

Résumé

Dans les dernières années, la croissance de la demande énergétique, ainsi que la pollution due à l'utilisation des énergies fossiles, poussent le grand public à se retourner vers les énergies renouvelables. En plus, le monde dispose d'excellentes conditions, qui leur permettent de bénéficier des énergies renouvelables et variées et d'en faire des gisements d'énergie qui un facteur clé de développement socio-économique de l'humanité. Depuis plusieurs décennies, les besoins énergétiques croissants ont été principalement couverts par les combustibles fossiles telle que le charbon et le pétrole, ce qui augmente la température ambiante et menace la détérioration de la qualité de vie sur terre. Ainsi, l'intégration des énergies renouvelables dans la production d'électricité s'impose comme une solution vitale, pour préserver la vie sur terre. Au même temps elle permet au différents pays du globe de réduire leurs dépendances énergétiques et leurs promettre un développement durable, une diversification et une rationalisation des moyens de production de l'énergie.

Néanmoins, dans les pays largement ensoleillés, les rayons solaires sont une source inépuisable d'énergie. Des générateurs photovoltaïques sont utilisés pour produire l'énergie électrique. Cependant cette production dépend essentiellement de l'intensité des rayons lumineux et de la température ambiante, en plus elle est intermittente à cause des conditions météorologiques durant le jour. Par conséquent, le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque ne coïncide pas toujours avec le point de la puissance maximale qu'on peut extraire. Un mécanisme est alors recherché pour poursuivre en permanence le point de fonctionnement à puissance maximale.

L'objectif visé par ce travail est d'apporter une contribution à l'étude du système photovoltaïque pour le forcer à fonctionner à une puissance maximale et améliorer son rendement énergétique. Les systèmes étudiés dans ce travail sont variés et constitués de générateurs photovoltaïques (PV) et de convertisseurs statiques continu-continu. L'étude porte sur la modélisation physique de l'ensemble et la conception de la commande en utilisant plusieurs techniques. On s'est intéressé principalement à : (i) un système photovoltaïque autonome sans stockage d'énergie, (ii) un système photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie, (iii) un système photovoltaïque raccordés à un réseau continu.

Les convertisseurs statiques utilisés dans ces systèmes sont des hacheurs élévateurs de type BOOST et SEPIC. Quant à la commande qui doit permettre à la fois l'extraction de la puissance maximale et la régulation de la tension du bus continu, j'ai utilisé des algorithmes tels que : P&O, INC, LF, P&O associées à la technique de régulation proportionnelle et intégrale.

Mots clés : système photovoltaïque, convertisseurs DC-DC (BOOST et SEPIC), commande MPPT (P&O, INC, LF, P&O associée au PI), régulation de la tension de bus continu.



Université Hassan 1^{er}
Centre d'Études Doctorales en Sciences
et Techniques & Sciences Médicales



Faculté des Sciences et Techniques
Settat

THÈSE DE DOCTORAT

Pour l'obtention de grade de Docteur en Sciences et Techniques

Formation Doctorale: **Physiques et Sciences de l'Ingénieur**

Spécialité: **Génie électrique et Énergies renouvelables**

Sous le thème

Modélisation et commande des convertisseurs non isolés DC-DC utilisés dans les systèmes photovoltaïques

Présentée par :

AIT EL MAATI Essaid

Soutenu le: 21 Juillet 2022

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

Pr. Mohammed HARMOUCHI	Université Hassan 1 ^{er} , FST Settat	Président
Pr. Nacer SEFIANI	Université Mohammed V, EST Salé	Rapporteur
Pr. Youssef MEJDOUB	Université Hassan II, EST Casablanca	Rapporteur
Pr. Hicham ROUIJAA	Université Hassan 1 ^{er} , FST Settat	Rapporteur
Pr. Abdellah BOULAL	Université Hassan 1 ^{er} , FST Settat	Examineur
Pr. Azeddine MOUHSEN	Université Hassan 1 ^{er} , FST Settat	Directeur de thèse

Année Universitaire: 2021/2022



فَتَعَلَى اللَّهِ الْمَلِكُ الْحَقُّ وَلَا تَعْجَلْ بِالْقُرْآنِ مِنْ قَبْلِ أَنْ يُقْضَىٰ
إِلَيْكَ وَحْيُهُ ۗ وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا ﴿١٠﴾

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

Remerciement

La thèse est une phase pleine de découvertes, enseignement, de remise en question, d'espoirs, de difficultés et de rencontres. Ce sont toutes ces choses qui font de la richesse d'une thèse...

Le travail sur ce sujet de thèse a été réalisé au Laboratoire Rayonnement-Matière & Instrumentation (RMI) de la Faculté des Sciences et Techniques de Settat.

En premier lieu, je souhaite remercier le Directeur de thèse, Mr. Azeddine MOUHSEN, Professeur à la FST de Settat et Directeur du laboratoire Rayonnement-Matière & Instrumentation, pour son encadrement, sa disponibilité, ses discussions au long de ces années, ses précieux conseils et sa bienveillance.

Ensuite, je souhaite remercier le co-directeur de thèse, Mr. Radouane ABDELHADI, Professeur à la FST de Settat, merci pour le soutien et l'encadrement, les connaissances techniques et humaines qui m'ont permis d'arriver au bon port.

Je tiens à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce mémoire:

Monsieur Mohammed HARMOUCHI, Professeur à la FST de Settat, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et d'avoir accepté de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Messieurs Nacer SEFIANI, Professeur à l'EST de Salé, Youssef MEJDOUB, Professeur à l'EST de Casablanca et Hicham ROUIJAA, Professeur à la FST de Settat, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les rapporteurs de cette thèse.

Monsieur Abdellah BOULAL, Professeurs à la FST de Settat, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'examiner mon travail.

Également, merci à mes amis et particulièrement mes collègues du Laboratoire RMI.

Enfin, mes remerciements les plus sincères vont à Dieu, puis à ma famille, à vous qui m'avez soutenu et avez été mon inspiration quand j'avais des baisses de régime.

Résumé

Dans les dernières années, la croissance de la demande énergétique, ainsi que la pollution due à l'utilisation des énergies fossiles, poussent le grand public à se retourner vers les énergies renouvelables. En plus, le monde dispose d'excellentes conditions, qui leur permettent de bénéficier des énergies renouvelables et variées et d'en faire des gisements d'énergie qui un facteur clé de développement socio-économique de l'humanité. Depuis plusieurs décennies, les besoins énergétiques croissants ont été principalement couverts par les combustibles fossiles telle que le charbon et le pétrole, ce qui augmente la température ambiante et menace la détérioration de la qualité de vie sur terre. Ainsi, l'intégration des énergies renouvelables dans la production d'électricité s'impose comme une solution vitale, pour préserver la vie sur terre. Au même temps elle permet au différents pays du globe de réduire leurs dépendances énergétiques et leurs promettre un développement durable, une diversification et une rationalisation des moyens de production de l'énergie.

Néanmoins, dans les pays largement ensoleillés, les rayons solaires sont une source inépuisable d'énergie. Des générateurs photovoltaïques sont utilisés pour produire l'énergie électrique. Cependant cette production dépend essentiellement de l'intensité des rayons lumineux et de la température ambiante, en plus elle est intermittente à cause des conditions météorologiques durant le jour. Par conséquent, le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque ne coïncide pas toujours avec le point de la puissance maximale qu'on peut extraire. Un mécanisme est alors recherché pour poursuivre en permanence le point de fonctionnement à puissance maximale.

L'objectif visé par ce travail est d'apporter une contribution à l'étude du système photovoltaïque pour le forcer à fonctionner à une puissance maximale et améliorer son rendement énergétique. Les systèmes étudiés dans ce travail sont variés et constitués de générateurs photovoltaïques (PV) et de convertisseurs statiques continu-continu. L'étude porte sur la modélisation physique de l'ensemble et la conception de la commande en utilisant plusieurs techniques. On s'est intéressé principalement à : (i) un système photovoltaïque autonome sans stockage d'énergie, (ii) un système photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie, (iii) un système photovoltaïque raccordés à un réseau continu.

Les convertisseurs statiques utilisés dans ces systèmes sont des hacheurs élévateurs de type BOOST et SEPIC. Quant à la commande qui doit permettre à la fois l'extraction de la puissance maximale et la régulation de la tension du bus continu, j'ai utilisé des algorithmes tels que : P&O, INC, LF, P&O associées à la technique de régulation proportionnelle et intégrale.

Mots clés : système photovoltaïque, convertisseurs DC-DC (BOOST et SEPIC), commande MPPT (P&O, INC, LF, P&O associée au PI), régulation de la tension de bus continu.

