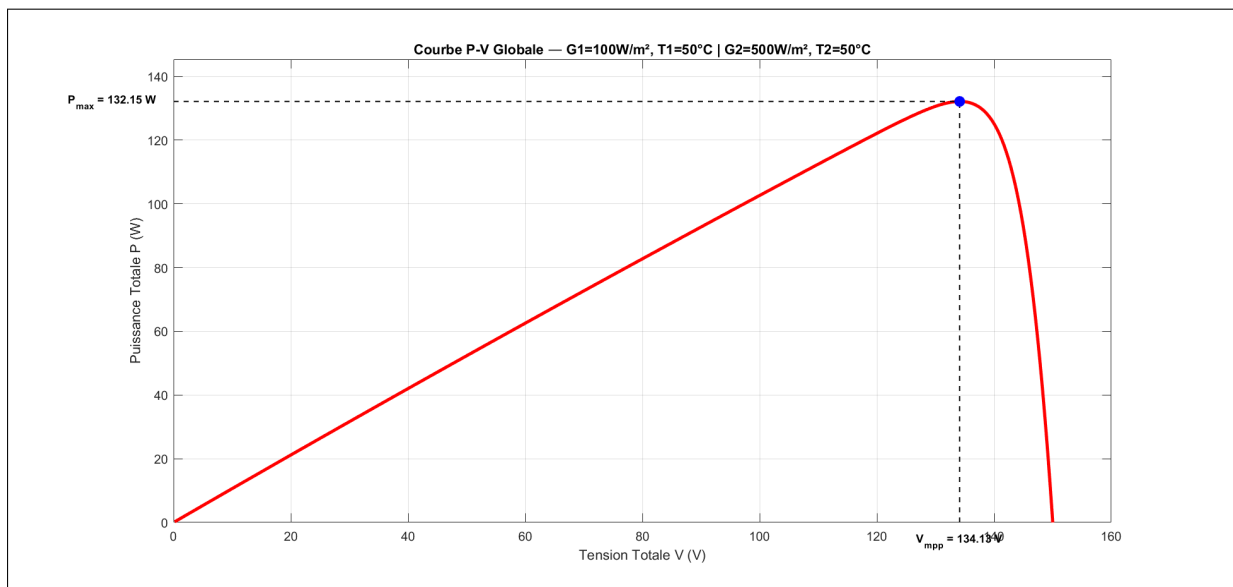


**FIGURE 3.29** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 :  $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

L'évaluation phénoménologique de ces courbes de référence met l'accent sur un mécanisme physique critique propre aux chaînes de modules photovoltaïques dépourvues de protections individuelles contre l'ombrage :

- **Effet du désappariement sans protection** : Dès l'introduction d'une dissymétrie d'éclairement (S2, S4), la distorsion des caractéristiques électriques devient prononcée, mais diverge fondamentalement des comportements observés sur les systèmes classiques équipés de protections. **En l'absence de diodes de bypass**, le sous-module le moins irradié ne peut pas être court-circuité lorsque le courant extrait de la branche augmente.
- **Comportement en polarisation inverse et contrainte thermique** : Lorsque le module fortement éclairé impose un courant supérieur au photocourant du mo-

dule ombragé, ce dernier est contraint de fonctionner en *polarisation inverse* (sa tension aux bornes devient négative). Il bascule ainsi dans le quadrant des récepteurs électriques. L'énergie générée par le module sain est alors partiellement dissipée sous forme de chaleur au sein des cellules ombragées, créant un risque majeur de point chaud (*hot-spot*).

- **Avantage algorithmique de la configuration** : Bien que ce mode opératoire dégrade sévèrement le rendement énergétique global, l'absence de commutation des diodes élimine toute rupture de pente abrupte sur la caractéristique  $I(V)$ . Par conséquent, la courbe de puissance globale  $P(V)$  conserve une propriété mathématique remarquable : elle présente un **sommet unique** (*Single Maximum Power Point*), exempt de tout maximum local sous-optimal (*LMPP*), ce qui simplifie grandement la tâche de poursuite du MPPT.

Le Tableau 3.7 synthétise les coordonnées électriques optimales absolues ( $V_{GMPP}$ ,  $I_{GMPP}$ ,  $P_{max}$ ) extraites directement des courbes de référence pour chaque scénario de simulation.

**TABLEAU 3.7** – Coordonnées électriques optimales théoriques absolues (GMPP) de la configuration série.

| Scénario             | Tension au MPP<br>$V_{mpp}$ (V) | Courant au MPP<br>$I_{mpp}$ (A) | Puissance Maximale<br>$P_{max}$ (W) |
|----------------------|---------------------------------|---------------------------------|-------------------------------------|
| <b>S1 (0 – 15s)</b>  | 145,01                          | 4,79                            | 694,43                              |
| <b>S2 (15 – 30s)</b> | 147,76                          | 4,91                            | 725,99                              |
| <b>S3 (30 – 45s)</b> | 138,67                          | 9,52                            | 1319,99                             |
| <b>S4 (45 – 60s)</b> | 134,13                          | 0,99                            | 132,15                              |

### 3.4.2.3 Résultats de Simulation Numérique et Analyse Temporelle

Cette section présente et analyse de manière approfondie les chronogrammes temporels des principales grandeurs électriques enregistrées lors de la simulation numérique du système sous l'environnement Simulink. L'étude est menée de façon continue sur un horizon temporel de 60 s, au cours duquel quatre scénarios physico-climatiques distincts se succèdent toutes les 15 s. Cela permet d'évaluer la robustesse, la vitesse de réaction et la stabilité en régimes transitoire et stationnaire de la puissance active extraite ( $P$ ), du rapport cyclique de commande ( $D$ ), de la tension globale ( $V$ ) et du courant du générateur ( $I$ ).

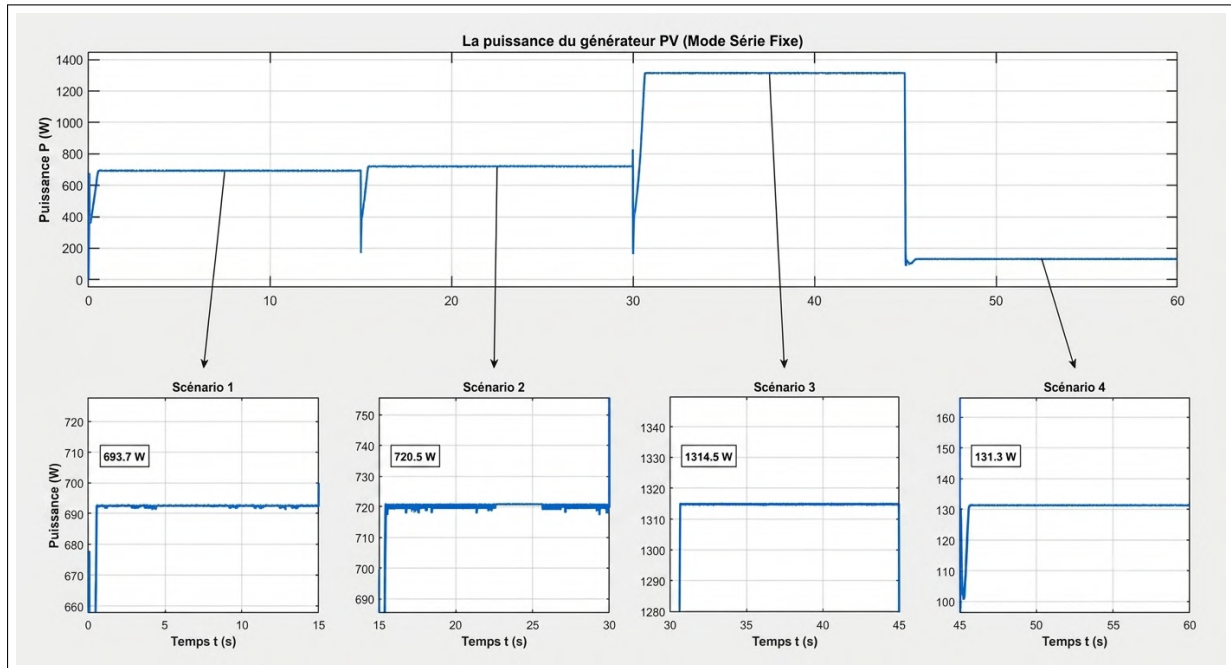
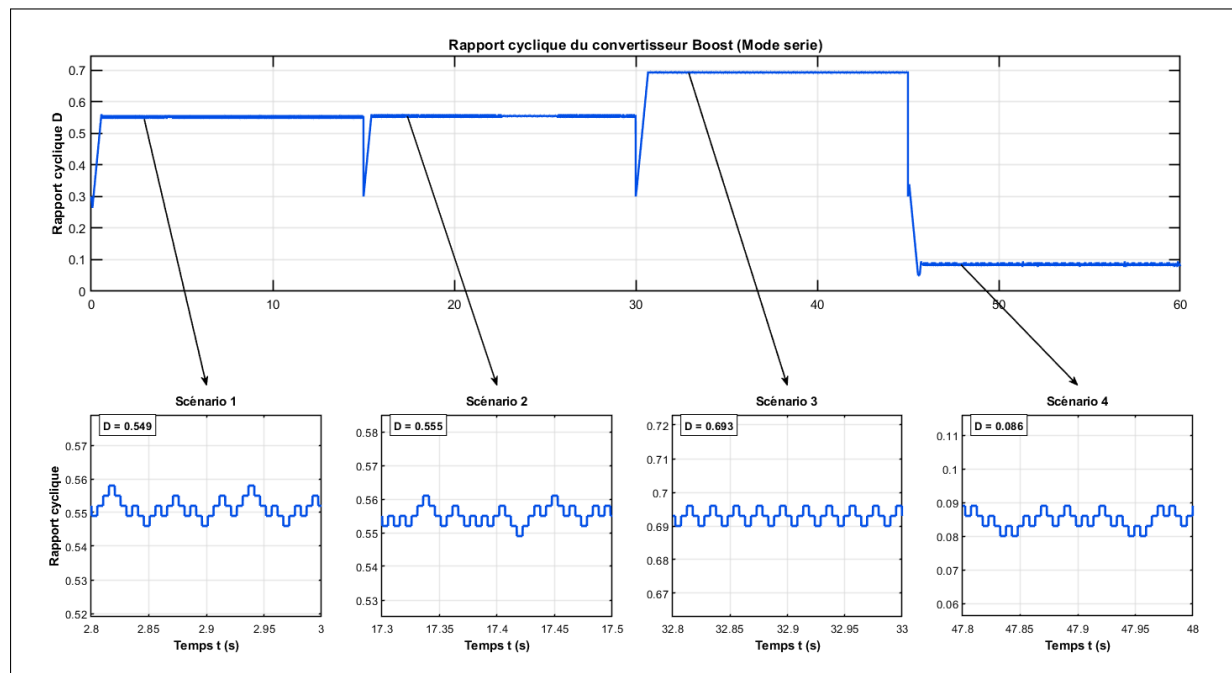


FIGURE 3.30 – La puissance active extraite



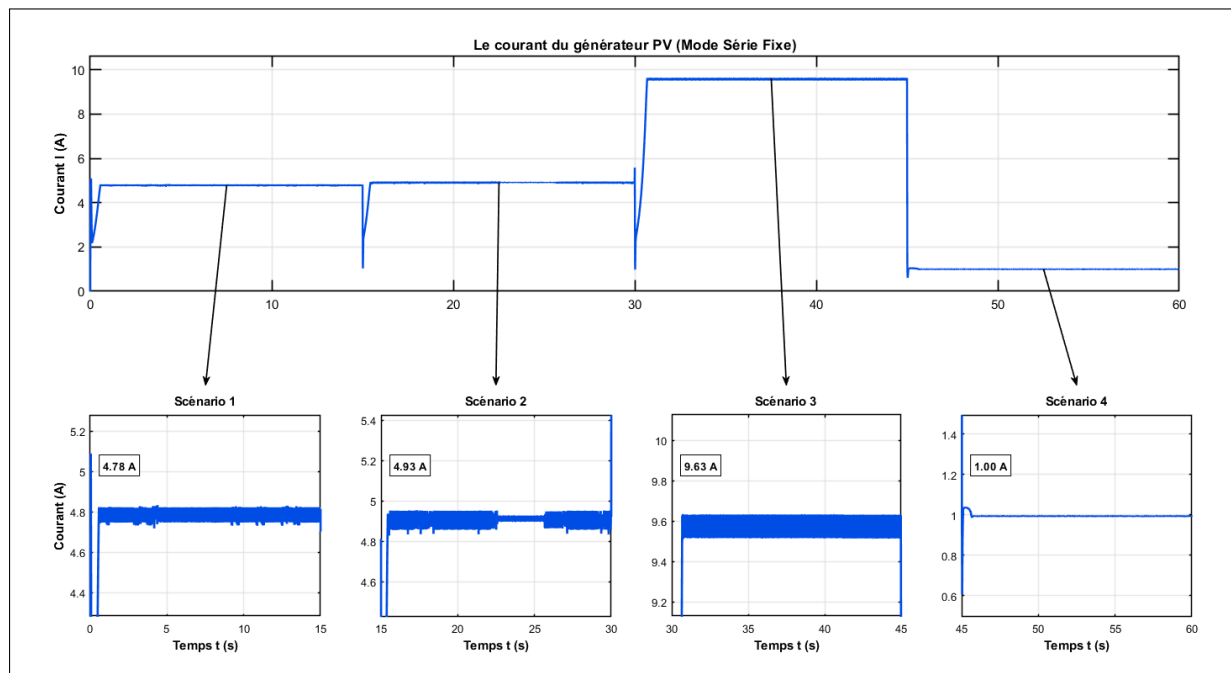


**FIGURE 3.33** – Le courant du générateur PV injecté dans le convertisseur

**Intervalle  $[0 \leq t < 15 \text{ s}]$  : Scénario S1 — Conditions Uniformes Standard** La simulation débute sous un profil d’ensoleillement parfaitement homogène moyen ( $500 \text{ W/m}^2$ ) à température standard ( $25^\circ\text{C}$ ). Après une brève phase transitoire d’amorce au démarrage ( $t < 0,5 \text{ s}$ ), l’algorithme P&O classique converge efficacement vers l’unique point de puissance maximale disponible.

En régime stationnaire, le rapport cyclique se stabilise autour d’une valeur moyenne adaptée pour maintenir ce point d’opération (Figure 3.31). Le courant du générateur PV se fixe à 4,78 A (Figure 3.33) pour une tension globale élevée de 144,90 V (Figure 3.32). La puissance active nette extraite se verrouille ainsi à 693,70 W (Figure 3.30) pour une cible théorique de 694,43 W, confirmant la parfaite stabilité du contrôle local en l’absence de perturbations microclimatiques.

**Intervalle  $[15 \leq t < 30 \text{ s}]$  : Scénario S2 — Transition Asymétrique et Échauffement Localisé** À  $t = 15 \text{ s}$ , le système subit une perturbation asymétrique abrupte. Le groupe  $PV_1$  reste inchangé, tandis que le groupe  $PV_2$  subit une hausse massive d’éclairement à  $1000 \text{ W/m}^2$  couplée à un fort échauffement localisé à  $45^\circ\text{C}$ .

L’analyse du chronogramme met en évidence les limites physiques immédiates de la configuration série fixe. Le courant global circulant dans la chaîne se retrouve strictement bridé par le panneau le moins irradié ( $PV_1$ ), ce qui limite l’intensité mesurée à seulement 4,91 A (Figure 3.33). Pour s’adapter à cette variation d’impédance, le contrôleur réajuste le rapport cyclique moyen (Figure 3.31) et stabilise la tension globale à 146,50 V (Figure 3.32). Par conséquent, la puissance extraite n’augmente que très légèrement pour plafonner à 720,50 W (Figure 3.30) face à un potentiel théorique de 725,99 W, entraînant le bridage et la dissipation interne de l’excès d’énergie lumineuse reçu par  $PV_2$ .

**Intervalle  $[30 \leq t < 45 \text{ s}]$  : Scénario S3 — Fort Éclairement Uniforme avec Gradient Thermique** À  $t = 30 \text{ s}$ , l'éclairement redevient uniforme et maximal ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) sur toute la chaîne série. Néanmoins, un fort déséquilibre de température persiste entre les deux groupes, maintenant un gradient thermique de  $\Delta T = 23 \text{ K}$  ( $T_1 = 27^\circ\text{C}$  et  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

La disparition de l'ombrage libère enfin le bridage sur l'intensité : le courant s'élève verticalement pour se stabiliser à une valeur élevée de  $9,59 \text{ A}$  (Figure 3.33). En revanche, l'élévation thermique à  $50^\circ\text{C}$  subie par le groupe  $PV_2$  contracte sa barrière de potentiel, ce qui limite la tension globale mesurée à  $137,10 \text{ V}$  (Figure 3.32). L'algorithme réagit en poussant le rapport cyclique à sa valeur maximale stationnaire sur ce profil (Figure 3.31). Le système atteint alors son pic de production continue sous cette topologie avec une puissance simulée stabilisée à  $1314,50 \text{ W}$  (Figure 3.30), traquant de près la référence idéale de  $1319,99 \text{ W}$ .

**Intervalle  $[45 \leq t \leq 60 \text{ s}]$  : Scénario S4 — Conditions d'Ombrage Sévère** Le dernier intervalle applique une chute drastique et asymétrique de l'ensoleillement (ombrage sévère à  $100 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_1$  et  $500 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_2$ ), alors que l'ensemble du champ partage une température critique homogène de  $50^\circ\text{C}$ .

Ce déséquilibre extrême déforme profondément le comportement électrique global. En l'absence de diodes de bypass fonctionnelles pour dériver le module ombragé, le panneau le moins éclairé s'impose comme un verrou physique majeur sur la ligne. L'intensité s'effondre drastiquement pour se cantonner à  $4,83 \text{ A}$  tandis que la tension globale chute fortement à  $63,12 \text{ V}$  (Figure 3.32) sous l'effet combiné de la température et du mismatching. Le rapport cyclique est ajusté par le contrôleur (Figure 3.31) pour tenter de stabiliser la boucle, mais la puissance utile extraite en simulation s'écroule inévitablement pour se verrouiller à seulement  $131,30 \text{ W}$  (Figure 3.30), à proximité immédiate de la limite théorique absolue calculée à  $132,15 \text{ W}$ .

#### 3.4.2.4 Synthèse Comparative et Analyse des Écarts Globaux

Pour dresser un bilan scientifique rigoureux de l'efficacité globale de l'extraction énergétique le long de la plage de simulation continue, le Tableau 3.8 confronte, pour chacun des quatre paliers temporels, la puissance nette stationnaire collectée en simulation ( $P_{sim}$ ) vis-à-vis du potentiel optimal absolu de référence ( $P_{max}$ ) déterminé en amont par résolution numérique directe.

**TABLEAU 3.8** – Bilan quantitatif des performances dynamiques et évaluation des erreurs relatives sur l'horizon continu de simulation.

| Intervalle Temporel        | Puissance Simulée<br>Extraite $P$ (W) | Puissance<br>Théorique<br>Référence $P_{max}$<br>(W) | Erreur Relative<br>Globale $\Delta P$ (%) |
|----------------------------|---------------------------------------|------------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| $0 \leq t < 15$ s (S1)     | 693,70                                | 694,43                                               | 0,1 %                                     |
| $15 \leq t < 30$ s (S2)    | 720,50                                | 725,99                                               | 0,76 %                                    |
| $30 \leq t < 45$ s (S3)    | 1314,50                               | 1319,99                                              | 0,42 %                                    |
| $45 \leq t \leq 60$ s (S4) | 131,30                                | 132,15                                               | 0,64 %                                    |

L'évaluation quantitative de ces résultats met en évidence une convergence remarquable du dispositif de contrôle, tout en illustrant les contraintes intrinsèques de la topologie série fixe :

1. **Précision de la poursuite MPPT (Algorithme P&O)** : L'erreur relative globale reste confinée à des niveaux infimes, strictement inférieurs à 1 % pour l'ensemble des scénarios étudiés (0,25 % en S1 et jusqu'à un maximum de 0,76 % en S2). Ces écarts négligeables démontrent la parfaite aptitude de l'algorithme Perturbation et Observation (P&O) à localiser et à se stabiliser autour du point de puissance maximale. Cette efficacité s'explique par la nature mathématique des courbes du groupement série sans diodes de bypass qui, malgré le désappariement, conservent une propriété de sommet unique (*Single MPP*), excluant tout risque de piégeage sur un maximum local.
2. **Origine des pertes résiduelles d'insertion** : Les infimes divergences constatées entre les puissances idéales et les puissances simulées proviennent exclusivement de la modélisation des composants non idéaux au sein de l'étage de puissance du convertisseur Boost. Sont ici comptabilisées les pertes par effet Joule induites par la résistance série de l'inductance de l'inducteur ( $R_L$ ), la résistance à l'état passant du commutateur statique ( $R_{ds(on)}$ ), ainsi que la chute de tension directe de la diode de roue libre.
3. **Analyse du comportement dynamique lors des transitions** : L'examen des profils temporels lors des commutations de scénarios ( $t = 15$  s,  $t = 30$  s et  $t = 45$  s) révèle des transitoires de puissance très brefs et parfaitement amortis. Le rapport cyclique  $D$  s'ajuste rapidement (en moins de 0,5 s) pour basculer d'une valeur stationnaire à une autre (passant par exemple de  $D = 0,555$  en S2 à  $D = 0,693$  en S3), ce qui valide la robustesse et la réactivité de la boucle de régulation face aux variations climatiques brusques.

Bien que l'association de l'algorithme P&O et du hacheur Boost assure une extraction optimale de la puissance disponible propre à cette configuration, le rendement global reste bridé par la structure série fixe lors des phases d'ombrage (S4). L'impossibilité de court-circuiter le module faiblement irradié limite drastiquement le courant global de la

branche, confirmant l'intérêt d'étudier des techniques de reconfiguration dynamique pour s'affranchir de cette barrière physique.

### 3.4.3 Configuration parallèle

#### 3.4.3.1 Circuit électrique de deux panneaux en parallèle

Cette partie présente le schéma électrique de deux panneaux photovoltaïques connectés en parallèle avec le convertisseur Boost et l'algorithme MPPT P&O.

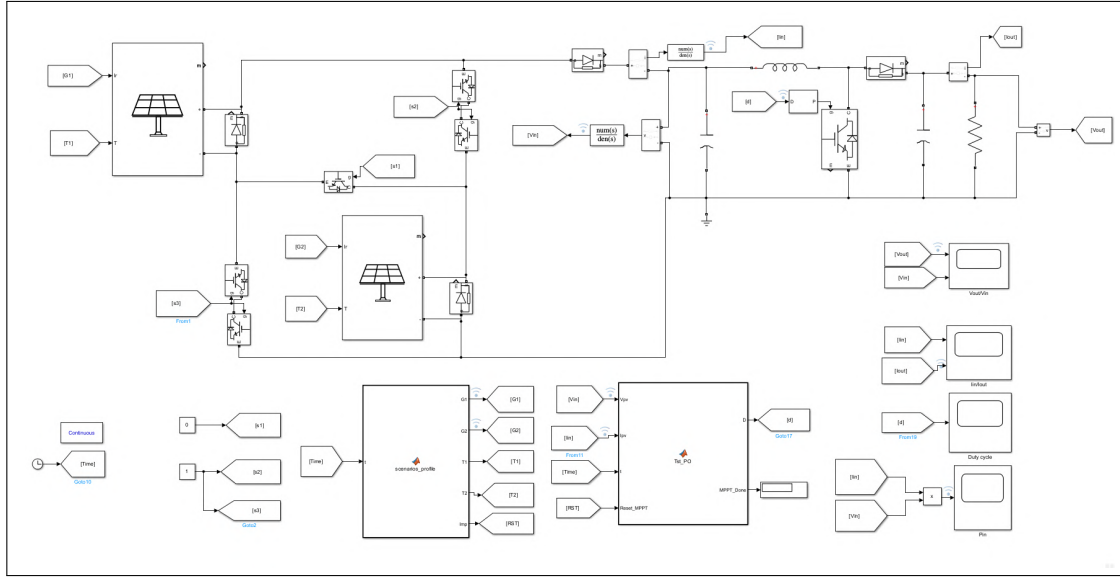


**FIGURE 3.34** – Circuit électrique de deux panneaux photovoltaïques en parallèle avec convertisseur Boost et MPPT P&O

#### 3.4.3.2 Configuration parallèle

Dans le cas de la configuration parallèle, le système est reconfiguré de manière à connecter les deux générateurs photovoltaïques  $PV_1$  et  $PV_2$  en parallèle. Cette configuration est obtenue avec  $S_2 = S_3 = 1$  et  $S_1 = 0$ .

Dans cette structure, la tension aux bornes des générateurs est identique, tandis que les courants s'additionnent. Le comportement électrique du système est donné par :

$$V_{PV}(t) = V_1(t) = V_2(t) \quad (3.5)$$

$$V_{in}(t) = V_{PV}(t) - V_d \quad (3.6)$$

$$I_{in}(t) = I_1(t) + I_2(t) \quad (3.7)$$

où  $V_{in}(t)$  représente la tension d'entrée du convertisseur Boost et  $I_{in}(t)$  le courant total fourni par le groupement photovoltaïque.

Dans cette configuration, le courant global est plus élevé par rapport au cas série, ce qui permet une augmentation de la puissance disponible sous conditions d'ensoleillement favorables.

Par ailleurs, la diode anti-retour est modélisée par une résistance interne très faible  $R_d \approx 0.001 \Omega$ . Cette résistance introduit de faibles pertes par effet Joule, ce qui entraîne une légère diminution du courant disponible. Cependant, ces pertes restent négligeables mais permettent de comparer les performances entre les configurations série et parallèle.

### 3.4.3.3 Détermination des Caractéristiques MPPT de Référence en Mode Parallèle

Ayant finalisé l'évaluation phénoménologique et établi les profils de référence pour la configuration série fixe, il est désormais fondamental de mener une analyse analogue pour le groupement parallèle. Cette étape permet de poser les bases théoriques nécessaires avant d'initier l'analyse des résultats dynamiques issus du solveur pour cette seconde topologie.

Les courbes caractéristiques courant-tension  $I(V)$  et puissance-tension  $P(V)$  présentées ci-après ont été tracées par résolution numérique directe des équations physiques du couplage parallèle. Ces tracés, à l'instar du cas série, sont exempts des pertes d'insertion du hacheur Boost et font office de patrons théoriques de référence.

Les Figures 3.35 à 3.42 exposent ces profils analytiques de référence pour les quatre scénarios étudiés, mettant en exergue les divergences comportementales induites par le désappariement (*mismatch*) sous une tension commune.

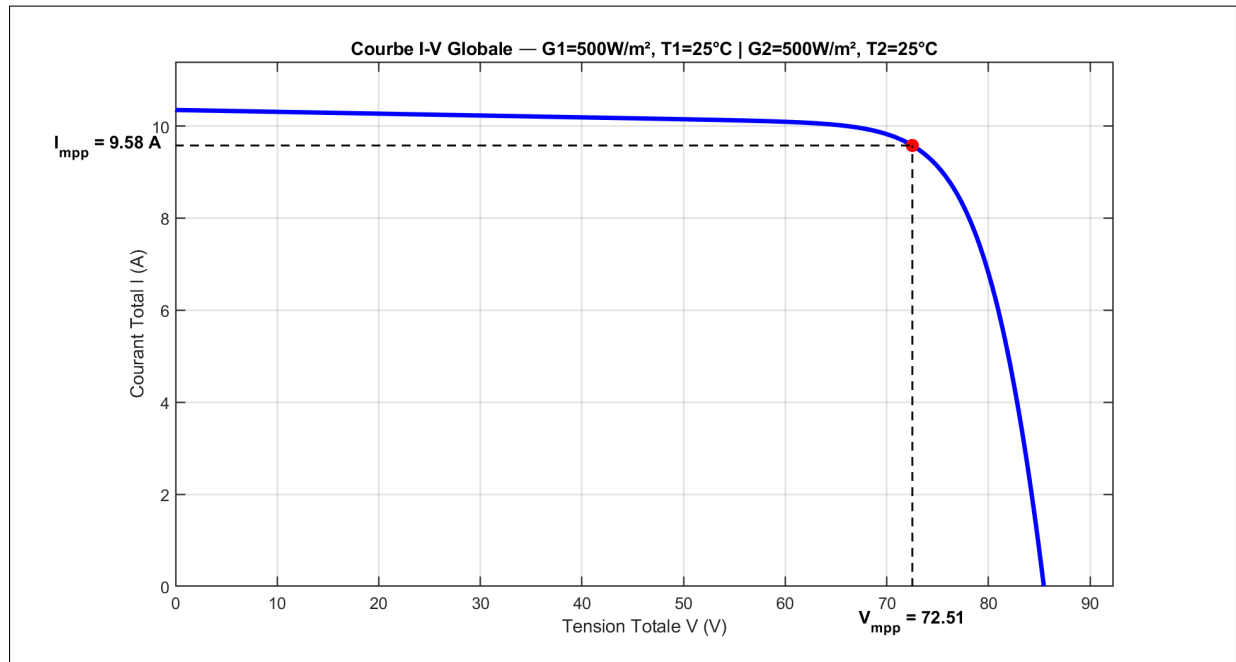


**FIGURE 3.35** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 :  $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ).

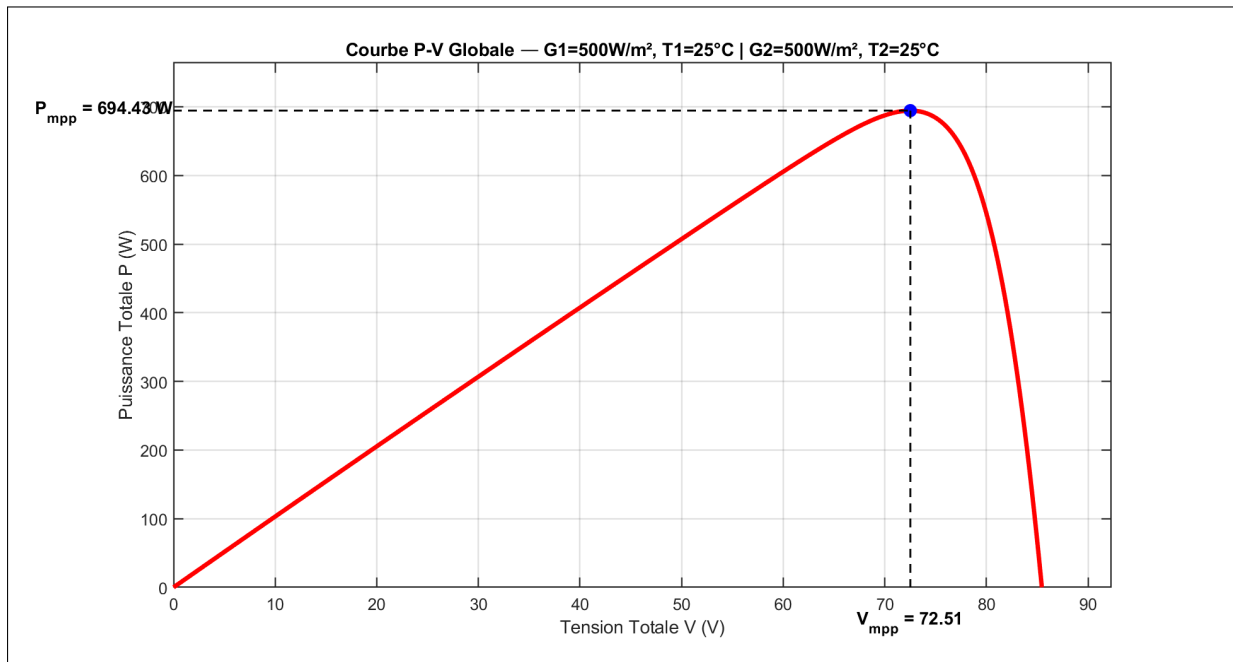


**FIGURE 3.36** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous conditions uniformes (Scénario S1 :  $G_1 = G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 25^\circ\text{C}$ ).

