



Améliorations d'une chaîne de conversion de l'énergie solaire en électricité autonome en vue d'application dans les pays en voie de développement

Cuong Hung Tran

► To cite this version:

Cuong Hung Tran. Améliorations d'une chaîne de conversion de l'énergie solaire en électricité autonome en vue d'application dans les pays en voie de développement. Automatique. Université de Reims Champagne-Ardenne, 2019. Français. ⟨NNT : ⟩. ⟨tel-02884294⟩

HAL Id: tel-02884294

<https://hal.science/tel-02884294v1>

Submitted on 29 Jun 2020

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

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



HAL Authorization

UNIVERSITÉ DE REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE (547)

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE REIMS CHAMPAGNE-ARDENNE

Discipline : AUTOMATIQUE, SIGNAL, PRODUCTIQUE, ROBOTIQUE

Spécialité :AUTOMATIQUE

Présentée et soutenue publiquement par

CUONG HUNG TRAN

Le 22 janvier 2019

**Améliorations d'une chaîne de conversion de l'énergie solaire en électricité autonome en
vue d'application dans les pays en voie de développement**

Thèse dirigée par **M. Abdelaziz HAMZAOU**

JURY

M. M'Saad MOHAMMED,	Professeur,	Université de Caen Normandie,	Président
M. Said DOUBABI,	Professeur,	Université de Cadi Ayyad,	Rapporteur
M. Rachid ,BOUYEKHF	Maître de Conférences HDR,	Université de Technologie de Belfort-Montbéliard ,	Rapporteur
M. Mondher FARZA,	Professeur,	Université de Caen Normandie,	Examineur
Mme. Alice YALAOUI,	Maître de Conférences HDR,	Université de Technologie de Troyes,	Examinatrice
M. Abdelaziz HAMZAOU,	Professeur,	Université de Reims Champagne Ardenne,	Directeur de thèse

Remerciements

Ces travaux de thèses ont été effectués au sein du Centre de Recherche en Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication (CRéSTIC) à l'IUT de Troyes.

Je tiens en premier lieu à exprimer toute ma reconnaissance à mon directeur de thèse : Monsieur **Abdelaziz HAMZAoui**, Professeur à l'Université de Reims, pour la confiance qu'il m'a témoignée. Son expérience de recherche, ses conseils et ses remarques constructives, m'ont permis de bien mener mon travail.

Mes remerciements vont également à Monsieur **Saïd DOUBABI** et Monsieur **Rachid BOUYEKHF** pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en acceptant d'être les rapporteurs et pour leur participation à mon jury. Ses remarques m'ont permis d'améliorer la qualité de ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **M'Saad MOHAMMED**, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de présider le jury.

Mes remerciements vont aussi à Madame **Alice YALAoui**, Monsieur Mondher FARZA d'avoir bien voulu faire partie de ce jury et juger ce travail.

Je remercie également à Monsieur **Najib ESSOUNBOULI**, Professeur à l'Université de Reims, et Monsieur **Frederic NOLLET**, Maître de conférences à l'Université de Reims qui m'encadraient durant mes années de thèse, pour m'avoir transmis leurs connaissances, expériences et pour tous les précieux conseils qu'ils ont portés tout au long de cette thèse.

Je remercie particulièrement Monsieur **Jean-Lou SCULFORT**, pour sa disponibilité et ses conseils et pour avoir lu et corrigé les fautes d'orthographe dans le manuscrit de cette thèse.

Je tiens également à remercier à notre Grand-mère troyenne, Madame **Annick BARDAINE-BOCQUIER**, qui m'a apporté son soutien en me faisant répéter mon oral à deux reprises et en m'apportant certaines corrections et certains conseils, aussi bien oralement que par écrit.

Un grand merci à l'ensemble du personnel de l'IUT de Troyes (enseignants chercheurs, doctorants, techniciens, ingénieur, secrétaires) qui ont su créer une ambiance de travail

agréable. Je leur souhaite beaucoup de bonheur et de réussite dans leur vie personnelle et professionnelle.

J'adresse également mes remerciements les plus respectueux à l'Etat Vietnamien qui m'a attribué une bourse, sans laquelle, cette thèse n'aurait jamais vu le jour.

Je remercie évidemment mes parents et ma sœur, qui m'ont encouragé et soutenu tout au long de ce travail.

Enfin, je réserve la dernière partie de ces remerciements à mon épouse **Hoang Kim Phuong LUU**, qui a été admirable pendant tous ces mois pénibles, pendant lesquels ma thèse a absorbé une grande partie de mon temps. Elle m'a été d'une aide et d'un secours très précieux.

Résumé

Au Vietnam, plus d'un demi-million d'habitations n'ont pas d'accès à l'électricité. Elles se situent principalement dans des régions montagneuses ou sur des îles. Cependant, c'est un pays qui possède un grand potentiel en énergies renouvelables. Dans ce contexte, l'alimentation en électricité pour les sites isolés est une solution prometteuse en termes économique et environnemental. L'énergie solaire est la plus adaptée à l'alimentation en électricité des villages en raison d'un ensoleillement important et d'une maintenance relativement facile.

Dans les systèmes de conversion d'énergie utilisant des sources d'énergies renouvelables, on utilise généralement des convertisseurs statiques simples. En effet, si l'on prend un système photovoltaïque, la poursuite du point de puissance maximale (MPPT) se fait à l'aide d'un convertisseur « boost » ou « buck-boost ». Ainsi, en cas de défaillance, le système est mis hors service.

L'objectif de cette thèse est d'apporter des améliorations au niveau d'un système photovoltaïque autonome pouvant être utilisé dans un site isolé.

Ainsi nous avons développé un algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT) utilisant des convertisseurs DC-DC à trois niveaux (CBTN) permettant d'extraire le maximum de puissance d'un générateur photovoltaïque quelles que soient les variations climatiques (température, ensoleillement) ou de la charge.

L'architecture à base de panneaux solaires associé à un système de stockage a nécessité la mise en place d'un superviseur flou afin de maîtriser la gestion des flux.

Enfin, nous avons proposé une méthode de détection de défauts afin de gérer efficacement les cas de défaillance d'un élément du convertisseur multiniveaux. En effet, en cas de défauts, on doit pouvoir passer en mode dégradé pour pouvoir assurer un service proche du comportement nominal ou au moins minimal en attendant une maintenance corrective.

Abstract

In Vietnam, more than half a million people do not have access to electricity. They are mainly in mountainous regions or on islands. However, this country has great potential for renewable energy. In this context, these sources of energy can be regarded as promising solutions both economically and environmentally for supplying electrical power. Solar energy is the most suitable to supply villages with electricity because of the plentiful solar radiation and relatively easy maintenance of the structures.

In energy conversion systems using renewable energy sources, simple static converters are generally used. Indeed, if we explore a photovoltaic system, the maximum power point tracking (MPPT) is done using a boost or buck-boost converter. Thus, in case of failure, the system is simply switched off.

The aim of this thesis is to make improvements to an autonomous photovoltaic system that can be used in an isolated site.

Therefore, an MPPT algorithm using three-level DC-DC converters is developed to extract the maximum power of a photovoltaic generator, whatever the climatic variations (temperature, sunlight) or charge.

The system's architecture is based on solar panels associated with a storage system, which required the development of a fuzzy supervisor to control the flow management.

Finally, we propose a fault detection method to efficiently manage the failure of a multi-level converter element. Indeed, if there is a fault, we must go into a degraded mode to provide a service close to normal or at least minimal functioning, pending maintenance.

Table des matières

Remerciements.....	2
Résumé.....	4
Abstract.....	6
Table des matières.....	8
Liste des figures	13
Liste des tableaux	20
Acronymes.....	22
Introduction générale	24
Chapitre 1 Contexte et problématique	30
I Contexte énergétique	31
II Énergies renouvelables	33
II.1 Types d'énergies renouvelables	33
II.1.1 Solaire ou photovoltaïque	33
II.1.2 Hydroélectricité	35
II.1.3 Éolienne	36
II.1.4 Marine.....	38
II.2 Bilan mondial actuel des énergies renouvelables	39
II.3 Contexte du Vietnam.....	42
II.3.1 Contexte énergétique au Vietnam.....	42
II.3.2 Contexte des énergies renouvelables au Vietnam	45
II.4 Énergie solaire au Vietnam.....	48
II.4.1 Le potentiel de l'énergie solaire au Vietnam	48

II.4.2 Barrières au développement de l'énergie solaire au Vietnam	49
III Système de production d'électricité photovoltaïque	50
III.1 Principe de la conversion photovoltaïque	50
III.1.1 Cellule photovoltaïque	50
III.1.2 Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque	51
III.2 Facteurs influençant le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque	52
III.2.1 Influence de l'éclairement E (W/m^2)	52
III.2.2 Influence de la température	53
III.3 Module photovoltaïque	53
III.4 Avantages et inconvénients des énergies solaires photovoltaïques autonomes	57
III.5 Composants des systèmes photovoltaïques autonomes	59
III.6 Étage d'adaptation continu-continu	61
Chapitre 2 Étude, modélisation et commande d'un convertisseur Boost à trois niveaux	64
I Introduction	65
II Étude du convertisseur de puissance DC-DC	66
II.1 Convertisseur DC-DC Boost conventionnel	66
II.1.1 Architecture - Mode de fonctionnement	66
II.1.2 Expression du gain en tension	69
II.1.3 Ondulation du courant	71
II.1.4 Ondulation de la tension	72
II.1.5 Contraintes maximales en tension et en courant	72
II.2 Convertisseur DC-DC Boost 3 niveaux (CBTN)	73
II.2.1 Architecture – Mode de fonctionnement	73
II.2.2 Expression du gain en tension	78
II.2.3 Ondulation du courant	80

II.2.4 Ondulation de la tension	85
II.2.5 Contraintes maximales en tension et en courant.....	85
II.3 Comparaison.....	86
III Modèle moyen du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux	87
IV Contrôle du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux par Backstepping.....	90
IV.1 Principe de la commande par l'approche Backstepping.....	90
IV.2 Synthèse de la commande par la méthode Backstepping du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux	92
IV.2.1 Régulation directe	92
IV.2.2 Régulation indirecte	96
IV.3 Résultats de simulation	99
IV.3.1 Charge constante.....	100
IV.3.2 Poursuite d'une trajectoire de référence	100
IV.3.3 Variation de la charge.....	102
IV.3.4 Conclusion.....	104
Chapitre 3 Optimisation de la production de l'énergie solaire.....	106
I Introduction.....	107
II Modélisation d'un générateur photovoltaïque	108
III Introduction d'un étage d'adaptation.....	110
IV Poursuite du point de puissance maximale (MPPT)	111
IV.1 Principe de la recherche du point de puissance maximale (PPM).....	111
IV.2 Méthodes indirectes	111
IV.3 Méthodes directes	112
V Mise en œuvre du contrôleur	113
V.1 Application de la méthode Backstepping pour la commande MPPT.....	113
V.2 Simulations	116

V.2.1 Fonctionnement sous des conditions climatiques stables.....	117
V.2.2 Évaluation de la robustesse par rapport à l'ensoleillement.....	119
V.2.3 Évaluation de la robustesse par rapport à la température	123
V.2.4 Évaluation de la robustesse par rapport à la charge.....	125
VI Comparaisons des techniques MPPT	127
VI.1 Méthode Perturbe & Observe (P&O).....	127
VI.2 Méthode MPPT par logique floue	128
VI.3 Évaluation de la méthode Backstepping par rapport aux deux méthodes précédentes	129
VII Conclusion.....	133
Chapitre 4 Électrification d'un site isolé au Vietnam par l'énergie solaire photovoltaïque	134
I Introduction.....	135
II Système de production d'électricité par l'énergie solaire photovoltaïque	135
II.1 Structure	135
II.2 Batterie Plomb-Acide.....	136
II.3 Superviseur pour la gestion de l'énergie.....	137
III Modélisation du système photovoltaïque isolé.....	139
III.1 Système photovoltaïque.....	139
III.2 Modèle d'une batterie Plomb-Acide	140
III.3 Onduleur de tension	141
IV Simulations.....	144
IV.1 Conditions initiales	145
IV.2 Résultats de simulation	146
V Conclusion	150
Chapitre 5 Continuité de service d'un système photovoltaïque.....	152

I Introduction.....	153
II Défaut d'un interrupteur commandable	154
II.1 État de l'art	154
II.2 Analyse du fonctionnement du convertisseur DC-DC Boost à 3 niveaux.....	155
II.2.1 Fonctionnement normal	155
II.2.2 Fonctionnement en défaut	157
II.2.3 Principe de détection des défauts	159
II.3 Simulations	161
III Continuité de service en mode dégradé d'un système photovoltaïque.....	163
III.1 Défaut de type circuit-ouvert des interrupteurs commandables du convertisseur Boost à 3 niveaux.....	164
III.2 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du convertisseur Boost à 3 niveaux.....	166
III.2.1 Détection du défaut	166
III.2.2 Commande tolérante aux défauts	168
IV Conclusion	171
Conclusions et Perspectives	172
Bibliographie	176

Liste des figures

Figure 1.1 Répartition de la production électrique mondiale par source d'énergie	31
Figure 1.2 Emissions de CO2 par combustible dans le monde [3]	32
Figure 1.3 Parcours de conversion pour les énergies renouvelables [2].....	33
Figure 1.4 Source photovoltaïque.....	34
Figure 1.5 Chaîne de conversion d'énergie solaire	34
Figure 1.6 Schéma général du fonctionnement d'une micro-centrale hydroélectrique [4] ...	35
Figure 1.7 Parc éolien.....	36
Figure 1.8 Éoliennes à axe horizontal	37
Figure 1.9 Éoliennes à axe vertical.....	37
Figure 1.10 Chaîne de conversion d'énergie éolienne	38
Figure 1.11 Principe de fonctionnement d'une usine marémotrice	39
Figure 1.12 Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production mondiale, fin 2016 [8]	39
Figure 1.13 Capacités de l'électricité renouvelable dans le monde, l'Europe des 28, les pays en voie de développement (BRICS), et les six premiers pays, fin 2016 [8]	41
Figure 1.14 Nouveaux investissements mondiaux dans les énergies renouvelables [8]	41
Figure 1.15 Emplois dans l'énergie renouvelable [8].....	42
Figure 1.16 Taux de croissance annuelle du PIB au Vietnam	43
Figure 1.17 Pourcentage de la production d'électricité au Vietnam en 2015.....	44
Figure 1.18 Répartition de la consommation d'électricité par secteur au Vietnam en 2006 et 2015 (Mtep, %) [12]	44
Figure 1.19 Objectifs pour le développement des énergies renouvelables [12]	47
Figure 1.20 Croissance provisoire de la capacité de production des énergies renouvelables [12]	47
Figure 1.21 Carte de l'ensoleillement du Vietnam	48
Figure 1.22 Objectif de développement de l'énergie solaire dans le futur.....	49
Figure 1.23 Cellule élémentaire photovoltaïque [4].....	50
Figure 1.24 Caractéristique d'une cellule photovoltaïque	51

Figure 1.25 Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I(V) et P(V) à T=25°C d'une cellule photovoltaïque	52
Figure 1.26 Influence de la température sur les caractéristique I(V) et P(V) à E=1000 W/m ² d'une cellule photovoltaïque	53
Figure 1.27 Influence de l'association des cellules en série sur la caractéristique d'un module photovoltaïque.....	54
Figure 1.28 Influence de l'association des cellules en parallèle sur la caractéristique d'un module photovoltaïque	54
Figure 1.29 Caractéristiques courant-tension pour différents assemblages de modules photovoltaïques (PV) en parallèle ou série [18]	55
Figure 1.30 Diodes by-pass	56
Figure 1.31 Exemple d'association sécurité de deux modules photovoltaïques en parallèle avec leurs diodes de protection [17]	56
Figure 1.32 Les différentes zones de la caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque	57
Figure 1.33 Schéma de principe d'un système photovoltaïque autonome.....	59
Figure 1.34 Connexion directe : Générateur photovoltaïque - Charge	60
Figure 1.35 Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque en connexion directe avec la charge	60
Figure 1.36 Chaîne de conversion photovoltaïque.....	61
Figure 2.1 Schéma de principe d'un convertisseur Boost	67
Figure 2.2 Signal de commande de l'interrupteur T	67
Figure 2.3 Schéma de convertisseur Boost - État ON (interrupteur passant)	68
Figure 2.4 Schéma de convertisseur état OFF (interrupteur bloqué)	69
Figure 2.5 Formes des ondulations courant/tension dans un convertisseur DC-DC Boost	71
Figure 2.6 Schéma de principe d'un Boost à trois niveaux.....	73
Figure 2.7 Structure du convertisseur à l'état 1	74
Figure 2.8 Structure du convertisseur à l'état 2	75
Figure 2.9 Structure du convertisseur à l'état 3	76
Figure 2.10 Structure du convertisseur à l'état 4	77
Figure 2.11 Diagramme de transition d'état dans la région 1	79
Figure 2.12 Diagramme de transition d'état dans la région 2	80

Figure 2.13 Forme des ondulations du courant et de la tension pour des rapports cycliques $\alpha < 0,5$	83
Figure 2.14 Forme des ondulations du courant et de la tension pour des rapports cycliques $\alpha > 0,5$	85
Figure 2.15 Relation entre les ondulations du courant du CNBT et du convertisseur Boost classique.....	86
Figure 2.16 Point d'équilibre par rapport à la sortie x_2	96
Figure 2.17 Point d'équilibre par rapport à la sortie x_1	99
Figure 2.18 Poursuite d'une trajectoire de référence	100
Figure 2.19 Courant inducteur dans le cas de la charge constante.....	100
Figure 2.20 Poursuite d'une trajectoire de référence en créneaux	101
Figure 2.21 Courant inducteur dans le cas d'une consigne en créneaux	101
Figure 2.22 Rapport cyclique dans le cas d'une consigne en créneaux.....	102
Figure 2.23 Variation de la charge	102
Figure 2.24 Poursuite d'une trajectoire de référence sous une variation de la charge	103
Figure 2.25 Courant inducteur sous une variation de la charge	103
Figure 2.26 Rapport cyclique sous une variation de la charge	103
Figure 3.1 Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque	107
Figure 3.2 Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque (modèle à une diode).	108
Figure 3.3 Panneau photovoltaïque constitué par n_p branches en parallèle chacune avec n_s cellules en série.....	109
Figure 3.4 Connexion d'un GPV à une charge à travers un convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux.....	110
Figure 3.5 Trois cas de perturbation	111
Figure 3.6 Principe de la méthode P&O.....	112
Figure 3.7 Structure de la commande MPPT par Backstepping d'un système de production d'énergie photovoltaïque	113
Figure 3.8 Simulation dans Simulink Matlab	116
Figure 3.9 Caractéristiques V-I et V-P du panneau photovoltaïque utilisé à 25°C	117
Figure 3.10 Puissance du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard ..	118

Figure 3.11 Tension du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard	118
Figure 3.12 Courant du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard	118
Figure 3.13 La variation brusque de l'ensoleillement.....	119
Figure 3.14 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement.....	119
Figure 3.15 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement.....	120
Figure 3.16 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement.....	120
Figure 3.17 Variation aléatoire de l'ensoleillement	121
Figure 3.18 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement.....	121
Figure 3.19 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement.....	122
Figure 3.20 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement.....	122
Figure 3.21 Variation de la température au Vietnam.....	123
Figure 3.22 Puissance du panneau sous une variation de la température	123
Figure 3.23 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation de la température	124
Figure 3.24 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation de la température.....	124
Figure 3.25 Variation de la charge	125
Figure 3.26 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge.....	125
Figure 3.27 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge.....	126
Figure 3.28 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge.....	126
Figure 3.29 Organigramme de l'algorithme de la méthode P&O.....	127
Figure 3.30 Direction de la poursuite du point de puissance maximale	128
Figure 3.31 Fonction d'appartenance des entrées dP/dV et d^2P/dV^2	129
Figure 3.32 Contrôleur P&O dans Simulink Matlab.....	130
Figure 3.33 Contrôleur flou dans Simulink Matlab.....	130

Figure 3.34 Variation de l'ensoleillement et de la charge	131
Figure 3.35 Puissance du panneau photovoltaïque	131
Figure 4-1 Structure du système de production d'énergie photovoltaïque pour un site isolé au Vietnam.....	136
Figure 4-2 Batterie au Plomb-Acide.....	136
Figure 4-3 Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb-Acide	137
Figure 4-4 Structure du superviseur flou	137
Figure 4-5 Erreur de puissance	138
Figure 4-6 État de charge de la batterie (SOC)	138
Figure 4-7 Modélisation d'une batterie plomb-acide.....	140
Figure 4-8 Caractéristique de décharge de la batterie	141
Figure 4-9 Formes de la tension de sortie	142
Figure 4-10 Schéma d'un onduleur.....	142
Figure 4-11 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	144
Figure 4-12 Modèle de simulation dans Simulink Matlab	145
Figure 4-13 Variation de l'ensoleillement (conditions atmosphériques)	146
Figure 4-14 Variation de la charge.....	146
Figure 4-15 Puissance produite par un panneau photovoltaïque	147
Figure 4-16 Tension du panneau photovoltaïque	147
Figure 4-17 Courant du panneau photovoltaïque	147
Figure 4-18 Puissance du générateur photovoltaïque, puissance de la batterie et puissance demandée	148
Figure 4-19 Scénario d'utilisation de la batterie et de la résistance de délestage selon les conditions climatiques et la variation de la charge	148
Figure 4-20 Interrupteur S_1	149
Figure 4-21 Interrupteur S_2	149
Figure 4-22 Puissance fournie à la charge	149
Figure 5.1 Distribution des défaillances.....	153
Figure 5.2 États d'un convertisseur Boost à trois niveaux.....	155
Figure 5.3 Courant d'inductance pour un rapport cyclique $\alpha=0.4$	156
Figure 5.4 Courant d'inductance pour un rapport cyclique $\alpha=0.6$	156

Figure 5.5 Comportement du courant de l'inductance lors de l'apparition d'un défaut de type circuit-ouvert en T_1 et T_2	157
Figure 5.6 Tensions aux bornes des condensateurs pour un défaut de type circuit-ouvert T_1	158
Figure 5.7 Tensions aux bornes des condensateurs pour un défaut de type circuit-ouvert T_2	158
Figure 5.8 Schéma de principe de l'algorithme de détection.....	160
Figure 5.9 Courant de l'inductance lors de l'apparition d'un défaut DCO.....	161
Figure 5.10 Tension aux bornes des condensateurs lors de l'apparition d'un défaut DCO ..	162
Figure 5.11 Défaut DCO au niveau de l'interrupteur T_1 détecté par notre méthode	163
Figure 5.12 Défaut de type circuit-ouvert T_1 du convertisseur Boost à 3 niveaux.....	164
Figure 5.13 Effets du défaut de type circuit-ouvert du convertisseur Boost à 3 niveaux dans une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque	165
Figure 5.14 Algorithme de détection d'un défaut de type circuit ouvert dans une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque.....	167
Figure 5.15 Signal sur l'interrupteur T_1 (défaut).....	167
Figure 5.16 Signal sur l'interrupteur T_2 (pas de défaut)	168
Figure 5.17 Topologie à tolérance de défauts incluant des interrupteurs redondants	169
Figure 5.18 Défaut DCO dans une chaîne de conversion photovoltaïque	169
Figure 5.19 Tension du panneau photovoltaïque lors de l'apparition d'un défaut DCO	170
Figure 5.20 Compensation du défaut de type circuit-ouvert de l'interrupteur T_1 du convertisseur Boost à 3 niveaux	170

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Indicateurs des énergies renouvelables en 2016 [8]	40
Tableau 1-2 Synthèse des capacités installées actuelles et futures (selon le 7 ^{ème} plan révisé) [14]	45
Tableau 2-1: Table des caractéristiques de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost.....	70
Tableau 2-2 Table des caractéristiques de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost à 3 niveaux	77
Tableau 2-3 Régions de fonctionnement.....	78
Tableau 3-1 Paramètres du panneau photovoltaïque.....	117
Tableau 3-2 Erreur relative de puissance pour chaque valeur de l'ensoleillement	120
Tableau 3-3 Règles de direction de la poursuite du PPM d'un panneau photovoltaïque.....	128
Tableau 3-4 Règles de variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$	129
Tableau 3-5 Tableau de comparaison.....	132
Tableau 4-1 Règles de S_1	139
Tableau 4-2 Règles de S_2	139
Tableau 4-3 Paramètres du panneau photovoltaïque.....	145
Tableau 5-1 Caractéristique du courant de l'inductance dans la région 1	156
Tableau 5-2 Caractéristique du courant de l'inductance dans la région 2	157
Tableau 5-3 Valeurs des signaux dans la région 1	159
Tableau 5-4 Valeurs des signaux dans la région 2	160
Tableau 5-5 Étude des "sign" pour les deux modes de fonctionnement	162
Tableau 5-6 Effets de la défaillance de l'interrupteur en circuit ouvert sur le GPV	165
Tableau 5-7 Effets de l'ensoleillement et de la température sur le GPV	166

Acronymes

CBTN	Convertisseur Boost à trois niveaux
DCO	Défaut de type circuit-ouvert
GPV	Générateur photovoltaïque
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde
MPPT	Poursuite du point maximal de puissance
Mtep	Million de tonnes équivalent pétrole
P&O	Perturber et Observer
PPM	Point de puissance maximale
PPPM	Poursuite du point de puissance maximale
PV	Photovoltaïque
SOC	L'état de charge

Introduction générale

En raison de la croissance de la population, de l'urbanisation et du développement économique, la demande énergétique mondiale ne cesse d'augmenter, en particulier pour les pays en voie de développement comme le Vietnam. De nos jours, la production d'énergie électrique est basée en grande partie sur des ressources fossiles comme le pétrole, le gaz et le charbon. Néanmoins, ces formes d'énergies sont en constante diminution et ont des effets nuisibles sur l'environnement. Pour ces raisons, afin de répondre aux besoins énergétiques et de minimiser les impacts environnementaux, l'exploitation des énergies renouvelables est une piste prometteuse.

On estime actuellement que deux milliards d'habitants au niveau mondial et plus d'un demi-million au Vietnam résident dans des zones isolées et n'ont pas accès à un réseau électrique à cause de la complexité de la connexion et de leur distance.

Le Vietnam possède un grand potentiel en énergies renouvelables telles que l'énergie solaire, l'énergie éolienne, l'énergie hydroélectrique et l'énergie biomasse. Dans ce contexte, afin d'assurer des services de base dans ces zones, l'énergie renouvelable peut être considérée comme la meilleure solution, en termes économiques et environnementaux. Parmi ces sources renouvelables, l'énergie solaire est la plus adaptée à l'électrification des villages isolés en raison de l'ensoleillement important et d'une maintenance relativement facile.

Les panneaux photovoltaïques sont les éléments de base des systèmes de transformation de l'énergie solaire en électricité. Ils ont une caractéristique électrique de nature non linéaire et possèdent un point de puissance maximale (PPM) donné. Cependant, l'énergie photovoltaïque dépend fortement du niveau de l'ensoleillement, de la température ambiante et aussi de la nature de la charge. Pour pallier à ce problème, de nombreuses recherches ont été effectuées pour capter le maximum d'énergie de ceux-ci.

La meilleure solution est d'insérer entre le générateur photovoltaïque (GPV) et la charge un étage d'adaptation qui est généralement un convertisseur statique DC-DC. La structure de conversion est choisie en fonction des applications. Dans notre étude, un panneau solaire photovoltaïque est un générateur continu basse tension ; il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage d'adaptation. Pour cela, on s'intéresse au hacheur survolteur connu sous le nom de « Boost ». Cette structure est

largement utilisée grâce à sa simplicité et à son faible coût. Cependant, afin de limiter les contraintes de tension sur les interrupteurs de puissance dans les applications à moyenne et haute tension, la solution du convertisseur multiniveaux a été proposée. Dans ce travail, nous avons opté pour un convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux.

Pour analyser les comportements des convertisseurs de puissance et synthétiser une loi de commande, la modélisation constitue une étape préalable. La synthèse d'une loi de commande pour les convertisseurs de puissance doit répondre aux objectifs classiques : la stabilité, la performance dynamique et la robustesse. Dans le cadre de ce travail, nous proposerons une approche de commande robuste qui est basée sur la théorie de Backstepping pour le convertisseur Boost DC-DC à trois niveaux.

Dans un système photovoltaïque, une technique de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) est nécessaire pour garantir un fonctionnement optimal dans différentes conditions d'exploitation. Il existe plusieurs méthodes dans littérature. La méthode « Perturbe & Observe » (P&O) est la plus répandue. Néanmoins, elle présente, lors des variations des conditions météorologiques, une mauvaise convergence ou une oscillation autour du point de puissance optimal. Pour remédier à ce problème, nous présenterons une approche basée sur la théorie de Backstepping.

Ensuite, nous proposons une architecture à base de panneaux photovoltaïques pour fournir un site isolé en énergie électrique au Vietnam. Pour répondre au mieux à la demande en énergie, nous associons au système photovoltaïque un système de stockage composé de batteries plomb-acide. L'ajout d'un tel système permettra de stocker l'excès de production et de le restituer en cas de besoin. Pour une utilisation rationnelle du flux énergétique, nous proposons de mettre en œuvre un superviseur flou qui a pour but de maîtriser la gestion de ce flux.

Comme tout processus industriel, un système à énergie photovoltaïque peut être l'objet, au cours de son fonctionnement, de différents défauts conduisant à une baisse de la performance du système, voire à son indisponibilité totale. Une étude récente a montré que pour des applications industrielles de l'électronique de puissance, les défauts des composants de l'électronique de puissance sont de 21%. D'autres études ont aussi montré que les

condensateurs électrolytiques aluminium et les interrupteurs de puissance sont les composants les plus fragiles dans les convertisseurs DC/DC.

Les défaillances des semi-conducteurs de puissance les plus courantes sont les défauts de type circuit-ouvert. Ce type de défaillance conduit à la perte totale ou partielle du contrôle des courants ; la puissance produite par le GPV est alors diminuée. Par conséquent, des méthodes de détection de ces défauts doivent être mises en œuvre.

Les travaux menés dans ce cadre sont focalisés sur le diagnostic des défauts de type circuit-ouvert du convertisseur Boost à trois niveaux qui fait partie de la chaîne de production électrique utilisant l'énergie solaire (GPV).

Notre thèse est constituée de cinq chapitres :

Le premier chapitre détaille le contexte et la problématique énergétique mondiale et en particulier au Vietnam en analysant le potentiel en énergies renouvelables. Dans ce chapitre, nous focalisons notre attention sur la production d'électricité photovoltaïque qui est la plus adaptée à l'alimentation en électricité pour les sites isolés au Vietnam. Des notions de base sur l'énergie solaire, ses caractéristiques et le principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque sont présentés.

Dans **le deuxième chapitre**, l'intérêt des convertisseurs de puissance dans une chaîne de conversion photovoltaïque est montré. Pour cela, l'étude du fonctionnement et la modélisation du convertisseur Boost et Boost à trois niveaux (CBTN) sont abordées. Le modèle moyen du CBTN est élaboré afin de synthétiser la loi de commande par l'approche Backstepping.

Le troisième chapitre concerne l'optimisation de la production de l'énergie photovoltaïque. Nous présentons des méthodes pour la poursuite du point de puissance maximale (PPM) dans la littérature. Ensuite, nous introduisons la méthode basée sur l'approche Backstepping afin d'améliorer le rendement lors de variations brusques ou aléatoires subies par les panneaux.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons une architecture à base de panneaux photovoltaïques pour fournir en énergie électrique un site isolé. Pour garantir la disponibilité de l'énergie, un système de stockage composé de batteries plomb-acide est ajouté.

L'optimisation de la production d'énergie est assurée par nos travaux présentés dans le chapitre 3. Un superviseur flou est mis en œuvre pour la gestion du flux énergétique.

Le cinquième chapitre est dédié à l'étude des défauts circuit-ouvert du convertisseur Boost à trois niveaux. Tout d'abord, nous proposons une méthode de détection du défaut de type circuit-ouvert (DCO) du convertisseur « Boost » à 3 niveaux seul et ensuite dans la chaîne de production d'énergie photovoltaïque. L'algorithme de détection est validé dans l'environnement Matlab/Simulink. Afin de garantir la continuité de service à la suite de la détection d'un défaut, nous proposons une topologie de convertisseur « Boost » à trois niveaux à tolérance de pannes. La topologie proposée inclut deux interrupteurs additionnels (redondance) qui remplaceront l'interrupteur commandable défectueux.

Chapitre 1 Contexte et problématique

I Contexte énergétique

En raison de la croissance de la population, l'urbanisation et le développement économique, la demande énergétique mondiale ne cesse d'augmenter. Elle a connu un accroissement important et pourrait augmenter de 28% entre 2015 et 2040 [1]. La production d'énergie électrique peut être assurée avec différentes sources d'énergie comme le charbon, le pétrole, le gaz, le nucléaire, l'hydraulique, le solaire ou l'éolien...

Ces dernières années, les énergies fossiles (charbon, pétrole, gaz) couvraient 66,3 % de la production d'électricité comme le montre la Figure 1.1. Cependant, ces sources d'énergie sont en constante diminution. Les réserves de pétrole en exploitation permettent de satisfaire la demande actuelle pour encore 30 ans et celle du gaz pour 60 ans [2]. Par ailleurs, l'utilisation de ces sources augmente de façon considérable les émissions des gaz à effet de serre et la pollution de l'air.

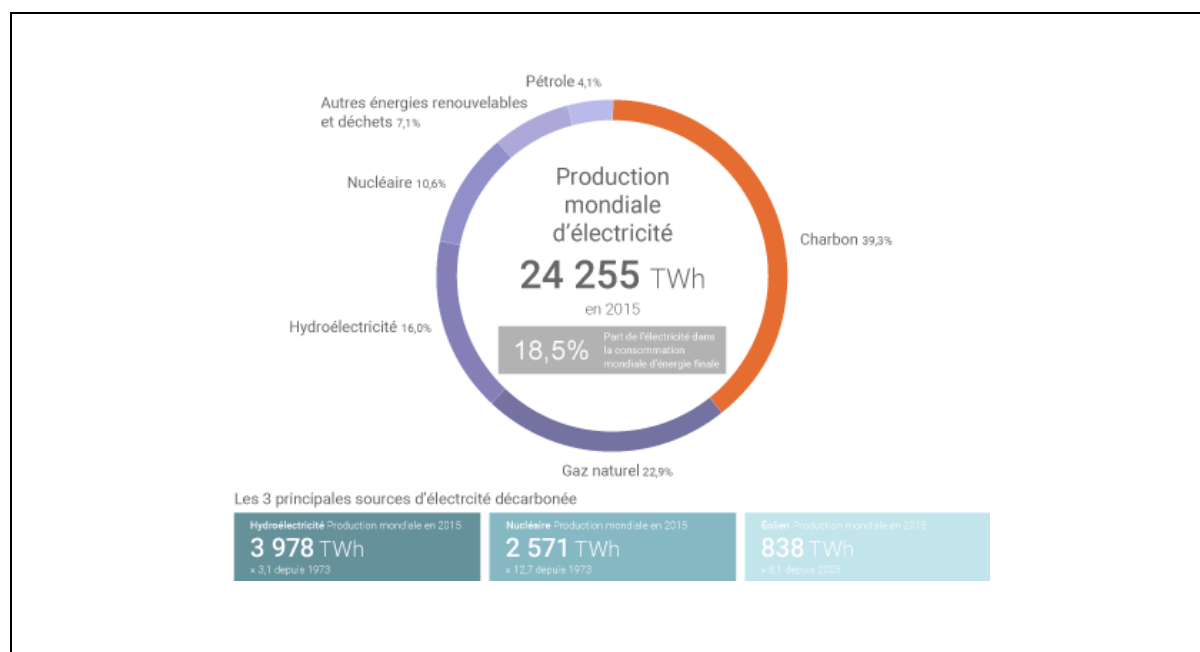


Figure 1.1 Répartition de la production électrique mondiale par source d'énergie

Les émissions mondiales de CO₂ ont progressé de plus de 58% ces trente dernières années. En 2014, près de 42% de ces émissions sont liées à la combustion du charbon, contre 31% pour le pétrole et 18% pour le gaz naturel (Figure 1.2) [3]. À l'heure actuelle, la réduction des gaz à effet de serre est un sujet de consensus quasi universel, si bien que différentes politiques au niveau international sont déjà mises en place pour y parvenir. En décembre 2015, l'accord de Paris a été signé par 197 pays pour la lutte contre le changement climatique.

C'est le premier accord universel et historique pour limiter la hausse des températures mondiales.

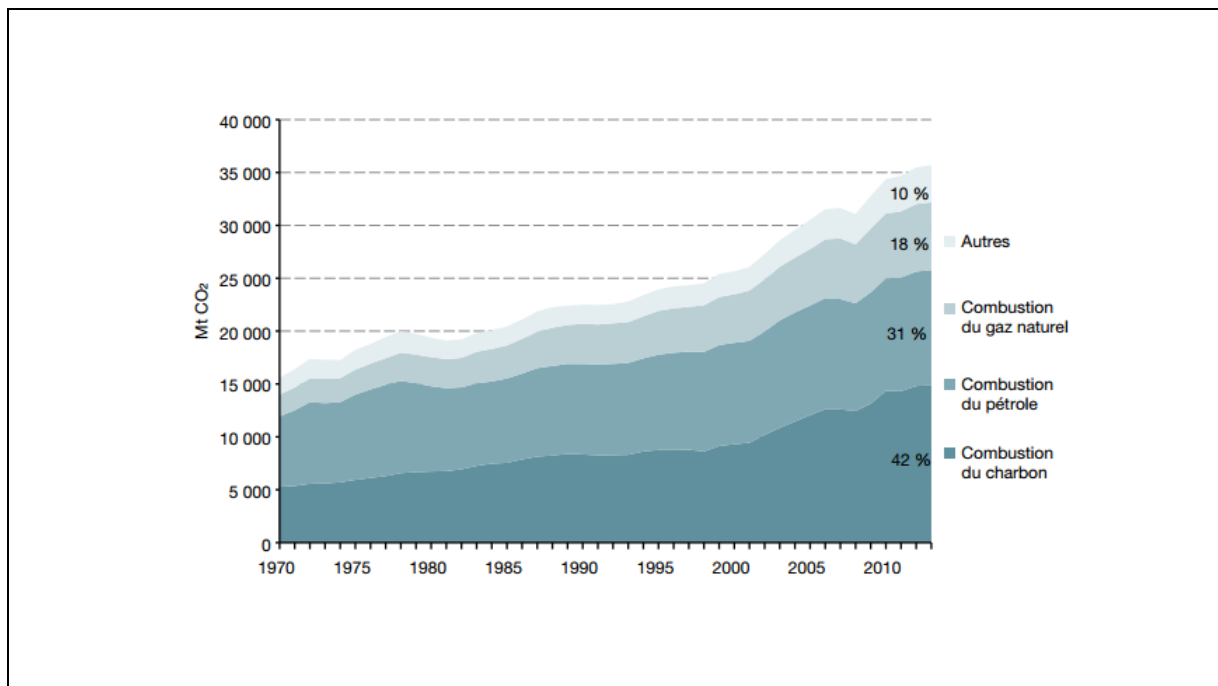


Figure 1.2 Emissions de CO₂ par combustible dans le monde [3]

L'énergie nucléaire présente une solution alternative puisqu'elle ne rejette pas de CO₂. Cependant, elle représente deux inconvénients majeurs. Le premier réside dans la gestion des déchets radioactifs qui reste coûteux et nécessite une surveillance continue et coûteuse des sites de stockages. Le second inconvénient est lié aux accidents majeurs potentiels dont les conséquences sont désastreuses sur les populations et l'environnement.

Pour répondre aux besoins énergétiques de manière fiable et pour minimiser les impacts environnementaux, l'exploitation des énergies renouvelables est une piste prometteuse.

On estime actuellement qu'au niveau mondial deux milliards d'habitants résident dans des zones isolées et n'ont pas accès à un réseau de distribution électrique à cause de la complexité de la connexion et de leur distance. Afin de résoudre ce problème et d'assurer des services de base, l'énergie renouvelable peut être considérée comme la meilleure solution, en termes économiques et environnementaux. Les énergies renouvelables sont aussi une source importante de création d'emplois. Cependant, il reste encore beaucoup de problèmes

à résoudre pour que ces sources prennent des parts importantes dans la production globale de l'énergie électrique surtout dans les pays en voie de développement.

II Énergies renouvelables

II.1 Types d'énergies renouvelables

Les sources principales des énergies renouvelables sont : solaire, hydraulique, éolienne, biomasse et géothermique.

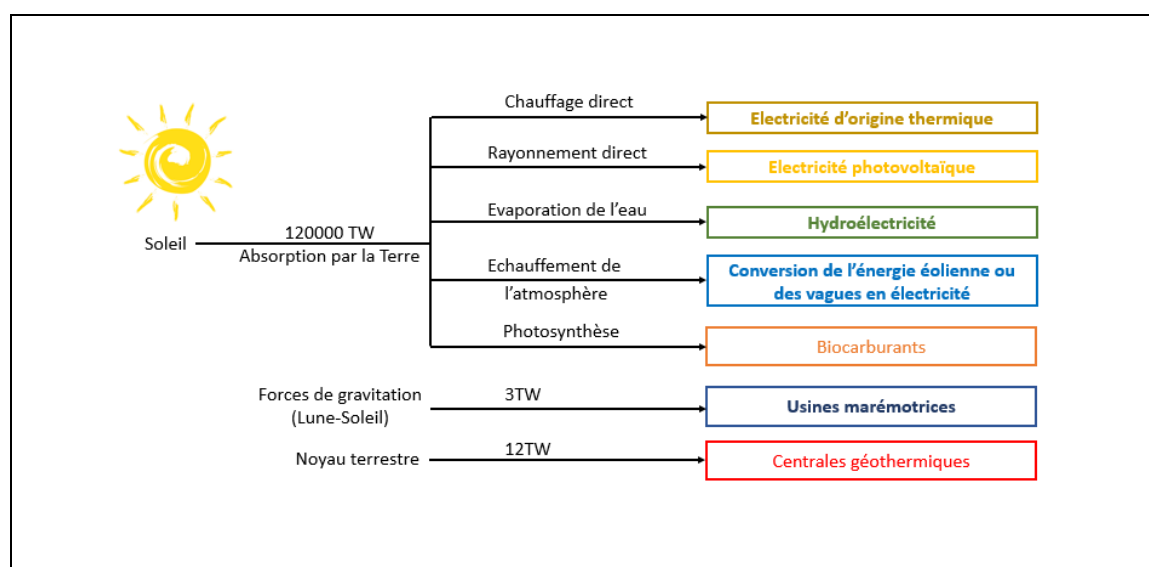


Figure 1.3 Parcours de conversion pour les énergies renouvelables [2]

La Figure 1.3 donne une vue d'ensemble des principales ressources énergétiques qu'on peut exploiter pour produire de l'électricité propre. Dans ce qui suit, nous présentons les différents types de sources d'énergie.

II.1.1 Solaire ou photovoltaïque

Le soleil est une source d'énergie quasiment inépuisable, qui envoie à la surface de la terre un rayonnement qui représente chaque année environ 8400 fois la consommation énergétique humaine totale. L'énergie solaire est abondante et gratuite.

L'énergie photovoltaïque est obtenue directement à partir du rayonnement du soleil. Les panneaux photovoltaïques sont des composants semi-conducteurs utilisant leur propriété de photoélectricité pour générer la puissance électrique selon un principe appelé « effet photoélectrique ».



Figure 1.4 Source photovoltaïque

La Figure 1.5 présente une chaîne solaire photovoltaïque de production de l'électricité.

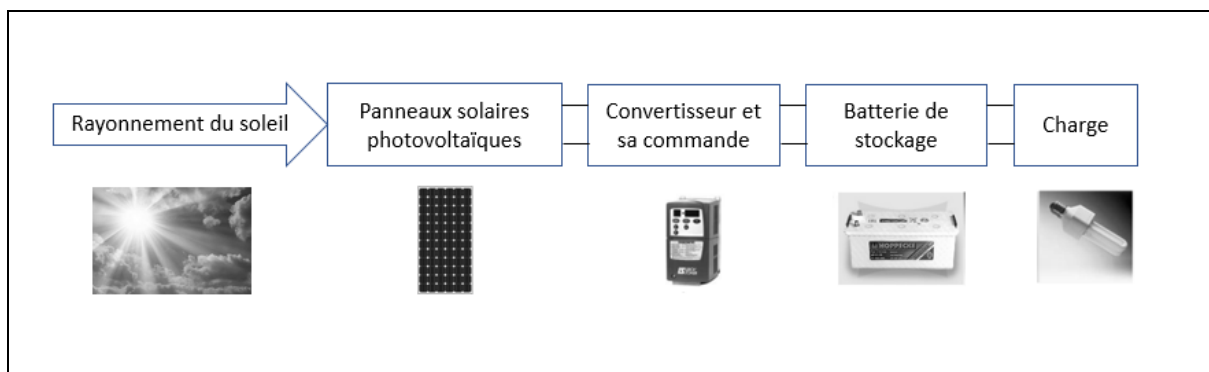


Figure 1.5 Chaîne de conversion d'énergie solaire

Les systèmes photovoltaïques se répartissent en deux grandes catégories :

- Les installations raccordées au réseau dont l'électricité produite est injectée dans le réseau électrique
- Les installations autonomes dont l'électricité est produite pour alimenter les sites ou les équipements isolés. Elles ne sont pas raccordées au réseau électrique. Il s'agit entre autres de l'électrification rurale, l'alimentation de relais télécoms, les sites insulaires.

En raison des caractéristiques électriques fortement non linéaires des cellules photovoltaïques et de leur forte dépendance des conditions météorologiques, le recours à un

étage d'adaptation associé aux techniques de poursuite du point de puissance maximale (PPP) est nécessaire (voir III.2).

L'amélioration du rendement, la réduction des prix de production et les nouvelles technologies dans le secteur du photovoltaïque, ont permis à ce type d'installation de se développer rapidement soit en complément à l'énergie reçue par le réseau soit pour électrifier des sites isolés.

II.1.2 Hydroélectricité

L'énergie hydraulique permet de produire de l'électricité en utilisant la force motrice des cours d'eau. L'énergie hydroélectrique est apparue au milieu du XIXe siècle. La puissance produite par l'installation dépend de deux paramètres : la hauteur de chute et le débit prélevé dans le cours d'eau. Les centrales hydroélectriques sont classées généralement selon leur puissance et leurs dimensions. On distingue :

- Centrale hydroélectrique de grande puissance ($P > 10$ MW)
- Petites centrales hydroélectriques, subdivisées en :
 - Petite centrale pour une puissance comprise entre 2000 kW et 10000 kW
 - Mini-centrale pour une puissance comprise entre 500 kW et 2000 kW
 - Micro-centrale pour une puissance comprise entre 20 kW et 500 kW
 - Pico-centrale pour une puissance inférieure à 20 kW

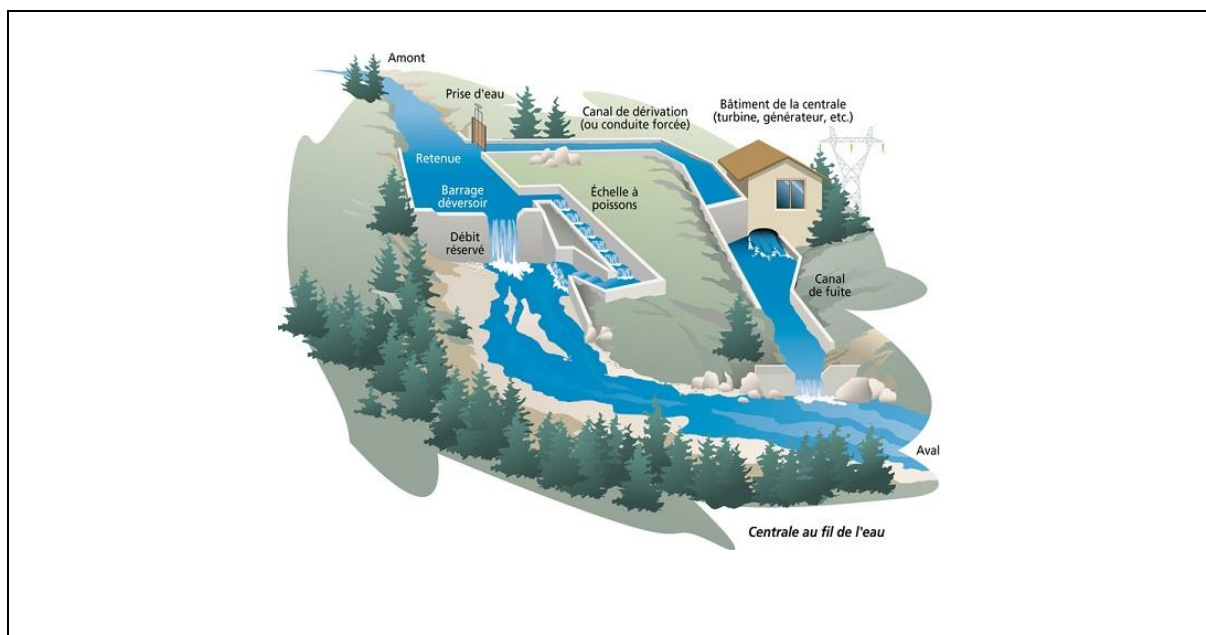


Figure 1.6 Schéma général du fonctionnement d'une micro-centrale hydroélectrique [4]

La micro-centrale ou la pico-centrale hydroélectrique sont des formes de production d'énergie répondant aux trois critères fixés dans la définition généralement admise pour les énergies renouvelables : pérennité des ressources, respect de l'environnement (moyennant certaines précautions), possibilité de production délocalisée [5]. La Figure 1.6 présente le fonctionnement d'une micro-centrale hydroélectrique.

II.1.3 Éolienne

Propre et renouvelable, l'énergie éolienne est disponible en quantité abondante. Les éoliennes font maintenant partie de notre environnement quotidien. Ce type d'énergie représente une part croissante de l'énergie fournie au réseau public.



Figure 1.7 Parc éolien

Plusieurs structures d'éoliennes existent. Elles sont à choisir selon leur puissance, gamme de vitesse de vent considérée, et dimensions désirées.

En France, l'agence de l'environnement et de la maîtrise de l'énergie (ADEME) distingue trois grandes catégories d'éoliennes [6]:

- Les « grandes éoliennes » de forte puissance (d'une puissance de plus 250kW). Elles sont généralement regroupées en parcs, raccordées au réseau de distribution électrique et gérées par des exploitants industriels ;
- Les éoliennes moyennes pour une puissance comprise entre 36 kW à 250 kW ;
- Les petites éoliennes pour une puissance inférieure à 36 kW qui peuvent ne pas être raccordées au réseau électrique.

Il existe aussi 2 types d'éoliennes selon l'orientation de leur axe de rotation.

Les éoliennes à axe horizontal :

Les éoliennes à axe horizontal (Figure 1.8) sont les plus connues et aussi les plus communes. Elles possèdent un axe de rotation de la turbine parallèle à la direction du vent. Ces éoliennes sont bien adaptées à un régime de vent régulier que l'on va trouver à une altitude d'au moins 12 mètres.



Figure 1.8 Éoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe vertical :

Il existe aussi des architectures d'éoliennes à axe vertical (Figure 1.9). La turbine est à axe vertical, montée autour d'un mât qui fait tourner une génératrice. Elles ont été conçues pour répondre aux contraintes engendrées par les turbulences du milieu urbain. Elles sont généralement plus silencieuses que les éoliennes à axe horizontal, et peuvent facilement s'intégrer à l'architecture des bâtiments. Leur faiblesse réside principalement dans la faible maturité du marché, qui engendre alors des coûts d'investissement importants. En raison de leur petite taille, l'énergie produite est faible mais elles s'adaptent bien aux besoins de consommateurs individuels [7].



Figure 1.9 Éoliennes à axe vertical

La Figure 1.10 présente une chaîne de conversion d'énergie éolienne.

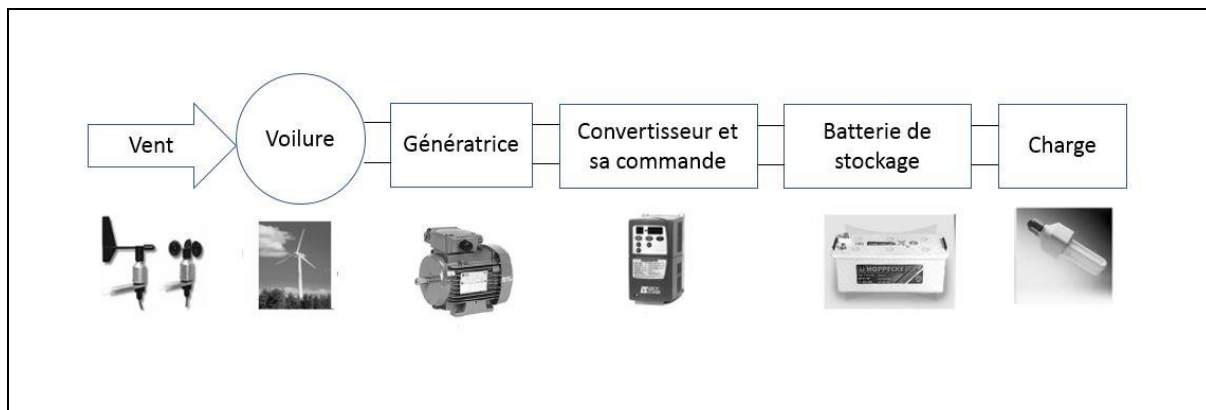


Figure 1.10 Chaîne de conversion d'énergie éolienne

II.1.4 Marine

Les champs de gravitation de la Lune et du Soleil provoquent de manière naturelle la montée et la descente des eaux des côtes. La Lune est plus proche de la Terre, on pourrait donc considérer que l'énergie des marées est principalement d'origine lunaire [2].

Les différents types des énergies marines :

- L'énergie des marées : Dans une usine marémotrice, la force du flux et du reflux de la marée est utilisée pour produire de l'électricité en temps réel. En montant et en descendant, la marée fait tourner des turbines. Les turbines font à leur tour fonctionner un alternateur qui produit un courant électrique alternatif.
- L'énergie des courants marins : Elle est captée pour produire de l'électricité grâce à des hydroliennes, comme les éoliennes le font avec la force des vents.
- L'énergie thermique des mers exploite la différence de température entre les eaux superficielles et les eaux profondes des océans.
- L'énergie des vagues est une énergie marine utilisant l'énergie contenue dans le mouvement de la houle.
- L'énergie osmotique exploite le phénomène d'osmose entre l'eau douce et l'eau salée.
- La biomasse marine exploite les algues et le phytoplancton par gazéification, fermentation ou combustion.

La Figure 1.11 présente le principe de fonctionnement d'une usine marémotrice.

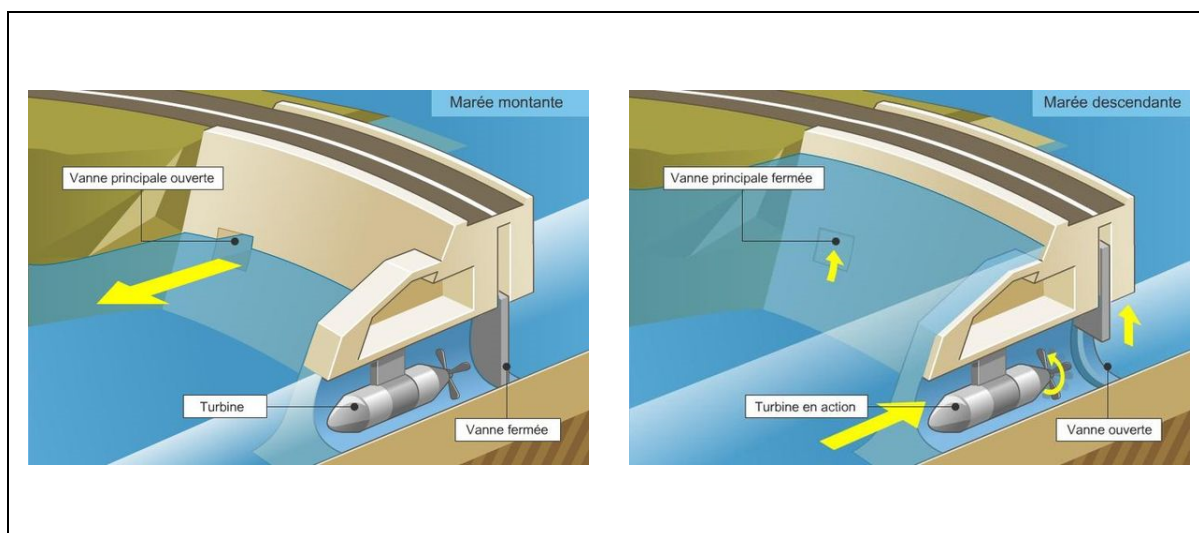


Figure 1.11 Principe de fonctionnement d'une usine marémotrice

II.2 Bilan mondial actuel des énergies renouvelables

La capacité de production des énergies renouvelables augmente rapidement. Ce type d'énergie représente environ un quart de la production annuelle d'électricité dans le monde en 2016 (voir la Figure 1.12). Cette croissance est le fruit de plusieurs facteurs : les progrès scientifiques, le développement des technologies d'énergies renouvelables avec la baisse des coûts, les facilités d'accès aux financements, les aides financières de l'Etat, l'attention portée à la protection de l'environnement.

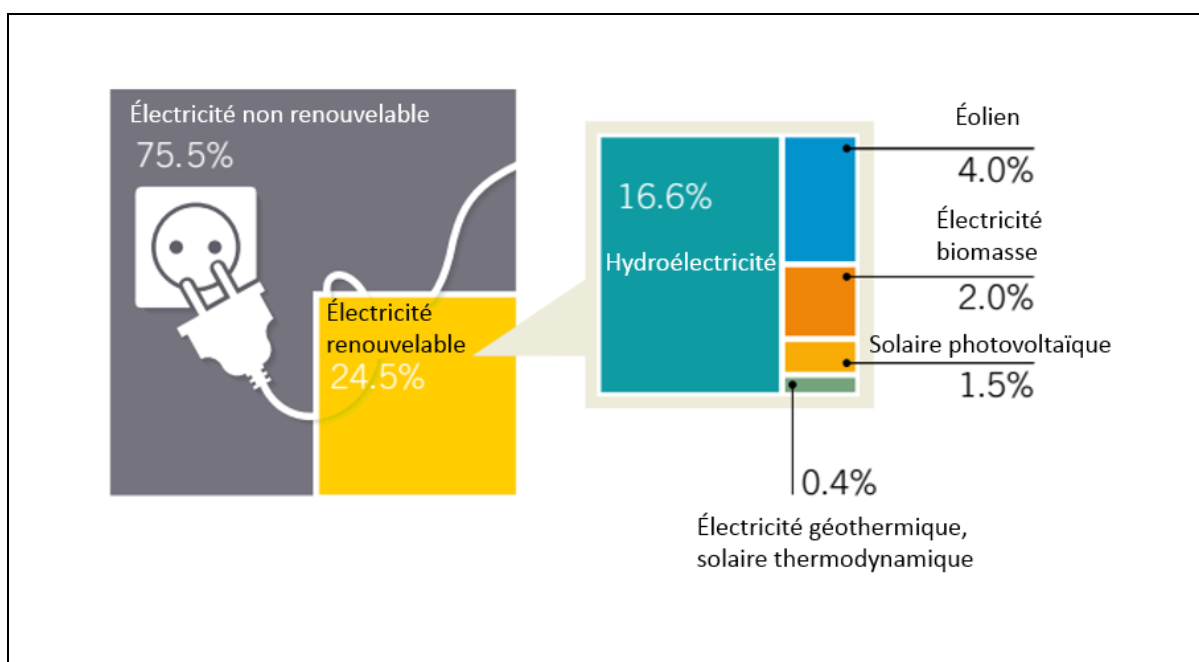


Figure 1.12 Part estimée de l'énergie renouvelable dans la production mondiale, fin 2016 [8]

En 2016, les nouvelles installations d'énergies renouvelables ont battu un nouveau record avec une puissance supplémentaire de 161 GW, faisant monter la capacité totale de presque 9% par rapport à 2015, atteignant environ 2017 GW [8]. L'énergie solaire photovoltaïque compte pour environ 47% de ces capacités additionnelles, suivi de l'éolien (34%) et l'hydroélectricité (15,5%). Les capacités de production d'énergie verte sous forme électrique ont ainsi dépassé les 2000 GW. Pour la première fois dans l'ère industrielle, la capacité de l'énergie renouvelable installée dans le monde en 2016 a dépassé les nouvelles installations conventionnelles (fossiles et nucléaires).

Le Tableau 1-1 ci-dessous permet d'afficher les indicateurs des énergies renouvelables dans le monde en 2016, pour produire de l'électricité.

		2015	2016
Investissements			
Nouveaux investissements (annuels) dans l'électricité et les carburants renouvelables	Milliards de dollars	312.2	241.6
Electricité			
Capacité de production électrique renouvelable (totale, hors hydroélectricité)	GW	785	921
Capacité de production électrique renouvelable (totale, hydroélectricité incluse)	GW	1856	2017
Capacité de production électrique hydraulique	GW	1071	1096
Capacité de production électrique biomasse	GW	106	112
Production d'électricité biomasse (annuelle)	TWh	464	504
Capacité de production électrique géothermique	GW	13	13.5
Capacité de production électrique solaire photovoltaïque	GW	228	303
Capacité de production électrique solaire thermodynamique	GW	4.7	4.8
Capacité de production électrique éolienne	GW	433	487

Tableau 1-1 Indicateurs des énergies renouvelables en 2016 [8]

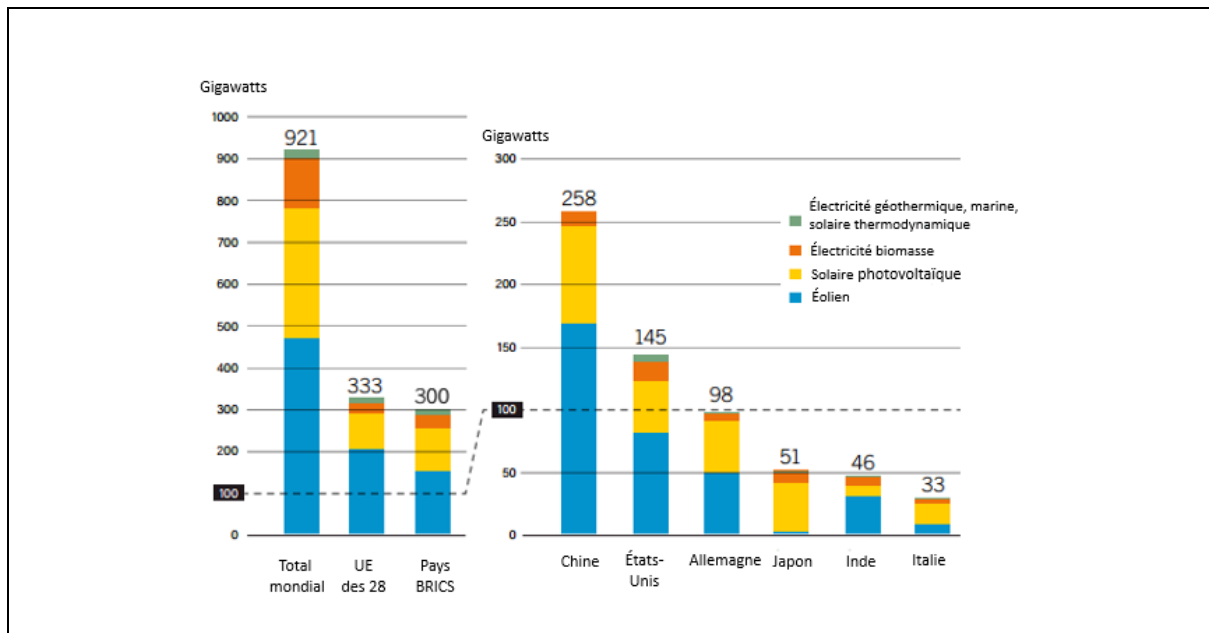


Figure 1.13 Capacités de l'électricité renouvelable dans le monde, l'Europe des 28, les pays en voie de développement (BRICS), et les six premiers pays, fin 2016 [8]

Les investissements dans les énergies renouvelables ont beaucoup augmenté ces dix dernières années. Fin 2016, 242 milliards de dollars ont été investis dans ces filières (voir la Figure 1.14) [9]. La Chine qui concentre 48% de ces investissements est le 1er marché mondial.