Abstract

In recent years, the growth in energy demand, as well as pollution due to the use of fossil fuels, are pushing the general public to turn to renewable energies. In addition, the world has excellent conditions, which allow them to benefit from renewable and varied energies and to make them energy deposits which are a key factor in the socio-economic development of humanity. For several decades, the growing energy needs have been mainly met by fossil fuels such as coal and oil, which increases the ambient temperature and threatens the deterioration of the quality of life on earth. Thus, the integration of renewable energies in the production of electricity is essential as a vital solution, to preserve life on earth. At the same time, it allows the various countries of the globe to reduce their energy dependencies and promise them sustainable development, diversification and rationalization of the means of energy production.

Nevertheless, in largely sunny countries, the sun's rays are an inexhaustible source of energy. Photovoltaic generators are used to produce electrical energy. However, this production depends essentially on the intensity of the light rays and the ambient temperature, in addition it is intermittent because of the weather conditions during the day. Therefore, the operating point of the photovoltaic generator does not always coincide with the point of maximum power that can be extracted. A mechanism is then sought to permanently pursue the operating point at maximum power.

The objective of this work is to contribute to the study of the photovoltaic system to force it to operate at maximum power and improve its energy efficiency. The systems studied in this work are varied and consist of photovoltaic (PV) generators and static DC-DC converters. The study focuses on the physical modeling of the assembly and the design of the control using several techniques. We were mainly interested in: (i) an autonomous photovoltaic system without energy storage, (ii) an autonomous photovoltaic system with energy storage, (iii) a photovoltaic system connected to a continuous network.

The static converters used in these systems are step-up choppers of the BOOST and SEPIC type. As for the control which must allow both the extraction of the maximum power and the regulation of the DC bus voltage, I used algorithms such as: P&O, INC, LF, P&O associated with the technique of proportional regulation and integral.

Keywords : photovoltaic system, DC-DC converters (BOOST and SEPIC), control MPPT (P&O, INC, LF, P&O associated with PI), DC bus voltage regulation.

Abréviations

- **OCDE** : Organisation de Coopération et de Développement Economiques qui comporte 38 pays.
- **Economies en transition** : concerne les pays de l'ex-URSS, de l'ex-bloc de l'Est et de la Chine, et de pays du tiers-monde dits « émergents » l'Inde, l'Égypte et de même les pays en voie de développement ou à revenus moyens (tels le Brésil ou la Turquie).
- **Pays en développement** : correspondent aux États les plus pauvres et les plus vulnérables de la communauté internationale face aux aléas économiques, environnementaux, humains et épidémiques.
- **DC-DC** : Direct Current-Direct Current.
- **PI** : Régulateur Proportionnel Intégral.
- **FL** : Fuzzy Logic (Logique Floue LF).
- **P&O** : Perturbateur et observateur.
- **INC** : Incrémentation de conductance
- **MPPT** : Maximum Power Point Tracking (Suivi du point maximal de puissance SPMP).
- **PV** : Photovoltaïque
- **SEPIC**: Single ended primary converter
- **BOOST**: **Convertisseur élévateur de tension** (Step Up en anglais).
- **SOC** : State Of Charge (Etat de charge)
- **CEE** : Communauté économique européenne.
- **LCO** : Lithium Cobalt Oxide
- V_{pv} : La tension mesurée aux bornes de la charge
- I_{pv} : Le courant délivré par le panneau photovoltaïque
- P_{pv} : La puissance délivrée par le panneau photovoltaïque
- V_s : La tension mesurée à la sortie de la charge
- I_s : Courant consommé par la charge
- P_s : Puissance mesurée aux bornes de la charge
- α : Rapport cyclique
- L : L'inductance
- C_c : Capacité de condensateur de couplage
- C_s : Capacité de condensateur de sortie
- R : Résistance de la charge
- D : Diode
- K : L'interrupteur de commande
- **Cmd** : La commande
- A : Matrice d'état
- B : Matrice d'entrée
- C : Matrice de sortie
- $x(t)$: Vecteur d'état

- $\mathbf{U}(t)$: Vecteur des entrées
- $\mathbf{Y}(t)$: Vecteur des sorties
- **AC-DC** : Alternative current-direct current
- $V(I)$: La tension V en fonction de l'ampérage I
- E : Erreur
- ΔE : Variation de l'erreur
- **PWM** : Pulse-width modulation (modulation de largeur d'impulsion)
- **Gtep** : Gigatonnes équivalent pétrole
- **AIE** : Agence internationale de l'énergie
- G : La conductance
- W : Watt
- KW/h : Kilowatt par heure
- V : Volte
- A : Ampère
- F : Farad
- H : Henry
- Ω : Ohm

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : L'état de l'art.....	4
Introduction.....	5
1. Généralités sur les systèmes photovoltaïques.....	5
2. Energie solaire photovoltaïque.....	11
3. Modes d'utilisation d'un système solaire photovoltaïque.....	12
4. Modélisation de la source photovoltaïque.....	13
4.1. Modèle à une diode.....	13
4.2. Modèle à deux diodes.....	14
5. Fonctionnement à puissance maximale.....	15
6. Association des panneaux solaires photovoltaïques.....	16
6.1. Interconnexion série.....	17
6.2. Interconnexion parallèle.....	17
7. Caractérisation d'un système photovoltaïque.....	18
8. Topologies des systèmes photovoltaïques.....	20
9. Les convertisseurs DC/DC.....	22
10. Différentes structures des convertisseurs DC/DC photovoltaïques.....	23
11. Dispositifs de stockage de l'énergie photovoltaïque.....	28
11.1. Système photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie.....	28
11.2. Modélisation des batteries.....	29
11.2.1. Les batteries lithium.....	29
11.2.2. Modélisation des batteries Lithium-ion.....	30
11.2.3. Avantages et inconvénients des batteries lithium-ion.....	31
12. Les variantes d'algorithmes MPPT de commande des convertisseurs DC/DC.....	32
12.1. Algorithme de commande P&O 'Perturbation et Observation'.....	33
12.1.1. Contexte de la commande P&O.....	33
12.1.2. Organigramme de la commande P&O.....	34
12.1.3. Les limites de la méthode P&O.....	34
12.2. Algorithme de commande INC.....	35
12.2.1. Contexte de la commande INC.....	35
12.2.2. Organigramme de la commande INC.....	37
12.2.3. Les limites de la méthode INC.....	37

12.3.	Algorithme basé sur la logique floue	38
12.3.1.	Contexte de l'algorithme de la logique floue.....	38
12.3.2.	Le diagramme de la logique floue.....	39
12.3.3.	Les avantages et les limites de la méthode LF	41
12.3.4.	Commande basée sur la commande P&O associée au contrôleur PI.....	41
13.	Conclusion	42
Chapitre II : Modélisation et commande des structures des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC - Etude comparative		44
Introduction		45
1.	Intérêt des modèles moyens.....	45
2.	Hypothèses de modélisation	48
3.	Modélisation des deux structures de convertisseurs DC/DC (SEPIC et BOOST) en régime dynamique	48
3.1.	Modèle en mode de conduction continue.....	48
3.1.1.	Convertisseur BOOST en conduction continue	49
3.1.2.	Convertisseur SEPIC en conduction continue.....	51
3.2.	Mode de conduction discontinue	52
3.2.1.	Convertisseur Boost en conduction discontinue.....	52
3.2.2.	Convertisseur SEPIC en conduction discontinue.....	53
3.3.	Prise en compte des résistances parasites.....	54
3.4.	Modèle moyen de l'espace d'état.....	57
3.4.1.	Représentation moyenne d'espace d'état du convertisseur BOOST	58
3.4.2.	Représentation moyenne d'espace d'état du convertisseur SEPIC.....	61
3.5.	Détermination des composants du convertisseur BOOST	63
3.5.1.	Détermination de la capacité du condensateur C.....	63
3.5.2.	Détermination de la valeur de l'inductance :	64
3.6.	Détermination des composants du convertisseur SEPIC	64
3.6.1.	Détermination des inductances L_1 et L_2	64
3.6.2.	Détermination des capacités C_c et C_s	64
3.6.3.	Choix de l'interrupteur et de la diode.....	65
3.6.4.	Valeurs extrêmes des grandeurs.....	65
4.	Simulation des performances électroniques des deux convertisseurs (BOOST et SEPIC)	66
4.1.	Dimensionnement des composants des convertisseurs	67
4.2.	Critères de comparaison.....	68