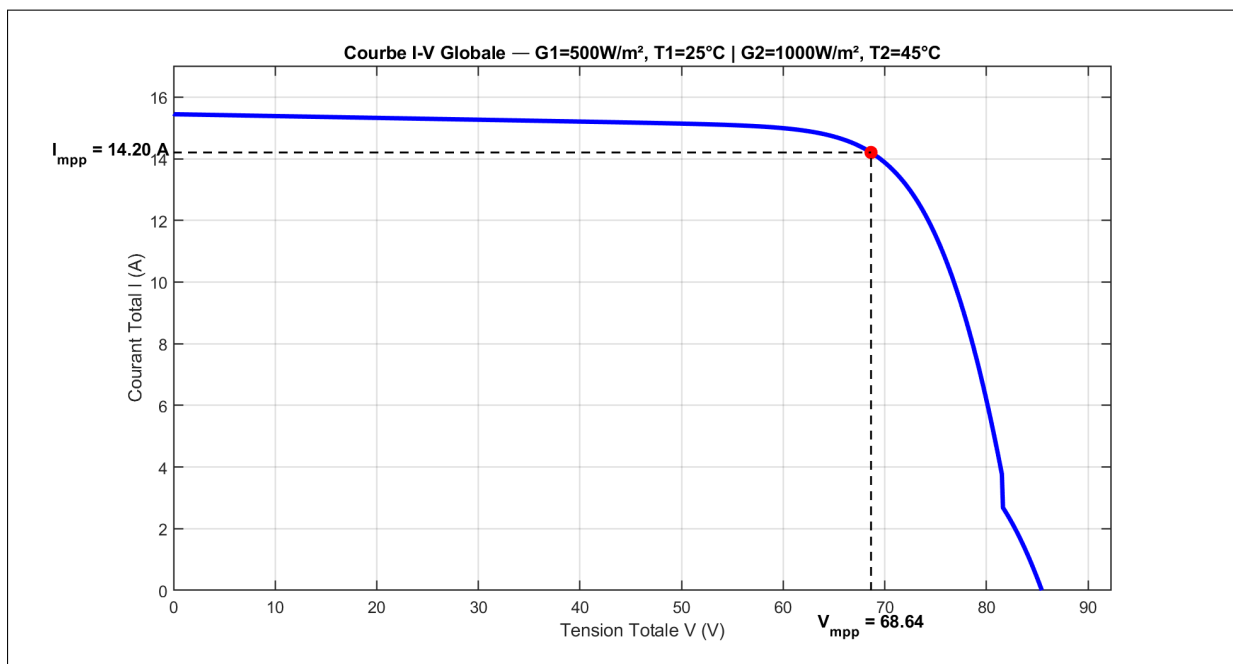


**FIGURE 3.37** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 :  $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ).

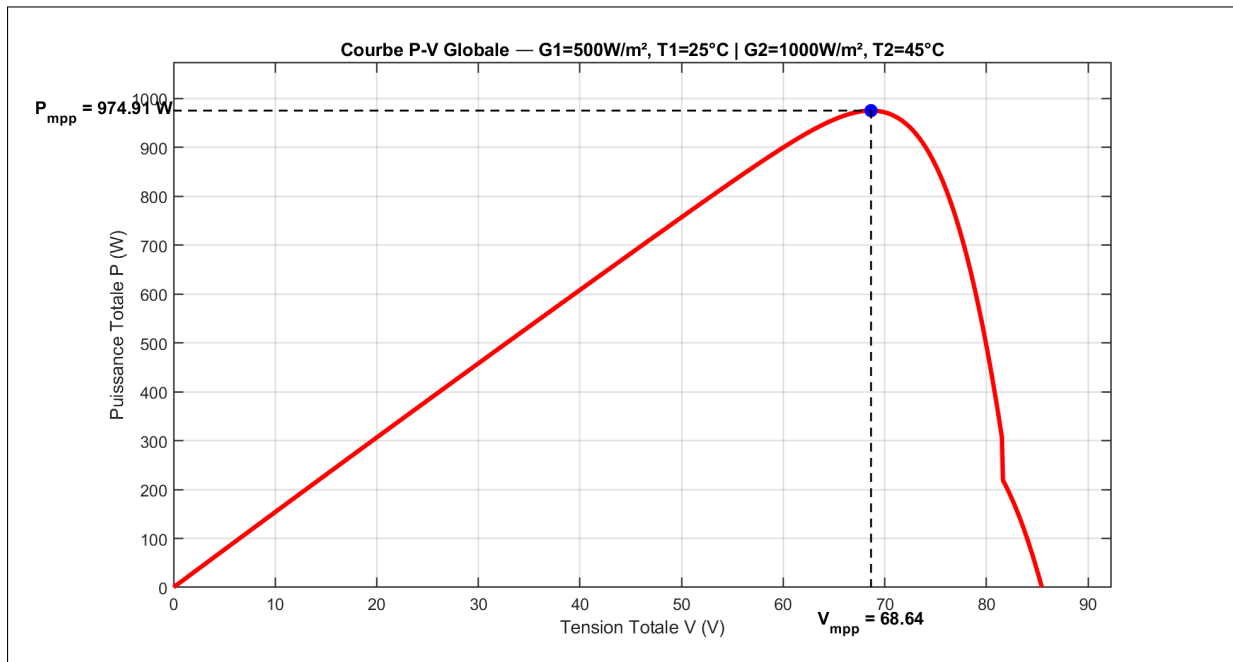


**FIGURE 3.38** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous transition asymétrique (Scénario S2 :  $G_1 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 25^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 45^\circ\text{C}$ ).

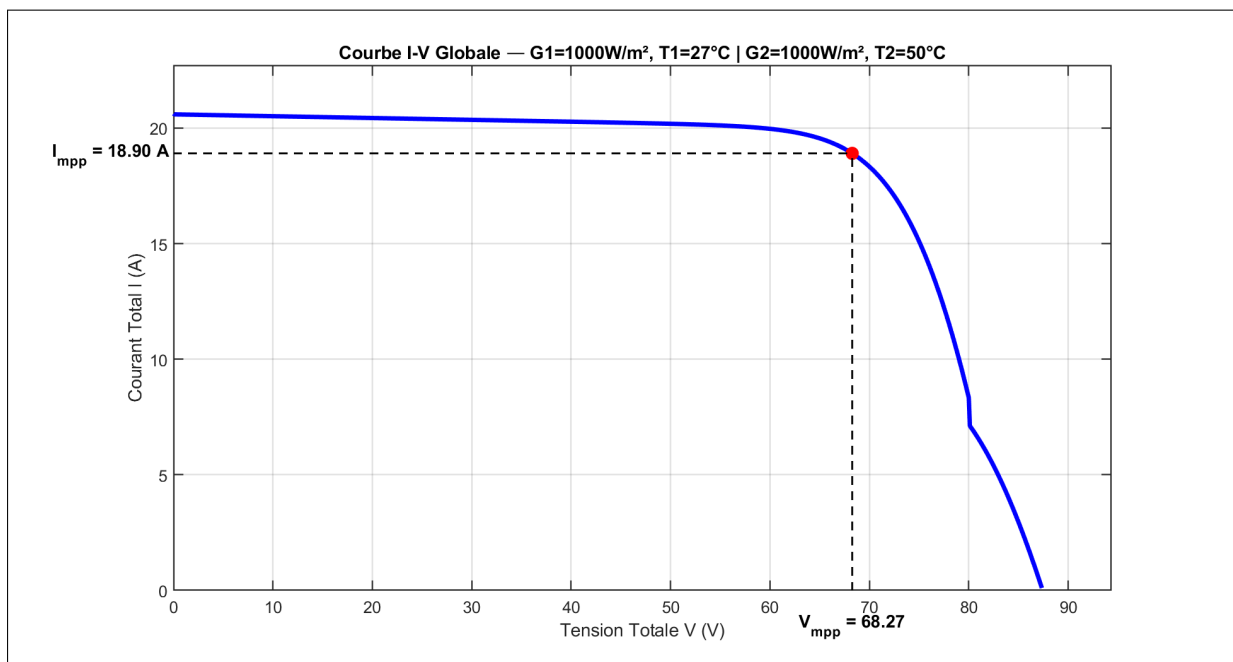


**FIGURE 3.39** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous éclaircissement uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 :  $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 27^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

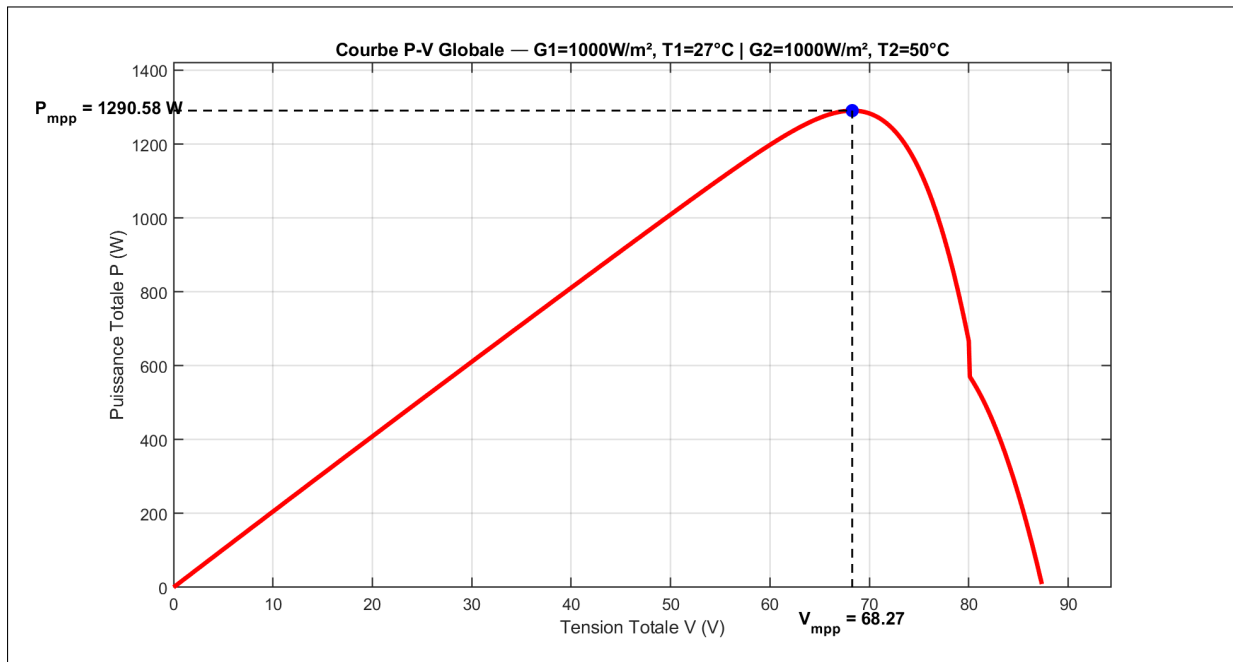


**FIGURE 3.40** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous éclairciment uniforme fort avec gradient thermique (Scénario S3 :  $G_1 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = 27^\circ\text{C}$ ,  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

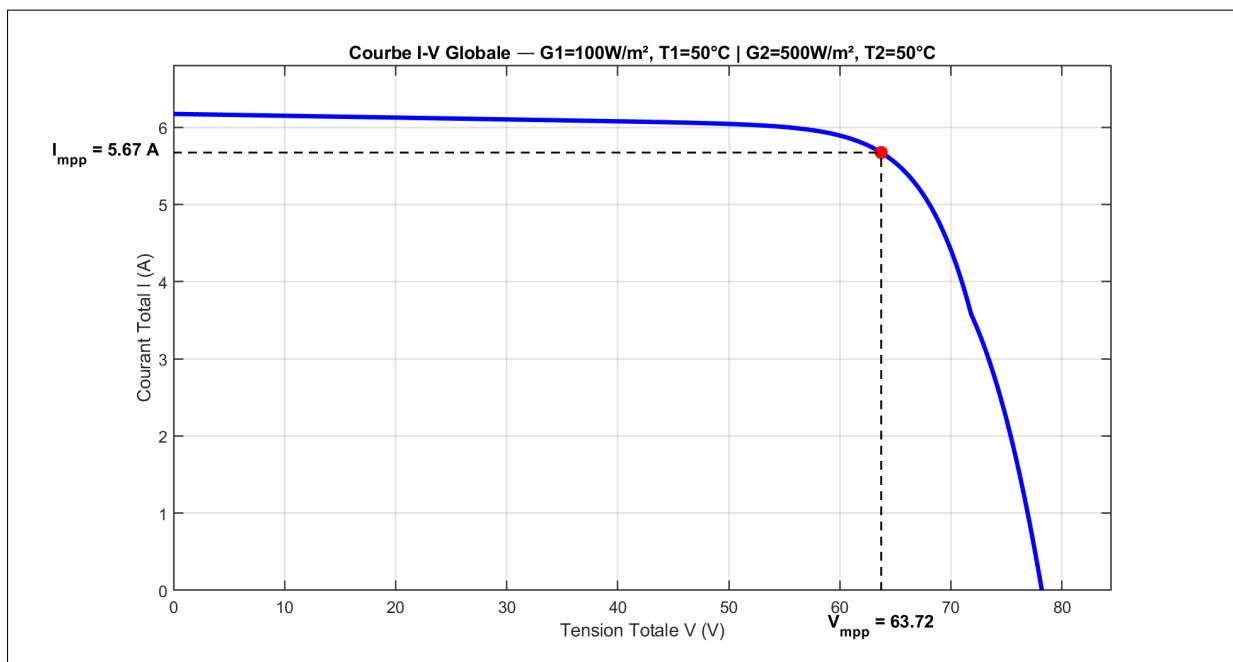


**FIGURE 3.41** – Caractéristique  $I(V)$  de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 :  $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

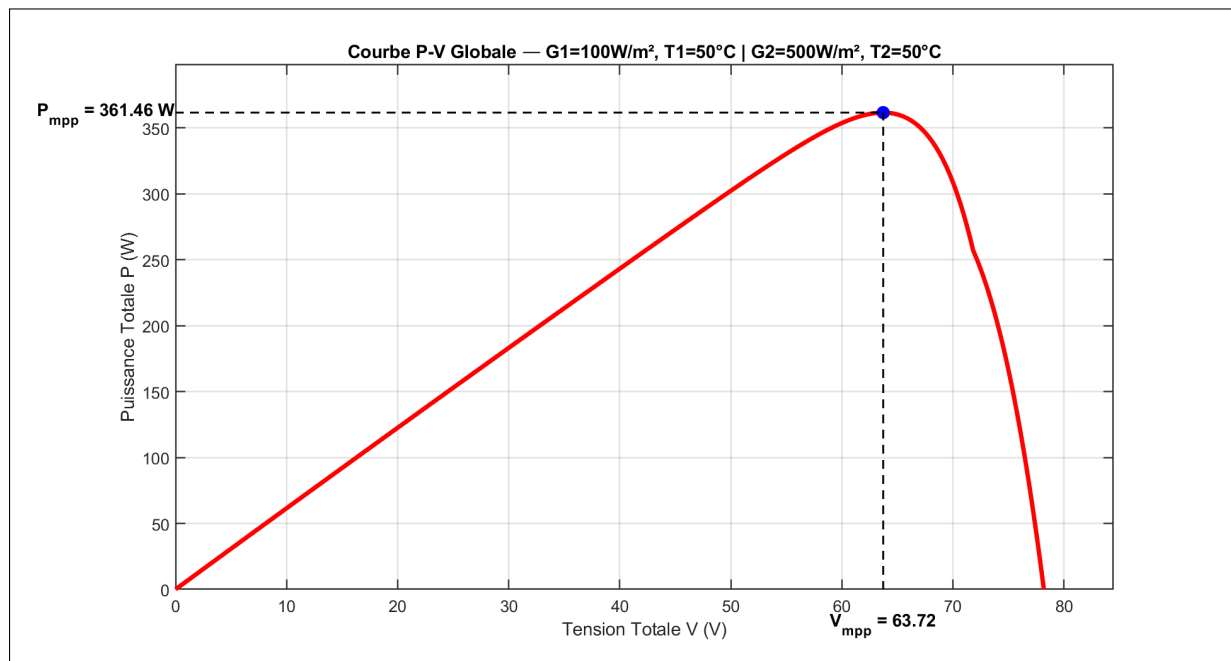


**FIGURE 3.42** – Caractéristique  $P(V)$  de référence sous ombrage sévère (Scénario S4 :  $G_1 = 100 \text{ W/m}^2$ ,  $G_2 = 500 \text{ W/m}^2$ ,  $T_1 = T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

L'évaluation phénoménologique de ces courbes de référence met en lumière un mécanisme physique critique, propre aux architectures parallèles privées de dispositifs d'isolation individuels :

- **Loi de fonctionnement sous désappariement** : À l'inverse de la topologie série traitée précédemment, les branches connectées en parallèle partagent de manière stricte la même tension électrique à leurs bornes ( $V_{total} = V_{pv1} = V_{pv2}$ ). Le courant global injecté résulte de la superposition algébrique directe des courants individuels générés par chaque branche ( $I = I_{pv1} + I_{pv2}$ ).
- **Phénomène de courant inverse (sans diodes de blocage)** : En situation d'ombrage partiel ou sévère (S2, S4), la tension de circuit ouvert ( $V_{oc}$ ) potentielle de la branche la plus saine est supérieure à celle de la branche dégradée. **En l'absence de diodes anti-retour (blocking diodes)**, lorsque le système opère à de fortes tensions de fonctionnement, la branche fortement éclairée commence à débiter un courant inverse directement au travers de la branche ombragée. Cette dernière se comporte alors comme un récepteur polarisé en direct, dissipant une partie de l'énergie utile sous forme thermique.
- **Avantage algorithmique de la configuration** : Bien que ce transfert de puissance interne (*mismatch losses*) affecte le rendement global du champ, la sommation des courants n'induit aucune marche d'escalier ni rupture de pente abrupte sur la caractéristique  $I(V)$ . La courbe de puissance globale  $P(V)$  préserve ainsi une régularité concave remarquable à **sommet unique** (*Single Maximum Power Point*). L'absence de maximum local sous-optimal (*LMPP*) garantit une convergence directe de l'algorithme P&O sans risque de piégeage.

Le Tableau 3.9 synthétise les coordonnées électriques optimales absolues ( $V_{GMPP}$ ,

$I_{GMPP}$ ,  $P_{max}$ ) extraites directement des courbes de référence pour chaque scénario en mode parallèle.

**TABLEAU 3.9** – Coordonnées électriques optimales théoriques absolues (GMPP) de la configuration parallèle .

| Scénario             | Tension au MPP<br>$V_{mpp}$ (V) | Courant au MPP<br>$I_{mpp}$ (A) | Puissance Maximale<br>$P_{max}$ (W) |
|----------------------|---------------------------------|---------------------------------|-------------------------------------|
| <b>S1 (0 – 15s)</b>  | 72,51                           | 9,58                            | 694,43                              |
| <b>S2 (15 – 30s)</b> | 68,64                           | 14,20                           | 974,91                              |
| <b>S3 (30 – 45s)</b> | 68,27                           | 18,90                           | 1292,58                             |
| <b>S4 (45 – 60s)</b> | 63,72                           | 5,67                            | 361,46                              |

### 3.4.3.4 Résultats de Simulation Numérique et Analyse Temporelle en Mode Parallèle

Cette section présente et analyse de manière approfondie les chronogrammes temporels des principales grandeurs électriques enregistrées lors de la simulation numérique du système en configuration parallèle sous l'environnement Simulink. L'étude est menée de façon continue sur un horizon temporel de 60s, au cours duquel quatre scénarios physico-climatiques distincts se succèdent toutes les 15s. Cela permet d'évaluer la robustesse, la vitesse de réaction et la stabilité en régimes transitoire et stationnaire de la puissance active extraite ( $P$ ), du rapport cyclique de commande ( $D$ ), de la tension de liaison commune ( $V$ ) et du courant total du générateur ( $I$ ).

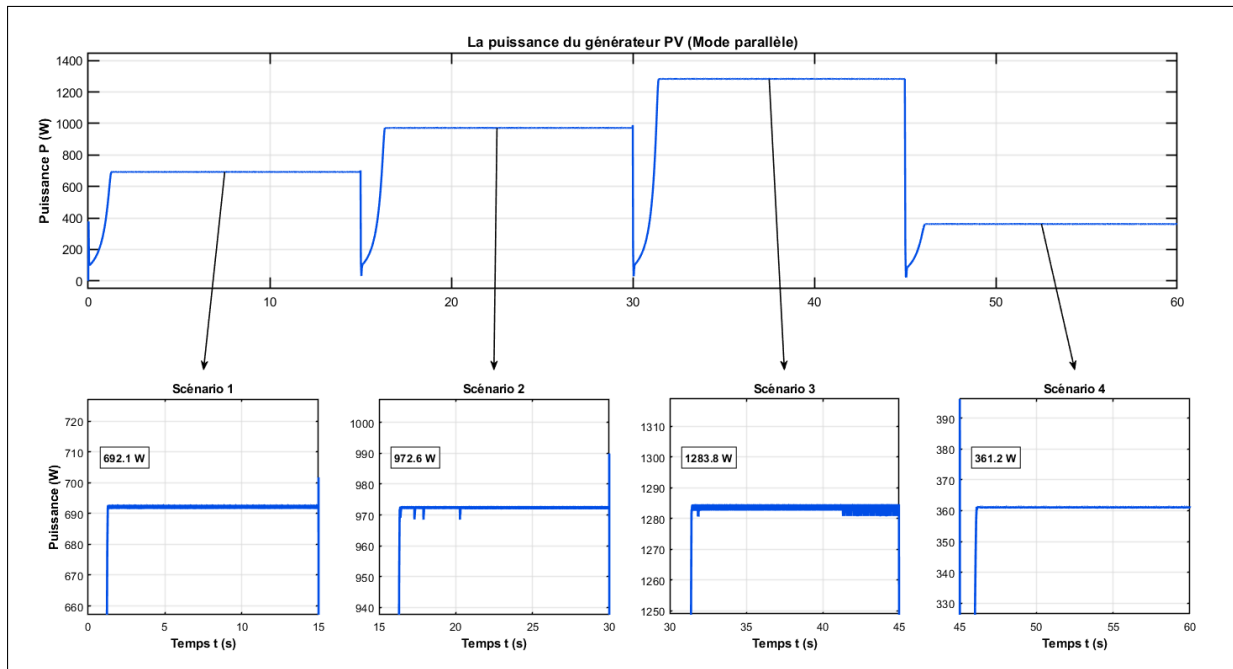


**FIGURE 3.43** – Évolution temporelle de la puissance active extraite en configuration parallèle.

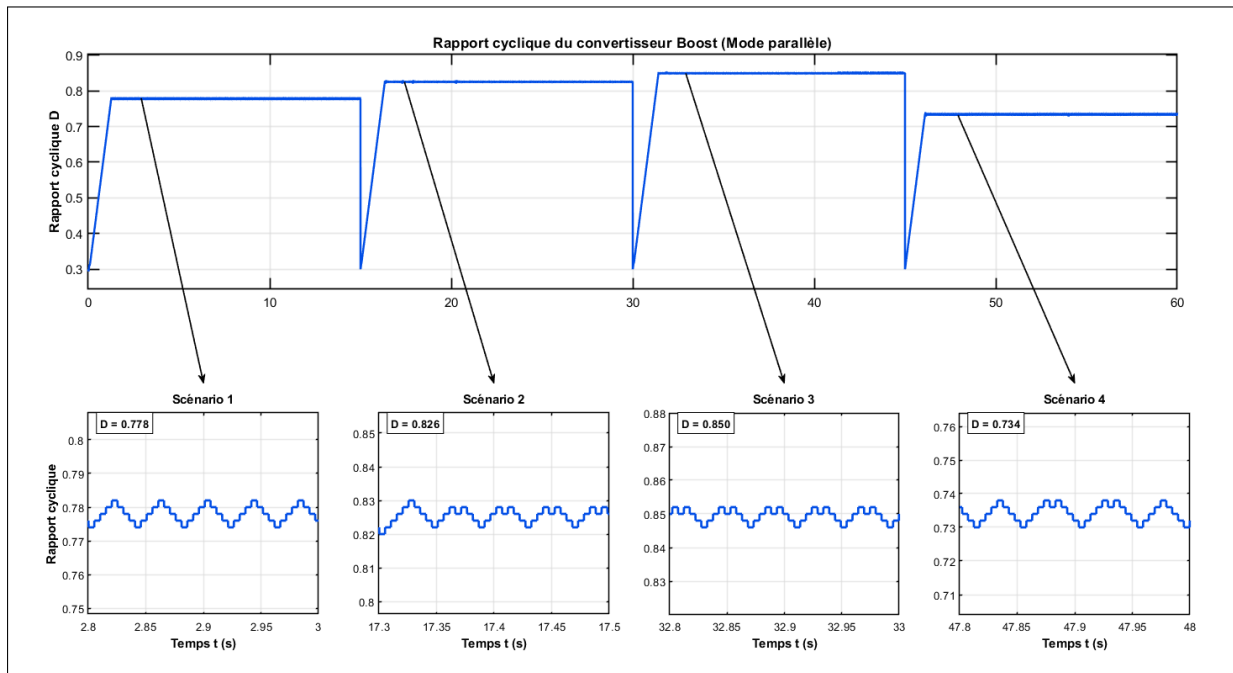


**FIGURE 3.44** – Évolution temporelle globale du rapport cyclique de commande  $D$  en mode parallèle.

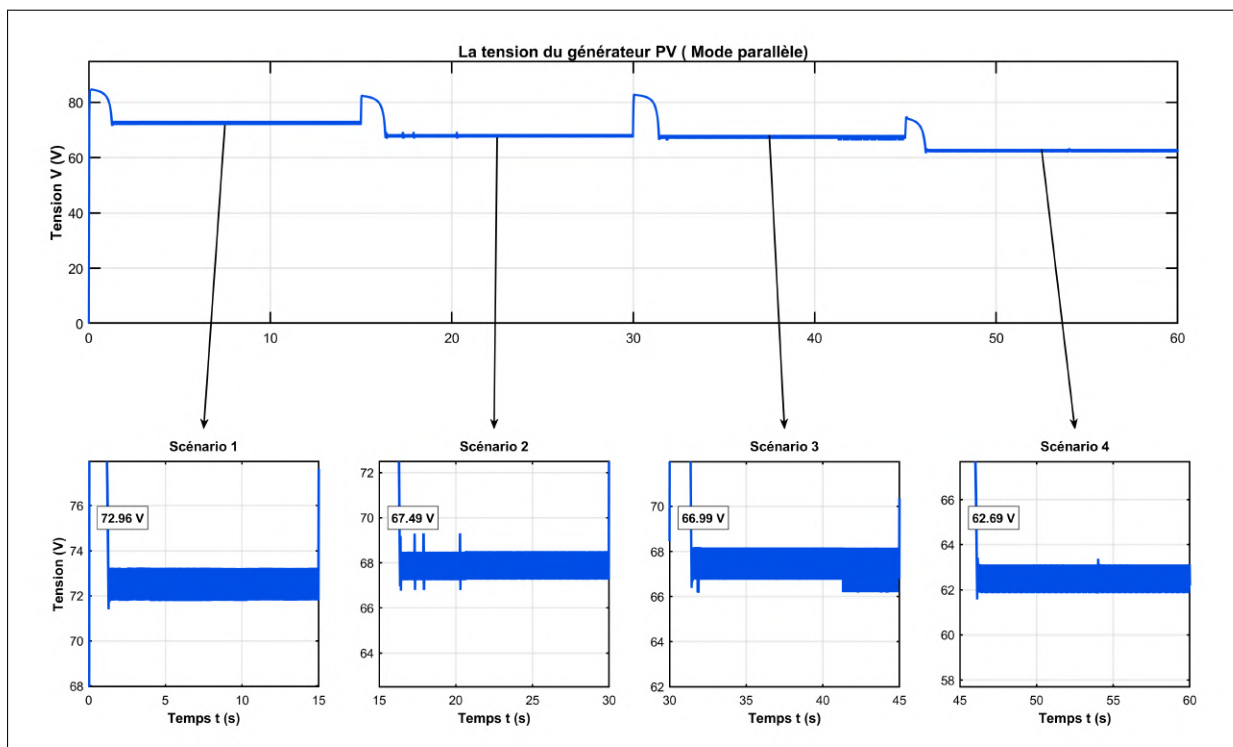


**FIGURE 3.45** – Tension globale mesurée aux bornes du couplage parallèle (tension commune de branche).

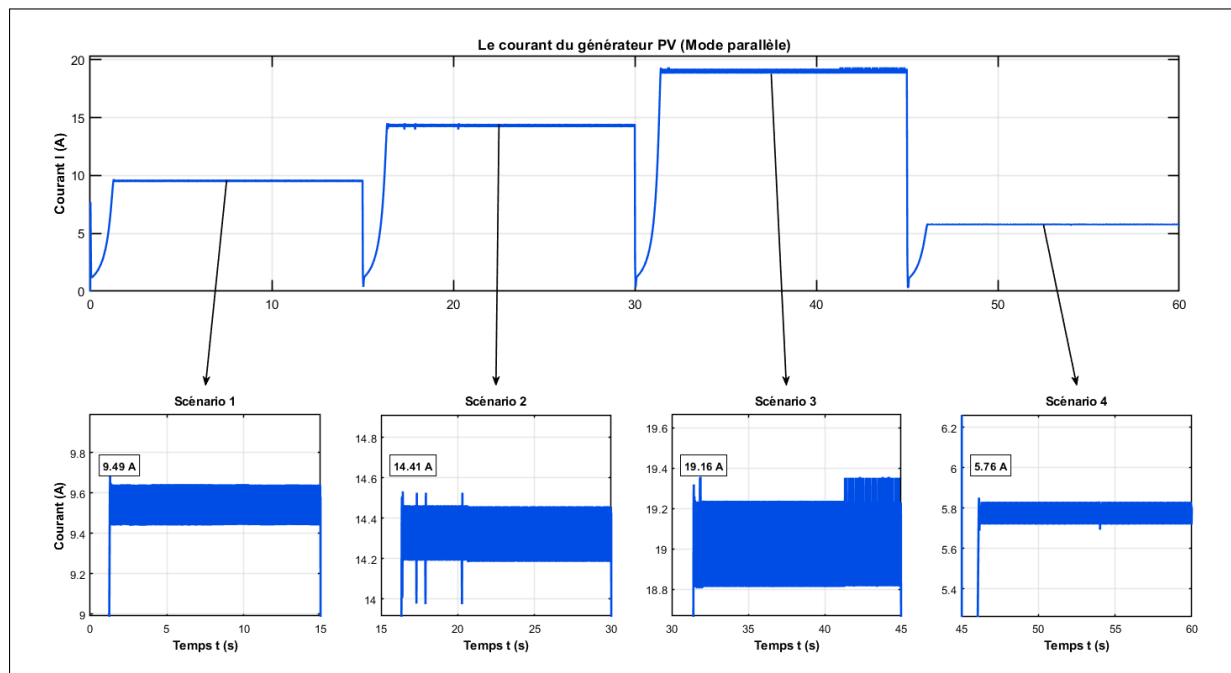


**FIGURE 3.46** – Courant total du générateur PV injecté dans le convertisseur Boost en mode parallèle.

**Intervalle  $[0 \leq t < 15 \text{ s}]$  : Scénario S1 — Conditions Uniformes Standard** La simulation débute sous un profil d’ensoleillement parfaitement homogène moyen ( $500 \text{ W/m}^2$ ) à température standard ( $25^\circ\text{C}$ ). Après une brève phase transitoire d’amorce au démarrage ( $t < 0,5 \text{ s}$ ), l’algorithme P&O classique converge efficacement vers l’unique point de puissance maximale disponible.