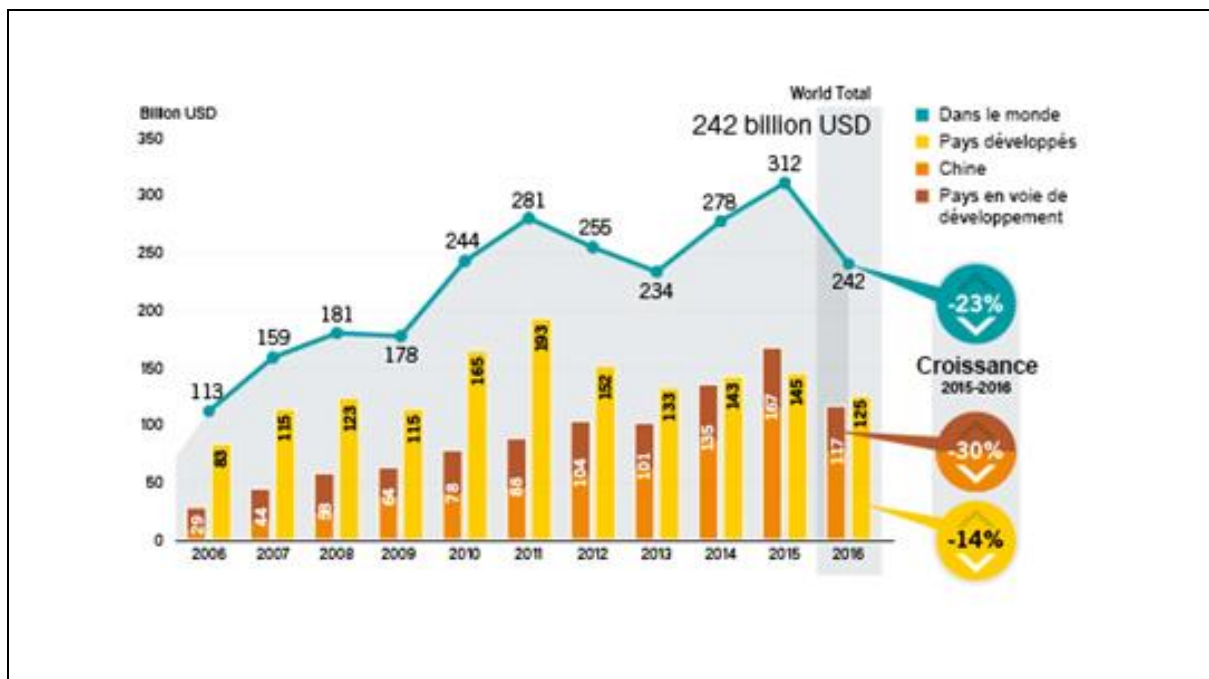


Figure 1.14 Nouveaux investissements mondiaux dans les énergies renouvelables [8]

Les énergies renouvelables continueront à être un vrai moteur économique du monde et en particulier pour la production d'électricité. En 2016, ils représentaient 9,3 millions d'emplois dans le monde. La Chine, avec 44% du total mondial, occupe la première place, principalement avec le solaire photovoltaïque. D'ici 2030, le doublement de ces énergies dans le monde engendrerait des milliards de dollars d'économies et environ 24 millions d'emplois.

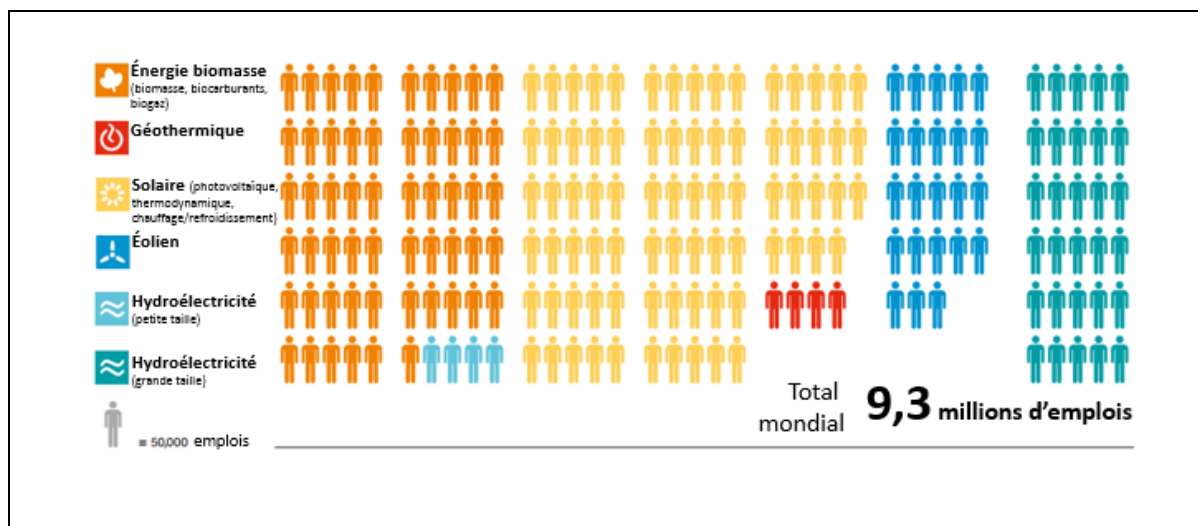


Figure 1.15 Emplois dans l'énergie renouvelable [8]

De plus, de nombreux engagements dans l'Accord de Paris se concentrent sur le secteur de l'électricité. Selon le scénario 450 de l'Agence Internationale de l'Energie, afin de limiter à +2°C le réchauffement climatique, les énergies renouvelables devront couvrir, en 2040, 58 % des besoins en électricité, 22 % pour la production de chaleur et de froid renouvelables et 20 % pour le transport. Les énergies renouvelables représenteront près de 60 % des nouvelles capacités installées jusqu'en 2040. Plus de 4 000 GW devront être mis en service entre 2016 et 2040 [10]. Plusieurs facteurs favorisent cette évolution : la baisse des coûts, la diffusion des technologies à l'échelle mondiale, la volonté de respecter les engagements de l'accord de Paris. L'IRENA estime que les coûts de l'électricité générée à partir de solaire photovoltaïque pourrait baisser de 59 % d'ici à 2025.

II.3 Contexte du Vietnam

II.3.1 Contexte énergétique au Vietnam

Au cours des deux dernières décennies, le Vietnam a connu une variation du taux de croissance économique parmi les plus rapides du monde. Le pays s'est mué en dragon

économique en Asie avec une croissance annuelle soutenue entre 5% et 8% depuis 2005 comme le montre la Figure 1.16 ci-dessous. Le produit intérieur brut (PIB)/habitant/an s'élève désormais à 2185 USD en 2016. Cette forte croissance économique se traduit par une augmentation de la demande d'énergie électrique. Depuis 2005, la consommation vietnamienne en électricité a augmenté à un rythme annuel de 15% par an. En outre, l'autre facteur clé de l'augmentation des besoins en énergie électrique est la croissance de la population. En moins de trente ans, le Vietnam est passé de 66 millions (1990) à près de 93 millions d'habitants (2016).

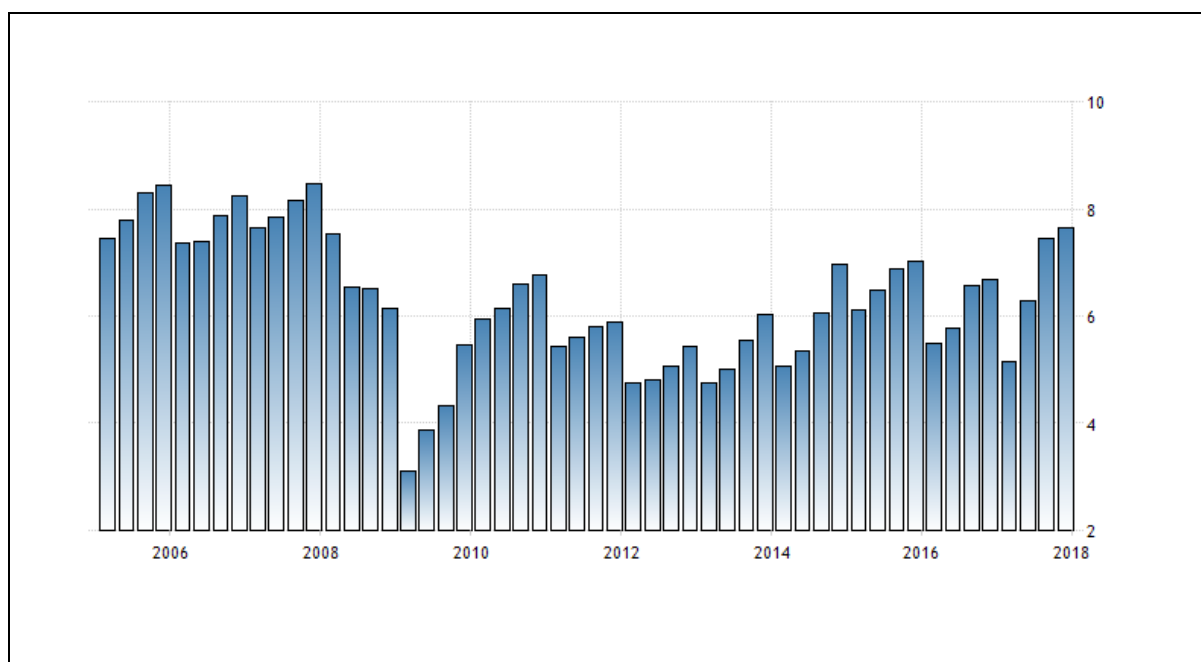


Figure 1.16 Taux de croissance annuelle du PIB au Vietnam

Le secteur de l'énergie joue un rôle important dans la promotion du développement économique. La production d'électricité au Vietnam croît de plus de 10% par an, principalement grâce aux énergies fossiles. En 2015, la production d'électricité se répartit sur le charbon (33,5%), le gaz et le pétrole (22,5%) et l'hydraulique (37%), avec une capacité de 39 GW (voir la Figure 1.17). Aussi, à partir de la même année, le secteur industrie-construction au Vietnam deviendra le plus gros consommateur (voir la Figure 1.18).

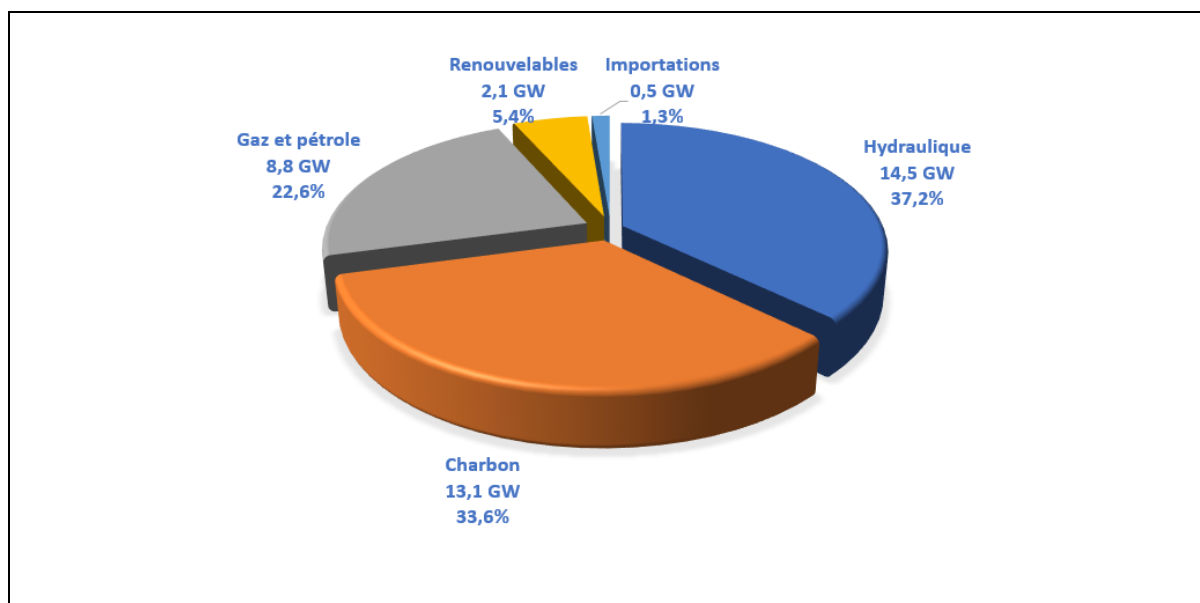


Figure 1.17 Pourcentage de la production d'électricité au Vietnam en 2015

La demande totale en énergies primaires (toutes énergies confondues) passera alors de 67 Millions Tonnes équivalent pétrole (Mtep) en 2015 à 100 Mtep en 2020 et 165 Mtep en 2030. D'après British Petroleum (2015), au rythme actuel de sa consommation, les ressources classiques comme le charbon et le gaz naturel du pays ne pourront plus satisfaire cette demande. Le Vietnam épuiserait ses réserves prouvées de gaz naturel en 60,4 années [11].

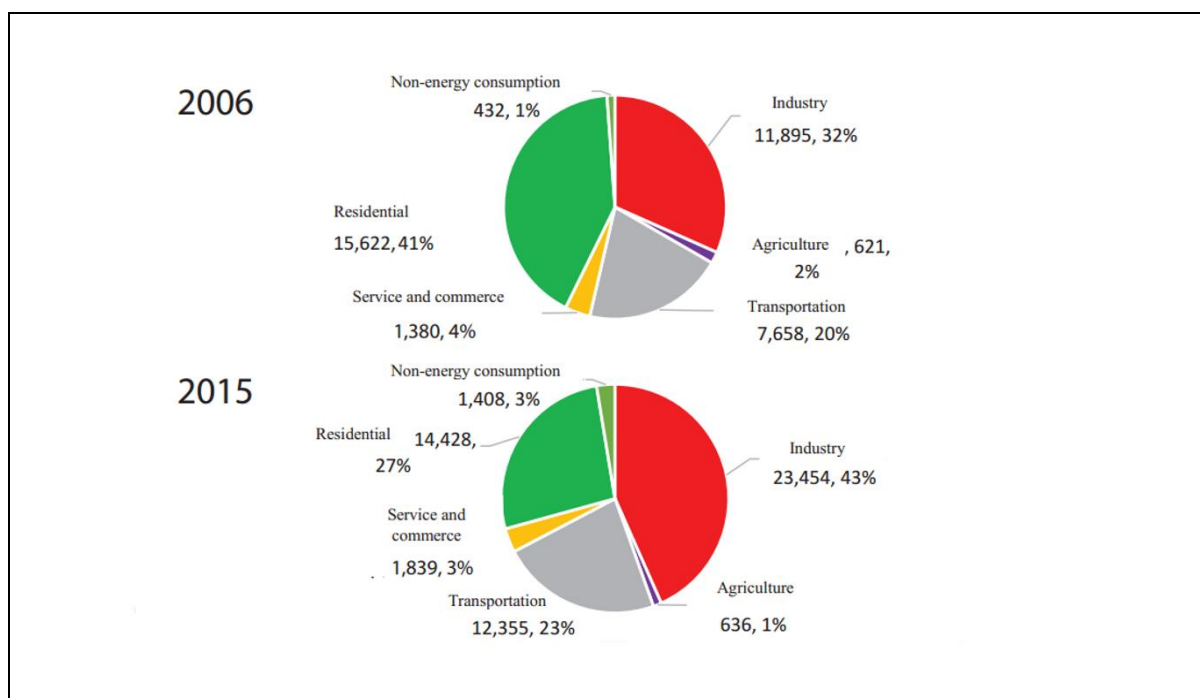


Figure 1.18 Répartition de la consommation d'électricité par secteur au Vietnam en 2006 et 2015 (Mtep, %) [12]

À l'heure actuelle, il existe deux plans de développement de la production d'énergie électrique au Vietnam : le « 7^{ème} plan de développement de l'électricité », vise à assurer la sécurité énergétique du pays avec trois niveaux de demande d'électricité jusqu'à l'année 2030 et le « Master Plan for Renewable Energy » vise à exploiter plus de ressources énergétiques renouvelables [13].

Capacité installée (GW)	2015	2020 (prévisions)	2030 (prévisions)
Charbon	13,1	25,6	55,2
Hydraulique	14,5	18,1	21,9
Gaz	8,8	9,0	19,0
Renouvelables	2,1	5,9	27,2
Importations	0,5	1,4	1,6
Total	39	60	129,5

Tableau 1-2 Synthèse des capacités installées actuelles et futures (selon le 7^{ème} plan révisé) [14]

En dépit d'un fort développement prévu des centrales à charbon, le Vietnam cherche également à augmenter sa part de production des énergies renouvelables. Il s'est fixé comme objectif de porter sa production d'électricité reposant sur les énergies renouvelables (hors hydraulique) de 5 % aujourd'hui à 10 % à horizon 2020 et 20 % en 2030.

II.3.2 Contexte des énergies renouvelables au Vietnam

C'est seulement vers la fin de 2004 que le gouvernement commença à encourager l'utilisation des énergies renouvelables dans les îles et les régions rurales. Aujourd'hui, les installations de production d'énergies renouvelables sont encore très peu développées avec seulement 2,1 GW (majoritairement des petites centrales hydrauliques). Après l'annulation récente du plan nucléaire du pays en 2016, le Vietnam compte désormais sur les énergies renouvelables pour réduire le déficit énergétique qui augmente chaque année et les émissions de gaz à effet de serre.

Dans ce qui suit, les différents types de production d'électricité renouvelable au Vietnam seront présentées.

Filière hydraulique

Les ressources hydroélectriques dans ce pays sont abondantes avec des milliers de cours d'eau. L'énergie hydraulique au Vietnam aujourd'hui est la plus importante ressource d'énergie renouvelable. En 2015, la contribution de l'hydraulique dans le bilan électrique du pays était de 37% (la production électrique totale étant égale à 164,3 TWh).

Les trois fleuves les plus importants sont :

- Le Mékong (230 kms au Vietnam sur 4500 kms)
- Le Fleuve Rouge (529 kms au Vietnam sur 1126 kms)
- Le Dong Nai (635 kms)

Selon les prévisions, la production de l'énergie hydroélectrique va passer de 56 TWh en 2015 à 90 TWh en 2020 et 96 TWh à partir de 2030 (voir la Figure 1.19).

Filière éolienne

Le Vietnam présente aussi un grand potentiel de développement de l'énergie éolienne avec 3400 km de côtes. Les zones les plus favorables sont le long de la côte au centre et au sud du Vietnam ainsi que dans les régions montagneuses au centre du Vietnam. Les ressources sont riches, mais leur utilisation reste très faible. A ce jour, le pays ne compte que 3 fermes éoliennes d'une capacité de production d'environ 160 MW. Le Vietnam s'est fixé pour objectif de porter à 2,5 TWh en 2020, à 16 TWh en 2030. Par rapport à la production totale d'électricité, le pourcentage de l'électricité éolienne va passer à 1,0% en 2020, à 2, 7% en 2030 (voir la Figure 1.19).

Filière solaire

Le Vietnam fait partie des pays qui bénéficient le plus de la lumière du soleil, mais le développement de l'énergie solaire photovoltaïque est encore limité. Le Vietnam prévoit un fort développement des capacités de production principalement entre 2020 et 2030. La production de l'électricité solaire, progresse de 10 millions de kWh en 2015 à 1,4 TWh en 2020, 35,4 TWh en 2030 et 210 TWh en 2050. Cela correspond, par rapport à la production totale d'électricité à 0,5% en 2020, à 6% en 2030 et 20% en 2050.

Selon le Ministère de l'Industrie et du Commerce, le Vietnam a élaboré une stratégie de développement des énergies renouvelables, afin de mobiliser toutes les ressources pour réduire la dépendance aux combustibles fossiles. La production d'électricité à partir des énergies renouvelables va augmenter de 58 TWh en 2015 à 101 TWh en 2020, à 186 TWh en 2030, à 452 TWh en 2050 (voir la Figure 1.19). Le pourcentage des énergies renouvelables par rapport à la production électrique totale va passer de 35% en 2015 à 38% en 2020, à 43% en 2050.

	2015	2020	2030	2050
RE use in production (MTOE)	25	37	62	138
Share in total primary energy (%)	31.8	31.0	32.3	44
Electricity produced from RE (TWh)	58 (35%)	101 (38%)	186 (32%)	452 (43%)
Hydro power (TWh)	56	90	96	
Pump storage (MW)			2400	8000
Biomass for power production (TOE)	0.3 (1%)	1.8 (3%)	9.0 (6.3%)	20.0 (8.1)
Biomass for heat production (TOE)	13.7	13.6	16.8	23.0
Biomass for bio energy (TOE)	0.2	0.8	6.4	19.5
Wind power (TWh)		2.5 (1%)	16 (2.7%)	53 (5%)
Solar power (TWh)		1.4 (0.5%)	35.4 (6%)	210 (20%)

Figure 1.19 Objectifs pour le développement des énergies renouvelables [12]

La Figure 1.20 détaille la croissance provisoire de la capacité de production des énergies renouvelables de 2016 à 2035.

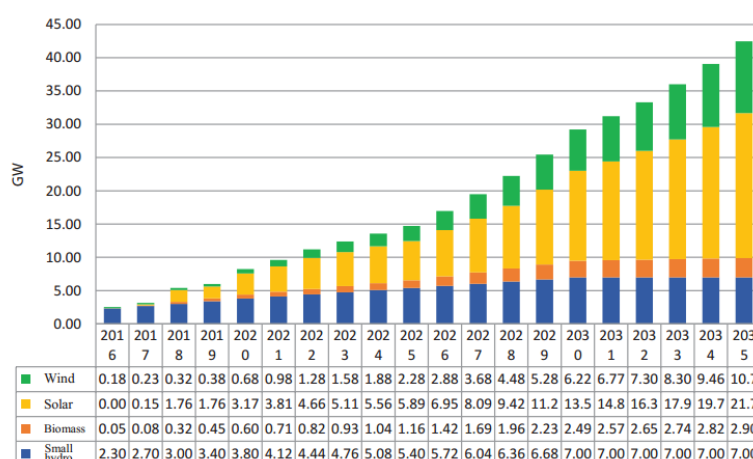


Figure 1.20 Croissance provisoire de la capacité de production des énergies renouvelables [12]

Le Vietnam devrait développer la production de l'énergie renouvelable, qui a rapidement évoluée dans le monde pour plusieurs raisons : ce pays présente un grand potentiel pour le développement de l'énergie renouvelable. Ensuite, il fait partie des 10 pays les plus impactés par le réchauffement climatique. Il est aussi classé 26ème dans le groupe des pays à risques extrêmes : tempêtes plus violentes et plus fréquentes, augmentation d'inondations marines, glissements des terrains, diminution des ressources en eau, élévation du niveau de la mer. Certes, il s'agit d'un défi à long terme. Mais compte tenu du rythme d'accroissement des émissions des gaz à effet de serre, le Vietnam doit agir dès maintenant.

II.4 Énergie solaire au Vietnam

II.4.1 Le potentiel de l'énergie solaire au Vietnam

Selon la Banque mondiale, le Vietnam recèle le plus grand potentiel solaire de l'Asie du Sud-est. Le climat du Vietnam varie considérablement du nord au sud, les moyennes nationales sont de 2000 heures de soleil par an avec une moyenne de rayonnement solaire de 4,5 à 6,5 kWh/m² par jour qui est comparable à celle de l'Espagne et de l'Italie. Le rayonnement solaire moyen au Nord-est de 3,69 kWh/m² et au Sud de 5,9 kWh/m². La durée d'ensoleillement annuelle au Nord-est de 1600 heures et au Sud de 2700 heures [15].

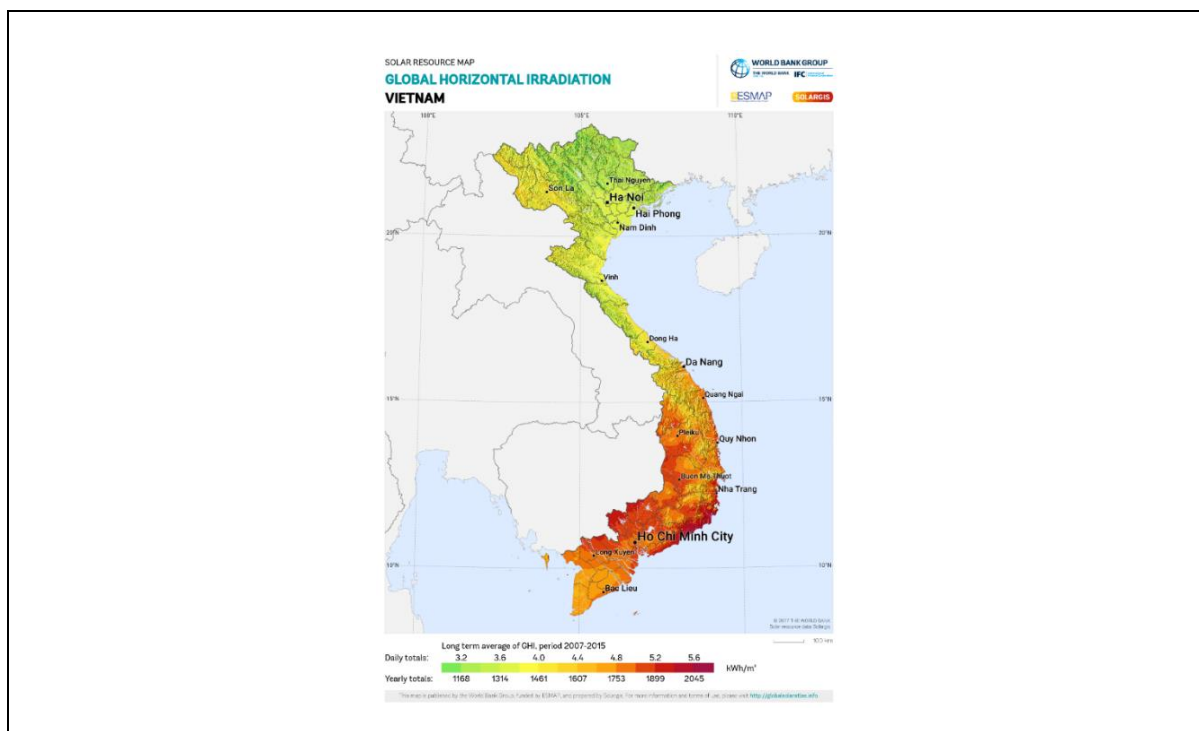


Figure 1.21 Carte de l'ensoleillement du Vietnam

Pourtant, l'énergie solaire photovoltaïque au Vietnam est encore peu développée. En 2016, la puissance photovoltaïque installée au Vietnam n'était que de 7,5 MW. Le gouvernement vietnamien estime que l'énergie solaire deviendra la principale source d'énergie renouvelable dans le futur. Le marché photovoltaïque dans le centre et au sud, où il y a un ensoleillement fort toute l'année, présente un énorme potentiel. La « 7ème phase de la Planification énergétique » fixe l'objectif de développement de l'énergie électrique solaire pour atteindre 850 MW vers 2020 (1,6% de la production d'électricité du pays) et 12.000 MW d'ici 2030 (3,3% de la production d'électricité du pays) (voir la Figure 1.22). La production des énergies renouvelables d'ici 2020 devrait représenter une proportion de 9,9% de la puissance totale.

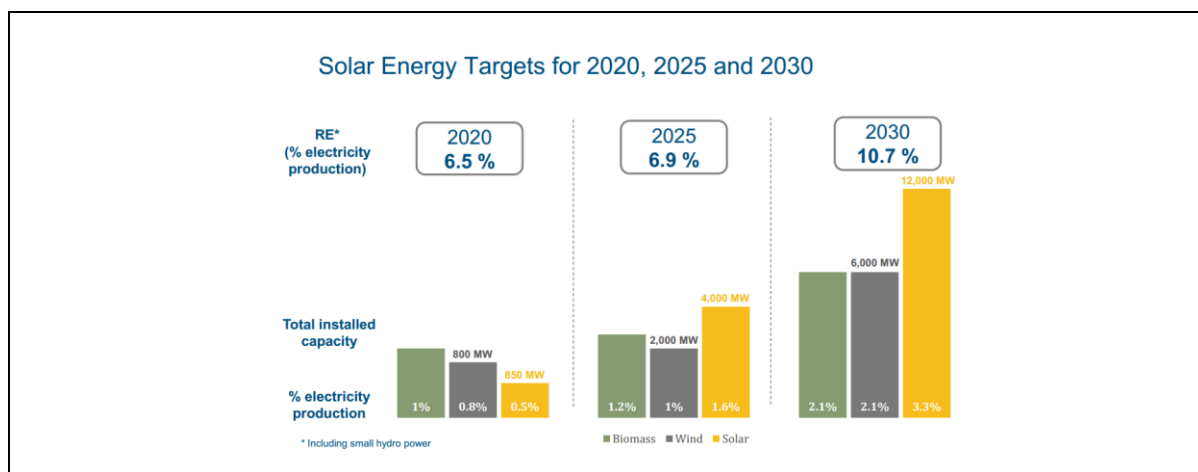


Figure 1.22 Objectif de développement de l'énergie solaire dans le futur

II.4.2 Barrières au développement de l'énergie solaire au Vietnam

Cette section présente les principales barrières pour développer la production des énergies renouvelables au Vietnam.

Les défis technologiques : Les obstacles techniques ont toujours été cités en premier dans les études sur le développement de production des énergies renouvelables, surtout pour les pays en développement. Cette barrière peut empêcher les investissements. L'opération et la maintenance des installations devant être réalisées par des spécialistes, cela entraînera une augmentation des coûts.

L'absence d'investissement : Le gouvernement se doit d'être un acteur important dans le développement des énergies renouvelables en particulier l'énergie solaire. Il doit mettre en place une réglementation favorable à la production de l'énergie photovoltaïque afin

d'encourager et de faciliter leur développement. Un engagement du gouvernement à long terme permettrait la réduction des coûts.

Situation économique : À bien des égards, la difficulté économique représente de véritables freins à l'implantation d'un projet d'énergie solaire au Vietnam. Le coût de l'énergie photovoltaïque couplée au réseau au Vietnam est encore aujourd'hui considéré trop élevé.

L'avenir de l'énergie solaire au Vietnam est prometteur si ces obstacles sont surmontés.

III Système de production d'électricité photovoltaïque

Dans cette partie, nous allons présenter des généralités sur les systèmes photovoltaïques. Nous allons brièvement décrire les cellules solaires et le principe de la conversion photovoltaïque. La modélisation de la cellule photovoltaïque ainsi que les différentes caractéristiques de celle-ci seront détaillées.

III.1 Principe de la conversion photovoltaïque

III.1.1 Cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est un composant électronique qui, exposé à la lumière (photons), génère une tension électrique ; cet effet est appelé photovoltaïque. Ces cellules utilisent les semi-conducteurs (une jonction P-N au silicium le plus souvent) pour obtenir directement de l'électricité en courant continu à partir des rayons solaires. La tension générée peut varier entre 0,3 V et 0,7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et de son vieillissement [16]. La Figure 1.23 illustre la structure d'une cellule photovoltaïque.

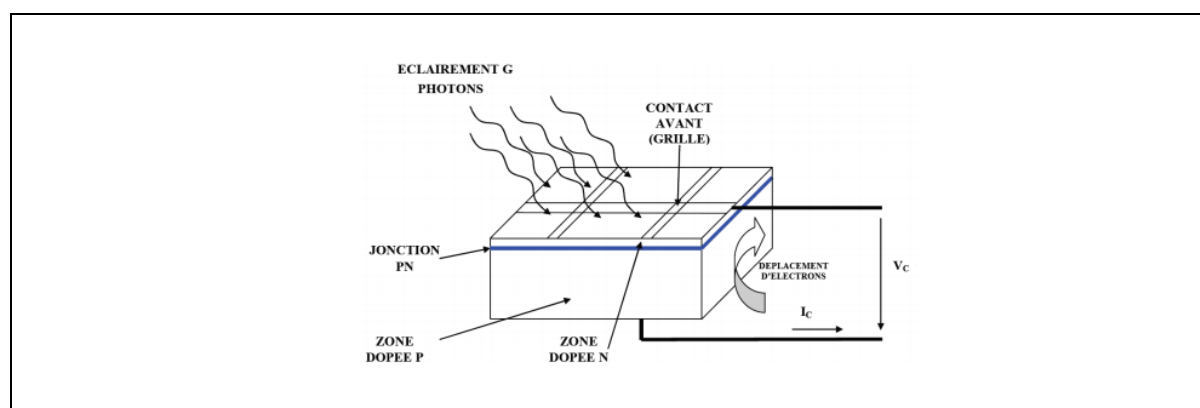


Figure 1.23 Cellule élémentaire photovoltaïque [4]

III.1.2 Caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque

Chaque cellule ou module photovoltaïque a ses propres caractéristiques de fonctionnement et est représentée par les courbes caractéristiques non linéaires $I(V)$ et $P(V)$. Elles présentent plusieurs paramètres importants.

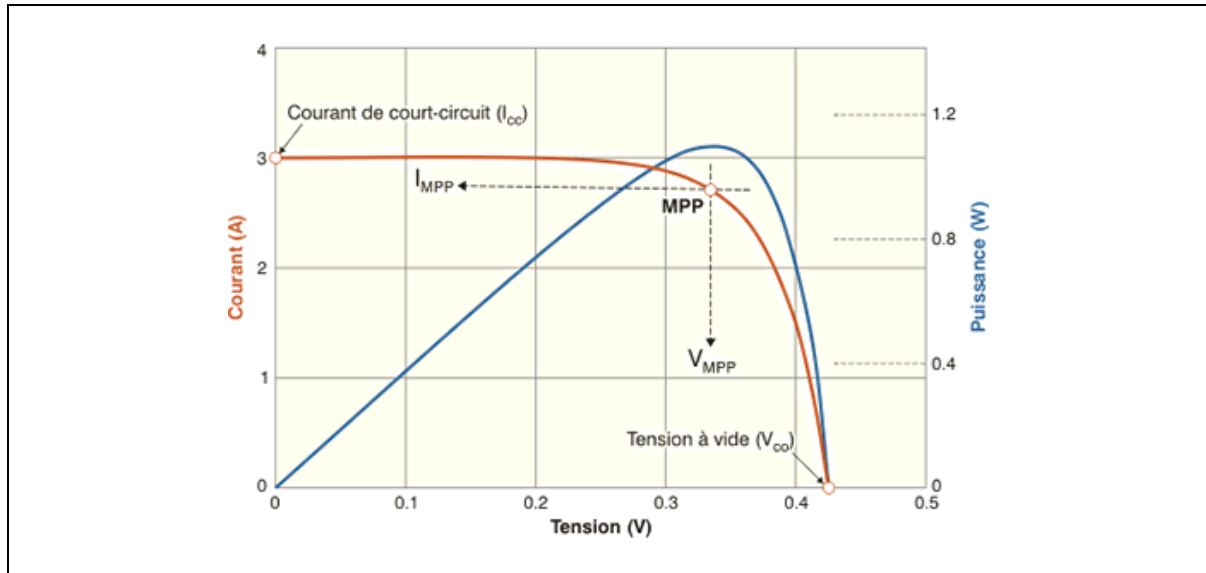


Figure 1.24 Caractéristique d'une cellule photovoltaïque

Le courant de court-circuit I_{cc} : Il correspond au courant maximal généré par la cellule. Il est produit dans des conditions de court-circuit ($V_c=0$). I_{cc} est directement proportionnel à l'éclairement à la température ambiante. Il varie également en fonction de la surface de la cellule. On obtient sa valeur en branchant un ampèremètre aux bornes de la cellule.

La tension à vide V_{oc} : Elle correspond à la tension maximale générée par la cellule. Elle est produite dans des conditions de circuit-ouvert ($I_c=0$). La tension en circuit-ouvert d'une cellule photovoltaïque varie de manière logarithmique avec l'éclairement et baisse avec l'augmentation de la température [2]. On obtient sa valeur en branchant directement un voltmètre aux bornes de la cellule.

Point de puissance maximale (PPM) : La partie intéressante de la caractéristique $I(V)$, pour l'utilisateur, c'est celle qui génère de l'énergie. Donc ce ne sera ni au point de tension de circuit ouvert (ou la tension à vide), ni au point de court-circuit, qui ne génèrent aucune énergie puisque la puissance est le produit du courant par la tension $P = V.I$ [2]. Le point de puissance maximale est le point de fonctionnement $M(V_{PPM}, I_{PPM})$ pour lequel la puissance dissipée dans la charge résistive est maximale [4].

III.2 Facteurs influençant le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

L'éclairement et la température sont les deux principaux paramètres qui vont modifier les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque, et en particulier la puissance fournie par la cellule photovoltaïque. Pour mieux comprendre le fonctionnement d'une cellule photovoltaïque, on trace ses caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ pour plusieurs valeurs d'ensoleillement et de températures.

III.2.1 Influence de l'éclairement E (W/m^2)

Au cours d'une journée, le niveau d'éclairement d'une cellule va varier entre $E=0$ W/m^2 et $E=1000$ W/m^2 . Il est donc important de connaître l'évolution des caractéristiques courant-tension en fonction du niveau d'éclairement.

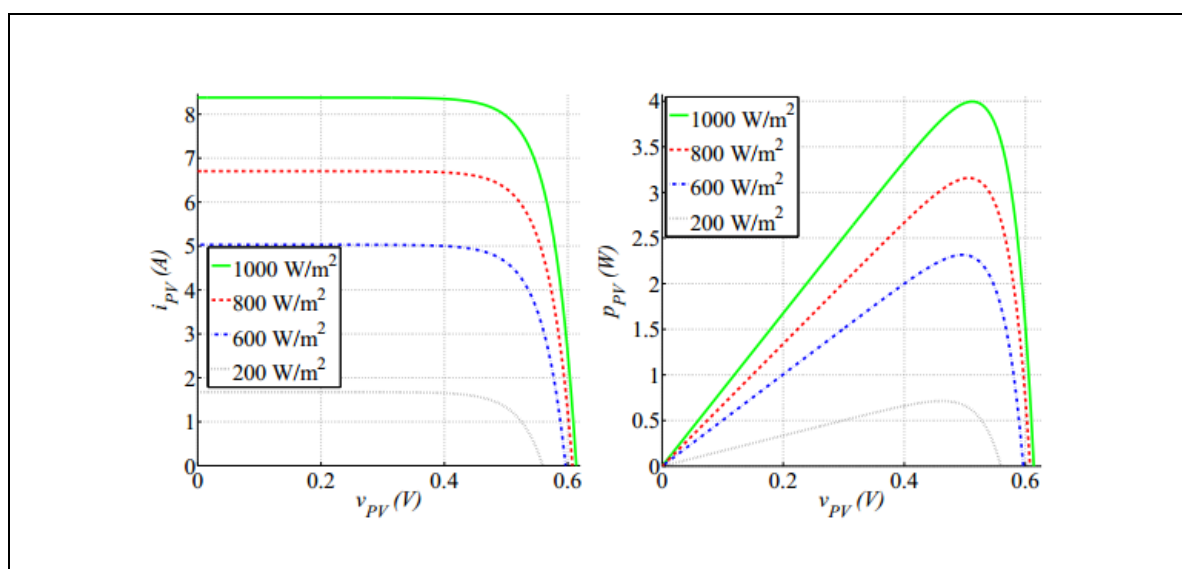


Figure 1.25 Influence de l'éclairement sur les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ à $T=25^\circ\text{C}$ d'une cellule photovoltaïque

D'après la Figure 1.25, les caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'une cellule photovoltaïque varient avec l'éclairement solaire (irradiance). On a remarqué que quand l'éclairement augmente, l'intensité du courant photovoltaïque croît. La valeur de courant de court-circuit est directement proportionnelle à l'éclairement. Quant à la tension, elle est peu sensible aux variations des niveaux d'éclairement. Les courbes $I(V)$ se décalent vers les valeurs croissantes permettant au module de produire une puissance électrique plus importante. La puissance optimale de la cellule photovoltaïque est pratiquement proportionnelle à l'ensoleillement. Les points de puissance maximale se situent à peu près à la même tension.

III.2.2 Influence de la température

La température est aussi un paramètre important dans le comportement des cellules photovoltaïque parce que les propriétés électriques d'un semi-conducteur sont sensibles à la température.

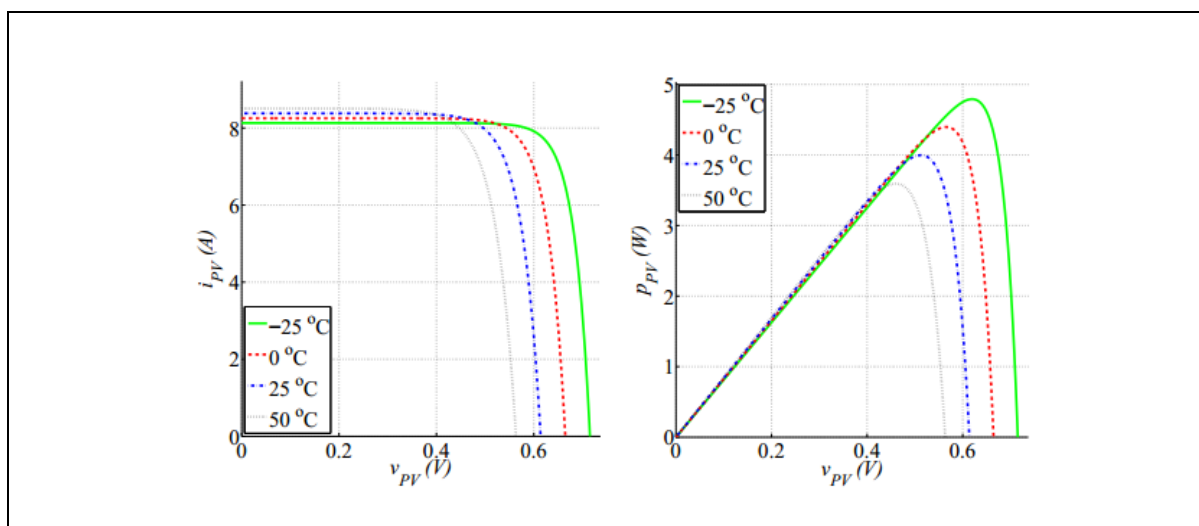


Figure 1.26 Influence de la température sur les caractéristiques I(V) et P(V) à $E=1000 \text{ W/m}^2$ d'une cellule photovoltaïque

D'après la Figure 1.26, les caractéristiques I(V) et P(V) d'une cellule photovoltaïque varient aussi avec la température. On observe que la température de la cellule photovoltaïque induit un effet notable sur la tension de celle-ci. Cependant, l'effet de la température sur le courant de la cellule photovoltaïque est négligeable. Lorsque la température de la cellule augmente, la tension à vide et la puissance de la cellule diminuent.

III.3 Module photovoltaïque

Dans les conditions standardisées de test, la puissance maximale produite par une cellule est très faible pour les applications électriques. Pour produire plus de puissance, plusieurs cellules doivent être assemblées afin de créer un module. La connexion en série des cellules permet d'augmenter facilement la tension de l'ensemble, tandis que la mise en parallèle permet d'accroître le courant. Le câblage série/parallèle est donc utilisé pour obtenir globalement un module ou générateur photovoltaïque (GPV) aux caractéristiques souhaitées [17].

Dans une association en série (appelée "String"), les cellules sont traversées par le même courant et la tension résultante correspond à la somme des tensions générées par

chacune des cellules. Les équations (1-1) et (1-2) résument les caractéristiques électriques d'une association en série de n_s cellules :

$$V_{CO,n_s} = n_s V_{CO} \quad (1-1)$$

$$I_{CC,n_s} = I_{CC} \quad (1-2)$$

Où I_{CC} est le courant court-circuit et V_{CO} la tension de circuit ouvert.

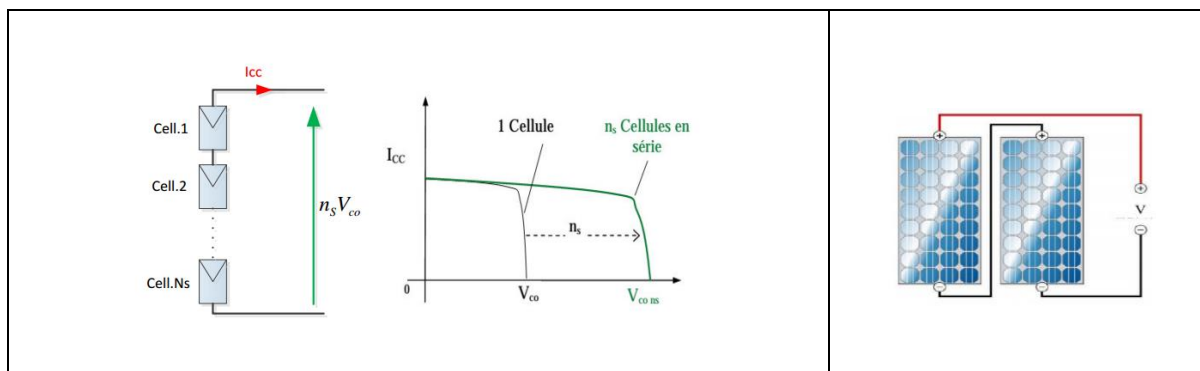


Figure 1.27 Influence de l'association des cellules en série sur la caractéristique d'un module photovoltaïque

Dans une association en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et le courant résultant correspond à la somme des courants générés par chacune des cellules. Les équations (1-3) et (1-4) résument les caractéristiques électriques d'une association en parallèle de n_p cellules :

$$I_{CC,n_p} = n_p I_{CC} \quad (1-3)$$

$$V_{CO,n_p} = V_{CO} \quad (1-4)$$

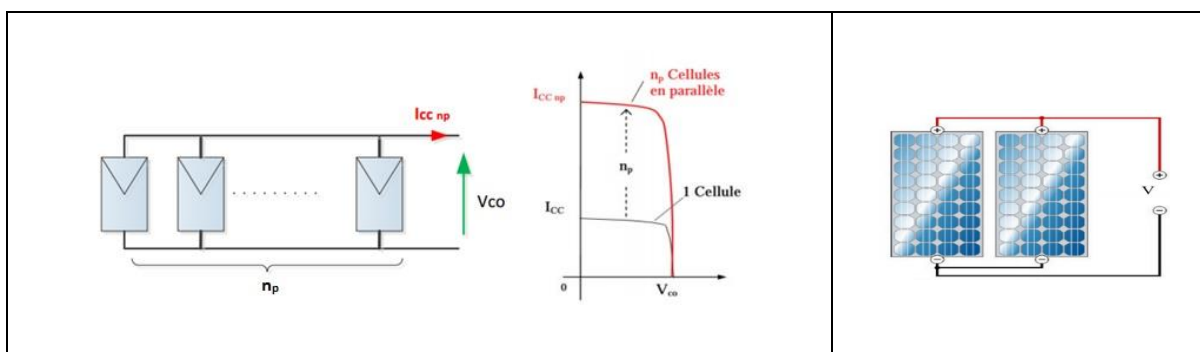


Figure 1.28 Influence de l'association des cellules en parallèle sur la caractéristique d'un module photovoltaïque

Association mixte (série-parallèle) : Les caractéristiques globales d'une installation se déduisent donc d'une combinaison des caractéristiques des constituants des $n_s \times n_p$ (cellules x cellules). La caractéristique d'un générateur constitué de plusieurs cellules a une allure générale assimilable à cellule élémentaire, sous réserve qu'il n'y ait pas de déséquilibre entre les caractéristiques de chaque cellule et que l'ensoleillement et la température soient uniformes [4]. La Figure 1.29 présente la caractéristique d'un module et d'un générateur composé de n_p modules en parallèle et de n_s modules en série. Comme pour la cellule élémentaire, les caractéristiques électriques d'un panneau photovoltaïque dépendent de la température et de l'ensoleillement. Les équations (1-5) et (1-6) résument les caractéristiques électriques d'une association $n_s \times n_p$ (cellules x cellules) :

$$I_{CC} = \sum_{n_p} I_{CCi} \quad (1-5)$$

$$V_{CO} = \sum_{n_s} V_{COi} \quad (1-6)$$

Les modules commercialisés sont généralement composés de 36 cellules en silicium cristallin, connectées en série pour des applications produisant une tension de 12V.

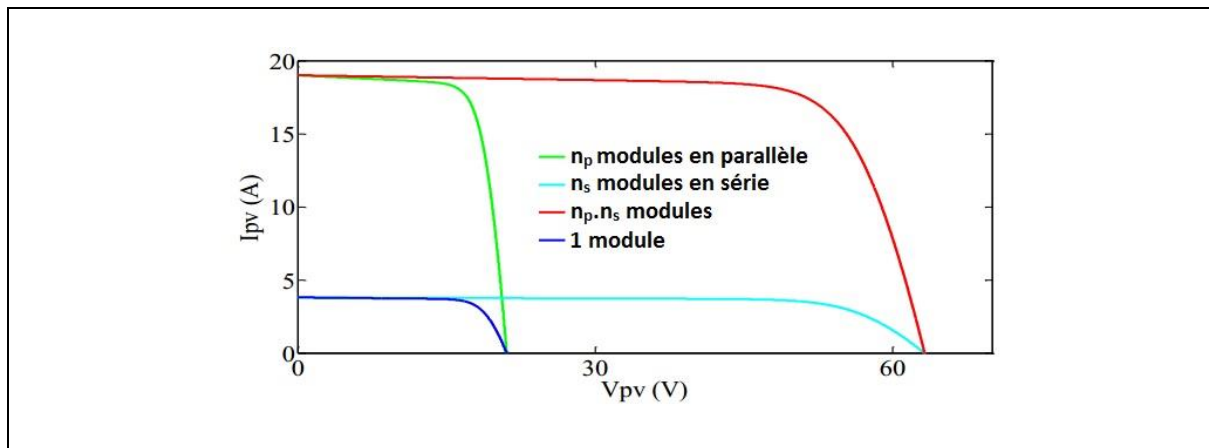


Figure 1.29 Caractéristiques courant-tension pour différents assemblages de modules photovoltaïques (PV) en parallèle ou série [18]

Protection des cellules : Pour garantir la durée de vie d'une installation photovoltaïque, des protections électriques doivent être ajoutées aux modules afin d'éviter des pannes liées à l'association de cellules en série et de panneaux en parallèle. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés.

En effet, comme les cellules sont connectées en série, elles doivent toutes transporter le même courant. Quand il y a une cellule "masquée", l'intensité diminue, la tension aux bornes de cette cellule augmente, d'où l'apparition d'une surcharge qui peut entraîner leur destruction. Une telle cellule est appelée « Hot-spots ». Pour éviter ce problème, on utilise des diodes « by-pass ». Ils peuvent isoler un sous-réseau de cellules lorsque l'éclairement n'est pas homogène (effet d'ombrage) évitant ainsi l'apparition de points chauds et la destruction des cellules mal éclairées. Les modules aujourd'hui commercialisés comprennent généralement des diodes de protection situées en parallèle des différentes cellules en série (« strings ») qui les composent.

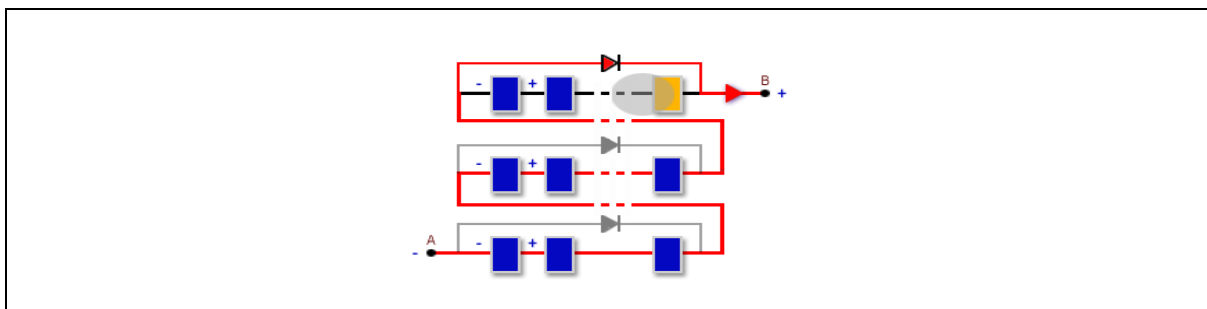


Figure 1.30 Diodes by-pass

La diode anti-retour est mise en série avec chaque branche d'un générateur photovoltaïque. Elle empêche un courant négatif dans les cellules photovoltaïques. Ce phénomène peut apparaître lorsque plusieurs modules sont connectés en parallèle, ou bien quand une charge en connexion directe peut basculer du mode récepteur au mode générateur, par exemple une batterie durant la nuit.

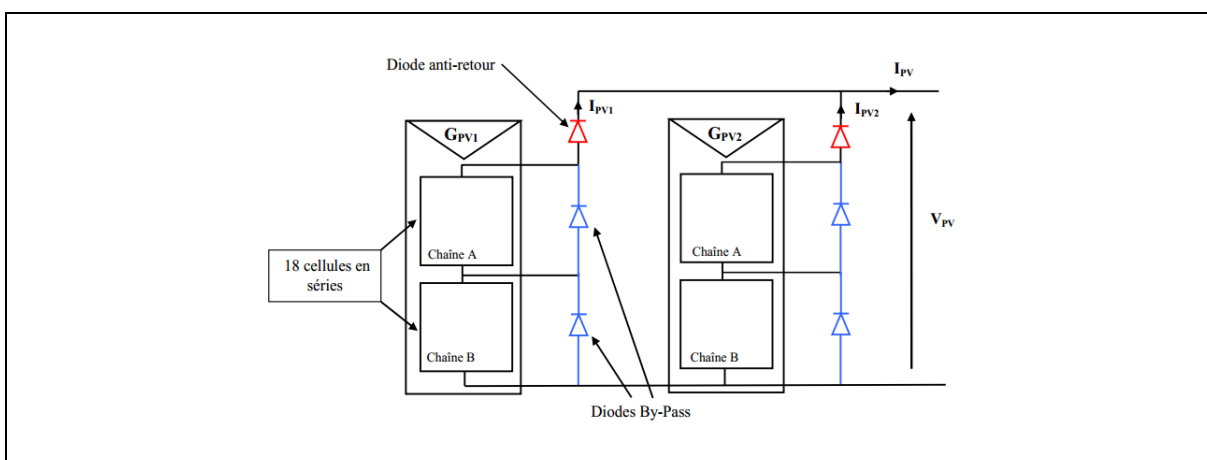


Figure 1.31 Exemple d'association sécurité de deux modules photovoltaïques en parallèle avec leurs diodes de protection [17]

Zone de fonctionnement du module solaire : La caractéristique du générateur photovoltaïque (GPV) donnée pour un éclairement et une température donnée, n'impose ni le courant ni la tension de fonctionnement. Seule la courbe $I(V)$ est fixée. La valeur de la charge aux bornes du générateur va déterminer le point de fonctionnement du système photovoltaïque.

La Figure 1.32 présente trois zones de caractéristique $I(V)$ d'un générateur photovoltaïque :

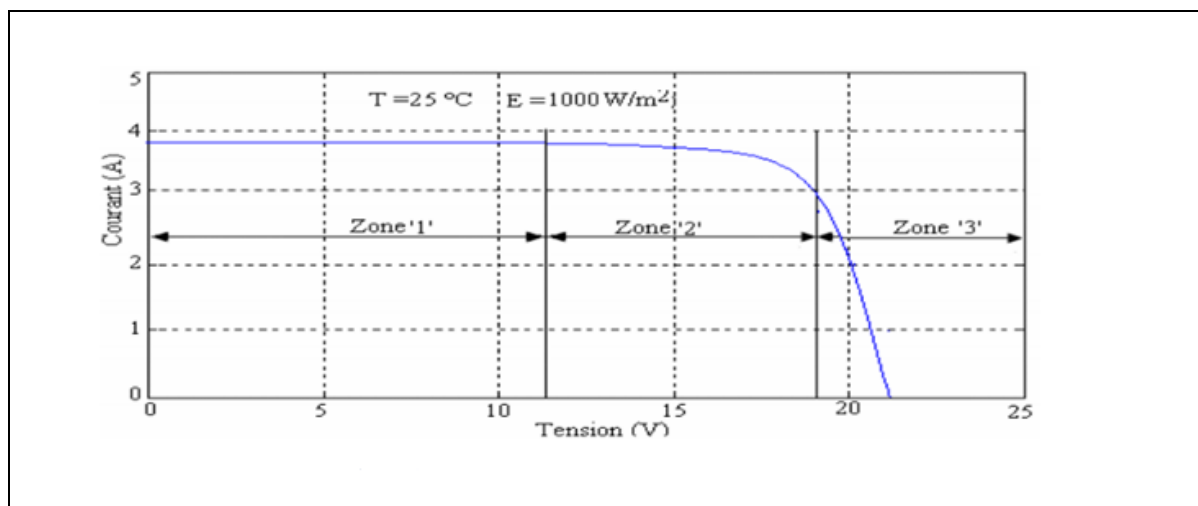


Figure 1.32 Les différentes zones de la caractéristique $I(V)$ d'un générateur photovoltaïque

- La zone (1) : Pour la zone 1, le courant reste presque constant quelle que soit la tension. Le générateur photovoltaïque fonctionne comme un générateur de courant pour cette région.
- La zone (3) : Pour la zone 3, le générateur est assimilable à un générateur de tension car la tension reste presque constante.
- La zone (2) : Cette zone est entre les deux zones précédentes. Elle représente la région préférée pour le fonctionnement du générateur, où le point optimal peut être déterminé.

III.4 Avantages et inconvénients des énergies solaires photovoltaïques autonomes

Il existe deux types de mise en œuvre d'une installation photovoltaïque selon qu'elle fonctionne de manière autonome ou qu'elle est raccordée à un réseau public de distribution d'électricité. Les installations photovoltaïques non raccordées et les installations

photovoltaïques raccordées au réseau diffèrent considérablement, à la fois dans leurs composants et dans leur conception.

On s'aperçoit que le développement du photovoltaïque au Vietnam se fait essentiellement sur des installations de faibles puissances (<3kWh) et le plus souvent intégrées au bâti. La baisse des coûts a dopé la demande en milieu rural. Aujourd'hui, l'électricité photovoltaïque est souvent la meilleure source d'énergie, en termes économiques, pour quantité d'applications dans les zones rurales non électrifiées [19].

Le Vietnam est un pays en développement, il y a encore des habitants dans des zones rurales et isolées qui ne sont pas reliées à un réseau électrique à cause de la géographie et du coût très élevé du raccordement au réseau électrique. Ils ont besoin d'une quantité, même très faible d'électricité pour atteindre un minimum de confort comme l'éclairage ou l'alimentation d'une radio. Le Vietnam a fixé pour objectif en 2020 que 100% des communes aient accès à l'électricité grâce à l'extension du réseau ou à l'utilisation de l'énergie renouvelable. Ensuite, un tarif d'achat de l'énergie solaire au Vietnam est encore trop faible pour attirer les investisseurs dans les installations solaires photovoltaïques raccordées au réseau. Pour ces raisons, la production d'électricité décentralisée par les sources d'énergie solaire nous offre une solution prometteuse pour des consommateurs autonomes en respectant l'environnement.

Dans le cadre de notre étude, nous ne nous intéressons qu'à l'utilisation de l'énergie solaire photovoltaïque pour l'électrification des sites isolés. Nous présentons les avantages et les inconvénients pour une installation photovoltaïque autonome.

Avantages [19]:

- Conversion directe de l'énergie solaire gratuite et inépuisable
- Absence de bruit, de pollution et d'émissions
- Maintenance réduite
- Rentabilité assurée pour les applications de faible puissance (moins de 3-5 kW/jour)
- Possibilité d'adaptation de la taille de l'installation aux besoins existants, avec possibilité d'extension à la demande, au fur à mesure que le besoin énergétique augmente.
- Sécurité absolue si l'installation est conforme.

Inconvénients [19]:

- Le coût initial des systèmes photovoltaïques est élevé, même si la rentabilité à moyen terme est assurée. Ils sont donc parfois hors de portée des personnes à faibles revenus.
- Dans la plupart des installations, l'électricité doit être stockée dans des batteries.
- Les systèmes photovoltaïques (PV) de faible puissance requièrent souvent des équipements à courant continu dont l'efficacité énergétique est supérieure à celle des équipements à courant alternatif, mais dont le coût est souvent plus élevé.
- Les systèmes PV doivent être conçus et installés par des techniciens car toute erreur de conception ou de réalisation conduirait à créer une installation d'un rendement inférieur à celui des solutions alternatives.
- Les systèmes PV de forte puissance nécessitent souvent un système de secours (éolien ou au fuel) pour les périodes de forte demande ou de fort ennuagement.