4.2.1. Simulation des convertisseurs sans la commande MPPT	68
4.2.2. Simulation des convertisseurs avec la commande MPPT	69
4.2.3. Comparaison des deux structures (BOOST et SEPIC) par les algorithmes de commande MPPT.....	69
4.2.3.1. Taux d'ondulation, temps de réponse et efficacité.....	69
4.2.3.2. Effet de la température et de l'éclairement.....	70
5. Interprétation et discussion des résultats	71
6. Conclusion	72
Chapitre III : Commande du convertisseur DC/DC SEPIC utilisant la logique floue et l'algorithme P&O associé au contrôleur PI.....	74
Introduction.....	75
1. Comparaison des structures de commande utilisées	75
1.1. Commande utilisant l'algorithme de la logique floue.....	75
1.2. P&O associé au contrôleur PI.....	77
1.3. Méthode de Ziegler et Nichols.....	78
2. Résultats de la simulation	81
3. Interprétation et discussion des résultats	84
4. Conclusion	86
Chapitre IV : Systèmes photovoltaïques autonomes avec stockage d'énergie.....	87
Introduction.....	88
1. Architecture du système photovoltaïque autonome avec stockage.....	88
1.1. Convertisseur SEPIC avec régulateur de charge de la batterie	89
1.2. La méthode de contrôle régénérative proposée pour la charge de la batterie.....	92
1.3. Dimensionnement de la tension de la batterie	93
1.4. Calcul de la capacité nominale de la batterie	94
1.5. Détermination du temps de charge	94
2. Résultats de simulation	96
3. Discussion.....	99
4. Conclusion	100
Chapitre V : Systèmes photovoltaïques Multi-string à commande décentralisée	101
Introduction.....	102
1. Système photovoltaïque Multi-string étudié	102
1.2. Association de String PV et le convertisseur DC-DC SEPIC.....	103
1.3. Régulation de la tension de bus continu	104

Table des matières

1.3.1. Modélisation du bus continu	104
1.3.2. Stratégie de commande proposée	106
2. Evaluation par simulation.....	109
2.1. Calcul et dimensionnement	109
2.2. Simulation de régulation de la tension de sortie de bus continu	111
2.2.1. Résultats de simulation en fonction de variation de la charge de ligne (augmentation de la charge)	111
2.2.2. Résultats de simulation en fonction de variation de la charge de ligne (diminution de la charge)	113
3. Interprétation et discussion des résultats	118
4. Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques connectés au réseau.....	119
5. Conclusion	119
Conclusion générale et perspectives	121
Références	124
Annexes	133

Liste des figures

Figure 1. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque.....	5
Figure 2. Evolution des émissions de CO ₂ par catégorie de pays (1970-2030).....	7
Figure 3. Le programme marocain intégré d'énergie solaire lancé le 2 novembre 2009.....	8
Figure 4. Capacité installée mondiale cumulative de photovoltaïque durant la période 2010-2016..	9
Figure 5. Évolution historique et prospective de la consommation d'électricité au Maroc, où l'estimation est basée sur une croissance moyenne du PIB de 4,5%.....	9
Figure 6. Prévion de la demande de modules PV pour 2021 et 2022.....	10
Figure 7. Les transformations de l'énergie solaire.....	11
Figure 8. Types de centrales électriques.....	12
Figure 9. Conversion photovoltaïque.....	13
Figure 10. Circuit équivalent du modèle à une seule diode de la cellule PV.....	13
Figure 11. Circuit équivalent du modèle à deux diodes de la cellule PV.....	14
Figure 12. Caractéristiques I(V) et P(V) d'un générateur PV.....	15
Figure 13. Circuit équivalent du modèle d'association des panneaux solaires photovoltaïques.....	16
Figure 14. Influence de l'irradiation sur le courant et la puissance de sortie d'un module PV.....	17
Figure 15. L'influence de la température sur la tension d'un module PV.....	18
Figure 16. L'emplacement de la diode by-pass et la diode anti-retour pour un module photovoltaïque.....	18
Figure 17. Effet de la température sur le courant (A) et la puissance (B) de la cellule photovoltaïque.....	19
Figure 18. Effet de l'éclairement sur le courant (A) et la puissance (B) de la cellule photovoltaïque.....	20
Figure 19. Point de la puissance maximale.....	20
Figure 20. Différentes possibilités architecturales pour un système PV.....	21
Figure 21. Comparaison qualitative des installations PV.....	22
Figure 22. Schéma d'adaptation pour un système PV autonome.....	23
Figure 23. Différents types de convertisseurs DC-DC ou hacheurs non isolés.....	23
Figure 24. Convertisseur Buck.....	24
Figure 25. Convertisseur Boost.....	24
Figure 26. Convertisseur Buck-Boost.....	25
Figure 27. Convertisseur Cük.....	25
Figure 28. Convertisseur SEPIC.....	26
Figure 29. Evolution de rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.....	27
Figure 30. Evolution du gain en tension des convertisseurs en tenant compte des éléments parasites.....	28
Figure 31. Schéma synoptique d'un système PV avec stockage d'énergie.....	29
Figure 32. Positionnement en densités d'énergie massique et volumique des batteries lithium.....	30
Figure 33. Circuit de Thevenin équivalent de la batterie en Lithium-ion.....	30
Figure 34. Quatre scénarios de fonctionnement de l'algorithme P&O.....	33
Figure 35. Organigramme de l'algorithme P&O.....	34
Figure 36. Divergence de la méthode P&O.....	35
Figure 37. Caractéristique tension-puissance de panneau PV.....	35

Figure 38. Caractéristique de fonctionnement de l'algorithme INC.....	36
Figure 39. Organigramme de l'algorithme INC.	37
Figure 40. La logique floue VS, la logique classique.....	38
Figure 41. Schéma synoptique de l'algorithme de la logique floue.	39
Figure 42. Schéma de principe du contrôleur flou pour convertisseurs DC-DC.	40
Figure 43. Schéma synoptique de la boucle de régulation avec PI classique.....	42
Figure 44. Classification des modèles de modélisation des structures des convertisseurs.	46
Figure 45. Convertisseur BOOST.....	49
Figure 46. Formes d'ondes du convertisseur BOOST en conduction continue.....	50
Figure 47. Convertisseur SEPIC.	51
Figure 48. Formes d'ondes du convertisseur SEPIC en conduction continue.	51
Figure 49. Formes d'ondes du convertisseur BOOST en conduction discontinue.....	52
Figure 50. Formes d'ondes du convertisseur SEPIC en conduction discontinue en courant.	53
Figure 51. Convertisseur BOOST avec ses éléments parasites.	54
Figure 52. Effet de la résistance parasite sur la tension d'un convertisseur BOOST.....	55
Figure 53. Convertisseur SEPIC avec ses éléments parasites.	55
Figure 54. Évolution de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique et l'effet de la résistance parasite.	57
Figure 55. Représentation de modèle moyen de l'espace d'état.....	58
Figure 56. Puissance (a) et tension (b) d'entrée et de sortie des convertisseurs d'adaptation BOOST et SEPIC.	68
Figure 57. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant l'algorithme P&O.	69
Figure 58. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant l'algorithme INC.....	70
Figure 59. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant INC algorithme.	70
Figure 60. Effet de la température sur les structures des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC.	71
Figure 61. Effet de l'éclairement sur les structures des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC.	71
Figure 62. Schéma synoptique du système photovoltaïque proposé.	75
Figure 63. Ensemble flou triangulaire.	76
Figure 64. Contrôle du système PV par l'association MPPT-PID.....	77
Figure 65. Schéma synoptique du contrôleur PI.	78
Figure 66. Méthode de Ziegler & Nichols en boucle ouverte.	78
Figure 67. Exploitation de la réponse indicielle.	79
Figure 68. Schéma de réponse indicielle.	79
Figure 69. La réponse indicielle du convertisseur SEPIC.	80
Figure 70. Convertisseur SEPIC et la commande basée sur la logique floue.....	81
Figure 71. Convertisseur SEPIC et la commande basée sur la commande P&O associée au contrôleur PI.....	81
Figure 72. Diagramme de la logique floue dans l'univers MATLAB/Simulink.	82
Figure 73. Tracé de la fonction d'appartenance de l'erreur E.	82
Figure 74. Tracé de la fonction d'appartenance de la variation de l'erreur ΔE	82