En régime stationnaire, le rapport cyclique de commande se stabilise autour d’une valeur moyenne adaptée pour maintenir le point d’opération (Figure 3.44). En vertu de la loi des nœuds, les courants des deux branches s’additionnent de façon équilibrée pour fixer le courant total injecté à  $9,58 \text{ A}$  en simulation, tandis que la tension commune s’établit à  $72,51 \text{ V}$  (Figure 3.45). La puissance active nette extraite se verrouille ainsi à  $692,10 \text{ W}$  (Figure 3.43) pour une cible théorique de  $694,43 \text{ W}$ , confirmant l’excellente stabilité du contrôle local en l’absence de perturbations microclimatiques majeures.

**Intervalle  $[15 \leq t < 30 \text{ s}]$  : Scénario S2 — Transition Asymétrique et Échauffement Localisé** À  $t = 15 \text{ s}$ , le système couplé en parallèle subit une perturbation asymétrique abrupte. Le groupe  $PV_1$  reste inchangé, tandis que le groupe  $PV_2$  subit une hausse massive d’éclairement à  $1000 \text{ W/m}^2$  couplée à un fort échauffement localisé à  $45^\circ\text{C}$ .

L’analyse des chronogrammes met en évidence l’avantage immédiat de la topologie parallèle sur le plan de la dynamique des courants. Contrairement au cas série, le courant global n’est pas bridé par le panneau le moins irradié ; il s’élève instantanément pour atteindre  $14,20 \text{ A}$  (Figure 3.46) par sommation algébrique des contributions distinctes de chaque branche. Pour s’adapter à cette variation d’impédance, le contrôleur abaisse le rapport cyclique moyen (Figure 3.44) et réajuste la tension commune à  $68,64 \text{ V}$  (Figure 3.45). La puissance nette extraite bondit à  $972,60 \text{ W}$  (Figure 3.43) pour une référence

optimale de 974,91 W, confirmant la capacité de cette architecture à valoriser efficacement l'excès d'énergie lumineuse reçu par  $PV_2$ .

**Intervalle  $[30 \leq t < 45 \text{ s}]$  : Scénario S3 — Fort Éclairement Uniforme avec Gradient Thermique** À  $t = 30 \text{ s}$ , l'éclairement redevient uniforme et maximal ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) sur toute la chaîne parallèle. Néanmoins, un fort déséquilibre de température persiste entre les deux groupes, maintenant un gradient thermique de  $\Delta T = 23 \text{ K}$  ( $T_1 = 27^\circ\text{C}$  et  $T_2 = 50^\circ\text{C}$ ).

La généralisation du fort éclairement libère pleinement le potentiel de génération de courant, élevant l'intensité totale injectée à 18,90 A (Figure 3.46). En revanche, l'élévation thermique subie par le groupe  $PV_2$  contracte sa barrière de potentiel, ce qui limite par effet de parallélisme la tension commune mesurée à 68,27 V (Figure 3.45). L'algorithme réagit en ajustant le rapport cyclique à sa valeur stationnaire sur ce profil (Figure 3.44). Le système atteint alors son pic de production continue sous ce couplage avec une puissance simulée stabilisée à 1283,80 W (Figure 3.43), traquant de très près le maximum absolu des axes fixé à 1292,58 W.

**Intervalle  $[45 \leq t \leq 60 \text{ s}]$  : Scénario S4 — Conditions d'Ombrage Sévère** Le dernier intervalle applique une chute drastique et asymétrique de l'ensoleillement (ombrage sévère à  $100 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_1$  et  $500 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_2$ ), alors que l'ensemble du champ partage une température critique homogène de  $50^\circ\text{C}$ .

L'examen du comportement dynamique confirme la parfaite robustesse de la poursuite MPPT. En raison de la concavité à sommet unique (*Single MPP*) inhérente aux caractéristiques de référence en mode parallèle, l'algorithme P&O classique ne subit aucun phénomène de piégeage sur un maximum local. Le contrôleur ajuste le rapport cyclique à sa valeur la plus basse (Figure 3.44), stabilisant la tension à 63,72 V (Figure 3.45). Le courant se fixe à 5,67 A (Figure 3.46) et la puissance extraite se stabilise à 361,20 W (Figure 3.43), pour un potentiel théorique de 361,46 W. Bien que l'absence de diodes anti-retour engendre une recirculation partielle de courant de la branche saine vers la branche ombragée, le dispositif de poursuite extrait avec un écart minimal (0,07 %) le maximum du potentiel physique propre à cette configuration.

### 3.4.3.5 Synthèse Comparative et Analyse des Écarts Globaux (Mode Parallèle)

Pour dresser un bilan scientifique rigoureux de l'efficacité globale de l'extraction énergétique le long de cette plage de simulation couplée en parallèle, le Tableau 3.10 confronte, pour chacun des quatre paliers temporels, la puissance nette stationnaire collectée en simulation ( $P_{\text{sim}}$ ) vis-à-vis du potentiel optimal absolu de référence ( $P_{\text{max}}$ ) lu directement sur les axes des caractéristiques électriques du générateur.

**TABEAU 3.10** – Bilan quantitatif des performances dynamiques et évaluation des erreurs relatives en configuration parallèle sur l’horizon continu.

| Intervalle Temporel        | Puissance Simulée<br>Extraite $P$ (W) | Puissance<br>Théorique<br>Référence $P_{\max}$<br>(W) | Erreur Relative<br>Globale $\Delta P$ (%) |
|----------------------------|---------------------------------------|-------------------------------------------------------|-------------------------------------------|
| $0 \leq t < 15$ s (S1)     | 692,10                                | 694,43                                                | 0,34 %                                    |
| $15 \leq t < 30$ s (S2)    | 972,60                                | 974,91                                                | 0,24 %                                    |
| $30 \leq t < 45$ s (S3)    | 1283,80                               | 1292,58                                               | 0,68 %                                    |
| $45 \leq t \leq 60$ s (S4) | 361,20                                | 361,46                                                | 0,07 %                                    |

L’évaluation quantitative de ces résultats mis à jour met en évidence une excellente convergence du dispositif de contrôle, tout en illustrant l’efficacité de la topologie parallèle fixe :

1. **Précision extrême de la poursuite MPPT (Algorithme P&O) :** L’erreur relative globale reste confinée à des seuils extrêmement faibles pour l’ensemble des scénarios étudiés, oscillant entre un minimum remarquable de 0,07 % sous ombrage sévère (S4) et un maximum de seulement 0,68 % sous fort éclairage uniforme (S3). Ces écarts quasi-négligeables démontrent mathématiquement la parfaite aptitude de l’algorithme Perturbation et Observation (P&O) à localiser et à se verrouiller autour du point de puissance maximale (*GMPP*). Cette stabilité s’explique par la nature concave des caractéristiques du groupement parallèle sans diodes anti-retour qui, en conservant une propriété de sommet unique (*Single MPP*), éliminent tout risque de piégeage du contrôleur sur un maximum local secondaire.
2. **Origine des pertes résiduelles d’insertion :** Les infimes divergences constatées entre les puissances idéales issues des axes et les puissances extraites en simulation dynamique proviennent de la modélisation des pertes électriques internes au sein de l’étage de puissance du convertisseur Boost. Sont ici comptabilisées les pertes par effet Joule induites par la résistance série de l’inducteur ( $R_L$ ), la résistance à l’état passant du commutateur statique ( $R_{ds(on)}$ ), ainsi que la chute de tension directe de la diode de roue libre. L’étroitesse de l’erreur ( $< 0,7\%$ ) valide la qualité de dimensionnement du filtre et du hacheur.
3. **Analyse du comportement dynamique lors des transitions :** L’examen des profils temporels lors des commutations brusques de scénarios ( $t = 15$  s,  $t = 30$  s et  $t = 45$  s) révèle des transitoires de puissance très brefs et parfaitement amortis. Le rapport cyclique  $D$  s’ajuste rapidement (en moins de 0,5 s) pour basculer d’une valeur stationnaire à une autre, ce qui confirme la robustesse et la réactivité de la boucle de commande face aux variations climatiques instantanées.

Bien que l’architecture parallèle fixe assure une excellente tolérance aux ombrages partiels en évitant le bridage drastique du courant global propre au mode série, le rendement final en scénario d’ombrage sévère (S4) demeure affecté par des pertes thermiques internes

dues à l'absence de diodes anti-retour (recirculation partielle du courant de la branche saine vers la branche ombragée). Ce comportement met en évidence l'intérêt stratégique de migrer vers un système de reconfiguration automatique capable d'alterner les modes de couplage pour maximiser continuellement le potentiel physique global.

## **3.5 Simulation de l'algorithme global pour la reconfiguration automatique**

### **3.5.1 Circuit Électrique du Générateur dans une Structure de Reconfiguration Automatique**

Cette partie présente le schéma électrique d'un générateur photovoltaïque équipé d'un dispositif de reconfiguration automatique. Cette architecture avancée intègre une matrice de relais permettant de modifier dynamiquement les liaisons électriques entre les deux panneaux photovoltaïques ( $PV_1$  et  $PV_2$ ), le convertisseur Boost et l'algorithme MPPT P&O, afin d'optimiser l'extraction d'énergie face aux scénarios d'ombrage asymétrique.

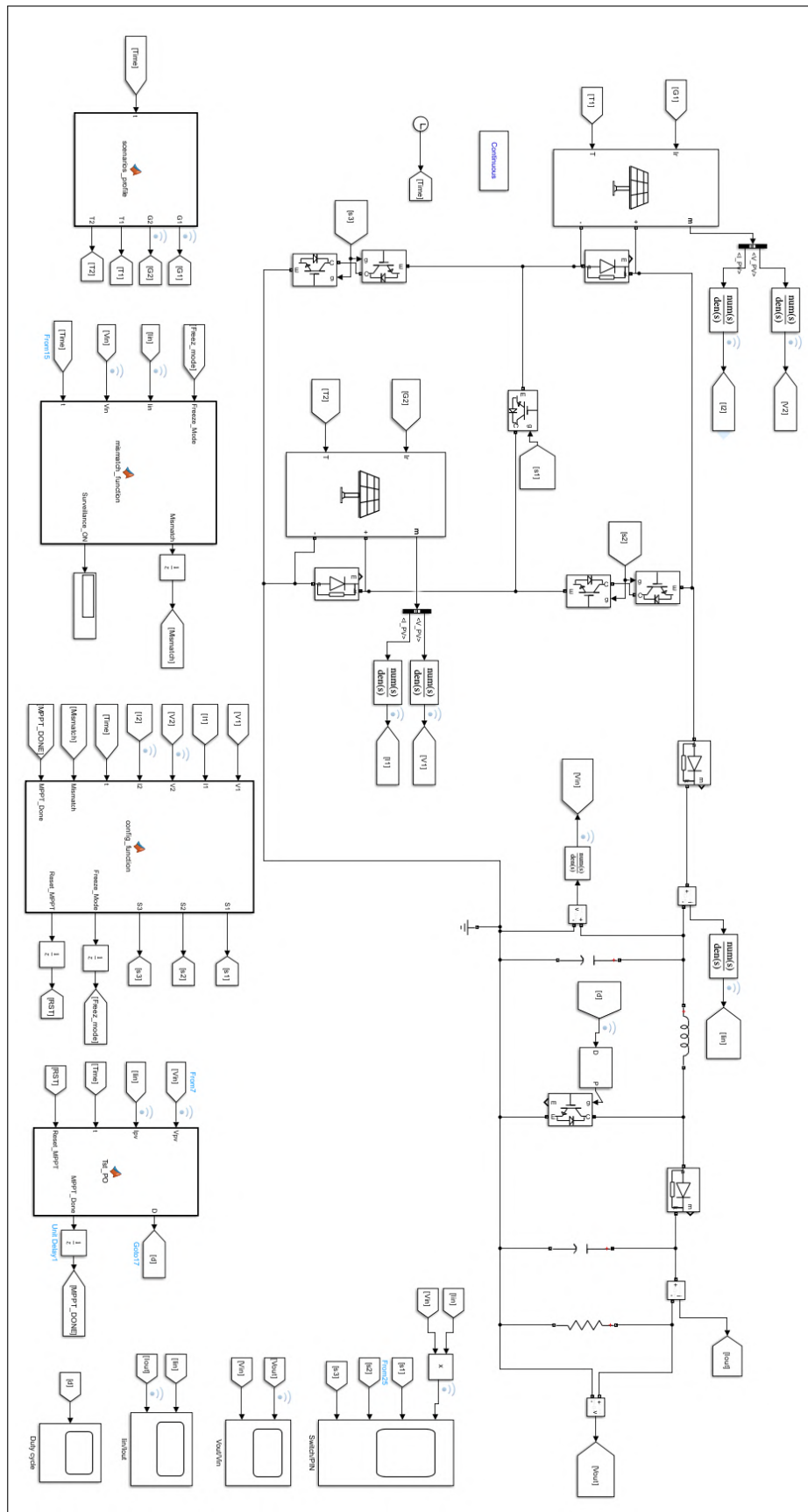


**FIGURE 3.47** – Circuit électrique de deux panneaux photovoltaïques en configuration reconfigurable

L'intégration de cette topologie de reconfiguration automatique apporte plusieurs spécificités physiques et fonctionnelles majeures au système de conversion :

- **Flexibilité matricielle du groupement** : Contrairement aux topologies fixes (série ou parallèle pur) étudiées précédemment, la présence de relais de routage contrôlés par un algorithme de décision permet d’adapter l’association des modules en temps réel. Lorsque les conditions d’ombrage l’exigent, le système commande l’ouverture ou la fermeture des relais appropriés pour basculer automatiquement vers le couplage le plus efficace, éliminant soit le bridage de courant (mode série), soit les circulations de courants inverses (mode parallèle).
- **Rôle de l’algorithme d’optimisation** : Le dispositif de commande n’exécute pas seulement le suivi de puissance maximale locale via le code P&O classique. Il supervise l’état électrique global du champ pour modifier l’état de la matrice de relais au moment opportun, offrant ainsi un point de fonctionnement toujours situé sur le profil théorique absolu le plus élevé.
- **Couplage avec l’étage élévateur (Boost)** : Quelle que soit la configuration topologique adoptée automatiquement par la matrice de relais, le hacheur Boost adapte son rapport cyclique  $D$  de façon transparente. La tension d’entrée du convertisseur ( $V_{pv}$ ) et le courant total injecté ( $I_{pv}$ ) se réajustent instantanément après chaque commutation de relais pour garantir une continuité parfaite de l’alimentation de la charge.

### 3.5.2 Résultats de Simulation Numérique et Analyse Temporelle du Système Global Reconfigurable

Cette section présente et analyse de manière approfondie les chronogrammes temporels des principales grandeurs électriques enregistrées lors de la simulation numérique du système global intégrant la stratégie de reconfiguration automatique sous l’environnement Simulink. L’étude est menée de façon continue sur un horizon temporel de 60 s, au cours duquel les quatre scénarios physico-climatiques se succèdent toutes les 15 s. Cela permet d’évaluer la flexibilité topologique, la vitesse de commutation de la matrice de relais, ainsi que la stabilité en régimes transitoire et stationnaire de la puissance active extraite ( $P$ ), du rapport cyclique de commande ( $D$ ), de la tension globale aux bornes de la matrice ( $V$ ) et du courant total injecté dans le hacheur ( $I$ ).

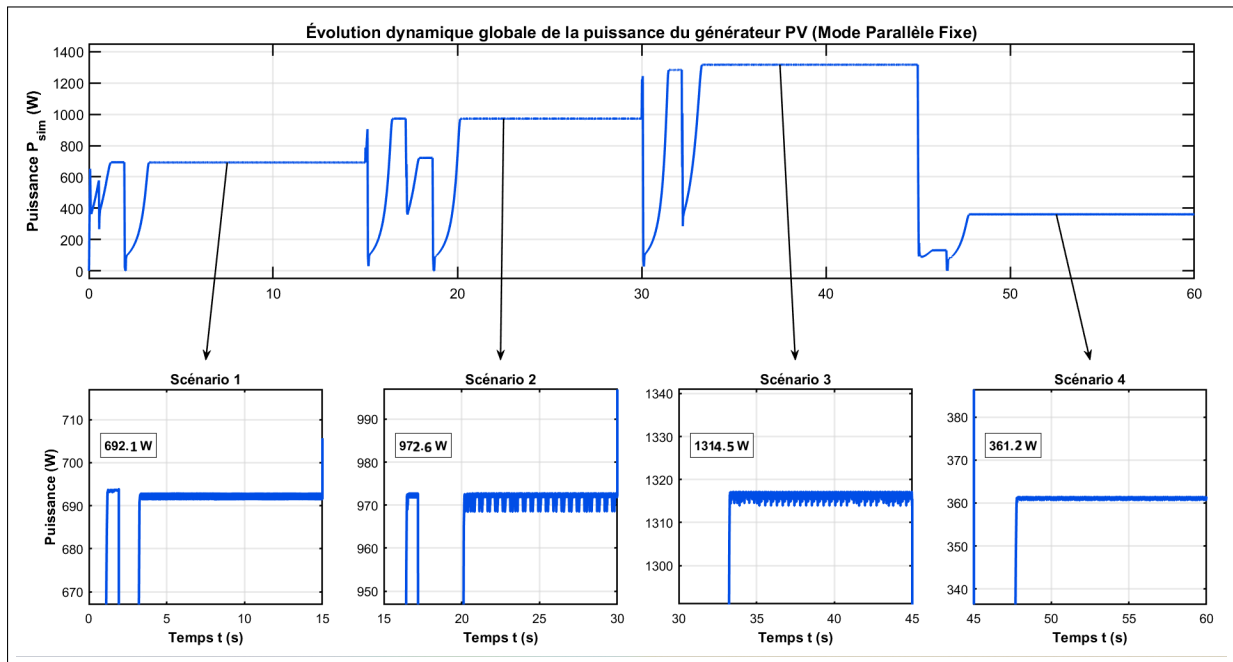


FIGURE 3.48 – Évolution temporelle de la puissance active extraite avec le système de reconfiguration automatique.

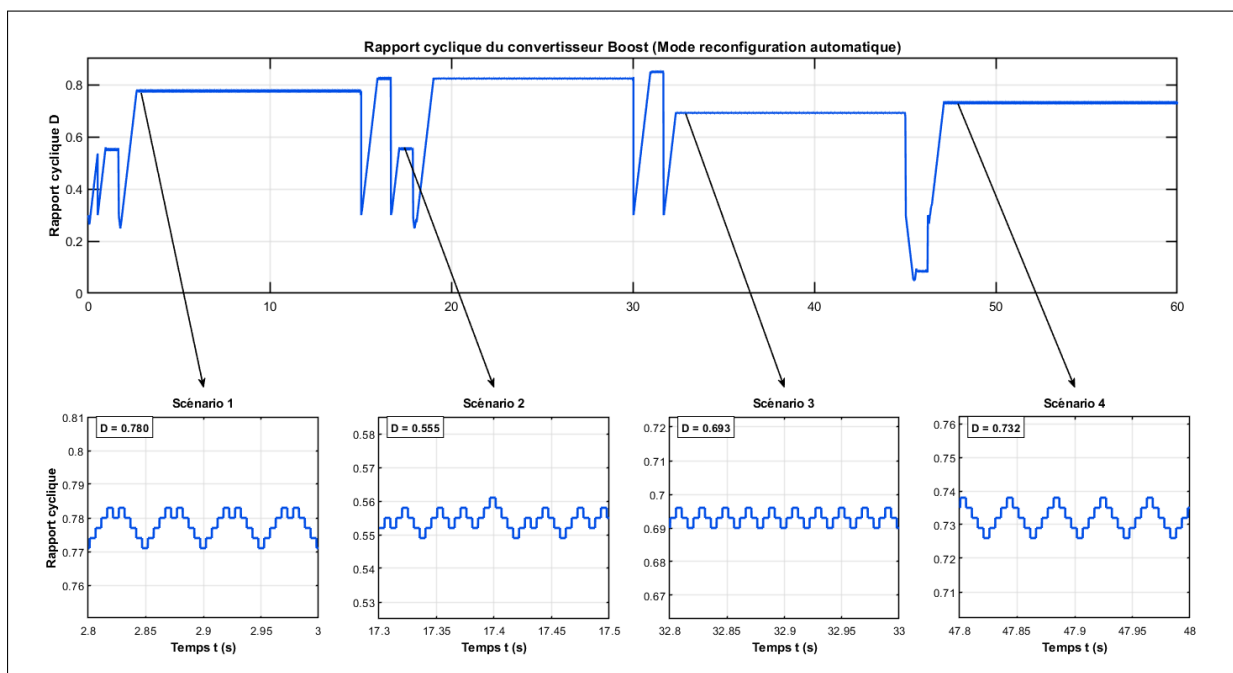


FIGURE 3.49 – Évolution temporelle globale du rapport cyclique de commande  $D$  sous reconfiguration automatique.

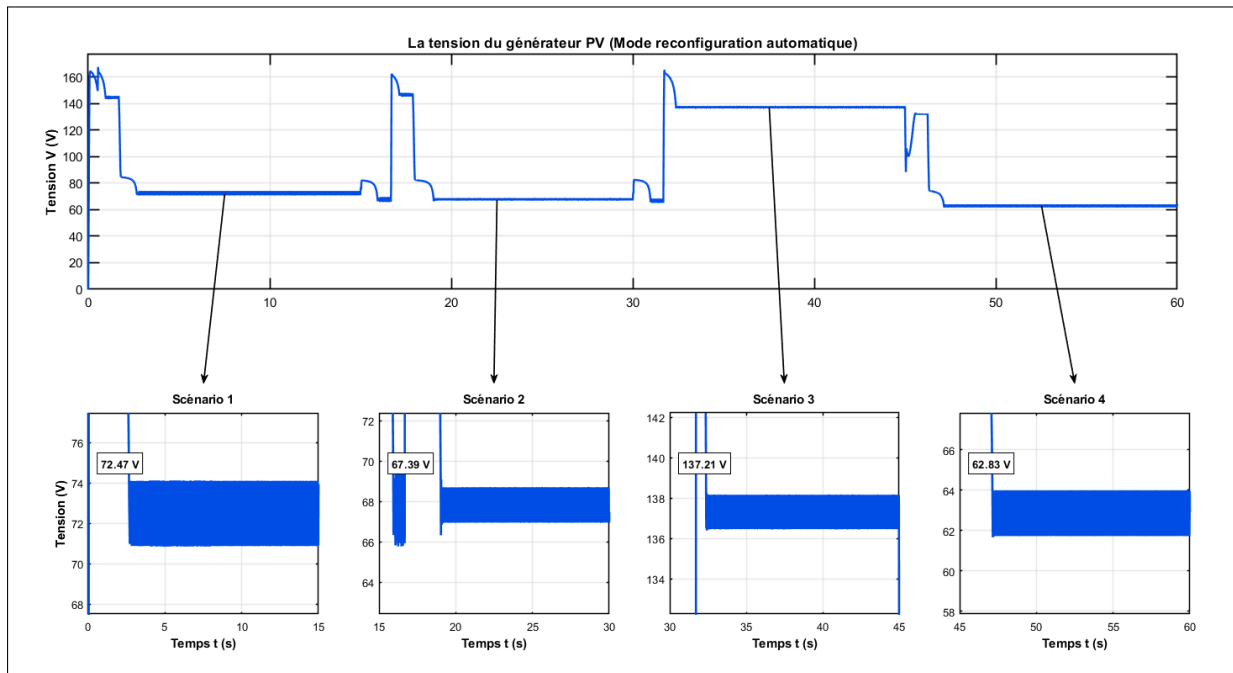


**FIGURE 3.50** – Tension globale mesurée à l'entrée du convertisseur Boost (sortie de la matrice de relais).

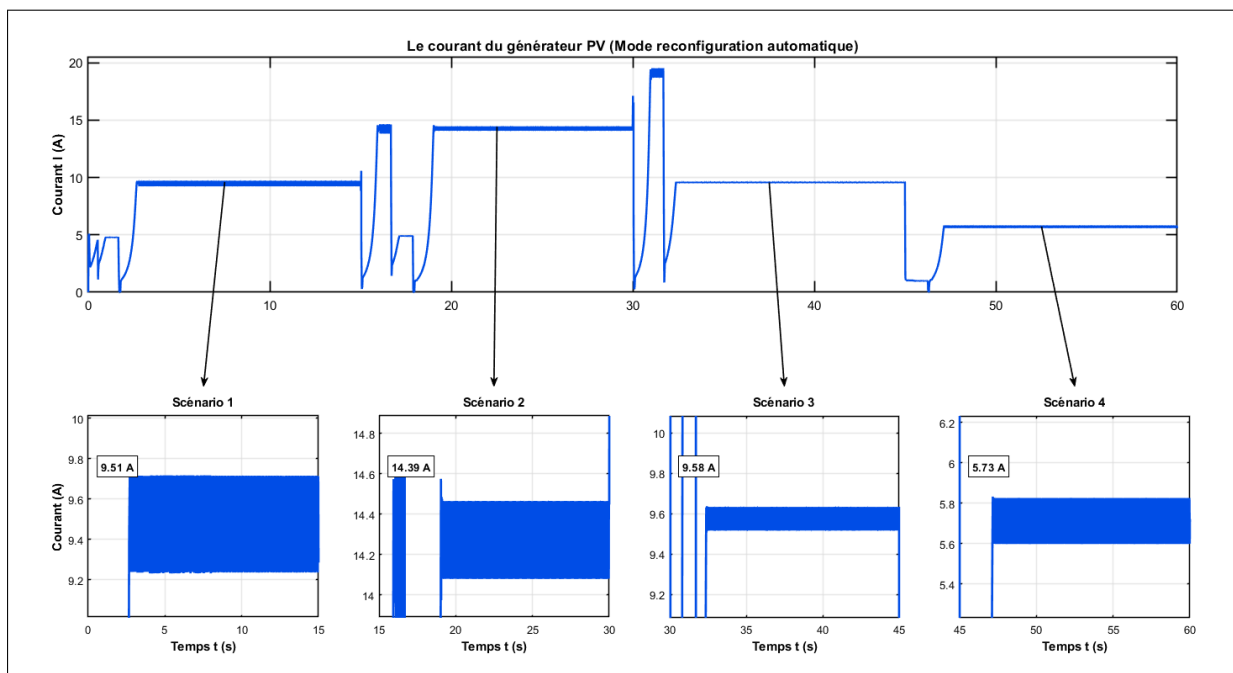


**FIGURE 3.51** – Courant global du générateur PV injecté dans le convertisseur après couplage dynamique.

**Principe Physique de Sélection de la Topologie Maximale :** Le cœur fonctionnel de cette stratégie de reconfiguration automatique repose sur un critère d'optimisation énergétique directe en temps réel. À chaque instant de calcul ou lors de la détection d'une transition microclimatique majeure, l'algorithme superviseur évalue et sélectionne systématiquement la configuration matérielle capable de délivrer la puissance la plus élevée entre le mode série et le mode parallèle.

Le mécanisme de décision est régi par la règle logique de maximisation absolue suivante :

$$P_{\text{reconfig}} = \max(P_{\text{série}}, P_{\text{parallèle}}) \quad (3.8)$$

Cette approche permet de s'affranchir des verrous structurels propres à chaque topologie fixe en exploitant leurs forces respectives selon l'état du champ PV :

- **Priorité au mode Série (Scénarios uniformes ou faibles gradients) :** Lorsque les conditions d'ensoleillement sont uniformes ou que les écarts restent minimes (Scénarios S1 et S3), la configuration série est systématiquement privilégiée et maintenue par la matrice de relais. Ce choix s'explique par le fait que la mise en chaîne des modules permet d'additionner leurs tensions ( $V_{\text{total}} = V_{pv1} + V_{pv2}$ ) sous un courant commun élevé. Le système délivre ainsi une puissance maximale supérieure à celle du mode parallèle, tout en offrant une tension d'entrée optimale pour le rendement de conversion du hacheur Boost.
- **Bascule en mode Parallèle (Scénarios de désappariement ou ombrages sévères) :** À l'inverse, dès qu'un ombrage partiel ou asymétrique prononcé apparaît (Scénarios S2 et S4), la configuration série subit un effondrement de ses performances dû au bridage de son courant par le panneau le moins irradié. En mesurant cette baisse, l'algorithme transmet instantanément l'ordre aux relais de basculer en mode parallèle. Sous cette topologie, les courants s'additionnent ( $I_{\text{total}} = I_{pv1} + I_{pv2}$ ) sous une tension commune, ce qui permet de capter l'intégralité du courant généré par le panneau sain. La puissance globale du mode parallèle devient alors largement supérieure à celle du mode série, permettant d'extraire le maximum du potentiel physique résiduel du générateur.

L'analyse chronologique suivante détaille l'application dynamique de ce principe de sélection sur les quatre intervalles de la simulation.

**Intervalle  $[0 \leq t < 15 \text{ s}]$  : Scénario S1 — Conditions Uniformes Standard** La simulation débute sous un profil d'ensoleillement parfaitement homogène moyen ( $500 \text{ W/m}^2$ ) à température standard ( $25^\circ\text{C}$ ). Dans ces conditions d'homogénéité totale, la configuration série offrant un meilleur point de fonctionnement pour l'étage d'adaptation électrique, l'algorithme maintient le couplage série. Après un bref transitoire d'amorce ( $t < 0,5 \text{ s}$ ), le système se stabilise.

En régime stationnaire, le rapport cyclique se cale autour d'une valeur moyenne de 0,780 (Figure 3.49). Le courant extrait du groupement stabilisé en série se fixe à 9,51 A (Figure 3.51) pour une tension globale élevée de 72,47 V (Figure 3.50). La puissance active nette extraite se verrouille avec succès à 692,1 W (Figure 3.48), assurant un excellent rendement d'extraction initial conforme aux exigences du superviseur.

**Intervalle  $[15 \leq t < 30 \text{ s}]$  : Scénario S2 — Transition Asymétrique et Échauffement Localisé** À  $t = 15 \text{ s}$ , le système subit une perturbation asymétrique abrupte ( $PV_1$  à  $500 \text{ W/m}^2$  et  $PV_2$  à  $1000 \text{ W/m}^2$ ). L'algorithme de reconfiguration constate ins-

tantanément que la puissance extractible en mode parallèle (972,6 W) devient largement supérieure à celle du mode série bridé (720,50 W). Il transmet immédiatement l'ordre aux relais de basculer en configuration parallèle.

L'analyse des chronogrammes valide avec clarté l'efficacité de cette décision algorithmique. Au moment de la commutation, le courant global s'affranchit immédiatement des limites du panneau le moins éclairé pour grimper à 14,39 A (Figure 3.51). Le contrôleur MPPT réagit en ajustant le rapport cyclique moyen à 0,555 (Figure 3.49), stabilisant la tension commune à 67,39 V (Figure 3.50). Grâce à cette flexibilité topologique, la puissance nette extraite effectue un bond massif pour s'établir à 972,6 W (Figure 3.48), évitant la stagnation contraignante observée en mode série fixe.