III.5 Composants des systèmes photovoltaïques autonomes

En général, une installation photovoltaïque autonome est composée de cinq éléments principaux comme le montre la Figure 1.33 :

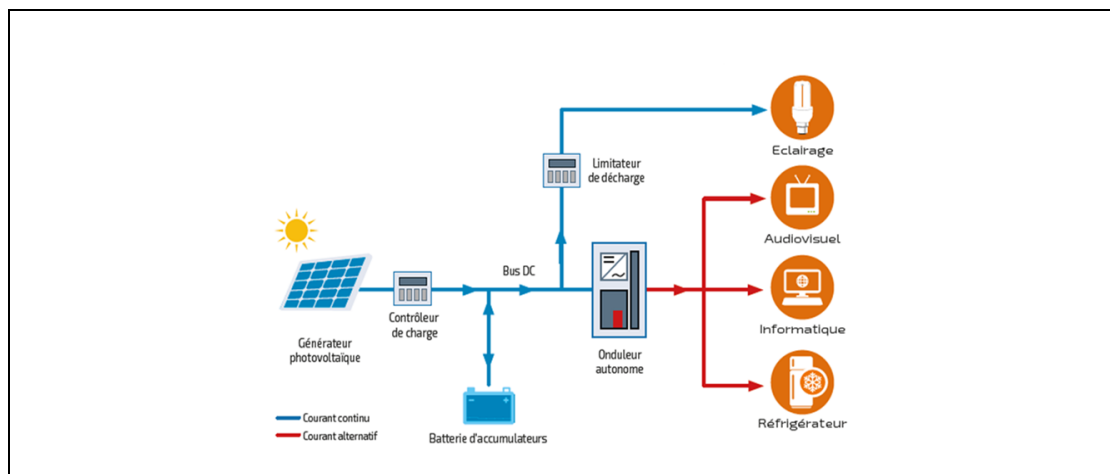


Figure 1.33 Schéma de principe d'un système photovoltaïque autonome

- Le panneau solaire : délivre l'énergie à la charge, ainsi qu'à la batterie
- La batterie : stocke l'énergie et la restitue lorsque l'ensoleillement est insuffisant
- Le régulateur : régule la charge et la décharge de la batterie
- L'onduleur : assure la conversion continu-alternatif. Il permet d'alimenter les récepteurs en courant alternatif à partir du courant continu.

- Les utilisations : constituées de récepteurs courant continu ou/et courant alternatif

Connexion directe : La connexion directe d'un panneau photovoltaïque à une charge DC est le principe de fonctionnement le moins cher et le plus répandu. L'inconvénient de cette structure est la dépendance entre la puissance fournie par le générateur et la charge. Ce choix est principalement lié à la simplicité et le faible coût de l'opération. La présence d'une diode anti-retour est indispensable pour empêcher la circulation d'un courant négatif vers le module photovoltaïque.

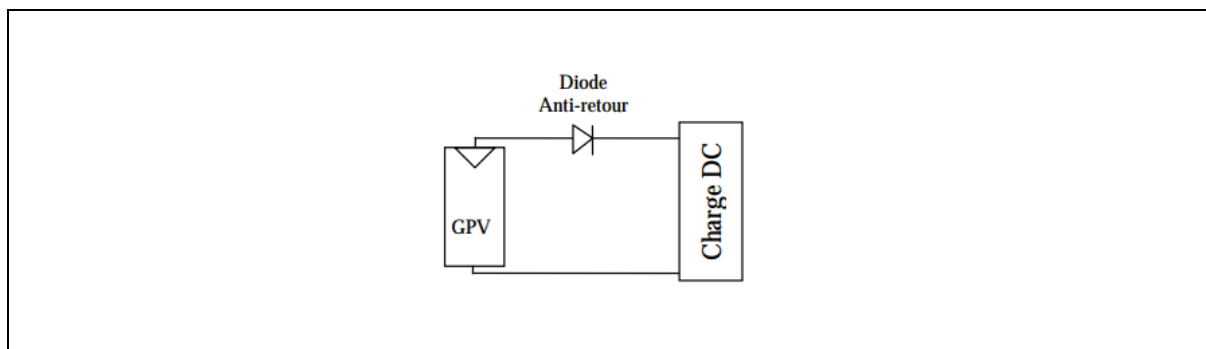


Figure 1.34 Connexion directe : Générateur photovoltaïque - Charge

La puissance fournie par le générateur photovoltaïque résulte de l'intersection entre la caractéristique $I(V)$ du générateur photovoltaïque et celle de la charge. Plus généralement, la puissance extraite d'un générateur photovoltaïque, connectée directement à une application (une batterie ou une charge résistive de type lampe), est souvent très éloignée de la puissance maximale que peut délivrer le générateur photovoltaïque.

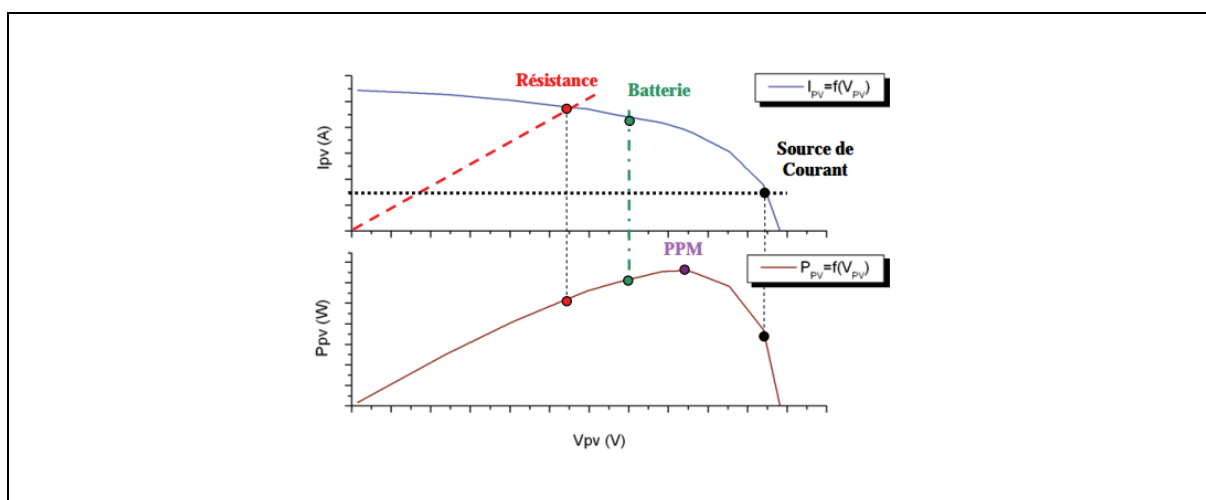


Figure 1.35 Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque en connexion directe avec la charge

Comme nous l'avons détaillé précédemment, les caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque dépendent fortement de l'ensoleillement et de la température. Ce type de connexion souffre souvent d'une mauvaise adaptation électrique et présente des pertes de production d'énergie. Pour surmonter ce problème, il est nécessaire d'insérer des éléments intermédiaires, des convertisseurs statiques, dans le but d'optimiser le transfert de puissance. Ces étages d'adaptation présentent un surcoût par rapport à la connexion directe mais ils permettent d'augmenter le rendement et la stabilité du système.

III.6 Étage d'adaptation continu-continu

Comme indiqué précédemment, le point de fonctionnement peut se trouver éloigné du point de puissance maximal pour une simple connexion directe. Il est très important d'insérer une interface à base de convertisseurs de puissance entre la source de production photovoltaïque et la charge car cela permet d'exploiter le maximum de puissance. Cette interface de puissance est souvent constituée de convertisseurs de puissance. Cet étage d'adaptation peut être un convertisseur DC-DC (Buck, Boost, Buck-Boost ou Boost à multiniveaux) selon les applications.

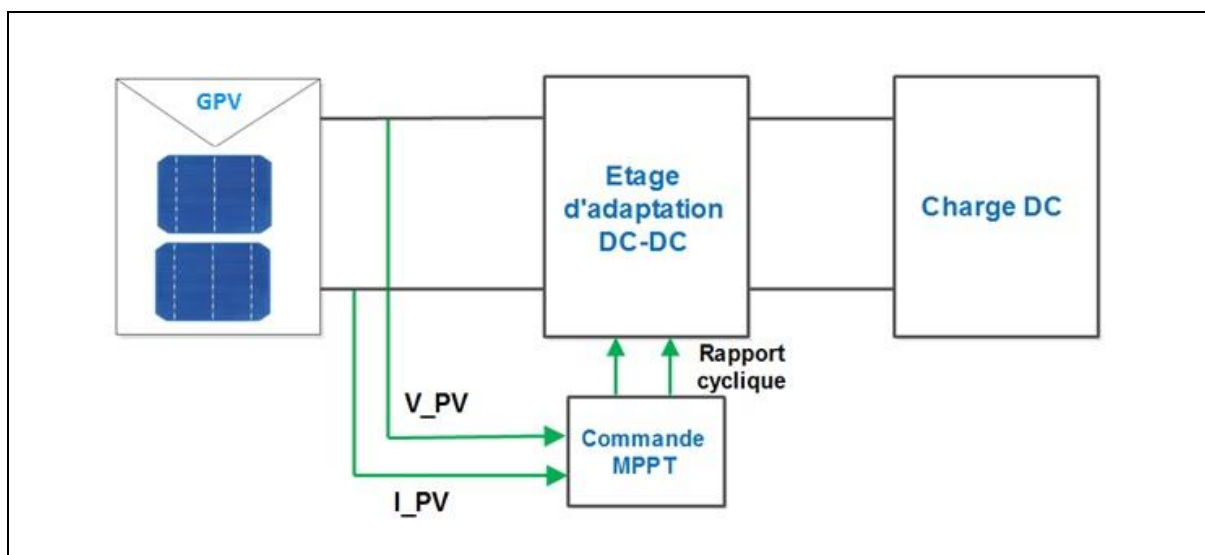


Figure 1.36 Chaîne de conversion photovoltaïque

La Figure 1.36 présente le schéma de principe d'une chaîne de conversion photovoltaïque dotée d'un étage d'adaptation DC-DC. Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) (poursuite du point de puissance

maximale) qui lui permet de suivre le point de puissance maximale que peut fournir un générateur photovoltaïque.

Une partie des travaux effectués dans le cadre de cette thèse a été consacré à l'étude d'un convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux afin de réaliser les fonctions suivantes :

- Extraire le maximum de puissance d'un générateur photovoltaïque quelles que soient les variations climatiques (température, ensoleillement) ou de la charge.
- Électrifier un site isolé au Vietnam en utilisant l'énergie solaire photovoltaïque.
- Assurer une continuité de service en cas de défaut d'interrupteur de puissance et en particulier les défauts de type circuit-ouvert.

Chapitre 2 Étude, modélisation et commande d'un convertisseur Boost à trois niveaux

I Introduction

Ces dernières années, les avancées technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance contribuent à l'accroissement de l'utilisation des convertisseurs dans de nombreux domaines, allant des sources d'alimentation des ordinateurs portables aux véhicules hybrides et électriques. Le développement de techniques de commande permet la réalisation de chaînes de conversion d'énergie plus performantes, en termes de rendement et de fiabilité du système.

Un convertisseur statique est formé essentiellement des composants électroniques de commutation et d'éléments de stockage d'énergie électrique. La conversion est effectuée en stockant l'énergie de la source durant une partie de la période de fonctionnement, puis en transférant celle-ci vers la charge pendant le reste de la période d'horloge [20]. Suivant le type de charge et la nature de la source, on peut distinguer quatre familles de convertisseurs statiques :

- Les hacheurs : permettent de convertir une tension continue en une tension continue.
- Les onduleurs : permettent de convertir une tension continue en une tension alternative.
- Les redresseurs : permettent de convertir une tension alternative en une tension continue.
- Les gradateurs : permettent de convertir une tension alternative en une tension alternative.

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au hacheur survolteur connu sous le nom de « Boost ». Il permet de convertir une tension continue en une autre tension continue de plus grande valeur en contrôlant le rapport cyclique (α). Cette structure est utilisée dans de nombreuses applications grâce à sa simplicité et son faible coût. Afin de limiter les contraintes de tension sur les interrupteurs de puissance [21], la solution de convertisseur multiniveaux a été proposée [22], [23]. En effet, de plus en plus d'applications utilisent cette architecture notamment dans l'automobile [24], dans les applications d'énergies renouvelables [25]–[28]. Pour analyser les comportements des convertisseurs de puissance et synthétiser une loi de commande, la modélisation constitue une étape préalable.

Du point de vue de la commande des convertisseurs DC-DC, le principal objectif consiste à commander des interrupteurs permettant de satisfaire le cahier de charge prédéfini. La synthèse d'une loi de commande pour les convertisseurs de puissance doit répondre aux objectifs classiques : la stabilité, la performance dynamique et la robustesse.

Dans la littérature, plusieurs travaux traitent la commande du convertisseur DC-DC Boost en utilisant la théorie de la commande linéaire. Celle par rétroaction et de types proportionnel-intégral (PI), proportionnel intégral dérivé (PID) a été largement adoptée [29]–[31]. Néanmoins, l'inconvénient majeur de ces types de contrôleurs est son manque de flexibilité. En effet les paramètres du contrôleur sont synthétisés pour un point de fonctionnement bien définis. Si des paramètres changent, il faut recalculer ces coefficients [20]. Pour pallier à ce problème, d'autre lois de commandes peuvent être utilisées, tels que les PI et PID adaptatives, le mode glissant [32]–[35] ou la logique flou [36]–[40]. Cependant, les méthodes PI et PID adaptatives exigent un temps de calcul important et un grand espace mémoire pour le traitement des données. Le principal inconvénient de la commande par le mode glissant est l'apparition d'un phénomène d'oscillation dit « chattering ». Cette oscillation au voisinage de la surface n'est pas désirable, surtout dans les convertisseurs DC-DC où les fréquences sont très élevées. La logique floue dépend fortement de l'expertise humaine. Le Backstepping est une approche de commande robuste et bien adapté à ce type de système, elle sera étudiée dans ce chapitre.

II Étude du convertisseur de puissance DC-DC

II.1 Convertisseur DC-DC Boost conventionnel

Dans cette partie, nous rappelons le principe de fonctionnement ainsi que les principales caractéristiques du convertisseur DC-DC Boost classique.

II.1.1 Architecture - Mode de fonctionnement

L'architecture du convertisseur DC-DC Boost est présentée dans la Figure 2.1.

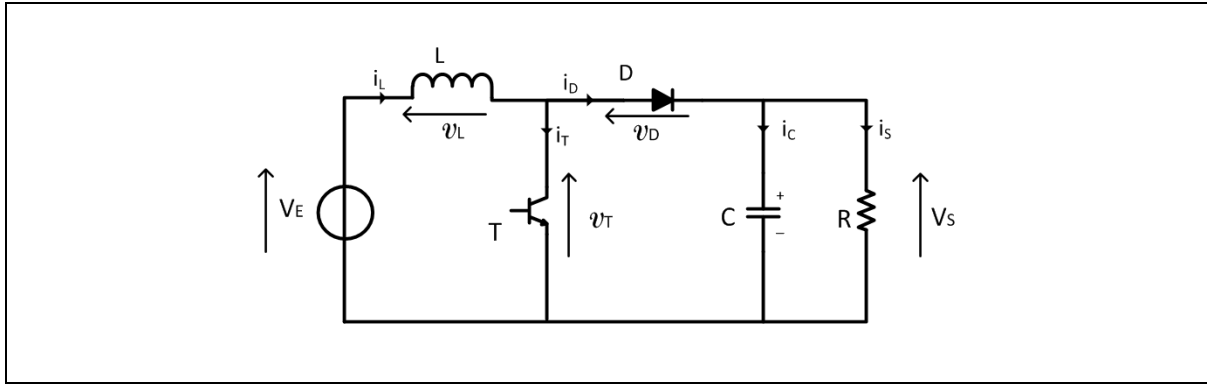


Figure 2.1 Schéma de principe d'un convertisseur Boost

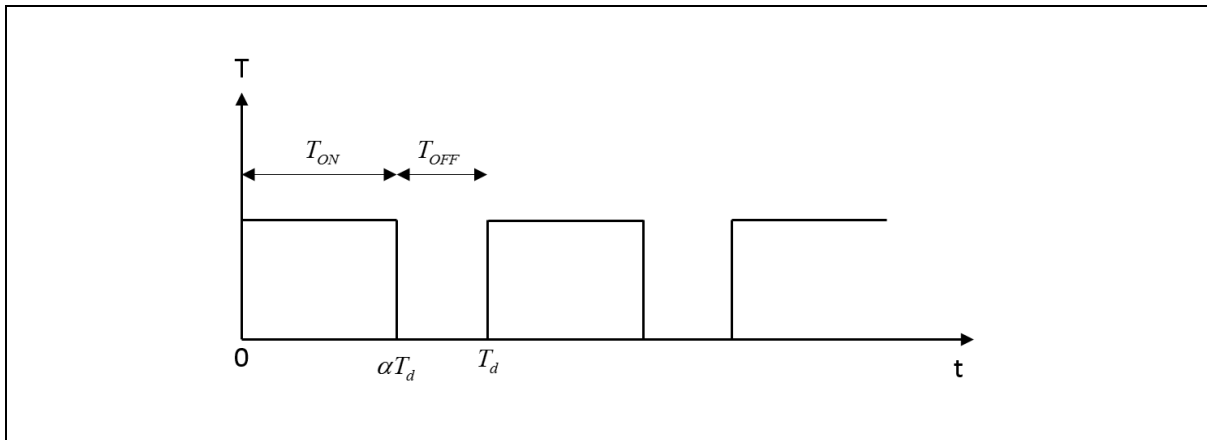


Figure 2.2 Signal de commande de l'interrupteur T

La Figure 2.2 présente l'allure du signal de commande de l'interrupteur T et α étant le

rapport cyclique : $\alpha = \frac{T_{ON}}{T_d}$

Selon l'état de l'interrupteur T et de la diode D , on peut distinguer deux états (configurations) de fonctionnement :

- État 1 : Lorsque l'interrupteur T est fermé et la diode D ouverte.
- État 2 : Lorsque l'interrupteur T est ouvert et la diode D fermée.

En fermant T , on charge l'inductance L puis on ouvre T pour transférer l'énergie emmagasinée vers la charge.

Selon l'évolution du courant dans l'inductance, il existe deux modes de conduction :

- Mode de Conduction Continue (MCC) : Le courant dans l'inductance ne s'annule pas sur une période de commutation. Il est donc continu.

- Mode de Conduction Discontinue (MCD) : Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation. Le courant dans l'inductance est discontinu.

Dans notre travail, on s'intéresse au mode de conduction continue. La suite de cette partie explique le comportement du convertisseur DC-DC Boost en fonction du mode de conduction continu. L'objectif est de déterminer les relations reliant les grandeurs électriques d'entrée et de sortie du convertisseur ainsi que les ondulations du courant et de la tension qui nous permettent de dimensionner les composants.

Mode de conduction continue

État 1 : À l'instant $t = 0$, on ferme l'interrupteur T pendant une durée αT_d . La tension aux bornes de la diode D est égale à $v_D = v_T - v_S = -v_S$ car l'interrupteur T est fermé alors $v_T = 0$. La diode est donc bloquée puisque $v_S > 0$. On obtient alors le schéma équivalent de la Figure 2.3.

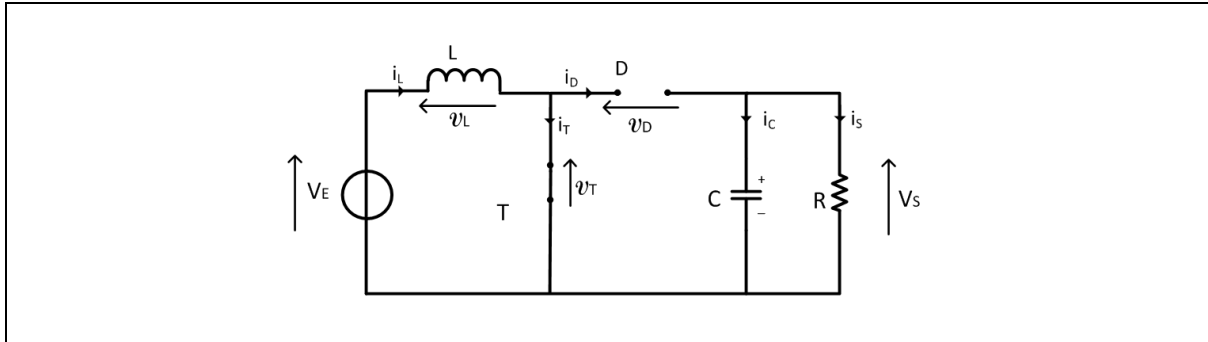


Figure 2.3 Schéma de convertisseur Boost - État ON (interrupteur passant)

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$v_L = V_E = L \frac{di_L}{dt} > 0 \quad (2-1)$$

En résolvant l'équation (2-1), on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant d'inductance :

$$i_L = \frac{V_E}{L} t + I_{L_{MIN}} \quad (2-2)$$

Où $I_{L_{MIN}}$ est la valeur minimale du courant dans l'inductance.

Durant cet état, le courant de l'inductance L va augmenter linéairement et une énergie W_L est stockée dans L . Le condensateur C fournit de l'énergie à la charge.

État 2 : À l'instant $t = \alpha T_d$, on ouvre l'interrupteur T pendant une durée $T_d(1 - \alpha)$. Pour assurer la continuité du courant, la diode D est en conduction. On obtient alors le schéma équivalent de la Figure 2.4.

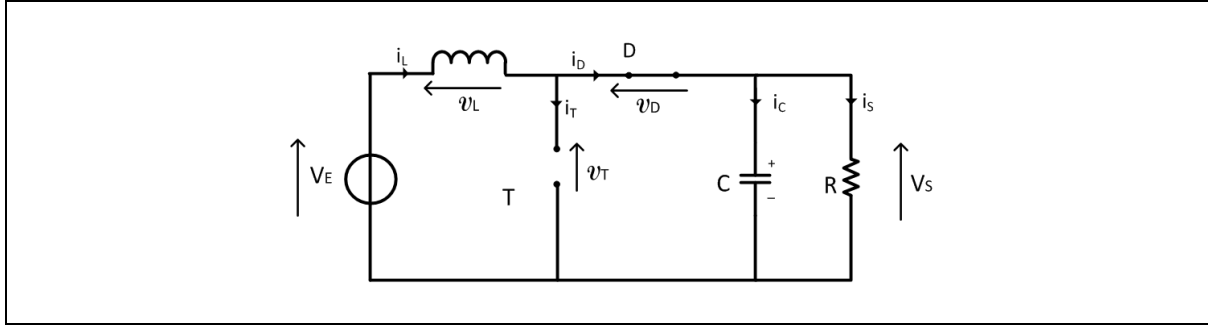


Figure 2.4 Schéma de convertisseur état OFF (interrupteur bloqué)

La tension aux bornes de l'inductance est alors :

$$v_L = V_E - V_S = L \frac{di_L}{dt} < 0 \quad (2-3)$$

En résolvant l'équation (2-3), on obtient la formule suivante qui exprime l'évolution du courant traversant d'inductance :

$$i_L = \frac{V_E - V_S}{L} (t - \alpha T_d) + I_{L_{MAX}} \quad (2-4)$$

Où $I_{L_{MAX}}$ est la valeur maximale du courant dans l'inductance.

Durant cet état, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est restituée au condensateur C et à la charge R .

II.1.2 Expression du gain en tension

Par définition, la tension moyenne d'une inductance est :

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} v_L dt = \frac{1}{T_d} \left(\int_0^{\alpha T_d} V_E dt + \int_{\alpha T_d}^{T_d} (V_E - V_S) dt \right) \quad (2-5)$$

Comme la tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, nous pouvons écrire :

$$\langle v_L \rangle = \alpha V_E + (V_E - V_S)(1 - \alpha) = 0 \quad (2-6)$$

Finalement, nous obtenons la relation suivante :

$$V_S = \frac{V_E}{1 - \alpha} \quad (2-7)$$

Ainsi on peut définir le gain en tension :

$$G_v = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (2-8)$$

Nous remarquons que nous pouvons contrôler la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique.

Si on suppose que le courant d'entrée est parfaitement continu, on peut écrire :

$$I_S = \langle i_S(t) \rangle = \frac{1}{T_d} \int_{\alpha T_d}^{T_d} I_E dt \quad (2-9)$$

Ce qui conduit à :

$$I_S = I_E(1 - \alpha) \quad (2-10)$$

Cette expression montre que le convertisseur DC-DC Boost est abaisseur en courant.

Le Tableau 2-1 et Figure 2.5 illustrent les caractéristiques et les formes d'ondes de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost.

	État 1	État 2
Tension dans un « Boost »	$v_L = V_E > 0$	$v_L = V_E - V_S < 0$
	$v_T = 0$	$v_T = V_S$
	$v_D = -v_S$	$v_D = 0$
Courant dans un « Boost »	$i_L = \frac{V_E}{L}t + I_{L_{MIN}}$	$i_L = \frac{V_E - V_S}{L}(t - \alpha T_d) + I_{L_{MAX}}$
	$i_D = 0$	$i_D = i_L$
	$i_T = i_L$	$i_T = 0$

Tableau 2-1: Table des caractéristiques de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost

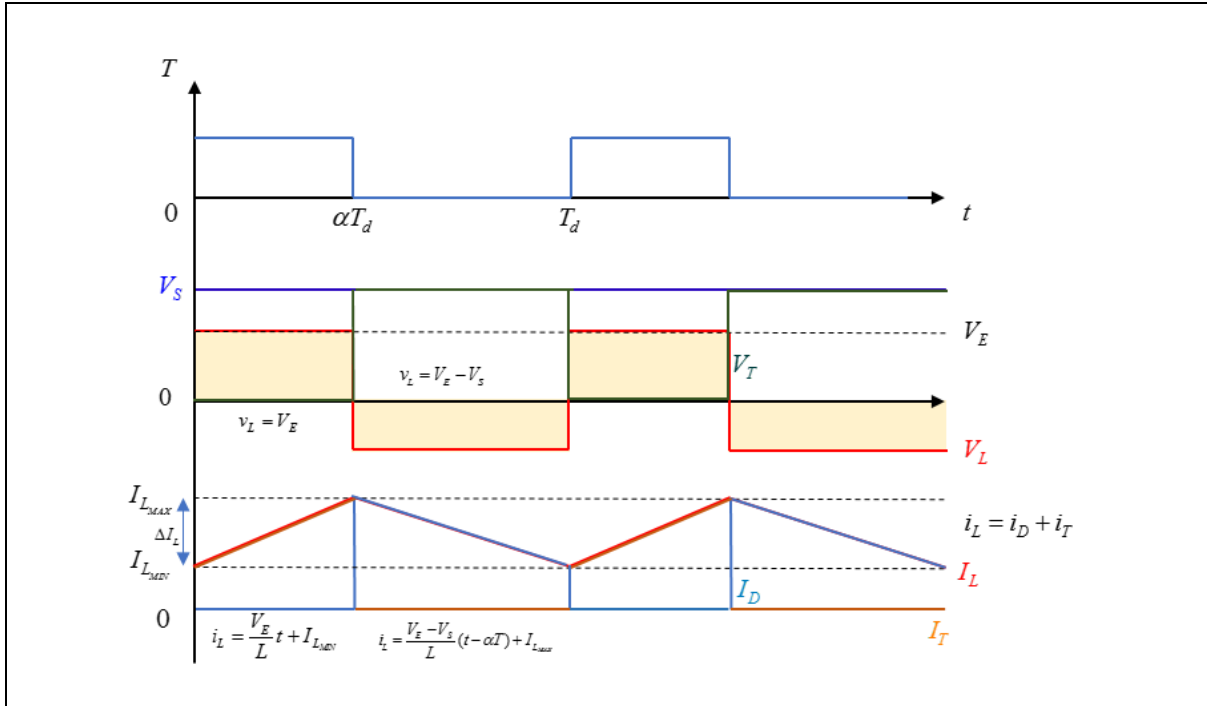


Figure 2.5 Formes des ondulations courant/tension dans un convertisseur DC-DC Boost

II.1.3 Ondulation du courant

L'ondulation du courant i_L est définie par $\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}}$. À partir des équations (2-2) et (2-4), à l'instant $t = \alpha T_d$, nous pouvons écrire :

$$\frac{V_E}{L} \alpha T_d + I_{L_{MIN}} = I_{L_{MAX}} \quad (2-11)$$

On en déduit l'ondulation du courant :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_E}{Lf} \text{ où } f = \frac{1}{T_d} \quad (2-12)$$

Comme $V_E = V_s(1 - \alpha)$, nous pouvons écrire :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha(1 - \alpha)V_s}{Lf} \quad (2-13)$$

À partir de l'équation (2-13) on trouve que l'ondulation en courant est maximale pour $\alpha = 0,5$

Le dimensionnement de l'inductance L s'effectue à l'aide l'équation suivante :

$$L \geq \frac{V_s}{4f\Delta I_L} \quad (2-14)$$

II.1.4 Ondulation de la tension

Pendant la première séquence de fonctionnement $0 < t < \alpha T_d$, seul le condensateur donne de l'énergie à la charge. Comme la diode D est bloquée, le courant dans le condensateur C est égal au courant de charge I_s . Nous avons la relation :

$$i_c = C \frac{dv_s}{dt} = -I_s \quad (2-15)$$

La solution de cette équation donne :

$$v_s(t) = -\frac{I_s}{C}t + V_{s_{MAX}} \quad (2-16)$$

À $t = \alpha T_d$, nous avons :

$$v_s(\alpha T_d) = V_{s_{MIN}} = -\frac{I_s}{C}\alpha T_d + V_{s_{MAX}} \quad (2-17)$$

L'ondulation de la tension v_s est défini par :

$$\Delta V_s = V_{s_{MAX}} - V_{s_{MIN}} = \frac{I_s}{C}\alpha T_d \quad (2-18)$$

Finalement :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha V_s}{RCf} \quad (2-19)$$

Le dimensionnement du condensateur C s'effectue à l'aide de l'équation suivante :

$$C \geq \frac{\alpha_{MAX} V_s}{Rf \Delta V_s} \quad (2-20)$$

II.1.5 Contraintes maximales en tension et en courant

D'après l'analyse de deux séquences de fonctionnement, on constate que les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes en courant et en tension.

$$i_{T,max} = i_{D,max} = I_{max} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2-21)$$

$$V_{T,max} = |V_{D,max}| = V_{s,max} = V_s + \frac{\Delta V_s}{2} = \frac{V_E}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2} \quad (2-22)$$

II.2 Convertisseur DC-DC Boost 3 niveaux (CBTN)

Dans cette section, une description du fonctionnement du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux (CBTN) en indiquant ses modes de fonctionnement et ses avantages par rapport au convertisseur DC-DC Boost classique est exposée.

II.2.1 Architecture – Mode de fonctionnement

La topologie d'un CBTN est présentée à la Figure 2.6.

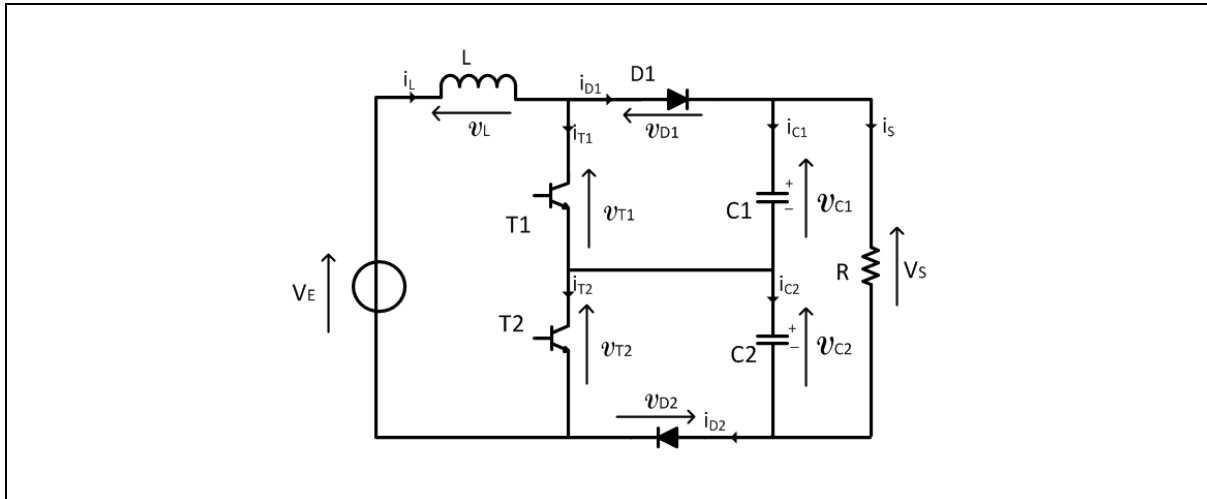


Figure 2.6 Schéma de principe d'un Boost à trois niveaux

Cette structure est composée :

- Deux interrupteurs T_1, T_2 et deux diodes D_1, D_2
- L'inductance L , deux condensateurs C_1, C_2
- La résistance de charge R
- La tension d'entrée V_E
- La tension de sortie V_S
- La fréquence de commutation du convertisseur est notée « f ». La période de commutation : T

Ici, par simplicité, nous utilisons une charge résistive pour étudier le fonctionnement du CBTN.

Selon l'état de ces deux interrupteurs qui peuvent conduire ou bloquer en même temps, on peut définir quatre séquences de fonctionnement sur chaque période de fonctionnement du convertisseur.

	Interrupteur de puissance 1 (T_1)	Interrupteur de puissance 2 (T_2)
État 1	ON (Fermé)	ON (Fermé)
État 2	ON (Fermé)	OFF (Ouvert)
État 3	OFF (Ouvert)	ON (Fermé)
État 4	OFF (Ouvert)	OFF (Ouvert)

État 1 : T_1 ON, T_2 ON

À l'instant $t = 0$, on ferme l'interrupteur T_1 et l'interrupteur T_2 . Les tensions aux bornes de la diode D_1 et D_2 sont égales à :

$$\begin{cases} v_{D_1} = v_{T_1} - v_{C_1} \\ v_{D_2} = v_{T_2} - v_{C_2} \end{cases} \quad (2-23)$$

Comme les interrupteurs T_1 et T_2 sont fermés, on a : $v_{T_1} = v_{T_2} = 0$, ce qui implique :

$$\begin{cases} v_{D_1} = -v_{C_1} < 0 \\ v_{D_2} = -v_{C_2} < 0 \end{cases} \quad (2-24)$$

Les diode D_1 et D_2 sont bloqués. Dans ces conditions, on obtient alors le schéma équivalent de la Figure 2.7 :

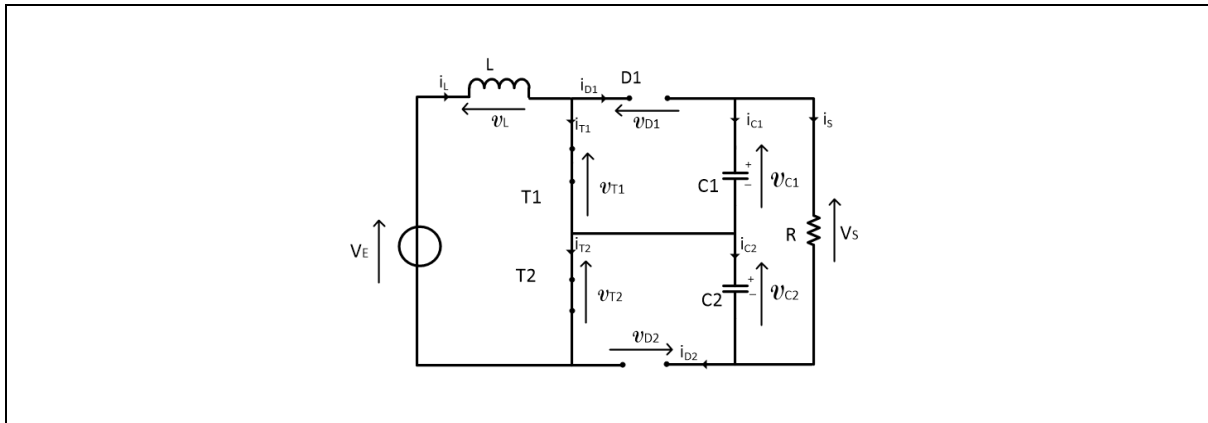


Figure 2.7 Structure du convertisseur à l'état 1

Il n'y a pas de transfert d'énergie entre la source et la charge. L'inductance est connectée en série avec la source basse tension et emmagasine l'énergie. La tension aux bornes de l'inductance L est alors :

$$v_L = V_E = L \frac{di_L}{dt} > 0 \text{ alors } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_E}{L} \quad (2-25)$$

Les condensateurs fournissent de l'énergie à la charge.

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{-V_S}{R} \text{ alors } \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{-V_S}{RC_1} \quad (2-26)$$

$$i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{-V_S}{R} \text{ alors } \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{-V_S}{RC_2} \quad (2-27)$$

État 2 : T1 ON T2 OFF

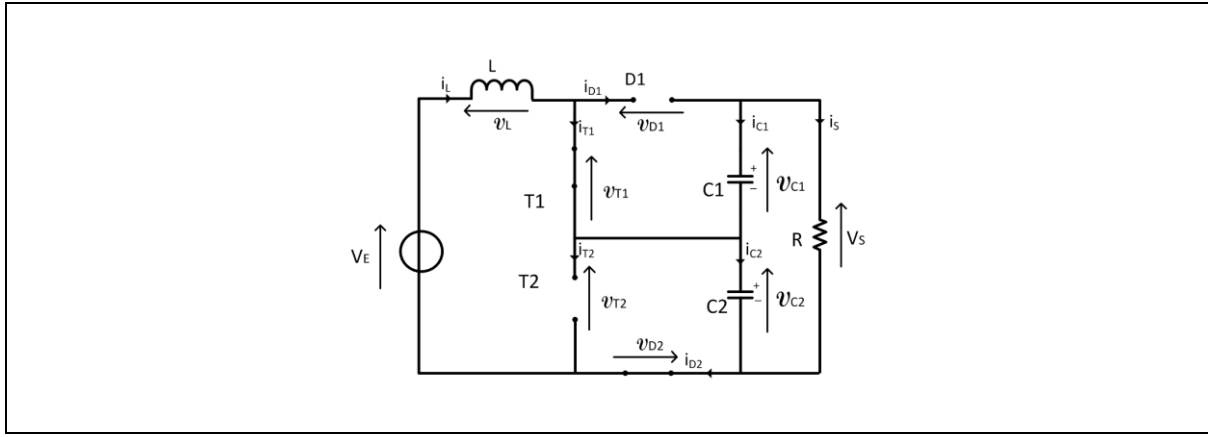


Figure 2.8 Structure du convertisseur à l'état 2

Les tensions aux bornes de la diode D_1 et D_2 sont égales à :

$$\begin{cases} v_{D1} = v_{T1} - v_{C1} \\ v_{D2} = v_{T2} - v_{C2} \end{cases}$$

On a : $v_{T1} = 0 \Rightarrow v_{D1} = -v_{C1} < 0$ alors la diode D_1 est bloquée. La source basse tension et la charge sont connectées de manière directe. Il y a une restitution de l'énergie emmagasinée dans l'inductance vers la charge. Le condensateur C_2 se charge, le condensateur C_1 se décharge.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - V_{C2}}{L} \quad (2-28)$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{-V_S}{R} \text{ alors } \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{-V_S}{RC_1} \quad (2-29)$$

$$i_{C_2} = C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} = i_L - \frac{V_S}{R} \text{ alors } \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{i_L R - V_S}{RC_2} \quad (2-30)$$

État 3 : T1 OFF, T2 ON.

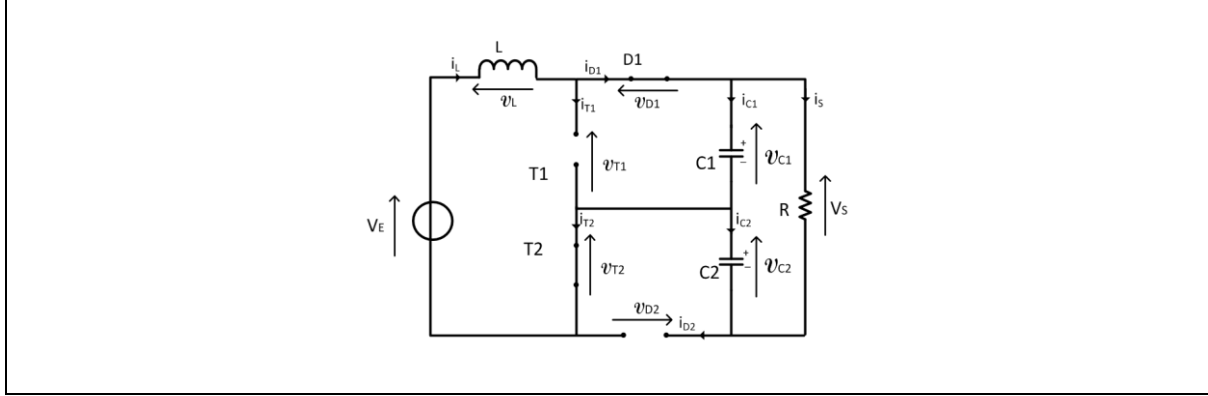


Figure 2.9 Structure du convertisseur à l'état 3

L'interrupteur T_2 et la diode D_1 sont passants. Les tensions aux bornes de la diode D_1 et D_2 sont égales à :

$$\begin{cases} v_{D_1} = v_{T_1} - v_{C_1} \\ v_{D_2} = v_{T_2} - v_{C_2} \end{cases}$$

On a : $v_{T_2} = 0 \Rightarrow v_{D_2} = -v_{C_2} < 0$. La source basse tension et la charge sont aussi connectées de manière directe, il y a une restitution de l'énergie emmagasiné dans l'inductance vers la charge. Cependant, le condensateur C_1 se charge et le condensateur C_2 se décharge.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - V_{C_1}}{L} \quad (2-31)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{i_L R - V_S}{RC_1} \quad (2-32)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{-V_S}{RC_2} \quad (2-33)$$

État 4 : T1 OFF, T2 OFF.

Les interrupteurs T_1 et T_2 sont ouverts et les diodes D_1 et D_2 sont fermées.

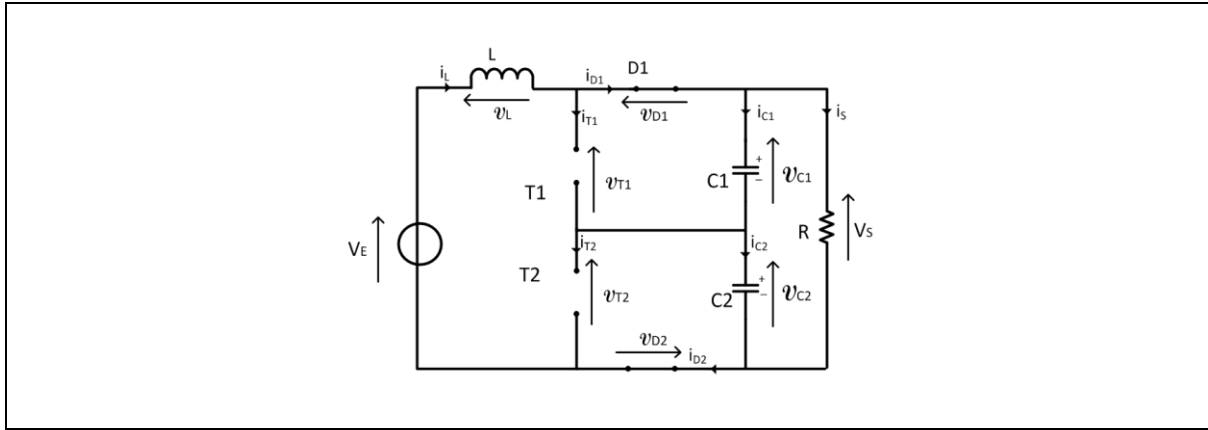


Figure 2.10 Structure du convertisseur à l'état 4

$$i_{C1} = i_{C2} = i_L - i_S \quad (2-34)$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{i_L R - V_S}{RC_1} \quad (2-35)$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{i_L R - V_S}{RC_2} \quad (2-36)$$

Le Tableau 2-2 ci-dessous permet d'afficher la table caractéristique de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost à 3 niveaux.

	État 1	État 2	État 3	État 4
Tension dans un CBTN	$v_{T1} = 0$	$v_{T1} = 0$	$v_{T1} = v_{C1} = \frac{V_S}{2}$	$v_{T1} = v_{C1} = \frac{V_S}{2}$
	$v_{T2} = 0$	$v_{T2} = v_{C2} = \frac{V_S}{2}$	$v_{T2} = 0$	$v_{T2} = v_{C2} = \frac{V_S}{2}$
	$v_{D1} = -v_{C1}$	$v_{D1} = -v_{C1}$	$v_{D1} = 0$	$v_{D1} = 0$
	$v_{D2} = -v_{C2}$	$v_{D2} = 0$	$v_{D2} = -v_{C2}$	$v_{D2} = 0$
Courant dans un CBTN	$i_{T1} = i_L$	$i_{T1} = i_L$	$i_{T1} = 0$	$i_{T1} = 0$
	$i_{T2} = i_L$	$i_{T2} = 0$	$i_{T2} = i_L$	$i_{T2} = 0$
	$i_{D1} = 0$	$i_{D1} = 0$	$i_{D1} = i_{C1} + i_S$	$i_{D1} = i_L$
	$i_{D2} = 0$	$i_{D2} = i_{C2} + i_S$	$i_{D2} = 0$	$i_{D2} = i_L$
	$i_{C1} = -I_S$	$i_{C1} = -I_S$	$i_{C1} = i_L - I_S$	$i_{C1} = i_L - I_S$
	$i_{C2} = -I_S$	$i_{C2} = i_L - I_S$	$i_{C2} = -I_S$	$i_{C2} = i_L - I_S$

Tableau 2-2 Table des caractéristiques de la tension et du courant dans un convertisseur DC-DC Boost à 3 niveaux

Dans notre travail, nous supposons que les condensateurs C_1 et C_2 ont les mêmes valeurs. Le CBTN travaille dans deux régions qui dépendent de la tension d'entrée, soit inférieure ou supérieure à la moitié de la tension de sortie. Dans la région 1, les deux rapports cycliques α_1 et α_2 sont inférieurs à 0,5. Dans la région 2, les deux rapports cycliques sont supérieurs ou égaux à 0,5.

Le CBTN a aussi deux types de fonctionnement : symétriques et asymétriques. En mode de fonctionnement symétrique, les rapports cycliques sont égaux mais leurs commandes sont décalées entre elles d'une demi-période. La tension du point milieu est égale à $\frac{V_S}{2}$. En revanche, en mode de fonctionnement asymétrique, les rapports cycliques α_1 et α_2 sont contrôlés indépendamment pour que la tension aux bornes des condensateurs soit égale à $\frac{V_S}{2}$. Dans notre étude, le CBTN travaille en mode symétrique.

II.2.2 Expression du gain en tension

Suivant la valeur du rapport cyclique, on peut définir deux régions de fonctionnement comme indiqué dans le tableau 2-3.

		État 1	État 2	État 3	État 4
Région 1 $\alpha < 0,5$	$\frac{di_L}{dt}$		$\frac{V_E - v_{C_2}}{L} > 0$	$\frac{V_E - v_{C_1}}{L} > 0$	$\frac{V_E - V_S}{L} < 0$
	V_L		$V_E - \frac{V_S}{2} > 0$	$V_E - \frac{V_S}{2} > 0$	$V_E - V_S < 0$
Région 2 $\alpha > 0,5$	$\frac{di_L}{dt}$	$\frac{V_E}{L} > 0$	$\frac{V_E - v_{C_2}}{L} < 0$	$\frac{V_E - v_{C_1}}{L} < 0$	
	V_L	$V_E > 0$	$V_E - \frac{V_S}{2} < 0$	$V_E - \frac{V_S}{2} < 0$	

Tableau 2-3 Régions de fonctionnement

Région 1 :

Temps	$0 < t < \alpha T$	$\alpha T < t < \frac{T}{2}$	$\frac{T}{2} < t < (\frac{1}{2} + \alpha)T$	$(\frac{1}{2} + \alpha)T < t < T$
Séquences	1	2	3	4
	État 2	État 4	État 3	État 4

La Figure 2.11 montre le diagramme de transition d'état dans la région 1.

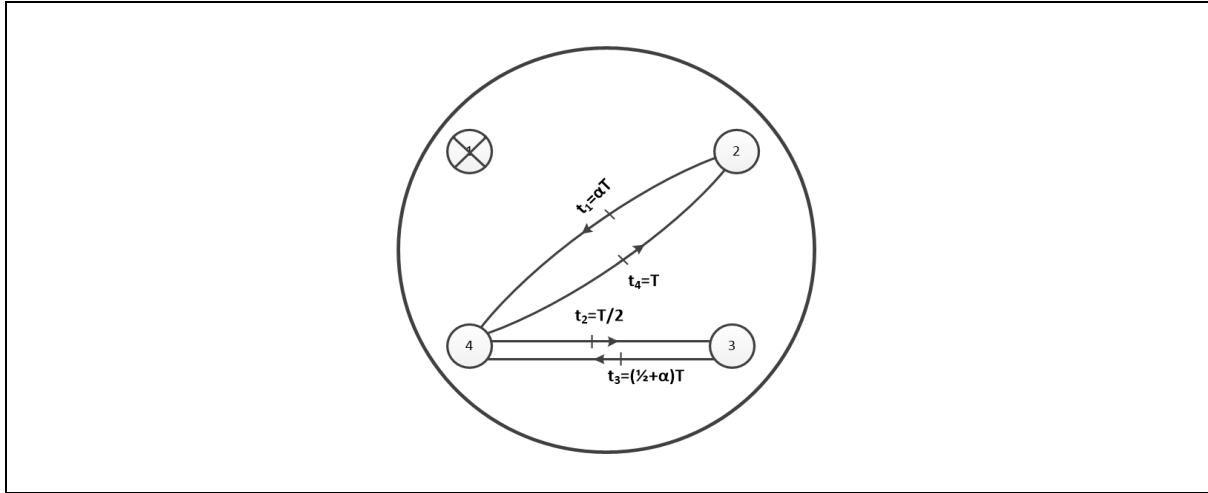


Figure 2.11 Diagramme de transition d'état dans la région 1

L'expression de la tension moyenne aux bornes de l'inductance est :

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_E - \frac{V_S}{2}) dt + \int_{\alpha T}^{\frac{T}{2}} (V_E - V_S) dt + \int_{\frac{T}{2}}^{(\alpha+0.5)T} (V_E - \frac{V_S}{2}) dt + \int_{(\alpha+0.5)T}^T (V_E - V_S) dt \right] = 0$$

$$\langle v_L \rangle = (V_E - \frac{V_S}{2})\alpha + (V_E - V_S)(0.5 - \alpha) + (V_E - \frac{V_S}{2})\alpha + (V_E - V_S)(0.5 - \alpha) = 0$$

$$\Rightarrow (V_E - \frac{V_S}{2})\alpha = -(V_E - V_S)(0.5 - \alpha)$$

Finalement, on obtient la relation suivante :

$$V_S = \frac{V_E}{1 - \alpha} \quad (2-37)$$

Région 2 :

Temps	$0 < t < (\alpha - \frac{1}{2})T$	$(\alpha - \frac{1}{2})T < t < \frac{T}{2}$	$\frac{T}{2} < t < \alpha T$	$\alpha T < t < T$
Séquences	1	2	3	4
	État 1	État 2	État 1	État 3

qui sous forme de diagramme de transition est donnée dans la figure suivante :

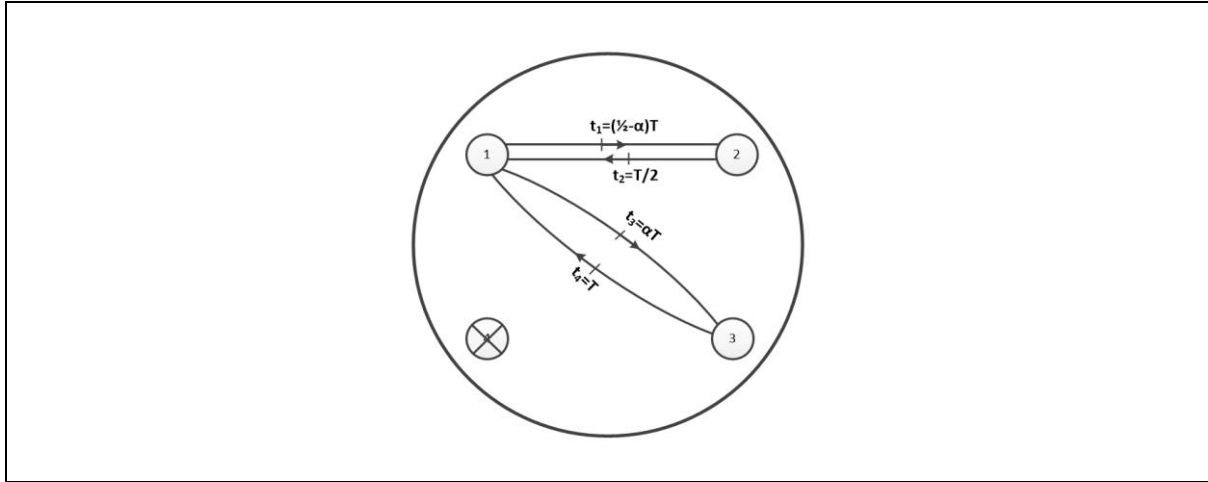


Figure 2.12 Diagramme de transition d'état dans la région 2

Ainsi $\langle v_L \rangle$ s'écrit :

$$\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{(\alpha-0.5)T} V_E dt + \int_{(\alpha-0.5)T}^{\frac{T}{2}} (V_E - \frac{V_S}{2}) dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\alpha T} V_E dt + \int_{\alpha T}^T (V_E - \frac{V_S}{2}) dt \right] = 0$$

$$\Rightarrow V_E(\alpha - 0.5) = -(V_E - \frac{V_S}{2})(1 - \alpha)$$

Finalement, on obtient la relation suivante :

$$V_S = \frac{V_E}{1 - \alpha} \quad (2-38)$$

Nous remarquons que quelle que soit la région le gain en tension est :

$$G_v = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (2-39)$$

II.2.3 Ondulation du courant

Nous allons dans ce qui suit nous intéresser à la variation du courant. Comme précédemment, nous allons considérer les deux régions.

Dans le cas où $\alpha < 0.5$

Séquence 1 : État 2 : $0 < t < \alpha T$

La tension aux bornes de l'inductance :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - v_{C_2}}{L} > 0 \text{ car } \frac{V_S}{2} < V_E$$

On obtient l'évolution du courant traversant l'inductance :

$$i_L(t) = \left(\frac{V_E - v_{C_2}}{L} \right) t + I_{L_{MIN}} \quad (2-40)$$

Or :

$$v_{C_2} = \frac{V_S}{2} \text{ et } G_v = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{1-\alpha}$$

Ce qui conduit à :

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} t + I_{L_{MIN}} \quad (2-41)$$

On suit la même démarche pour la séquence 2, 3 et 4 et aussi dans la région 2 pour trouver l'évolution du courant traversant l'inductance :

Séquence 2 : État 4 : $\alpha T < t < \frac{T}{2}$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - v_{C_1} - v_{C_2}}{L} = \frac{V_E - V_S}{L} < 0$$

$$i_L(t) = \left(\frac{V_E - V_S}{L} \right) (t - \alpha T) + I_{L_{MAX}} \quad (2-42)$$

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{-\alpha}{1-\alpha} (t - \alpha T) + I_{L_{MAX}} \quad (2-43)$$

Séquence 3 : État 3 : $\frac{T}{2} < t < \left(\frac{1}{2} + \alpha \right) T$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - v_{C_1}}{L} > 0$$

$$i_L(t) = \left(\frac{V_E - v_{C_1}}{L} \right) \left(t - \frac{T}{2} \right) + I_{L_{MIN}} \quad (2-44)$$

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} \left(t - \frac{T}{2} \right) + I_{L_{MIN}} \quad (2-45)$$

Séquence 4 : État 4 : $\left(\frac{1}{2} + \alpha \right) T < t < T$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - v_{C_1} - v_{C_2}}{L} = \frac{V_E - V_S}{L} < 0$$

$$i_L(t) = \left(\frac{V_E - V_S}{L} \right) \left(t - \frac{T}{2} - \alpha T \right) + I_{L_{MAX}} \quad (2-46)$$

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{-\alpha}{1-\alpha} \left(t - \frac{T}{2} - \alpha T \right) + I_{L_{MAX}} \quad (2-47)$$

L'ondulation absolue du courant i_L est défini par :

$$\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}} \quad (2-48)$$

À partir des relations (2-41) et (2-43) à $t = \alpha T$:

$$\frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} \alpha T + I_{L_{MIN}} = I_{L_{MAX}}$$

$$\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}} = \frac{V_E (1-2\alpha) \alpha}{2Lf(1-\alpha)} \quad (2-49)$$

À partir des relations (2-45) et (2-47) à $t = \left(\frac{1}{2} + \alpha \right) T$:

$$\frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} \alpha T + I_{L_{MIN}} = I_{L_{MAX}}$$

$$\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}} = \frac{V_E (1-2\alpha) \alpha}{2Lf(1-\alpha)} \quad (2-50)$$

On en déduit l'expression de l'ondulation de courant dans la région 1 :

$$\Delta I_L = \frac{V_E (1-2\alpha) \alpha}{2Lf(1-\alpha)} \quad (2-51)$$

La Figure 2.13 illustre la forme d'ondulation du courant et de la tension dans l'inductance du convertisseur Boost à trois niveaux pour un rapport cyclique inférieur 0,5.

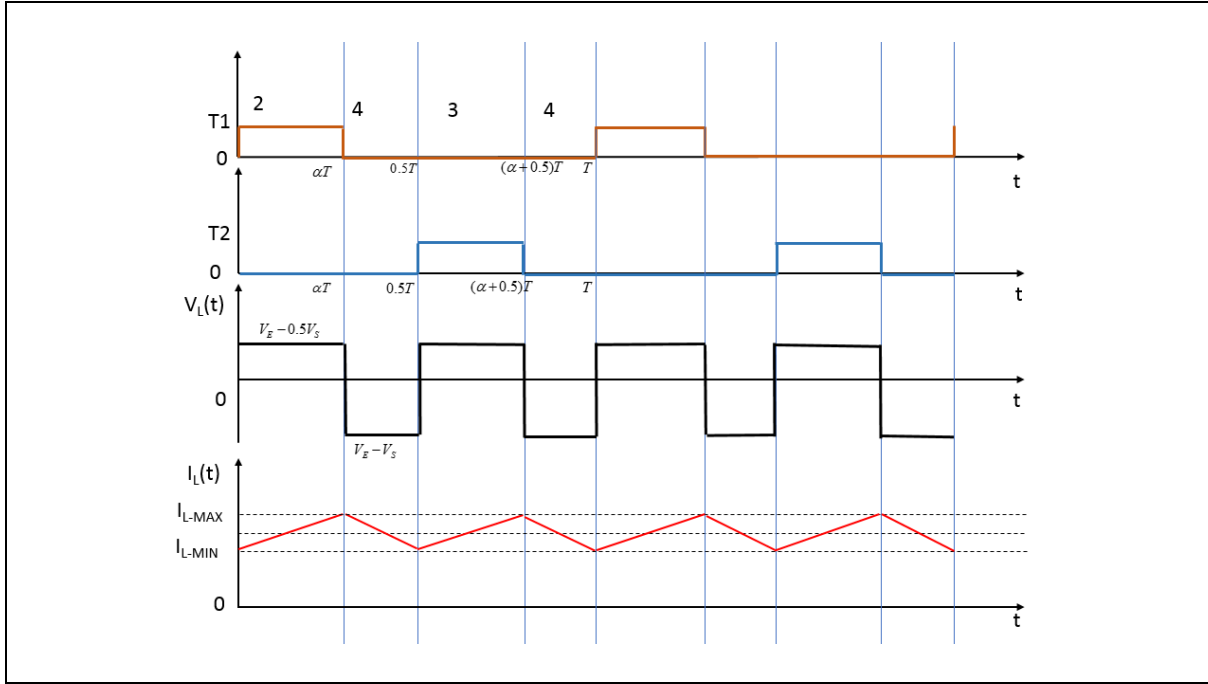


Figure 2.13 Forme des ondulations du courant et de la tension pour des rapports cycliques $\alpha < 0,5$

Dans le cas où $\alpha > 0.5$

Séquence 1 : État 1 : $0 < t < (\alpha - \frac{1}{2})T$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E}{L} > 0$$

$$i_L = \frac{V_E}{L} t + I_{L_{MIN}} \quad (2-52)$$

Séquence 2 : État 2 : $(\alpha - \frac{1}{2})T < t < \frac{T}{2}$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_E - v_{C_2}}{L} < 0 \quad \text{car } \frac{V_S}{2} > V_E$$

$$i_L(t) = (\frac{V_E - v_{C_2}}{L})(t - (\alpha - \frac{1}{2})T) + I_{L_{MAX}} \quad (2-53)$$

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} (t - (\alpha - \frac{1}{2})T) + I_{L_{MAX}} \quad (2-54)$$

Séquence 3 : État 1 : $\frac{T}{2} < t < \alpha T$

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{V_E}{L} > 0 \\ i_L(t) &= \frac{V_E}{L} \left(t - \frac{T}{2}\right) + I_{L_{MIN}}\end{aligned}\quad (2-55)$$

Séquence 4 : État 3 : $\alpha T < t < T$

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{V_E - v_{C1}}{L} < 0 \text{ car } \frac{V_S}{2} > V_E \\ i_L(t) &= \left(\frac{V_E - v_{C1}}{L}\right)(t - \alpha T) + I_{L_{MAX}}\end{aligned}\quad (2-56)$$

$$i_L(t) = \frac{V_E}{L} \frac{1-2\alpha}{2(1-\alpha)} (t - \alpha T) + I_{L_{MAX}} \quad (2-57)$$

À partir des relations (2-52) et (2-54) à $t = (\alpha - \frac{1}{2})T$, on en déduit l'expression ΔI_L :

$$\frac{V_E}{L} \left(\alpha - \frac{1}{2}\right)T + I_{L_{MIN}} = I_{L_{MAX}} \quad (2-58)$$

$$\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}} = \frac{V_E}{L} \left(\alpha - \frac{1}{2}\right)T = \frac{V_E (2\alpha - 1)}{2fL} \quad (2-59)$$

À partir des relations (2-55) et (2-57) à $t = \alpha T$:

$$\frac{V_E}{L} \left(\alpha T - \frac{T}{2}\right) + I_{L_{MIN}} = I_{L_{MAX}} \quad (2-60)$$

$$\Delta I_L = I_{L_{MAX}} - I_{L_{MIN}} = \frac{V_E}{L} \left(\alpha - \frac{1}{2}\right)T = \frac{V_E (2\alpha - 1)}{2fL} \quad (2-61)$$

L'ondulation du courant et de la tension dans l'inductance du convertisseur Boost à trois niveaux pour un rapport cyclique supérieur 0,5 est donnée dans la figure suivante.