Figure 75. Tracé de la fonction d'appartenance de la variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$	83
Figure 76. Simulation des paramètres de sortie Tension (a) et courant (b) pour convertisseur SEPIC DC/DC.	83
Figure 77. Comparaison des puissances de sorties de convertisseur SEPIC utilisant les algorithmes FL et P&O associe au contrôleur PI.	83
Figure 78. Ondulation de la puissance de sortie de SEPIC appliquant l'algorithme FL (a), ondulation de la puissance de sortie de SEPIC appliquant l'algorithme PI associe au contrôleur (b).....	84
Figure 79. Influence de l'irradiation (a) Influence de température(b).....	84
Figure 80. Synoptique du système PV autonome avec stockage d'énergie.....	88
Figure 81. Diagramme synoptique du système photovoltaïque avec stockage d'énergie étudié.....	89
Figure 82. Système PV avec régulateur de charge batterie.	90
Figure 83. Réponse indicielle de convertisseur SEPIC.....	91
Figure 84. Schéma de la méthode de contrôle régénérative proposée pour la charge de la batterie.	92
Figure 85. Graphe de tension de courant de la charge batterie.	92
Figure 86. Profile de charge de la batterie.....	93
Figure 87. Réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur BOOST.	95
Figure 88. Schéma de principe de l'onduleur monophasé.....	96
Figure 89. Modulation de largeur d'impulsion.	96
Figure 90. Pont de puissance à transistor.	96
Figure 91. La tension de la batterie.....	97
Figure 92. Courant de charge de la batterie.....	97
Figure 93. La tension de sortie du système PV.....	97
Figure 94. Courant de sortie du système PV.....	98
Figure 95. Puissance de sortie du système PV.	98
Figure 96. La forme de signal de commande PWM de commande de l'onduleur.....	98
Figure 97. La tension de sortie de l'onduleur avant filtration.	99
Figure 98. La tension de sortie de l'onduleur après filtration.	99
Figure 99. Schéma synoptique de système PV étudié.....	103
Figure 100. Schéma de principe du convertisseur DC-DC SEPIC associe au string PV.....	104
Figure 101. Modèle du bus continu avec deux sources d'alimentation parallèles en régime permanant.....	105
Figure 102. Modèle de Thévenin équivalent de bus continu.	105
Figure 103. Modèle de la source et la ligne de transmission PV.	106
Figure 104. Schéma synoptique de maintien Vs.	107
Figure 105. Schéma de régulation de la tension de bus continu.....	108
Figure 106. Réponse indicielle de convertisseur SEPIC pour string PV.	109
Figure 107. Tension de bus continu en fonction de la variation de la charge.....	111
Figure 108. Courant consommé en fonction de la variation de la charge.	112
Figure 109. Puissance consommée en fonction de la variation de la charge.....	112
Figure 110. Puissance délivrée par chaque String.....	113
Figure 111. Forme des signaux de commande de transistor.....	113
Figure 112. Puissance consommée en fonction de la variation de la charge.....	114
Figure 113. Courant consommé en fonction de la variation de la charge.	114

Figure 114. Tension mesurée aux bornes de bus continu en fonction de la variation de la charge.	115
Figure 115. Forme des signaux irradiation, courant et tension délivrés par un string ombré.....	115
Figure 116. Forme des signaux irradiation, puissance et tension délivrés par un string ombré. ..	116
Figure 117. Forme des signaux de string non ombré.....	116
Figure 118. Forme des signaux de courant délivrée par les trois strings PV.....	117
Figure 119. Forme des signaux de puissance délivrée par les trois strings PV.....	117
Figure 120. Puissance, tension et courant mesurés aux bornes de la charge sous l'effet de variation de l'irradiation.	118
Figure 121. Choix de l'interrupteur en fonction I, V et f.....	134
Figure 122. Choix de l'interrupteur en fonction P et f.....	134
Figure 123. Tension du bus continu sans régulation.....	135
Figure 124. Tension et courant du bus continu (400V) avec variation de charge de ligne (sans régulation).....	135
Figure 125. Tension et courant du bus continu (500V) avec variation de charge de ligne (sans régulation).....	136
Figure 126. Valeur de la charge de la ligne en Ohm.....	136
Figure 127. Tension du bus continu avec régulation.	137
Figure 128. Tension et courant du bus continu avec régulation.	137
Figure 129. Valeur de la charge de la ligne en Ohm.....	138
Figure 130. Tension, ondulation de tension et courant du bus continu avec régulation.....	138
Figure 131. Convertisseur SEPIC en petit signaux.	139
Figure 132. Comparaison des trois algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL).....	141
Figure 133. Comparaison des trois algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL) avec variation de l'irradiation.....	141

Liste des tableaux

Tableau 1. Demande mondiale de l'énergie primaire (en millions de TEP).....	7
Tableau 2. Perspective 2020-2030 pour applications décentralisées de solaire PV.	10
Tableau 3. Perspective 2020-2030 pour le solaire PV connecté au réseau.	10
Tableau 4. Paramètres du panneau photovoltaïque en condition de test standard (STC).....	19
Tableau 5. Comparaison qualitative des installations PV.	22
Tableau 6. Caractéristique des structures des convertisseurs DC/DC en mode de conduction continue.	26
Tableau 7. Caractéristique des convertisseurs DC/DC en mode de conduction continu.	27
Tableau 8. Eléments d'impédance utilisés dans les modèles à base de CEE.	31
Tableau 9. Avantages et inconvénients des batteries lithium-ion.....	32
Tableau 10. Caractéristiques des principales technologies d'accumulateurs.	32
Tableau 11. Principe quatre scénarios de l'algorithme P&O.	33
Tableau 12. Synthèse comparative des différents modèles.	48
Tableau 13. Paramètres du système à simuler.	66
Tableau 14. Caractéristiques du panneau photovoltaïque PV.	67
Tableau 15. Valeurs des composants de convertisseur BOOST.....	67
Tableau 16. Valeurs des composants de convertisseur SEPIC.....	68
Tableau 17. Comparaison de deux convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC vis-à-vis les Smart algorithmes MPPT.	72
Tableau 18. Tableau des règles d'erreur E et de changement d'erreur ΔE	76
Tableau 19. Paramètres de Ziegler et Nichols.....	79
Tableau 20. Valeur de convertisseur DC/DC SEPIC.	80
Tableau 21. Résultats de comparaison entre les commandes LF et P&O associée au contrôleur PI.....	85
Tableau 22. Paramètres de convertisseur SEPIC pour charge de batterie.....	91
Tableau 23. Paramètres du convertisseur BOOST.	94
Tableau 24. Caractéristiques de l'onduleur monophasé utilisé.	95
Tableau 25. Paramètres de système PV avec stockage d'énergie.....	100
Tableau 26. Valeur des Paramètres de convertisseur SEPIC.....	108
Tableau 27. Paramètres de système PV à simuler.....	109
Tableau 28. Nombre de module.	110
Tableau 29. Valeurs des composantes de convertisseur SEPIC.....	110
Tableau 30. Choix de l'interrupteur/diode et valeurs extrêmes des grandeurs.....	110
Tableau 31. Paramètre de bus continu.	111

Introduction générale

La pollution de l'air, les changements climatiques, les risques du nucléaire, les limites des réserves des énergies traditionnelles (uranium, pétrole, charbon et gaz naturel) qui sont épuisables et leurs répartitions non équitables sur le globe terrestre, l'augmentation des peuples du monde et l'accroissance des besoins énergétiques ont fait prendre conscience qu'un recours à d'autres moyens de production d'énergies respectueux de la planète où nous vivons, s'imposent.

La plupart des pays du monde dispose d'excellentes conditions qui leur permettent de tirer profits des énergies renouvelables. L'intensité de l'insolation sur l'ensemble du territoire leur permet de faire de ces gisements énergétiques un facteur capital de leur développement socio-économique.

Parmi les différents systèmes utilisant des sources d'énergie renouvelables, le photovoltaïque s'avère prometteur en raison de ses qualités intrinsèques : ses frais de fonctionnement sont très réduits (le combustible est gratuit), ses exigences d'entretien sont limitées, il est fiable, silencieux et relativement facile à installer. De plus, dans certaines applications autonomes, le photovoltaïque est très pratique comparé à d'autres sources d'énergie, en particulier dans les endroits difficiles d'accès et peu rentables pour l'installation de lignes électriques traditionnelles, malgré le taux d'investissement qui reste encore important pour réaliser des installations photovoltaïques [2].

Les convertisseurs DC-DC non isolés sont au cœur des systèmes PV et qui ont des impacts très importants sur le productible, la sécurité et sur la qualité de l'énergie produite. Ce sont eux qui réalisent l'interface entre les différents éléments des systèmes PV. Les principaux problèmes auxquels ces convertisseurs DC-DC doivent faire face sont : la puissance intermittente côté continue (pour les installations monophasées), la maximisation du productible en cas d'ensoleillement non homogène (problème d'ombrage par exemple), l'adaptation d'impédance entre le générateur PV et la charge qui est un problème technologique qui signifie essentiellement le problème du transfert du maximum de puissance du générateur PV vers la charge et enfin la maximisation de rendement.

Le point de fonctionnement du panneau photovoltaïque PV ne coïncide pas toujours avec le point de la puissance maximale. La commande MPPT, «Maximum Power Point Tracking», est une commande essentielle qui permet un fonctionnement optimal des systèmes photovoltaïques quelles que soient les conditions climatiques (variation de l'irradiation ou de la

température) ou la charge connectée à la sortie du convertisseur DC-DC. Le principe de cette commande est basé sur la variation automatique du rapport cyclique en l'amenant à la valeur optimale afin de maximiser la puissance délivrée par le panneau PV [18] [19].

De plus, pour faire face au problème de la demande croissante de l'énergie électrique et le problème de la régulation de la tension de bus continu, quelle que soit la variation de l'irradiation (problème d'ombrage partiel), et quelle que soit l'effet de mismatch (problème que chaque cellule à sa propre caractéristique : tension à vide V_{CO} , courant de court-circuit I_{cc} et le point de puissance maximale MPP), et la valeur de la charge de la ligne, les panneaux photovoltaïques sont associés en string pilotés par des commandes décentralisées.