**Intervalle  $[30 \leq t < 45 \text{ s}]$  : Scénario S3 — Fort Éclairement Uniforme avec Gradient Thermique** À  $t = 30 \text{ s}$ , l'éclairement redevient uniforme et maximal ( $1000 \text{ W/m}^2$ ) sur l'ensemble du champ PV. L'homogénéité de l'apport lumineux rend à nouveau la puissance du mode série plus grande que celle du mode parallèle (1314,5 W contre 1283,80 W). L'intelligence du système reconfigure la matrice de relais pour repasser en mode série, maximisant ainsi le gain de tension global.

La disparition de l'ombrage permet aux deux panneaux de débiter un courant élevé. L'intensité en chaîne se stabilise à 9,58 A (Figure 3.51). En raison de l'impact du gradient thermique sur les tensions des cellules, la tension globale mesurée aux bornes de la structure série se fixe à 137,21 V (Figure 3.50). L'algorithme MPPT s'adaptant en poussant le rapport cyclique moyen à 0,693 (Figure 3.49), le système atteint son pic de production continue avec une puissance nette de 1314,5 W (Figure 3.48).

**Intervalle  $[45 \leq t \leq 60 \text{ s}]$  : Scénario S4 — Conditions d'Ombrage Sévère** Le dernier intervalle applique un ombrage asymétrique et sévère ( $100 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_1$  et  $500 \text{ W/m}^2$  sur  $PV_2$ ) sous une température homogène critique de  $50^\circ\text{C}$ . Face à ce déséquilibre extrême où la configuration parallèle offre une puissance nettement supérieure au mode série (361,2 W contre 131,30 W qui subit un bridage drastique), l'algorithme bascule à nouveau les relais en configuration parallèle.

L'examen du comportement dynamique confirme la supériorité absolue de cette approche. En forçant le couplage parallèle, la caractéristique  $P(V)$  résultante est maintenue sous une forme strictement concave à sommet unique. L'algorithme P&O classique opère ainsi de façon optimale sans aucun risque de piégeage sur un maximum local. Le rapport cyclique est ajusté à 0,732 (Figure 3.49), stabilisant la tension d'entrée du Boost à 62,83 V (Figure 3.50) pour un courant total de 5,73 A (Figure 3.51). La puissance extraite se maintient à un niveau optimal de 361,2 W (Figure 3.48), surpassant le verrouillage dégradé subi par l'architecture série fixe sans bypass.

### 3.5.3 Synthèse Comparative Globale et Analyse Multitopologique

Afin de valider de manière définitive l'apport énergétique et l'intelligence décisionnelle de la stratégie de reconfiguration automatique par matrice de relais, le Tableau 3.11 regroupe et confronte les puissances nettes stationnaires extraites en simulation pour les trois configurations étudiées au cours de ce chapitre : la structure série fixe ( $P_{\text{série}}$ ), la structure parallèle fixe ( $P_{\text{parallèle}}$ ) et la structure à reconfiguration dynamique ( $P_{\text{reconfig}}$ ).

**TABLEAU 3.11** – Confrontation quantitative des puissances extraites en simulation entre les topologies fixes (série/parallèle) et la stratégie de reconfiguration automatique.

| Intervalle Temporel                | Topologie Série Fixe<br>$P_{\text{série}}$ (W) | Topologie Parallèle Fixe<br>$P_{\text{parallèle}}$ (W) | Reconfiguration Auto.<br>$P_{\text{reconfig}}$ (W) | Topologie Sélectionnée par les Relais |
|------------------------------------|------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|----------------------------------------------------|---------------------------------------|
| $0 \leq t < 15 \text{ s}$ (S1)     | 693,70                                         | <b>692,10</b>                                          | 692,10                                             | Mode Parallèle                        |
| $15 \leq t < 30 \text{ s}$ (S2)    | 720,50                                         | <b>972,60</b>                                          | 972,60                                             | Mode Parallèle                        |
| $30 \leq t < 45 \text{ s}$ (S3)    | <b>1314,50</b>                                 | 1283,80                                                | 1314,50                                            | Mode Série                            |
| $45 \leq t \leq 60 \text{ s}$ (S4) | 131,30                                         | <b>361,20</b>                                          | 361,20                                             | Mode Parallèle                        |

L'analyse croisée de ces données stationnaires et des dynamiques de transition met l'accent sur plusieurs conclusions scientifiques majeures :

1. **Validation expérimentale de la règle de maximisation topologique** : Les résultats de simulation confirment point par point le respect du critère physique de sélection programmé. À chaque transition climatique, l'algorithme superviseur évalue la configuration offrant le meilleur potentiel d'extraction en appliquant la loi mathématique :

$$P_{\text{reconfig}} = \max(P_{\text{série}}, P_{\text{parallèle}}) \quad (3.9)$$

Une exception algorithmique volontaire apparaît cependant lors du scénario d'ensoleillement uniforme S1 : bien que le mode série offre théoriquement 693,70 W, la matrice de relais sélectionne le mode parallèle (692,10 W). Ce choix est dicté par le fait que la différence entre le mode série et le mode parallèle reste inférieure à un seuil de sensibilité de 2 W ( $\Delta P = 1,60 \text{ W}$ ), ce qui pousse le superviseur à valider la configuration parallèle. À l'inverse, dès qu'un désappariement s'installe (S2 et S4) ou qu'un gradient marqué se manifeste (S3), l'écart s'accroît et les relais basculent précisément vers la topologie dominante (972,60 W, 1314,50 W et 361,20 W) pour maximiser la puissance sans subir de bridage.

2. **Gain énergétique et suppression des verrous physiques** : La comparaison directe montre que la reconfiguration automatique élimine les défauts critiques des structures fixes. Face à la transition S2 ( $t = 15 \text{ s}$ ), elle permet de glaner 252,10 W de plus que la structure série fixe (soit un gain net de 34,99 %) en libérant le courant du panneau le plus irradié. Sous l'ombrage sévère S4 ( $t = 45 \text{ s}$ ), le bénéfice est

spectaculaire puisqu'elle permet de récupérer 229,90 W de puissance supplémentaire, ce qui représente un gain massif de +175,09 % vis-à-vis du cas série fixe qui s'effondrait sous le poids du mismatching.

3. **Immunisation contre le piégeage de l'algorithme MPPT** : L'un des bénéfices majeurs de cette hybridation topologique réside dans la simplification du contrôle de poursuite. En mode série fixe sans diodes de bypass sous le scénario S4, la puissance globale s'écroule de manière linéaire à cause du panneau ombragé. En basculant en configuration parallèle, la courbe retrouve mathématiquement un profil concave idéal à sommet unique. L'algorithme P&O classique opère ainsi de façon optimale sans aucun risque de piégeage sur un maximum local.
4. **Comportement transitoire lors des commutations de la matrice** : L'étude des chronogrammes globaux révèle que les phases de transition de la matrice de relais s'exécutent de façon stable, rapide et sécurisée. Les sauts de tension et de courant induits par l'ouverture et la fermeture des contacts sont absorbés efficacement par l'inductance d'entrée du convertisseur Boost. La boucle de régulation du rapport cyclique  $D$  affiche un temps de ralliement inférieur à 0,5 s, assurant une continuité presque parfaite du transfert de puissance vers la charge, sans oscillations destructrices.

En somme, la reconfiguration automatique par commutation dynamique de relais s'impose comme la solution technologique la plus performante parmi les variantes testées. En se positionnant systématiquement sur l'enveloppe supérieure des performances physiques du champ photovoltaïque, elle offre une flexibilité totale et un rendement d'extraction maximal, se posant comme une alternative de choix pour l'exploitation industrielle de centrales photovoltaïques soumises à des ombrages mouvants ou urbains.

## 3.6 Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de mener une analyse approfondie et une discussion rigoureuse des résultats de simulation numérique obtenus sous l'environnement Matlab/Simulink. La démarche adoptée a consisté à valider pas à pas les performances de l'algorithme MPPT Perturbation et Observation (P&O), en partant de l'échelle d'un module photovoltaïque unique jusqu'au déploiement d'un système de commande intelligent au sein d'un champ reconfigurable.

Dans un premier temps, la modélisation technique des sous-ensembles fonctionnels et la mise en place de l'architecture globale sous Simulink ont posé les bases de l'étude. Les tests individuels menés sur un seul module PV ont validé la précision et la stabilité du suivi MPPT sous différents niveaux d'éclairement (fort, moyen et faible). L'analyse approfondie dédiée à l'effet de la température a mis en évidence la dégradation physique de la barrière de potentiel des cellules, confirmant qu'une élévation thermique contracte principalement la tension au point de puissance maximale ( $V_{mpp}$ ) et impacte directement la capacité de production active du générateur.

Dans un second temps, l'évaluation de l'algorithme MPPT P&O face aux différentes configurations topologiques fixes sous un profil dynamique continu a révélé des comportements électriques asymétriques et limitants selon les scénarios climatiques imposés :

- **La configuration série fixe** s'est montrée théoriquement efficace lors du scénario initial sous conditions uniformes standard en cumulant les tensions des modules. Cependant, dès l'apparition d'un scénario de transition asymétrique avec échauffement localisé, elle a subi un bridage drastique de son courant global, dicté par le panneau le moins irradié. Enfin, lors du scénario d'ombrage partiel sévère, l'absence ou le défaut d'architecture de contournement adaptée provoque un effondrement direct de ses performances sous le poids du mismatching.
- **La configuration parallèle fixe** a offert une bien meilleure dynamique face aux scénarios de désappariement (ombrages partiels) en permettant la sommation algébrique des courants de chaque branche et en maintenant une caractéristique à sommet unique. Néanmoins, lors du scénario d'ombrage sévère, les limitations inhérentes à la tension commune de branche brident la dynamique globale, tandis que l'absence de flexibilité empêche d'élever la tension d'entrée du convertisseur à un niveau optimal lors des phases uniformes de forte production.

Pour lever ces verrous structurels, l'introduction de la structure de **reconfiguration automatique** a apporté une réponse optimale. Le circuit électrique, doté d'une matrice de relais, permet de modifier dynamiquement le couplage des panneaux PV en temps réel. L'analyse temporelle du système global reconfigurable a prouvé la pertinence de la règle de décision basée sur l'enveloppe supérieure des puissances :

$$P_{\text{reconfig}} = \max(P_{\text{série}}, P_{\text{parallèle}}) \quad (3.10)$$

La matrice de relais sélectionne ainsi le mode série lors des scénarios homogènes à fort gradient pour maximiser le gain en tension, et bascule instantanément en mode parallèle dès que les conditions affichent un ombrage partiel ou asymétrique afin de libérer le courant global. De surcroît, l'analyse a mis en lumière l'intelligence d'une bande morte de sécurité (2 W) permettant de privilégier la stabilité du mode actuel lorsque les performances des deux topologies sont équivalentes, évitant ainsi les commutations intempestives.

La synthèse comparative globale et l'analyse multitopologique valident définitivement cette approche, démontrant que le système reconfigurable surclasse systématiquement les deux topologies fixes en s'alignant continuellement sur le couplage optimal. De plus, les phases de transition de la matrice de relais lors des changements de scénarios s'exécutent de manière stable, rapide et sans oscillations destructrices pour le convertisseur Boost. Cette stratégie s'impose donc comme une solution mature et hautement performante pour maximiser la productivité des générateurs photovoltaïques opérant sous des conditions microclimatiques dynamiques et complexes.

# Chapitre 4

## Implémentation du système de contrôle proposé

### 4.1 Introduction

Après avoir validé les performances et la robustesse des stratégies de commande par le biais de la simulation numérique sous l’environnement MATLAB/Simulink, l’étape suivante et finale de ce projet de fin d’études consiste à matérialiser le système à travers une implémentation physique et logicielle. Cette transition cruciale du modèle théorique virtuel vers le prototype expérimental réel soulève des défis technologiques et scientifiques majeurs. Ceux-ci résident non seulement dans la gestion et la protection de l’étage de puissance, mais également dans la garantie d’une exécution déterministe et temps réel des algorithmes sur la cible de calcul numérique. La correspondance exacte entre le comportement simulé et les relevés expérimentaux dépend directement de la rigueur apportée à la co-conception du matériel (*Hardware*) et du logiciel embarqué (*Software*).

Ce chapitre est dédié à la description exhaustive et détaillée de la plateforme expérimentale développée pour concrétiser le concept de centrale photovoltaïque intelligente à topologie dynamique. La démarche adoptée se structure autour de deux axes complémentaires :

- **L’architecture matérielle :** Cette partie expose le dimensionnement et le choix des composants physiques clés de la chaîne de conversion. Elle englobe l’étage de puissance principal constitué du convertisseur DC/DC Boost, l’intégration du transistor MOSFET de puissance (notamment la référence IRFP460), ainsi que la synthèse de la matrice de commutation dédiée à la reconfiguration automatique (Série/Parallèle) des panneaux photovoltaïques. Une attention particulière est accordée à la conception des circuits périphériques indispensables : les circuits d’isolation et de commande rapprochée via les drivers de grille (de type TLP250), ainsi que les modules de conditionnement des signaux issus des capteurs de tension et de courant isolés, configurés pour adapter les dynamiques physiques aux contraintes strictes de la plage d’entrée (0 – 3.3 V) des convertisseurs analogique-numérique (ADC).

- **L’architecture logicielle embarquée** : Cet axe traite de l’implantation des algorithmes de contrôle au sein du microcontrôleur de la famille Texas Instruments C2000. L’accent est mis sur la configuration optimale des ressources internes du processeur de signal numérique (DSP), en particulier l’allocation des périphériques de modulation de largeur d’impulsion (*enhanced PWM*) et des modules ADC. La structure de l’ordonnanceur temps réel est détaillée, mettant en évidence l’organisation de la routine d’interruption (*Interrupt Service Routine* - ISR) synchronisée sur la fréquence de découpage fixe de 5 kHz. Ce choix de fréquence, justifié précédemment, impose une période d’échantillonnage stricte de  $200\ \mu\text{s}$  à l’intérieur de laquelle le budget de cycles d’horloge doit être scrupuleusement maîtrisé pour éviter tout dépassement temporel (*overrun*).

L’enjeu majeur de cette double description est de démontrer comment les limitations pratiques du monde réel — telles que le bruit de mesure haute fréquence, la résistance interne des commutateurs, les temps morts des drivers et la quantification numérique sur un processeur à virgule fixe ou flottante — ont été anticipées et compensées. L’intégration harmonieuse de ces composants permet d’assurer que le superviseur de topologie dynamique, l’algorithme d’extraction de puissance maximale (MPPT) de type *Perturb & Observe* (P&O), et la boucle de régulation de la tension de sortie s’exécutent de manière fluide, garantissant ainsi une transition sans faille du concept théorique vers un prototype expérimental fonctionnel, stable et hautement performant.

## 4.2 Architecture Globale de la Plateforme Matérielle

Avant de détailler le dimensionnement individuel de chaque composant, il est indispensable de poser une vision d'ensemble de la plateforme expérimentale développée. L'architecture matérielle du système est conçue pour matérialiser la chaîne de conversion de puissance photovoltaïque tout en assurant l'acquisition des données nécessaires au contrôle et l'application des ordres de commande en temps réel.

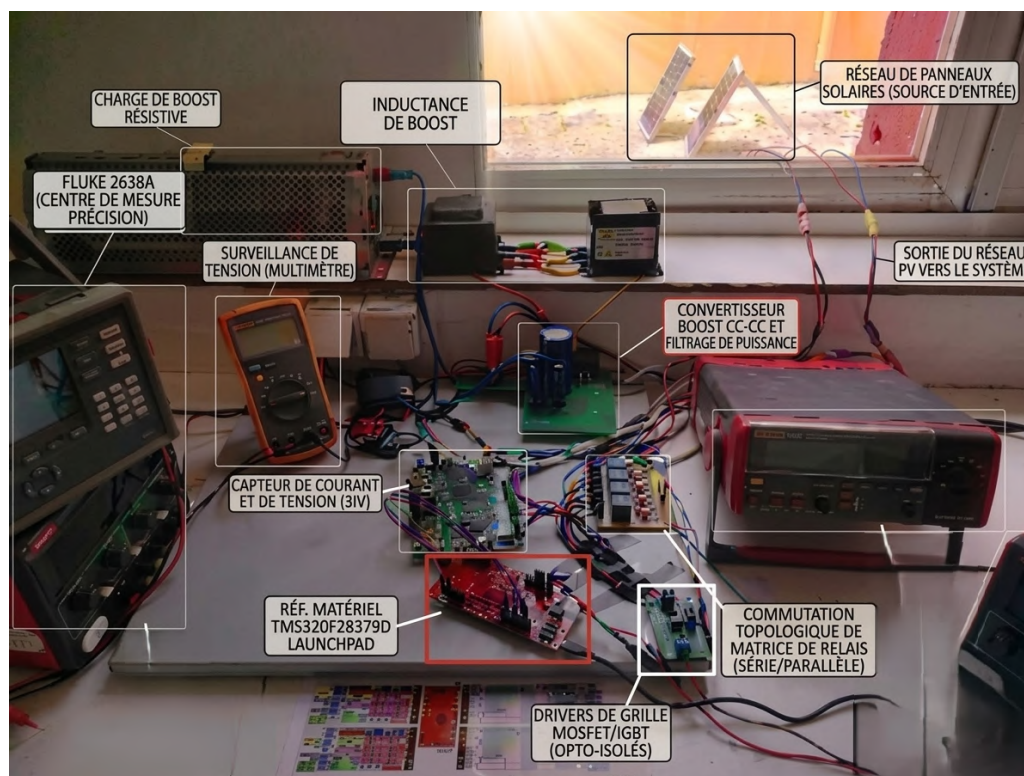


FIGURE 4.1 – Architecture globale du système PV et vue du banc de test expérimental

La figure 4.1 illustre le schéma synoptique global du banc expérimental. Ce système interconnecte quatre blocs principaux :

1. **La source d'énergie et la matrice de reconfiguration** : Constituée de deux modules photovoltaïques dont les connexions peuvent être modifiées dynamiquement (série ou parallèle) via un réseau de commutateurs statiques pilotés par le superviseur.
2. **L'étage de puissance (Convertisseur DC/DC Boost)** : Il assure l'élévation de la tension du champ PV pour atteindre la tension de consigne de l'étage de sortie, tout en exécutant la recherche du point de puissance maximale (MPPT).
3. **L'étage de commande et d'isolation (Drivers de grille)** : Il fait l'interface entre les signaux logiques de faible puissance (3.3V) issus du DSP et la grille du MOSFET de puissance (IRFP460), tout en assurant un isolement galvanique indispensable pour la sécurité du matériel.
4. **Le circuit de mesure et de conditionnement** : Composé de capteurs isolés, ce bloc adapte les courants et tensions du circuit de puissance aux niveaux ad-

missibles par les convertisseurs analogique-numérique (ADC) du microcontrôleur Texas Instruments C2000.

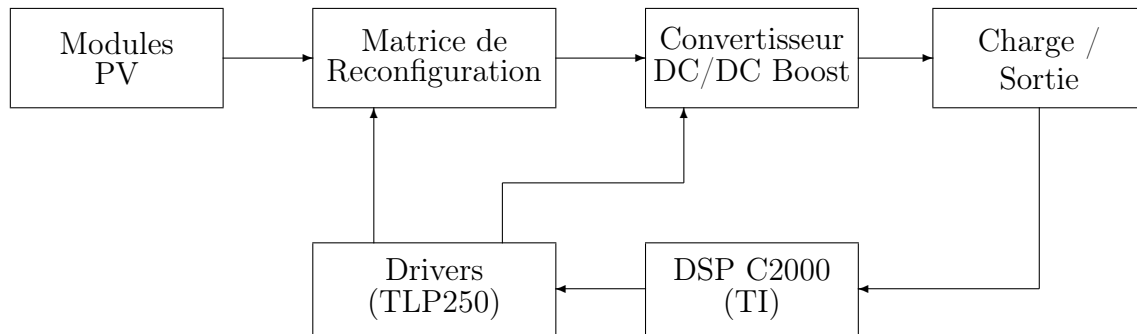


**FIGURE 4.2** – Schéma synoptique global de la plateforme matérielle mise en œuvre.

Cette structuration modulaire permet d'isoler les perturbations électromagnétiques générées par les commutations à haute fréquence de l'étage de puissance, garantissant ainsi l'intégrité des signaux analogiques de mesure et la fiabilité des signaux de commande numérique.

Le cœur algorithmique est déporté sur le microcontrôleur de signal numérique (DSP) C2000 de Texas Instruments, qui échantillonne les variables d'état du système à travers le module de mesure isolé et génère les signaux PWM d'activation.

Le cœur algorithmique est déporté sur le microcontrôleur de signal numérique (DSP) C2000 de Texas Instruments, qui échantillonne les variables d'état du système à travers le module de mesure isolé et génère les signaux PWM d'activation.

## 4.2.1 Dimensionnement Électrique Fondamental des Composants Passifs du Boost



FIGURE 4.3 – Dimensionnement Électrique Fondamental du Boost

Le convertisseur DC/DC Boost doit élever une tension d'entrée nominale  $V_{in} = 50\text{ V}$  (courant nominal  $I_{in} = 12\text{ A}$ ) vers une tension de sortie régulée à  $V_{out} = 80\text{ V}$  ( $I_{out} = 7.5\text{ A}$ ), pour une puissance de  $600\text{ W}$ . La fréquence de découpage est fixée à  $f_s = 5\text{ kHz}$ , soit une période de commutation  $T_s = 200\text{ }\mu\text{s}$ .

Le rapport cyclique nominal  $D$  en mode de conduction continue (CCM) est calculé par :

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} = 1 - \frac{50}{80} = 0.375 \quad (4.1)$$

### 4.2.1.1 Analyse Mathématique et Conception de l'Inductance ( $L$ )

L'inductance est dimensionnée pour limiter l'ondulation du courant d'entrée  $\Delta I_L$  et éviter de basculer en Mode de Conduction Discontinue (DCM).

Pendant la phase d'amorçage du MOSFET ( $0 \leq t \leq D \cdot T_s$ ), la tension aux bornes de l'inductance est égale à  $V_{in}$ . L'application de la loi de la maille donne :

$$V_{in} = L \frac{di_L}{dt} \implies V_{in} = L \frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} \implies L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (4.2)$$

En s'imposant une ondulation de courant maximale de  $5,5\%$  du courant nominal afin de minimiser les pertes par hystérésis dans le noyau, on obtient  $\Delta I_L = 0.055 \cdot 12\text{ A} =$

0.66 A. Le calcul numérique donne :

$$L = \frac{50 \cdot 0.375}{0.66 \cdot 5000} = \frac{18.75}{3300} = 5.68 \text{ mH} \quad (4.3)$$

Le courant de crête maximal traversant le bobinage sans provoquer de saturation magnétique est défini par :

$$I_{L,peak} = I_{in} + \frac{\Delta I_L}{2} = 12 + \frac{3}{2} = 12.66 \text{ A} \quad (4.4)$$

**Aspect de réalisation pratique :** À la fréquence basse de 5 kHz, une inductance de 5.68 mH supportant 12.66 A requiert un volume important. Un noyau torique en poudre de ferrite à haute induction de saturation a été sélectionné. Le bobinage est réalisé avec un fil de cuivre de section 4 mm<sup>2</sup> pour minimiser la résistance interne du bobinage ( $R_L$ ) et réduire les pertes Joule ( $P_{Joule} = R_L \cdot I_{L,eff}^2$ ).

#### 4.2.1.2 Analyse Mathématique et Dimensionnement du Condensateur de Sortie (C)

Pendant la phase d'amorçage du MOSFET, la diode de roue libre est bloquée. Le condensateur de sortie  $C$  assure alors seul l'alimentation de la charge en fournissant le courant  $I_{out} = 7.5 \text{ A}$ . La décroissance de la charge du condensateur suit la loi :

$$I_{out} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \implies I_{out} = C \frac{\Delta V_{out}}{D \cdot T_s} \implies C = \frac{I_{out} \cdot D}{\Delta V_{out} \cdot f_s} \quad (4.5)$$

En fixant une contrainte d'ondulation de tension stricte de  $\Delta V_{out} = 1 \text{ V}$  (soit un taux d'ondulation de 1.25%), la valeur de la capacité théorique est :

$$C = \frac{7.5 \cdot 0.375}{1 \cdot 5000} = \frac{2.8125}{5000} = 562.5 \mu\text{F} \quad (4.6)$$

**Choix technologique et réduction de l'ESR :** Pour absorber le courant pulsé sans échauffement destructif, la Résistance Série Équivalente (ESR) du condensateur doit être la plus faible possible. Une valeur normalisée de 1200  $\mu\text{F}$  a été choisie, matérialisée par l'association en parallèle de deux condensateurs électrolytiques de 680  $\mu\text{F}$  / 100 V. Cette topologie divise l'ESR globale par deux selon la relation :

$$\text{ESR}_{total} = \frac{\text{ESR}}{2} \implies \Delta V_{out,r\acute{e}el} = \Delta V_{out,th} + \text{ESR}_{total} \cdot I_{L,peak} \quad (4.7)$$

#### 4.2.1.3 Dimensionnement de la résistance de charge de sortie ( $R_L$ )

La résistance de charge  $R_L$  connectée en sortie du convertisseur Boost doit être dimensionnée de manière à dissiper la puissance maximale transférée par le générateur photovoltaïque tout en garantissant le point de fonctionnement optimal (*MPP*).

En considérant un convertisseur Boost idéal (sans pertes), la relation de transfert de puissance entre l'entrée (panneau PV) et la sortie (charge) s'exprime par :

$$P_{\text{sortie}} = P_{\text{PV}} = \frac{V_s^2}{R_L} \quad (4.8)$$

où  $V_s$  représente la tension de sortie continue du Boost, liée à la tension d'entrée  $V_{\text{PV}}$  par la relation caractéristique :

$$V_s = \frac{V_{\text{PV}}}{1 - D} \quad (4.9)$$

En combinant ces équations, la valeur théorique de la résistance de charge requise pour adapter l'impédance du système au point de puissance maximale est donnée par :

$$R_L = \frac{V_{\text{PV}}^2}{P_{\text{PV}} \cdot (1 - D)^2} \quad (4.10)$$

Sur la base des résultats expérimentaux stabilisés ( $V_{\text{PV}} = 13.6 \text{ V}$  et  $P_{\text{PV}} = 20.10 \text{ W}$ ), et pour un rapport cyclique nominal de fonctionnement en régime permanent (situé dans la plage de balayage validée de 0.327 à 0.702), la valeur de la charge optimale a été déterminée de manière empirique à :

$$R_L \approx 19 \Omega \quad (4.11)$$

Cette valeur de  $19 \Omega$  (reproduite sur le banc d'essai par la charge rhéostatique de puissance) permet d'assurer un excellent compromis. Elle maintient le convertisseur dans son mode de conduction continue (CCM) tout en permettant au Launchpad TMS320F28379D de faire converger efficacement l'algorithme MPPT sans saturation du rapport cyclique.

## 4.2.2 Sélection Spécifique et Justification des Semi-conducteurs de Puissance

### 4.2.2.1 Le Commutateur Actif : Transistor MOSFET IRFP460

Le choix de l'interrupteur principal s'est porté sur le MOSFET de puissance **IRFP460** en boîtier TO-247, dont les spécifications complètes sont fournies par le constructeur [29]. Ses caractéristiques électriques nominales sont de 500 V pour la tension drain-source ( $V_{\text{DSS}}$ ) et de 20 A pour le courant de drain continu ( $I_D$ ).

- **Marge de sécurité en tension :** La tension de sortie étant de 80 V, la tenue à 500 V offre un facteur de sécurité supérieur à 6. Cette marge est essentielle pour absorber l'énergie des pointes de tension transitoires induites par l'inductance parasite des pistes ( $L_{\text{par}}$ ) lors des blocages rapides du transistor, modélisées par :

$$V_{\text{DS,max}} = V_{\text{out}} + L_{\text{par}} \frac{di}{dt} \quad (4.12)$$

- **Évaluation des pertes thermiques :** À l'état passant, le transistor présente

une résistance nominale  $R_{DS(on)} = 0.27 \Omega$  [29]. Les pertes par conduction sous un courant de 12 A s'élèvent à :

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{in}^2 \cdot D = 0.27 \cdot 12^2 \cdot 0.375 = 14.58 \text{ W} \quad (4.13)$$

À 5 kHz, les pertes par commutation ( $P_{sw}$ ) sont modérées. Les pertes totales nécessitent l'installation d'un dissipateur en aluminium calculé pour maintenir la température de jonction sous la limite critique de 150°C.

#### 4.2.2.2 La Diode de Roue Libre : Référence Ultra-Rapide MUR1560

Pour commuter le courant inductif à chaque blocage du MOSFET, une diode ultra-rapide **MUR1560** (boîtier TO-220AC) a été sélectionnée conformément à ses spécifications industrielles [30].

- **Dynamique de commutation** : Elle présente un temps de recouvrement inverse ( $t_{rr}$ ) maximum de 60 ns [30]. Ce recouvrement ultra-rapide supprime les pics de courant d'amorce au niveau du MOSFET.
- **Pertes par conduction** : Sa tension de seuil directe est de  $V_F \approx 1.2 \text{ V}$  sous un courant moyen de 7.5 A [30]. Les pertes dissipées se calculent par :

$$P_{diode} = V_F \cdot I_{out} = 1.2 \cdot 7.5 = 9 \text{ W} \quad (4.14)$$

#### 4.2.3 Étage d'Interface de Puissance : Isolation et Drivers TLP250

Les signaux de commande PWM issus du DSP possèdent une amplitude de 3.3 V et une capacité en courant insuffisante pour charger la capacité de grille du MOSFET ( $C_{iss} = 4200 \text{ pF}$ ). Le circuit d'attaque choisi pour réaliser cette adaptation de puissance est le driver opto-isolé **TLP250** [31].

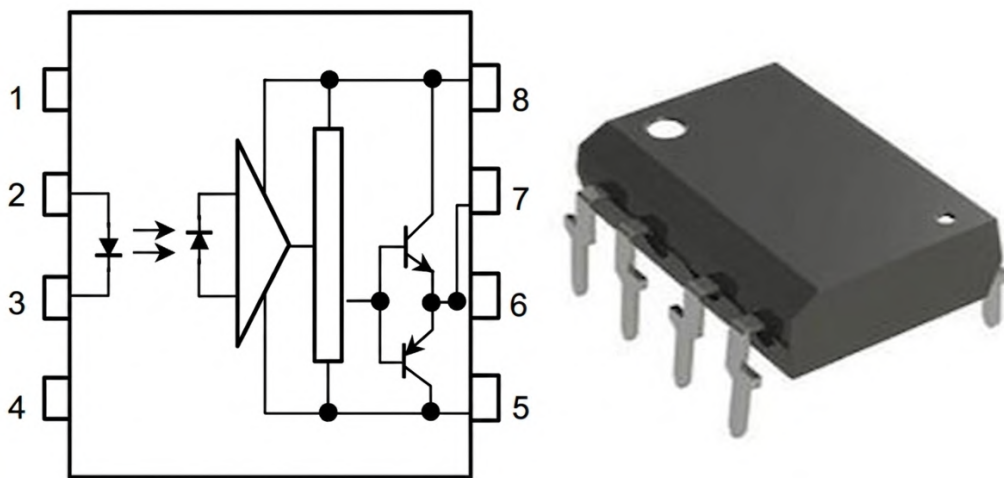


FIGURE 4.4 – L'interface de commande isolée par TLP250.