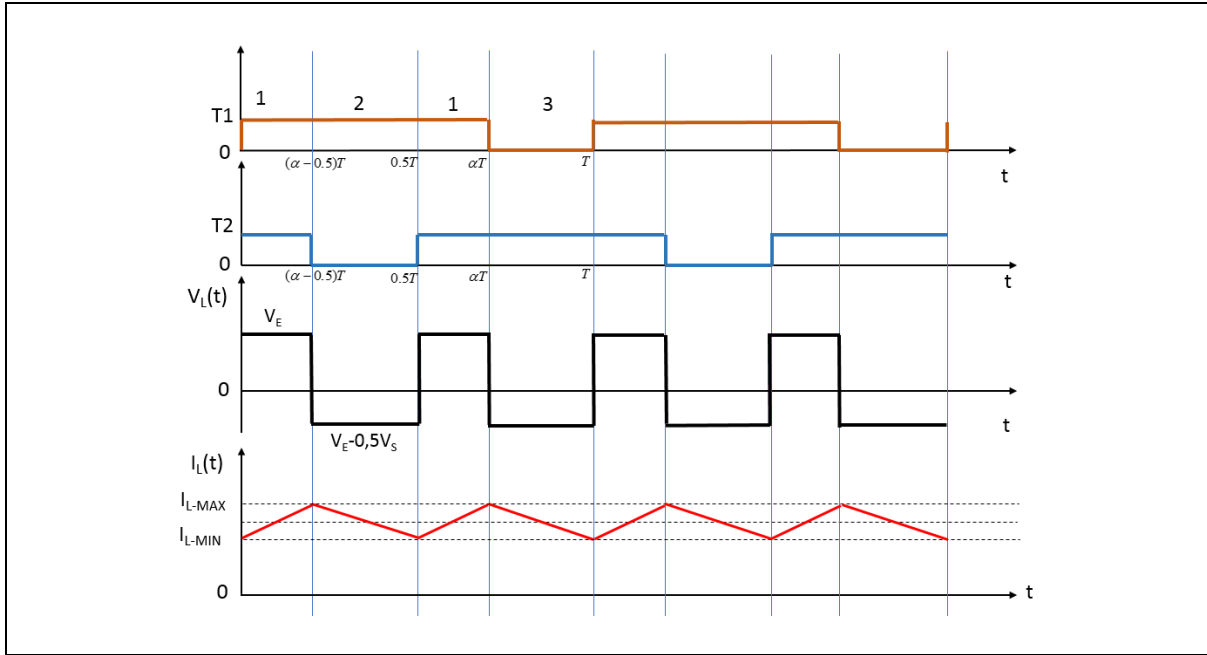


Figure 2.14 Forme des ondulations du courant et de la tension pour des rapports cycliques $\alpha > 0,5$

Le taux d'ondulation du courant est inversement proportionnel à l'inductance L , il est défini dans le cahier de charge et par conséquent nous permet d'avoir la valeur de l'inductance.

II.2.4 Ondulation de la tension

Pour déterminer l'expression de l'ondulation en tension ΔV_s , on fait l'hypothèse que le courant I_s est parfaitement constant [41].

Pour $\alpha < 0.5$ (État2 – État 4 – État 3- État 4)

$$\Delta v_s = \frac{2.I_s.(0,5-\alpha)}{C.f} = \frac{V_e}{R.C.f} \frac{(1-2\alpha)}{(1-\alpha)} \quad (2-62)$$

Pour $\alpha > 0.5$ (État 1 – État 2 – État 1 – État 3)

$$\Delta v_s = \frac{2.I_s.(\alpha-0,5)}{C.f} = \frac{V_e}{R.C.f} \frac{(2\alpha-1)}{(1-\alpha)} \quad (2-63)$$

Ce taux nous permet de déduire la valeur des deux condensateurs.

II.2.5 Contraintes maximales en tension et en courant

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont données par les équations :

$$V_{T_1, T_2, \max} = |V_{D_1, D_2, \max}| = V_{C, \max} = \frac{V_E}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_C}{2} \quad (2-64)$$

$$I_{T_1, T_2, \max} = I_{D_1, D_2, \max} = I_{L, \max} = I + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2-65)$$

II.3 Comparaison

Nous allons dans cette partie, comparer ces deux structures afin d'évaluer leurs avantages et leurs inconvénients.

Le convertisseur Boost à trois niveaux possède le même gain en tension que le convertisseur Boost classique : $G_V = \frac{1}{1-\alpha}$.

En utilisant les relations (2-12), (2-51) et (2-61), on en déduit la relation de l'ondulation du courant entre le convertisseur Boost classique et le CBTN :

$$\frac{\Delta i_{L, \text{trois niveaux}}}{\Delta i_{\text{classique}}} = \begin{cases} \frac{\alpha(1-2\alpha)}{2(1-\alpha)} \text{ pour } \alpha < 0.5 \\ \frac{(2\alpha-1)}{2\alpha} \text{ pour } \alpha > 0.5 \end{cases} \quad (2-66)$$

La Figure 2.15 montre que l'ondulation du courant est plus faible pour le CBTN.

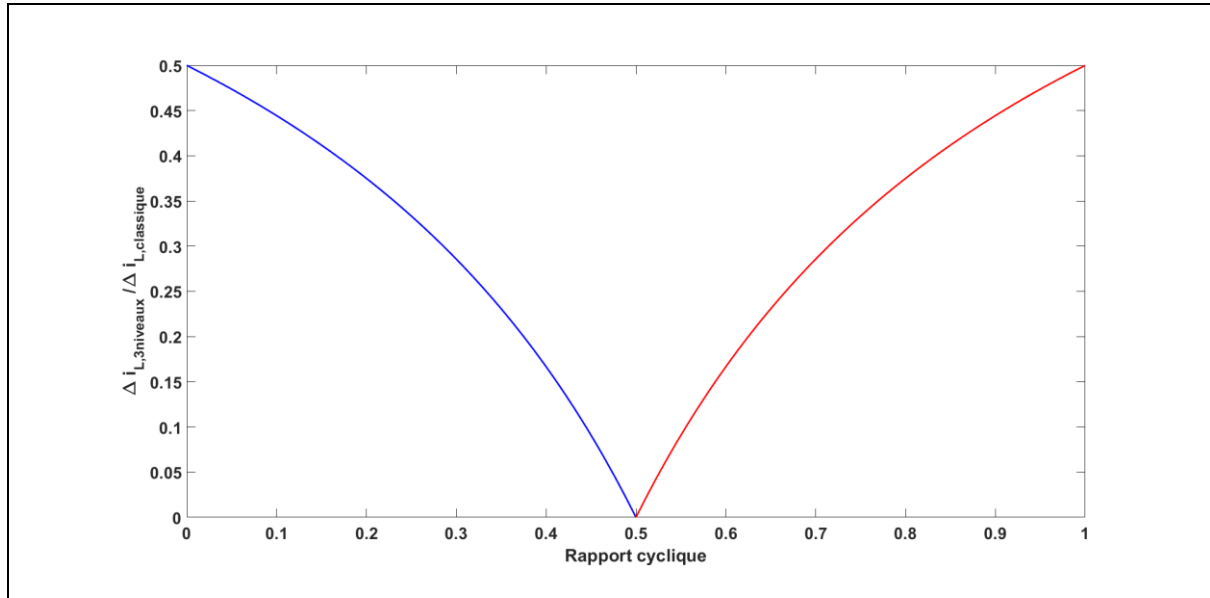


Figure 2.15 Relation entre les ondulations du courant du CNBT et du convertisseur Boost classique

L'autre intérêt de ce convertisseur est la réduction par deux des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Cette caractéristique répond à l'un des inconvénients

majeurs de la structure Boost classique. Le Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (MOSFET) et l'Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) sont les interrupteurs les plus adaptés grâce à leur rapidité et leur commande simple. En revanche, le transistor MOSFET est utilisé pour des applications basse tension en profitant de leur faible chute de tension à l'état passant. Au contraire, l'IGBT est utilisé pour les applications à plus haute tension [41].

III Modèle moyen du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux

La modélisation des convertisseurs est un domaine de recherche très actif. Elle permet de synthétiser des lois de commande pour atteindre les performances désirées. La difficulté majeure de la modélisation des convertisseurs DC-DC est qu'ils sont non linéaires et présentent plusieurs configurations distinctes lors d'une période.

Le modèle exact décrit les équations électriques pour chaque configuration. Il est généralement conçu pour la vérification ainsi que la validation des autres techniques de modélisation ou de commande. Néanmoins il est difficile à exploiter pour élaborer des lois de commande [42].

Les modèles moyens des convertisseurs sont généralement non-linéaires, en raison du produit entre la grandeur de commande des convertisseurs (rapport cyclique) et le vecteur d'état. Ils sont obtenus en moyennant les configurations possibles du circuit, selon le mode de fonctionnement considéré sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps continu [43]. Il peut s'obtenir en linéarisant le modèle initial autour d'un point de fonctionnement donné. Cependant, le résultat obtenu est valable dans une petite zone autour de ce point.

La représentation d'état globale permet d'analyser la stabilité et la conception des lois de commande non linéaires. Ce modèle est valide sur tout l'espace de fonctionnement du convertisseur. Dans la majorité des cas, le dimensionnement du circuit du convertisseur est fait de façon à assurer des ondulations faibles autour de la valeur moyenne [44].

Nous présenterons dans ce qui suit le modèle moyen du CBTN afin d'élaborer une loi de commande.

Considérons maintenant un convertisseur Boost à trois niveaux possédant quatre états de fonctionnement. Si le courant dans l'inductance et les deux tensions capacitatives

définissent le vecteur d'état $x(t)=[i_L(t)v_{C_1}(t)v_{C_2}(t)]^T$. La tension V_s du CBTN est la tension de sortie. Les équations de (2-25) à (2-36) peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + B_i V_E \\ V_s = C_i x \end{cases} \quad i=1,4 \quad (2-67)$$

Avec

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R.C_1} & -\frac{1}{R.C_1} \\ 0 & -\frac{1}{R.C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & C_1 &= [0 \quad 1 \quad 1] \\ A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{R.C_1} & -\frac{1}{R.C_1} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R.C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & C_2 &= [0 \quad 1 \quad 1] \\ A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R.C_1} & -\frac{1}{R.C_1} \\ 0 & -\frac{1}{R.C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix} & B_3 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & C_3 &= [0 \quad 1 \quad 1] \\ A_4 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R.C_1} & -\frac{1}{R.C_1} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R.C_2} & -\frac{1}{R.C_2} \end{bmatrix} & B_4 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & C_4 &= [0 \quad 1 \quad 1] \end{aligned}$$

Dans notre étude, on peut distinguer deux cas selon les valeurs des deux rapports cycliques :

Premier cas : rapport cyclique $\alpha < 0,5$

Temps	$0 < t < \alpha T$	$\alpha T < t < \frac{T}{2}$	$\frac{T}{2} < t < (\frac{1}{2} + \alpha)T$	$(\frac{1}{2} + \alpha)T < t < T$
Séquences	1	2	3	4
	État 2	État 4	État 3	État 4
Matrices	A_2	A_4	A_3	A_4
	B_2	B_4	B_3	B_4
	C_2	C_4	C_3	C_4

Le modèle moyen s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}V_E \\ V_S = \bar{C}x \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{A} = \alpha A_2 + \alpha A_3 + (1 - 2\alpha)A_4 \\ \bar{B} = \alpha B_2 + \alpha B_3 + (1 - 2\alpha)B_4 \\ \bar{C} = \alpha C_2 + \alpha C_3 + (1 - 2\alpha)C_4 \end{cases} \quad (2-68)$$

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{L} & -\frac{(1-\alpha)}{L} \\ \frac{1-\alpha}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-\alpha}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{pmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \bar{C} = [0 \quad 1 \quad 1]$$

Deuxième cas : rapport cyclique $\alpha > 0,5$

Temps	$0 < t < (\alpha - \frac{1}{2})T$	$(\alpha - \frac{1}{2})T < t < \frac{T}{2}$	$\frac{T}{2} < t < \alpha T$	$\alpha T < t < T$
Séquences	1	2	3	4
	État 1	État 2	État 1	État 3
Matrices	A_1	A_2	A_1	A_3
	B_1	B_2	B_1	B_3
	C_1	C_2	C_1	C_3

$$\begin{cases} \bar{A} = (2\alpha - 1)A_1 + (1 - \alpha)A_2 + (1 - \alpha)A_3 \\ \bar{B} = (2\alpha - 1)B_1 + (1 - \alpha)B_2 + (1 - \alpha)B_3 \\ \bar{C} = (2\alpha - 1)C_1 + (1 - \alpha)C_2 + (1 - \alpha)C_3 \end{cases} \quad (2-69)$$

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{L} & -\frac{(1-\alpha)}{L} \\ \frac{1-\alpha}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-\alpha}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -\frac{1}{RC_2} \end{pmatrix} \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \bar{C} = [0 \quad 1 \quad 1]$$

IV Contrôle du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux par Backstepping

IV.1 Principe de la commande par l'approche Backstepping

Cette approche est une méthode de synthèse fondée sur la stabilité et permet d'élaborer des régulateurs pour une classe de systèmes non-linéaires. C'est une démarche progressive de synthèse, ce qui explique le qualificatif « stepping ». Elle se fait en plusieurs étapes dont le nombre est égal au nombre de dérivations du premier état du système pour faire apparaître l'entrée de commande. À chaque étape, on propose de stabiliser un état du système en considérant l'état suivant comme commande virtuelle. Ainsi, une loi de commande, dite fonction stabilisante, et une loi d'adaptation des paramètres sont générées. Cette technique est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité [45].

Soit le système non-linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \theta\psi(x_1) \\ \dot{x}_2 = u \end{cases} \quad (2-70)$$

Où θ est un paramètre connu, x_1 et x_2 sont deux grandeurs d'état mesurables, u est la commande et ψ est une fonction C^∞ non linéaire connue. L'objectif est de ramener la variable d'état x_1 à un état désiré x_d quelles que soient les conditions initiales. Puisque la commande apparaît après deux dérivations de x_1 , la loi de commande sera élaborée en deux étapes.

Étape 1 :

On définit une variable d'erreur $z_1 = x_1 - x_d$. On examine la dérivée de x_1 dans le système d'équation (2-70). L'idée de Backstepping est de prendre x_2 comme une commande virtuelle pour amener x_1 à x_d . On a :

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_d = x_2 + \theta\psi(z_1) - \dot{x}_d \quad (2-71)$$

On impose :

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1; c_1 > 0 \quad (2-72)$$

Cette équation assure que z_1 et par conséquent x_1 tend exponentiellement vers 0.

À partir de (2-71) et (2-72) on a :

$$\dot{z}_1 = x_2 + \theta\psi(z_1) - \dot{x}_d = -c_1 z_1 \quad (2-73)$$

Si x_2 était la commande effective, alors la loi de commande serait $x_2 = \gamma_1$ avec

$$\gamma_1 = -c_1 z_1 - \theta\psi(z_1) + \dot{x}_d \quad (2-74)$$

Comme x_2 n'est pas la commande effective, γ_1 sera considéré uniquement comme une première fonction stabilisante.

Pour atteindre l'objectif de la poursuite, nous définissons une deuxième variable d'erreur :

$$z_2 = x_2 - \gamma_1 \Rightarrow x_2 = z_2 + \gamma_1 \quad (2-75)$$

Et essayons de la ramener à 0 au même titre que z_1 .

À partir de (2-71) et (2-74) on a :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 + \gamma_1 + \theta\psi(z_1) - \dot{x}_d = z_2 - c_1 z_1 - \theta\psi(z_1) + \dot{x}_d + \theta\psi(z_1) - \dot{x}_d \\ \dot{z}_1 &= z_2 - c_1 z_1 \end{aligned} \quad (2-76)$$

Étape 2 :

En dérivant z_2 on obtient :

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\gamma}_1 = u - \frac{\partial \gamma_1}{\partial z_1} \dot{z}_1 = u - \frac{\partial \gamma_1}{\partial z_1} (x_2 + \theta\psi(z_1) - \dot{x}_d) \quad (2-77)$$

Introduisons la fonction de Lyapunov suivante afin de stabiliser le système :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (2-78)$$

La dérivée de V_2 est :

$$\dot{V}_2 = \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 \quad (2-79)$$

Après simplification on obtient :

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 \left[u + z_1 + c_2 z_2 - \frac{\partial \gamma_1}{\partial z_1} (x_2 + \theta \psi(z_1) - \dot{x}_d) \right] \quad (2-80)$$

Une des conditions est d'avoir $\dot{V}_2 < 0$ est :

$$u = -z_1 - c_2 z_2 + \frac{\partial \gamma_1}{\partial z_1} (x_2 + \theta \psi(z_1) - \dot{x}_d) \quad (2-81)$$

Et donc

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 < 0 \quad (2-82)$$

L'équation (2-82) montre que l'état (z_1, z_2) tend vers le point d'équilibre $(0, 0)$.

IV.2 Synthèse de la commande par la méthode Backstepping du convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux

Le modèle à valeur moyenne qui décrit le comportement dynamique global du système est utilisé pour déduire les valeurs du rapport cyclique du contrôleur. On rappelle ici le modèle moyen de convertisseur Boost à trois niveaux (Figure 2.6).

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{-(1-\alpha)}{L} V_s + \frac{V_E}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{2(1-\alpha)}{C} i_L - \frac{2}{RC} V_s \end{cases} \quad (2-83)$$

En posant : $\begin{cases} x_1 = i_L \\ x_2 = V_s \end{cases}$, l'équation (2-83) peut s'écrire :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -(1-\alpha) \frac{x_2}{L} + \frac{V_E}{L} \\ \dot{x}_2 = 2(1-\alpha) \frac{x_1}{C} - 2 \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (2-84)$$

IV.2.1 Régulation directe

L'objectif est de réguler la tension aux bornes des condensateurs vers sa valeur désirée

V_d .

Étape 1 :

On pose :

$$z_1 = x_2 - V_d \quad (2-85)$$

En dérivant celle-ci et tenant compte de (2-84) on obtient :

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_2 - \dot{V}_d = 2(1-\alpha) \frac{x_1}{C} - \frac{2}{RC} x_2 - \dot{V}_d \quad (2-86)$$

Dans l'équation (2-86), $\frac{1}{C} x_1$ est comme une commande virtuelle. Si on définit la fonction candidate de Lyapunov est $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2$. Pour assurer que \dot{V}_1 est négatif ($\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 < 0$) il faut choisir :

$$-K_1 z_1 = 2(1-\alpha) \frac{x_1}{C} - \frac{2}{RC} x_2 - \dot{V}_d \quad (2-87)$$

Avec K_1 est strictement positif.

Alors :

$$\frac{1}{C} x_1 = \frac{1}{2(1-\alpha)} \left(\frac{2}{RC} x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1 \right) \quad (2-88)$$

Or $\frac{1}{C} x_1$ n'est pas la commande effective, on pose donc la fonction stabilisante et la valeur souhaitée pour la variable $\frac{1}{C} x_1$:

$$\gamma_1 = \frac{1}{2(1-\alpha)} \left(\frac{2}{RC} x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1 \right) \quad (2-89)$$

On définit alors la deuxième erreur suivante :

$$z_2 = \frac{x_1}{C} - \gamma_1 \quad (2-90)$$

On remplace : $\frac{1}{C} x_1 = z_2 + \gamma_1$ dans $\gamma_1 = \frac{1}{2(1-\alpha)} \left(\frac{2}{RC} x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1 \right)$ et on réécrit la dérivée de

z_1 :

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_2 - \dot{V}_d = 2(1-\alpha)(z_2 + \gamma_1) - \frac{2}{RC}x_2 - \dot{V}_d \quad (2-91)$$

En remplaçant $\gamma_1 = \frac{1}{2(1-\alpha)}(\frac{2}{RC}x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1)$ dans (2-91), on obtient :

$$\dot{z}_1 = -K_1 z_1 + 2(1-\alpha)z_2 \quad (2-92)$$

Étape 2 : Examinons la dérivée de z_2

$$\text{On a : } z_2 = \frac{x_1}{C} - \gamma_1 \text{ alors } \dot{z}_2 = \frac{\dot{x}_1}{C} - \dot{\gamma}_1 = -(1-\alpha)\frac{x_2}{LC} + \frac{V_E}{LC} - \dot{\gamma}_1$$

Afin de trouver l'expression \dot{z}_2 , on calcule tout d'abord la dérivée de γ_1 à partir de l'équation (2-89) :

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{1}{2(1-\alpha)}(\frac{2}{RC}x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1) \\ \Rightarrow 2(1-\alpha)\gamma_1 &= (\frac{2}{RC}x_2 + \dot{V}_d - K_1 z_1) \\ \Rightarrow 2[-\dot{\alpha}\gamma_1 + (1-\alpha)\dot{\gamma}_1] &= (\frac{2}{RC}\dot{x}_2 + \ddot{V}_d - K_1 \dot{z}_1) \\ \Rightarrow 2[-\dot{\alpha}\gamma_1 + (1-\alpha)\dot{\gamma}_1] &= \frac{2}{RC}\left[2(1-\alpha)\frac{x_1}{C} - \frac{2x_2}{RC}\right] - K_1[-K_1 z_1 + (1-\alpha)z_2] + \ddot{V}_d \end{aligned}$$

Finalement on obtient :

$$\dot{\gamma}_1 = \frac{\dot{\alpha}\gamma_1}{(1-\alpha)} + \frac{\frac{4(1-\alpha)x_1}{RC^2} - \frac{4x_2}{(RC)^2} + K_1^2 z_1 - K_1 z_2(1-\alpha) + \ddot{V}_d}{2(1-\alpha)} \quad (2-93)$$

Examinons le comportement de la variable d'erreur z_2 :

$$\begin{aligned} z_2 &= \frac{x_1}{C} - \gamma_1 \text{ Alors } \dot{z}_2 = \frac{\dot{x}_1}{C} - \dot{\gamma}_1 = -(1-\alpha)\frac{x_2}{LC} + \frac{V_E}{LC} - \dot{\gamma}_1 \\ \dot{z}_2 &= \frac{\dot{x}_1}{C} - \dot{\gamma}_1 = -(1-\alpha)\frac{x_2}{LC} + \frac{V_E}{LC} - \frac{\dot{\alpha}\gamma_1}{(1-\alpha)} - \frac{\frac{4(1-\alpha)x_1}{RC^2} - \frac{4x_2}{(RC)^2} + K_1^2 z_1 - K_1 z_2(1-\alpha) + \ddot{V}_d}{2(1-\alpha)} \end{aligned} \quad (2-94)$$

On définit la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (2-95)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 \quad (2-96)$$

En remplaçant $\dot{z}_1 = -K_1 z_1 + 2(1-\alpha)z_2$ dans l'équation (2-96) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 = z_1 [-K_1 z_1 + 2(1-\alpha)z_2] + \dot{z}_2 z_2 = -K_1 z_1^2 + z_2 [2z_1(1-\alpha) + \dot{z}_2] \\ \dot{V} &= -K_1 z_1^2 - K_2 z_2^2 + z_2 [2z_1(1-\alpha) + \dot{z}_2 + K_2 z_2] \end{aligned} \quad (2-97)$$

Pour assurer que \dot{V} est négatif il faut :

$$2z_1(1-\alpha) + \dot{z}_2 + K_2 z_2 = 0 \quad (2-98)$$

En développant l'équation (2-98) , nous obtenons la commande :

$$\begin{aligned} 2z_1(1-\alpha) - (1-\alpha) \frac{x_2}{LC} + \frac{V_E}{LC} - \frac{\dot{\alpha} \gamma_1}{(1-\alpha)} - \frac{\frac{4(1-\alpha)x_1}{RC^2} - \frac{4x_2}{(RC)^2} + K_1^2 z_1 - K_1 z_2(1-\alpha) + \ddot{V}_d}{2(1-\alpha)} + K_2 z_2 &= 0 \\ \dot{\alpha} &= \frac{z_1 [4(1-\alpha)^2 - K_1^2] + z_2 [(K_1 + 2K_2)(1-\alpha)] - \frac{4(1-\alpha)x_1}{RC^2} + \left[\frac{4}{(RC)^2} - \frac{2(1-\alpha)^2}{LC} \right] x_2 + \frac{2(1-\alpha)V_E}{LC} - \ddot{V}_d}{2\gamma_1} \\ \dot{\alpha} &= \frac{z_1 [4(1-\alpha)^2 - K_1^2] + z_2 [(K_1 + 2K_2)(1-\alpha)] - \frac{4(1-\alpha)x_1}{RC^2} + \left[\frac{4}{(RC)^2} - \frac{2(1-\alpha)^2}{LC} \right] x_2 + \frac{2(1-\alpha)V_E}{LC} - \ddot{V}_d}{2\gamma_1} \end{aligned} \quad (2-99)$$

On remarque que lorsque l'équilibre est atteint : $z_1 = z_2 \rightarrow 0$; $x_2 \rightarrow V_d$; $x_1 \rightarrow \frac{V_d}{R(1-\alpha)}$,

l'équation (2-99) se réduit à :

$$\dot{\alpha} = \frac{R(1-\alpha)^2}{LV_d} [V_E - (1-\alpha)V_d] \quad (2-100)$$

Or $\dot{\alpha} = 0$ donc $\alpha_1 = 1$ ou $\alpha_2 = 1 - \frac{V_E}{V_d}$. La solution $\alpha = 1 - \frac{V_E}{V_d}$ a une signification physique et

donne $V_d > V_E$. Cela confirme l'aspect « élévateur » de convertisseur Boost. Par ailleurs, le diagramme de phase de l'équation (2-100) donné montre que ce point équilibre α_2 est

instable. Au voisinage de α_2 , on a : $\dot{\alpha} = \frac{R(1-\alpha)^2 [\alpha - \alpha_2]}{L}$.

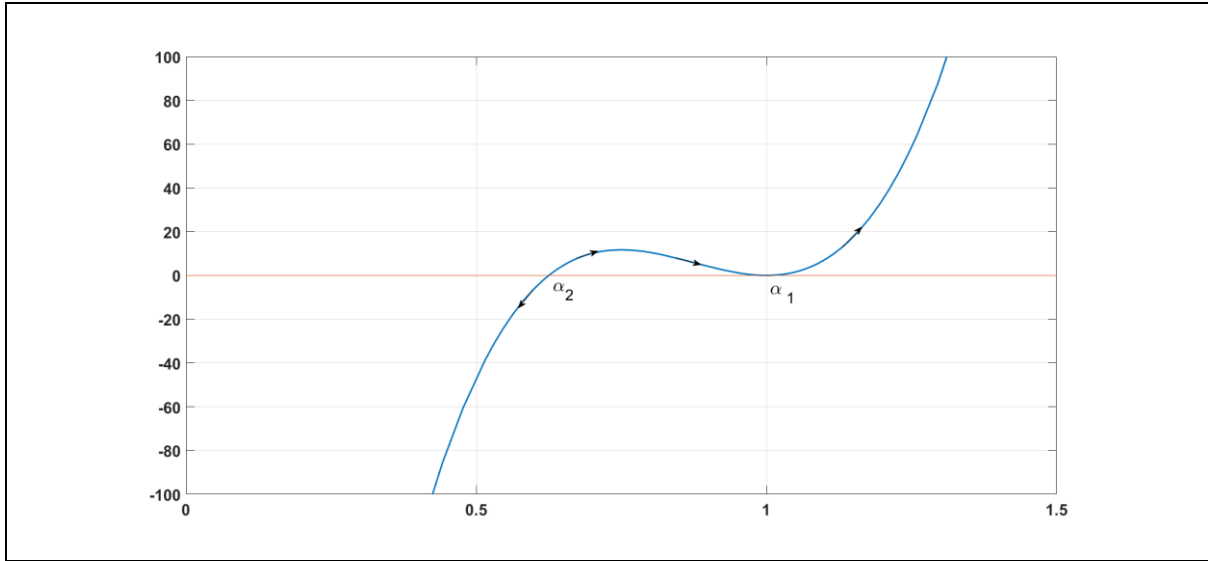


Figure 2.16 Point d'équilibre par rapport à la sortie x2

IV.2.2 Régulation indirecte

Cette fois l'objectif est de réguler le courant i_L vers sa référence I_d ($x_1 \rightarrow I_d$).

Étape 1 :

On introduit l'erreur de sortie :

$$z_1 = x_1 - I_d \quad (2-101)$$

Alors :

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{I}_d = -(1-\alpha) \frac{x_2}{L} + \frac{V_E}{L} - \dot{I}_d \quad (2-102)$$

$\frac{x_2}{L}$ se comporte comme une entrée de contrôle virtuel. On définit la fonction candidate de

Lyapunov $V_1 = \frac{1}{2} z_1^2$. Pour assurer que \dot{V}_1 est négatif ($\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 < 0$) il faut choisir :

$$\frac{x_2}{L} = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1) / (1-\alpha) \quad (2-103)$$

Puisque $\frac{x_2}{L}$ n'est pas notre commande effective, on pose :

$$\gamma_1 = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1) / (1-\alpha) \quad (2-104)$$

On définit la deuxième erreur :

$$z_2 = \frac{x_2}{L} - \gamma_1 \quad (2-105)$$

Remplacez $\frac{x_2}{L} = z_2 + \gamma_1$ dans $\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{I}_d = -(1-\alpha)\frac{x_2}{L} + \frac{V_E}{L} - \dot{I}_d$ on a :

$$\dot{z}_1 = -(1-\alpha)(z_2 + \gamma_1) + \frac{V_E}{L} - \dot{I}_d$$

D'où :

$$\gamma_1 = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1) / (1-\alpha)$$

Finalement :

$$\dot{z}_1 = -K_1 z_1 - (1-\alpha)z_2 \quad (2-106)$$

Étape 2 :

On exprime la dérivée de z_2 . On a $z_2 = \frac{x_2}{L} - \gamma_1$ alors $\dot{z}_2 = \frac{\dot{x}_2}{L} - \dot{\gamma}_1 = 2(1-\alpha)\frac{x_1}{LC} - 2\frac{x_2}{RLC} - \dot{\gamma}_1$.

Comme dans la section précédente, il faut calculer $\dot{\gamma}_1$:

$$\gamma_1 = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1) / (1-\alpha)$$

$$\Rightarrow (1-\alpha)\gamma_1 = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1)$$

$$\Rightarrow -\dot{\alpha}\gamma_1 + (1-\alpha)\dot{\gamma}_1 = (-\ddot{I}_d + K_1 \dot{z}_1)$$

$$\Rightarrow -\dot{\alpha}\gamma_1 + (1-\alpha)\dot{\gamma}_1 = K_1 [-K_1 z_1 - (1-\alpha)z_2] - \ddot{I}_d$$

Finalement, on obtient :

$$\dot{\gamma}_1 = \frac{\dot{\alpha}\gamma_1 - K_1^2 z_1 - K_1 z_2 (1-\alpha) - \ddot{I}_d}{(1-\alpha)}$$

Alors :

$$\dot{z}_2 = 2(1-\alpha) \frac{x_1}{LC} - \frac{2x_2}{LRC} - \frac{\dot{\alpha}\gamma_1 - K_1^2 z_1 - K_1 z_2 (1-\alpha) - \ddot{I}_d}{(1-\alpha)}$$

$$\dot{z}_2 = 2(1-\alpha) \frac{x_1}{LC} - \frac{2x_2}{LRC} - \frac{\dot{\alpha}\gamma_1}{(1-\alpha)} + \frac{1}{1-\alpha} [K_1^2 z_1 + K_1 z_2 (1-\alpha) + \ddot{I}_d] \quad (2-107)$$

Avec la même fonction de Lyapunov donnée en (2-95), sa dérivée est :

$$\dot{V} = -K_1 z_1^2 + z_2 [-z_1 (1-\alpha) + \dot{z}_2]$$

$$\dot{V} = -K_1 z_1^2 - K_2 z_2^2 + z_2 [K_2 z_2 - z_1 (1-\alpha) + \dot{z}_2]$$

Pour assurer que \dot{V} est négatif alors :

$$K_2 z_2 - z_1 (1-\alpha) + \dot{z}_2 = 0 \quad (2-108)$$

En remplaçant \dot{z}_2 par son expression, on obtient :

$$K_2 z_2 - z_1 (1-\alpha) + 2(1-\alpha) \frac{x_1}{LC} - \frac{2x_2}{LRC} - \frac{\dot{\alpha}\gamma_1}{(1-\alpha)} + \frac{1}{1-\alpha} [K_1^2 z_1 + K_1 z_2 (1-\alpha) + \ddot{I}_d] = 0$$

$$\dot{\alpha}\gamma_1 = (K_1 + K_2)(1-\alpha)z_2 + [K_1^2 - (1-\alpha)^2]z_1 + 2(1-\alpha)^2 \frac{x_1}{LC} - 2(1-\alpha) \frac{x_2}{LRC} + \ddot{I}_d$$

On trouve la commande pour notre système :

$$\dot{\alpha} = \frac{[K_1^2 - (1-\alpha)^2]z_1 + (K_1 + K_2)(1-\alpha)z_2 + 2(1-\alpha)^2 \frac{x_1}{LC} - 2(1-\alpha) \frac{x_2}{LRC} + \ddot{I}_d}{\gamma_1} \quad (2-109)$$

On remarque que lorsque l'équilibre est atteint : $z_1 = z_2 \rightarrow 0$; $x_1 \rightarrow I_d$; $x_2 \rightarrow \frac{V_E}{(1-\alpha)}$, la commande dynamique (2-109) se réduit à l'équation :

$$\dot{\alpha} = \frac{2(1-\alpha)}{RCV_E} [(1-\alpha)^2 RI_d - V_E] \quad (2-110)$$

Or $\dot{\alpha} = 0$ donc $\alpha = \alpha_1 = 1 - \sqrt{\frac{V_E}{RI_d}}$; $\alpha = \alpha_2 = 1 + \sqrt{\frac{V_E}{RI_d}}$ et $\alpha = \alpha_3 = 1$.

Le diagramme de phase de l'équation (2-110) donné à la Figure 2.17 montre que le point

d'équilibre $\alpha_1 = 1 - \sqrt{\frac{V_E}{RI_d}}$ est localement stable.

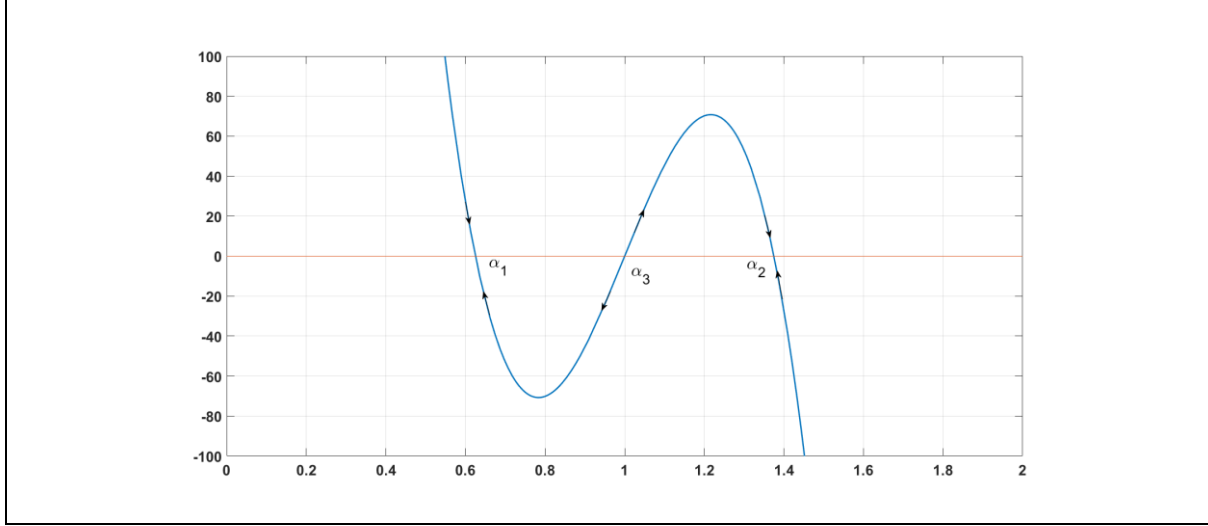


Figure 2.17 Point d'équilibre par rapport à la sortie x1

Pour conclure, la loi de commande :

$$\dot{\alpha} = \frac{\left[K_1^2 - (1-\alpha)^2 \right] z_1 + (K_1 + K_2)(1-\alpha)z_2 + 2(1-\alpha)^2 \frac{x_1}{LC} - 2(1-\alpha) \frac{x_2}{LRC} + \ddot{I}_d}{\gamma_1}$$

stabilise asymptotiquement le système autour du point d'équilibre $(I_d, V_d, \alpha = 1 - \frac{V_E}{V_d})$

$$\text{Avec } \begin{cases} z_1 = x_1 - I_d \\ z_2 = \frac{x_2}{L} - \gamma_1 \\ \gamma_1 = (\frac{V_E}{L} - \dot{I}_d + K_1 z_1) / (1-\alpha) \\ I_d = \frac{V_d^2}{RV_E} \end{cases}$$

IV.3 Résultats de simulation

Les valeurs des paramètres du CBTN sont choisies comme suit :

R=30 Ω	L=25 mH	C=68 μ F	$V_E=15$ V
---------------	---------	--------------	------------

Fréquence de la « modulation large impulsion » (MLI) : f=10 KHz.

IV.3.1 Charge constante

Les paramètres du régulateur sont choisis : $K_1=2500$; $K_2=500$. On applique une tension de référence $V_{\text{réf}}=40$ V, on obtient les résultats suivants :

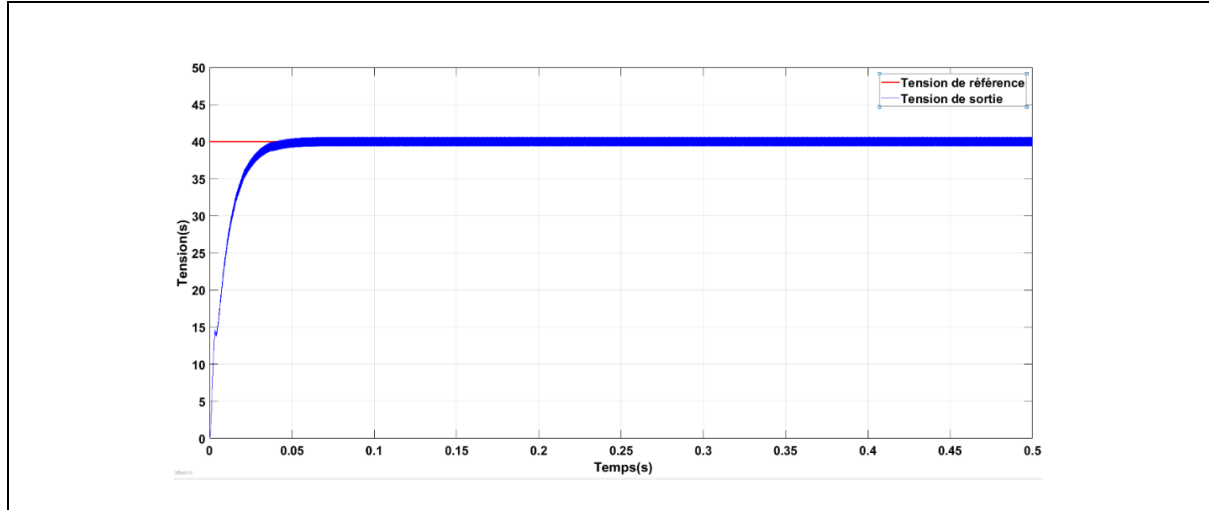


Figure 2.18 Poursuite d'une trajectoire de référence

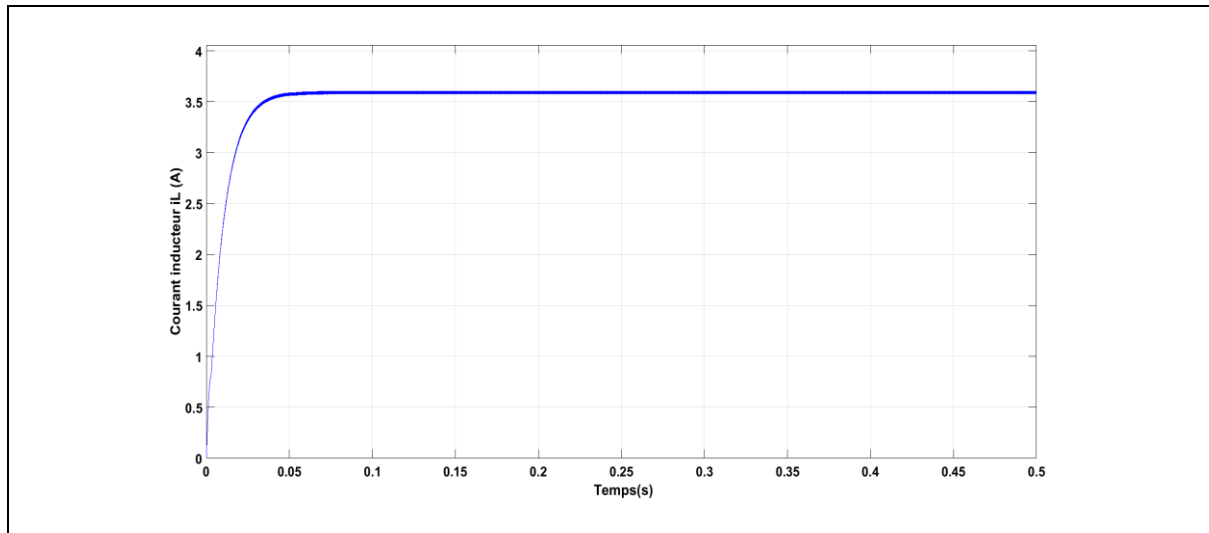


Figure 2.19 Courant inducteur dans le cas de la charge constante

La Figure 2.18 et la Figure 2.19 montrent une bonne poursuite de cette référence. Le courant inducteur se stabilise autour de sa valeur nominale.

IV.3.2 Poursuite d'une trajectoire de référence

Dans ce cas, on considère une tension de référence carrée variant entre 25 et 30V ; la charge reste constante $R=30 \Omega$. Les performances de la régulation sont illustrées par trois figures (Figure 2.20, Figure 2.21 et Figure 2.22) :

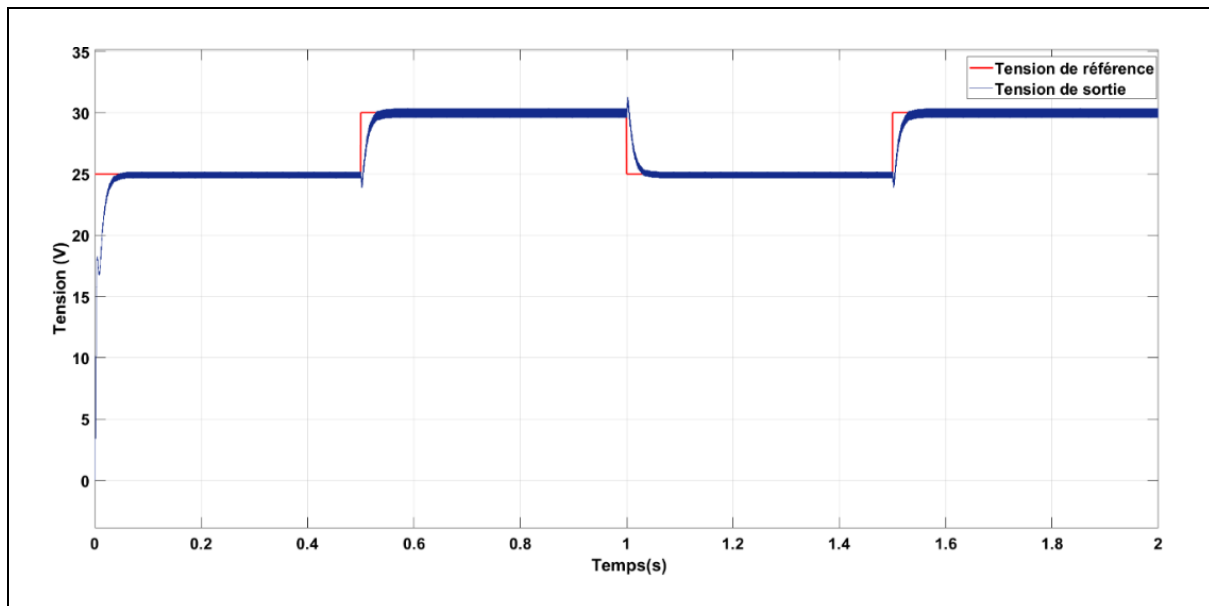


Figure 2.20 Poursuite d'une trajectoire de référence en créneaux

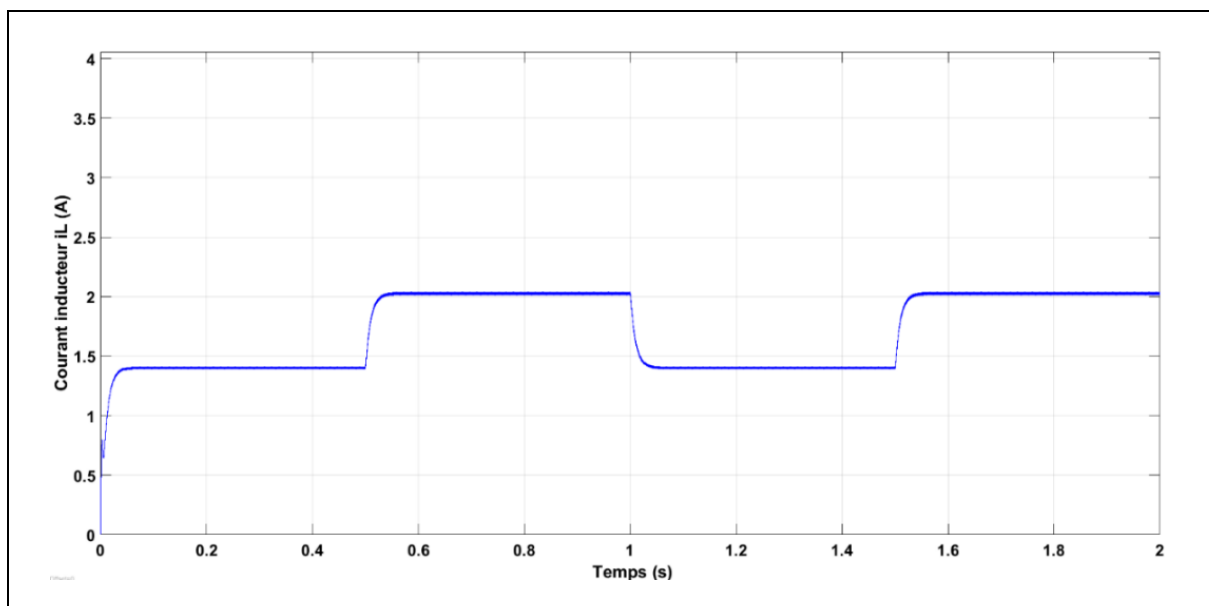


Figure 2.21 Courant inducteur dans le cas d'une consigne en créneaux

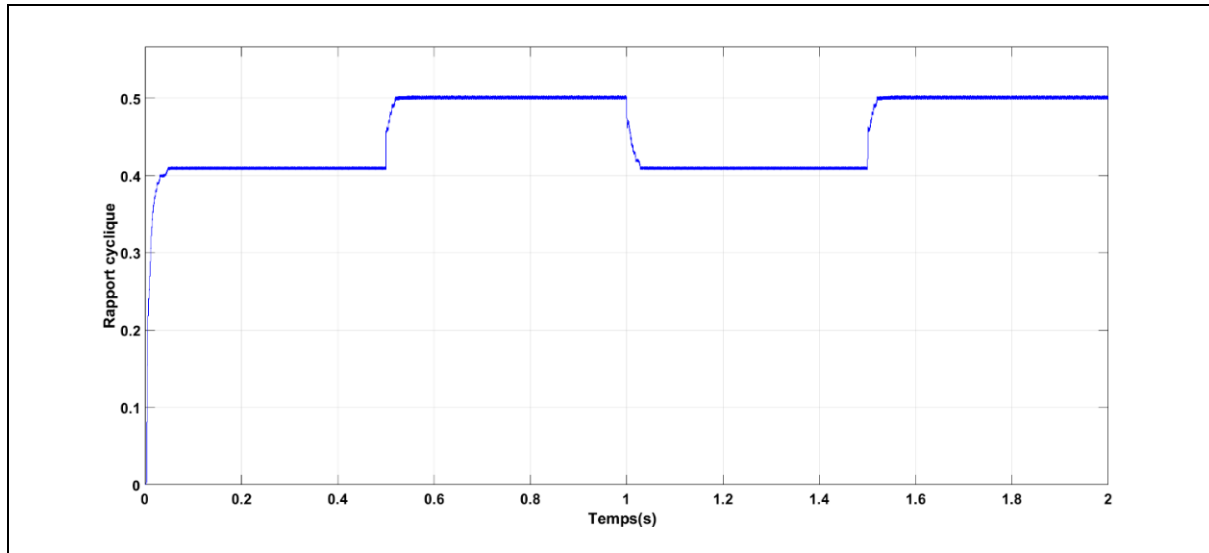


Figure 2.22 Rapport cyclique dans le cas d'une consigne en créneaux

Ces figures montrent que le régulateur issu de la technique Backstepping assure aussi une très bonne poursuite d'une consigne en créneaux. Les comportements transitoires de la tension et du courant changent en fonction du point nominal désiré.

IV.3.3 Variation de la charge

On fait subir à la charge une variation de 30% de sa valeur nominale. La Figure 2.23 illustre une variation de la résistance de charge.

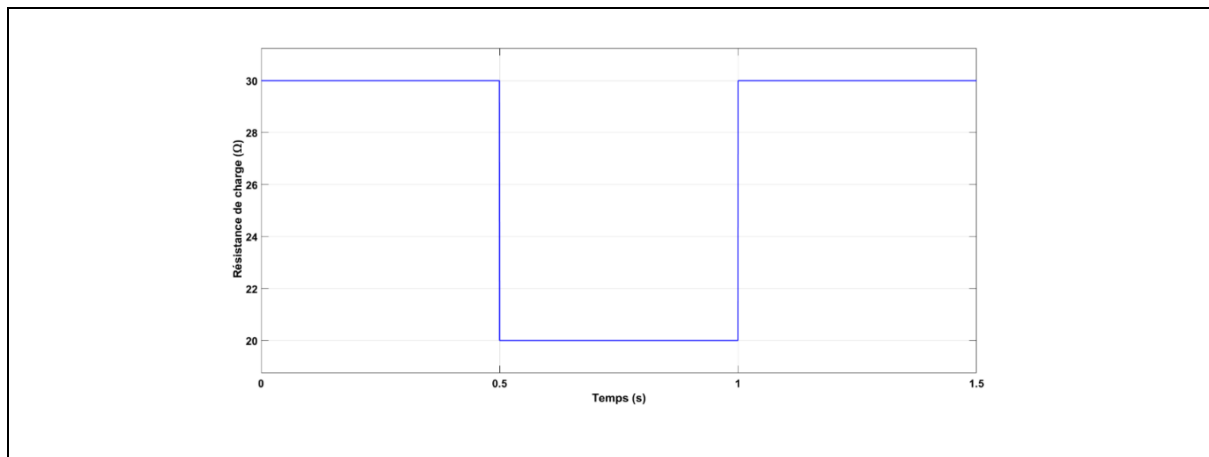


Figure 2.23 Variation de la charge

Les Figure 2.24, Figure 2.25 et Figure 2.26 montrent que le régulateur réagit bien à une variation de charge. La tension de sortie et le courant traversant la bobine se trouvent autour de leur point nominal. Cependant, nous avons constaté que la tension de sortie suit bien la consigne à condition de bien choisir les paramètres K_1 et K_2 .

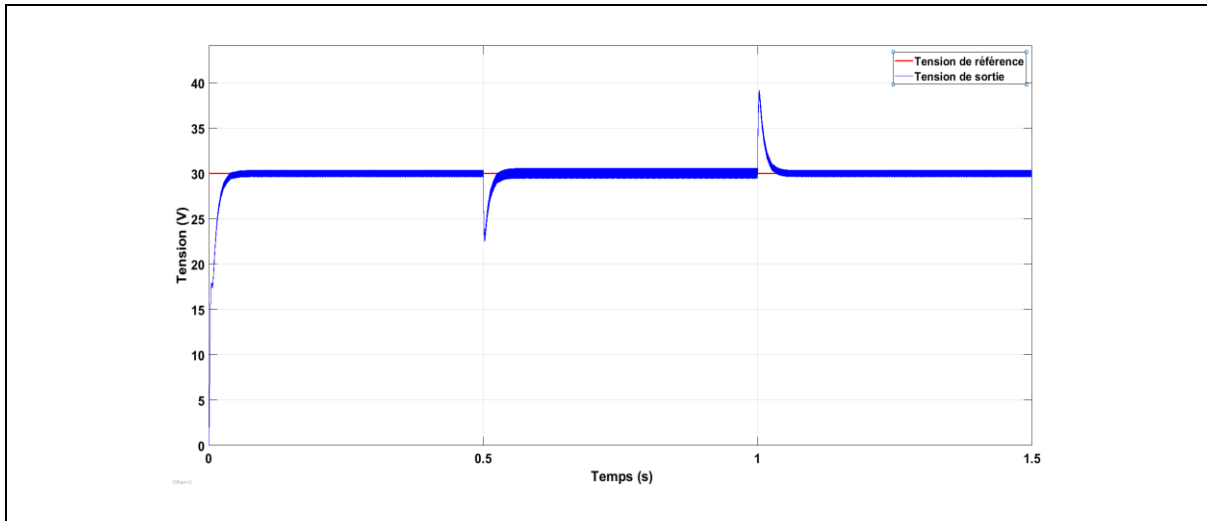


Figure 2.24 Poursuite d'une trajectoire de référence sous une variation de la charge

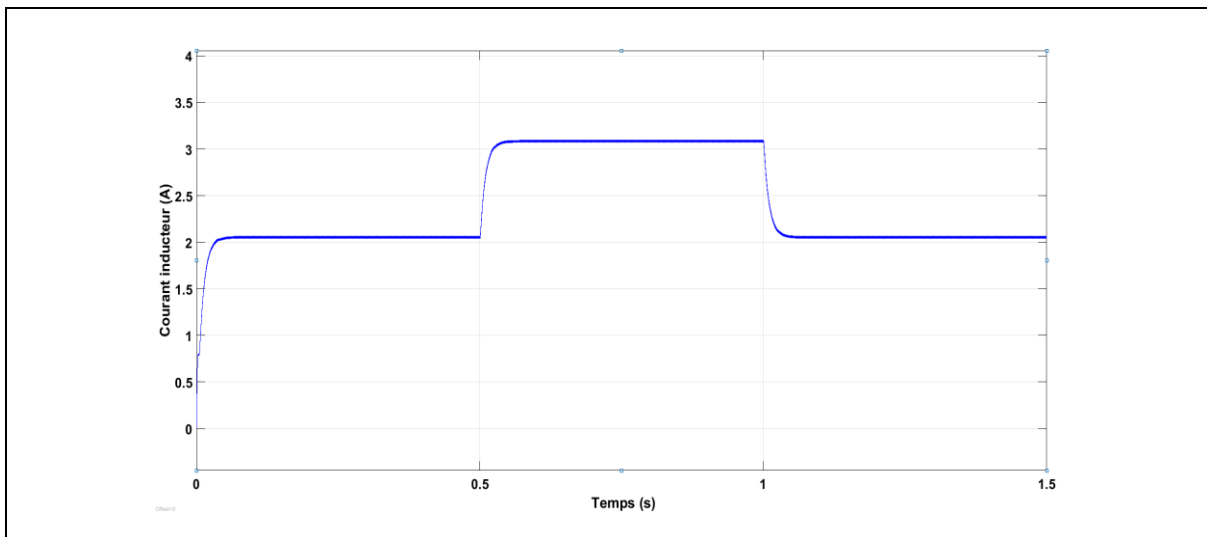


Figure 2.25 Courant inducteur sous une variation de la charge

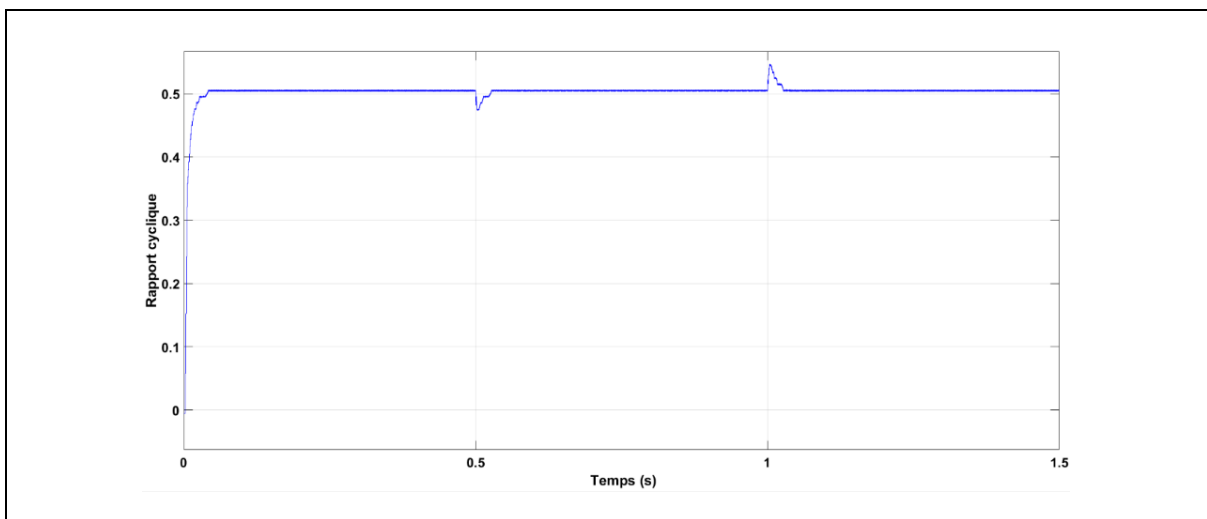


Figure 2.26 Rapport cyclique sous une variation de la charge

IV.3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le fonctionnement des deux convertisseurs DC-DC qui sont le Boost classique et le Boost à trois niveaux. Une comparaison entre deux topologies a été présentée. Nous avons par la suite opté pour l'architecture du convertisseur Boost à trois niveaux qui est plus utilisé dans les applications moyennes et haute tension par rapport à l'architecture Boost classique.

Le modèle moyen du CBTN est alors élaboré afin de synthétiser la loi de commande par l'approche de Backstepping. Les résultats des simulations montrent que la tension de sortie du CBTN suit parfaitement la tension de référence suivant trois scénarios. La commande par l'approche de Backstepping présente des bonnes performances et elle est robuste. Donc dans les chapitres suivants, nous utiliserons ce type de convertisseur.

Chapitre 3 Optimisation de la production de l'énergie solaire

I Introduction

L'énergie photovoltaïque constitue l'une des solutions prometteuses pour électrifier un site isolé. La puissance délivrée par un générateur photovoltaïque (GPV) dépend fortement du niveau de l'ensoleillement, de la température des cellules et aussi de la nature de la charge. La courbe caractéristique de puissance du GPV présente un point de puissance maximale PPM correspondant à un point de fonctionnement de coordonnées V_{PPM} pour la tension et I_{PPM} pour le courant.

De nombreuses recherches sur ce domaine ont été effectuées afin d'augmenter le rendement des cellules photovoltaïques mais aussi pour capter le maximum d'énergie de celles-ci. La meilleure solution est d'insérer entre le GPV et la charge un étage d'adaptation comme indiquée sur la Figure 3.1. L'adaptateur est un convertisseur statique DC-DC. La structure de conversion est choisie en fonction des applications. Elle peut être un survolteur ou un dévolteur à un niveau ou multiniveaux.

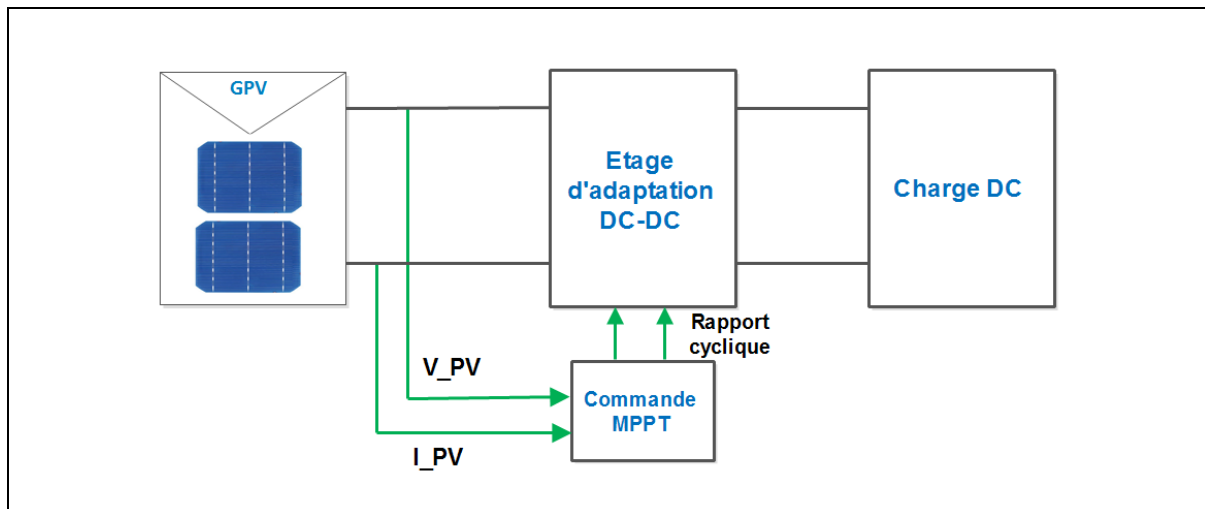


Figure 3.1 Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque

Il existe dans la littérature plusieurs méthodes de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) comme la méthode « Perturbe et Observe » (P&O) ou la méthode d'incrément de conductance [46]–[50]. Elles sont basées sur le réglage du courant ou de la tension du générateur photovoltaïque selon les variations des conditions climatiques et/ou de la charge. Néanmoins, des incertitudes sur ces conditions diminuent l'efficacité de ces

méthodes, surtout lors de l'évolution rapide des conditions climatiques ou de la variation de la charge.

Dans ce chapitre, on va présenter une chaîne de conversion photovoltaïque en expliquant sa structure et ses éléments. Une commande de type Backstepping est proposée pour améliorer le rendement lors de variations brusques subies par les panneaux. Pour valider notre approche, des résultats de simulations seront présentés.