L'objectif de la thèse est l'étude de la modélisation et de la commande des systèmes photovoltaïques suivants : systèmes autonome sans stockage d'énergie, systèmes autonome avec stockage d'énergie et systèmes photovoltaïques multi-string à commande décentralisée. Constitués par des générateurs photovoltaïques, des étages d'adaptation de l'énergie (convertisseurs DC-DC non isolés) et des algorithmes de régulation, de l'extraction et de suivi de point de la puissance maximale (MPPT) de point de vue architecture de conversion d'énergie à haut rendement et grande fiabilité et flexibilité.

Pour atteindre cet objectif, cette étude sera structurée comme suit :

- Analyse de conversion d'énergie dans une source PV.
- Étude comparative des convertisseurs solaires DC/DC.
- Étude comparative des méthodes de commande MPPT.
- Amélioration des algorithmes MPPT.
- Validation des performances des convertisseurs et des méthodes MPPT utilisés par simulation.

Cette thèse est composée de cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, un état de l'art des convertisseurs non isolés DC/DC photovoltaïques est abordé, en traitant des généralités sur l'énergie solaire et l'effet photovoltaïque, le pouvoir énergétique du soleil et son rayonnement et en fin, une présentation des généralités sur les convertisseurs DC/DC photovoltaïques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du système photovoltaïque autonome pour des puissances faibles environs de centaines de Watt dédié aux applications domestiques. Pour que ce système fonctionne à sa puissance maximale, un étage d'adaptation DC/DC est associé,

piloté par des algorithmes MPPT pour le suivi et l'extraction de la puissance maximale en fonction de la variation de l'irradiation solaire et de la température. Ce chapitre est commencé par l'étude et la modélisation de panneau photovoltaïque, puis l'étude comparative des étages d'adaptation DC/DC suivantes : BOOST et SEPIC dans la production et la conversion de l'énergie électrique photovoltaïque terminé par l'étude de l'effet des smart algorithmes de commande MPPT sur ces étages de conversion pour avoir un taux d'ondulation des signaux faibles et un temps de réponse de système important.

Le troisième chapitre est réservé à une étude comparative du système photovoltaïque autonome contrôlé par les smart algorithmes suivants : logique floue et P&O associé au contrôleur PI, utilisant le convertisseur SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter). Dans le but d'évaluer les performances techniques de ce convertisseur, d'une part au niveau de degré de stabilité des paramètres de système : tension, courant et puissance contre la variation de l'irradiation et la température des panneaux photovoltaïques et d'une autre part au niveau de temps de réponse de chaque algorithme.

Le quatrième chapitre présente la conception du modulateur et du contrôleur du système de chargeur photovoltaïque mis en œuvre avec le convertisseur à inductance primaire asymétrique (SEPIC). Le SEPIC conçu est contrôlé par la commande MPPT (P&O) pour extraire la puissance maximale du générateur PV. Puis un régulateur de commande PI est ajouté au contrôle MPPT utilisé afin de gérer la boucle de charge de la batterie. Le convertisseur BOOST est associé au système pour adapter la tension de sortie de la batterie à la charge. La modélisation de l'espace d'état est utilisée pour déterminer la fonction de transfert des convertisseurs (SEPIC et BOOST). Les valeurs des correcteurs PI (K_p et K_i) sont obtenues par l'utilisation de la méthode de Ziegler et Nichols.

Dans le cinquième chapitre, un système photovoltaïque multi-string à commande décentralisée de vingtaines de KW de puissance est présenté (on se limite au bus continu), le convertisseur DC/DC SEPIC intermédiaire est utilisé pour faire fonctionner le générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale par l'utilisation de la commande MPPT. En plus, l'étude de problème de régulation de la tension de bus continu vis-à-vis la variation de la valeur de la charge de la ligne et/ou la variation des conditions climatiques, apparition de l'ombrage partiel par exemple pour standardiser la tension de bus continu au tension électrique recommandée pour le raccordement du système PV étudié au réseau.

En conclusion générale, une synthèse des travaux réalisés et des principaux résultats obtenus sont abordés, puis une perspective des travaux de recherche à entamer.

Chapitre I : L'état de l'art

Introduction

Le schéma synoptique de la figure 1 présente une modélisation générale du système photovoltaïque traité dans cette thèse. L'énergie produite par les panneaux PV est convertie premièrement par des étages d'adaptation (convertisseurs DC/DC) commandés par les algorithmes MPPT pour l'extraction de la puissance maximale. Le courant du type continu débité à la sortie des convertisseurs DC/DC sert à alimenter les charges DC et à charger les batteries. Une partie de cette énergie est convertie en énergie alternative grâce à l'utilisation des onduleurs DC/AC pour alimenter un réseau électrique alternatif AC où tous les appareils fonctionnent en courant alternatif.

Ce chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les systèmes photovoltaïques, pour dégager les des atouts de l'énergie renouvelable pour un pays tel que le Maroc afin de réduire la facture énergétique. Par la suite la modélisons de la source PV avec la mise en évidence des récentes topologies des structures PV. Enfin, une étude présentative des convertisseurs DC/DC photovoltaïques non isolés est abordée.

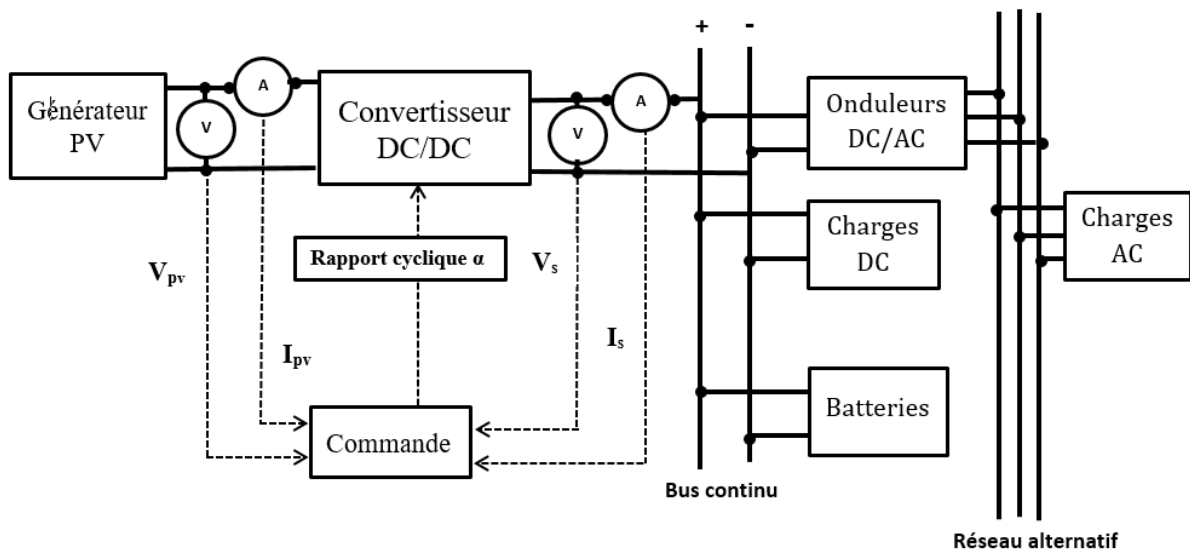


Figure 1. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque.

1. Généralités sur les systèmes photovoltaïques

Avec l'épuisement des réserves de sources d'énergie fossile, les crises économiques dues à la flambée des prix du pétrole, les accidents des centrales nucléaires tels que ceux de Three Mile Island (USA, 1979) ou de Tchernobyl (URSS, 1986), l'intérêt du grand public envers les énergies renouvelables ne cesse de croître. Parmi les diverses sources d'énergie renouvelable, le photovoltaïque occupe une place prépondérante [1].

La scène énergétique mondiale reste dominée par l'inégale répartition des ressources en énergies fossiles dont les réserves prouvées sont estimées [2] :

- Pour le pétrole à 170 Gtep, dont 86% détenues par les pays de l'OPEP (Organisation des pays exportateurs de pétrole) et de l'ex-URSS;
- Pour le gaz naturel à 180 Gtep, Concentrées à 71,5% au Moyen-Orient et dans l'ex-URSS;
- Pour le charbon à 475 Gtep, mieux réparties sur la planète, mais détenues à 82% par six pays (USA, Fédération Russie, Chine, Australie, Inde, Afrique du sud).

Sans compter le potentiel à découvrir et la valorisation des énergies fossiles non conventionnelles, ces réserves, exploitables respectivement pendant les années à venir, sont suffisantes pour satisfaire les besoins en énergie primaire au-delà de 2030 [2].