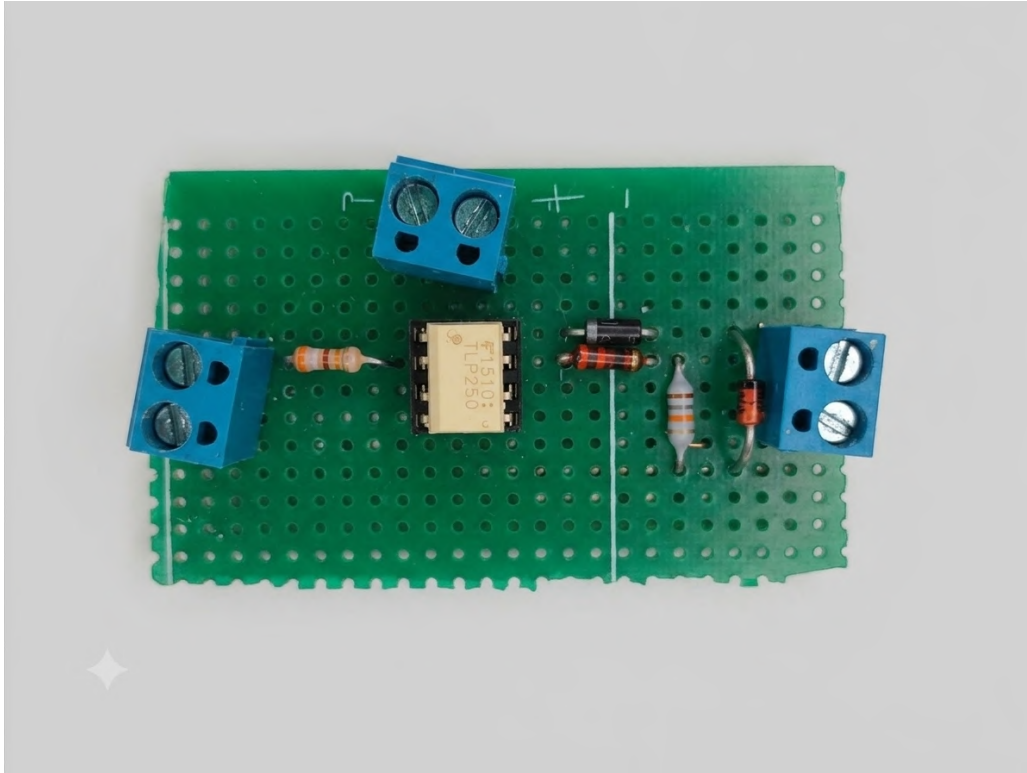


FIGURE 4.5 – Schéma de principe de l'interface de commande isolée par TLP250.

Le TLP250 assure deux fonctions critiques :

1. **Isolation galvanique** : Il garantit une isolation de  $2500 V_{eff}$  par couplage optique [31], protégeant le DSP contre toute destruction thermique en cas de défaillance de l'étage de puissance.
2. **Amplification de signal** : Alimenté sous  $+15 V$ , il délivre un courant de crête de  $\pm 1.5 A$  [31] permettant de charger rapidement la grille du transistor, réduisant ainsi les pertes par commutation.

#### 4.2.4 Chaîne d'Acquisition de Précision : Module Taraz Technologies USM-3IV

Le contrôle en boucle fermée et le calcul de la puissance extraite exigent la mesure en temps réel de  $V_{pv}$ ,  $I_{pv}$  et  $V_{out}$ . Ces mesures sont centralisées au sein du module d'instrumentation USM-3IV de *Taraz Technologies* [32]. Ce module remplace les capteurs discrets traditionnels en intégrant sur une seule carte des circuits de mesure de tension et de courant isolés jusqu'à  $3 kV$ .

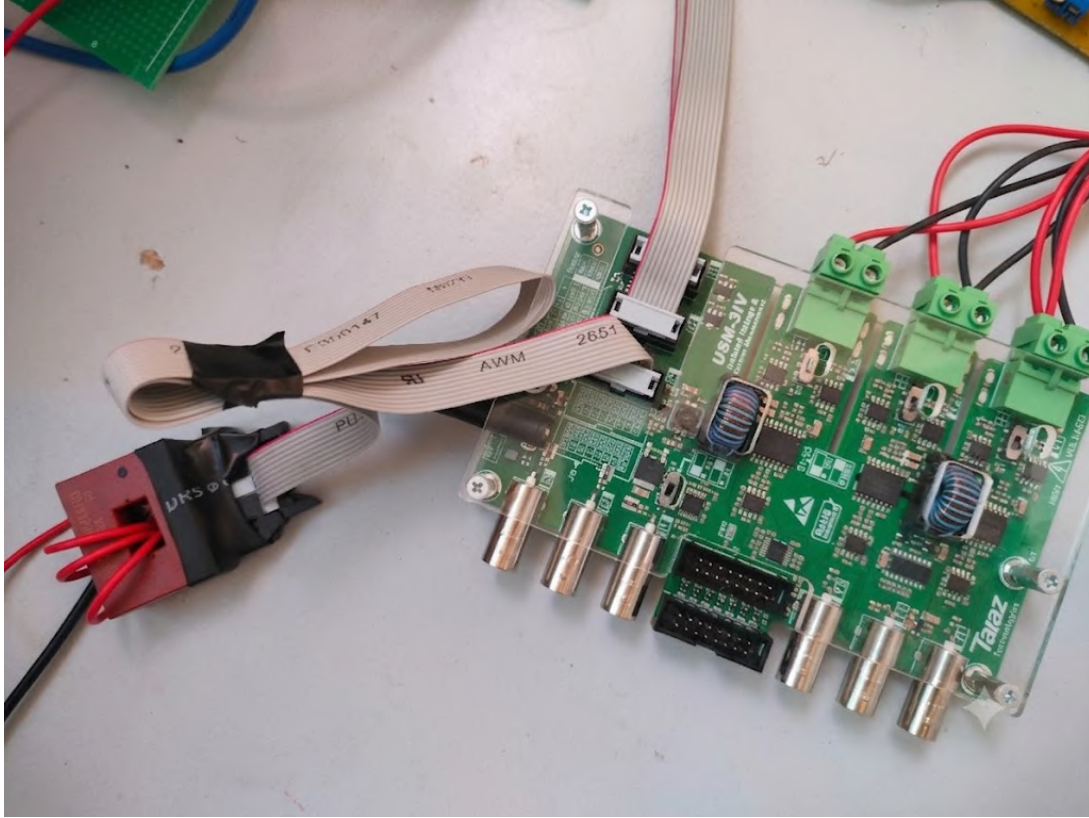


FIGURE 4.6 – Module de mesure isolé de courant et tension de type Taraz USM-3IV.

#### 4.2.4.1 Configuration des Calibres et des Commutateurs Matériels

Pour adapter la dynamique des signaux de puissance aux spécifications du module décrites dans sa fiche technique [32], les configurations matérielles suivantes ont été appliquées :

- **Mesure de Tension (Canaux  $V_1$  et  $V_2$ )** : L'USM-3IV dispose de commutateurs de sélection d'atténuation. La tension maximale du système étant de 80 V, les commutateurs ont été configurés sur le mode 10 $\times$ , correspondant à une plage de mesure de tension de sécurité allant jusqu'à  $\pm 100$  V [32]. La sensibilité du signal unipolaire de sortie respecte l'équation nominale du constructeur :  $1.5 \text{ V} \pm 15 \text{ mV/V} \cdot V_{in}$ .
- **Mesure de Courant (Canal  $I_1$ )** : Elle utilise les sondes de courant non intrusives à effet Hall CT100 fournies avec le module, offrant un calibre de  $\pm 100$  A associé à une sensibilité de transfert linéaire de 15 mV/A [32].
- **Adaptation à la plage ADC (0 – 3.3 V) du DSP** : Pour s'adapter à la carte de contrôle sans risque de surtension, le commutateur matériel  $S_4$  de l'USM-3IV a été configuré sur la position 3 V [32]. Ainsi, la dynamique maximale délivrée sur le connecteur de sortie  $J_{18}$  occupe une plage de tension de 0 à 3 V, parfaitement compatible avec l'ADC du C2000.

#### 4.2.4.2 Stratégie de Compensation de l'Offset par Lecture de Référence

La conversion d'un signal bipolaire vers un format unipolaire ( $0 - 3\text{ V}$ ) nécessite l'injection d'une tension de décalage (offset) centrée sur le point milieu du signal. Les dérives thermiques des composants introduisent cependant des erreurs de décalage qu'il convient de corriger.

Le potentiel de référence d'offset réel ( $REF$ ) est extrait directement du connecteur  $J_{18}$  de l'USM-3IV et câblé sur une broche dédiée de l'ADC du microcontrôleur. Lors de chaque routine d'interruption (ISR), le DSP échantillonne simultanément la mesure brute et la valeur de l'offset réel, puis effectue la correction numérique directe en appliquant l'algorithme :

$$V_{réel\_calculé} = K_v \cdot (V_{mesure\_brute} - V_{REF}) \quad (4.15)$$

Cette soustraction élimine dynamiquement les dérives thermiques du capteur, fiabilisant la précision des mesures électriques.

#### 4.2.5 Matrice de Reconfiguration Dynamique des Modules PV

Pour modifier l'organisation des panneaux  $PV_1$  et  $PV_2$ , une matrice de reconfiguration composée de trois commutateurs statiques ( $S_1, S_2, S_3$ ) est exploitée. Le mode Série nécessite la fermeture exclusive de l'interrupteur central  $S_3$ , tandis que le mode Parallèle impose l'activation conjointe des interrupteurs de dérivation  $S_1$  et  $S_2$ .

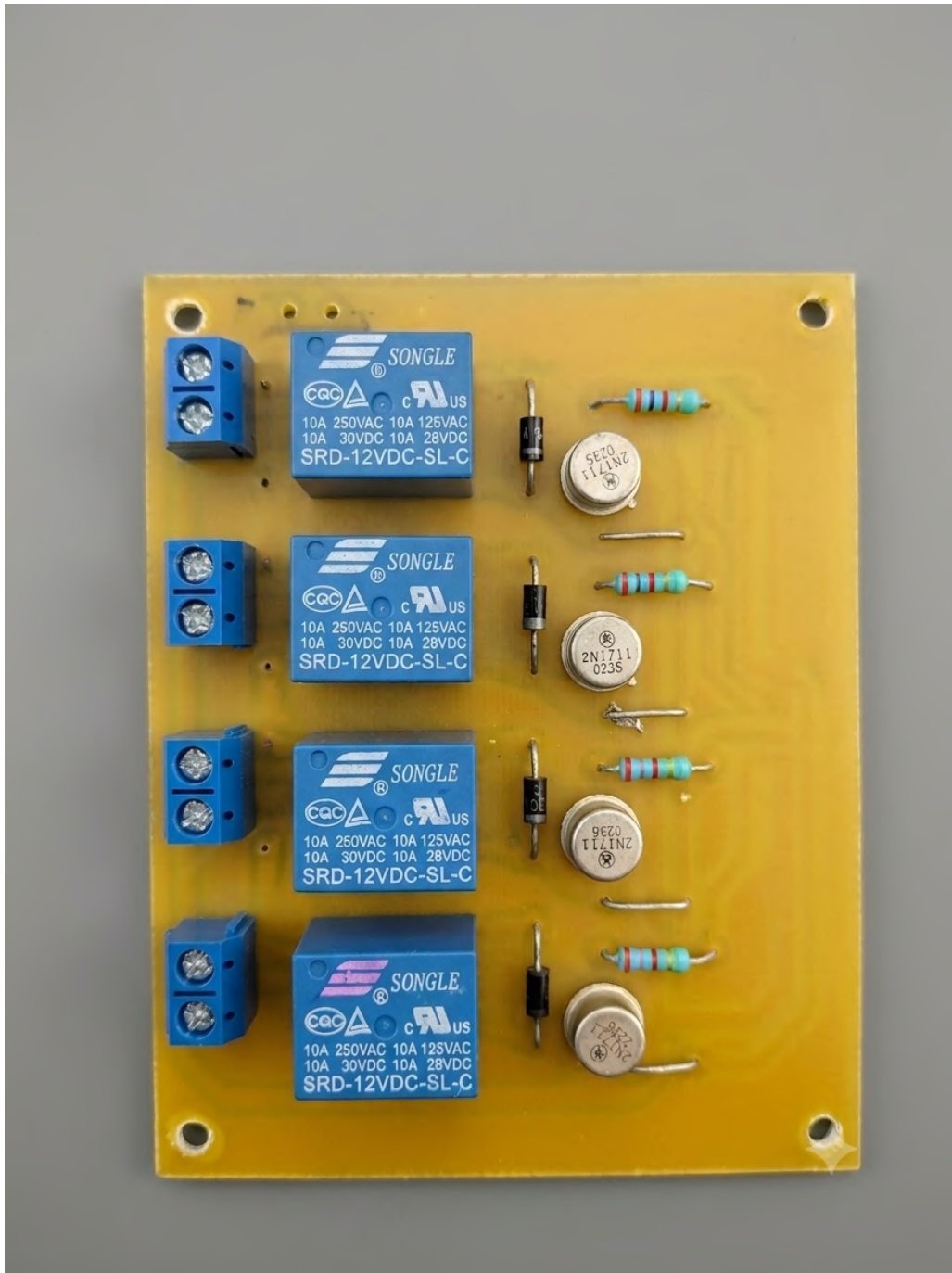


FIGURE 4.7 – Architecture du circuit de relais

#### 4.2.5.1 Choix Technologique : Relais Électromécaniques de Puissance et Étage d'Interfaçage

Les commutations au sein du circuit de reconfiguration s'effectuant à très basse fréquence, le choix s'est porté sur une architecture robuste exploitant des relais électromécaniques de puissance de référence *SONGLE SRD-12VDC-SL-C*. Leurs caractéristiques nominales, permettant de supporter des charges allant jusqu'à 10 A sous 30 VDC, couvrent de manière optimale les besoins de notre installation expérimentale en courant et en tension.

L'usage de contacts mécaniques isolés garantit une résistance à l'état passant ( $R_{on}$ ) quasi nulle, éliminant ainsi les pertes par conduction thermique caractéristiques des com-

posants statiques semi-conducteurs. Pour pallier l'apparition d'arcs électriques transitoires lors des commutations sous charge et protéger l'intégrité de la bobine d'excitation, une diode de roue libre de type *1N400X* est raccordée en antiparallèle sur chaque canal.

La puissance requise pour l'activation des bobines de relais (12 VDC) interdisant un raccordement direct aux sorties logiques du microcontrôleur, un étage d'interfaçage et d'amplification de courant a été développé. Chaque ligne de commande pilote la base d'un transistor bipolaire *2N1711* (boîtier TO-39) fonctionnant en régime de commutation (saturé/bloqué). Cette configuration assure une séparation et une protection efficaces de la logique de commande basse tension face aux appels de courant de l'étage de puissance.

#### 4.2.5.2 Algorithme de Sécurisation par Temps Mort (*Dead-Time*)

La configuration simultanée de tous les interrupteurs à l'état fermé ( $S_1 = 1, S_2 = 1, S_3 = 1$ ) génère un court-circuit direct des modules photovoltaïques à travers la matrice. Pour prévenir ce risque, une gestion rigoureuse des commutations de type *Break-Before-Make* (Ouvrir avant de Fermer) est codée au niveau du superviseur.

Lors du passage du mode Série au mode Parallèle, l'ordre d'ouverture de  $S_3$  est transmis immédiatement. L'algorithme suspend ensuite l'activation de  $S_1$  et  $S_2$  pendant une temporisation de sécurité (temps mort ou  $t_{dead}$ ) supérieure au temps de blocage physique du relais. Ce mécanisme garantit que l'interrupteur de série est entièrement ouvert avant la fermeture des interrupteurs de dérivation, éliminant tout risque de court-circuit accidentel.

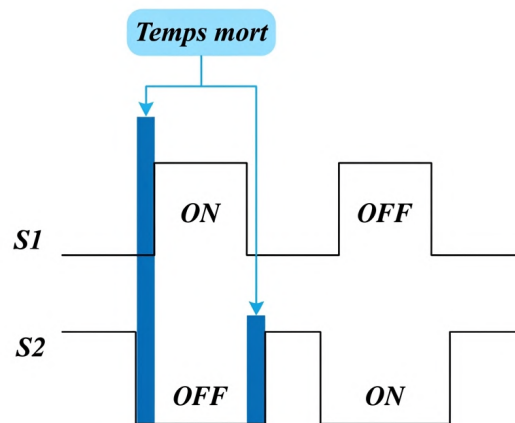


FIGURE 4.8 – Chronogramme du temps mort pour les signaux  $S_1$  et  $S_2$ .

#### 4.2.6 Synthèse du Matériel Expérimental

Le Tableau 4.1 rassemble de manière exhaustive l'ensemble des grandeurs calculées face aux choix physiques implantés sur le prototype final.

**TABLEAU 4.1** – Synthèse globale des composants, valeurs et références du prototype.

| Composant Matériel                       | Valeur Théorique / Contrainte                    | Valeur Réelle / Choix Physique                                                      | Référence Commerciale / Boîtier          |
|------------------------------------------|--------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------|
| Transistor du Boost                      | $V > 80 \text{ V}; I > 12 \text{ A}$             | $500 \text{ V}; 20 \text{ A}$                                                       | IRFP460 (MOSFET / TO-247) [29]           |
| Diode du Boost                           | $V > 80 \text{ V}; I > 7,5 \text{ A}$            | $600 \text{ V}; 15 \text{ A}; t_{\text{rr}} = 60 \text{ ns}$                        | MUR1560 (Ultrafast / TO-220) [30]        |
| Inductance Filtre                        | 5.68 mH                                          | 5 mH                                                                                | Bobinée sur mesure (Fer-rite Torique)    |
| Condensateur Sortie                      | $562,5 \mu$                                      | $1000 \mu\text{F}$                                                                  | Électrolytique (100 V / ESR réduit)      |
| Driver de Grille                         | Isolation<br>+ $I_{\text{peak}} = 1,5 \text{ A}$ | Sortie<br>$0 - 15 \text{ V}; I_{\text{max}} = 1,5 \text{ A}$                        | TLP250 (Toshiba / DIP-8) [31]            |
| Interrupteurs Matrice                    | Commutation Basse Freq.                          | $30 \text{ V}_{\text{DC}}; 10 \text{ A}$                                            | Crydom D1D20 (Relais Statique) [33]      |
| Module d'Acquisition (Tension & Courant) | Isolation 3 kV;<br>Sortie Unipolaire<br>Max 3 V  | Calibre Tension :<br>$\pm 100 \text{ V}$ ; Calibre<br>Courant : $\pm 100 \text{ A}$ | <b>USM-3IV</b> (Taraz Technologies) [32] |

#### 4.2.7 Architecture Logicielle et Algorithmes de Contrôle Temps Réel

L'efficacité énergétique et la dynamique de commutation de notre plateforme de 600 W dépendent directement de l'architecture du code implanté dans le processeur de signal numérique (DSP) Texas Instruments C2000 du la figure 4.9. Cette section détaille la configuration des périphériques matériels internes du microcontrôleur, la structure de la routine d'interruption synchrone à 5 kHz, ainsi que l'implémentation de la logique de commande pour l'extraction MPPT et la reconfiguration automatique de la matrice photovoltaïque.

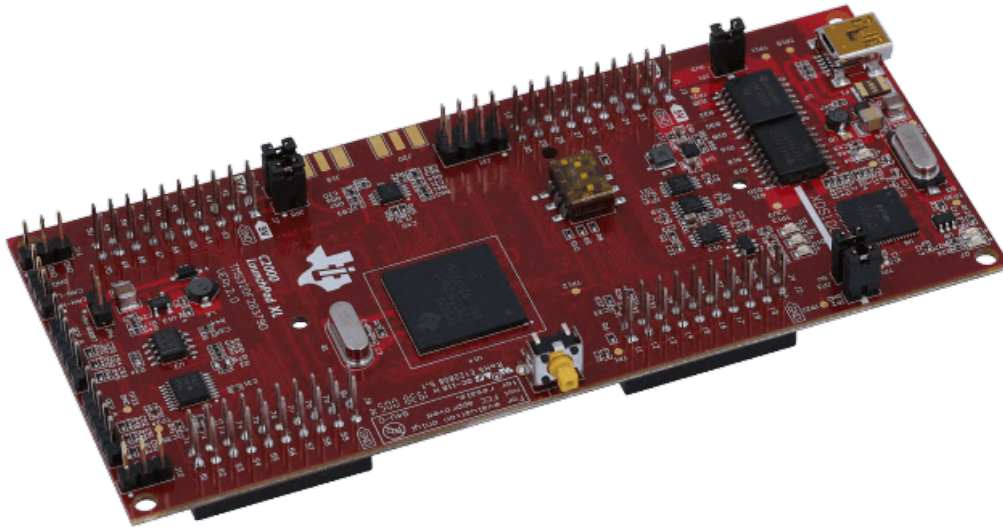


FIGURE 4.9 – DSP LAUNCHpad-F28379D

#### 4.2.7.1 Configuration des Périphériques Internes du DSP C2000

Pour exécuter un contrôle en boucle fermée sans gigue temporelle (*jitter*), les périphériques internes de génération de signaux modulés (ePWM) et de conversion analogique-numérique (ADC) sont configurés pour fonctionner de manière synchrone et matérielle, sans intervention logicielle directe du processeur central pendant les phases critiques.

#### 4.2.7.2 Le Générateur de Modulation d'Impulsion (Module ePWM)

Le module ePWM1 est configuré en mode de comptage *Up-Down Count* (comptage symétrique triangulaire). Ce choix réduit de moitié le taux d'harmoniques du courant injecté dans l'inductance par rapport à un mode de comptage en dents de scie (*Up-Count*).

- **Fréquence de découpage ( $f_s = 5 \text{ kHz}$ )** : La période de commutation désirée étant de  $200 \mu\text{s}$ , le registre de période TBPRD du temporisateur est calculé en fonction de la fréquence d'horloge du système ( $f_{\text{sysclk}} = 100 \text{ MHz}$ ) selon la relation :

$$\text{TBPRD} = \frac{f_{\text{sysclk}}}{2 \cdot \text{CLKDIV} \cdot f_s} = \frac{200 \cdot 10^6}{2 \cdot 1 \cdot 5000} = 20000 \text{ cycles} \quad (4.16)$$

- **Résolution du rapport cyclique** : Avec une valeur de période de 20000 points, le registre de comparaison CMPA offre une résolution fine sur le rapport cyclique  $D$ , permettant un ajustement de la tension de sortie par pas infinitésimaux de :

$$\Delta D_{\min} = \frac{1}{20000} = 0.005\% \quad (4.17)$$

#### 4.2.7.3 Le Convertisseur Analogique-Numérique (Module ADC)

Le module ADC est configuré en mode de déclenchement matériel synchronisé (*Hardware Triggering*). Le signal de synchronisation provient de l'événement de période maximale du module ePWM1 (EPWMxINT).

- **Point d'échantillonnage optimal** : La conversion est déclenchée précisément au sommet ( $CTR = TBPRD$ ) de la porteuse triangulaire du PWM. À cet instant précis, le courant pulsé traversant l'inductance du Boost correspond exactement à sa valeur moyenne temporelle, ce qui élimine nativement le bruit de commutation haute fréquence sans nécessiter de filtre numérique logiciel lourd.
- **Allocation des canaux d'acquisition** : Trois modules de conversion (SOC0, SOC1, SOC2) acquièrent en parallèle les signaux conditionnés issus du connecteur  $J_{18}$  du module Taraz Technologies USM-3IV [32] : le canal A0 pour la tension globale du champ  $V_{pv}$ , le canal A1 pour le courant d'entrée  $I_{pv}$ , et le canal A2 pour la tension d'offset de référence  $V_{REF}$ .

#### 4.2.8 Architecture de la Routine d'Interruption Temps Réel (ISR)

Le code de contrôle est orchestré au sein d'une Routine d'Interruption de Haute Priorité (*Interrupt Service Routine* - ISR), déclenchée à la fin de chaque cycle de conversion ADC, soit à une fréquence stricte de 5 kHz ( $\Delta t = 200 \mu s$ ). La Figure 4.10 détaille la séquence d'exécution déterministe de cette routine intégrant la détection préventive de déséquilibre.

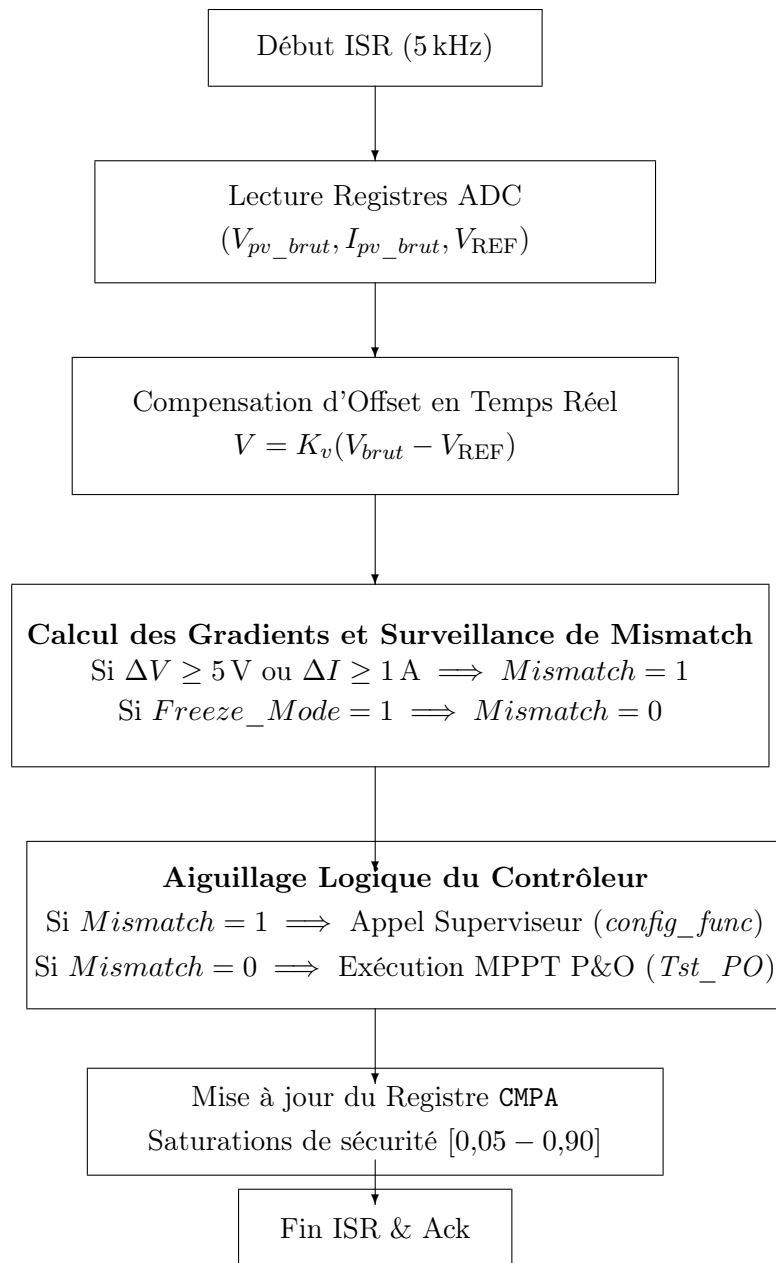


**FIGURE 4.10** – Séquencement temporel et organigramme d’exécution de la routine d’interruption (ISR).

Comme l’illustre la Figure 4.10, l’insertion du bloc *mismatch\_function* en amont des lois de commande modifie la structure d’exécution classique de l’ISR. À chaque période de d’échantillonnage de  $200\ \mu s$ , le processeur évalue en priorité les gradients discrets de courant et de tension issus des registres ADC compensés. Cette surveillance active permet d’interrompre immédiatement la routine de recherche locale P&O en cas de franchissement des seuils critiques ( $\Delta V \geq 5\ V$  ou  $\Delta I \geq 0.5\ A$ ), dérivant instantanément le fil d’exécution vers l’automate de reconfiguration topologique. En régime stationnaire homogène, le signal *Mismatch* reste nul, ce qui valide l’exécution directe de l’algorithme MPPT standard à chaque appel de l’interruption.

Afin de garantir le déterminisme strict du système, le temps de calcul cumulé de l’ensemble de ces blocs au sein de l’ISR (acquisition, compensation, calcul des gradients de mismatch, arbitrage, MPPT et rafraîchissement des registres de comparaison) a été

mesuré expérimentalement en conditions critiques à  $24 \mu s$ . Ce temps de traitement global représente un taux de charge CPU de seulement 12 % ( $24 \mu s / 200 \mu s$ ). Cette architecture logicielle optimisée laisse une marge de calcul confortable de 88 % au microcontrôleur pour gérer les tâches de fond non prioritaires, telles que les protocoles de communication série, l’affichage des variables à l’écran et l’écriture des journaux système.

### 4.3 Implémentation de l’Algorithme P&O sur un Module Photovoltaïque Unique

L’évaluation des performances énergétiques et de la robustesse des lois de commande développées suit une approche incrémentale au sein de ce manuscrit. Avant d’analyser les structures complexes multi-panneaux et les algorithmes de reconfiguration, il est fondamental de valider le comportement du noyau de calcul local sur une configuration élémentaire à un seul module photovoltaïque.

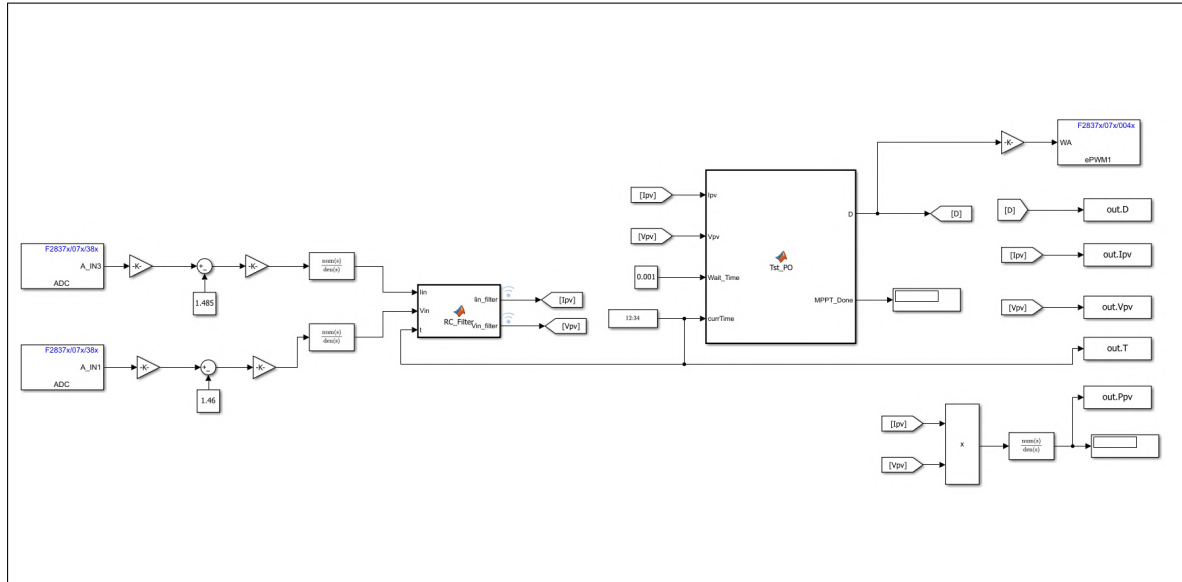


**FIGURE 4.11** – Circuit Simulink de l’implémentation de l’algorithme P&O pour un module photovoltaïque unique.

#### 4.3.1 Caractérisation Statique Expérimentale ( $I - V$ et $P - V$ )

Pour servir de référence nominale, le module photovoltaïque réel a d’abord été caractérisé à l’aide de relevés statiques sous un éclairage uniforme stable. Les Figures 4.12 et 4.13 illustrent respectivement les caractéristiques Courant-Tension ( $I - V$ ) et Puissance-Tension ( $P - V$ ) obtenues.