II Modélisation d'un générateur photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque peut être modélisée à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction P-N d'une diode classique. Le modèle le plus utilisé est donné par la Figure 3.2 :

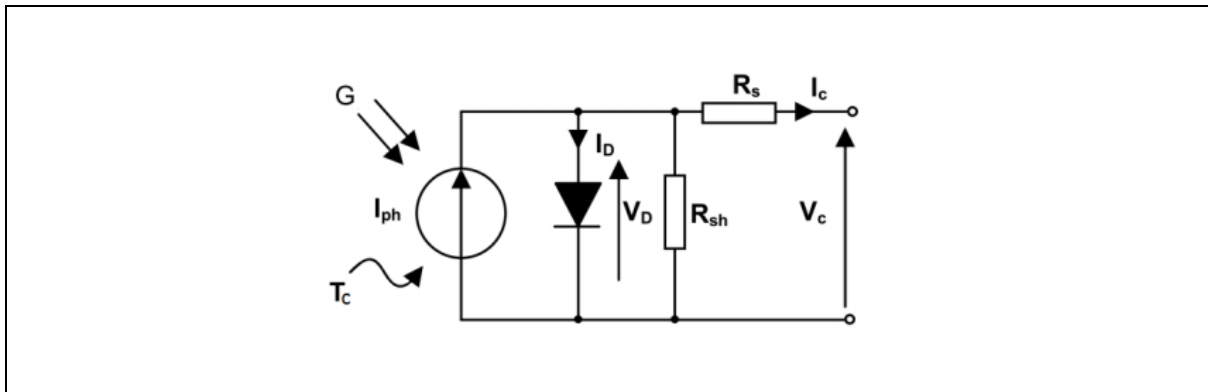


Figure 3.2 Schéma électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque (modèle à une diode).

Dans ce modèle, la source de courant génère un courant I_{ph} qui est proportionnel à l'ensoleillement. Le courant fourni par la cellule I_c s'écrit :

$$I_c = I_{ph} - I_0 \left(\exp \frac{e(V_c + R_s I_c)}{nkT_c} - 1 \right) - \frac{V_c + R_s I_c}{R_{sh}} \quad (3-1)$$

Où

- V_c : la tension aux bornes de la cellule ;
- I_{ph} : le courant produit par la cellule lorsqu'elle est mise en court-circuit ;
- R_{sh} : la résistance modélisant les courants de fuites de la jonction ;

- R_s : la résistance série caractérisant les diverses résistances de contacts et de connexions ;
- n : le facteur d'idéalité de la diode
- k : la constante de Boltzmann
- e : la charge de l'électron
- $I_0 = 1,5.10^5 \exp\left(\frac{-E_g}{kT_c}\right)$: le courant de saturation avec E_g dite « l'énergie de la bande interdite » (l'énergie de gap).

Un panneau photovoltaïque se compose de plusieurs modules connectés en série et en parallèle pour avoir la tension et la puissance nominales souhaitées. La structure globale est donnée par la Figure 3.3.

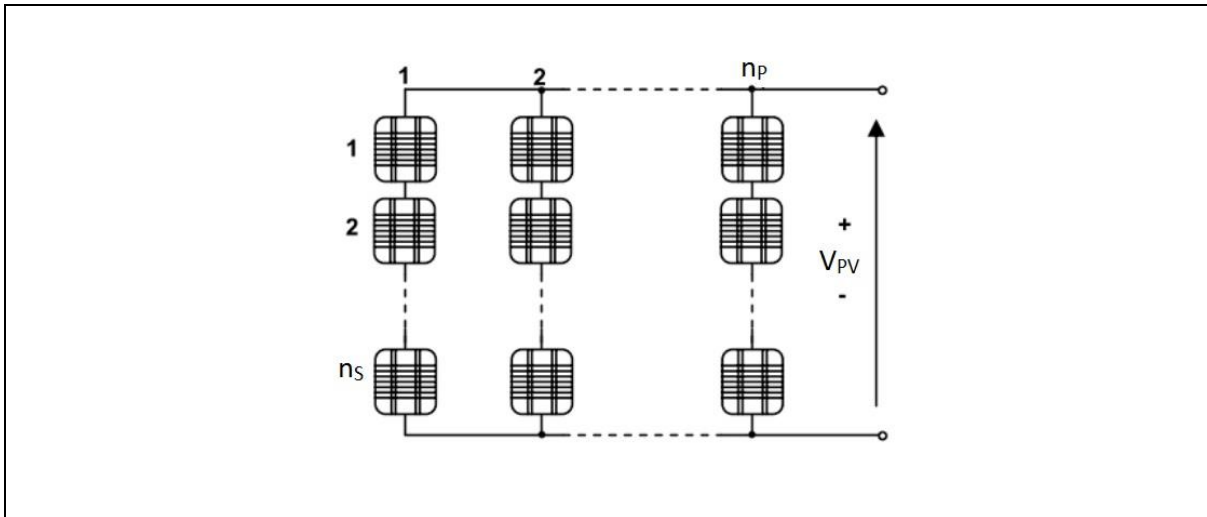


Figure 3.3 Panneau photovoltaïque constitué par n_p branches en parallèle chacune avec n_s cellules en série

En considérant le même éclairement et la même température pour tout le panneau ; le courant généré peut être décrit comme suit :

$$I_{PV} = n_p I_{ph} - n_p I_0 \left[\exp \left(\frac{e \left(\frac{V_c}{n_s} + \frac{I_c R_s}{n_p} \right)}{nkT_c} \right) - 1 \right] - \frac{\frac{n_p}{n_s} V_c + I_c R_s}{R_{sh}} \quad (3-2)$$

III Introduction d'un étage d'adaptation

Comme présenté au premier chapitre, un GPV présente des caractéristiques I-V non linéaires et leur fonctionnement dépend fortement des conditions météorologiques (température ambiante, ensoleillement) et aussi de la charge connectée.

L'étage d'adaptation peut être un convertisseur DC-DC de type abaisseur (Buck), élévateur (Boost) ou bien abaisseur-élévateur (Buck-boost) selon la nature de la charge.

Un panneau solaire photovoltaïque est un générateur continu basse tension. Il est préférable de mettre un dispositif élévateur de tension comme étage d'adaptation d'impédance entre la source et la charge [51]. Tous les convertisseurs cités précédemment excepté le Buck, peuvent jouer ce rôle d'élévateur de tension.

Dans le but de concevoir une interface de puissance correspondant à notre cahier de charge, une étude détaillée est faite sur les convertisseurs statiques DC-DC Boost à trois niveaux (Figure 3.4) en mode de conduction continue.

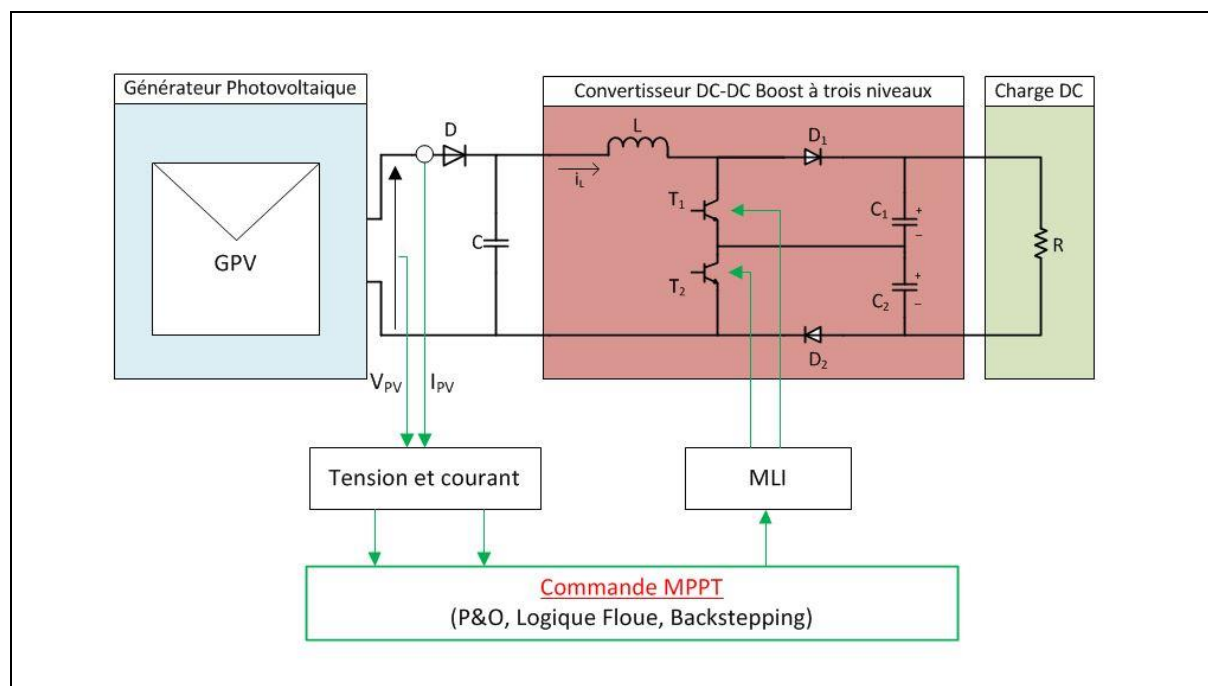


Figure 3.4 Connexion d'un GPV à une charge à travers un convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux

IV Poursuite du point de puissance maximale (MPPT)

IV.1 Principe de la recherche du point de puissance maximale (PPM)

La technique de contrôle consiste à agir sur le rapport cyclique du convertisseur selon les variations des conditions atmosphériques et/ou de la charge.

La Figure 3.5 illustre la variation du point de fonctionnement en fonction de l'ensoleillement, de la charge et de la température.

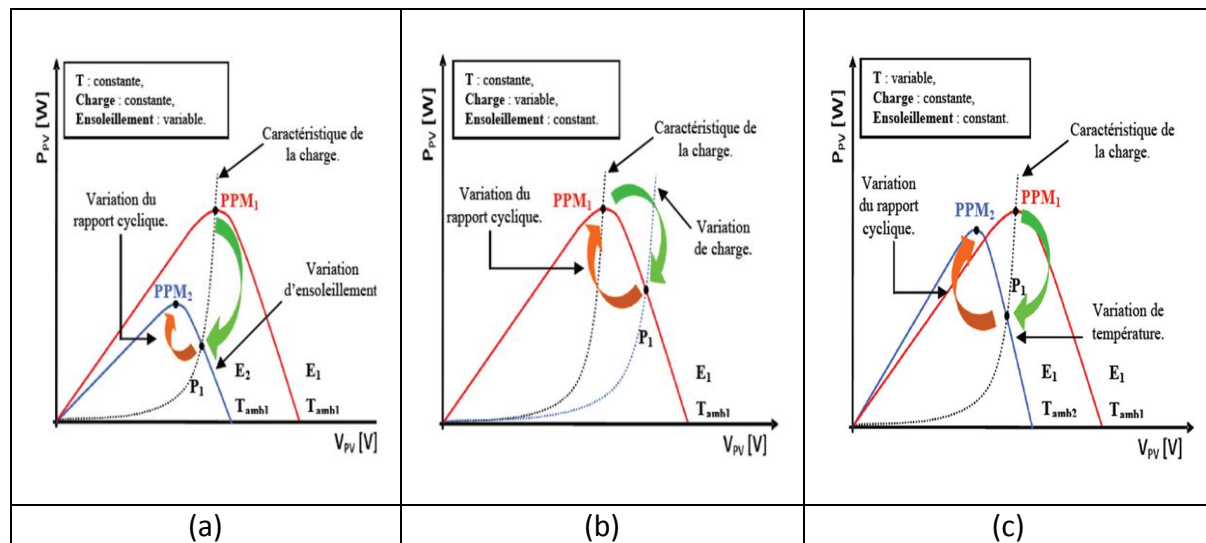


Figure 3.5 Trois cas de perturbation

- Une variation d'ensoleillement
- Une variation de charge
- Une variation de température

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes MPPT plus ou moins performantes basées sur les caractéristiques du GPV. Il est possible de les classer selon le type d'implémentation. Il est cependant plus intéressant de les classer selon leur principe de recherche du PPM [4]. Ainsi on peut distinguer deux approches l'une indirecte et l'autre directe

- Les méthodes indirectes : le PPM est estimé à partir de la courbe de puissance du générateur photovoltaïque.
- Les méthodes directes : le réglage du PPM est obtenu à partir de la mesure de la puissance instantanée du générateur photovoltaïque.

IV.2 Méthodes indirectes

Les méthodes indirectes sont basées sur la courbe de la caractéristique du générateur photovoltaïque. Le principe est de constituer une table correspondant aux tensions optimales

pour une température et un ensoleillement donnés. La tension du GPV est comparée avec cette table afin d'ajuster le rapport cyclique pour s'approcher le mieux possible de la valeur optimale. Ces commandes ont l'avantage d'être simple à mettre en œuvre ; néanmoins, elles nécessitent une grande capacité de mémoire pour stocker les données.

IV.3 Méthodes directes

La détermination du point de fonctionnement est généralement basée sur la mesure du courant et de la tension. Dans la littérature, la méthode la plus répandue est appelée « Perturbe & Observe ». Son principe consiste à agir sur le rapport cyclique pour faire déplacer le point de fonctionnement du GPV (Figure 3.6).

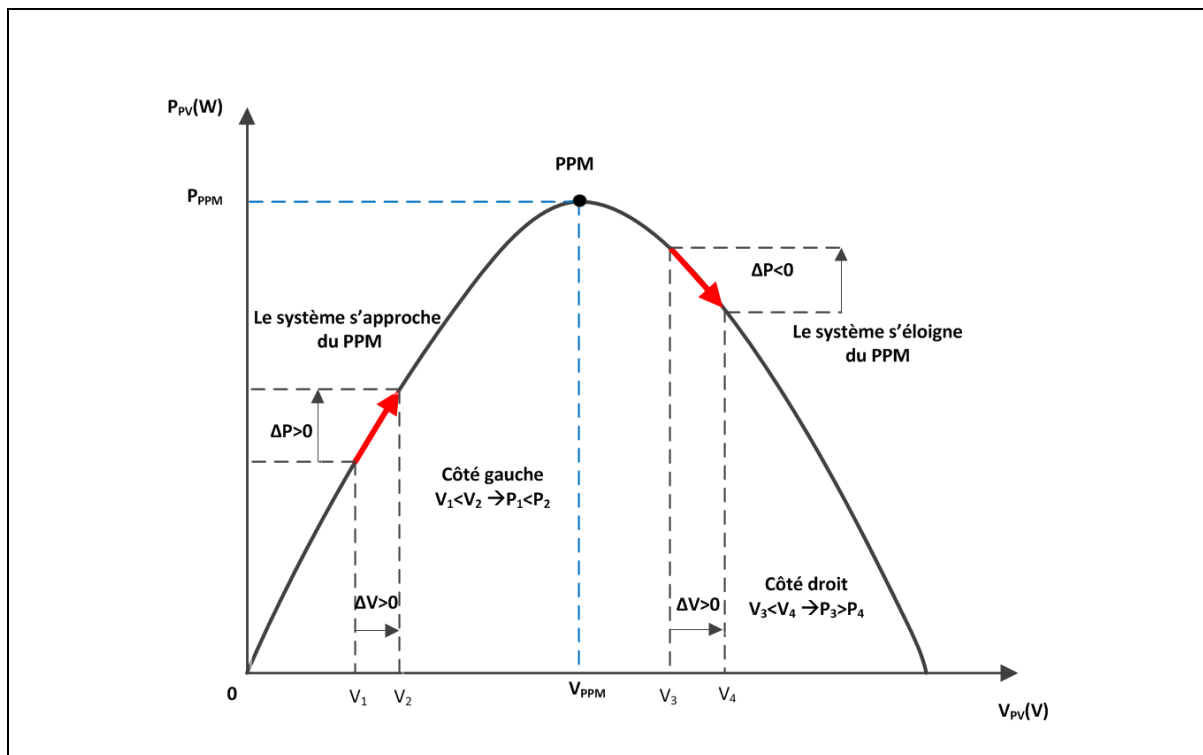


Figure 3.6 Principe de la méthode P&O

Néanmoins, selon le pas du rapport cyclique, le système peut osciller autour du point de puissance maximale, et dans le cas de variation rapide des conditions météorologiques l'algorithme peut carrément diverger [4]. Un compromis entre la précision et la rapidité de l'algorithme doit être choisi [52].

Dans ce qui suit, nous allons présenter la méthode proposée pour trouver le point de puissance maximale. Cette approche est basée sur la théorie du Backstepping.

V Mise en œuvre du contrôleur

V.1 Application de la méthode Backstepping pour la commande MPPT

La Figure 3.7 illustre la structure de la commande MPPT par Backstepping d'un système de production d'énergie photovoltaïque.

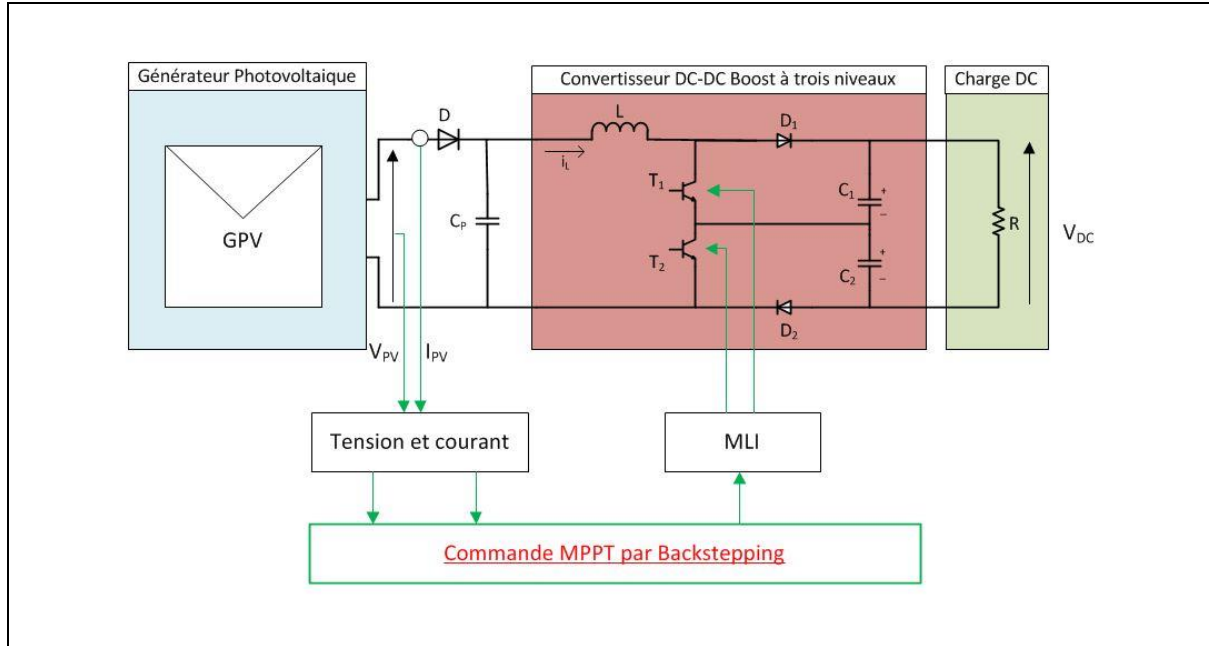


Figure 3.7 Structure de la commande MPPT par Backstepping d'un système de production d'énergie photovoltaïque

La modélisation de la chaîne de production photovoltaïque pour un rapport cyclique α est donnée par :

$$\begin{cases} C_p \frac{dV_{PV}}{dt} = i_{PV} - i_L \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{PV} - (1 - \alpha)V_{DC} \text{ avec } C_1 = C_2 = C \\ C \frac{dV_{DC}}{dt} = 2(1 - \alpha)i_L - 2i_{DC} \end{cases} \quad (3-3)$$

Selon la courbe de puissance (Figure 3.6), la condition du point de puissance maximale est donnée par :

$$\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = 0 \quad (3-4)$$

L'objectif de la commande Backstepping sera de supposer une variable y dont la valeur est égale $\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}}$, puis faire tendre cette variable vers une référence y_{ref} . Dans notre cas, $y_{ref} = 0$

Le calcul de la dérivée partielle donne :

$$y = \frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}} = i_{PV} + V_{PV} \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} \quad (3-5)$$

Étape 1 : On pose la première erreur : $z_1 = y - y_{ref}$ avec $y_{ref} = 0$.

En dérivant la première erreur, on a :

$$\dot{z}_1 = \dot{y} \quad (3-6)$$

$$\dot{y} = \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) \frac{dV_{PV}}{dt} \quad (3-7)$$

On obtient donc :

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{C_p} (i_{PV} - i_L) \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) \quad (3-8)$$

Pour étudier la stabilité du système, nous introduisons la 1^{ère} fonction de Lyapunov :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (3-9)$$

En dérivant on obtient :

$$\dot{V}_1 = z_1 \left(\frac{1}{C_p} (i_{PV} - i_L) \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) \right) \quad (3-10)$$

La condition de stabilité de la fonction de Lyapunov impose que sa dérivée soit strictement négative : $\dot{V}_1 < 0$. Soit

$$\frac{1}{C_p} (i_{PV} - i_L) \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) = -K_1 z_1 \text{ avec } K_1 > 0 \quad (3-11)$$

Comme i_L n'est pas la commande effective du système, on pose donc la fonction stabilisante du système γ_1 tel que $\gamma_1 = i_L$. On remplace cette relation dans (3-11) et on obtient :

$$\frac{1}{C_p}(i_{PV} - \gamma_1)(2\frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV}\frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2}) = -K_1 z_1$$

$$\Rightarrow i_{PV} - \gamma_1 = \frac{-K_1 C_p}{2\frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV}\frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2}} z_1$$

D'où :

$$\gamma_1 = i_{PV} + \frac{K_1 C_p}{2\frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV}\frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2}} z_1 \quad (3-12)$$

Étape 2 : On suppose une deuxième erreur z_2 :

$$z_2 = i_L - \gamma_1 \quad (3-13)$$

Alors :

$$\dot{z}_2 = \dot{i}_L - \dot{\gamma}_1 \quad (3-14)$$

$$\dot{z}_2 = \frac{1}{L}[V_{PV} - (1-\alpha)V_{DC}] - \dot{\gamma}_1 \quad (3-15)$$

À partir de l'équation (3-13) on déduit : $i_L = z_2 + \gamma_1$

Remplaçons i_L dans l'équation (3-8) et (3-10):

$$\dot{z}_1 = \frac{1}{C_p}(2\frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV}\frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2})(i_{PV} - z_2 - \gamma_1) \quad (3-16)$$

$$\dot{V}_1 = -K_1 z_1^2 - \frac{1}{C_p}(2\frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV}\frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2})z_1 z_2 \quad (3-17)$$

Introduisons la 2^{ème} fonction candidate de Lyapunov :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (3-18)$$

Alors :

$$\dot{V}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (3-19)$$

Substituant (3-15) et (3-17) dans (3-19), on obtient :

$$\dot{V}_2 = -K_1 z_1^2 - \frac{1}{C_p} \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) z_1 z_2 + \frac{1}{L} [V_{PV} - (1-\alpha)V_{DC} - \dot{\gamma}_1] z_2 \quad (3-20)$$

La condition de stabilité de la 2^{ème} fonction candidate de Lyapunov impose $\dot{V}_2 < 0$ alors :

$$-\frac{1}{C_p} \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) z_1 + \frac{1}{L} [V_{PV} - (1-\alpha)V_{DC}] - \dot{\gamma}_1 = -K_2 z_2 \text{ avec } K_2 > 0$$

Finalement, le rapport cyclique du hacheur est donné par l'expression :

$$\alpha = \frac{L}{V_{DC}} \left[-K_2 z_2 + \frac{1}{C_p} \left(2 \frac{\partial i_{PV}}{\partial V_{PV}} + V_{PV} \frac{\partial^2 i_{PV}}{\partial V_{PV}^2} \right) z_1 + \frac{1}{L} (V_{DC} - V_{PV}) + \dot{\gamma}_1 \right] \quad (3-21)$$

Lorsque les erreurs z_1 et z_2 tendent vers zéro, le rapport $\frac{\partial P_{PV}}{\partial V_{PV}}$ converge globalement et asymptotiquement vers zéro. Il nous permet d'atteindre l'objectif de poursuite du point de puissance maximale.

V.2 Simulations

Nos simulations ont été effectuées en utilisant Simulink de l'environnement Matlab. Le schéma bloc est donné par la Figure 3.8.

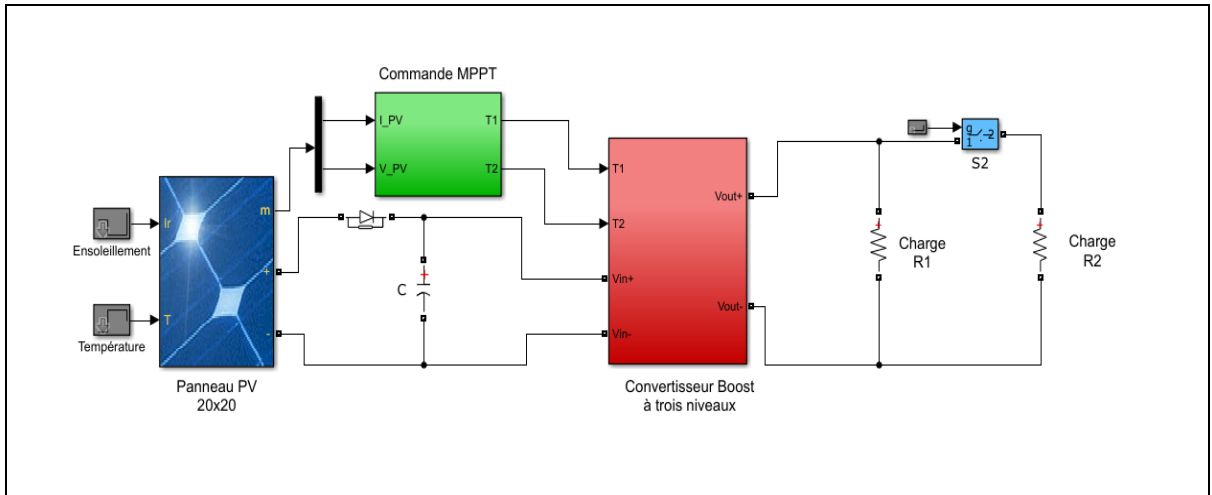


Figure 3.8 Simulation dans Simulink Matlab

Afin de vérifier l'efficacité de notre approche ainsi que sa rapidité et sa robustesse, nous avons effectué plusieurs simulations pour différentes conditions d'utilisations.

Les paramètres du panneau photovoltaïque utilisé sont résumés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Courant de court-circuit d'un module à $E=1000 \text{ W/m}^2$	1 A
Tension de circuit ouvert d'un module à $E=1000 \text{ W/m}^2$	19.44 V
Tension optimale d'un module à $E=1000 \text{ W/m}^2$	15.12 V
Courant optimal d'un module à $E=1000 \text{ W/m}^2$	0.902 A
Nombre de modules en série n_s	20
Nombre de modules en parallèle n_p	20

Tableau 3-1 Paramètres du panneau photovoltaïque

Sur la Figure 3.9 sont représentées les courbes caractéristiques de la puissance et du courant d'un panneau photovoltaïque 20x20 pour les différentes valeurs d'ensoleillement.

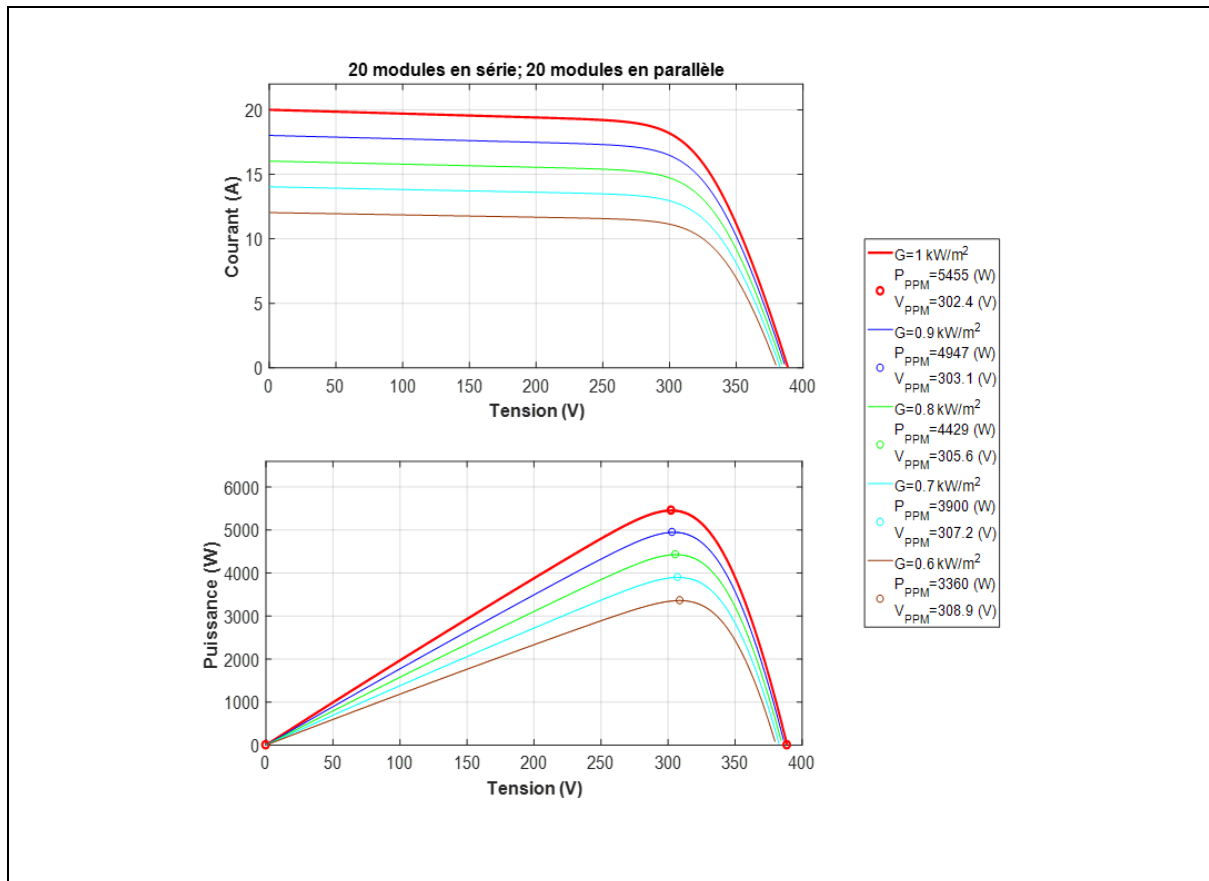


Figure 3.9 Caractéristiques V-I et V-P du panneau photovoltaïque utilisé à 25°C

V.2.1 Fonctionnement sous des conditions climatiques stables.

Nous avons effectué des simulations de notre approche pour des conditions d'ensoleillement de $E=1000 \text{ W/m}^2$ et à $T=25^\circ\text{C}$. Les résultats sont représentés par la Figure 3.10, Figure 3.11 et Figure 3.12.

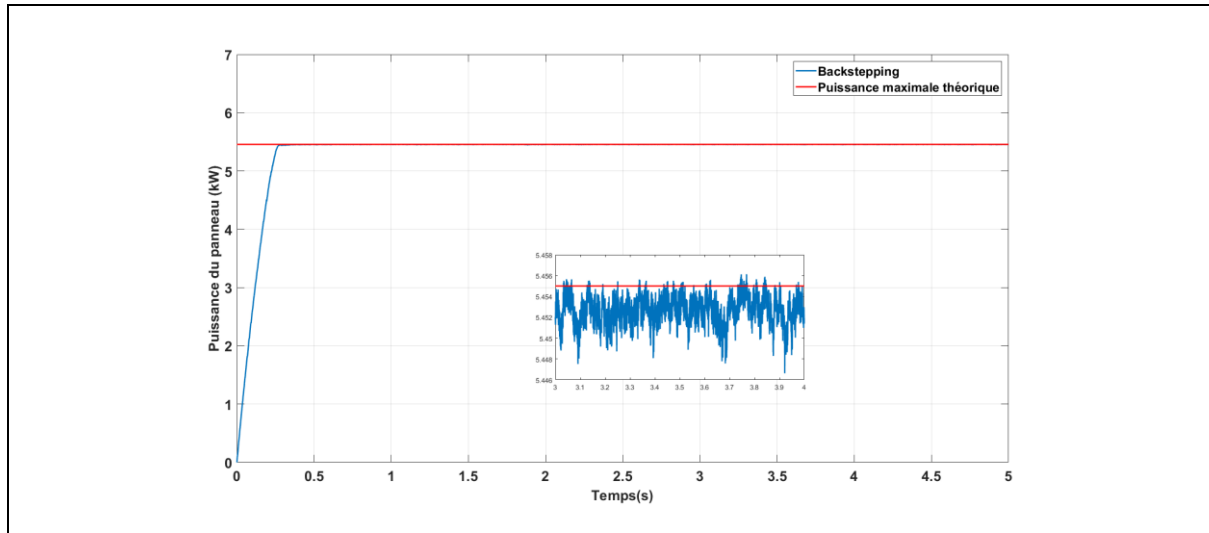


Figure 3.10 Puissance du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard

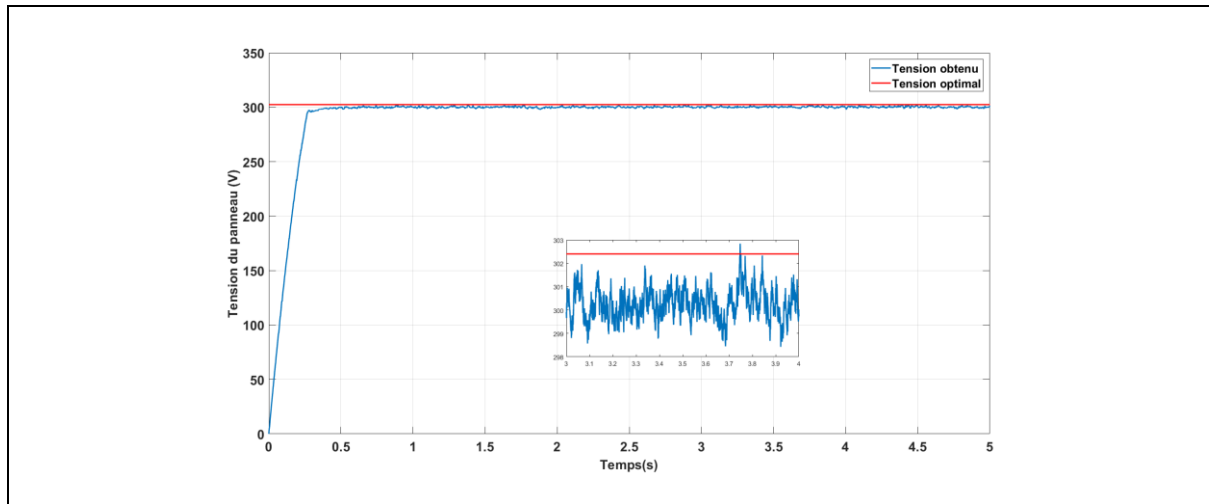


Figure 3.11 Tension du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard

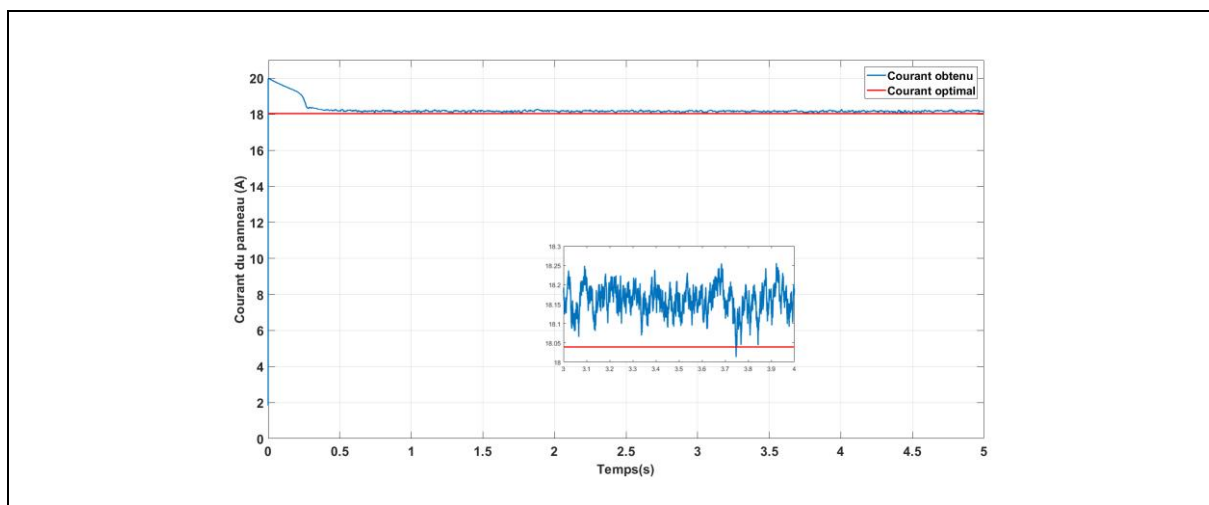


Figure 3.12 Courant du panneau photovoltaïque dans les conditions de Test Standard

Nous remarquons que les valeurs finales de notre système sont très proches des valeurs optimales. En effet, les erreurs relatives sont respectivement de 0.7%, 0.6% et 0.1% pour la tension, le courant et la puissance délivrée.

V.2.2 Évaluation de la robustesse par rapport à l'ensoleillement

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux variations aussi bien brusques et régulières qu'aléatoires de l'ensoleillement.

Dans le premier cas, la variation de l'ensoleillement est représentée par la Figure 3.13. Notre approche permet d'avoir les résultats montrés sur les Figure 3.14, Figure 3.15 et Figure 3.16.

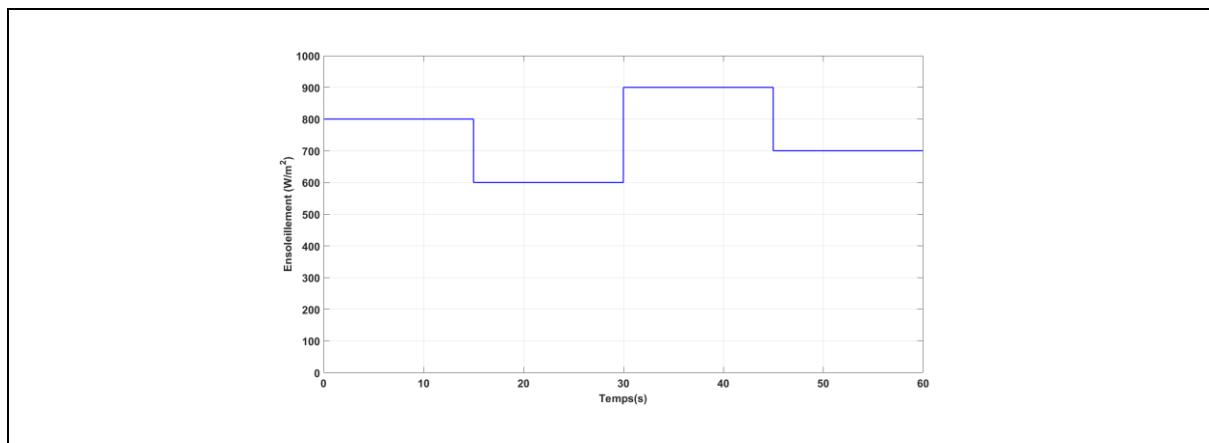


Figure 3.13 La variation brusque de l'ensoleillement

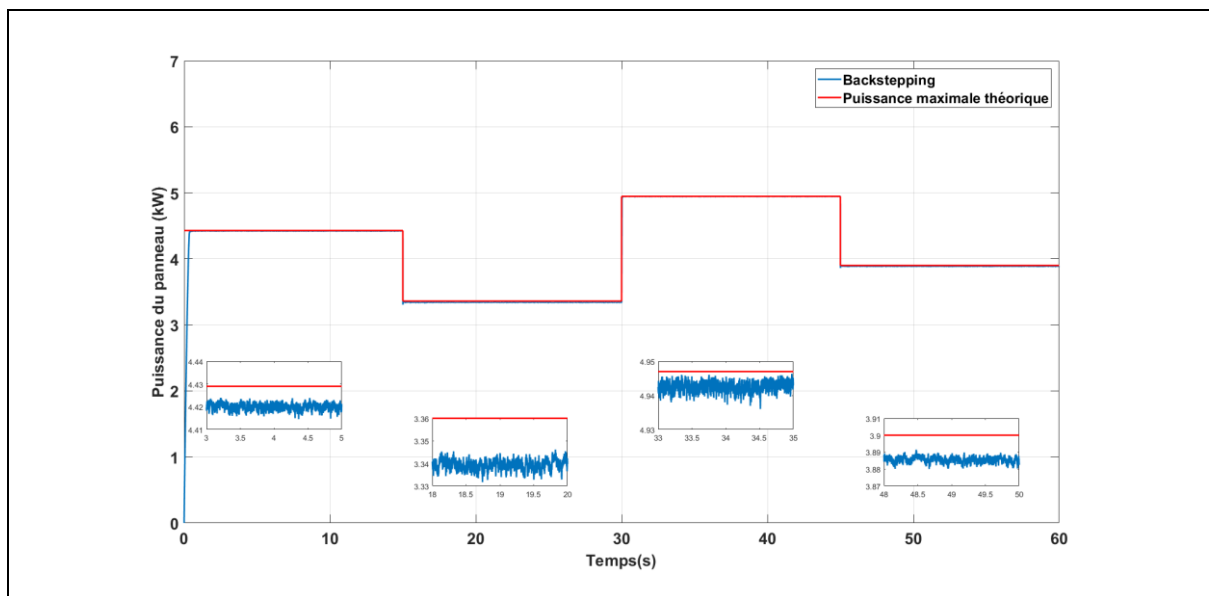


Figure 3.14 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement

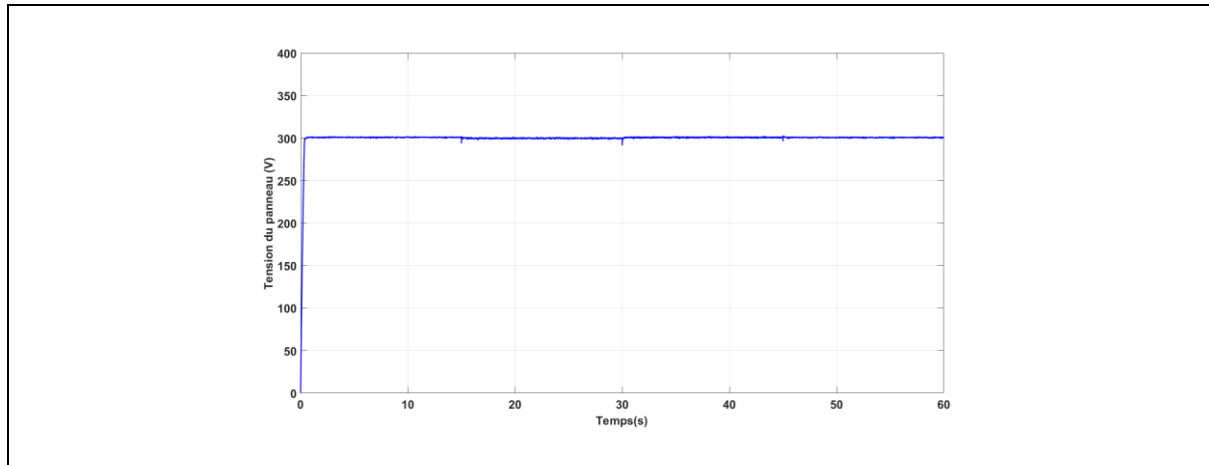


Figure 3.15 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement

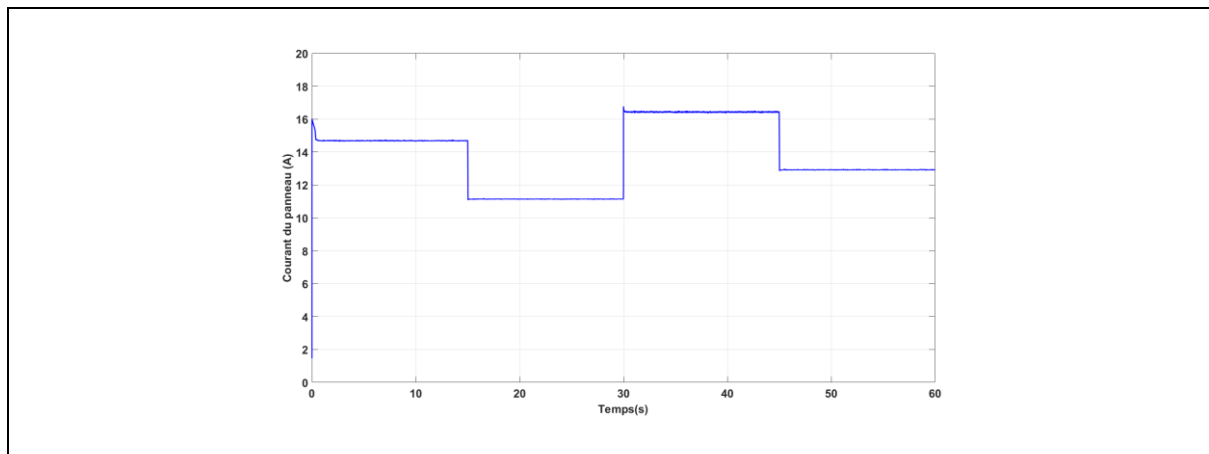


Figure 3.16 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation brusque de l'ensoleillement

On observe que la puissance du panneau suit bien la puissance maximale correspondant à chaque valeur de l'ensoleillement. L'erreur relative de puissance pour chaque valeur est donnée dans le Tableau 3-2.

	Puissance maximale théorique (W)	Puissance extraite (W)	Erreur relative
$E = 600W / m^2$	3360	3340	0.6%
$E = 700W / m^2$	3900	3885	0.38%
$E = 800W / m^2$	4429	4420	0.2%
$E = 900W / m^2$	4947	4943	0.08%

Tableau 3-2 Erreur relative de puissance pour chaque valeur de l'ensoleillement

Dans le deuxième cas, plusieurs simulations ont été effectuées. Nous présentons, sur les Figure 3.18, Figure 3.19 et Figure 3.20, les résultats de notre méthode pour une variation de l'ensoleillement (Figure 3.17). Les valeurs maximales et minimales sont respectivement 900 et 700 W/m², et cette variation est une séquence pseudo-aléatoire.

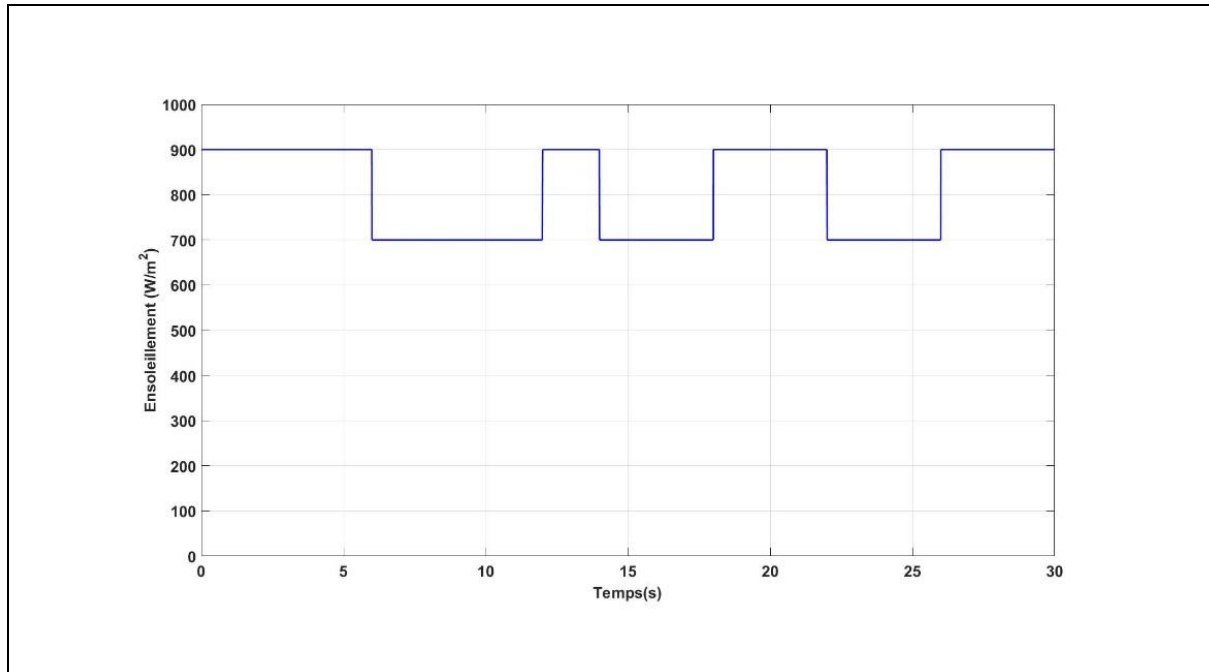


Figure 3.17 Variation aléatoire de l'ensoleillement

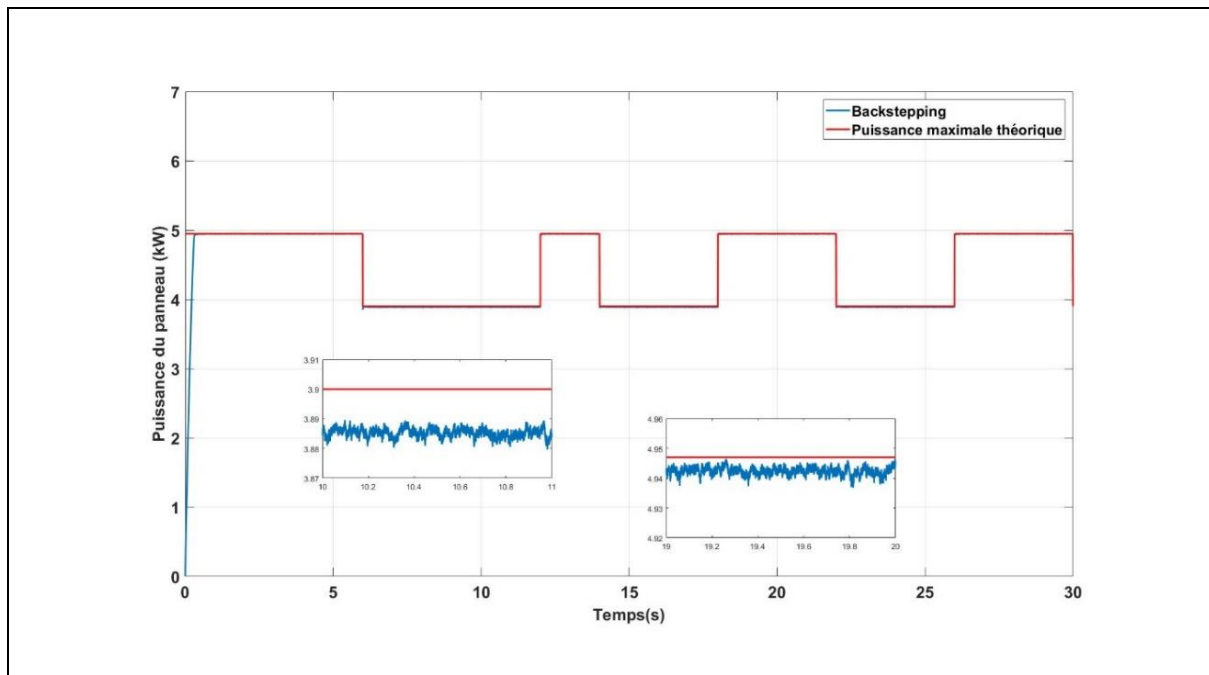


Figure 3.18 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement

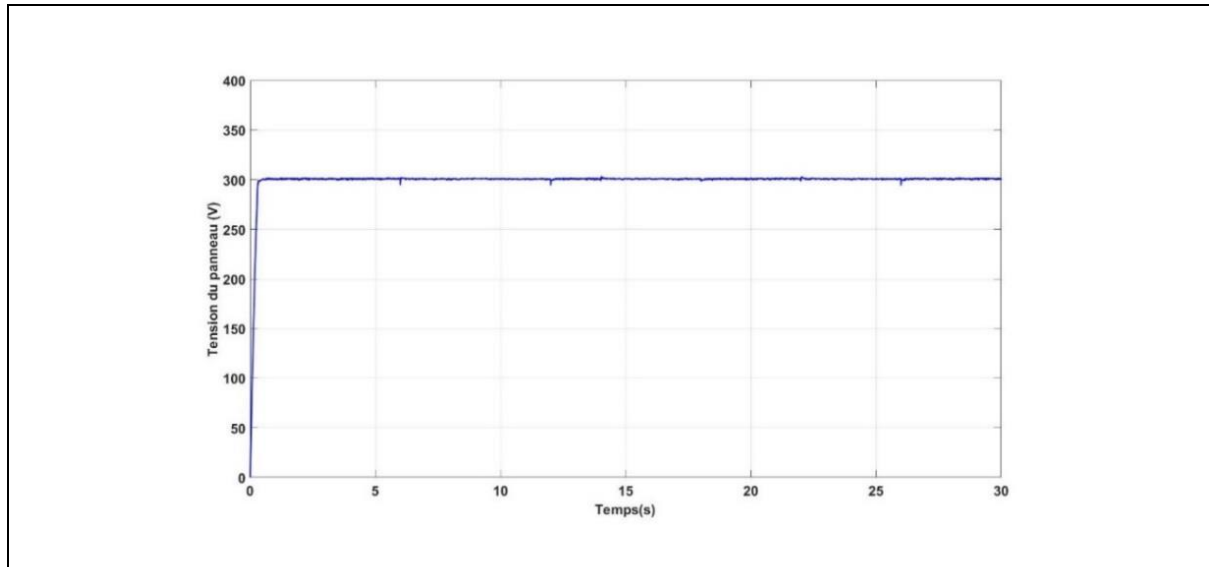


Figure 3.19 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement

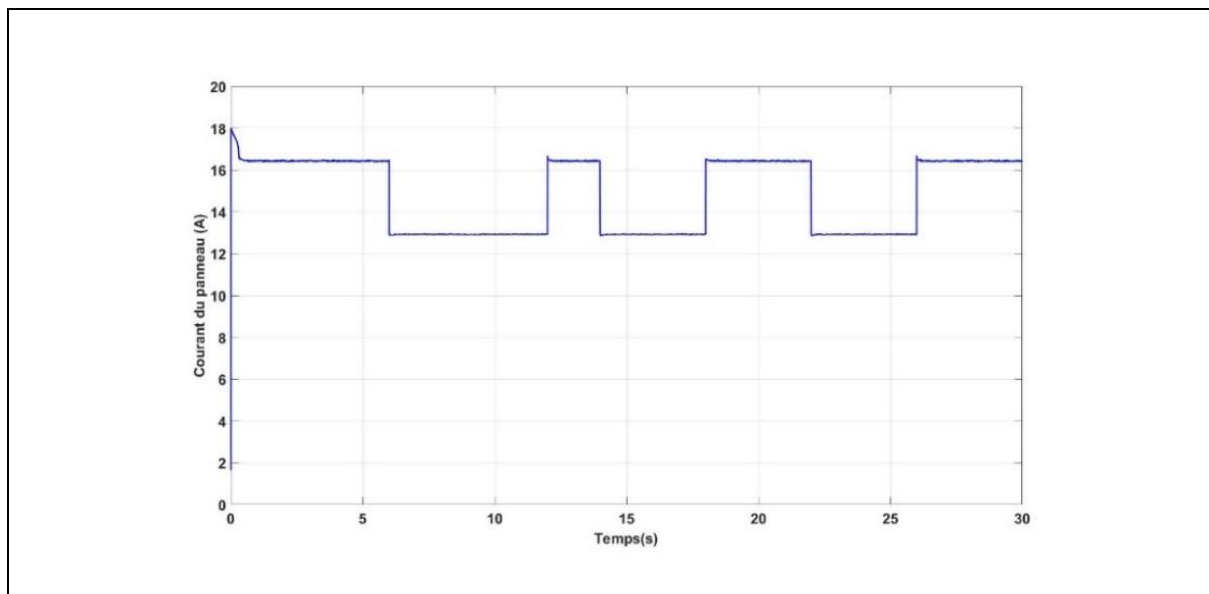


Figure 3.20 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation aléatoire de l'ensoleillement

	Puissance maximale théorique (W)	Puissance extraite (W)	Erreur relative
$E = 700W / m^2$	3900	3885	0.38%
$E = 900W / m^2$	4947	4943	0.08%

On peut conclure que l'approche Backstepping est robuste, rapide et relativement précise par rapport à l'ensoleillement.

V.2.3 Évaluation de la robustesse par rapport à la température

Afin d'évaluer notre approche par rapport à la température, nous avons représenté ici la réponse de notre système (Figure 3.22, Figure 3.23, Figure 3.24) à la variation de la température d'une journée type à Hanoi en été (Figure 3.21).

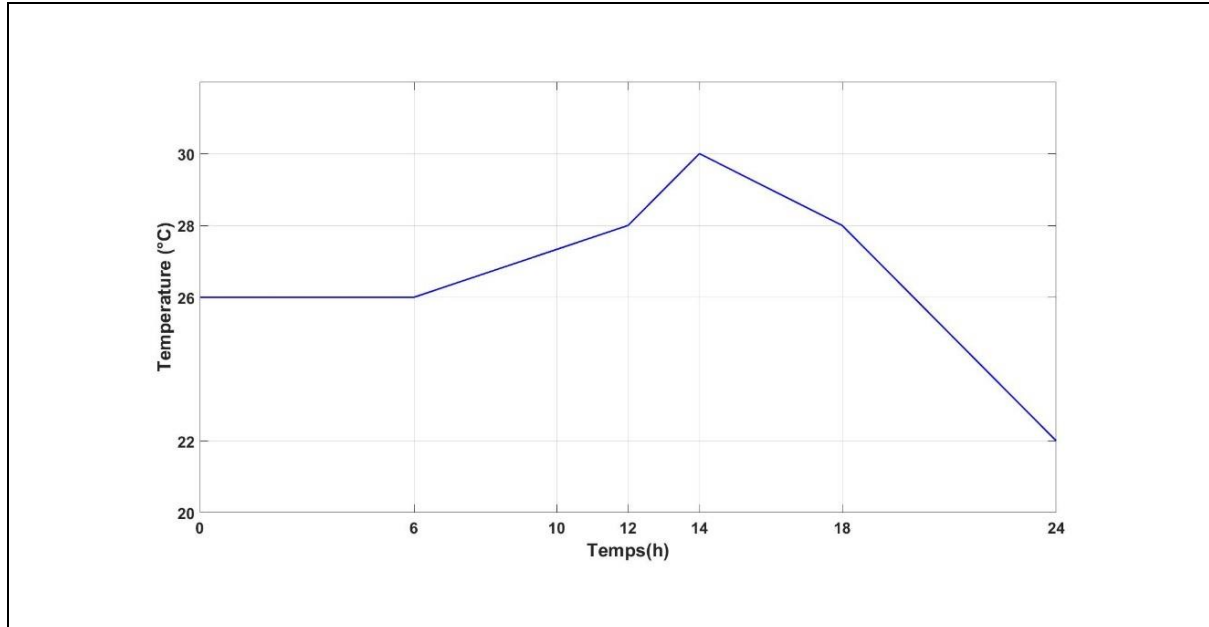


Figure 3.21 Variation de la température au Vietnam

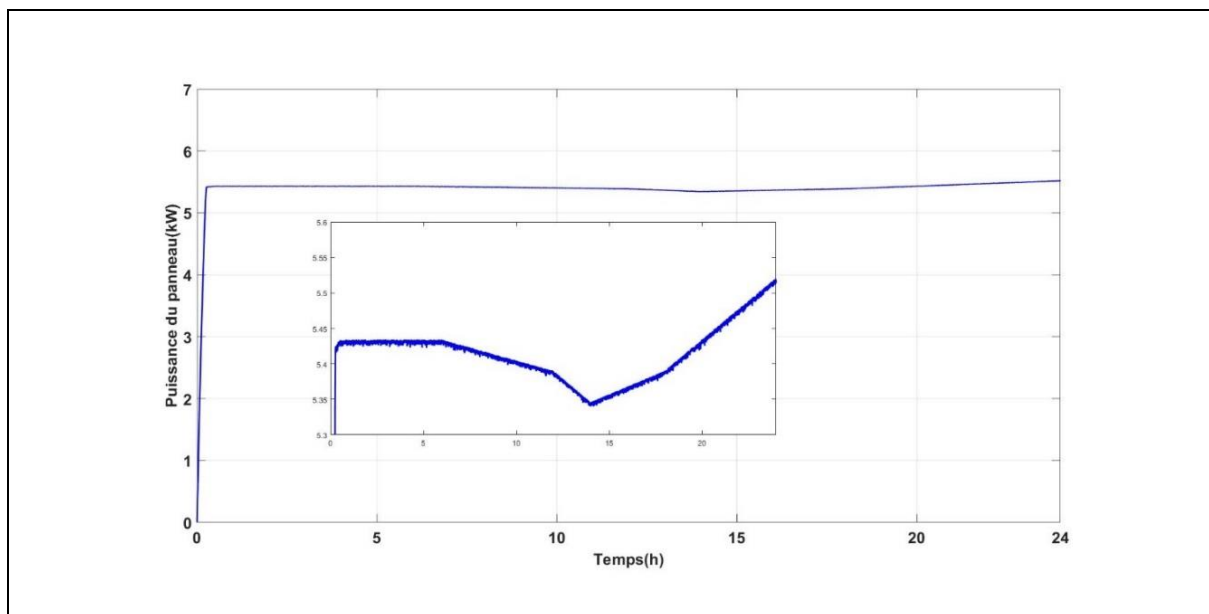


Figure 3.22 Puissance du panneau sous une variation de la température

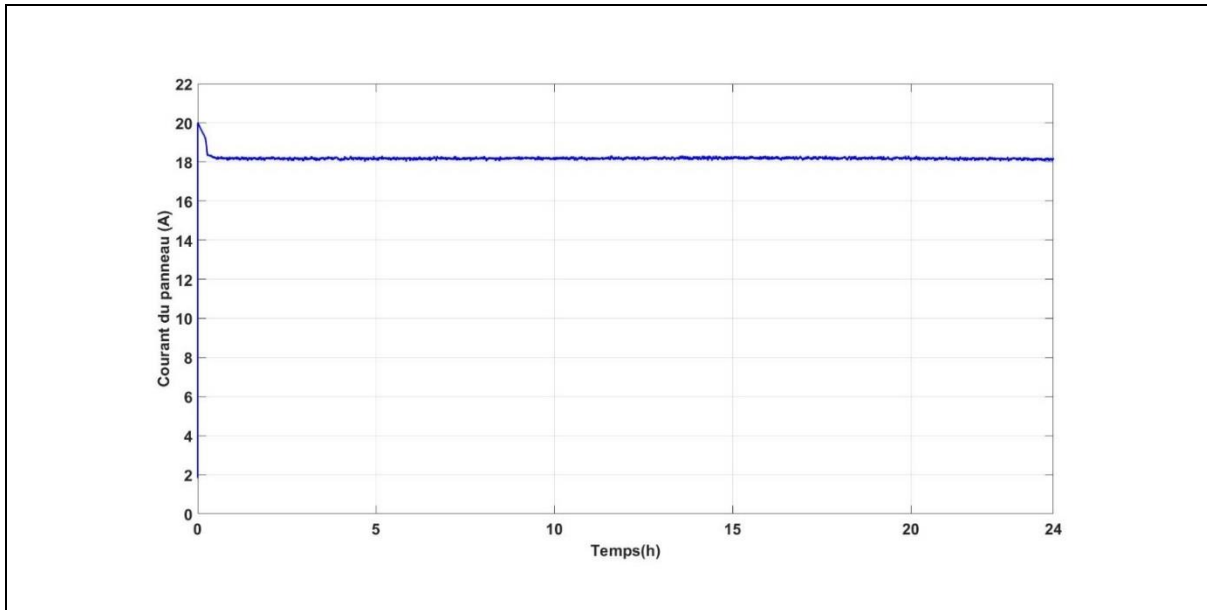


Figure 3.23 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation de la température

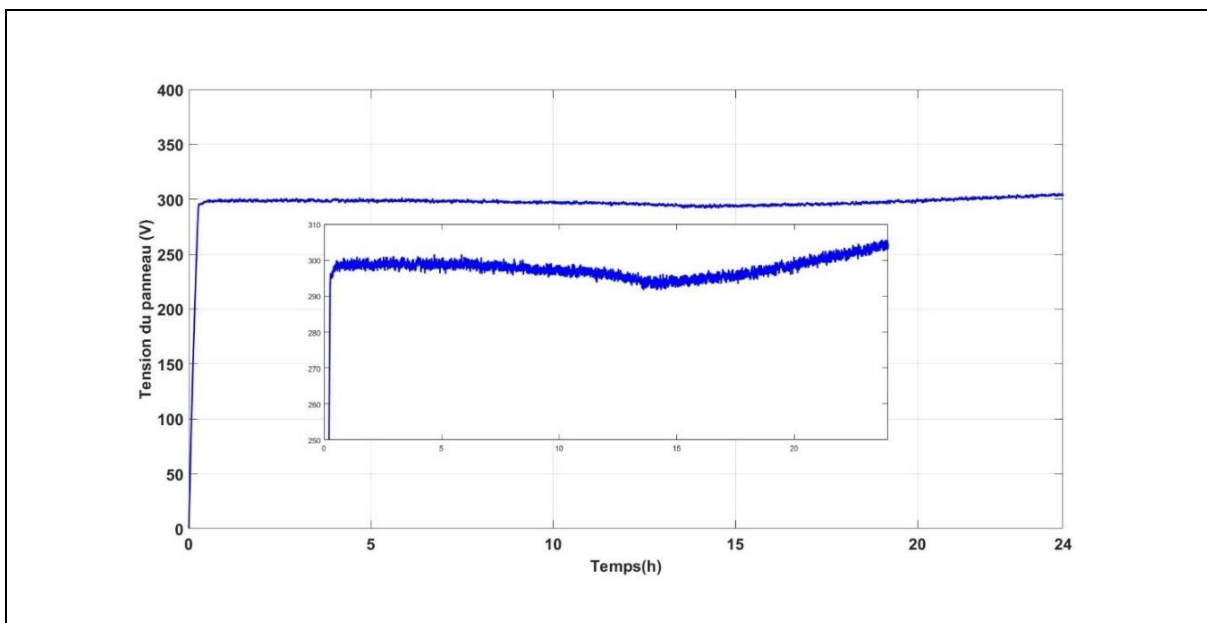


Figure 3.24 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation de la température

La variation de la puissance sur une journée est au maximum de 2,5%.