Les filières d'intervention à large échelle [1] ont été engagées pour lutter contre l'effet de serre, chacune ayant un potentiel de réduction des émissions de carbone d'un milliard de tonnes par an, soit à peu près 3,5 milliards de tonnes de CO₂ à l'horizon 2050, l'équivalent de 1/7e des émissions actuelles **"Propositions de "Princeton" : Référence pour la lutte contre l'effet de serre"**[1]. Parmi ces solutions :

- Le remplacement de 1400 grandes centrales à charbon par des centrales à gaz naturel de 1 GW chacune ;
- Le remplacement de 700 centrales à charbon par des centrales nucléaires d'une capacité double de celle du parc actuel ;
- La diffusion des plus récentes technologies d'économie d'énergie à l'ensemble des logements et édifices commerciaux pour la réduction de 25% des émissions de ce secteur ;
- La production de 34 millions de barils par jour de biocarburants, soit l'utilisation de 250 millions d'hectares de terres, l'équivalent du sixième des superficies mondiales ;
- L'installation de 2 millions d'éoliennes dans le monde, soit 50 fois la capacité actuelle ;
- La multiplication par 700 du nombre de panneaux solaires installés ;
- La division par 2 de la consommation moyenne des véhicules ;
- La séquestration de CO₂ de 800 centrales électriques à charbon.

La figure ci-dessous montre l'évolution des émissions de CO₂ en tonne par catégorie de pays pour les années entre 1970-2030 [1].

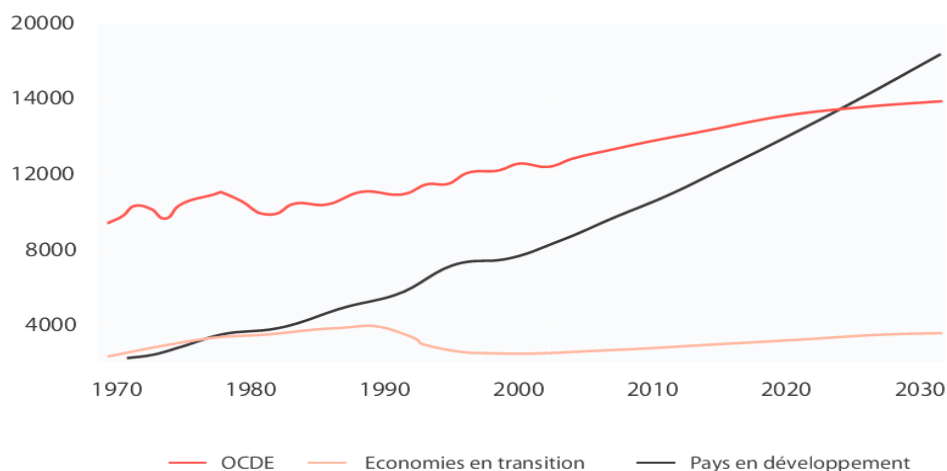


Figure 2. Evolution des émissions de CO₂ par catégorie de pays (1970-2030).

- OCDE : Organisation de Coopération et de Développement Economiques qui comporte 38 pays.
- Economies en transition : concerne les pays de l'ex-URSS, de l'ex-bloc de l'Est et de la Chine, et de pays du tiers-monde dits « émergents » l'Inde, l'Égypte et de même les pays en voie de développement ou à revenus moyens (tels le Brésil ou la Turquie).
- Pays en développement : correspondent aux États les plus pauvres et les plus vulnérables de la communauté internationale face aux aléas économiques, environnementaux, humains et épidémiques.

Selon le scénario de référence de l'Agence internationale de l'énergie (AIE), la demande mondiale annuelle de l'énergie primaire augmenterait de 60 % par rapport à 2002 pour atteindre 16,5 milliards de tonnes équivalent pétrole en 2030. Le rythme de la croissance annuelle de la demande est estimé à 1,7 % sur cette période, inférieur néanmoins aux 2 % enregistrés au cours des trois dernières décennies.

Rubriques	1971		2002		2030		2002-2030 * en %
	volume	%	volume	%	volume	%	
Charbon	1 407	25,4	2 389	23,1	3 601	21,6	1,5
Pétrole	2 413	43,6	3 676	35,5	5 766	35,7	1,6
Gaz	892	16,1	2 190	21,2	4 130	25,0	2,3
Nucléaire	29	0,5	692	6,7	764	4,5	0,4
Hydraulique	104	1,9	224	2,2	365	2,2	1,8
Biomasse	687	12,4	1 119	10,8	1 605	9,5	1,3
Autres énergies renouvelables	4	—	55	0,5	256	1,5	5,7
Total	5 536	100	10 345	100	16487	100	1,7

Tableau 1. Demande mondiale de l'énergie primaire (en millions de TEP).

* Taux de croissance moyen entre 2002 et 2030.

Le Maroc est un pays jusqu'à présent non producteur de ressources énergétiques et dépendant de l'extérieur pour la quasi-totalité de son approvisionnement. La dépendance de l'extérieur reste de 95 % et la facture énergétique pèse sur les équilibres économiques et financiers : 26 Milliards de DH. Tout de même, cette consommation annuelle reste relativement faible (480kwh/habitant). Pour dépasser ceci, le Maroc a lancé une nouvelle politique énergétique, ainsi que d'autres ressources énergétiques. Sa majesté le Roi Mohamed 6, le lundi 2 novembre 2009 à Ouarzazate a lancé le projet marocain de l'énergie solaire. Ce projet national, ambitieux et réaliste, s'inscrit dans le cadre de la stratégie énergétique tracée par sa majesté le Roi, laquelle accorde une priorité au développement des énergies renouvelables et au développement durable.

Le projet de développement intégré vise la mise en place d'une capacité totale de production électrique à partir de l'énergie solaire de 2 000 MW sur cinq sites : Ouarzazate, Ain BniMathar, Foum Al Oued, Boujdour et SebkhatTah.

Ce projet a pour objectifs :

- Mise en valeur du potentiel solaire.
- Contribution à la réduction de la dépendance énergétique.
- Préservation de l'environnement par la limitation des émissions des gaz à effet de serre: 3.7 millions de tonnes de CO₂ par an.
- Lutte contre les changements climatiques.
- Economie annuelle de 1 million de TEP soit près de 500 millions de dollars

L'atout du Maroc pour le développement des énergies renouvelables est de réaliser une réduction de 15% de la consommation énergétique d'ici 2030 [2].



Figure 3. Le programme marocain intégré d'énergie solaire lancé le 2 novembre 2009.

La figure 4 représente l'évolution de la capacité cumulée totale de PV dans le monde entier durant la période 2010-2016. On constate que plus de 300 GW de la capacité PV a été installée globalement à la fin de 2016. La production mondiale d'énergie photovoltaïque a enregistré un taux de croissance.

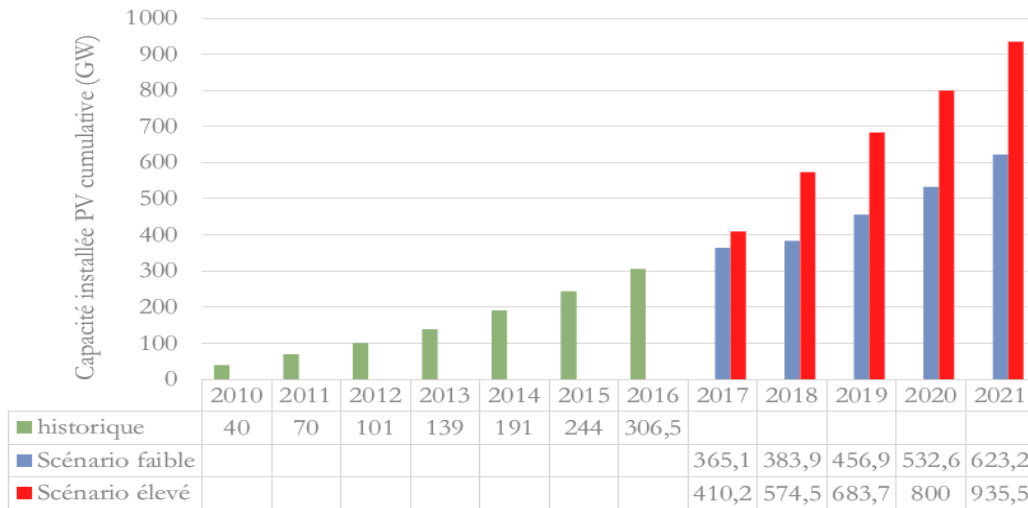


Figure 4. Capacité installée mondiale cumulative de photovoltaïque durant la période 2010-2016.

Suivant l'Extrait du discours de SM Le ROI à l'occasion de la Fête du Trône (30/07/2007) "La problématique de l'énergie se pose également comme une question fondamentale qu'il faut aborder dans le cadre d'une vision prospective. L'objectif est de garantir la sécurité énergétique de notre pays, de diversifier les sources d'énergie nationales, par le recours à des énergies alternatives et d'en assurer un usage rationnel".