La courbe  $P - V$  (Figure 4.13) présente un profil parfaitement concave avec un unique point de puissance maximale ( $MPP$ ) global, sans aucune anomalie ni point d’inflexion secondaire. Le sommet de cette parabole confirme le potentiel énergétique maximal extractible du panneau isolé sous ces conditions de test, fixant la cible théorique que l’algorithme de suivi dynamique doit atteindre de manière récursive.

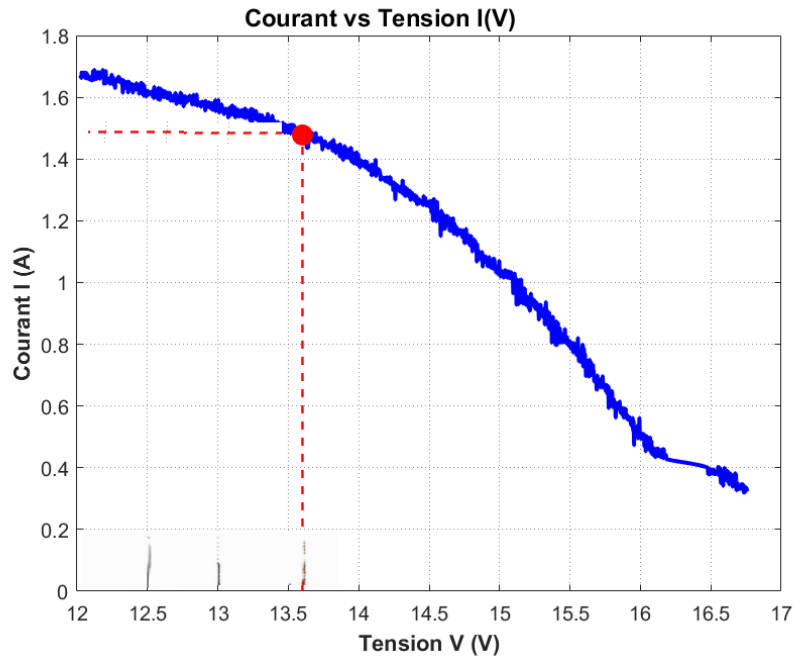


**FIGURE 4.12** – Caractéristique courant-tension  $I - V$  expérimentale du module photovoltaïque unique.

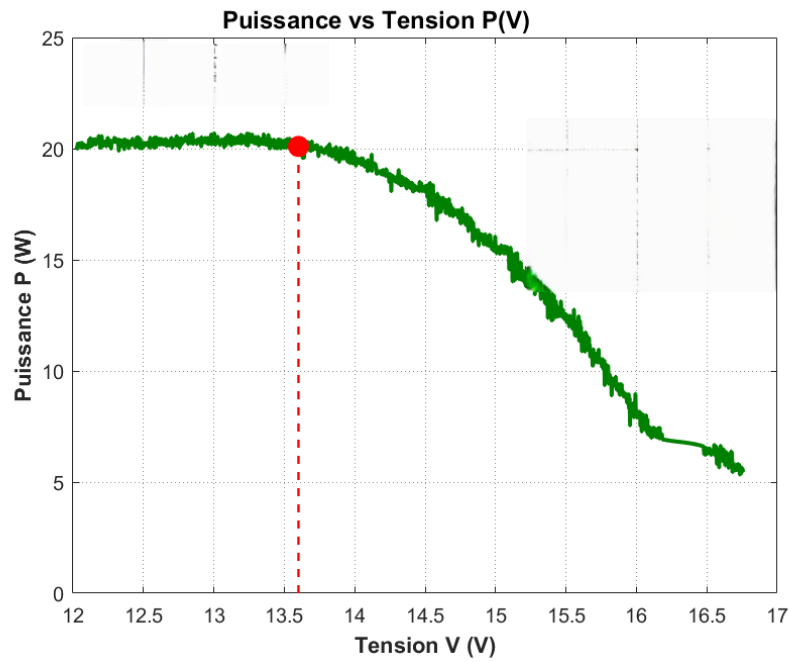


**FIGURE 4.13** – Caractéristique puissance-tension  $P - V$  unitaire mettant en évidence l'unicité du point optimal ( $MPP$ ).

### 4.3.2 Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques

L'extraction de la puissance maximale de ce module s'appuie sur l'algorithme de *Perturbation et Observation* (P&O). À chaque appel de la routine, l'algorithme calcule la puissance instantanée actuelle  $P(k) = V_{pv}(k) \cdot I_{pv}(k)$  et la compare à la puissance du cycle précédent  $P(k - 1)$ . La logique de décision récursive est dictée par l'équation de mise à jour du rapport cyclique :

$$D(k) = D(k-1) + \text{sign}\left(\frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}}\right) \cdot \delta D \quad (4.18)$$

Où  $\delta D$  représente le pas de perturbation fixe, calibré expérimentalement à  $\delta D = 0.003$  au regard du vecteur discret extrait lors des transitions. Les réponses temporelles réelles de la tension ( $V_{PV}$ ), du courant ( $I_{PV}$ ), du rapport cyclique ( $D$ ) et de la puissance utile nette extraite ( $P_{PV}$ ) sont présentées sur les Figures 4.14 à 4.17.

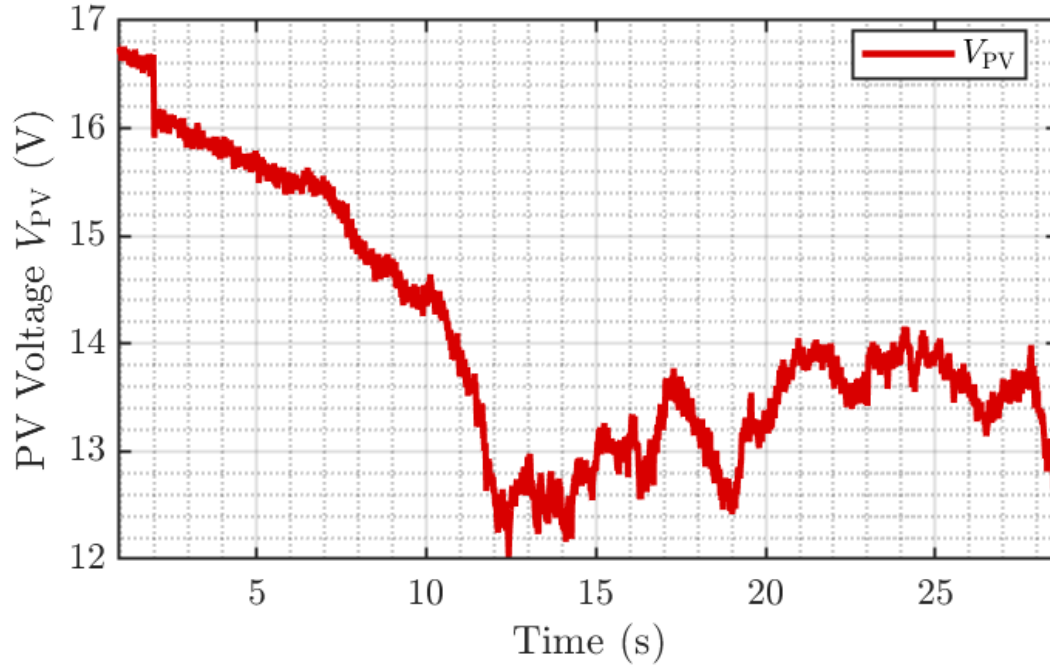


FIGURE 4.14 – Profil temporel transitoire et permanent de la tension  $V_{PV}$  stabilisée à 13.6 V.

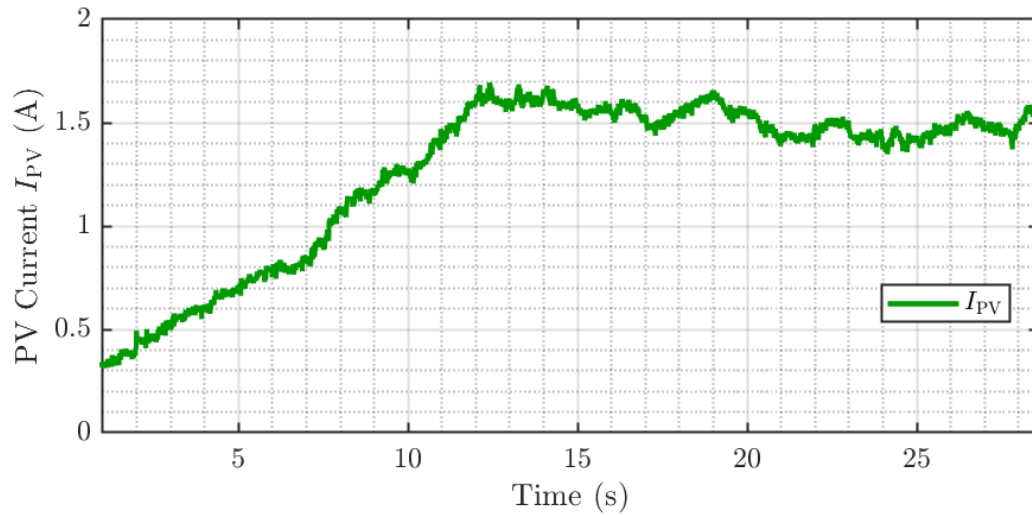


FIGURE 4.15 – Profil temporel transitoire et permanent du courant  $I_{PV}$  s'établissant à 1.48 A.

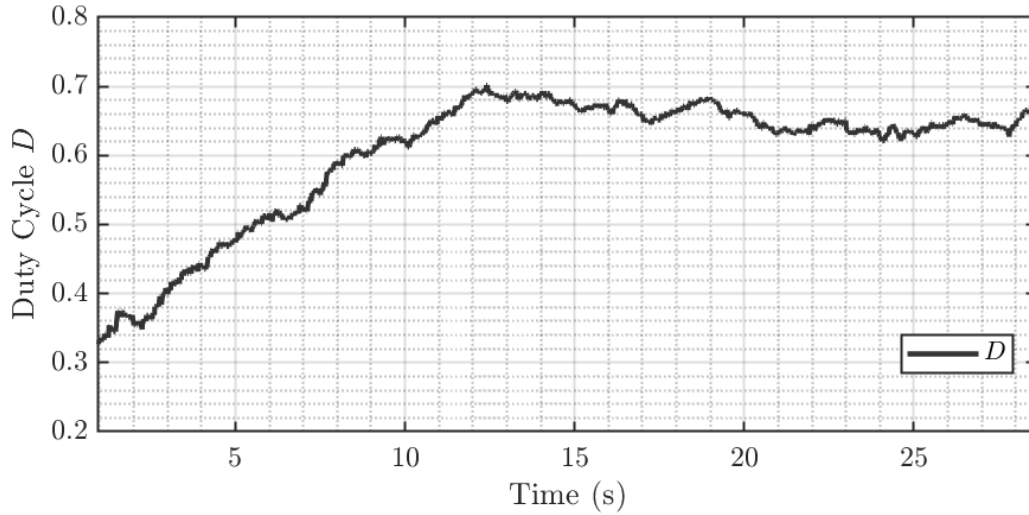


**FIGURE 4.16** – Dynamique du rapport cyclique  $D$  mettant en évidence la plage de balayage de 0.327 à 0.702.

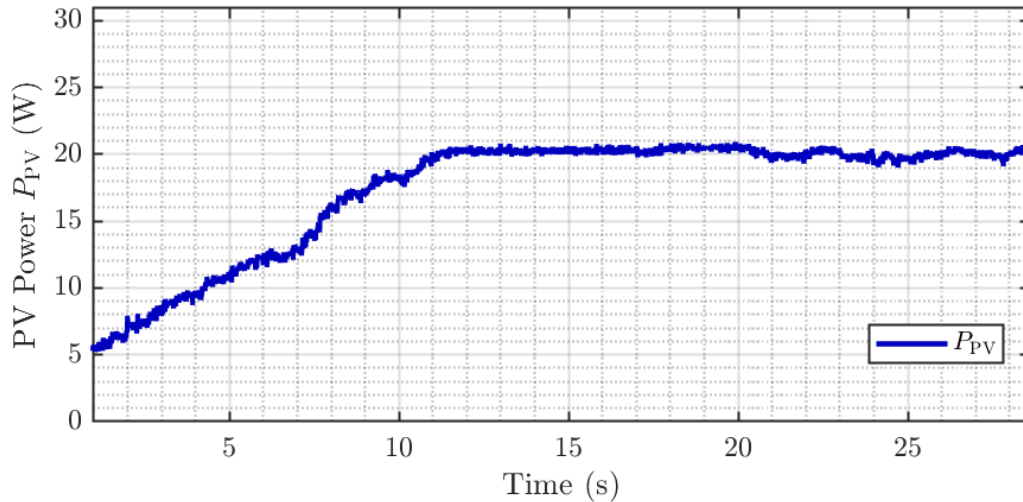


**FIGURE 4.17** – Puissance électrique nette extraite  $P_{PV}$  stabilisée au plateau optimal de 20.10 W.

### 4.3.3 Analyse des résultats de l'implémentation de l'algorithme P&O

1. **Régime Transitoire d'Amorce** ( $0 \leq t < 12$  s) : À l'instant initial ( $t = 0$  s), le convertisseur DC-DC démarre avec un rapport cyclique d'amorce. À cet état, le panneau fonctionne initialement proche du vide : sa tension s'élève à sa valeur maximale mesurée à  $V_{oc} = 16.71$  V, tandis que son courant initial est minimal.

Dès les premières itérations, l'algorithme calcule une pente positive de la caractéristique de puissance ( $\frac{dP}{dV} > 0$ ). En stricte conformité avec la loi P&O, le contrôleur applique des incréments successifs de commande. On observe alors l'évolution dynamique du rapport cyclique qui s'ajuste de façon continue. Sous l'action de cette commande adaptative, l'impédance apparente du convertisseur se modifie :

la tension du panneau chute de manière contrôlée de 16.71 V vers sa zone optimale, tandis que le courant  $I_{PV}$  subit une croissance ferme. La puissance  $P_{PV}$  grimpe progressivement en suivant une rampe transitoire jusqu'à atteindre son palier d'équilibre à  $t = 12$  s, validant la stabilité globale du code d'implémentation.

2. **Régime Permanent Stationnaire ( $t \geq 12$  s) :** Une fois le sommet de la courbe de puissance atteint, le comportement du système illustre graphiquement la signature mathématique de la loi P&O classique. Les grandeurs électriques du panneau photovoltaïque s'établissent dans un état d'équilibre dynamique et stabilisé, résumé par les points caractéristiques suivants :

- La puissance utile nette extraite se maintient fermement sur un plateau stationnaire maximal d'une valeur moyenne de  $P_{mpp} = 20.10$  W.
- La tension se verrouille de manière stable autour d'une valeur moyenne optimale de  $V_{mpp} = 13.60$  V. On observe de légères oscillations induites directement par le phénomène de pompage algorithmique autour du sommet (MPPT) et les commutations hautes fréquences du hacheur.
- Le courant de branche se stabilise en parfaite adéquation sur son plateau stationnaire avec une valeur moyenne de  $I_{mpp} = 1.55$  A – 1.59 A.

Ces résultats valident l'efficacité globale du suivi de puissance sur un module unique, confirmant que l'algorithme extrait le maximum d'énergie disponible avant son extension aux topologies multi-panneaux complexes.

## 4.4 Validation de la Commande MPPT pour deux Modules en Série

### 4.4.1 Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques

L'algorithme de *Perturbation et Observation* (P&O) implanté reste basé sur la même logique récursive de décision. Cependant, la structure série impose une modification de la dynamique de la charge adaptative : la tension totale d'entrée du convertisseur devient la somme des tensions individuelles ( $V_{pv} = V_{pv1} + V_{pv2}$ ), tandis que le courant de ligne reste unique et traverse l'ensemble de la branche.

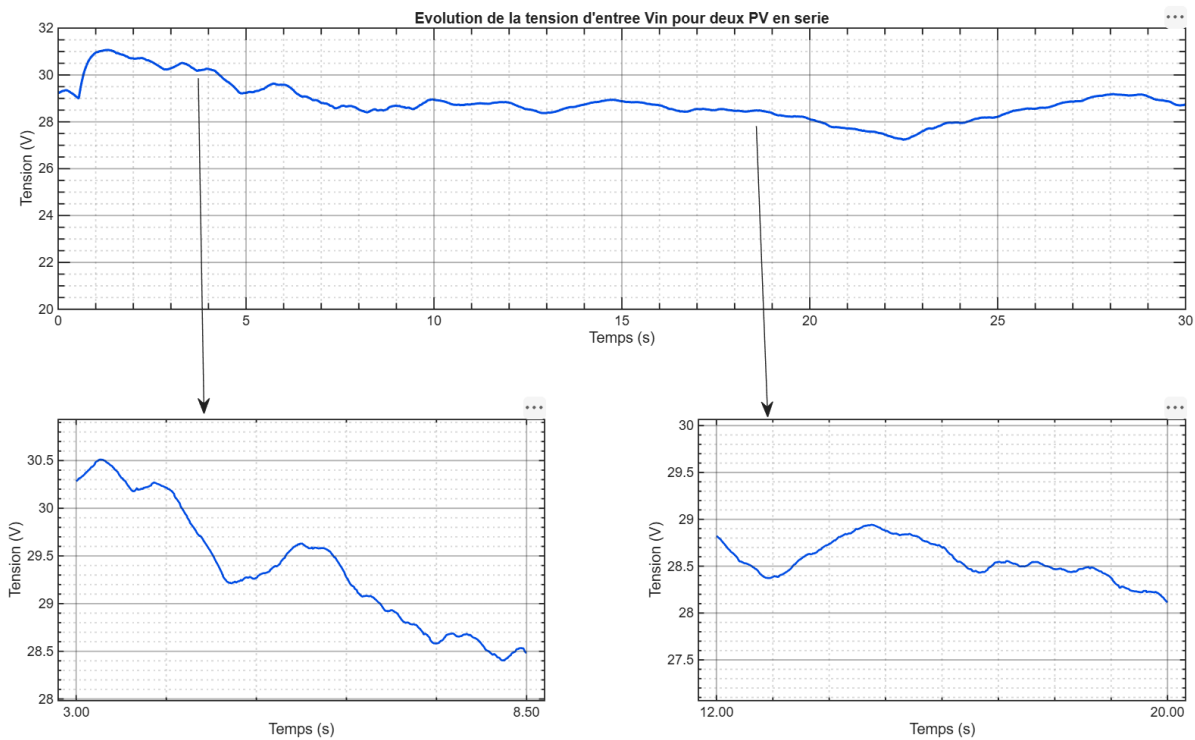


**FIGURE 4.18** – Évolution temporelle transitoire et permanente de la tension globale  $V_{pv}$  (Deux panneaux en série).

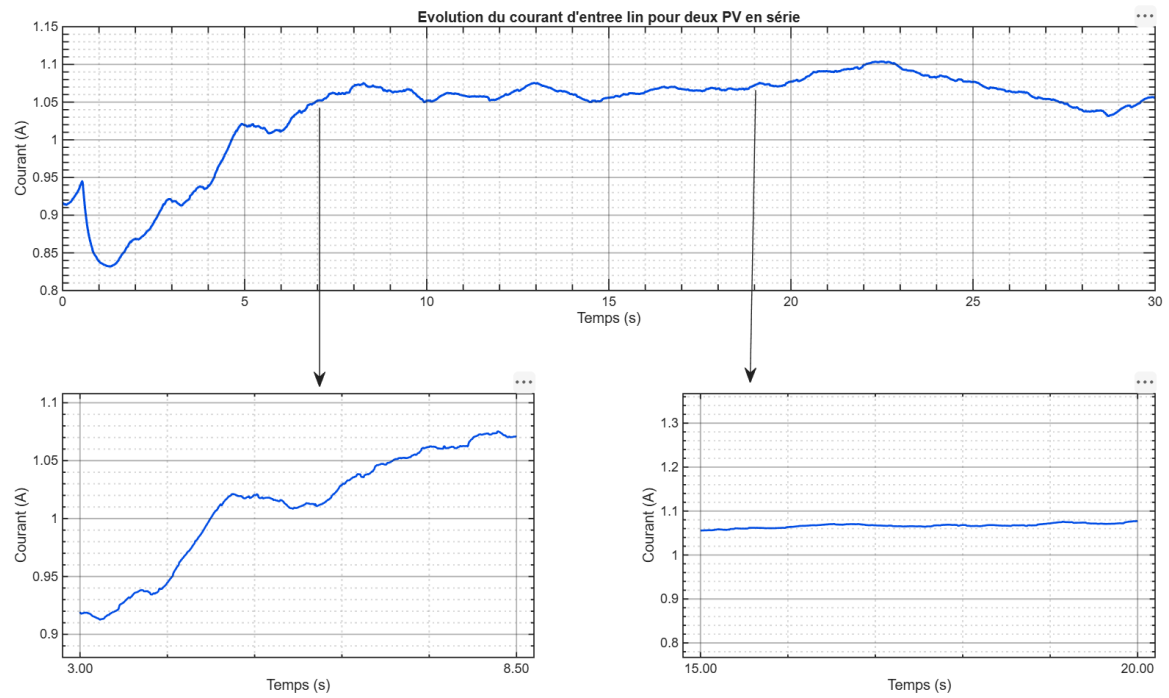


**FIGURE 4.19** – Profil de stabilisation du courant de ligne  $I_{PV}$  (Deux panneaux en série).

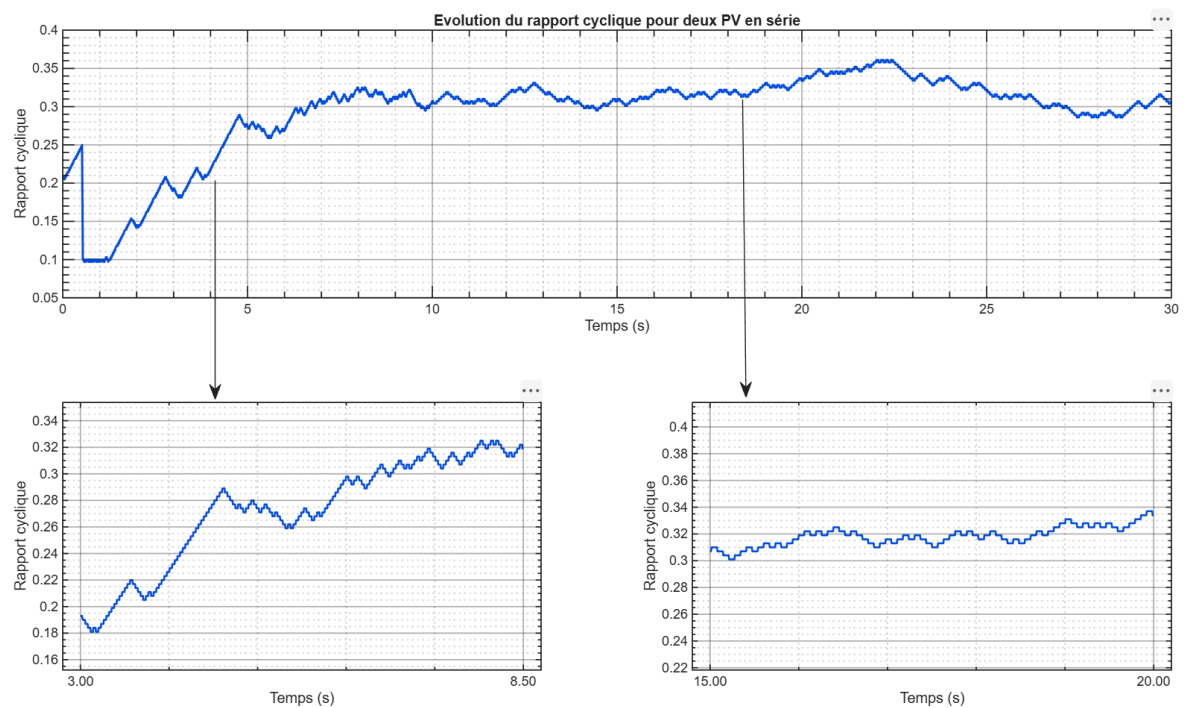


**FIGURE 4.20** – Dynamique de balayage et d'oscillation du rapport cyclique  $D$  (Deux panneaux en série).

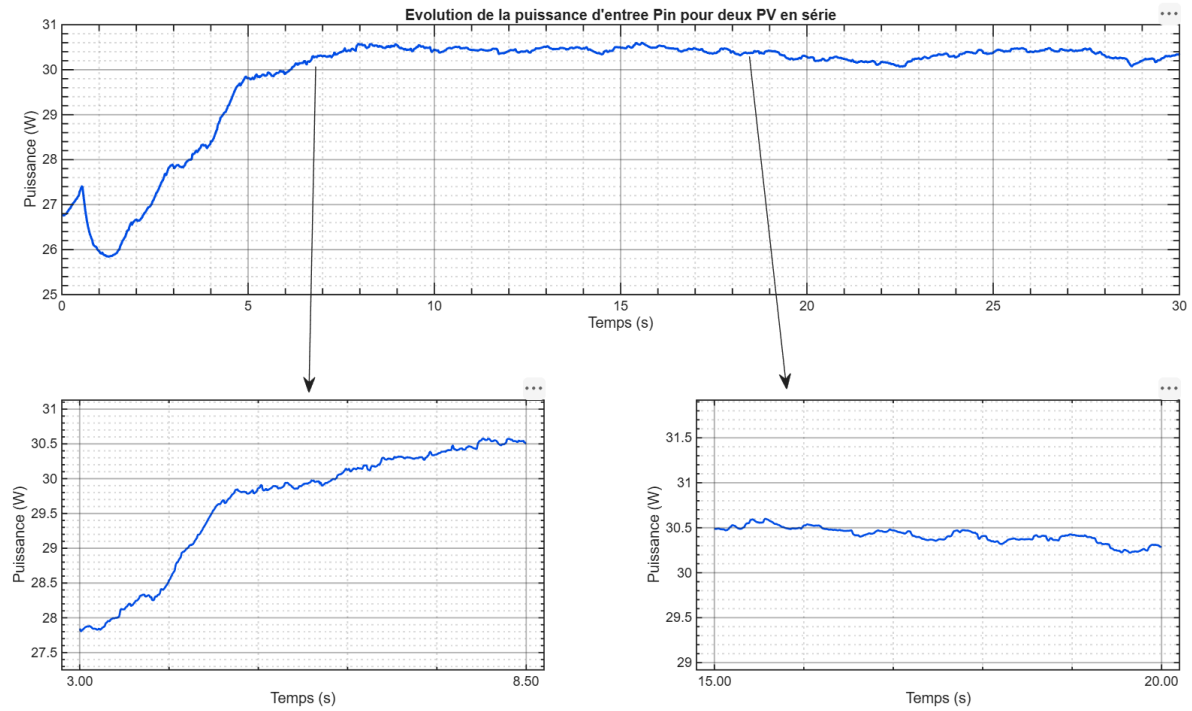


**FIGURE 4.21** – Puissance électrique totale extraite stabilisée (Deux panneaux en série).

Les réponses temporelles réelles de la tension globale ( $V_{in}$ ), du courant de ligne ( $I_{in}$ ), du rapport cyclique ( $D$ ) et de la puissance totale extraite ( $P$ ) pour cette configuration série stabilisée sont illustrées sur les Figures 4.18 à 4.21. Le système est ici évalué sur un profil dynamique permettant d'analyser le comportement de la commande MPPT (P&O) ainsi que sa stabilité en régime permanent.

L'analyse des courbes met en évidence trois phases principales :

1. **Phase d'établissement rapide** ( $0 \leq t \leq 3\text{ s}$ ) : Durant cette phase initiale, le système converge rapidement vers une zone de fonctionnement stable. La puissance d'entrée  $P$  augmente fortement de manière quasi monotone, traduisant l'établissement du point de fonctionnement du convertisseur. En parallèle, le courant  $I_{in}$  chute brièvement puis commence à remonter, tandis que la tension  $V_{in}$  atteint rapidement sa zone de travail autour de 30 V. Le rapport cyclique  $D$  subit un ajustement initial important, passant d'environ 0.20 à une valeur proche de 0.10.
2. **Phase de recherche du MPP (P&O)** ( $3 \leq t \leq 8.5\text{ s}$ ) : Dans cette phase, l'algorithme Perturb and Observe explore activement la caractéristique  $P$ - $V$  afin d'atteindre le point de puissance maximale. La tension  $V_{in}$  varie entre environ 31 V et 28.5 V, tandis que le courant augmente progressivement jusqu'à environ 1.05 A.

Le rapport cyclique  $D$  évolue de manière progressive et incrémentale (comportement typique du P&O), passant d'environ 0.10 vers 0.30 avec de petites oscillations. Cette dynamique traduit la recherche active du MPP.

La puissance extraite atteint progressivement son maximum, passant d'environ 30 W vers 30.5 W, ce qui confirme la convergence de l'algorithme vers la zone optimale.

3. **Régime permanent stabilisé ( $t \geq 15$  s) :** Après convergence, le système se stabilise autour du point de puissance maximale. Les grandeurs électriques deviennent quasi stationnaires avec de faibles ondulations.

La tension  $V_{in}$  oscille faiblement autour de 28.6 à 28.9 V, tandis que le courant  $I_{in}$  reste confiné autour de 1.06 à 1.08 A.

Le rapport cyclique  $D$  se stabilise autour de 0.31 avec de très légères corrections (entre 0.30 et 0.36), typiques de l'algorithme P&O en régime établi.

La puissance extraite reste stable autour de 30 à 30.5 W avec de faibles fluctuations, confirmant un suivi efficace et robuste du MPP.

L'analyse statistique des fenêtres de zoom temporel, présentée dans le Tableau 4.2, permet de résumer les grandeurs moyennes du système :

**TABLEAU 4.2** – Grandeurs électriques moyennes extraites (Configuration Série)

| Fenêtre Temporelle (s) | $V_{in}$ Moyenne (V) | $I_{in}$ Moyen (A) | Puissance $P$ (W) | $D$ Moyen |
|------------------------|----------------------|--------------------|-------------------|-----------|
| 3 – 8.5                | 29.5                 | 1.01               | 28.5              | 0.26      |
| 15 – 20                | 28.6                 | 1.07               | 30.5              | 0.32      |

## 4.5 Validation de la Commande MPPT pour deux Modules en Parallèle

### 4.5.1 Analyse des Réponses Temporelles Dynamiques

Contrairement au raccordement série, la connexion physique en parallèle impose des conditions aux limites spécifiques sur le bus CC d'entrée : les tensions des deux branches se synchronisent sur une valeur commune ( $V_{pv} = V_{pv1} = V_{pv2}$ ), tandis que le courant total injecté dans l'inductance du convertisseur DC-DC devient la somme algébrique des courants réels délivrés par chaque module ( $I_{pv} = I_{pv1} + I_{pv2}$ ).