V.2.4 Évaluation de la robustesse par rapport à la charge

De nombreuses simulations ont été effectuées afin de tester la robustesse de notre commande. Nous présentons sur les figures suivantes un exemple de réponse (Figure 3.26, Figure 3.27 et Figure 3.28) pour une variation de la charge entre 40 (Ω) et 60 (Ω) (Figure 3.25).

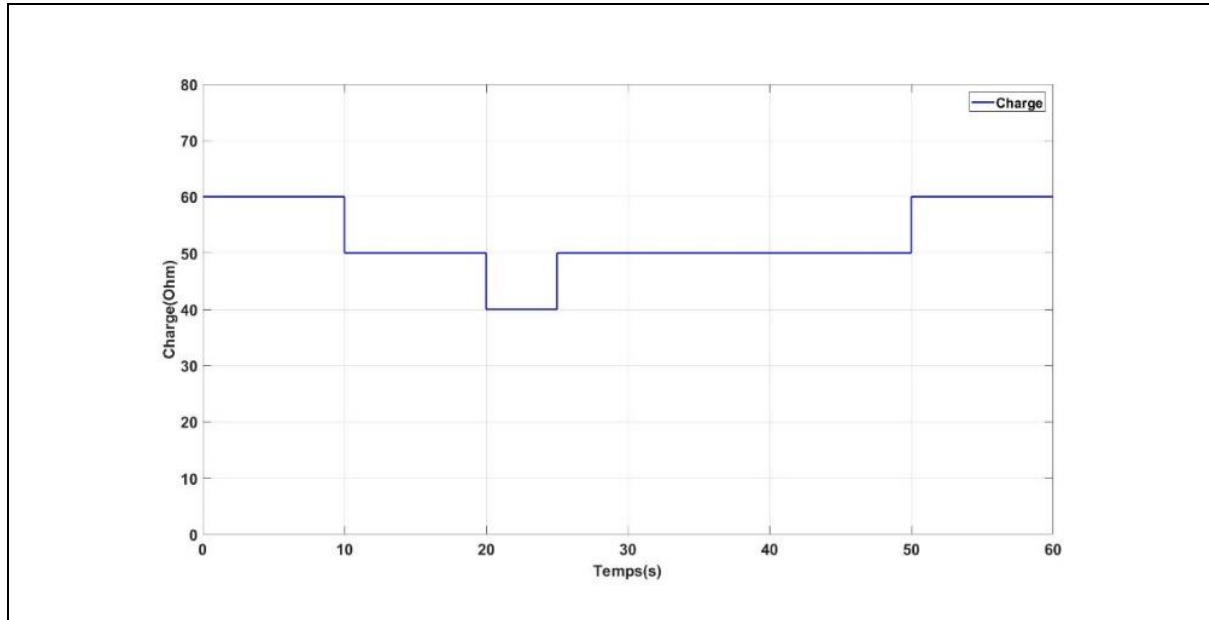


Figure 3.25 Variation de la charge

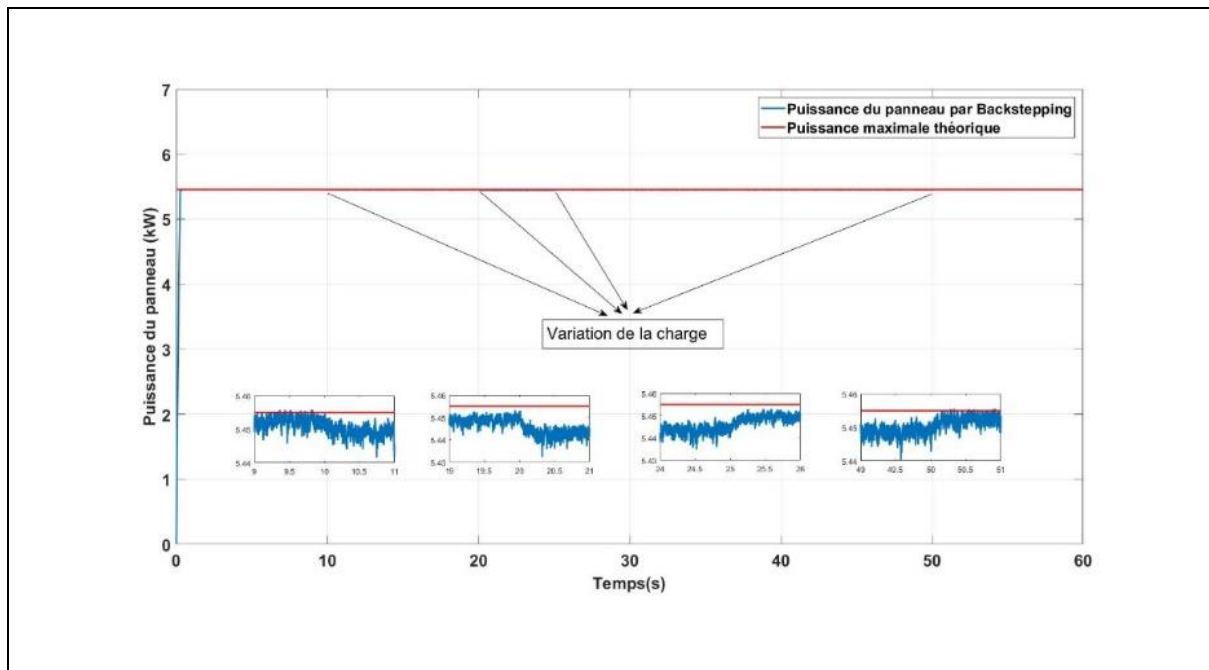


Figure 3.26 Puissance du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge

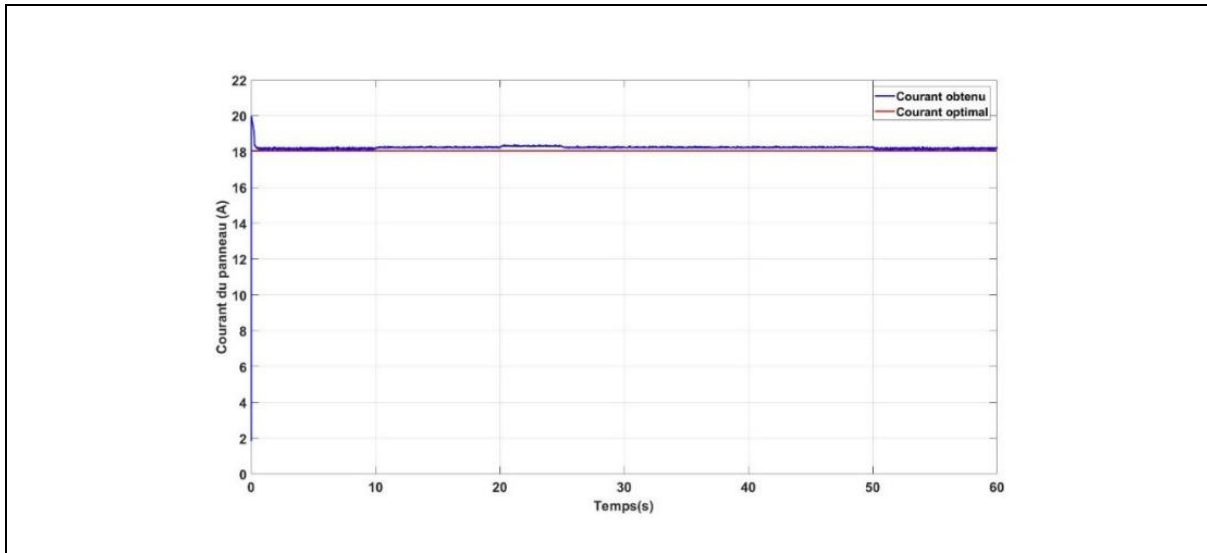


Figure 3.27 Courant du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge

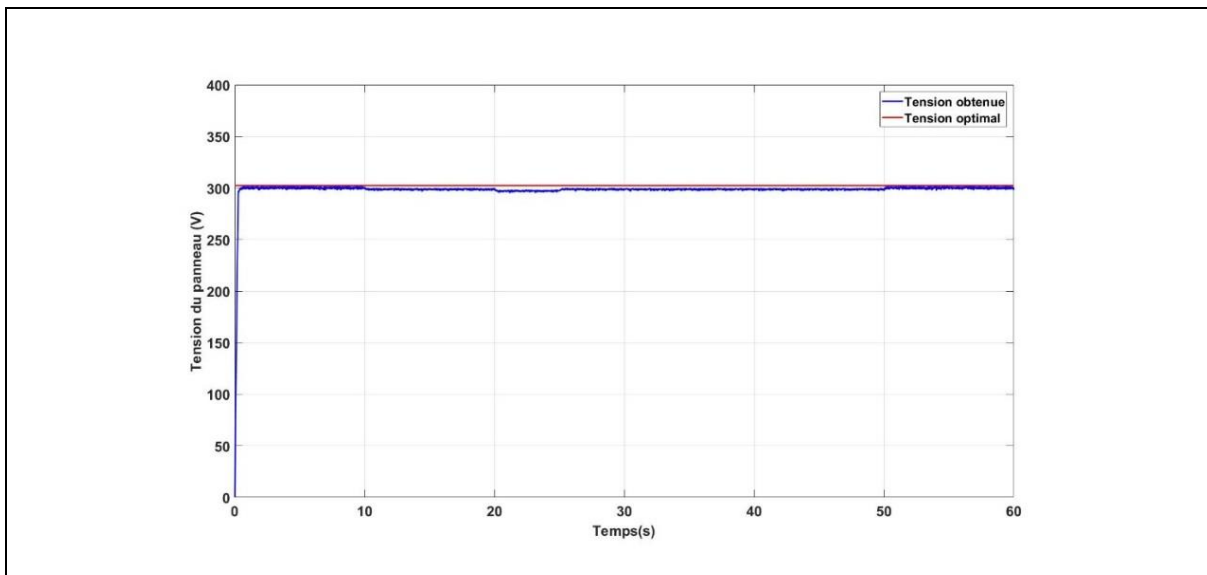


Figure 3.28 Tension du panneau photovoltaïque sous une variation de l'ensoleillement et de la charge

Intervalle de temps (s)	0-10	10-20	20-25	25-50	50-60
R(Ω)	60	50	40	50	60
Puissance extraite (W)	5452	5450	5444	5450	5452
Puissance maximale (W)	5455	5455	5455	5455	5455
Erreur relative	0.05%	0.09%	0.2%	0.09%	0.05%

Les résultats montrent que notre approche est efficace et présente un régime transitoire court.

VI Comparaisons des techniques MPPT

VI.1 Méthode Perturbe & Observe (P&O)

La Figure 3.29 représente l'organigramme de l'algorithme de la méthode P&O. À chaque cycle, V_{PV} et I_{PV} sont mesurés pour calculer $P_{PV}(k)$. Cette valeur de $P_{PV}(k)$ est comparée à la valeur $P_{PV}(k-1)$ calculée au cycle précédent. Selon le cas, on ajuste le rapport cyclique en l'augmentant ou le diminuant. Le processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le MPPT soit atteint.

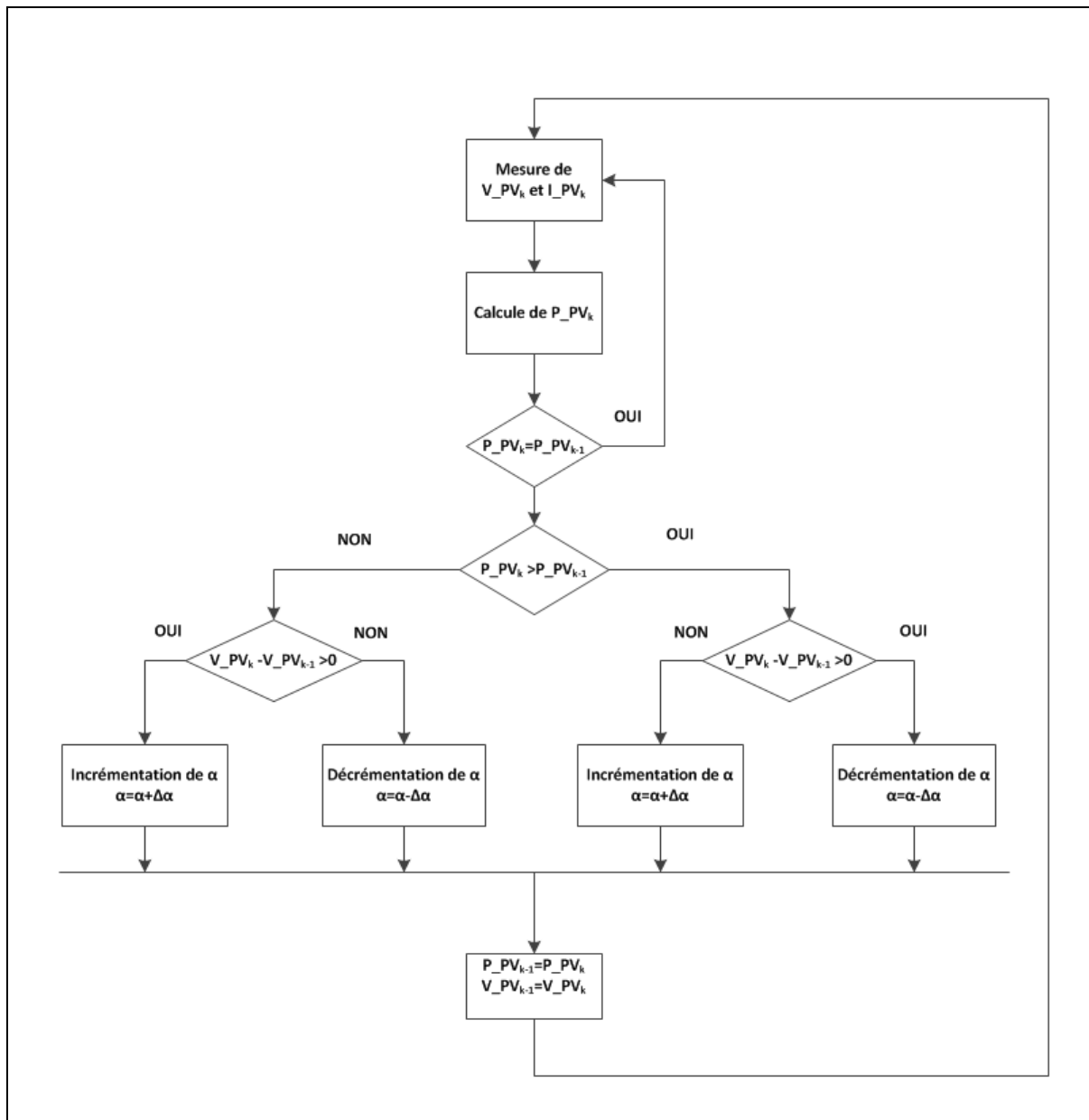


Figure 3.29 Organigramme de l'algorithme de la méthode P&O

VI.2 Méthode MPPT par logique floue

Le principe est de construire un système flou avec pour entrées :

- Le changement de la puissance du générateur dP/dV
- Sa dérivée d^2P/dV^2

Et comme sortie :

- La variation du rapport cyclique du convertisseur : $\Delta\alpha$

À partir de la Figure 3.30, on peut déduire les règles de poursuite du MPPT comme indiqué sur le tableau 3.3

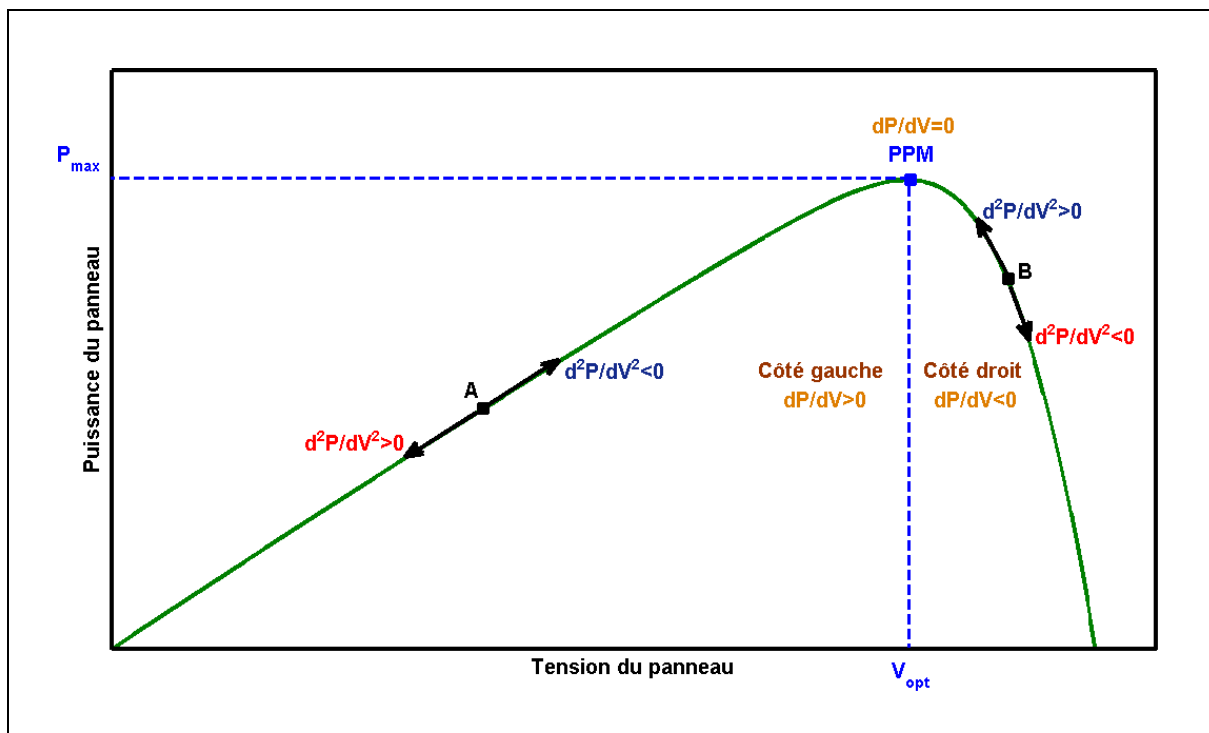


Figure 3.30 Direction de la poursuite du point de puissance maximale

		d^2P/dV^2		
		Négatif	Zéro	Positif
dP/dV	Négatif	Diminuer V	Diminuer V	Nul
	Zéro	Nul	Nul	Nul
	Positif	Nul	Augmenter V	Augmenter V

Tableau 3-3 Règles de direction de la poursuite du PPM d'un panneau photovoltaïque

Nous avons choisi cinq fonctions d'appartenance pour les deux entrées comme illustré sur la Figure 3.31.

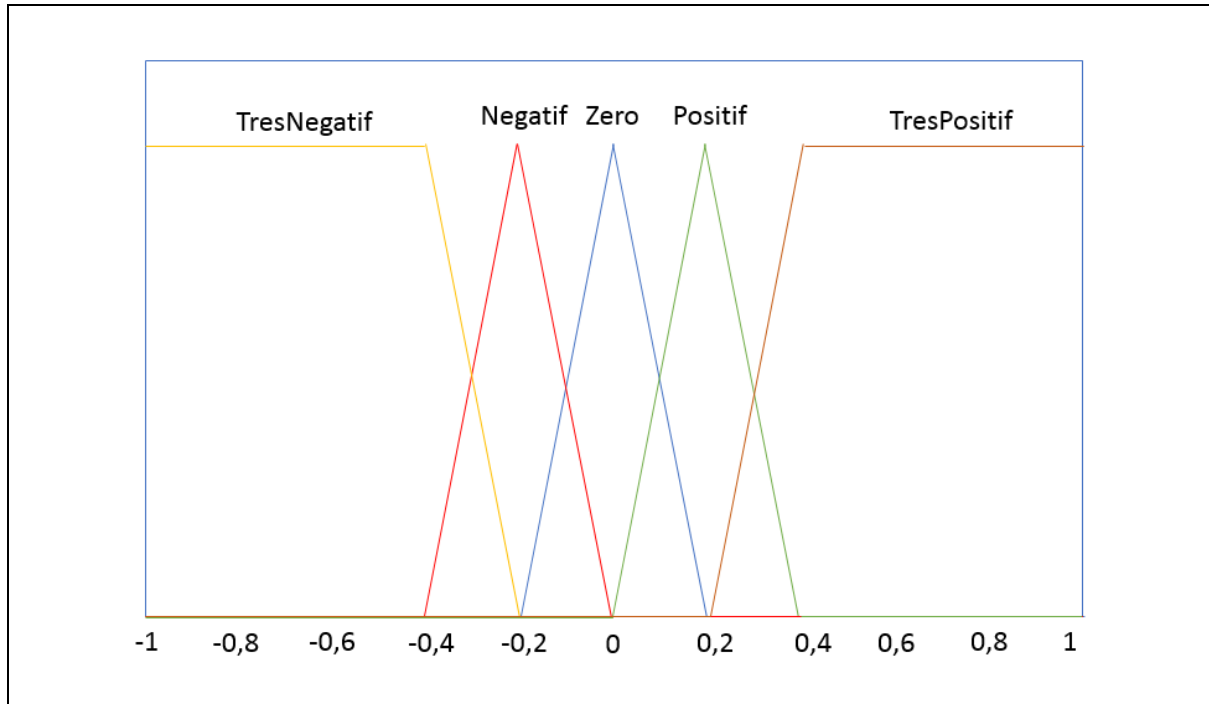


Figure 3.31 Fonction d'appartenance des entrées dP/dV et d^2P/dV^2

L'analyse du comportement du système nous a permis de dresser le Tableau 3-4.

		d^2P/dV^2				
		Très Négatif	Négatif	Zéro	Positif	Très Positif
dP/dV	Très Négatif	+2%	+2%	+1%	0%	0%
	Négatif	+2%	+1%	+1%	0%	0%
	Zéro	0%	0%	0%	0%	0%
	Positif	0%	0%	-1%	-1%	-2%
	Très Positif	0%	0%	-1%	-2%	-2%

Tableau 3-4 Règles de variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$

Le rapport cyclique appliqué à l'instant k est donné par la formule suivante :

$$\alpha(k) = \alpha(k-1) + \Delta\alpha(k) \quad (3-22)$$

VI.3 Évaluation de la méthode Backstepping par rapport aux deux méthodes précédentes

Le schéma de simulation des approches P&O et logique floue sont illustrées sur les Figure 3.32 et Figure 3.33.

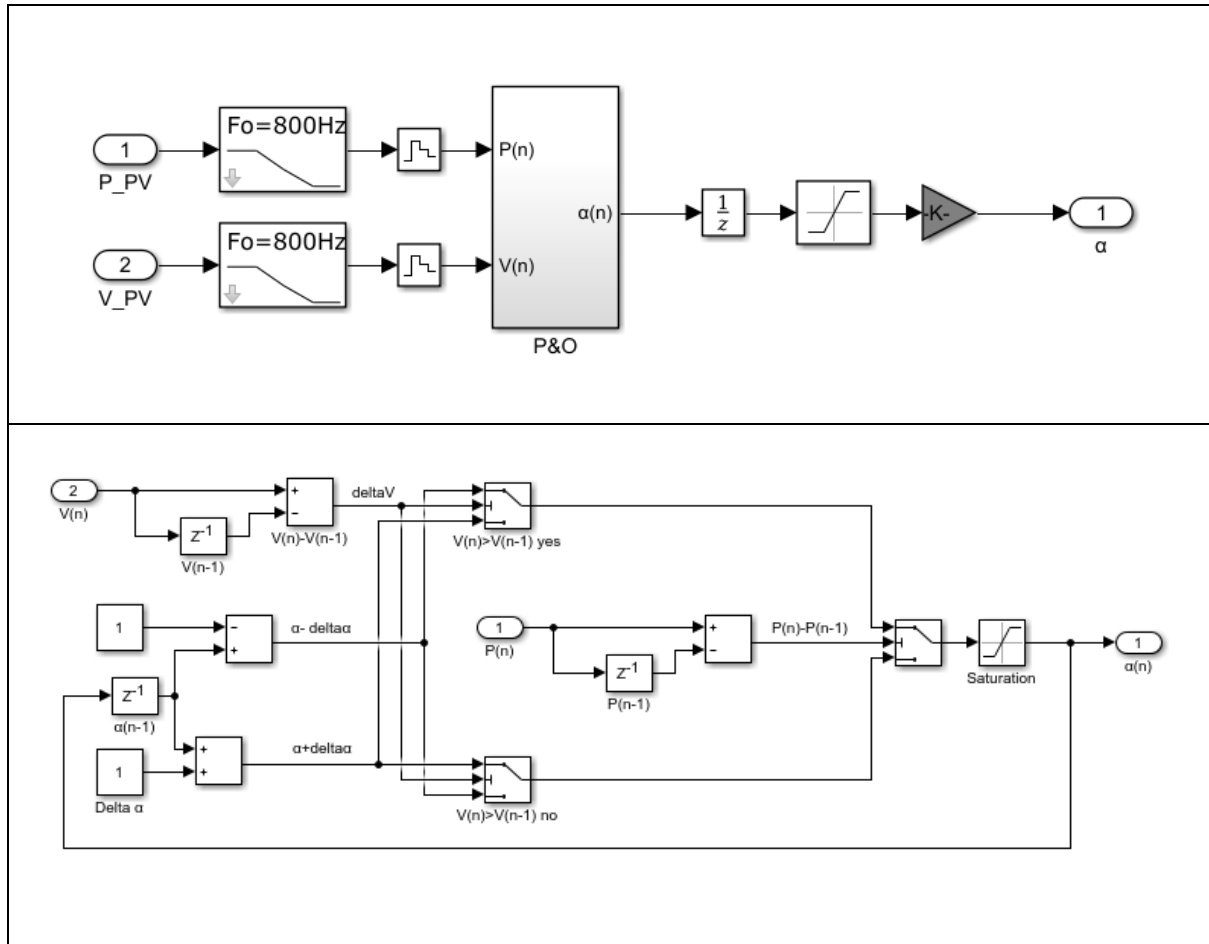


Figure 3.32 Contrôleur P&O dans Simulink Matlab

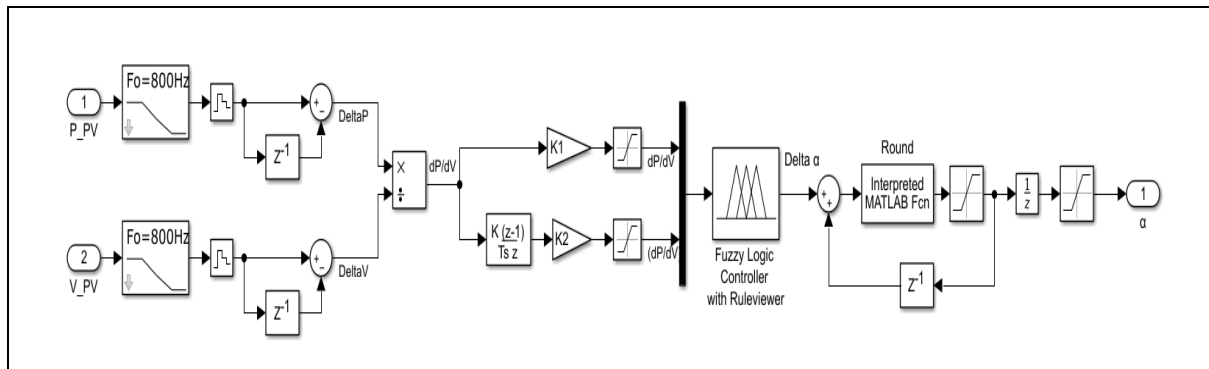


Figure 3.33 Contrôleur flou dans Simulink Matlab

De nombreuses simulations ont été effectuées afin de comparer la robustesse des trois techniques MPPT. Nous présentons dans ce qui suit les résultats pour les variations d'ensoleillement et de charge dans la Figure 3.34. Ceux-ci sont consignés sur la Figure 3.35.

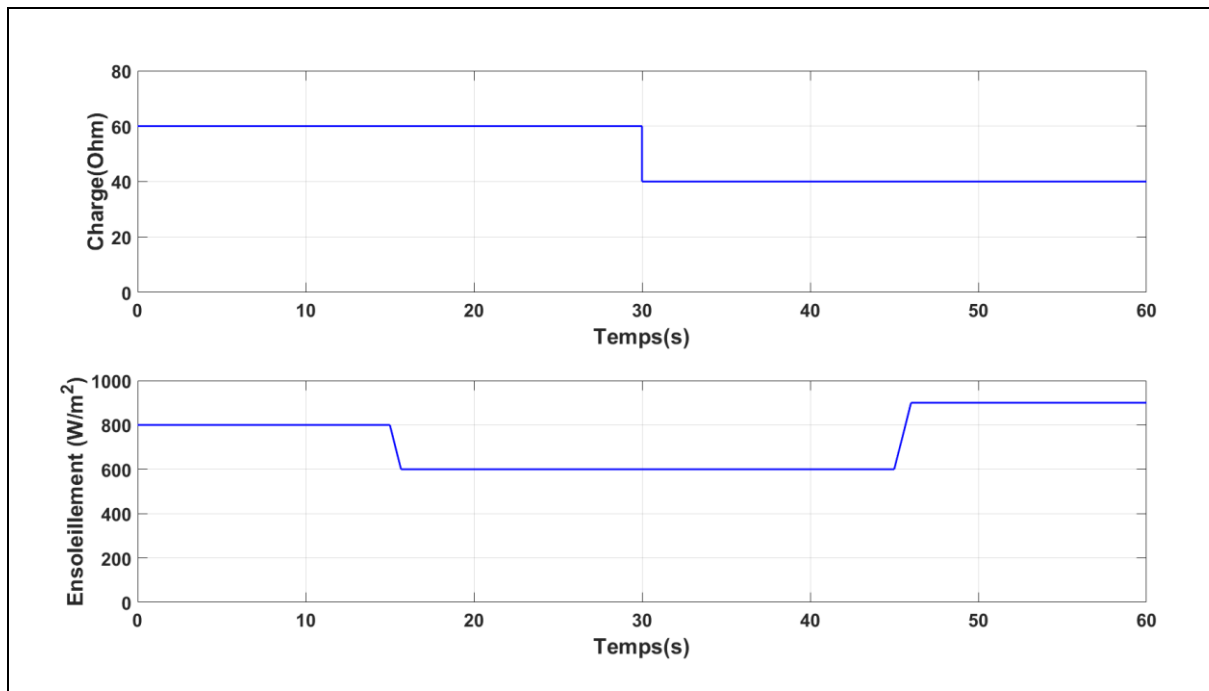


Figure 3.34 Variation de l'ensoleillement et de la charge

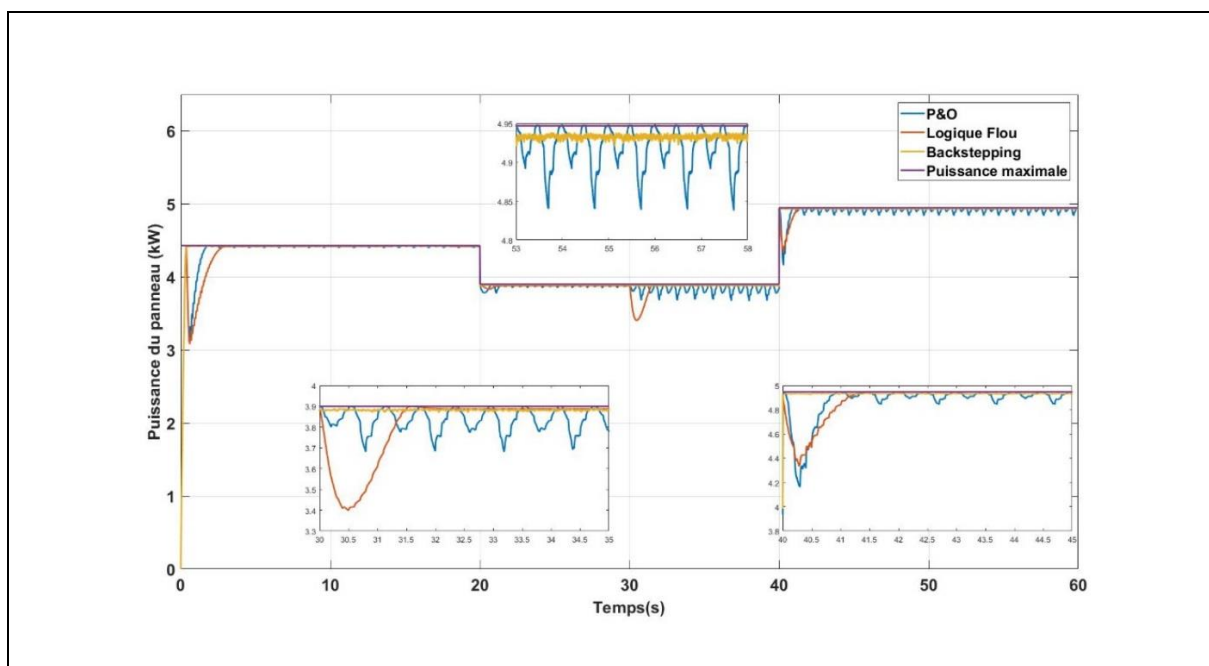


Figure 3.35 Puissance du panneau photovoltaïque

	Méthode		
	Backstepping	Logique floue	P&O
Temps de réponse (s) (variation de l'ensoleillement)	0.022 0.05	1.2 1.4	1.5 1.5
Temps de réponse (s) (variation de la charge)	0.02	1.5	0.5
Vitesse de convergence	Très rapide	Moyenne	Moyenne
Puissance extraite (W) Puissance théorique maximale (W)	G=700 W/m ²		
	P _{extraite} =3885	P _{extraite} =3882.5	P _{extraite} =3872
	P _{théorique} =3900	P _{théorique} =3900	P _{théorique} =3900
	G=800 W/m ²		
	P _{extraite} =4420	P _{extraite} =4419	P _{extraite} =4415
	P _{théorique} =4429	P _{théorique} =4429	P _{théorique} =4429
	G=900 W/m ²		
	P _{extraite} =4935	P _{extraite} =4945	P _{extraite} =4900
	P _{théorique} =4947	P _{théorique} =4947	P _{théorique} =4947

Tableau 3-5 Tableau de comparaison

Ces résultats montrent que les trois techniques fonctionnent bien. Elles assurent la poursuite du point de puissance maximale malgré des variations des conditions climatiques et de charge. Néanmoins, dans la méthode P&O le rapport cyclique présente des oscillations ; quant à l'approche par logique floue, un compromis doit être trouvé entre le nombre de fonctions d'appartenance et le temps de calcul. L'approche Backstepping que nous avons

proposée de ce chapitre présente des caractéristiques bien meilleures que les méthodes de la littérature que nous avons citées.

VII Conclusion

Dans ce chapitre, l'intérêt de l'étage d'adaptation dans la chaîne de conversion photovoltaïque a été abordé. Celui-ci consiste en un convertisseur DC/DC avec un algorithme de commande. La structure de type Boost à trois niveaux a été adoptée. Ensuite, nous avons présenté les techniques pour optimiser la production. Un contrôleur de type Backstepping a été proposé. Une étude comparative a été menée et a montré l'efficacité de l'approche présentée.

Chapitre 4 Électrification d'un site isolé au Vietnam par l'énergie solaire photovoltaïque

I Introduction

Au Vietnam, plus d'un demi-million habitations n'ont pas accès à l'électricité. Elles se situent principalement dans des régions montagneuses ou sur des îles [53]. Comme cité dans le chapitre 1, le Vietnam est un pays qui possède un grand potentiel en énergies renouvelables. Dans ce contexte, l'alimentation en électricité pour les sites isolés est une solution prometteuse en termes économique et environnemental. L'énergie solaire est la plus adaptée à l'alimentation en électricité des villages en raison d'un ensoleillement important et d'une maintenance relativement facile.

Dans ce chapitre, nous proposons une architecture à base de panneaux photovoltaïques pour fournir un site isolé en énergie électrique. Pour répondre au mieux à la demande en énergie, nous associons au système photovoltaïque un système de stockage composé de batteries plomb-acide. Ce choix est motivé par les multiples avantages que ce type de batteries présentent comme les faibles coûts d'investissement et de maintenance. L'ajout d'un tel système permettra de stocker l'excès de production et de le restituer en cas de besoin. Pour une utilisation rationnelle du flux énergétique, nous proposons de mettre en œuvre un superviseur flou qui a pour but la gestion de ce flux. L'adoption de ce type de superviseur nous permet d'exploiter efficacement l'expertise humaine dans la mise en œuvre des critères de gestion. Des résultats de simulation seront présentés pour montrer le bon fonctionnement de notre installation et l'efficacité du superviseur développé.

II Système de production d'électricité par l'énergie solaire photovoltaïque

II.1 Structure

L'architecture adoptée se compose de panneaux photovoltaïques, d'un bloc de batteries, d'un convertisseur DC-DC Boost à trois niveaux commandé en utilisant l'approche Backstepping, d'un onduleur de tension, d'une charge et d'une charge de délestage. À cette structure on ajoute un superviseur flou pour gérer de façon efficace le flux d'énergie (Figure 4-1).

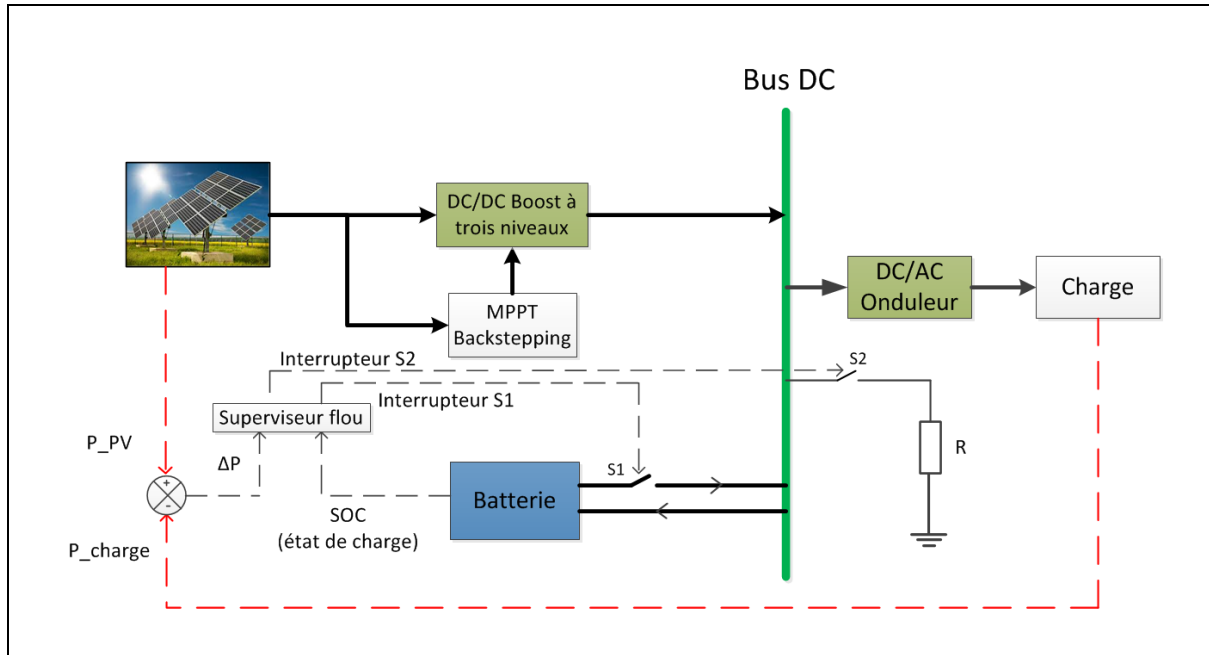


Figure 4-1 Structure du système de production d'énergie photovoltaïque pour un site isolé au Vietnam

II.2 Batterie Plomb-Acide

Dans le système isolé, le stockage joue un rôle important. Ces dispositifs de stockage dépendent de la nature de l'application.

La technologie la plus efficace dans notre cas est celle des batteries plomb-acide [54]. Elles sont disponibles au Vietnam, à un coût abordable et sont d'entretien facile. (Figure 4-2).



Figure 4-2 Batterie au Plomb-Acide

Le fonctionnement de la batterie au plomb est décrit dans plusieurs références en particulier par Berndt dans [55]. Elle est constituée d'une électrode positive en oxyde de plomb, d'une électrode négative en plomb et d'acide sulfurique comme électrolyte (Figure 4-3).

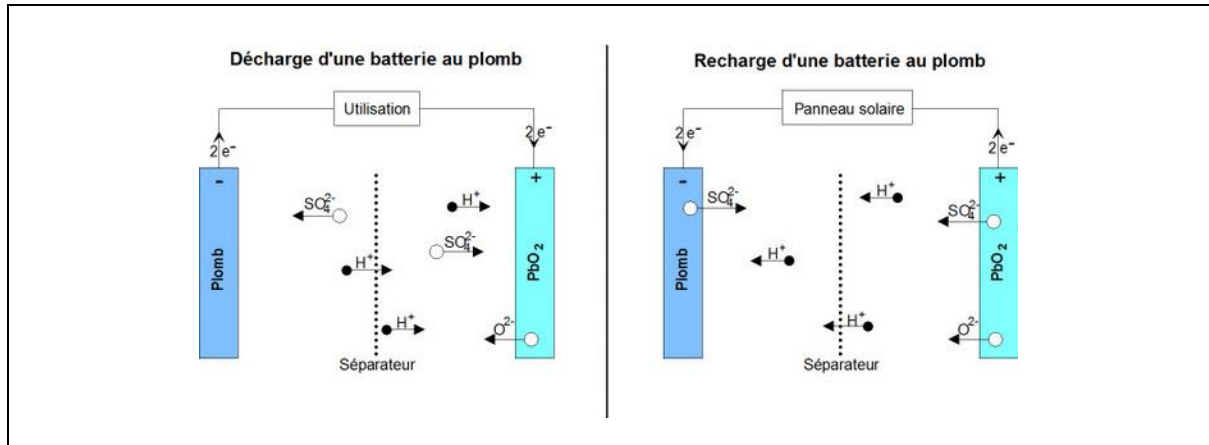


Figure 4-3 Principe de fonctionnement d'une batterie Plomb-Acide

II.3 Superviseur pour la gestion de l'énergie

Dans un système photovoltaïque pour le site isolé, il est primordial de gérer de façon optimale le flux d'énergie entre les différentes sources. Pour cela, nous avons besoin d'un superviseur pour assurer cette gestion. Nous avons opté pour la logique floue pour garantir un fonctionnement efficace car elle permet l'utilisation de l'expertise humaine. L'algorithme de supervision est basé sur les scénarios :

- Si la puissance photovoltaïque dépasse la demande de la charge, $\Delta P = P_{PV} - P_{charge} > 0$ l'excédent sera stocké dans la batterie et si la batterie est pleine, le surplus sera dissipé dans une résistance.
- Si le système photovoltaïque ne produit pas suffisamment de puissance $\Delta P < 0$ et si la capacité de la batterie est suffisante, la batterie fournira alors la puissance manquante.

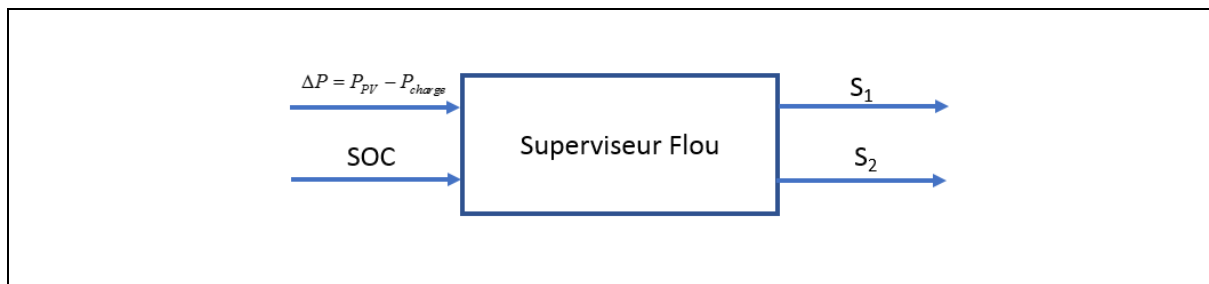


Figure 4-4 Structure du superviseur flou

Ce superviseur utilise deux entrées : l'état de charge de la batterie (SOC) et l'erreur de puissance. Les sorties sont : la commande de l'interrupteur S_1 pour l'utilisation de la batterie (recharge ou fourniture d'énergie à la charge) et la commande de l'interrupteur S_2 pour l'utilisation de la résistance de délestage du surplus d'énergie.

Les ensembles flous utilisés pour les entrées et les sorties sont définis comme suit :

- L'erreur de puissance [Négatif, Faiblement Positif, Positif, Fortement Positif]
- L'état de charge de batterie [Vide, Moyen, Grand]
- L'état de l'interrupteur S_1 et S_2 [Ouvert, Fermé]

Les fonctions d'appartenance correspondant à chaque ensemble flou des entrées sont données dans les Figure 4-5 et Figure 4-6. Pour les sorties ce sont des singletons :

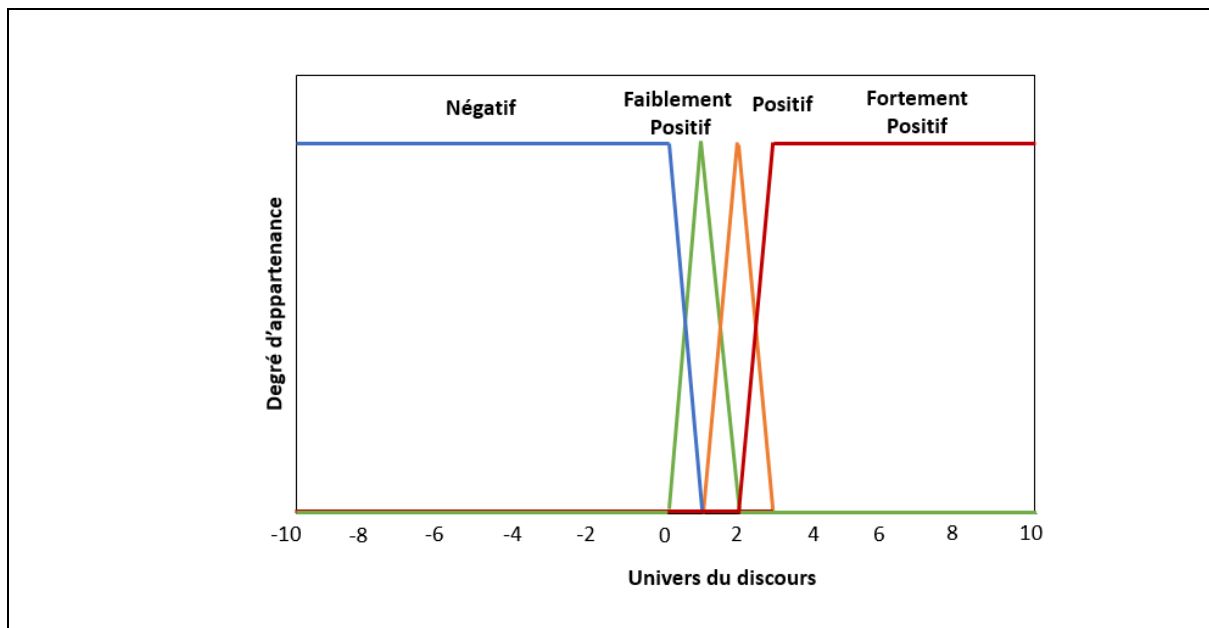


Figure 4-5 Erreur de puissance

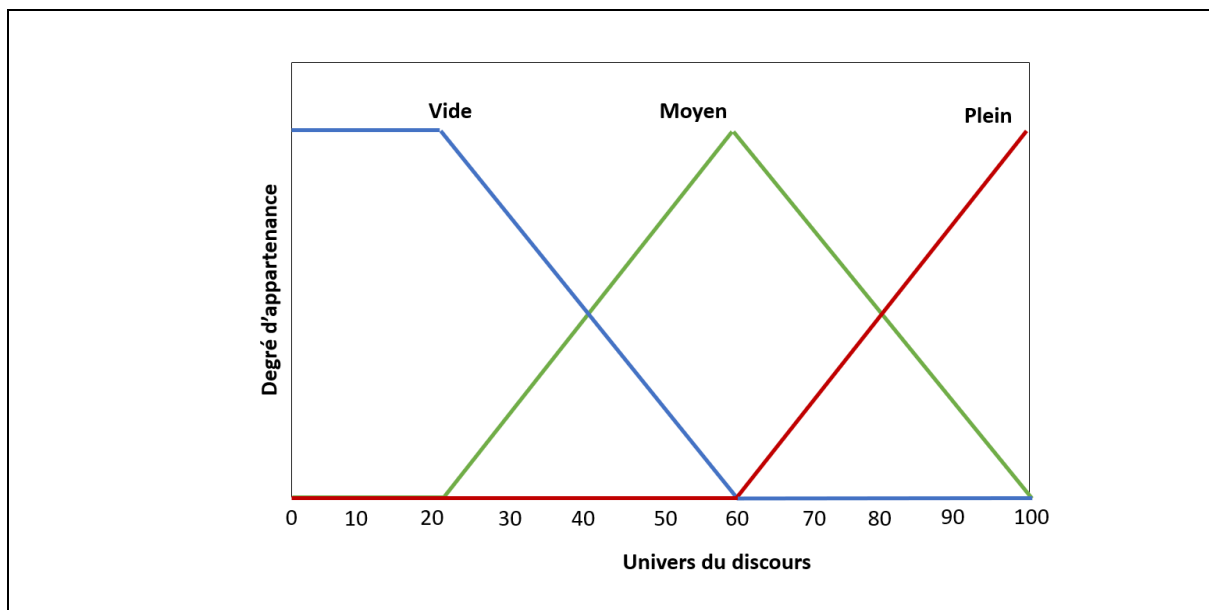


Figure 4-6 État de charge de la batterie (SOC)

Règles de S_1 pour l'utilisation de la batterie :

		SOC		
		Plein	Moyen	Vide
ΔP	Négatif	Fermé	Fermé	Ouvert
	Faiblement Positif	Ouvert	Ouvert	Ouvert
	Positif	Ouvert	Ouvert	Ouvert
	Fortement Positif	Ouvert	Ouvert	Ouvert

Tableau 4-1 Règles de S_1

Règles de S_2 pour délester le surplus à la résistance de décharge :

		SOC		
		Plein	Moyen	Vide
ΔP	Négatif	Ouvert	Ouvert	Ouvert
	Faiblement Positif	Ouvert	Ouvert	Ouvert
	Positif	Ouvert	Ouvert	Ouvert
	Fortement Positif	Fermé	Ouvert	Ouvert

Tableau 4-2 Règles de S_2

Pour la mise en œuvre des règles, nous avons eu recours aux règles floues de type Mamdani [56]. Pour calculer les valeurs de sortie, nous avons utilisé la méthode d'inférence max-min. Exemple : si l'erreur entre l'énergie produite par le générateur photovoltaïque (GPV) et la demande de charge est « Fortement Positif » et l'état de charge de la batterie est « Plein », alors, l'interrupteur S_1 devrait être « Ouvert » et l'interrupteur S_2 devrait être « Fermé ».

III Modélisation du système photovoltaïque isolé

Dans cette section, on modélise le système de production d'énergie photovoltaïque pour un site isolé présenté dans la Figure 4-1 sous l'environnement Matlab/Simulink.

III.1 Système photovoltaïque

Le modèle du système photovoltaïque a été décrit dans le chapitre 3.

III.2 Modèle d'une batterie Plomb-Acide

Dans ce travail, on a choisi le modèle décrit dans [57]. Son principe est toujours basé sur un circuit électrique (générateur de courant et résistance interne). Le schéma de principe de ce modèle est illustré dans la Figure 4-7:

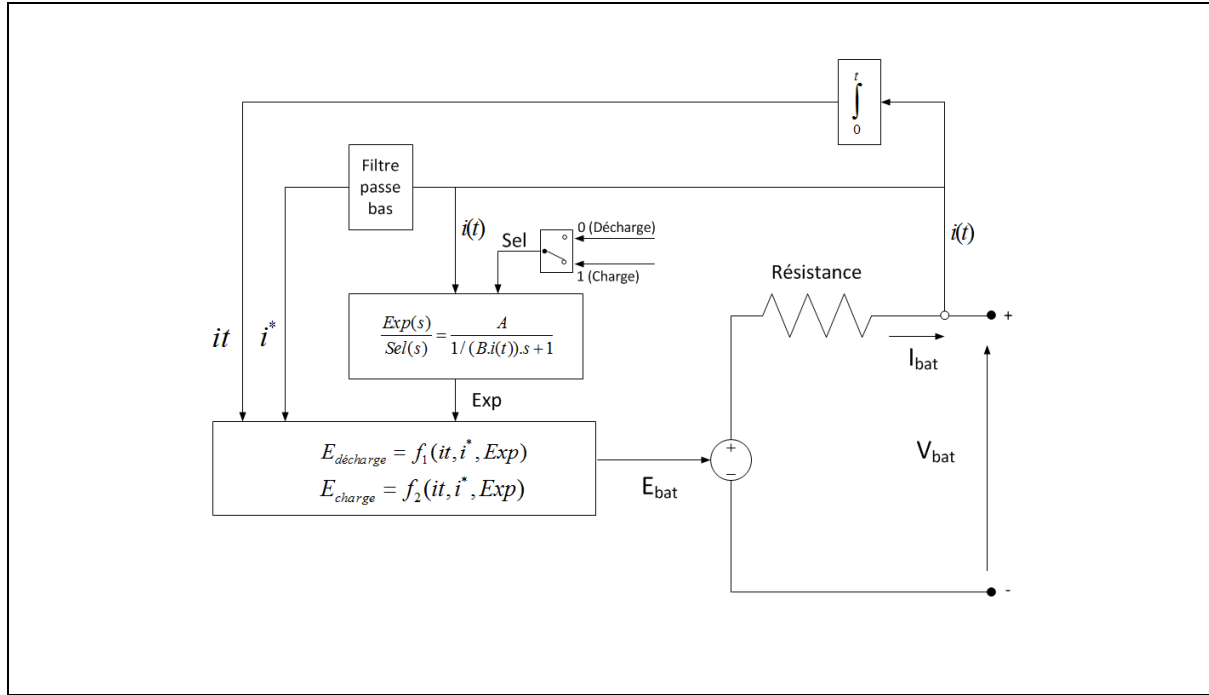


Figure 4-7 Modélisation d'une batterie plomb-acide

Cas de décharge de la batterie de type Plomb - Acide :

$$E_{décharge} = f_1(it, i^*, Exp) = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{Exp(s)}{Sel(s)} . 0 \right) \quad (4-1)$$

Cas de charge de la batterie de type Lead-Acid :

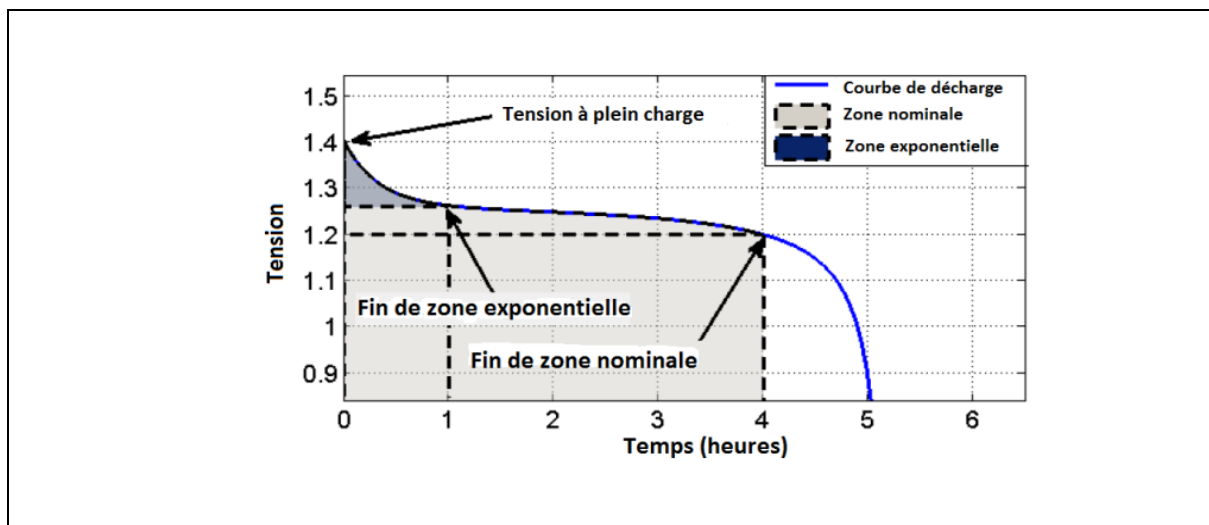
$$E_{charge} = f_2(it, i^*, Exp) = E_0 - K \frac{Q}{it - 0.1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{Exp(s)}{Sel(s)} \frac{1}{s} \right) \quad (4-2)$$

Où

- E_{Batt} : Tension non-linéaire (V)
- E_0 : Tension constante (V)
- $Exp(s)$: Variation exponentielle dans la zone dynamique (V)
- $Sel(s)$: Représente le mode de batteries. $Sel(s) = 0$ Si la batterie décharge, $Sel(s) = 1$ Si la batterie charge.
- K : Constante de polarisation (Ah^{-1}) ou résistance de polarisation (Ohms)

- i^* : Courant dynamique de fréquence basse (A)
- i : Courant de la batterie (A)
- it : Capacité (Ah)
- Q : Capacité maximale de la batterie (Ah)
- A : Tension exponentielle (V)
- B : Capacité exponentielle (Ah⁻¹)

Les paramètres du circuit équivalent peuvent être modifiés pour représenter un type particulier de batterie, en fonction de ses caractéristiques de décharge. Une courbe de décharge typique se décompose en trois parties, comme il est indiqué dans la figure suivante [4] :



La première partie représente la chute de tension exponentielle lorsque la batterie est chargée. Selon le type de batterie, cette zone est plus ou moins large. La seconde partie représente la charge qui peut être extraite à partir la batterie jusqu'à ce que la tension soit inférieure à la tension nominale de la batterie, lorsque la tension chute rapidement.

III.3 Onduleur de tension

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques permettant de convertir une tension continue en une tension alternative.

Selon la forme de la tension de sortie, on classe les onduleurs en plusieurs catégories (Figure 4-9) :

- Onduleurs 2 états

- Onduleurs 3 états
- Onduleurs à modulation de largeur d'impulsions (MLI)
- Onduleurs à tension de sortie en marche d'escalier

L'onduleur de tension MLI est habituellement préféré pour sa réponse rapide et ses performances élevées. C'est pour cela que ce type d'onduleur est choisi dans la suite de notre étude.