La figure 5 trace l'évolution historique et les perspectives de la consommation d'électricité au Maroc qui peut atteindre un taux de 2239 kWh/hab en 2030.

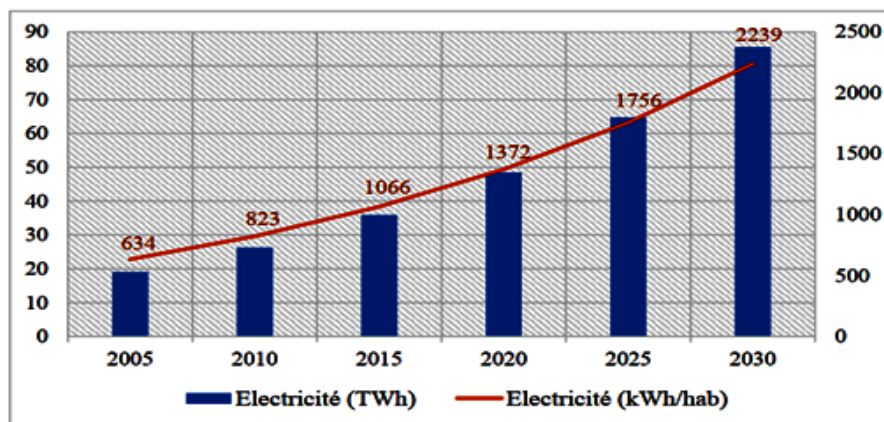


Figure 5. Évolution historique et prospective de la consommation d'électricité au Maroc, où l'estimation est basée sur une croissance moyenne du PIB de 4,5%.

Pour répondre à cette évolution, le Maroc lance des perspectives 2020-2030 pour l'exploitation de l'énergie solaire utilisant des systèmes photovoltaïques comme illustrés dans les tableaux 2 et 3 [2] :

Le solaire PV pour les applications décentralisées	Puissance cumulée réalisable MW	Production GWh/an	Investissement M mad	Energie économisée KTep/an	CO2 évité KT/an	Emplois créés
2020	40	68	4800	6	50	2500
2030	80	137	9000	12	100	5000

Tableau 2. Perspective 2020-2030 pour applications décentralisées de solaire PV.

Le solaire PV connecté au réseau	Puissance cumulée réalisable MW	Production GWh/an	Investissement M mad	Energie économisée KTep/an	CO2 évité KT/an	Emplois créés
2020	200	361	8 000	29	225	1000
2030	1 140	683	15 000	59	500	2000

Tableau 3. Perspective 2020-2030 pour le solaire PV connecté au réseau.

Selon l'Agence internationale de l'énergie (AIE), la consommation énergétique mondiale va augmenter en moyenne de 2 % par an. La consommation énergétique va donc doubler dans 35 ans.

La consommation d'énergie est généralement liée aux performances économiques, mais l'énergie utilisée dans les pays les plus développés est totalement différente de celle qu'utilisent les pays les plus pauvres.

Malgré les effets induits par la pandémie COVID 19, le marché du photovoltaïque a été plus important que prévu l'année dernière. En particulier, un bond des installations au Vietnam et en Chine a eu lieu en décembre et a dopé la demande mondiale à la hausse [3].

La figure ci-dessous décrit les prévisions des modules PV à installer pour les deux années 2021 et 2022 [3].

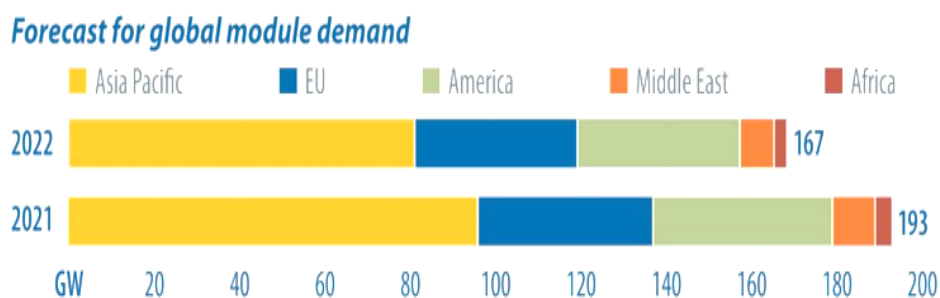


Figure 6. Prévision de la demande de modules PV pour 2021 et 2022.

Pour réduire la pollution de l'atmosphère, économiser le coût de transport de l'énergie, réaliser des installations de systèmes de conversion à des altitudes élevées ou dans des sites isolés et pour répondre à la demande de la consommation d'énergie électrique primaire, le recours au système photovoltaïque est une nécessité, car, ce système offre la possibilité de produire directement et instantanément l'énergie solaire en énergie électrique sans utiliser de combustible. Ce système photovoltaïque est équipé des éléments suivants : un générateur photovoltaïque (GPV) qui transforme le rayonnement solaire en énergie électrique, des convertisseurs DC qui adaptent l'énergie photovoltaïque à l'énergie demandée par la charge, un ou des onduleurs photovoltaïques qui transforment la tension et le courant continu en tension et en courant alternatifs.

2. Energie solaire photovoltaïque

C'est l'énergie associée à la radiation solaire, la forme de l'énergie que possède le soleil est l'énergie nucléaire interne dédiée aux processus de fusion nucléaires dans lesquels une grande quantité d'énergie radiante est émise. On peut la transformer en énergie thermique et en énergie électrique. La transformation en énergie électrique peut être réalisée directement (effet photovoltaïque) ou indirectement (thermo solaire) (figures 7 et 8).

Les avantages de cette énergie sont les suivants : non polluante, conversion directe et commence à être compétitive. Mais pour les inconvénients, cette énergie présente des grandes variations de l'irradiation au cours du temps, utilisée seulement dans quelques parties de notre planète, nécessité de grandes surfaces de captation pour son utilisation à grand échelle et finalement présente la difficulté de stockage.

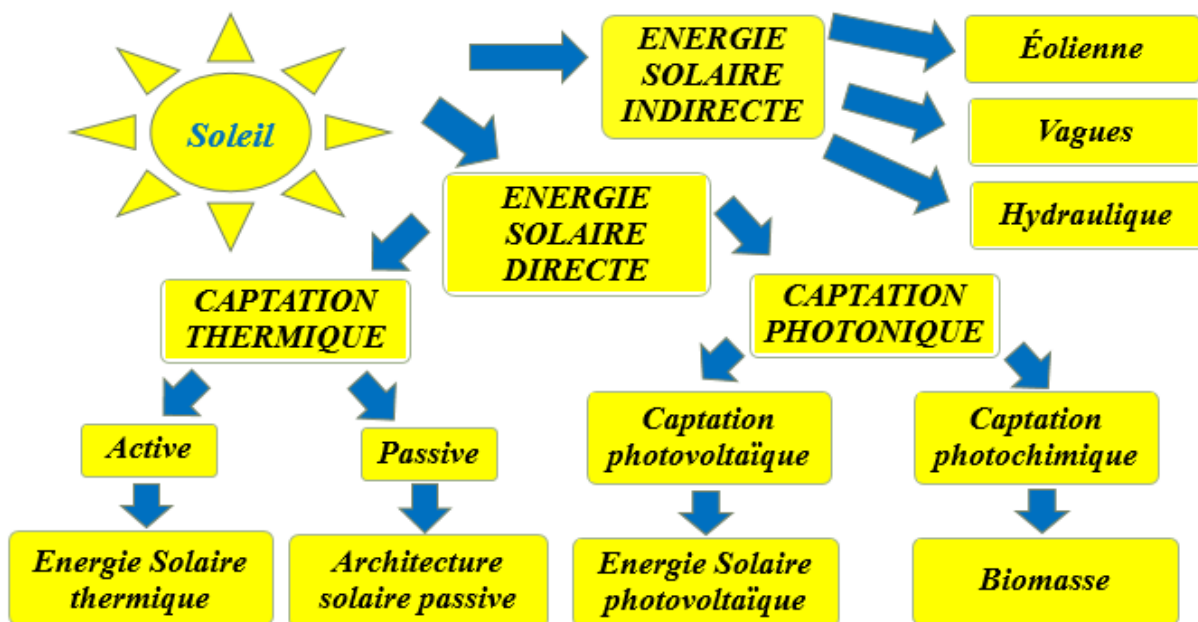


Figure 7. Les transformations de l'énergie solaire.