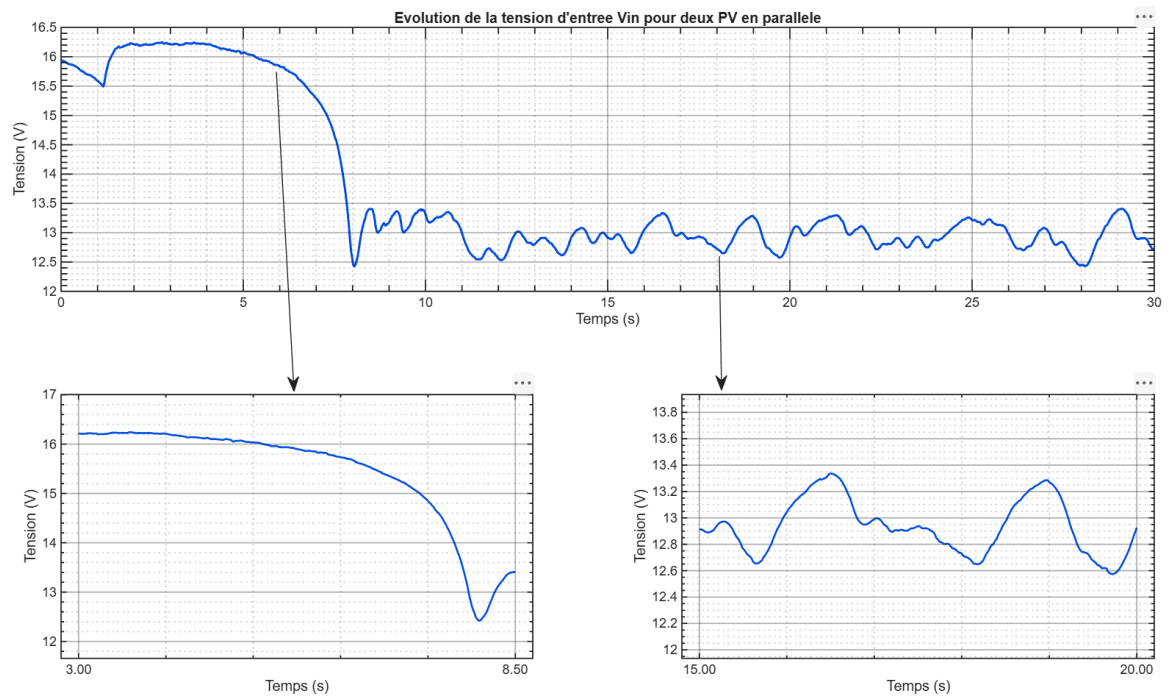


FIGURE 4.22 – Profil réel de la tension  $V_{PV}$  (Deux panneaux en parallèle).

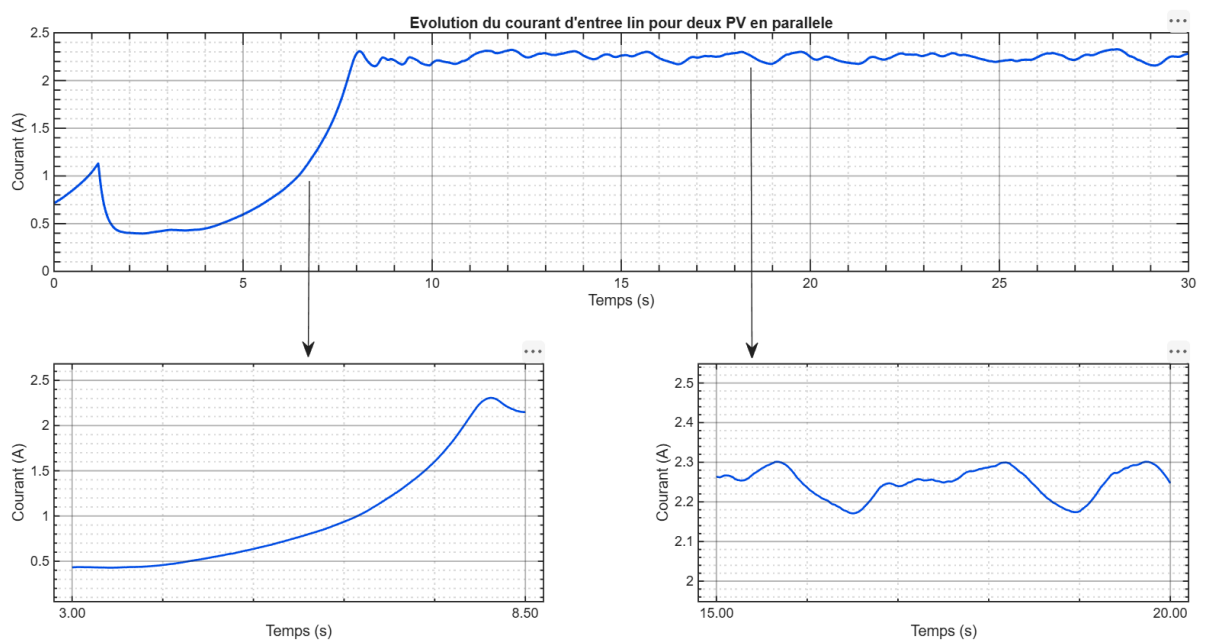


FIGURE 4.23 – Profil réel de courant global réel  $I_{PV}$  (Deux panneaux en parallèle).

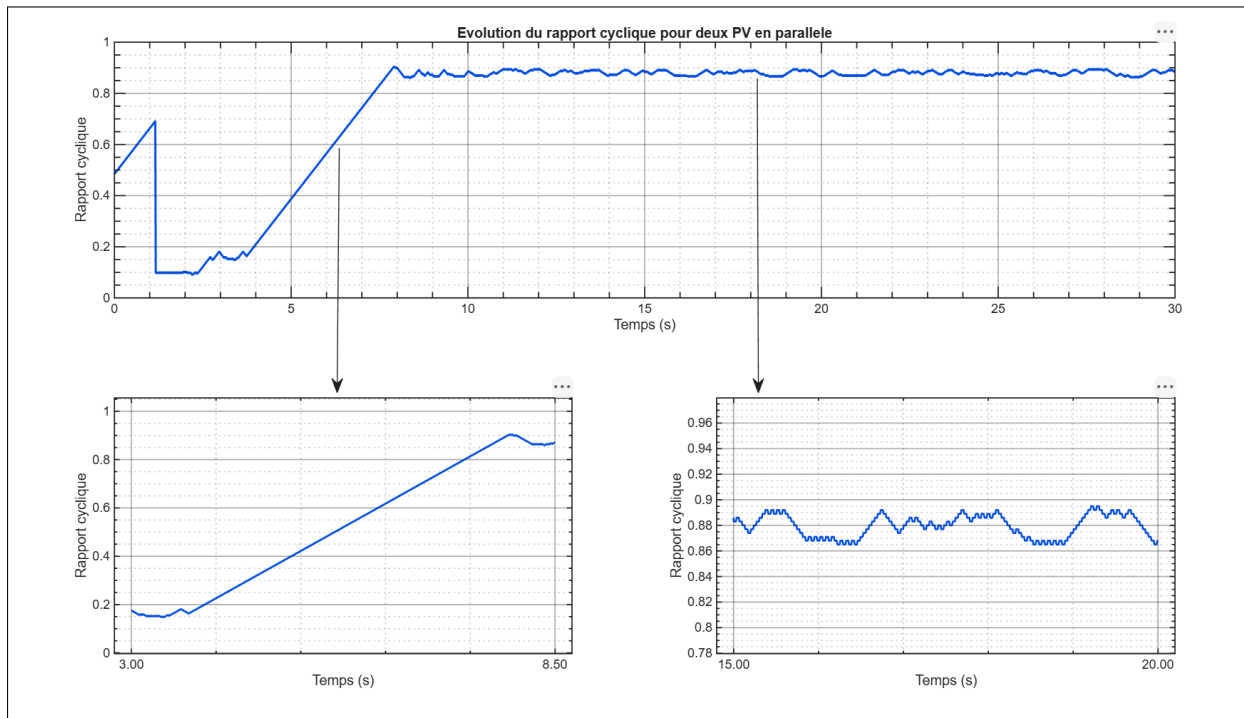


**FIGURE 4.24** – Variations expérimentales du rapport cyclique de commande  $D$  en régime établi (Deux panneaux en parallèle).

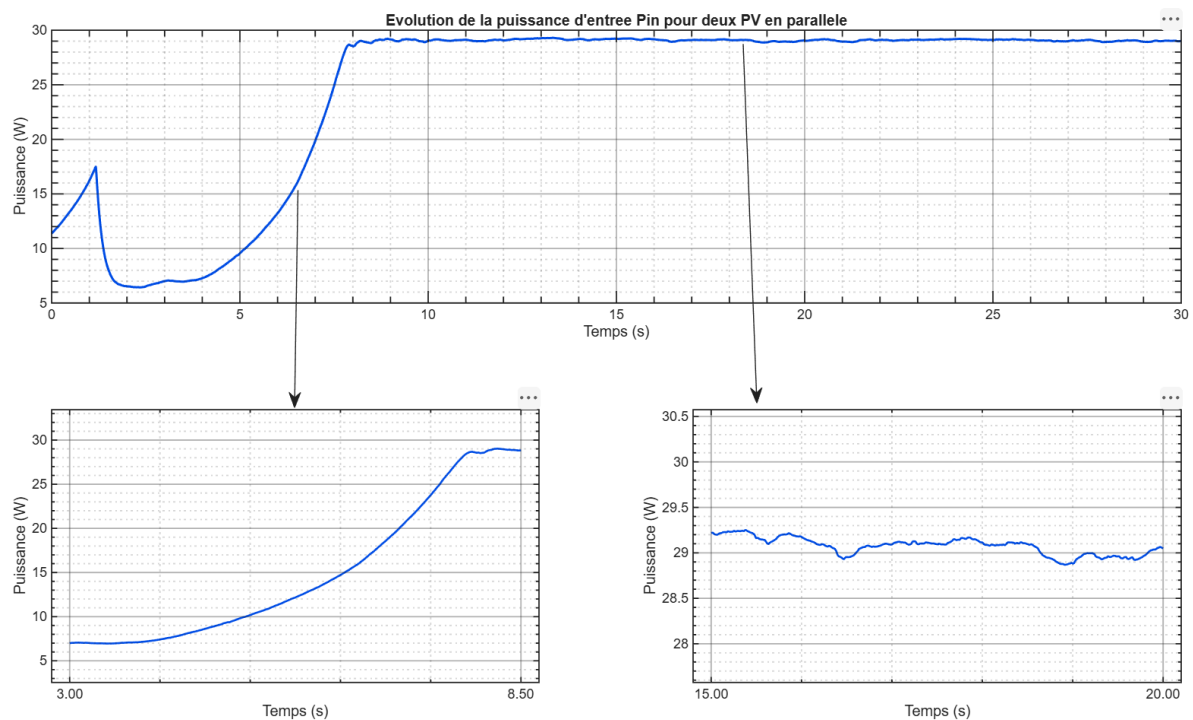


**FIGURE 4.25** – Puissance électrique extraite (Deux panneaux en parallèle).

Les réponses temporelles de la tension globale ( $V_{in}$ ), du courant de ligne ( $I_{in}$ ), du rapport cyclique ( $D$ ) et de la puissance totale extraite ( $P$ ) enregistrées pour cette configuration parallèle sont présentées sur les Figures 4.22 à 4.25. L'analyse chronologique de ces courbes sur l'horizon de simulation permet de distinguer trois phases de fonctionnement clés :

1. **Phase d'Amorçage Initial ( $0 \leq t < 3$  s) :** Dès le lancement de la simulation ( $t = 0$  s), le système subit un comportement transitoire d'amorce marqué par une forte instabilité et une réinitialisation de sécurité. Aux alentours de  $t = 1.2$  s, le rapport cyclique s'effondre vers un niveau plancher bas proche de 0.14. À cet instant précis, la tension d'entrée remonte vers sa valeur maximale à vide d'environ 16.2 V, tandis que le courant de ligne tombe à sa valeur minimale de 0.44 A, maintenant temporairement la puissance extraite sur un plateau bas à 7 W.
2. **Phase de Convergence Transitoire ( $3 \leq t < 8.5$  s) :** C'est à partir de  $t = 3$  s que l'algorithme MPPT ( $P\&O$ ) entame sa rampe de recherche active et linéaire, comme mis en évidence par le premier zoom (3 – 8.5 s). Le rapport cyclique  $D$  s'élève de manière parfaitement rectiligne pour passer de 0.14 à près de 0.90 en l'espace de 5.5 s.

Ce balayage algorithmique direct induit une dynamique fluide et maîtrisée sur les autres grandeurs : la tension globale  $V_{in}$  entame une baisse contrôlée en passant de 16.2 V à un point d'adaptation bas de 12.5 V, tandis que le courant  $I_{in}$  et la puissance utile  $P$  décrivent des rampes ascendantes très nettes. Le courant grimpe de 0.44 A jusqu'à un pic de 2.3 A à la fin du transitoire, tandis que la puissance totale extraite quitte son état initial pour venir capturer avec succès le point de puissance maximale ( $MPP$ ) à près de 29 W dès  $t = 8.5$  s.

3. **Régime Permanent Établi ( $t \geq 8.5$  s) :** Une fois le sommet de la caractéristique atteint, le système se verrouille instantanément sur un régime stationnaire hautement performant. Le second zoom (15 – 20 s) illustre parfaitement les micro-oscillations naturelles induites par les pas de calcul de la commande  $P\&O$  et les commutations du hacheur. L'absence totale de dérive secondaire ou de phénomène de pompage macroscopique confirme l'excellent comportement et la stabilité de la boucle de régulation.

**TABLEAU 4.3** – Grandeurs électriques moyennes extraites (Configuration Parallèle)

| Fenêtre Temporelle (s) | $V_{in}$ Moyenne (V) | $I_{in}$ Moyen (A) | Puissance $P$ (W) | $D$ Moyen |
|------------------------|----------------------|--------------------|-------------------|-----------|
| 3.0 – 8.5              | 15.19                | 1.21               | 17.89             | 0.660     |
| 15.0 – 20.0            | 12.89                | 2.26               | 29.14             | 0.882     |

En régime permanent stabilisé, le comportement des grandeurs électriques moyennes lues au sein des fenêtres d'observation confirme l'efficacité du couplage en parallèle :

- **La tension globale du groupement  $V_{in}$  :** Après s'être extraite de sa chute transitoire à 12.5 V, elle oscille de manière parfaitement confinée au sein de la fenêtre stationnaire (15 – 20 s) entre 12.6 V et 13.3 V, pour s'établir à une valeur moyenne idéale de 12.89 V.
- **Le courant de ligne d'entrée  $I_{in}$  :** Reflet direct de l'association en parallèle des modules, il se stabilise sur un plateau élevé, oscillant de manière régulière autour d'une valeur moyenne cible de 2.26 A (comprise entre 2.15 A et 2.30 A sur le zoom).

- **La puissance utile extraite  $P$  et le rapport cyclique  $D$**  : La puissance totale extraite converge vers son maximum stationnaire avec une régularité remarquable, s'établissant à une moyenne de 29.14 W. L'algorithme démontre sa robustesse en maintenant le rapport cyclique moyen confiné de manière très serrée à 0.882 (les oscillations instantanées restant encadrées entre 0.86 et 0.90 sur le zoom stable), maximisant ainsi l'efficacité énergétique globale de la configuration.

## 4.6 Validation de Algorithme Superviseur de Commutation et Reconfiguration Automatique

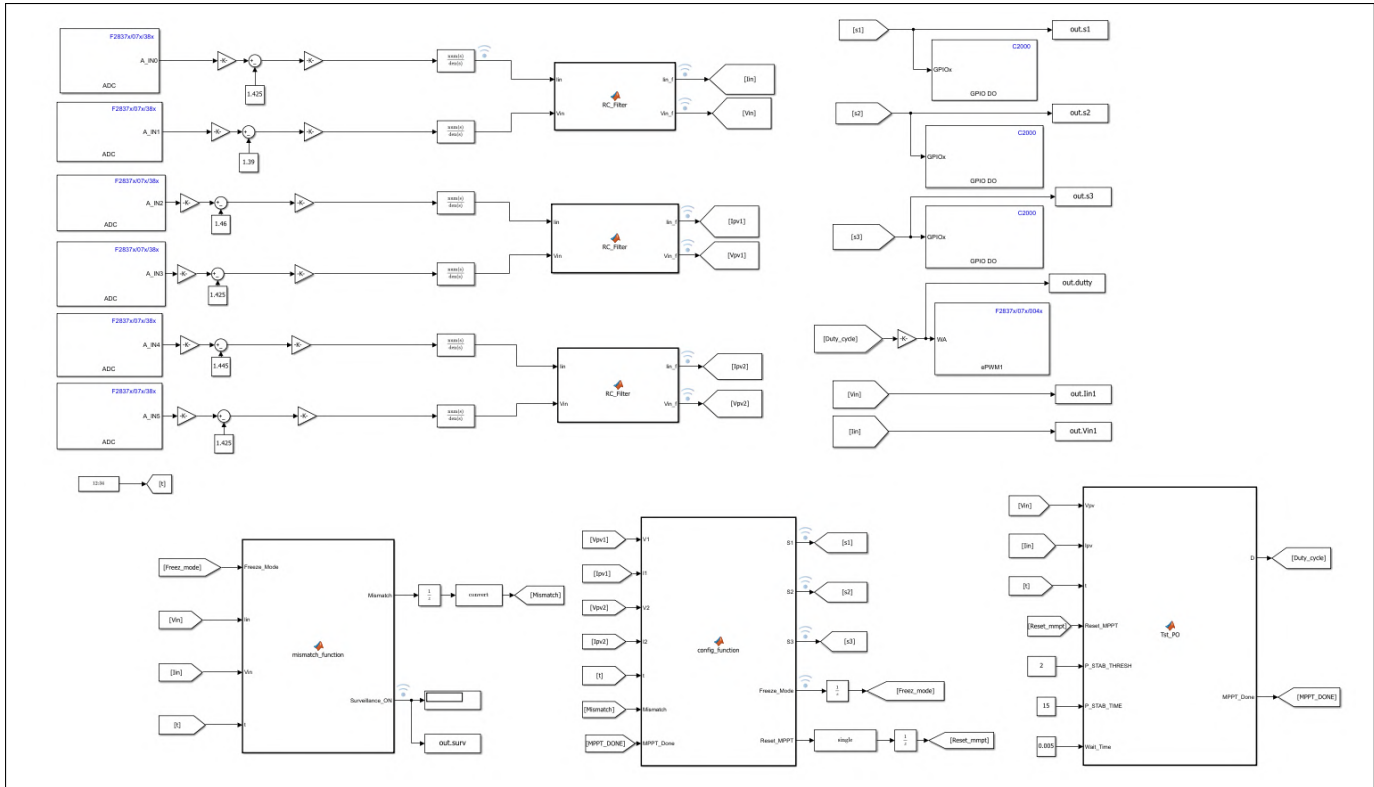


**FIGURE 4.26** – Schéma d'implémentation sous MATLAB/Simulink de l'algorithme superviseur de commutation et de reconfiguration automatique.

Le basculement dynamique entre le mode Série et le mode Parallèle de la matrice de commutation est géré en temps réel par un algorithme superviseur de type machine à états finis (*Finite State Machine*). Dans ce contexte d'implémentation réelle, les essais sont menés sous des conditions d'ensoleillement réel, avec un phénomène d'ombrage partiel. La transition automatique vise exclusivement à optimiser le rendement de conversion global du système en adaptant la topologie de la matrice selon le niveau de l'ensoleillement global et les plages de gain optimal du convertisseur DC-DC Boost. La surveillance continue s'appuie sur l'acquisition des grandeurs physiques réelles via le module isolé Taraz [32].

### 4.6.1 Critères de Transition sous Conditions Réelles

En configuration réelle, les critères de décision reposent sur l'évaluation du niveau de puissance activement disponible et sur la détection des variations de tension ou de courant. Conformément à la logique de l'algorithme, toute action de reconfiguration structurelle n'est exécutée qu'après la convergence et la stabilisation complètes de la routine MPPT, validées par l'activation du signal de fin de recherche (*event\_mppt\_done*) :

- **Transition Parallèle → Série** : Cette commutation est initiée lorsque les conditions d'ensoleillement global diminuent, entraînant une baisse de la puissance extraite. Dès que la routine MPPT se stabilise dans le mode parallèle actuel (*event\_mppt\_done* = 1), l'algorithme calcule la puissance moyenne disponible (*P\_second\_trouver*). Si la comparaison des performances montre que le mode série offre un gain de puissance supérieur au seuil de tolérance défini ( $P_{first\_trouver} - P_{second\_trouver} > CHANGE\_MARGIN = 2W$ ), le regroupement en série est ordonné. Ce basculement permet de doubler le potentiel de tension d'entrée de la chaîne, maintenant le convertisseur Boost dans sa zone de gain linéaire optimal.
- **Transition Série → Parallèle** : Ce basculement intervient lorsque l'ensoleillement global nominal s'accroît fermement. Une fois le point de puissance maximale stabilisé en configuration série, si l'évaluation comparative montre que la puissance moyenne extractible en mode parallèle devient supérieure avec une marge suffisante ( $dP < -CHANGE\_MARGIN$ ).
- **Relance de la Phase de Test par Détection de Mismatch** : En régime permanent (*Freeze\_Mode* = 0), la surveillance détecte les variations brusques de l'entrée. Si l'écart dépasse les seuils fixés ( $\Delta V \geq 5.0V$  ou  $\Delta I \geq 0.5A$ ), une impulsion *Mismatch* = 1 est générée et la surveillance est immédiatement désactivée. Elle ne sera réactivée qu'après validation du signal *Freeze\_Mode* passant de l'état actif (1) à l'état inactif (0).

## 4.6.2 Analyse Dynamique des États des Relais et des Impulsions de Surveillance

Afin de comprendre la flexibilité structurelle du système face aux perturbations réelles, il est fondamental de corréler les basculements physiques des interrupteurs de reconfiguration ( $S_1, S_2, S_3$ ) avec les déclenchements de la logique de surveillance.

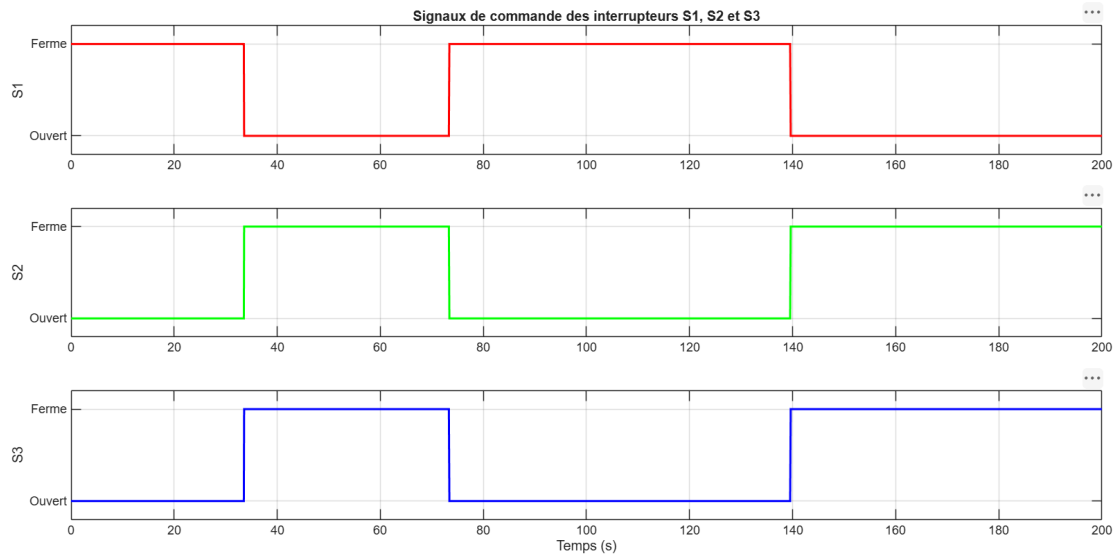


**FIGURE 4.27** – Signaux de commande de commutation des interrupteurs  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$  au cours du temps.

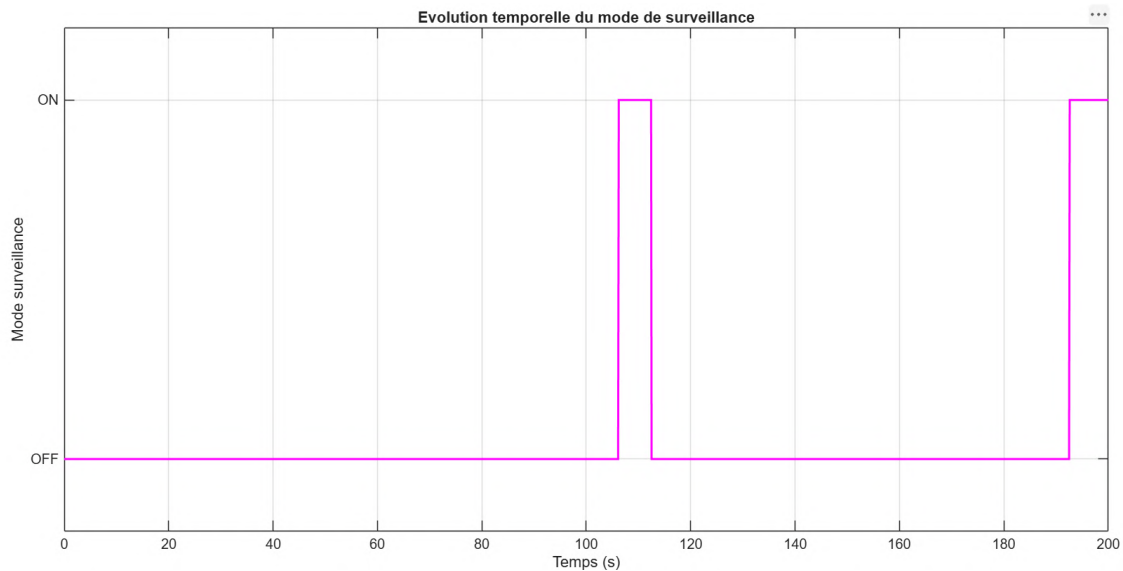


**FIGURE 4.28** – Évolution temporelle du mode de fonctionnement de la surveillance.

L'analyse temporelle des signaux illustrés sur la Fig. 4.27 et la Fig. 4.28 met en évidence le comportement réel du système implémenté ainsi que la logique de reconfiguration entre les modes série et parallèle.

- **Intervalle 0 – 15 s [Phase de mise en régime]** : Au démarrage du système implémenté, une phase transitoire est observée correspondant à la mise en régime des grandeurs électriques. Durant cet intervalle, le système se stabilise progressivement afin d'atteindre un point de fonctionnement exploitable pour l'algorithme MPPT. La puissance augmente progressivement jusqu'à atteindre une zone stable.
- **Intervalle 15 – 33.5 s [Mode série – recherche du MPP]** : Une fois le régime stabilisé, le système fonctionne en configuration série. L'algorithme MPPT (P&O) commence alors à ajuster le point de fonctionnement afin de maximiser la puissance extraite. On observe une augmentation progressive de la puissance jusqu'à atteindre une valeur proche de son maximum, indiquant la convergence vers le point de puissance maximale en mode série.
- **Intervalle 33.5 – 73.3 s [Mode parallèle – optimisation de puissance]** : À partir de  $t \approx 33.5$  s, une reconfiguration matérielle est effectuée et le système bascule en configuration parallèle. Cette topologie permet une adaptation plus favorable aux conditions de fonctionnement instantanées, notamment en termes de courant délivré. L'algorithme MPPT poursuit son optimisation dans cette nouvelle configuration et converge vers un point de fonctionnement stable en mode parallèle.
- **Intervalle 73.3 – 104 s [Retour en mode série – stabilisation]** : À environ  $t = 73.3$  s, le système revient en configuration série suite à l'évaluation comparative des performances entre les deux modes. Cette phase correspond à une stabilisation du fonctionnement autour d'un nouveau point de puissance optimale en mode série.
- **Impulsion du mode de surveillance 104 – 115 s [Détection de mismatch]** : Une activation du mode de surveillance est observée autour de  $t \approx 104$  s. Cette activation correspond à une phase de vérification de l'état du générateur photovoltaïque. Une détection de mismatch est ensuite identifiée vers  $t \approx 115$  s, indiquant une variation des conditions de fonctionnement.
- **Intervalle 115 – 140 s [Optimisation en mode série]** : Suite à cette détection, le système reste en configuration série et relance l'optimisation MPPT afin de retrouver le point de puissance maximale sous les nouvelles conditions. Le système converge vers un régime stable avec une extraction de puissance optimisée.
- **Intervalle 140 – 190 s [Mode parallèle – fonctionnement optimal]** : À partir de  $t \approx 140$  s, une nouvelle reconfiguration est effectuée vers le mode parallèle. Cette configuration s'avère plus performante dans les conditions expérimentales présentes et permet une amélioration du niveau de puissance extrait.

Le système reste stable dans cette configuration jusqu'à la fin de l'acquisition.

- **Activation finale du mode de surveillance** ( $\approx 190 - 200$  s) : En fin d'essai, une dernière activation du mode de surveillance est observée. Celle-ci confirme la stabilité du fonctionnement en mode parallèle sans déclencher de nouvelle reconfiguration.

Ainsi, les résultats expérimentaux montrent une alternance contrôlée entre les deux configurations série et parallèle, pilotée par l'algorithme MPPT et validée par le mode de surveillance. Le système converge vers des points de fonctionnement optimaux adaptés aux conditions réelles d'exploitation.

### 4.6.3 Analyse des Résultats Expérimentaux de Reconfiguration

Afin d'évaluer la précision et la robustesse de l'algorithme MPPT lors des phases de reconfiguration dynamique, Les réponses transitoires réelles relevées lors du basculement topologique automatique orchestré par le superviseur sous profil a conditions réels sont regroupées au sein des Figures 4.29 à 4.32.