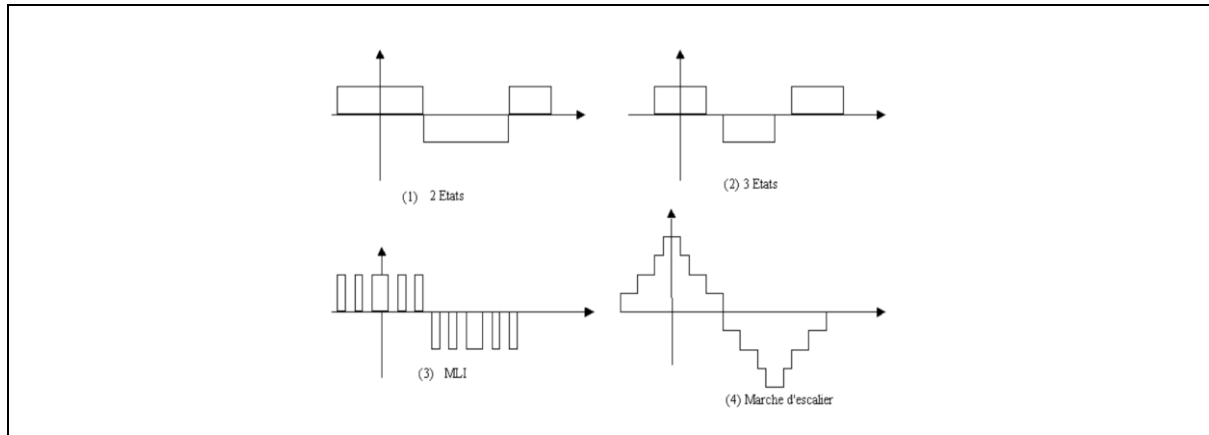


Figure 4-9 Formes de la tension de sortie

La Figure 4-10 représente un schéma fonctionnel d'un onduleur. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs commandés et de deux diodes en parallèle. Les diodes en parallèle avec les éléments de commutation servent à assurer la continuité du courant lors d'utilisation d'une charge inductive.

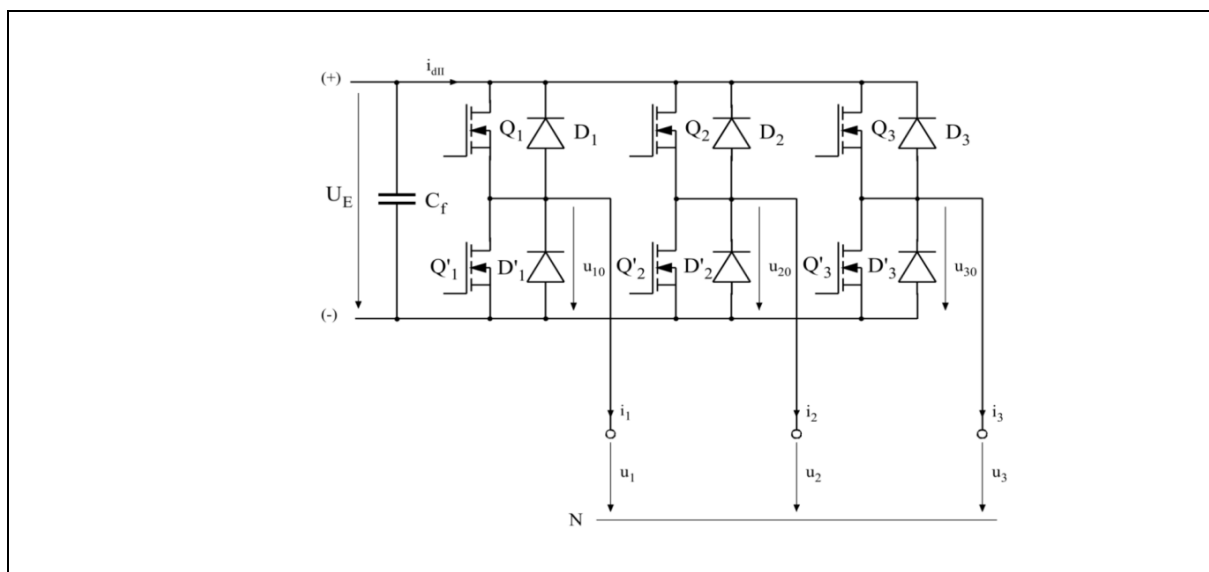


Figure 4-10 Schéma d'un onduleur

On suppose que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée. À chaque bras de l'onduleur est associée une fonction logique de connexion qui correspond aux signaux de commande des interrupteurs S_j ($j=1,2,3$), définis comme suit :

- $S_j=1$ si Q_j fermé, Q'_j ouvert
- $S_j=0$ si Q_j ouvert, Q'_j fermé

La tension de sortie de l'onduleur est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = U_E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec point neutre flottant, on a :

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad (4-4)$$

Alors on obtient :

$$\begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \frac{U_E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est :

$$i_{dl} = S_1 i_1 + S_2 i_2 + S_3 i_3 \quad (4-6)$$

Pour avoir des tensions sinusoïdales à la sortie de l'onduleur, on utilise la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI), en appliquant aux interrupteurs des créneaux de commande de largeur variable avec une périodicité constante. Cette stratégie est obtenue par la comparaison d'un signal de la tension de référence sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r , à un signal triangulaire (porteuse) d'amplitude V_p et fréquence f_p . Le taux de réglage est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête de l'onde de modulation. La sortie du comparateur permet, par l'intermédiaire de transistors de puissance, le pilotage d'une phase de l'onduleur. Les autres phases sont pilotées par des ensembles identiques, déphasées de 120° [4].

Dans cette technique, la fréquence de commutation est fixe ; le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande. Ainsi, la commande de l'onduleur permet de générer, par alternance de la tension, une tension composée de plusieurs créneaux de largeurs variables. Elle permet aussi, d'obtenir une tension variable en amplitude et en fréquence [58].

La technique MLI est caractérisée par :

- L'indice de modulation m qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse et de celle de la référence (modulante) $m = \frac{f_p}{f_r}$.
- L'indice d'amplitude r qui représente le rapport entre l'amplitude de la référence et celle de la porteuse $r = \frac{V_r}{V_p}$.

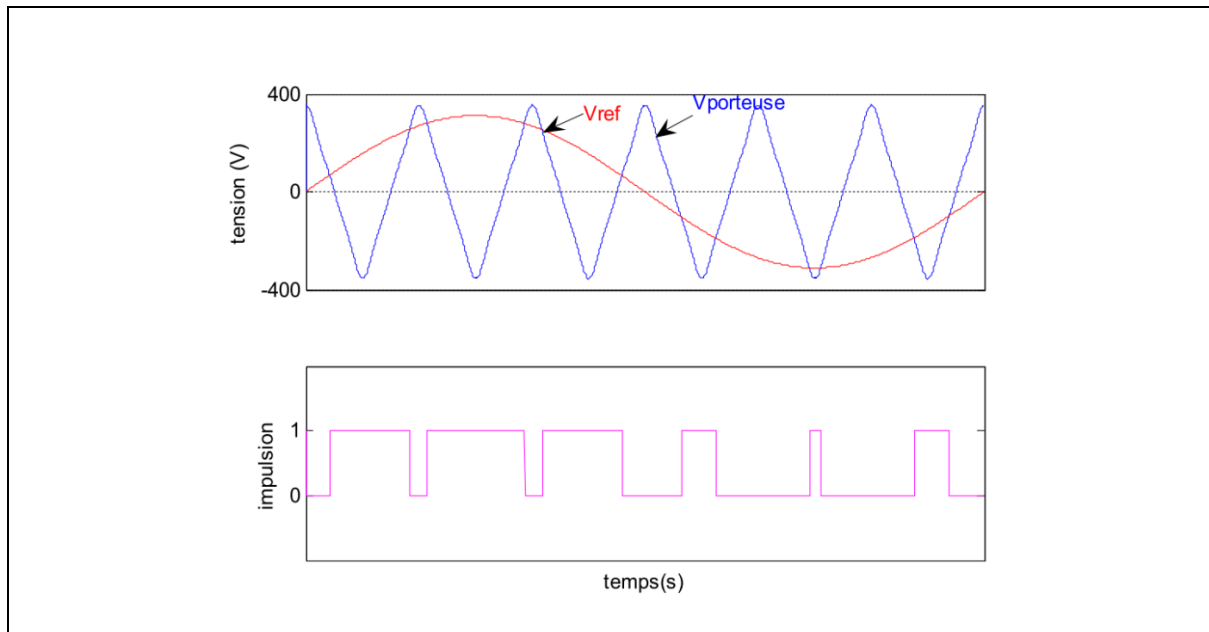


Figure 4-11 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

IV Simulations

Notre système a été modélisé et simulé dans Simulink comme indiqué dans la Figure 4-12. Les paramètres du panneau photovoltaïque utilisé sont résumés dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	Valeurs
Courant de court-circuit d'un module à $E = 1000 \text{ W/m}^2$	1 A
Tension de circuit ouvert d'un module à $E = 1000 \text{ W/m}^2$	19.44 V
Tension optimale d'un module à $E = 1000 \text{ W/m}^2$	15.12 V
Courant optimal d'un module à $E = 1000 \text{ W/m}^2$	0.902 A
Nombre de modules en série n_s	20
Nombre de modules en parallèle n_p	30

Tableau 4-3 Paramètres du panneau photovoltaïque

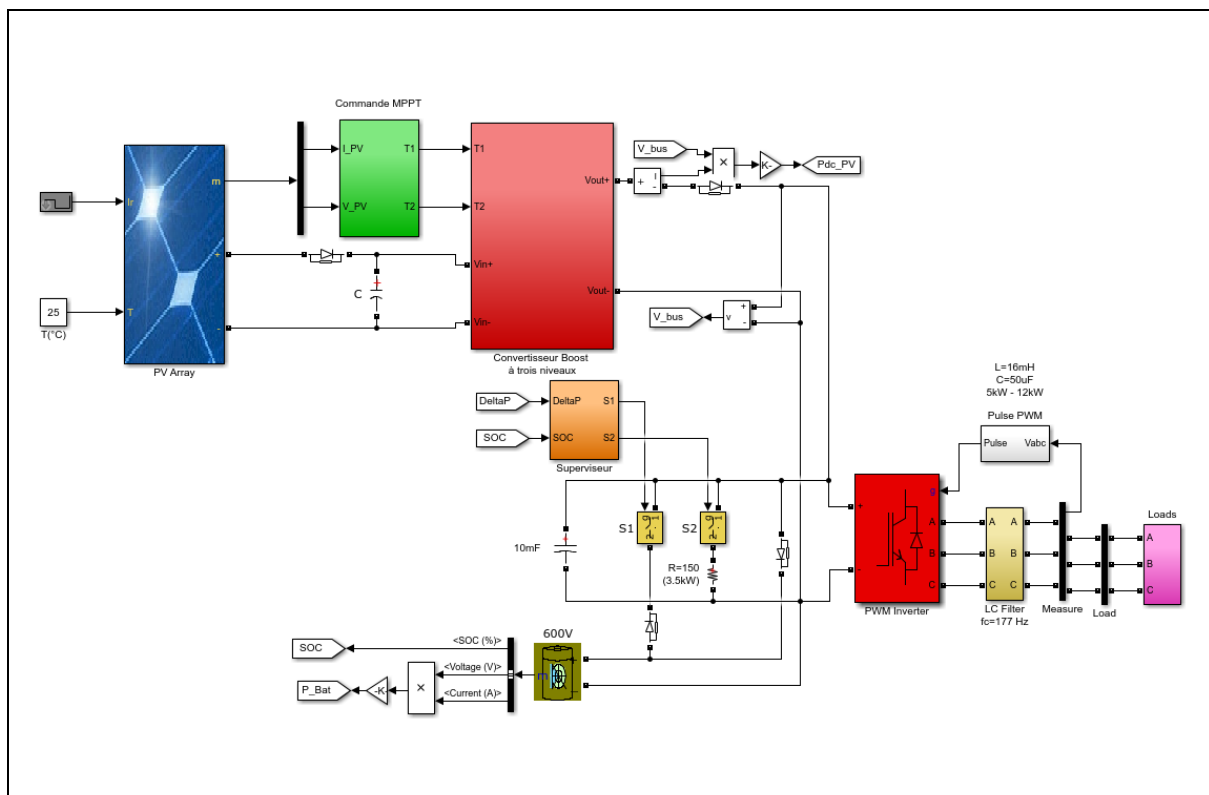


Figure 4-12 Modèle de simulation dans Simulink Matlab

IV.1 Conditions initiales

Au démarrage des simulations, on suppose que la batterie est chargée, l'état de charge de la batterie est de 95% (Plein). Les conditions atmosphériques et la charge sont variables, comme il est montré dans les Figure 4-13 et Figure 4-14.

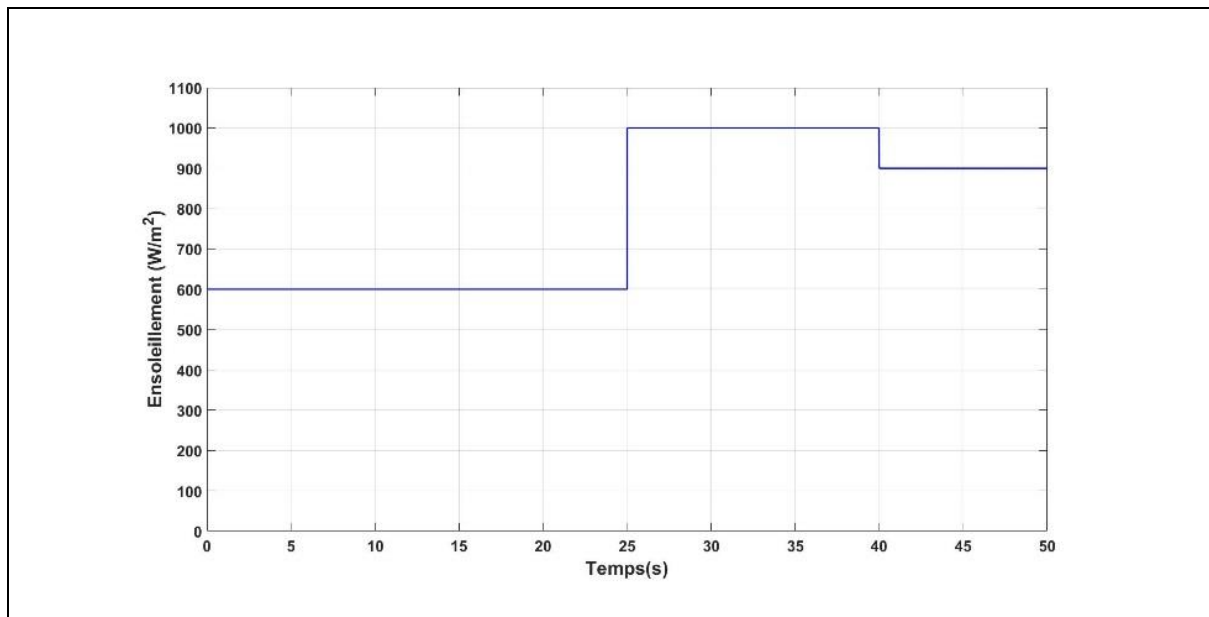


Figure 4-13 Variation de l'ensoleillement (conditions atmosphériques)

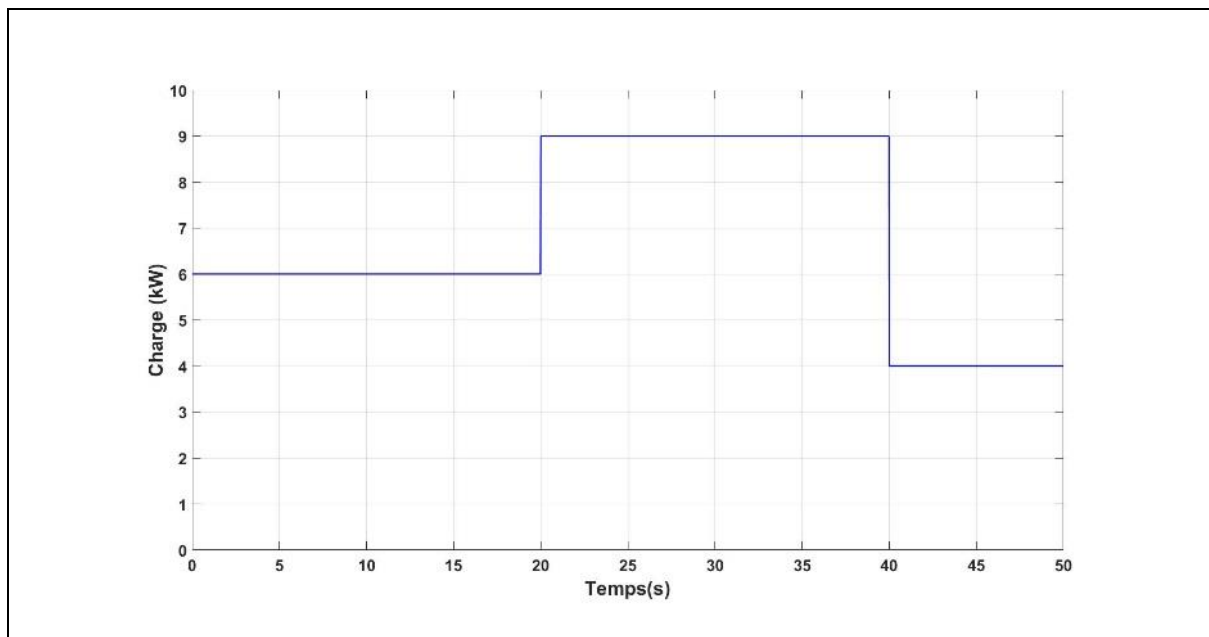


Figure 4-14 Variation de la charge

IV.2 Résultats de simulation

Le résultat obtenu (Figure 4-15) démontre que notre contrôleur fonctionne très bien : la poursuite du point de puissance maximale (PPPM) est optimale pendant la variation de l'ensoleillement et de la charge. La Figure 4-16 et la Figure 4-17 montrent la tension et le courant produits.

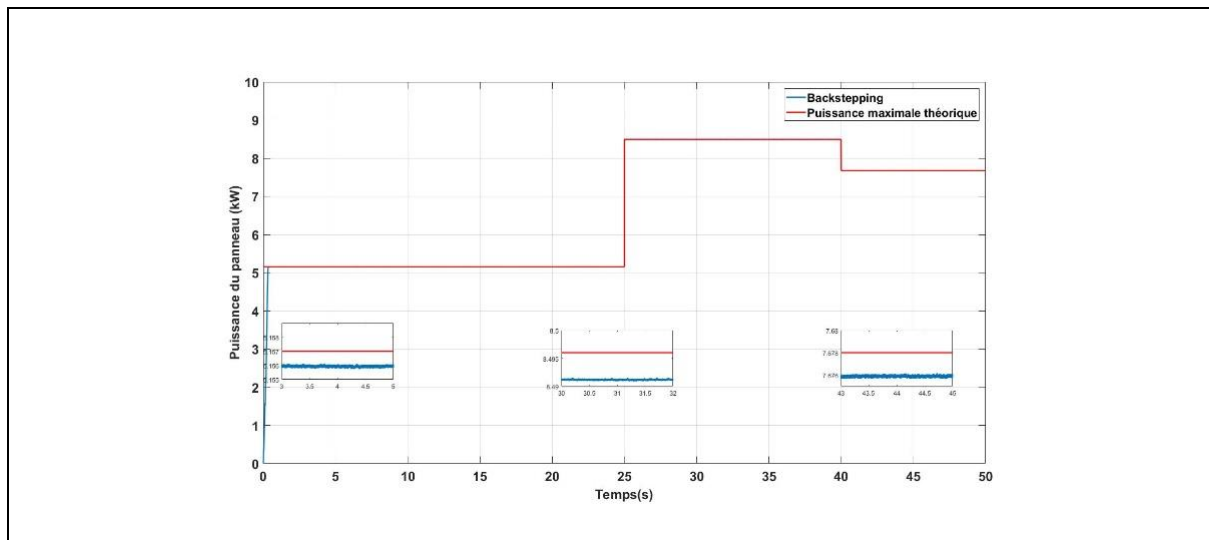


Figure 4-15 Puissance produite par un panneau photovoltaïque

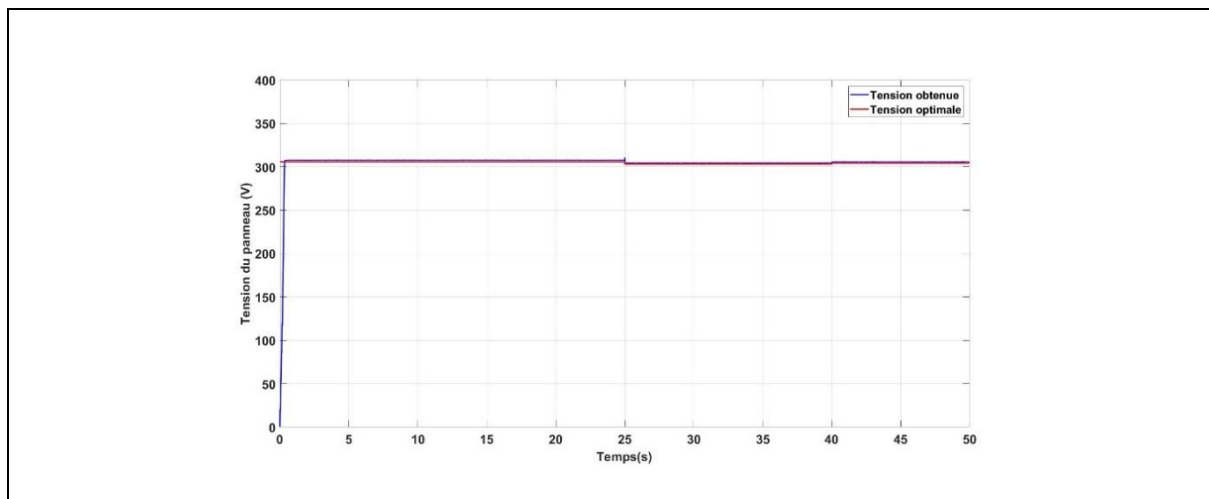


Figure 4-16 Tension du panneau photovoltaïque

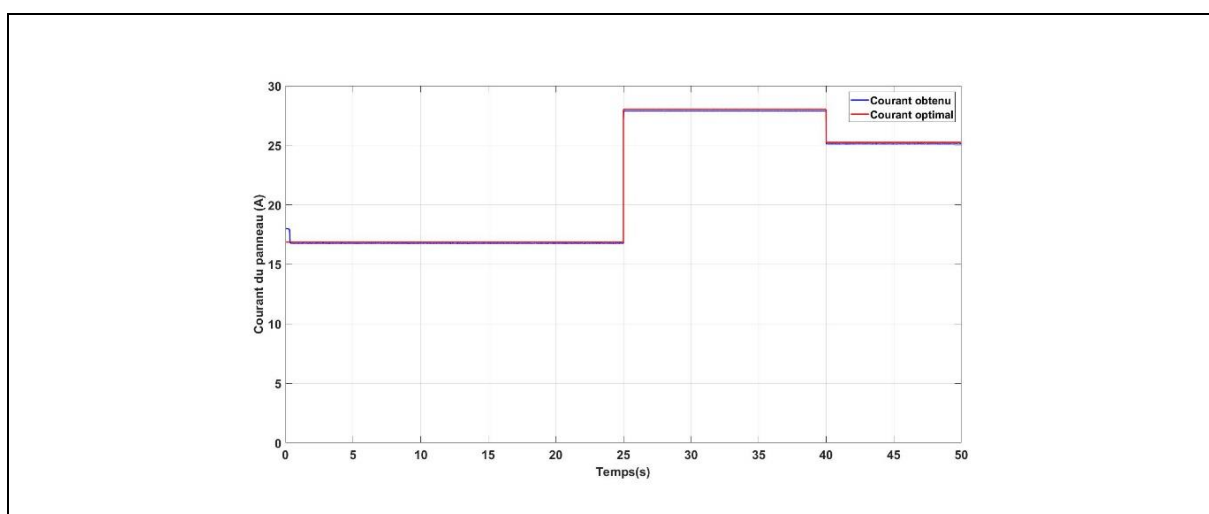


Figure 4-17 Courant du panneau photovoltaïque

On remarque dans la Figure 4-18 que jusqu'à la 40^{ème} seconde, l'énergie produite par système photovoltaïque est transférée totalement à la charge mais la demande de charge dépasse la puissance produite alors la batterie est déchargée ($S_1=1$) pour fournir la puissance manquante (Figure 4-20).

De la 40^{ème} seconde à la 50^{ème} seconde, la demande de charge diminue (de 9kW à 4 kW), les conditions climatiques sont favorables, la puissance produite dépasse la demande. Cependant, le surplus devient trop grand ($\Delta P=3.678$ kW) (voir la Figure 4-19). La résistance de délestage est enclenchée ($S_2=1$) pour dissiper le surplus de l'énergie et la batterie sera désactivée ($S_1=0$) (Figure 4-20 et Figure 4-21).

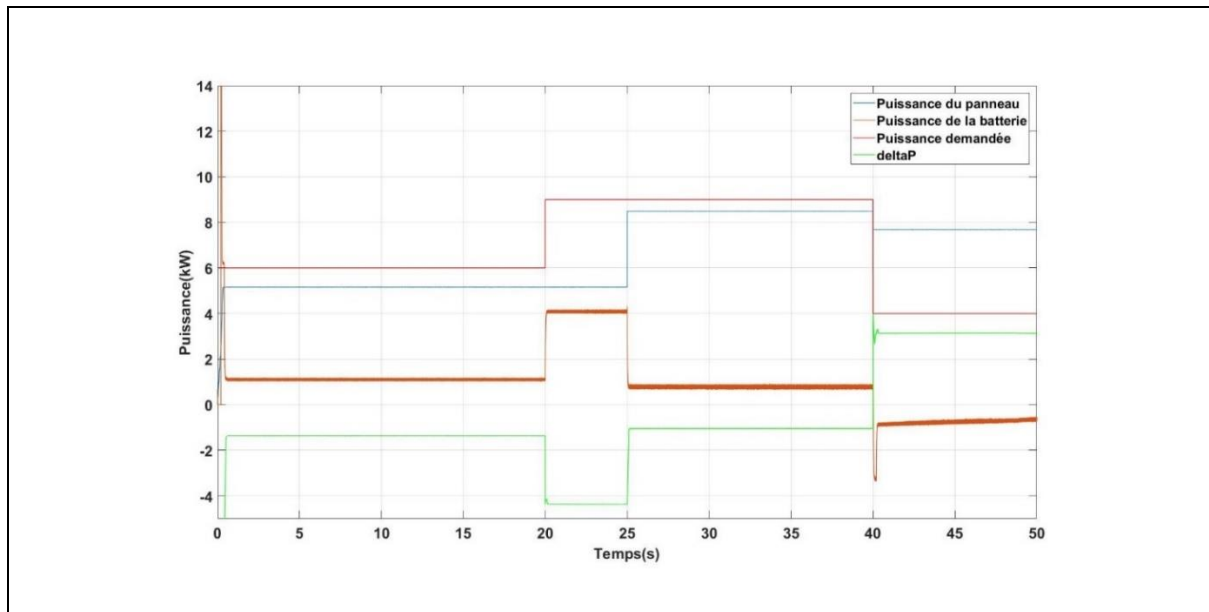


Figure 4-18 Puissance du générateur photovoltaïque, puissance de la batterie et puissance demandée

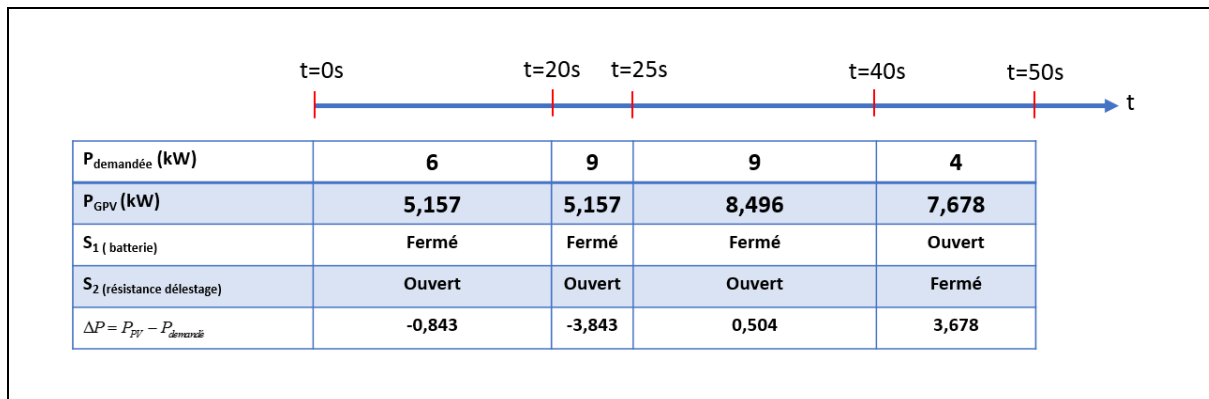


Figure 4-19 Scénario d'utilisation de la batterie et de la résistance de délestage selon les conditions climatiques et la variation de la charge

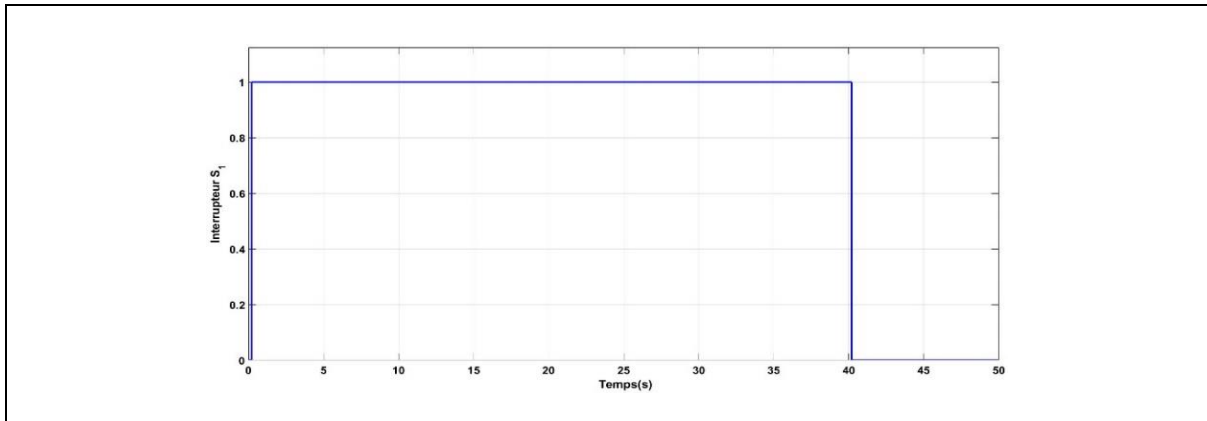


Figure 4-20 Interrupteur S_1

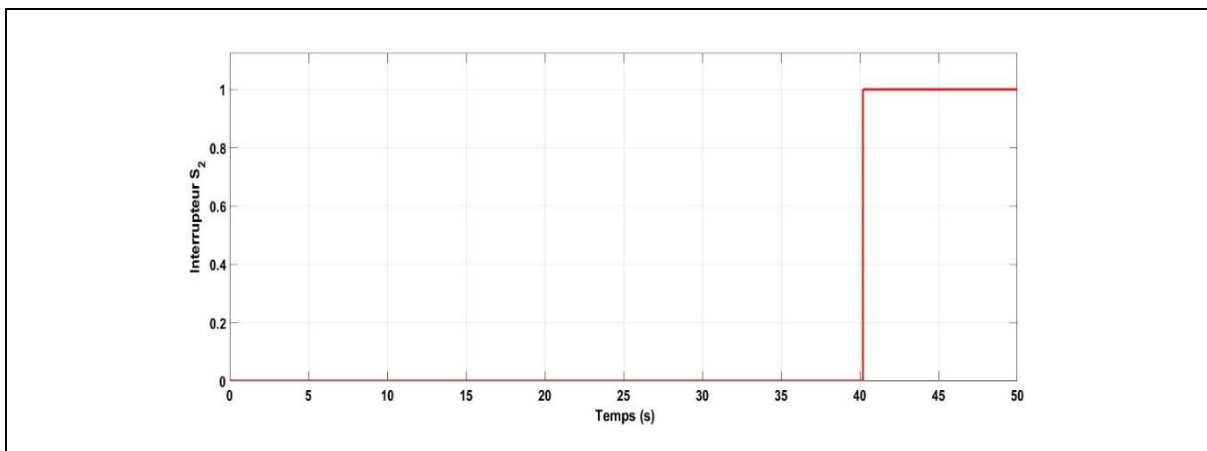


Figure 4-21 Interrupteur S_2

La Figure 4-22 montre la puissance fournie à la charge qui satisfait convenablement à la demande (voir la Figure 4-14).

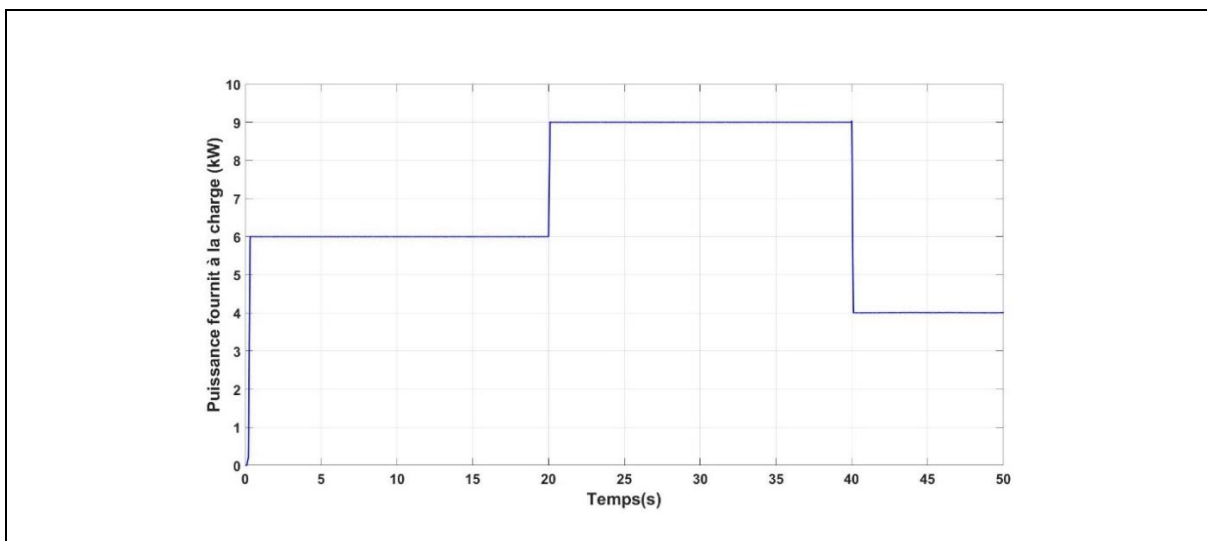


Figure 4-22 Puissance fournie à la charge

Ces résultats de simulations montrent que notre superviseur donne de bons résultats et qu'il satisfait toujours la demande de la charge, malgré les variations des conditions atmosphériques.

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un système de production d'électricité par l'énergie solaire photovoltaïque pour les sites isolés au Vietnam. Pour avoir un comportement optimal de l'installation, nous avons utilisé un superviseur flou. Celui-ci permet une gestion efficace de l'énergie pour satisfaire aux besoins du consommateur en énergie. Plusieurs résultats de simulations ont été présentés afin d'illustrer les performances de notre installation en présence de changements climatiques et de variation de la charge.

Dans tous les cas, ce système répond convenablement aux différentes simulations.

Chapitre 5 Continuité de service d'un système photovoltaïque

I Introduction

Les convertisseurs statiques DC-DC sont largement utilisés dans de nombreuses applications de l'électronique de puissance. Pour tous ces systèmes, leur continuité de service, leur fiabilité et leurs performances sont des préoccupations majeures.

Concernant la continuité de service, les convertisseurs statiques sont particulièrement sensibles aux défauts pouvant survenir au niveau de leurs interrupteurs commandables. L'étude a montré que les condensateurs électrolytiques aluminium et les interrupteurs de puissance sont les composants les plus fragiles dans les convertisseurs DC/DC. 60% des dysfonctionnements et des pannes sont dus aux condensateurs électrolytiques aluminium ; tandis que 31% sont dus aux défaillances et pannes provenant des interrupteurs de puissance [59]–[61]. Les convertisseurs sont particulièrement sensibles aux défauts au niveau des condensateurs électrolytiques aluminium et des interrupteurs de puissance parce qu'ils sont exposés à des contraintes mécaniques et thermiques élevées [62], [63] . La Figure 5.1 montre la distribution des défaillances pour chaque composant de puissance pour un convertisseur DC/DC.

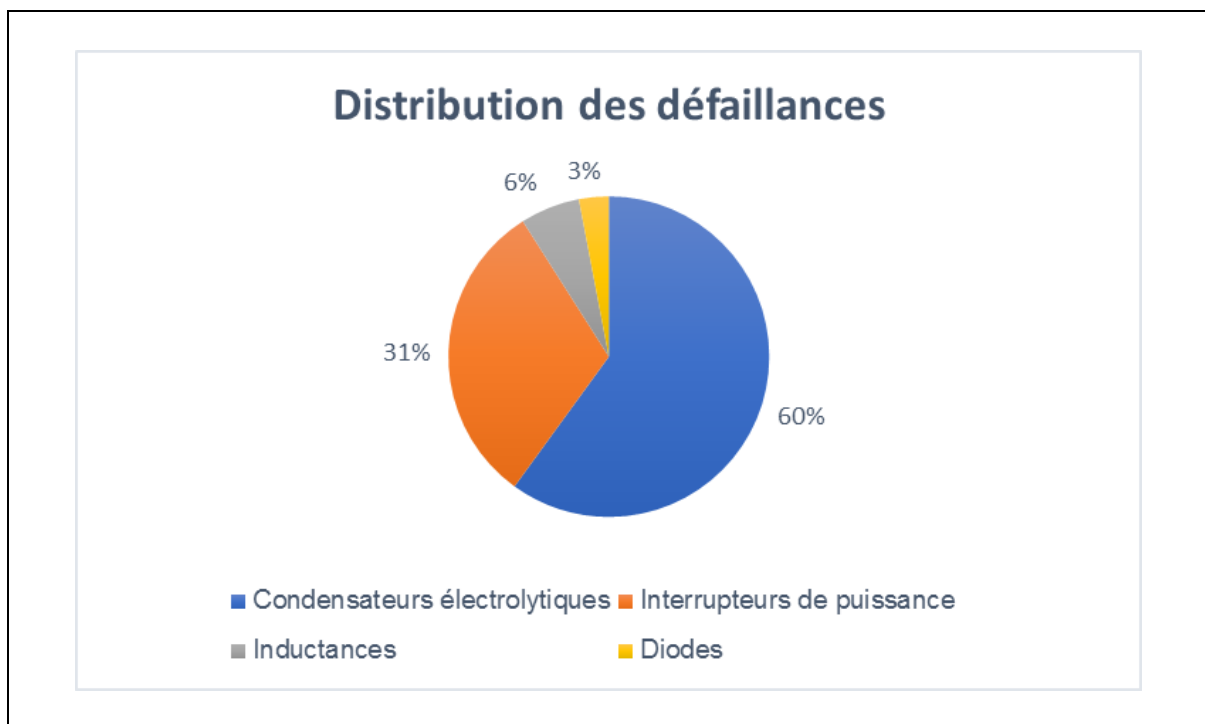


Figure 5.1 Distribution des défaillances

De nombreux travaux ont été rapportés dans la littérature concernant l'impact de la défaillance des interrupteurs commandables dans les convertisseurs DC/DC ces dernières décennies [61], [64], [65].

Comme tous les autres processus industriels, un système photovoltaïque peut être soumis, au cours de son fonctionnement, à différents défauts conduisant à une diminution de la performance du système, voire à l'indisponibilité totale du système. L'objectif de ce chapitre est de proposer une méthode permettant de détecter et de localiser les défauts dans une chaîne de conversion photovoltaïque, en particulier la défaillance de type circuit-ouvert (DCO), pouvant survenir au niveau des interrupteurs de commande du convertisseur Boost à trois niveaux. La méthode est basée sur le courant de l'inductance, la différence de tension aux bornes des condensateurs et la puissance produite par le générateur photovoltaïque. L'algorithme de diagnostic sera validé par simulation sous MATLAB/ Simulink. Une fois le diagnostic validé par simulation, la seconde partie proposera une nouvelle topologie de convertisseur Boost à trois niveaux à tolérance de pannes. Étant donné sa possibilité de reconfiguration, cette structure permettra de garantir la continuité de service de la chaîne de conversion.

II Défaut d'un interrupteur commandable

II.1 État de l'art

En raison de l'importance des semi-conducteurs de puissance, de nombreux chercheurs ont publié des articles concernant des méthodes de détection de défauts pour les convertisseurs de puissance, incluant les convertisseurs DC/DC [66]–[78].

En 2011, Park et al [72] proposent une méthode de détection des défauts des interrupteurs de puissance de type circuit ouvert pour un convertisseur DC/DC boost qui est un élément d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride. La méthode se base sur la comparaison du rapport cyclique et les pentes du courant dans l'inductance. En 2013, Jamshidpour et al [69], [73] proposent une nouvelle méthode de détection des défauts des interrupteurs de puissance (circuit ouvert et court-circuit) basés sur du Field Programmable Gate Array (FPGA). La méthode de détection est basée sur des critères de courant et de temps qui observent la pente du courant dans l'inductance tout au long du fonctionnement. En 2014, Ribeiro et al [70] présentent un convertisseur Boost trois niveaux tolérant aux défauts pour

une application photovoltaïque. La tolérance aux défauts est rendue possible grâce à l'ajout d'un triac placé entre le point milieu des deux condensateurs d'entrée et le point milieu des deux interrupteurs de puissance. Le triac permet de reconfigurer la topologie de base en un convertisseur boost deux niveaux. En 2015, Damien Guilbert et al proposent une méthode de détection des défauts de circuit-ouvert et de court-circuit pour un convertisseur DC/DC entrelacé pour une chaîne de traction des véhicules électriques à pile à combustible.

Tous ces travaux témoignent du fort intérêt porté à la détection des défauts dans les convertisseurs DC/DC. Cela souligne l'importance de la fiabilité des convertisseurs DC/DC dans le fonctionnement d'une chaîne de conversion d'énergie.

II.2 Analyse du fonctionnement du convertisseur DC-DC Boost à 3 niveaux.

Cette section est plus particulièrement consacrée à l'étude d'une méthode de détection de défaillance des interrupteurs commandables de type circuit-ouvert pour un convertisseur Boost à trois niveaux.

II.2.1 Fonctionnement normal

Dans une condition de fonctionnement normale, selon l'état de deux l'interrupteurs T_1 et T_2 (Figure 5.2), on peut définir quatre séquences de fonctionnement sur chaque période de fonctionnement du convertisseur et deux régions de fonctionnement suivant la valeur du rapport cyclique.

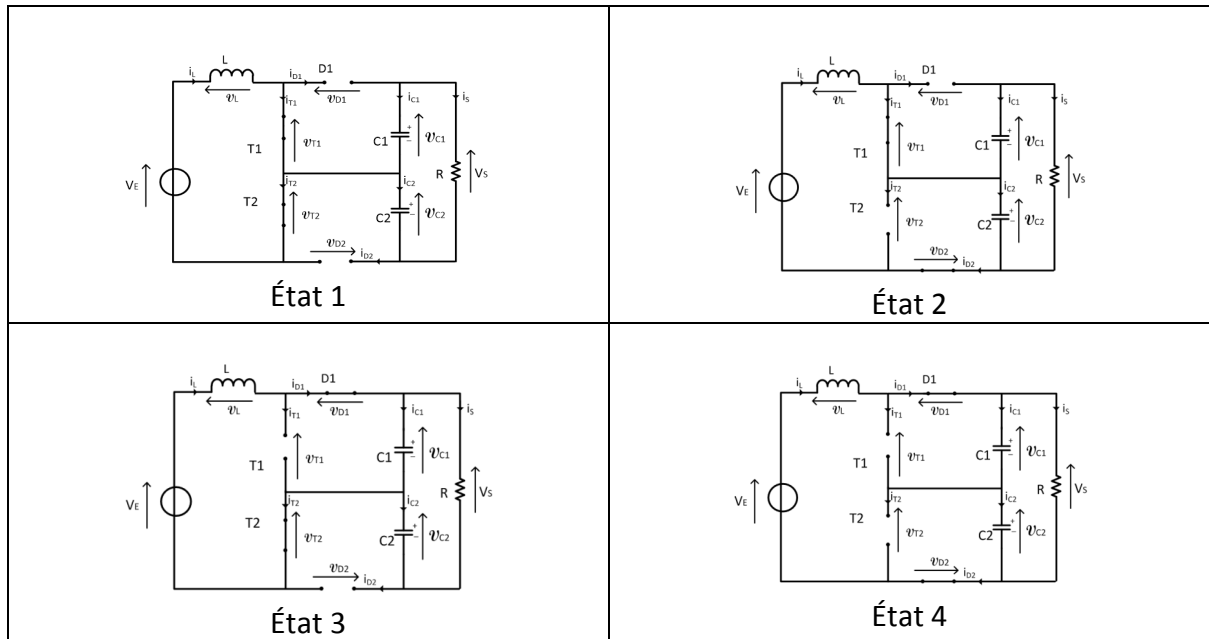


Figure 5.2 États d'un convertisseur Boost à trois niveaux

Les formes des ondulations du courant de l'inductance sont présentées sur les Figure 5.3 et Figure 5.4 pour chaque région de fonctionnement.

α est le rapport cyclique, g_1 et g_2 sont les ordres de commande des interrupteurs T_1 et T_2 . On remarque que dans des conditions normales de fonctionnement (sans défaut), le signe de la pente du courant de l'inductance $sign(di_L / dt)$ change simultanément avec la séquence de fonctionnement (Tableau 5-1 et Tableau 5-2).

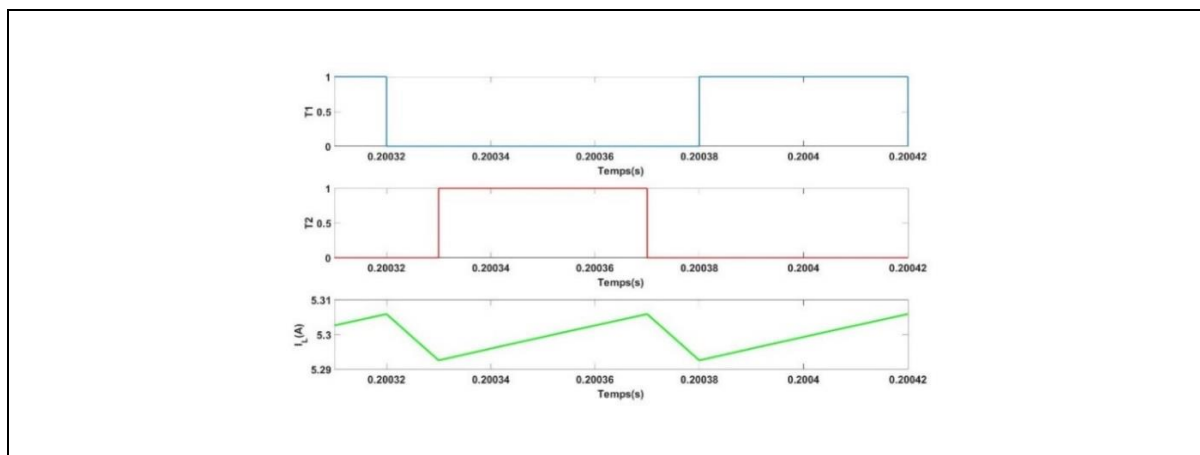


Figure 5.3 Courant d'inductance pour un rapport cyclique $\alpha=0.4$

Région 1 $\alpha < 0.5$	Séquence	1	2	3	4
	État	2	4	3	4
	L'ordre de commande g_1	1	0	0	0
	L'ordre de commande g_2	0	0	1	0
	Courant I_L	Croît	Décroît	Croît	Décroît
	$sign(di_L/dt)$	1	-1	1	-1

Tableau 5-1 Caractéristique du courant de l'inductance dans la région 1

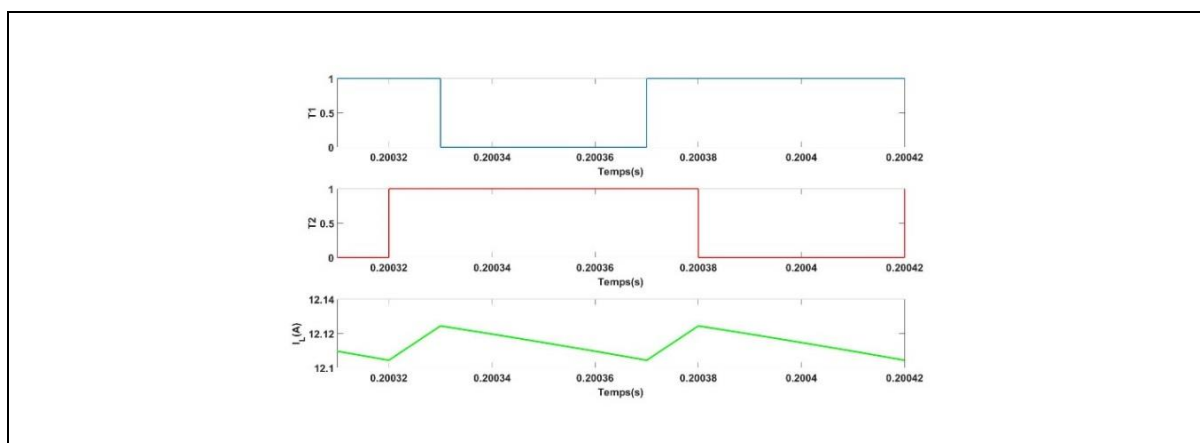


Figure 5.4 Courant d'inductance pour un rapport cyclique $\alpha=0.6$

Région 2 $\alpha > 0.5$	Séquence	1	2	3	4
	État	1	2	1	3
	L'ordre de commande g_1	1	1	1	0
	L'ordre de commande g_2	1	0	1	1
	Courant I_L	Croît	Décroît	Croît	Décroît
	$\text{sign}(di_L/dt)$	1	-1	1	-1

Tableau 5-2 Caractéristique du courant de l'inductance dans la région 2

II.2.2 Fonctionnement en défaut

On va maintenant considérer un défaut de type circuit-ouvert (bloqué à l'état ouvert) au niveau de l'un des deux interrupteurs T_1 ou T_2 . On remarque que le courant i_L décroît quel que soit l'ordre de commande g_2 ou g_1 .

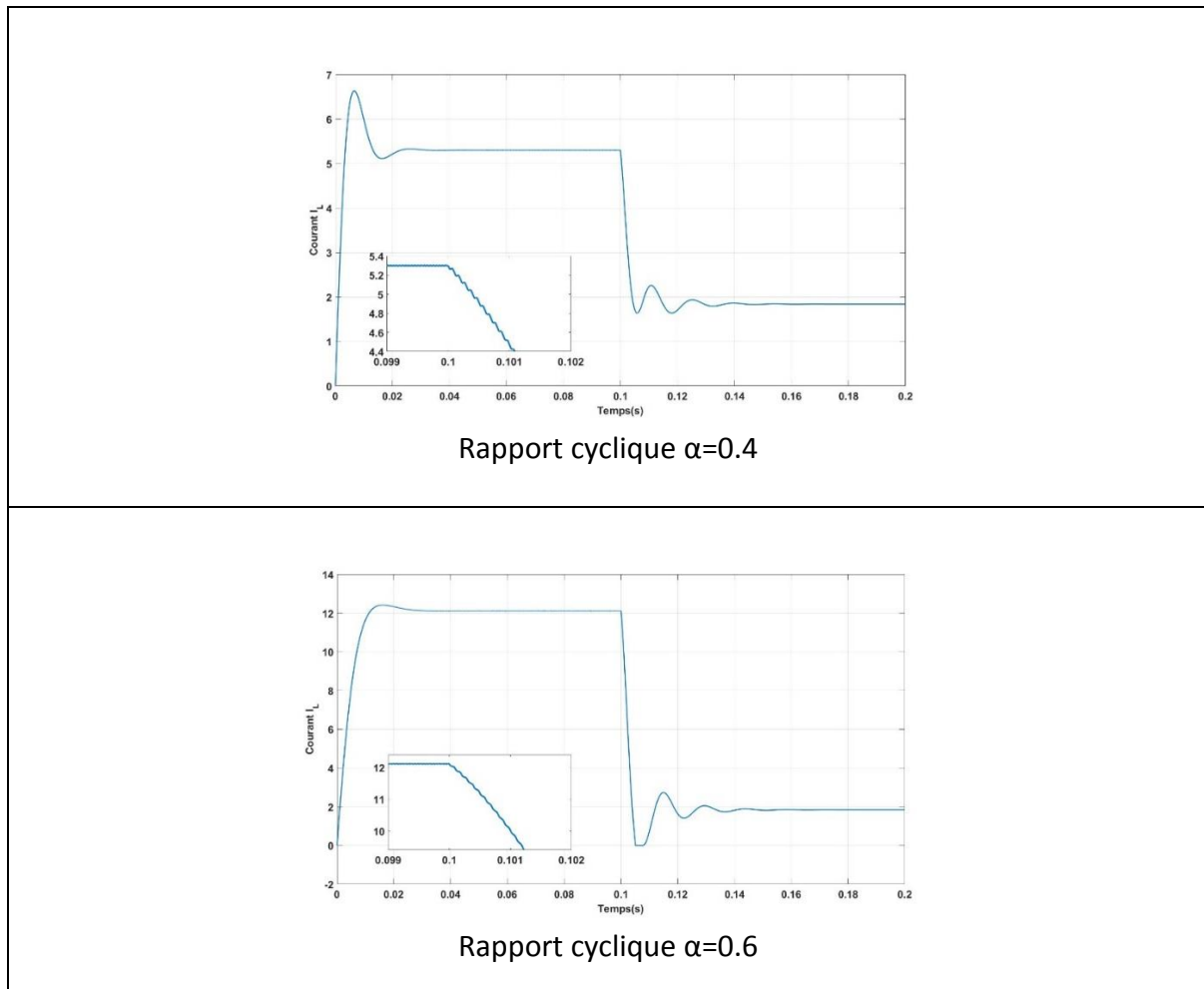
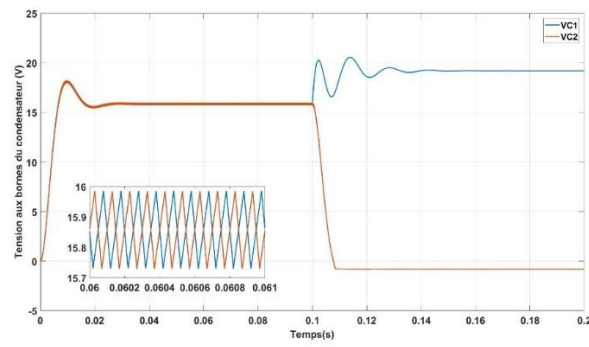
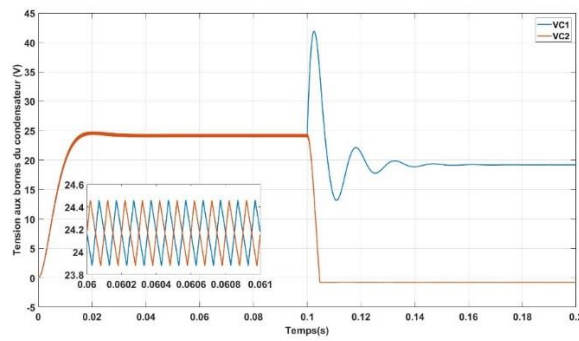


Figure 5.5 Comportement du courant de l'inductance lors de l'apparition d'un défaut de type circuit-ouvert en T_1 et T_2 .

En outre, on remarque aussi que par suite de l'apparition d'un défaut, il y a une grande différence de tension aux bornes des condensateurs. Ces différences sont illustrées dans les Figure 5.6 ou Figure 5.7 lorsqu'il y a un circuit ouvert sur T_1 ou T_2 .

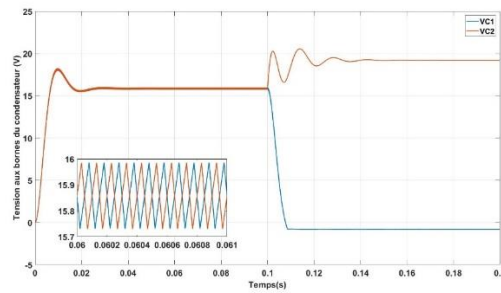


Rapport cyclique $\alpha=0.4$

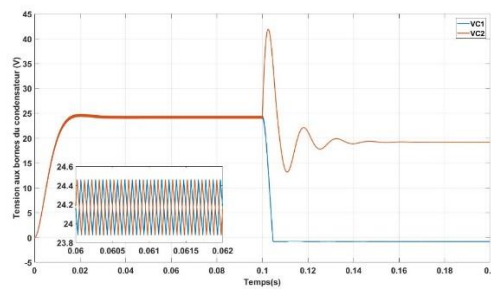


Rapport cyclique $\alpha=0.6$

Figure 5.6 Tensions aux bornes des condensateurs pour un défaut de type circuit-ouvert T_1



Rapport cyclique $\alpha=0.4$



Rapport cyclique $\alpha=0.6$

Figure 5.7 Tensions aux bornes des condensateurs pour un défaut de type circuit-ouvert T_2

Par conséquent, une variable de diagnostic de défaut peut être créée en utilisant la différence entre la tension de sortie des condensateurs : $Z = V_{C_1} - V_{C_2}$ pour déterminer lequel des deux interrupteurs est en panne.

II.2.3 Principe de détection des défauts

Par suite des résultats de l'analyse précédente, la pente du courant traversant l'inductance, son signe, l'ordre de commande g_1 et g_2 , le rapport cyclique et la différence de tension aux bornes des condensateurs sont choisis comme des éléments de base pour développer une méthode de détection de défaut de type circuit-ouvert.

Le signe de la pente du courant i_L est noté $S_{di_L/dt}$:

$$S_{di_L/dt} = \text{sign}\left(\frac{di_L}{dt}\right) \quad (5-1)$$

On rappelle qu'il est inutile de connaître la valeur exacte de di_L/dt , mais seulement son signe. Si i_L augmente, $S_{di_L/dt} = 1$, et si i_L diminue $S_{di_L/dt} = -1$.

Afin de développer notre méthode, on utilise aussi un signal S , défini par :

$$S = \text{sign}(g_1 - 0.5) \cdot \text{sign}(g_2 - 0.5) \cdot \text{sign}(\alpha - 0.5) \quad (5-2)$$

On remarque bien que dans les deux cas normaux de fonctionnement (sans défaut), les signaux S et $S_{di_L/dt}$ sont de même valeur (Tableau 5-3 et Tableau 5-4).

Si le rapport cyclique $\alpha < 0.5$

	Séquence 1	Séquence 2	Séquence 3	Séquence 4
$\text{sign}(g_1 - 0.5)$	1	-1	-1	-1
$\text{sign}(g_2 - 0.5)$	-1	-1	1	-1
$\text{sign}(\alpha - 0.5)$	-1	-1	-1	-1
S	1	-1	1	-1
$\text{sign}(di_L/dt)$	1	-1	1	-1

Tableau 5-3 Valeurs des signaux dans la région 1

Si le rapport cyclique $\alpha > 0.5$

	Séquence 1	Séquence 2	Séquence 3	Séquence 4
$\text{sign}(g_1-0.5)$	1	1	1	-1
$\text{sign}(g_2-0.5)$	1	-1	1	1
$\text{sign}(\alpha-0.5)$	1	1	1	1
S	1	-1	1	-1
$\text{sign}(di_L/dt)$	1	-1	1	-1

Tableau 5-4 Valeurs des signaux dans la région 2

Le défaut peut alors être détecté en comparant les deux signaux S et $S_{di_L/dt}$. L'erreur, notée ε , est alors obtenue par :

$$\varepsilon = (S \neq S_{di_L/dt}) \quad (5-3)$$

La Figure 5.8 présente le schéma de principe de l'algorithme de détection.

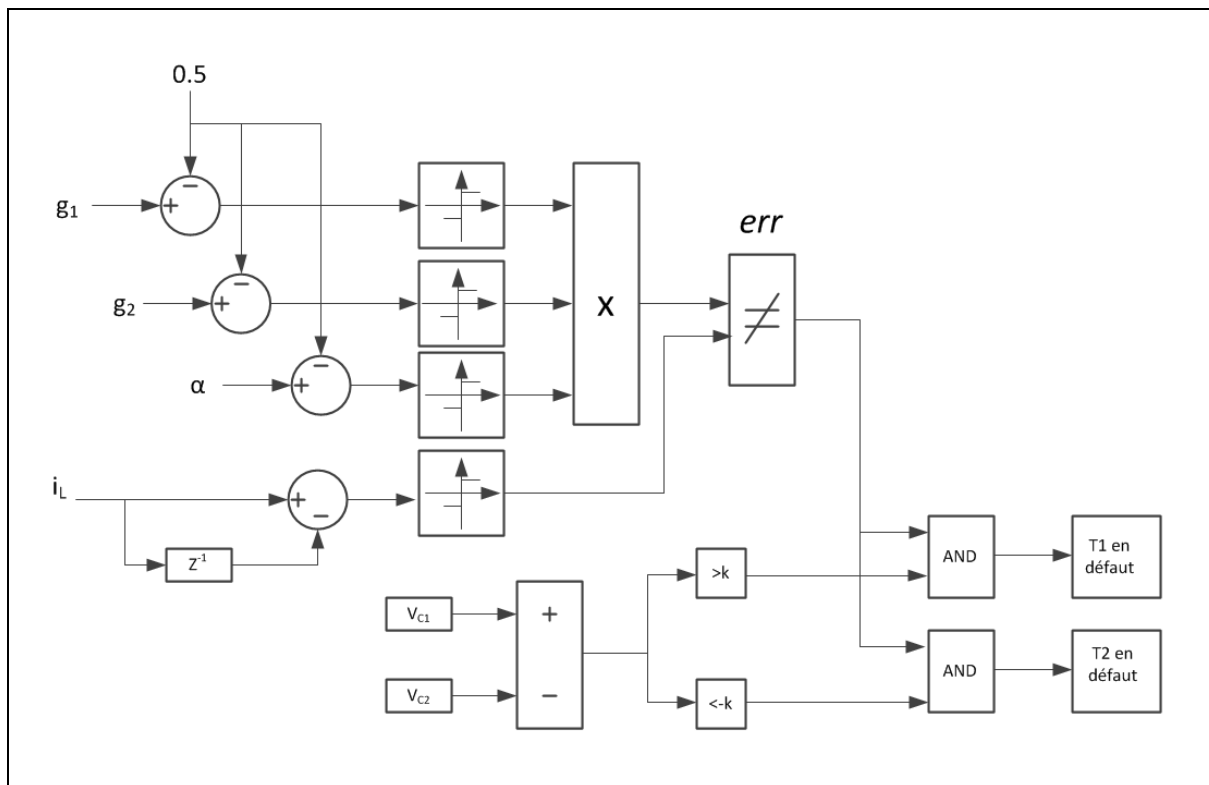


Figure 5.8 Schéma de principe de l'algorithme de détection

Si les signaux S et $S_{di_L/dt}$ ont la même valeur, alors ε sera égal à 0 ; on peut conclure que le système est en mode de fonctionnement normal. Si les signaux S et $S_{di_L/dt}$ sont différents, ε sera égal à 1 ; on peut conclure qu'il y a un défaut de type circuit-ouvert.

$$\text{Conditions normales : } S_{di_L/dt} = S \rightarrow err = 0$$

$$\text{Conditions anormales : } S_{di_L/dt} \neq S \rightarrow err = 1$$

Ensuite, selon la différence de tension aux bornes des condensateurs, on peut différencier lequel des deux interrupteurs est défaillant. Si $\Delta V = V_{C_1} - V_{C_2} > k$, T_1 est en défaut et si $\Delta V = V_{C_1} - V_{C_2} < -k$, T_2 est en défaut. k est un seuil positif prédéfini.