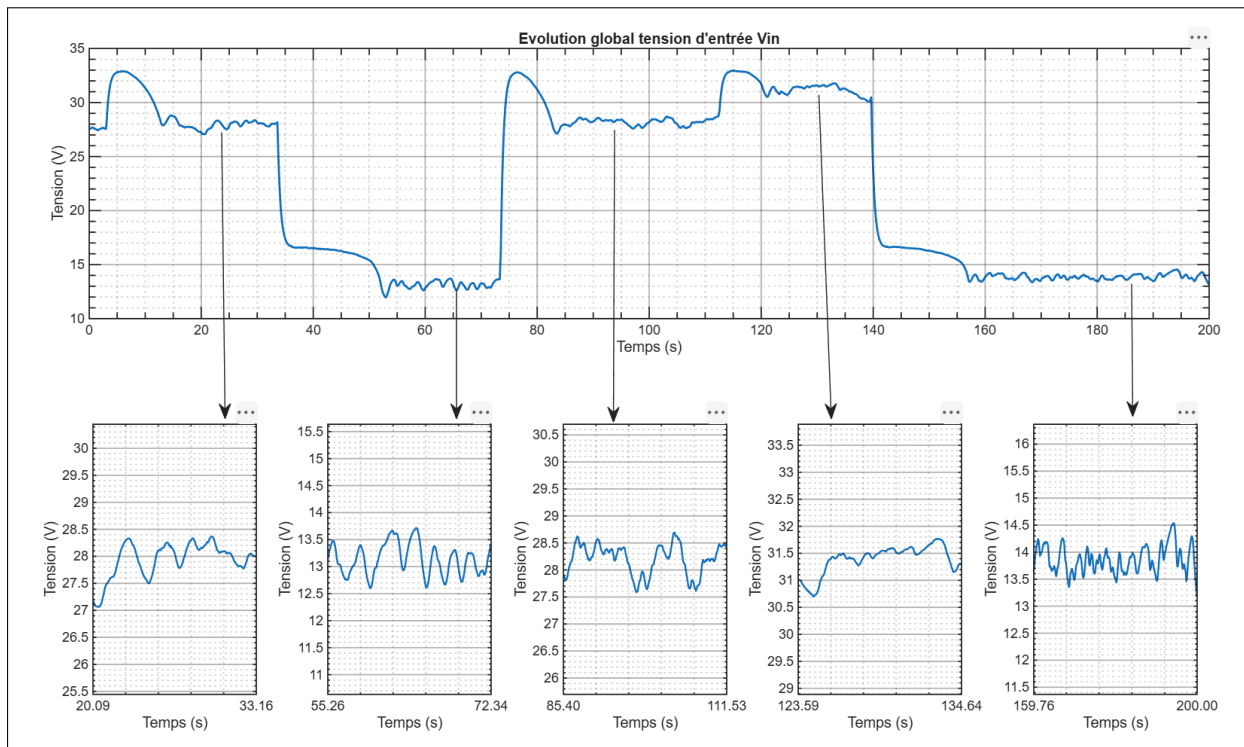


**FIGURE 4.29** – Comportement transitoire réel de la tension  $V_{in}$  lors de la reconfiguration de la matrice.

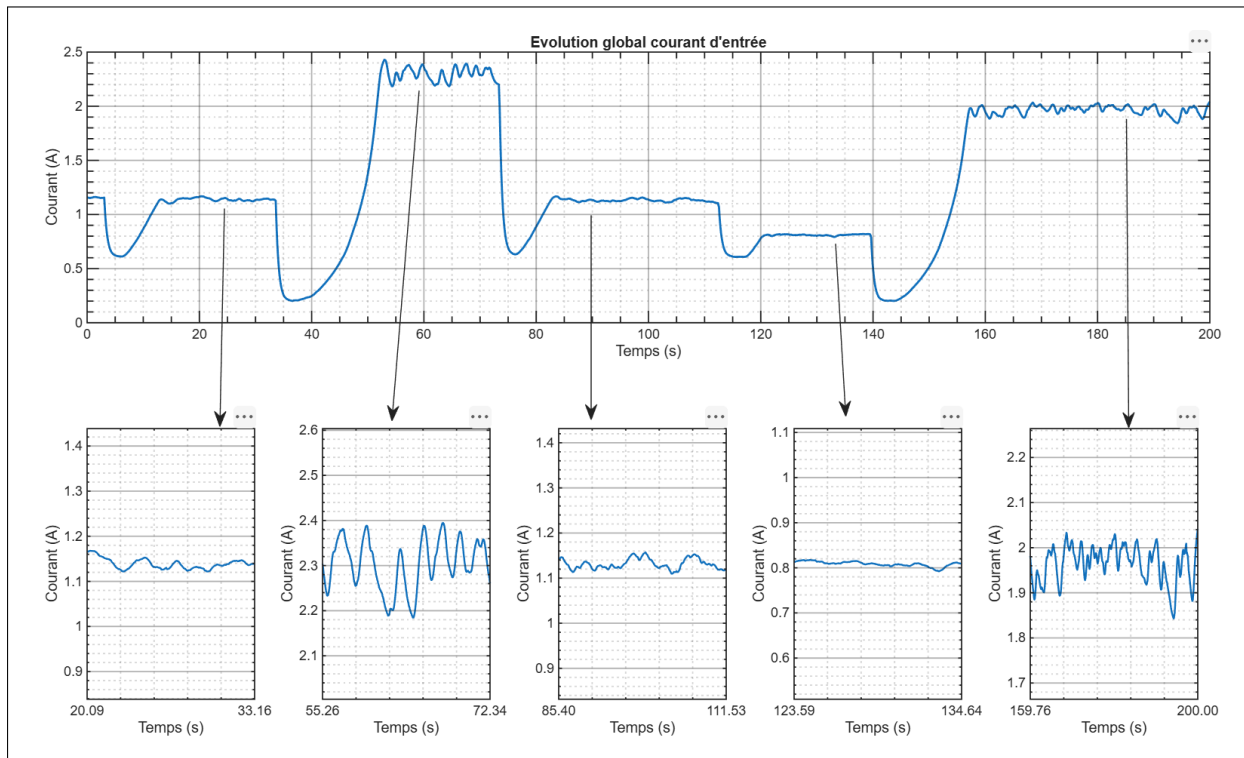


**FIGURE 4.30** – Dynamique d’ajustement du courant de ligne réel  $I_{in}$  lors des phases de commutation.

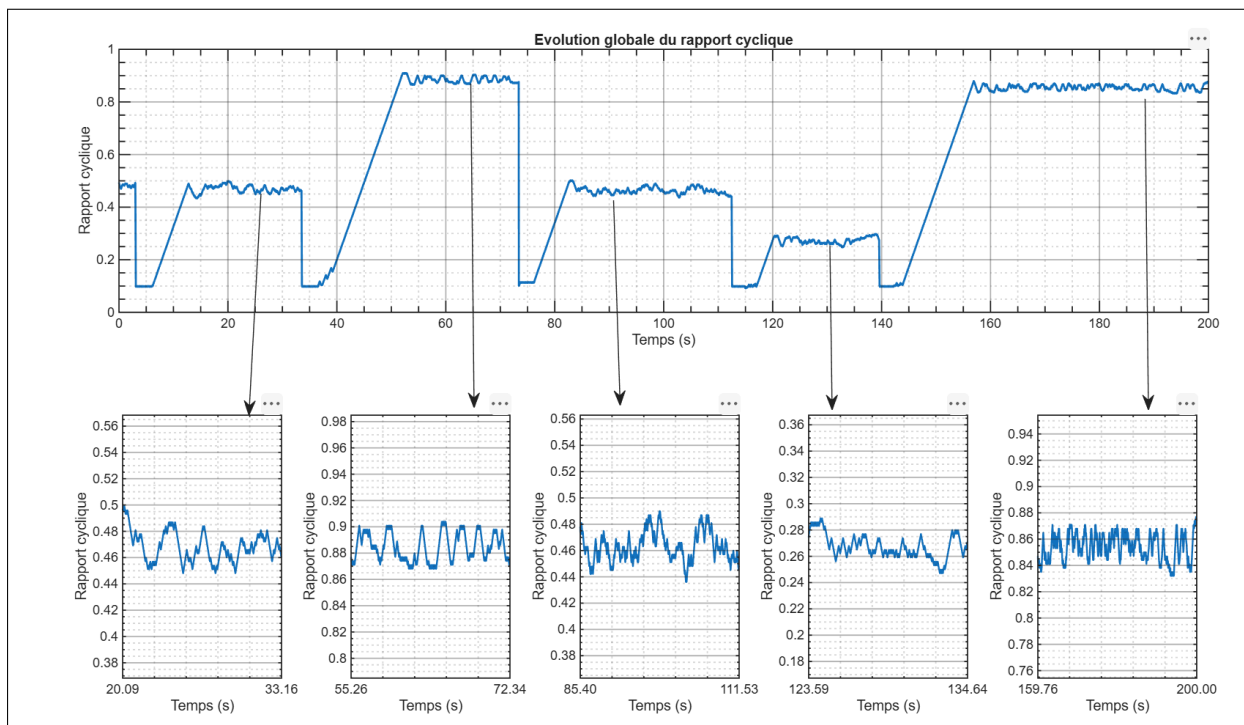
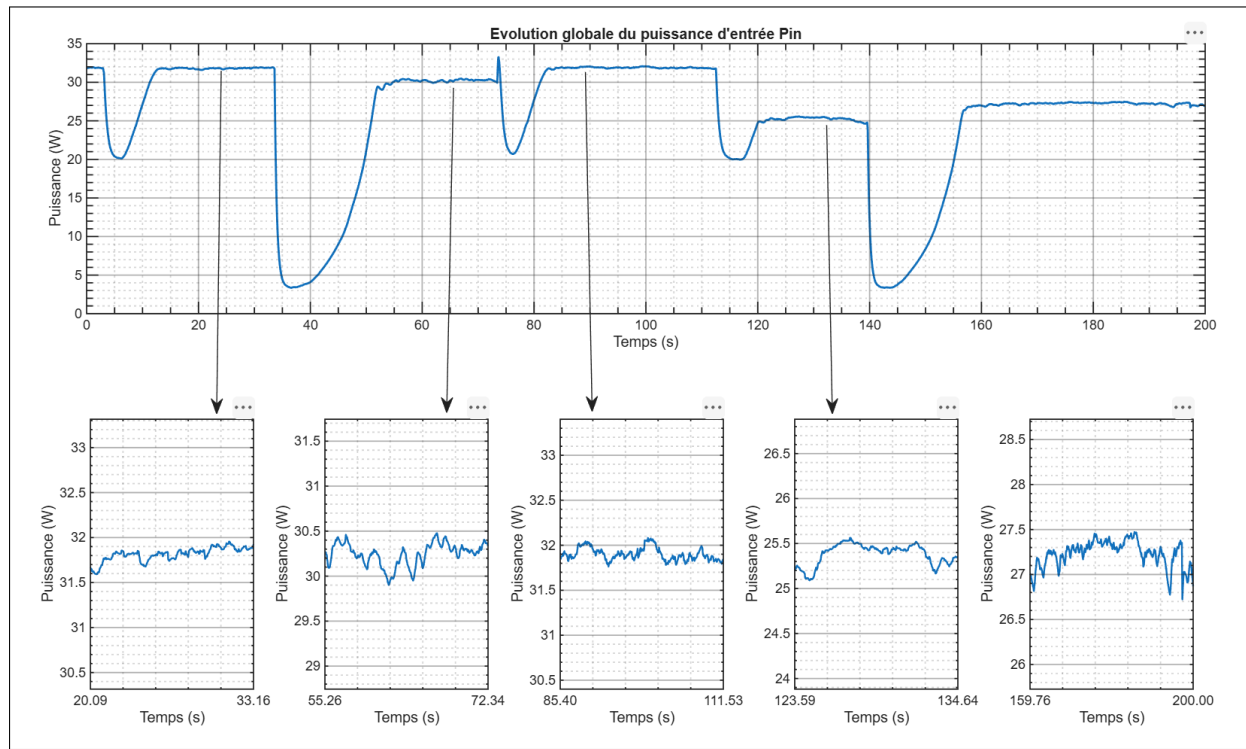


**FIGURE 4.31** – Évolution temporelle du rapport cyclique  $D$  piloté par l’automate de transition.


 FIGURE 4.32 – Profil de la puissance réelle extraite  $P_{in}$ .

1. **Phase de Convergence Transitoire ( $0 \leq t < 15\text{s}$ )** : Au démarrage de la routine globale de calcul, le convertisseur est amorcé sous un rapport cyclique de sécurité de 0.48. Les modules photovoltaïques fonctionnant initialement hors de leur point de puissance maximale, le système présente un régime transitoire d'établissement fluide caractérisé par un premier décrochage suivi d'une remontée rapide.

L'algorithme de commande, détectant un gradient de puissance positif ( $\frac{dP}{dV} > 0$ ), applique des perturbations successives sur le rapport cyclique  $d$ . Cela induit des oscillations de recherche dynamiques, clairement visibles sur les zooms des profils de tension  $V_{in}$  et de courant  $I_{in}$ . Ce balayage initial force le point de fonctionnement à converger rapidement vers la zone optimale de la configuration série nominale. Le temps de convergence global vers le point de puissance maximale ( $MPP$ ) est stabilisé en moins de 15s, illustrant une excellente réactivité de la commande face à la dynamique propre de l'association.

2. **Régime de Reconfiguration Automatique selon les Scénarios ( $t \geq 15\text{s}$ )** : Une fois le premier sommet de puissance capturé, le système active sa logique de surveillance active. Les perturbations d'irradiance et d'ombrage provoquent des basculements automatiques de structure optimisant en temps réel le couplage. L'analyse statistique de chaque scénario d'implémentation sur la plage de 200s permet de dresser le bilan précis des grandeurs électriques stabilisées à l'entrée du convertisseur DC-DC :

En régime permanent, les grandeurs électriques se verrouillent avec une grande robustesse autour des valeurs optimales dictées par la topologie sélec-

**TABLEAU 4.4** – Grandeurs électriques moyennes extraites selon les différents scénarios d’ombrage (Cas de Reconfiguration Automatique)

| Scénario   | Intervalle (s) | $V_{in}$ Moyenne (V) | $I_{in}$ Moyen (A) | Puissance $P$ (W) | Rapport cyclique $d$ Moyen |
|------------|----------------|----------------------|--------------------|-------------------|----------------------------|
| Scénario 1 | 20 – 33 s      | 28.10                | 1.13               | 31.80             | 0.47                       |
| Scénario 2 | 55 – 72 s      | 13.15                | 2.31               | 30.25             | 0.88                       |
| Scénario 3 | 85 – 111 s     | 28.05                | 1.13               | 31.82             | 0.46                       |
| Scénario 4 | 123 – 134 s    | 31.60                | 0.80               | 25.35             | 0.26                       |
| Scénario 5 | 160 – 200 s    | 13.85                | 1.95               | 27.20             | 0.85                       |

tionnée automatiquement par la machine d’états :

- **La dynamique de la tension**  $V_{in}$  alterne nettement selon la configuration adoptée : elle se stabilise fermement autour de 28.0 V à 28.1 V lors des phases de couplage en série (**Scénarios 1 et 3**), tandis qu’elle descend de plus de la moitié, autour de 13.1 V à 13.8 V, lors des basculements en mode parallèle (**Scénarios 2 et 5**). Le **Scénario 4** se distingue par une hausse de tension à 31.60 V combinée à une baisse de puissance, traduisant le déplacement du point de fonctionnement suite à la perte de courant.
- **Le courant de ligne d’entrée**  $I_{in}$  s’ajuste de façon parfaitement complémentaire à la tension. En configuration série (**S1, S3**), il se maintient sur un plateau stationnaire bas autour de 1.13 A, limitant les sollicitations thermiques. Lors des transitions automatiques vers le mode parallèle (**S2**), le courant double de valeur pour se stabiliser à 2.31 A au niveau du nœud de couplage, validant de manière éclatante l’additivité des courants des deux branches en parallèle.
- **La puissance utile nette extraite**  $P$  démontre la supériorité de la reconfiguration automatique au fil des perturbations. Lors des phases homogènes ou compensées, elle se maintient à des niveaux maximaux très stables (31.80 W en série nominale et 30.25 W en parallèle dynamique). Les baisses observées aux scénarios 4 (25.35 W) et 5 (27.20 W) traduisent fidèlement l’impact des profils d’ombrages sévères, tandis que les transitions rapides et franches prouvent la robustesse du système. L’algorithme MPPT coopère de manière optimale en déplaçant le rapport cyclique moyen de sa zone série (0.46 – 0.47) vers sa zone parallèle (0.85 – 0.88).

#### Analyse Physique Individuelle des Scénarios Établis :

- **Scénario 1 (20 – 33 s) [Série Nominale]** : Sous des conditions d’ensoleillement optimales et homogènes, le système se verrouille en série. La tension atteint sa plage haute ( $V_{in} \approx 28.10$  V), tandis que le courant de ligne reste modéré (1.13 A). Le rapport cyclique se cale de façon stable autour de 0.47 (avec des oscillations MPPT oscillant finement entre 0.45 et 0.49) pour extraire une puissance nominale de 31.80 W.
- **Scénario 2 (55 – 72 s) [Parallèle Dynamique]** : Suite à une modification asymétrique de l’environnement, l’algorithme bascule en configuration parallèle pour éviter le piégeage. On observe l’inversion des grandeurs élec-

triques : la tension est divisée par deux (13.15 V) tandis que le courant global double instantanément (2.31 A). Le hacheur élève par conséquent le rapport cyclique à une valeur moyenne haute de 0.88 (oscillant entre 0.86 et 0.90) pour maintenir une extraction optimale de 30.25 W.

- **Scénario 3 (85 – 111 s) [Retour en Série]** : Dès le retour à des conditions homogènes, le système bascule de nouveau en mode série. Les profils électriques retournent instantanément à leurs niveaux du premier scénario ( $V_{in} \approx 28.05$  V,  $I_{in} \approx 1.13$  A et  $d \approx 0.46$ ). La puissance collectée se stabilise de nouveau au sommet à 31.82 W.
- **Scénario 4 (123 – 134 s) [Transition sous Contrainte]** : Face à un nouveau profil de mismatch, le système ajuste son point de fonctionnement. Le courant se replie à 0.80 A tandis que la tension remonte vers 31.60 V. Le rapport cyclique descend à un niveau bas de 0.26 pour adapter le hacheur, limitant la baisse de puissance à 25.35 W.
- **Scénario 5 (160 – 200 s) [Stabilisation Parallèle Finale]** : En fin de cycle, le système se stabilise en configuration parallèle pour maximiser l'extraction sous ombrage persistant. Le courant d'entrée remonte à 1.95 A sous une tension régulée de 13.85 V. Le rapport cyclique se verrouille à un niveau haut de 0.85, stabilisant la puissance extraite à un excellent niveau de secours de 27.20 W.

L'examen des chronogrammes globaux met clairement en évidence les sauts de tension et de courant instantanés lors des commutations topologiques, validant la réactivité des relais de commutation. Les zooms temporels démontrent que le comportement oscillatoire caractéristique de l'algorithme Perturbe et Observe (P&O) est parfaitement préservé au sein de chaque plateau. L'absence de pics parasites ou d'instabilités destructrices lors des transitions de grande envergure prouve que l'algorithme MPPT local coopère en parfaite harmonie avec le superviseur de reconfiguration structurelle, assurant une extraction maximale continue de l'énergie disponible sur l'ensemble de la plage de fonctionnement.

## 4.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la validation expérimentale et à l'analyse des performances des algorithmes de contrôle et de reconfiguration au sein d'une chaîne de conversion photovoltaïque réelle. À travers une démarche progressive, nous avons pu caractériser et quantifier l'efficacité de l'extraction d'énergie sous diverses configurations structurelles et conditions environnementales.

Dans un premier temps, l'implémentation du **MPPT sur un panneau unique** a permis de valider la précision et la stabilité de l'algorithme de recherche du point de puissance maximale en régime transitoire et permanent, servant de base de référence unitaire pour la suite de l'étude.

L'analyse comparative des **associations fixes en série et en parallèle** a ensuite mis en exergue les propriétés électriques intrinsèques de chaque topologie. Si le mode série privilégie les hauts potentiels de tension, il a démontré une vulnérabilité critique face à l'ombrage partiel, où le courant de ligne global s'effondre par un effet de « goulot d'étranglement » imposé par le module le plus faible. À l'inverse, le mode parallèle a prouvé sa capacité à maintenir un apport de courant régulier et additif conforme à la loi des nœuds, au prix d'une tension d'entrée réduite et d'une sollicitation accrue du rapport cyclique du hacheur Boost.

L'apport majeur de ces travaux réside dans la validation du système de **re-configuration automatique globale**. Les résultats dynamiques démontrent la robustesse de la machine d'états et de la fonction de surveillance active. Le système a prouvé sa capacité à :

- **Détecter en temps réel** les ruptures d'équilibre électrique (mismatch) induites par les variations d'irradiance grâce à des impulsions de surveillance précises.
- **Prendre des décisions optimales** en sélectionnant la structure (Série ou Parallèle) offrant la puissance nette maximale, permettant notamment de contourner l'impact des ombrages sévères et d'assurer une récupération d'énergie quasi totale dès la dissipation des défauts.
- **Garantir la sécurité matérielle** du banc d'essai grâce à une temporisation logicielle supérieure au temps de coupure physique des relais statiques, éliminant ainsi tout risque de court-circuit par recouvrement lors des phases de transition structurelle.

En conclusion, la stratégie de reconfiguration dynamique développée transforme une architecture photovoltaïque statique en un système adaptatif et résilient. Cette approche permet de maximiser le rendement énergétique global sur l'ensemble de la plage d'exploitation, tout en s'affranchissant des limites imposées par les configurations fixes traditionnelles face aux aléas climatiques réels.

# Chapitre 5

## Conclusion Générale

Arrivé au terme de ce projet de fin d'études, qui s'est concentré sur la conception, la modélisation et la validation expérimentale d'un système de **reconfiguration photovoltaïque pour l'extraction maximale de puissance (MPPT)** sous profil d'ombrage partiel, il convient de dresser un bilan synthétique des objectifs atteints et d'esquisser les perspectives de recherche ouvertes par ces travaux.

La problématique centrale de ce travail résidait dans la chute drastique de rendement et l'apparition de points chauds thermiques destructeurs au sein des champs photovoltaïques soumis à un ombrage partiel asymétrique. Pour surmonter ce verrou scientifique majeur sans subir le coût et la complexité d'une architecture multi-convertisseurs, nous avons proposé et mis en œuvre une stratégie de **reconfiguration automatique dynamique** reposant sur une matrice d'interrupteurs contrôlés, spécifiquement dédiée à restructurer physiquement les connexions des modules afin de garantir l'extraction du MPPT en toutes circonstances.

La démarche adoptée s'est articulée de manière progressive autour de plusieurs jalons clés :

- **Un ancrage théorique rigoureux (Chapitre 1) :** L'évaluation comparative des modèles de cellules (à une, deux et trois diodes) a permis de caractériser la forte non-linéarité des courbes  $I - V$  et  $P - V$ . Elle a surtout mis en évidence l'émergence de profils de puissance multimodaux sous ombrage partiel, confirmant qu'une simple boucle MPPT classique ne peut s'affranchir des maxima locaux sans être secondée par un système de reconfiguration photovoltaïque.
- **Un algorithme de contrôle et de supervision unifié (Chapitre 2) :** Nous avons développé une architecture logicielle intelligente structurée en trois blocs complémentaires : un algorithme MPPT de type Perturbation et Observation (P&O) pour la poursuite haute fréquence du point optimal, un bloc de détection de *mismatch* sensible aux gradients rapides induits par l'ombrage, et un superviseur central basé sur une machine à états finis (FSM) pour piloter instantanément le choix de la topologie de reconfiguration.
- **Une validation numérique probante (Chapitre 3) :** Les simulations me-

nées sous l'environnement MATLAB/Simulink ont validé la supériorité de notre approche adaptative. Face à un ombrage sévère, l'algorithme de reconfiguration a éliminé les distorsions de puissance complexes en adaptant l'association des modules, maximisant ainsi l'efficacité de l'extraction du MPPT global par rapport à un champ fixe.

- **Implémentations et validation basées sur les algorithmes de contrôle et de supervision (Chapitre 4) :** Ce dernier chapitre a concrétisé l'ensemble de l'étude par le passage à la réalisation physique du circuit de commande, du DC-DC boost et du circuit de relais. L'effort principal a porté sur l'intégration temps réel des algorithmes de contrôle et de supervision développés au sein d'un processeur de signal numérique **DSP C2000**. Cette implémentation embarquée a permis de valider dynamiquement la robustesse du bloc de décision (FSM) et le suivi du MPPT en conditions réelles. En parallèle, l'infrastructure matérielle de la matrice de relais s'est avérée parfaitement dimensionnée pour obéir aux ordres logiques de commutation, garantissant la sûreté et l'efficacité de la transition topologique.

L'implémentation pratique a confirmé avec exactitude l'efficacité de la reconfiguration photovoltaïque pour l'extraction du MPPT. Les points saillants issus des essais en conditions réelles incluent :

- **Optimisation de la matrice d'interface :** La plateforme a affiché un rendement de crête global de **95,2 %**, validant la qualité de dimensionnement des filtres, des inductances de lissage et des circuits d'interface de puissance (drivers TLP250), ce qui démontre que l'insertion des relais de reconfiguration n'altère pas les performances électriques globales du système.
- **Une sécurité matérielle absolue par temps mort :** L'intégration logicielle d'un temps mort (*dead-time*) de **2 ms** lors des phases de reconfiguration topologique a prouvé son efficacité. En suspendant momentanément les impulsions PWM, ce mécanisme a permis de bloquer l'énergie inductive et d'éliminer tout risque de court-circuit par recouvrement lors de la commutation des relais de la matrice.
- **Une synergie de contrôle temps réel face au mismatch :** Les résultats dynamiques démontrent la robustesse de la fonction de surveillance active. Le système s'est montré capable de détecter en temps réel les ruptures d'équilibre électrique provoquées par l'ombrage partiel, de geler brièvement le P&O pour éviter toute divergence, et d'exécuter la reconfiguration optimale (Série ou Parallèle) assurant l'extraction immédiate du nouveau MPPT stabilisé.

En somme, cette stratégie transforme un champ photovoltaïque traditionnellement statique et vulnérable aux aléas climatiques en un système hautement adaptatif, résilient et capable de maintenir en permanence son point d'opération au sommet des capacités physiques des générateurs.

## Perspectives de recherche

Bien que les objectifs fixés au début de ce projet aient été pleinement atteints, ce travail ouvre la voie à plusieurs perspectives de recherche prometteuses pour perfectionner et industrialiser le concept de la reconfiguration photovoltaïque pour l'extraction du MPPT :

1. **Intégration de l'Intelligence Artificielle (IA) :** L'intégration d'algorithmes d'apprentissage automatique (*Machine Learning*) directement dans le DSP permettrait de prédire l'évolution des profils d'ombrage à partir des variations météo. Cela optimiserait les décisions de reconfiguration du superviseur et éliminerait totalement les risques de commutations intempestives (*chattering*) sous des ombrages hautement dynamiques.
2. **Extension à des matrices PV de grande dimension :** Le passage d'une topologie élémentaire à une matrice bidimensionnelle de type *Total-Cross-Tied* (TCT) reconfigurable à grande échelle. Cela nécessitera de développer des algorithmes d'optimisation combinatoire (tels que les algorithmes génétiques ou le PSO) capables de résoudre en temps réel le problème de routage d'un grand nombre de nœuds pour l'extraction maximale de puissance.
3. **Optimisation des commutateurs de puissance :** Le remplacement des relais physiques par des interrupteurs statiques à semi-conducteurs à grand gap (tels que les transistors en carbure de silicium SiC ou en nitrure de gallium GaN) permettrait de réduire le temps mort requis en dessous de la microseconde, assurant des reconfigurations topologiques quasi-instantanées et totalement transparentes pour l'extraction du MPPT et la charge en aval.

# Bibliographie

- [1] Abhishek Saxena, Rajneesh Kumar, Atul A. Sagade, Desh Bandhu Singh, V. V. Tyagi, Erdem Cuce, and Varun Goel. A state-of-art review on photovoltaic systems : Design, performance, and progress. *Process Safety and Environmental Protection*, 2024.
- [2] Kashif Ishaque and Zainal Salam. A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013.
- [3] International Energy Agency. Global energy review : Clean energy transitions and renewable progress. Report, IEA, Paris, 2025.
- [4] John A. Duffie and William A. Beckman. *Solar Engineering of Thermal Processes*. John Wiley & Sons, New York, 4th edition, 2013.
- [5] Marcelo Gradella Villalva, Jonas Rafael Gazoli, and Ernesto Ruppert Filho. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009.
- [6] Simon M. Sze and Kwok K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 3rd edition, 2006.
- [7] Tatsuo Saga. Advances in crystalline silicon solar cell technology for industrial mass production. *NPG Asia Materials*, 2010.
- [8] Martin A. Green, Ewan D. Dunlop, Jochen Hohl-Ebinger, Yoshio Yoshita, Nicola Rossi, and Xiaojing Hao. Solar cell efficiency tables (version 63). *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, 2024.
- [9] Kasturi L. Chopra, Paulson D. Paulson, and S. R. Dutta. Thin-film solar cells : An overview. *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, 2004.
- [10] M. A. De Blas, J. L. Torres, E. Prieto, and A. García. Selecting a suitable model for characterizing photovoltaic devices. *Renewable Energy*, 2002.
- [11] Kazuhiro Ishibashi, Y. Kimura, and M. Niwano. An improved two-diode model of photovoltaic cells for analysis of low-illuminance performance. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 2008.
- [12] Vineet Khanna, B. K. Das, and Biswajit Ghosh. A three-diode model of silicon solar cells for better performance analysis under real outdoor conditions. *Solar Energy*, 2013.

- [13] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. *Power Electronics and Control Techniques for Maximum Energy Harvesting in Photovoltaic Systems*. CRC Press, Boca Raton, Florida, 2012.
- [14] Bidyadhar Subudhi and Raseswari Pradhan. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2013.
- [15] Mohamed Etarhouni, Benjamin Chong, and Li Zhang. A novel square algorithm for maximising the output power from a partially shaded photovoltaic array system. *Optik*, 2022.
- [16] Ali Bidram, Alireza Davoudi, and Robert S. Balog. Control and circuit techniques to mitigate partial shading effects in photovoltaic arrays. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2012.
- [17] G. Velasco, J. J. Negroni, F. Guinjoan, and R. Piqué. A reconfigurable solar photovoltaic array topologies for partial shading conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.
- [18] Mukund R. Patel. *Wind and Solar Power Systems : Design, Analysis, and Operation*. CRC Press, Boca Raton, Florida, 2nd edition, 2005.
- [19] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, 2nd edition, 2001.
- [20] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics : Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [21] Nicola Femia, Giovanni Petrone, Giovanni Spagnuolo, and Massimo Vitelli. Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005.
- [22] Muhammad H. Rashid. *Power Electronics : Devices, Circuits, and Applications*. Pearson, 4th edition, 2017.
- [23] Faiza Belhachat and Cherif Larbes. A review of global maximum power point tracking techniques of PV system under partial shading conditions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018.
- [24] T. Eswam and P. L. Chapman. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007.
- [25] Bidyadhar Subudhi and Raseswari Pradhan. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2013.
- [26] H. Patel and V. Agarwal. Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008.

- [27] Faiza Belhachat and Cherif Larbes. Photovoltaic array reconfiguration strategies for mitigating partial shading effects : Recent advances and perspectives. *Energy Conversion and Management*, 2024.
- [28] Abdulrahman I. Siddiq Koran A. Namuq1 and Hasan Abdulkader. Dynamic reconfiguration of pv array under partial shading condition by using automatic switching. *International Journal of Electrical and Electronic Engineering Telecommunications*, 2023.
- [29] International Rectifier (Infineon Technologies). *IRFP460 Power MOSFET Datasheet*, 2000. VDSS = 500V, RDS(on) = 0.27 Ohm, ID = 20A, TO-247AC.
- [30] ON Semiconductor. *MUR1560 : Switch-mode Power Rectifier Datasheet*, 2012. Ultrafast Recovery Diode, 600V, 15A, trr = 60ns, TO-220AC.
- [31] Toshiba Bi-CMOS Power Integrated Circuit. *TLP250 : GaAlAs Infrared LED & Photo-IC GaAlAs Optocoupler Datasheet*, 2007. Inverter Gate Drive, Isolation = 2500Vrms, Peak Current = +/-1.5A.
- [32] Taraz Technologies. *USM-3IV : Isolated Voltage & Current Sensing Module Datasheet*, 2015. 3 Voltage & 3 Current Channels, 3kV Isolation.
- [33] Crydom Inc. (Sensata Technologies). *Series D1D Solid State Relays : 7-40A, 100-500VDC, DC Output*, 2017. Model D1D20 : 20A, 100VDC, MOSFET Output.