II.3 Simulations

Pour cette simulation, la valeur de la tension de source est de 20 (V), le rapport est cyclique $\alpha=0.6$. Un défaut de type circuit-ouvert (DCO) a été généré aléatoirement en simulation par la mise à 0 de l'ordre de commande de l'interrupteur T_1 . Les résultats des simulations obtenues sont présentés aux Figure 5.9, Figure 5.10 et Figure 5.11.

Examinons maintenant en détail l'évolution temporelle des différents signaux de l'algorithme de détection lors de la défaillance de T_1 . Le défaut de type circuit ouvert apparaît alors à l'instant $t=0.120834539657703$ (s) (aléatoire). À la suite de l'apparition du DCO, le signe de la pente de i_L passe à -1 car le courant i_L diminue (Figure 5.9).

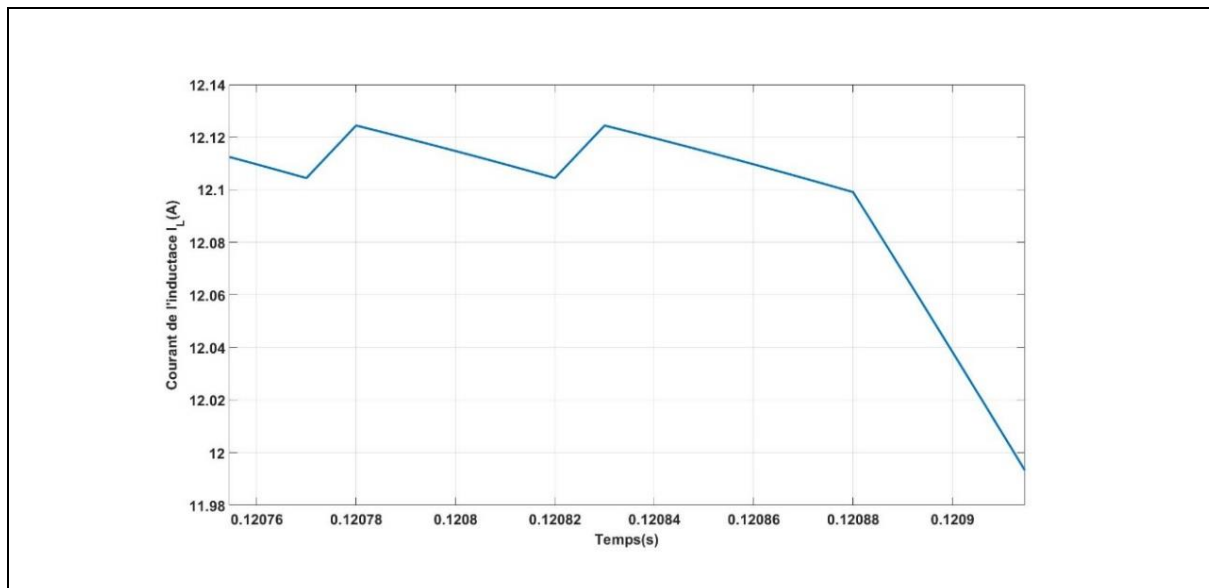


Figure 5.9 Courant de l'inductance lors de l'apparition d'un défaut DCO

Maintenant, on observe les $\text{sign}(S)$ dans les 2 cas : fonctionnement normal et fonctionnement en défaut sur le Tableau 5-5.

		Séquence 1	Séquence 2	Séquence 3	Séquence 4
Fonctionnement normal	$\text{sign}(g_1-0.5)$	1	1	1	-1
	$\text{sign}(g_2-0.5)$	1	-1	1	1
	$\text{sign}(\alpha-0.5)$	1	1	1	1
	S	1	-1	1	-1
	$\text{sign}(di_L/dt)$	1	-1	1	-1
Fonctionnement en défaut DOC en T_1	$\text{sign}(g_1-0.5)$	-1	-1	-1	-1
	$\text{sign}(g_2-0.5)$	1	-1	1	1
	$\text{sign}(\alpha-0.5)$	1	1	1	1
	S	-1	1	-1	-1
	$\text{sign}(di_L/dt)$	-1	-1	-1	-1

Tableau 5-5 Étude des "sign" pour les deux modes de fonctionnement

On voit que le signal « err » passe à l'état 1 au début de la séquence 2 car $S_{di_L/dt} \neq S$, le signal de détection de défaut est activé. Ensuite, le signal détectant la différence de tension aux bornes des condensateurs est aussi activé (Figure 5.10). Notre méthode a détecté la défaillance de l'interrupteur T_1 .

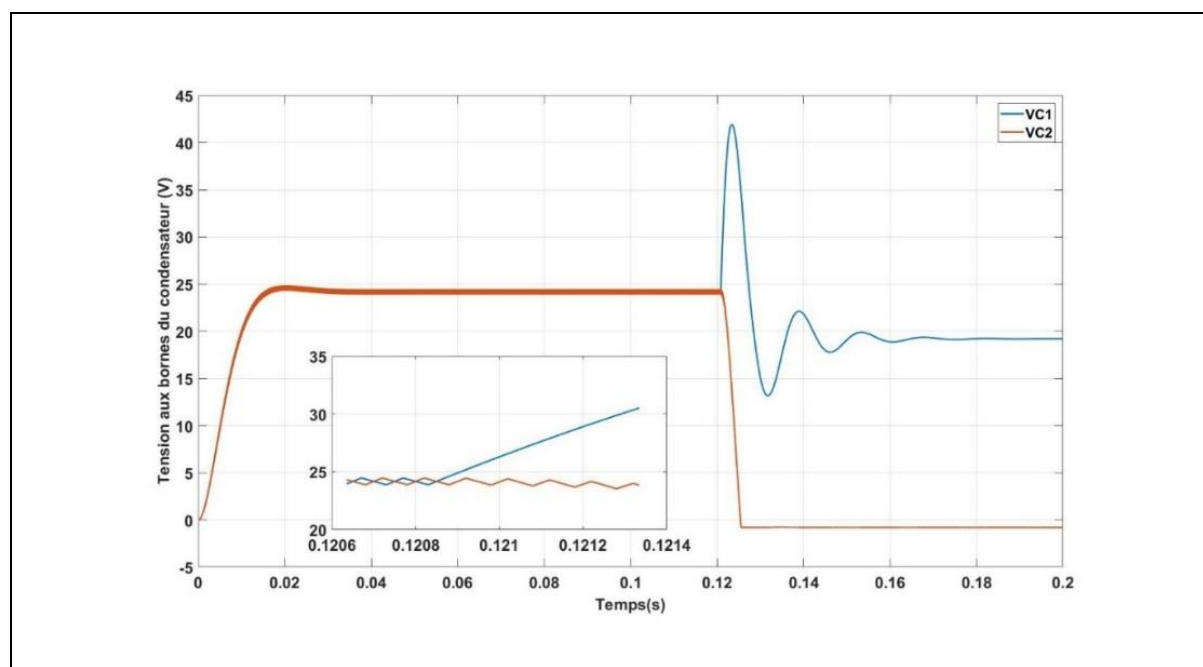


Figure 5.10 Tension aux bornes des condensateurs lors de l'apparition d'un défaut DCO

Voir sur la Figure 5.11 :

- Apparition du défaut à l'instant $t=0.120834539657703$ (s)
- Défaut détecté à l'instant $t=0.1238800000000001$ (s)
- Temps de détection : 0.003045460342298 (s)

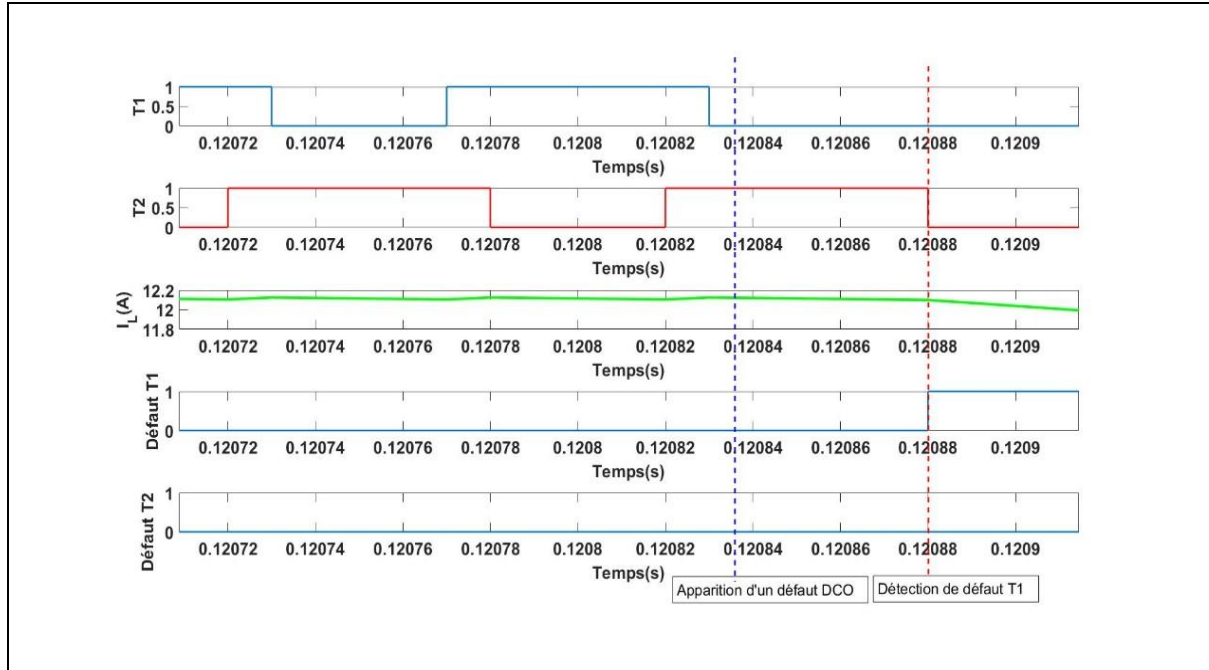


Figure 5.11 Défaut DCO au niveau de l'interrupteur T_1 détecté par notre méthode

Dans ce cas, le temps de détection est :

$$t_{\text{détection}} = 0.120834539657703 - 0.1238800000000001 = 0.003045460342298 \text{ (s)}$$

III Continuité de service en mode dégradé d'un système photovoltaïque

La perte d'une fonction du convertisseur de puissance peut avoir des conséquences graves et réduit la performance de la chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque. Pour cette raison, l'utilisation des méthodes de détection des défauts est nécessaire. Comme il a été mentionné dans l'objectif de la thèse, seule la partie convertisseur statique DC-DC est retenue dans ce travail. L'algorithme de détection a été validé sur le convertisseur seul. La prochaine étape serait de vérifier que notre méthode s'applique lors de l'insertion du convertisseur dans une chaîne de production d'énergie. La modélisation est faite tant en fonctionnement sain qu'en fonctionnement défaillant du convertisseur Boost à trois niveaux.

III.1 Défaut de type circuit-ouvert des interrupteurs commandables du convertisseur Boost à 3 niveaux

Pendant le mode de fonctionnement sain, le convertisseur Boost à 3 niveaux joue le rôle d'un étage d'adaptation. Il est associé à la commande MPPT pour extraire le maximum de puissance quelles que soient les variations des conditions atmosphériques et de la charge.

On considère qu'un défaut de type circuit-ouvert sans compensation se produit sur l'interrupteur T_1 du convertisseur Boost à 3 niveaux (Figure 5.12).

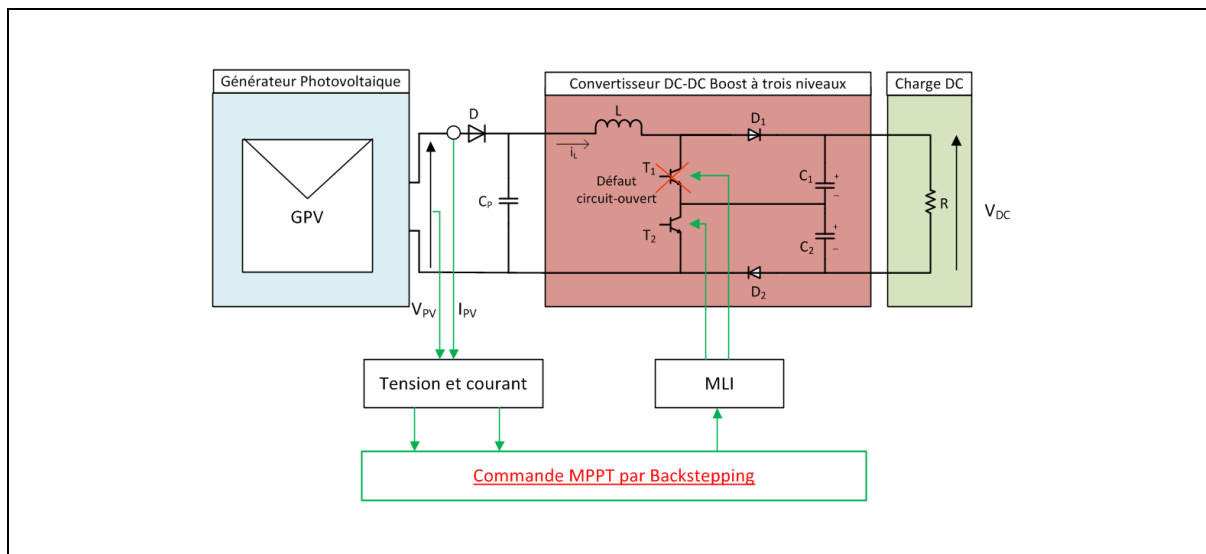
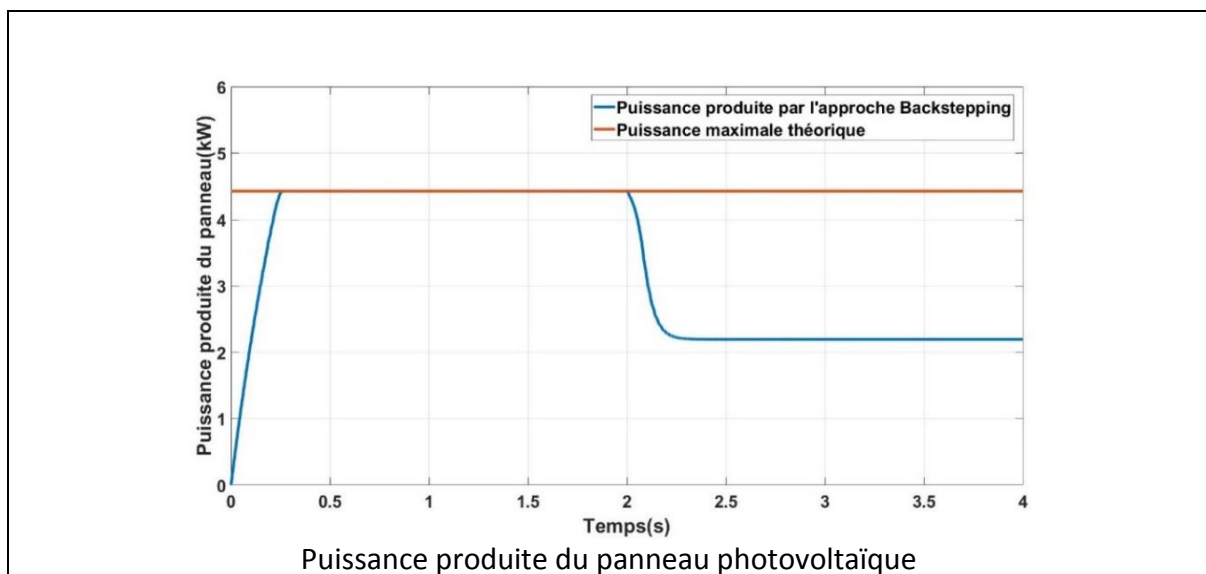


Figure 5.12 Défaut de type circuit-ouvert T_1 du convertisseur Boost à 3 niveaux

La Figure 5.13 présente les résultats obtenus par simulation :



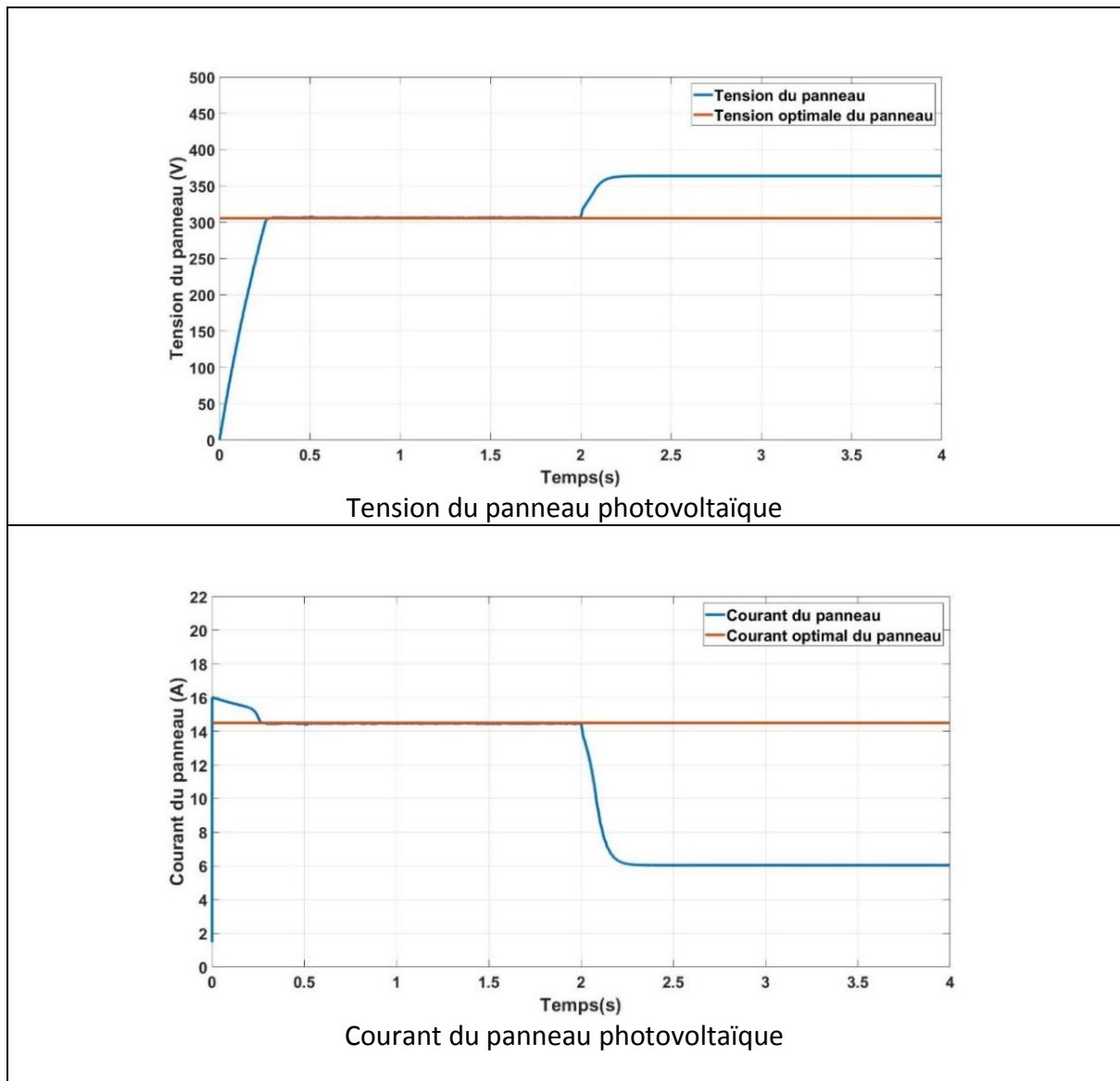


Figure 5.13 Effets du défaut de type circuit-ouvert du convertisseur Boost à 3 niveaux dans une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque

Dans ce cas, on a remarqué que le courant du panneau diminue, la tension du panneau augmente et la puissance produite diminue (Tableau 5-6).

E=800 W/m2 T=25°C	Courant (A)	Tension (V)	Puissance (kW)
Mode de fonctionnement sain	14.49	305.6	4.429
Défaut de circuit ouvert	6.04	363.5	2.195
Évolution	Diminution	Augmentation	Diminution

Tableau 5-6 Effets de la défaillance de l'interrupteur en circuit ouvert sur le GPV

Les variations de température et de rayonnement influencent aussi la tension, le courant et la puissance du système de photovoltaïque de différentes façons (Tableau 5-7).

	Courant	Tension	Puissance
Augmentation de l'ensoleillement	Augmentation	Augmentation	Augmentation
Diminution de l'ensoleillement	Diminution	Diminution	Diminution
Augmentation de la température	Augmentation	Diminution	Diminution
Diminution de la température	Diminution	Augmentation	Augmentation

Tableau 5-7 Effets de l'ensoleillement et de la température sur le GPV

En comparant les 2 tableaux, l'évolution du courant, de la tension et de la puissance sont aussi des éléments de base pour développer la méthode de détection des défauts de type circuit ouvert du convertisseur Boost à 3 niveaux dans une chaîne de production d'énergie photovoltaïque.

III.2 Détection et compensation du défaut de type circuit-ouvert du convertisseur Boost à 3 niveaux

III.2.1 Détection du défaut

Pour détecter le défaut, on s'est basé sur la méthode proposée dans la section précédente combinée avec les effets de la défaillance de l'interrupteur en circuit ouvert sur le GPV (Figure 5.14).

Notre méthode a permis de détecter le défaut de type circuit ouvert du T_1 , qui s'est produit à l'instant $t=2(s)$ à $t=2.01274(s)$. (voir Figure 5.15)

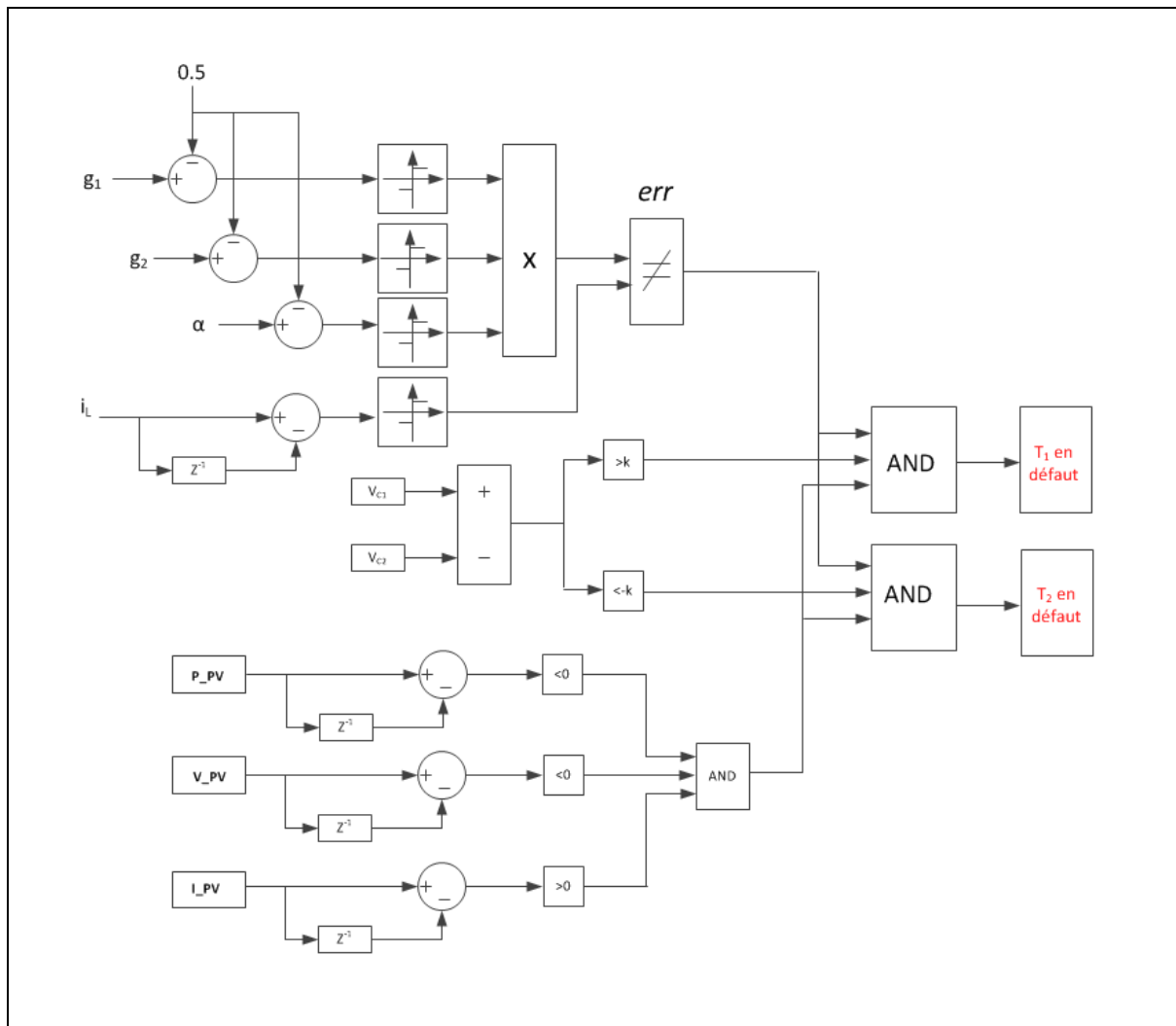


Figure 5.14 Algorithme de détection d'un défaut de type circuit ouvert dans une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque

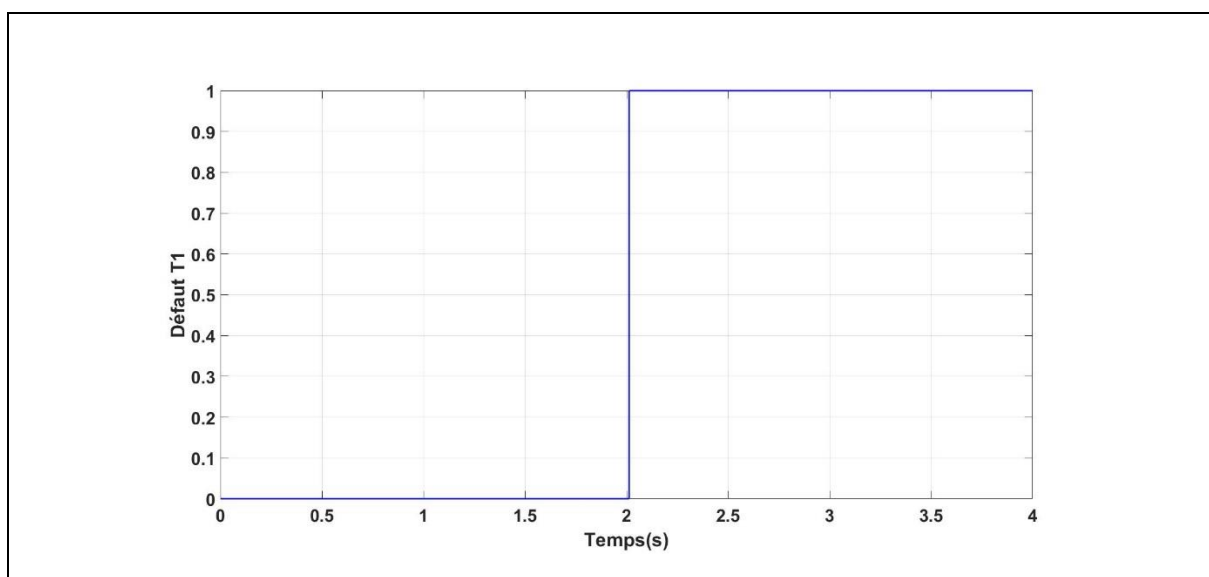


Figure 5.15 Signal sur l'interrupteur T_1 (défaut)

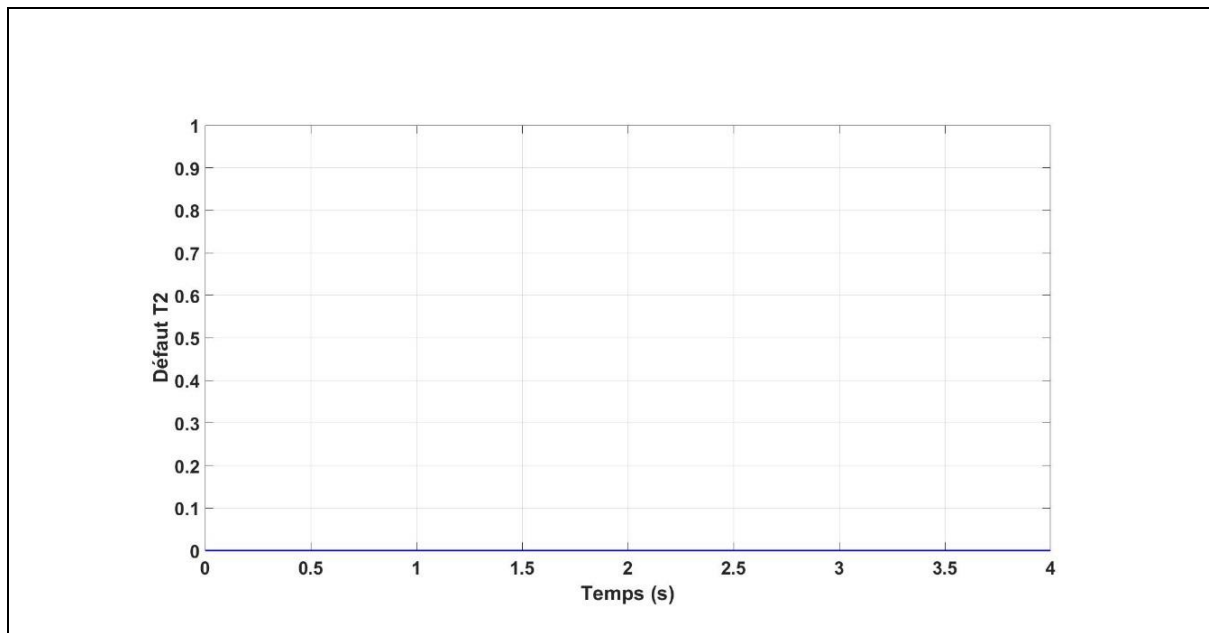


Figure 5.16 Signal sur l'interrupteur T₂ (pas de défaut)

III.2.2 Commande tolérante aux défauts

Introduite dans les années 80, la commande tolérante aux fautes est l'objet de plusieurs travaux de recherche dans le domaine des systèmes à risque. L'objectif principal est de pallier les problèmes liés à l'apparition des défauts pouvant conduire à des fonctionnements non désirés, voire catastrophiques. Pour un système tolérant aux fautes, deux étapes principales sont nécessaires :

- Détection du défaut
- Reconfiguration du système

La première étape a été étudiée et validée à la section précédente. Nous allons maintenant examiner la stratégie pour la reconfiguration du système.

Le schéma de principe de contrôle du système PV tolérant aux défauts avec bras redondant est présente dans la Figure 5.17. Un convertisseur Boost à 3 niveaux a la possibilité de fonctionner en mode dégradé, ce qui nous permet d'assurer un service proche du comportement nominal en attendant une maintenance corrective.

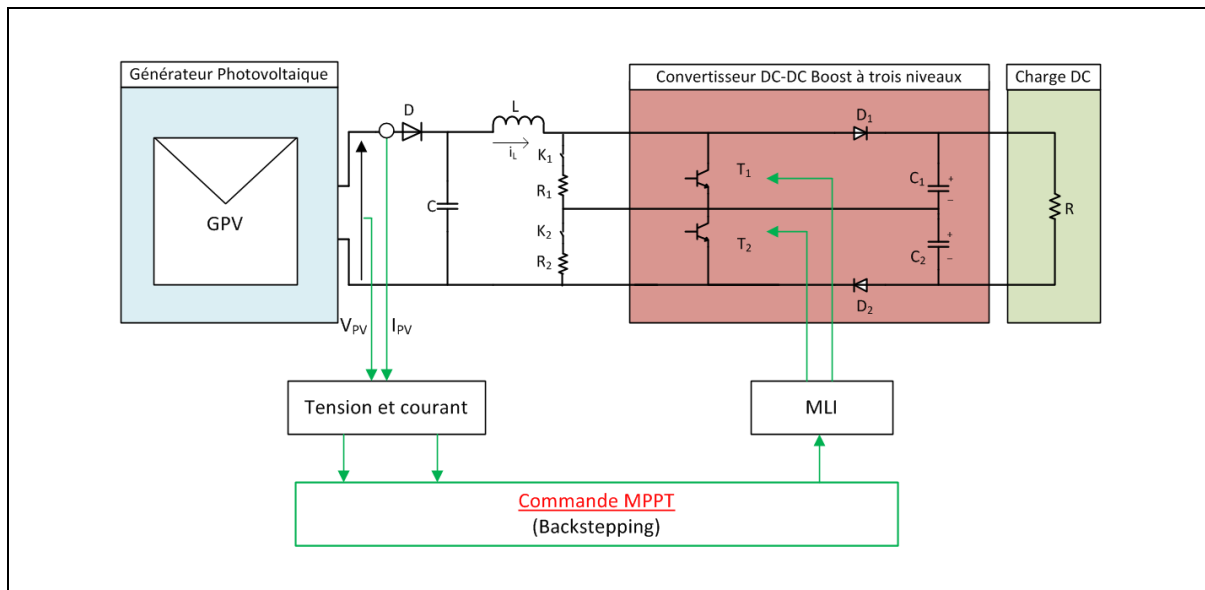


Figure 5.17 Topologie à tolérance de défauts incluant des interrupteurs redondants

Nous allons maintenant étudier la reconfiguration suite à un DCO sur T_1 (Figure 5.18). Dans ce cas, l'interrupteur défectueux T_1 est remplacé après la détection de défaut par K_1 .

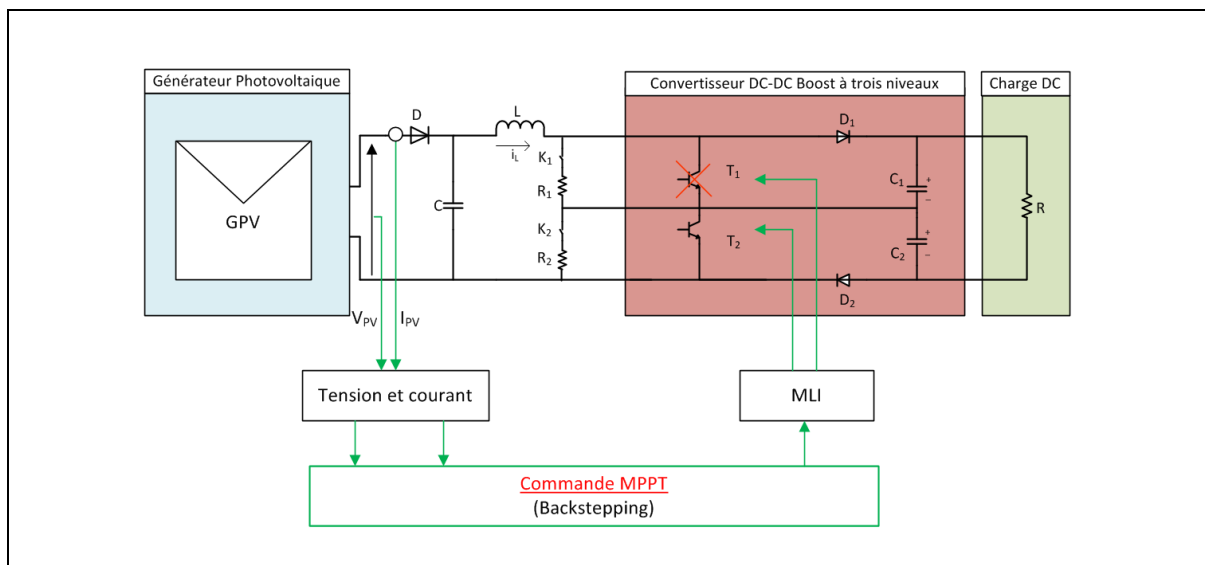


Figure 5.18 Défaut DCO dans une chaîne de conversion photovoltaïque

Les simulations de l'ensemble du système étudié et sa commande ont été réalisées afin de valider l'efficacité des stratégies de diagnostic. Nous pouvons visualiser à la Figure 5.18) qu'après la détection du défaut par notre méthode, l'interrupteur défectueux (T_1) est remplacé par l'interrupteur redondant (K_1), ce qui permet au système de continuer à

fonctionner en mode dégradé mais permet de garantir approximativement les mêmes performances. On peut noter aussi que le défaut circuit ouvert engendre néanmoins des effets transitoires indésirables sur la qualité de l'énergie fournie à la charge.

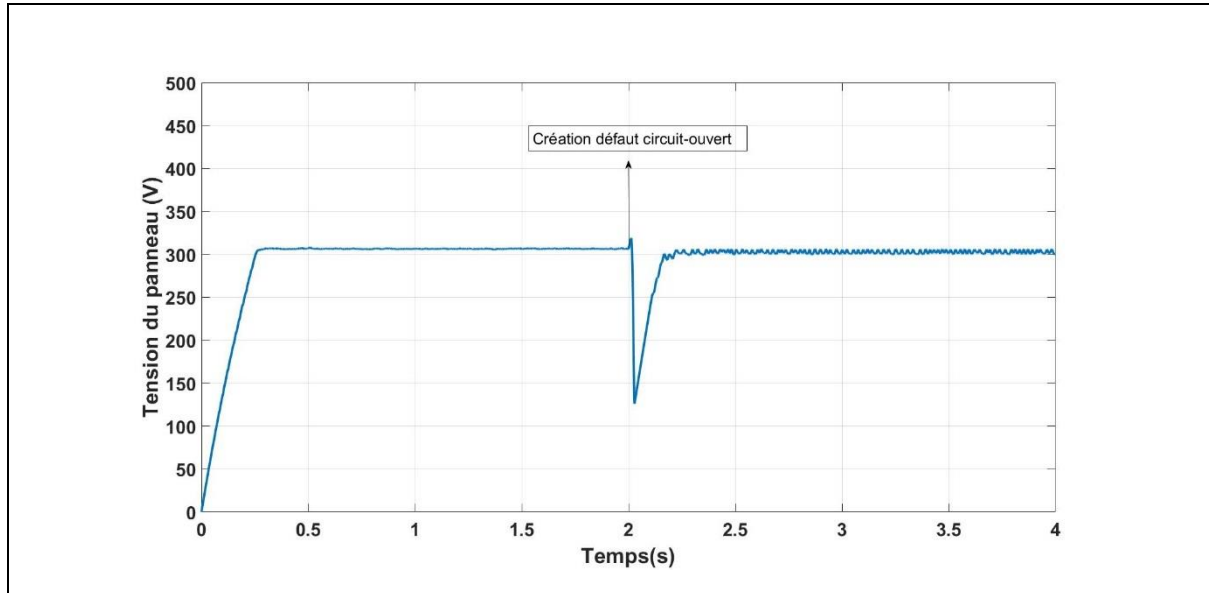


Figure 5.19 Tension du panneau photovoltaïque lors de l'apparition d'un défaut DCO

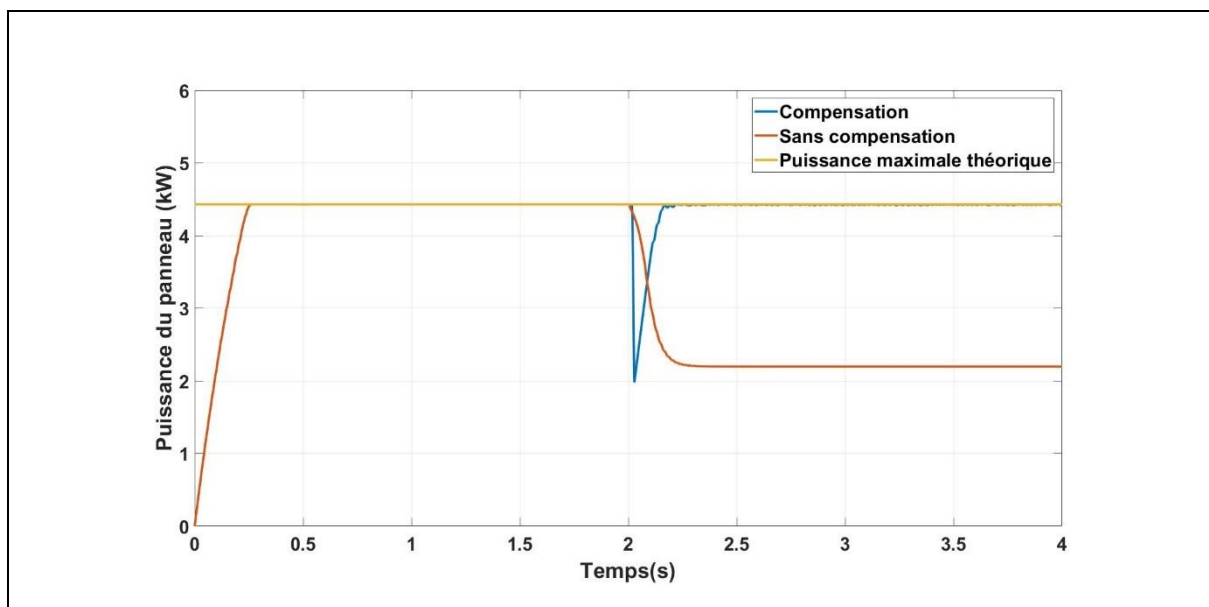


Figure 5.20 Compensation du défaut de type circuit-ouvert de l'interrupteur T_1 du convertisseur Boost à 3 niveaux

Comme on peut l'observer sur la Figure 5.20, l'application du contrôle tolérant aux défauts permet de garantir approximativement les mêmes performances.

IV Conclusion

Dans ce chapitre, on a traité la continuité de service d'un convertisseur Boost à 3 niveaux et d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque. Un convertisseur Boost à trois niveaux est utilisé en tant qu'étage d'adaptation dans une chaîne de conversion photovoltaïque. Il exige un très haut niveau de sécurité, ce qui donne un intérêt majeur au diagnostic de pannes des interrupteurs.

Dans un premier temps, on a proposé une méthode permettant de détecter les défauts des interrupteurs commandables dans les convertisseurs Boost à 3 niveaux. Cette méthode est basée sur l'observation de la pente du courant traversant l'inductance, le signe du courant traversant l'inductance et l'ordre de commande des interrupteurs. Afin de valider la fonctionnalité de la méthode proposée, une simulation a été effectuée sur Matlab Simulink.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons proposé une topologie tolérante aux défauts de type circuit-ouvert d'un interrupteur commandable. La topologie proposée ajoute deux interrupteurs (redondance), qui remplaceront les interrupteurs défectueux. Les résultats de simulation ont montré que le système photovoltaïque garantit approximativement les mêmes performances après apparition du défaut.

Conclusions et Perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont pour objectif de contribuer à la mise en place et à l'amélioration d'une chaîne de conversion de l'énergie solaire en électricité fonctionnant de manière autonome dans un site isolé.

Ces améliorations consistent à augmenter le rendement de la méthode MPPT par l'approche Backstepping, de gérer de manière efficace les flux d'énergie par l'ajout d'un superviseur flou et d'assurer la continuité de service d'une chaîne de conversion d'énergie photovoltaïque en diagnostiquant les pannes et en assurant un fonctionnement correct au système.

Dans un premier temps, nous avons proposé, modélisé et contrôlé une structure de convertisseur DC-DC « Boost » à trois niveaux pour la chaîne de conversion photovoltaïque. Ce type de convertisseur a répondu à de nombreuses problématiques dans les applications des énergies renouvelables : l'efficacité énergétique, la diminution de l'ondulation de courant et la tolérance aux défauts. En automatique, la modélisation constitue une étape importante afin de mettre en place une loi de commande. Pour cela, nous avons établi un modèle moyen du convertisseur Boost à 3 niveaux pour synthétiser une loi de commande par l'approche Backstepping.

Dans un deuxième temps, l'intérêt de l'étage d'adaptation dans la chaîne de conversion photovoltaïque a été abordé. Nous avons élaboré une loi de commande non-linéaire, basée sur l'approche Backstepping pour l'extraction de la puissance photovoltaïque maximale. Cette commande a permis d'imposer au générateur photovoltaïque de fonctionner autour de son point de puissance maximale quelles que soient les variations des conditions climatiques et de la charge. Les résultats obtenus par cette méthode ont montré l'efficacité de l'approche présentée par rapport à la méthode « P&O » et à la méthode par logique floue.

Dans l'étape suivante, notre étude s'est focalisée sur l'électrification d'un site autonome de petite puissance au Vietnam à base de panneaux photovoltaïques. La chaîne de conversion photovoltaïque nécessite l'utilisation d'une unité de stockage (batterie plomb-acide) et d'un superviseur flou pour gérer les flux d'énergie de manière efficace. Plusieurs simulations ont été effectuées en considérant différents cas d'exploitation et de conditions climatiques pour montrer l'intérêt et l'efficacité du système.

Finalement, nous avons traité la continuité de service d'un système de conversion d'énergie photovoltaïque. Un convertisseur Boost à trois niveaux est utilisé en tant qu'étage d'adaptation dans une chaîne de conversion photovoltaïque. Il exige un très haut niveau de sécurité, ce qui donne un intérêt majeur au diagnostic de pannes des interrupteurs. Nous avons proposé une méthode permettant de détecter les défauts des interrupteurs commandables dans les convertisseurs Boost à 3 niveaux. Cette méthode est basée sur l'observation de la pente du courant traversant l'inductance, le signe du courant traversant l'inductance et l'ordre de commande des interrupteurs. Afin de valider la fonctionnalité de la méthode proposée, des simulations ont été effectuées sur Matlab Simulink. Ensuite, nous avons proposé une topologie tolérant les défauts de type circuit-ouvert d'un interrupteur commandable. La topologie proposée ajoute deux interrupteurs (redondance), qui remplaceront le ou les interrupteurs défectueux. Les résultats de simulation ont montré que le système photovoltaïque garantit approximativement des performances similaires au cas de fonctionnement du système en mode sain.

L'ensemble de ces travaux a permis de montrer qu'il était possible d'utiliser des systèmes photovoltaïques de faible puissance parfaitement adaptés à des conditions d'ensoleillement, de température et de charge variables avec une fiabilité très importante.

Par ailleurs, ces travaux ouvrent de nombreuses perspectives. Nous pouvons citer trois cas qui pourraient être traités :

- Implémentation en temps réel d'un système photovoltaïque global pour valider ces travaux et l'efficacité de ces commandes et proposer un prototype au Vietnam ;
- Étude en mode normal et dégradé d'un système éolien de production d'énergie électrique ;
- Étude en mode normal et dégradé d'un système hybride éolien-photovoltaïque-batterie de production d'énergie électrique.

Bibliographie

- [1] U. E. I. A. Washington, 'International Energy outlook 2017', 2017.
- [2] L. L. Freris and D. G. Infield, *Renewable energy in power systems*. Chichester, U.K: John Wiley & Sons, 2008.
- [3] 'Chiffres clés du climat – France et Monde', Services de l'Observation et des Statistiques (SOeS), Edition 2017.
- [4] Q. M. Huynh, 'Optimisation de la production de l'électricité renouvelable pour un site isolé', Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2012.
- [5] ADEME, 'Guide pour le montage de projets de petite hydroélectricité', 2003.
- [6] L. A. D. L'ADEME, 'La production éolienne d'électricité', p. 7.
- [7] A. René, 'Stratégies de commande sans capteur et de gestion de l'énergie pour les aérogénérateurs de petite puissance', Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2014.
- [8] 'Advancing the global renewable energy transition', REN21, 2017.
- [9] 'Les énergies renouvelables dans le monde'. [Online]. Available: <http://www.enr.fr/energies-renouvelables-dans-le-monde>.
- [10] AIE, 'World Energy Outlook 2016 - Résumé - French Translation', 2016.
- [11] 'BP Statistical Review of World Energy 2015', British Petroleum, London, 2015.
- [12] Danish Energy Agency, 'Vietnam Energy Outlook Report', 2017.
- [13] H. A. N. Trinh, 'Une électricité soutenable pour le Vietnam : une transition vers une économie à bas carbone', p. 9.
- [14] Service Economique, 'La production d'électricité au Vietnam', 2017.
- [15] X.-L. Dang, 'Contribution à l'étude des systèmes Photovoltaïque/Stockage distribués. Impact de leur intégration à un réseau fragile.', Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences Pratiques de Cachan, 2014.
- [16] A. C. Pastor, 'Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques', Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, 2006.
- [17] C. Cabal, 'Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque', Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, 2008.
- [18] A. Belkaid, 'Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome', Thèse de doctorat, Université Sétif 1, 2015.
- [19] M. Hankins, *Stand-alone solar electric systems: the Earthscan expert handbook for planning, design, and installation*. London ; Washington, DC: Earthscan, 2010.
- [20] K. Guesmi, 'Contribution à la commande floue d'un convertisseur statique', Thèse de doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, 2006.
- [21] B. Ge, F. Z. Peng, and Y. Li, 'Multilevel Converter/Inverter Topologies and Applications', in *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, Eds. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, pp. 422–462.
- [22] E. Pouresmaeil, O. Gomis-Bellmunt, D. Montesinos-Miracle, and J. Bergas-Jané, 'Multilevel converters control for renewable energy integration to the power grid', *Energy*, vol. 36, no. 2, pp. 950–963, Feb. 2011.
- [23] N. Prabakaran and K. Palanisamy, 'Analysis and integration of multilevel inverter configuration with boost converters in a photovoltaic system', *Energy Convers. Manag.*, vol. 128, pp. 327–342, Nov. 2016.

- [24] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, ‘Comparative Analysis of Bidirectional Three-Level DC–DC Converter for Automotive Applications’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3305–3315, May 2015.
- [25] Jung-Min Kwon, Bong-Hwan Kwon, and Kwang-Hee Nam, ‘Three-Phase Photovoltaic System With Three-Level Boosting MPPT Control’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2319–2327, Sep. 2008.
- [26] H.-C. Chen and W.-J. Lin, ‘MPPT and Voltage Balancing Control With Sensing Only Inductor Current for Photovoltaic-Fed, Three-Level, Boost-Type Converters’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 29–35, Jan. 2014.
- [27] Y. Zhang, J.-T. Sun, and Y.-F. Wang, ‘Hybrid Boost Three-Level DC–DC Converter With High Voltage Gain for Photovoltaic Generation Systems’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3659–3664, Aug. 2013.
- [28] V. Yaramasu and B. Wu, ‘Predictive Control of a Three-Level Boost Converter and an NPC Inverter for High-Power PMSG-Based Medium Voltage Wind Energy Conversion Systems’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5308–5322, Oct. 2014.
- [29] S. Banerjee and P. Ranjan, ‘Nonlinear phenomena in DC/DC converters’, p. 32.
- [30] S. Arulselvi, G. Uma, and M. Chidambaram, ‘Design of PID controller for boost converter with RHS zero’, in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, vol. 2, pp. 532–537.
- [31] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of power electronics*. New York: Kluwer Academic, 2004.
- [32] S. Das, M. Salim Qureshi, and P. Swarnkar, ‘Design of integral sliding mode control for DC-DC converters’, *Mater. Today Proc.*, vol. 5, no. 2, pp. 4290–4298, 2018.
- [33] D. Cortes, J. Alvarez, and J. Alvarez, ‘Robust sliding mode control for the boost converter’, 2002, pp. 208–212.
- [34] V. Utkin, ‘Sliding mode control of DC/DC converters’, *J. Frankl. Inst.*, vol. 350, no. 8, pp. 2146–2165, Oct. 2013.
- [35] J. Zhang, D. G. Dorrell, L. Li, and A. Argha, ‘A novel sliding mode controller for DC-DC boost converters under input/load variations’, 2015, pp. 001698–001703.
- [36] D. Zeynep Bala and G. Hanifi, ‘Study of Fuzzy Logic Control of Dc-Dc Buck Converter’, *Turkish Journal of Science & Technology*, vol. 12(2), pp. 23–31, 2017.
- [37] N. F. N. Ismail, I. Musirin, R. Baharom, and D. Johari, ‘Fuzzy logic controller on DC/DC boost converter’, 2010, pp. 661–666.
- [38] A. Z. A. Firdaus, M. Normahira, K. N. Syahirah, and J. Sakinah, ‘Design and simulation of Fuzzy Logic Controller for boost converter in renewable energy application’, 2013, pp. 520–524.
- [39] A. Rubaai and M. F. Chouikha, ‘Design and analysis of fuzzy controllers for dc-dc converters’, 2004, pp. 479–482.
- [40] L. Guo, J. Y. Hung, and R. M. Nelms, ‘Comparative evaluation of linear PID and fuzzy control for a boost converter’, in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005, pp. 6–pp.
- [41] B. Huang, ‘Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible’, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2011.
- [42] R. D. Middlebrook and S. Cuk, ‘A general unified approach to modelling switching-converter power stages’, in *Power Electronics Specialists Conference, 1976 IEEE*, 1976, pp. 18–34.
- [43] S. Hamza, ‘Modélisation et commande des convertisseurs DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques (Théorie et Expérimentation)’, Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2016.

- [44] A. Jaafar, 'Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance', p. 207.
- [45] E. F. Hassan, 'Commande non-linéaire des convertisseurs de puissance DC-DC Approches de passivité et de Backstepping', 2001.
- [46] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib, 'General review and classification of different MPPT Techniques', *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 68, pp. 1–18, Feb. 2017.
- [47] A. Al Nabulsi and R. Dhaouadi, 'Fuzzy logic controller based perturb and observe maximum power point tracking', in *Proceedings of International Conference on Renewable Energies and Power Quality. Spain*, 2012.
- [48] B. Subudhi and R. Pradhan, 'A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems', *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 1, pp. 89–98, Jan. 2013.
- [49] V. Salas, E. Olías, A. Barrado, and A. Lázaro, 'Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems', *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 90, no. 11, pp. 1555–1578, Jul. 2006.
- [50] R. Alik and A. Jusoh, 'Modified Perturb and Observe (P&O) with checking algorithm under various solar irradiation', *Sol. Energy*, vol. 148, pp. 128–139, May 2017.
- [51] P. R. Lazhar, 'Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome', Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Sétif 1, 2015.
- [52] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, 'Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [53] T. T. H. Nguyen, T. Q. Nguyen, and Z. Dagmar, 'Off-grid opportunities and challenges in Vietnam', USAIS VIETNAM CLEAN ENERGY PROGRAM CONTRACT NUMBER: AID-486-C-12-00008-00, 2014.
- [54] E. Korsaga, Z. Koalaga, D. Bonkougou, and F. Zougmore, 'Comparaison et détermination des dispositifs de stockage appropriés pour un système photovoltaïque autonome en zone sahélienne', 2018.
- [55] D. Berndt, *Maintenance free batteries, A handbook of battery technology*. Research Studies Press LTD, Taunton, Somerset, England, 1997.
- [56] H. Ying, *Fuzzy Control and Modeling*. IEEE, 2000.
- [57] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, 'Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications', *World Electr. Veh. J.*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, Jun. 2009.
- [58] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance: commande, description, mise en oeuvre, applications avec LabVIEW*. Paris: L'Usine nouvelle : Dunod, 2007.
- [59] Shaoyong Yang, A. Bryant, P. Mawby, Dawei Xiang, Li Ran, and P. Tavner, 'An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451, May 2011.
- [60] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner, 'Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752, Nov. 2010.
- [61] A. M. R. Amaral and A. J. M. Cardoso, 'On-line fault detection of aluminium electrolytic capacitors, in step-down DC–DC converters, using input current and output voltage ripple', *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 315–322, Mar. 2012.
- [62] S. V. Dhople, A. Davoudi, A. D. Domínguez-García, and P. L. Chapman, 'A Unified Approach to Reliability Assessment of Multiphase DC–DC Converters in Photovoltaic Energy Conversion Systems', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 739–751, Feb. 2012.

- [63] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, and M. Vitelli, 'Reliability Issues in Photovoltaic Power Processing Systems', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2569–2580, Jul. 2008.
- [64] G. M. Buiatti, A. M. R. Amaral, and A. J. M. Cardoso, 'An online technique for estimating the parameters of passive components in non-isolated DC/DC converters', in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 606–610.
- [65] C. Kulkarni, G. Biswas, X. Koutsoukos, J. Celaya, and K. Goebel, 'Integrated diagnostic/prognostic experimental setup for capacitor degradation and health monitoring', in *AUTOTESTCON, 2010 IEEE*, 2010, pp. 1–7.
- [66] A. Izadian and P. Khayyer, 'Application of Kalman filters in model-based fault diagnosis of a DC-DC boost converter', in *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 369–372.
- [67] S. Nie, X. Pei, Y. Chen, and Y. Kang, 'Fault Diagnosis of PWM DC–DC Converters Based on Magnetic Component Voltages Equation', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4978–4988, Sep. 2014.
- [68] E. Pazouki, J. A. De Abreu-Garcia, and Y. Sozer, 'Fault tolerant control method for interleaved DC-DC converters under open and short circuit switch faults', in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017 IEEE*, 2017, pp. 1137–1142.
- [69] E. Jamshidpour, M. Shahbazi, P. Poure, E. Gholipour, and S. Saadate, 'Fault tolerant operation of single-ended non-isolated DC-DC converters under open and short-circuit switch faults', in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, 2013, pp. 1–7.
- [70] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, 'Fault-Tolerant Strategy for a Photovoltaic DC--DC Converter', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 3008–3018, Jun. 2013.
- [71] M. H. Hafizi and A. Izadian, 'Model-based fault diagnosis of a DC-DC boost converters using hidden Markov model', in *Electro/Information Technology (EIT), 2013 IEEE International Conference on*, 2013, pp. 1–4.
- [72] T. Park and T. Kim, 'Novel fault tolerant power conversion system for hybrid electric vehicles', in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1–6.
- [73] M. Shahbazi, E. Jamshidpour, P. Poure, S. Saadate, and M. R. Zolghadri, 'Open- and Short-Circuit Switch Fault Diagnosis for Nonisolated DC–DC Converters Using Field Programmable Gate Array', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 4136–4146, Sep. 2013.
- [74] K. Park and Z. Chen, 'Open-circuit fault detection and tolerant operation for a parallel-connected SAB dc-dc converter', in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, 2014, pp. 1966–1972.
- [75] F. Bento and A. J. M. Cardoso, 'Open-circuit fault diagnosis in interleaved DC-DC boost converters and reconfiguration strategy', in *Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2017 IEEE 11th International Symposium on*, 2017, pp. 394–400.
- [76] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, 'Open-Circuit Fault Diagnosis in Interleaved DC-DC Converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 3091–3102, Jun. 2014.
- [77] S. Siouane, S. Jovanović, and P. Poure, 'Service continuity of PV synchronous Buck/Buck-Boost converter with energy storage', in *Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), 2017 IEEE International Conference on*, 2017, pp. 1–6.

- [78] X. Pei, S. Nie, Y. Chen, and Y. Kang, ‘Open-Circuit Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Strategies for Full-Bridge DC-DC Converters’, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2550–2565, May 2012.

Améliorations d'une chaîne de conversion de l'énergie solaire en électricité autonome en vue d'application dans les pays en voie de développement

Au Vietnam, plus d'un demi-million d'habitations n'ont pas d'accès à l'électricité. Elles se situent principalement dans des régions montagneuses ou sur des îles. Cependant, c'est un pays qui possède un grand potentiel en énergies renouvelables. Dans ce contexte, l'alimentation en électricité pour les sites isolés est une solution prometteuse en termes économique et environnemental. L'énergie solaire est la plus adaptée à l'alimentation en électricité des villages en raison d'un ensoleillement important et d'une maintenance relativement facile.

Dans les systèmes de conversion d'énergie utilisant des sources d'énergies renouvelables, on utilise généralement des convertisseurs statiques simples. En effet, si l'on prend un système photovoltaïque, la poursuite du point de puissance maximale (MPPT) se fait à l'aide d'un convertisseur « boost » ou « buck-boost ». Ainsi, en cas de défaillance, le système est mis hors service.

L'objectif de cette thèse est d'apporter des améliorations au niveau d'un système photovoltaïque autonome pouvant être utilisé dans un site isolé.

Ainsi nous avons développé un algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT) utilisant des convertisseurs DC-DC à trois niveaux (CBTN) permettant d'extraire le maximum de puissance d'un générateur photovoltaïque quelles que soient les variations climatiques (température, ensoleillement) ou de la charge.

L'architecture à base de panneaux solaires associé à un système de stockage a nécessité la mise en place d'un superviseur flou afin de maîtriser la gestion des flux.

Enfin, nous avons proposé une méthode de détection de défauts afin de gérer efficacement les cas de défaillance d'un élément du convertisseur multiniveaux. En effet, en cas de défauts, on doit pouvoir passer en mode dégradé pour pouvoir assurer un service proche du comportement nominal ou au moins minimal en attendant une maintenance corrective.

Mots-clés : système photovoltaïque, convertisseur Boost à trois niveaux, Backstepping, MPPT, site isolé, commande tolérante, optimisation

Improvements in a solar energy conversion chain into electricity to stand-alone for application in developing countries

In Vietnam, more than half a million people do not have access to electricity. They are mainly in mountainous regions or on islands. However, this country has great potential for renewable energy. In this context, these sources of energy can be regarded as promising solutions both economically and environmentally for supplying electrical power. Solar energy is the most suitable to supply villages with electricity because of the plentiful solar radiation and relatively easy maintenance of the structures.

In energy conversion systems using renewable energy sources, simple static converters are generally used. Indeed, if we explore a photovoltaic system, the maximum power point tracking (MPPT) is done using a boost or buck-boost converter. Thus, in case of failure, the system is simply switched off.

The aim of this thesis is to make improvements to an autonomous photovoltaic system that can be used in an isolated site.

Therefore, an MPPT algorithm using three-level DC-DC converters is developed to extract the maximum power of a photovoltaic generator, whatever the climatic variations (temperature, sunlight) or charge.

The system's architecture is based on solar panels associated with a storage system, which required the development of a fuzzy supervisor to control the flow management.

Finally, we propose a fault detection method to efficiently manage the failure of a multi-level converter element. Indeed, if there is a fault, we must go into a degraded mode to provide a service close to normal or at least minimal functioning, pending maintenance.

Keywords: photovoltaic system, converter Boost three level, Backstepping, MPPT, stand alone, fault tolerant, optimisation

Discipline : AUTOMATIQUE, SIGNAL, PRODUCTIQUE, ROBOTIQUE

Spécialité : AUTOMATIQUE

Université de Reims Champagne-Ardenne

CRESTIC - EA 3804

UFR Sciences Exactes et Naturelles – Moulin de la Housse – BP1039 – 51687 Reims CEDEX 2 - FRANCE