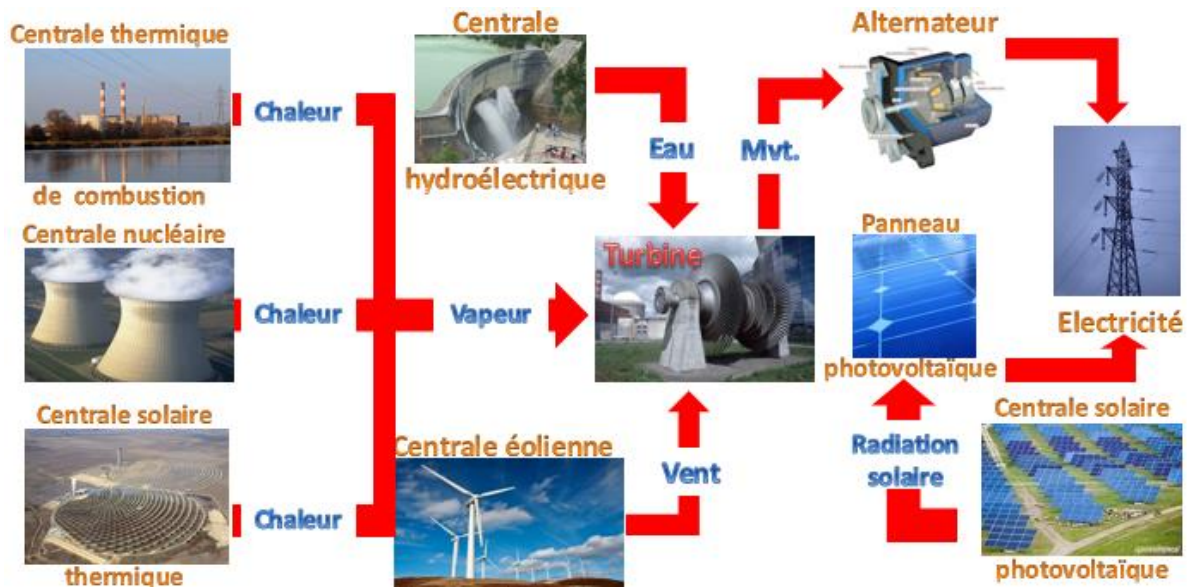


Figure 8. Types de centrales électriques.

3. Modes d'utilisation d'un système solaire photovoltaïque

Le choix des modes d'exploitation d'un système solaire photovoltaïque dépend des exigences imposées que ce soit technique, économique ou géométrique. A cette fin il existe trois modes d'utilisation d'un système solaire photovoltaïque : autonome, hybride et raccordé au réseau.

Le but des systèmes autonomes est d'assurer l'alimentation d'un ou plusieurs consommateurs situés dans des sites isolés du réseau électrique. Dans des systèmes autonomes photovoltaïques, un système de stockage est associé aux générateurs photovoltaïques pour assurer la disponibilité d'électricité à chaque instant et pendant plusieurs jours malgré l'intermittence de la production électrique. Ce système de stockage occupe une part très importante du coût de l'installation, en plus des conditions de fonctionnement très contraignantes. Par conséquent, des systèmes de gestion de l'énergie sont développés afin d'optimiser la durée de vie du système et de réduire ces coûts de fonctionnement [4].

Les systèmes hybrides reçoivent de l'énergie d'une ou plusieurs sources supplémentaires, qui sont également indépendants des réseaux de distribution électriques. En pratique le générateur PV est combiné à une éolienne ou à un groupe électrogène à combustible, ou aux deux à la fois avec des batteries de stockage de l'énergie. Ce système est utilisé pour les applications qui nécessitent une alimentation continue d'une puissance assez élevée [4].

Une installation PV peut être raccordée en parallèle avec le réseau de distribution électrique. Dans ce mode d'utilisation, les panneaux solaires sont connectés en série et/ou en parallèle pour former des strings, eux-mêmes reliés à un onduleur. L'onduleur est à choisir en fonction de la puissance des panneaux et peut accueillir un ou plusieurs strings. Si la consommation locale est supérieure à la production de l'installation PV, l'appoint est fourni par le réseau, dans le cas contraire, l'énergie est fournie au réseau public [5].

4. Modélisation de la source photovoltaïque

Un générateur photovoltaïque est composé d'un certain nombre de cellules PV branchées en série et/ou en parallèle. La connexion des cellules dépend de la tension et du courant souhaitable pour produire davantage de la puissance demandée pour alimenter les charges, le secteur ou recharger des batteries. L'interconnexion en série des cellules identiques augmente la tension tandis que la connexion en parallèle accroître le courant.

De nombreux modèles mathématiques (modèle à une diode et modèle à deux diodes), ont été développés pour représenter le comportement très fortement non linéaire d'une cellule PV. Cette modélisation a pour but de prédire le comportement du panneau et de concevoir le système de commande du panneau PV et ce en fonction des conditions environnementales, en particulier le changement de l'irradiation et de la température. Le modèle d'une cellule PV est en fait une jonction p-n, elle a des caractéristiques identiques à celles d'une diode [6]. La conversion photovoltaïque se produit dans le matériau semi-conducteur. Les électrons contenus dans la matière ne peuvent circuler que si on leur apporte une énergie pour les libérer de leurs atomes. Quand la lumière pénètre dans un semi-conducteur, les photons apportent une énergie permettant aux électrons de se déplacer, ce qui générera un courant électrique. Le PV se comporte donc comme un générateur de courant.

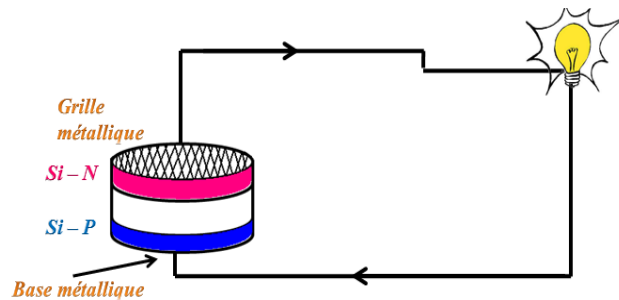


Figure 9. Conversion photovoltaïque.

4.1. Modèle à une diode

Le modèle à une diode est présenté par une source de courant idéale, branchée avec une diode en parallèle, une résistance série R_s et une résistance shunt R_p . Avec la source de courant caractérisant la photo courant, la diode D modélisant la jonction p-n, R_s représentant les pertes par effet joule et R_p simulant les fuites entre la grille supérieure et le contact arrière de l'élément ou la résistance modélisant les courants de fuites de la jonction. Ce modèle est couramment utilisé pour sa précision et sa simplicité. Le modèle de circuit électrique équivalent est présenté sur la figure 10.

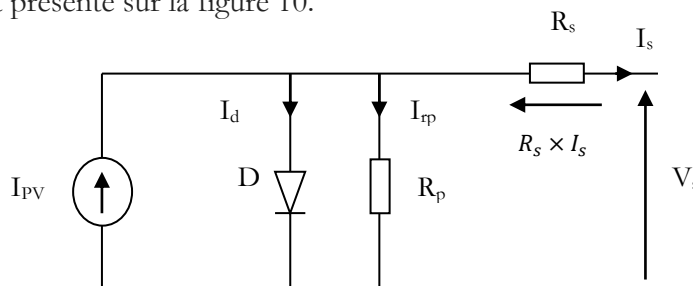


Figure 10. Circuit équivalent du modèle à une seule diode de la cellule PV.

L'équation de la cellule décrivant ce modèle est donnée par [6] :

$$I_s = I_{pv} - I_d - I_{rp} = I_{pv} - I_0 \times \left(e^{\frac{V_s + I_s \times R_s}{\alpha V_T}} - 1 \right) - \frac{V_s + I_s \times R_s}{R_p} \quad 1.1$$

Avec :

I_0 : Courant de saturation inverse de la diode.

$V_T = \frac{KT}{q}$: Potentiel thermodynamique.

K : La constante de Boltzmann ($1.38.10^{-23}$ Joules/Kelvin).

T : La température de la cellule en Kelvin.

q : La charge d'un électron $C= 1,6.10^{-19}C$.

α : Le facteur d'idéalité de la jonction.

V_s : La tension aux bornes de la cellule.

Il faut prendre en considération deux paramètres importants, habituellement caractérisant une cellule PV, la tension de circuit ouvert V_{co} (Équation 1.2) et le courant de court-circuit I_{cc} (Équation 1.3). Ils se réfèrent au courant maximal et à la tension maximale que peut générer une cellule PV.

$$V_{co} = \frac{\alpha KT}{q} \times \ln \left(\frac{I_{pv}}{I_0} + 1 \right) \quad 1.2$$

$$I_{cc} \approx I_{pv} - \frac{I_{cc} \times R_s}{R_p} \approx \frac{I_{pv}}{1 + \frac{R_s}{R_p}} \quad 1.3$$

4.2. Modèle à deux diodes

Ce modèle est le plus proche du comportement réel de la cellule solaire, une diode supplémentaire est mise en parallèle au circuit du modèle simple d'une diode. Cette diode est incluse pour fournir une courbe caractéristique bien plus précise, prenant en compte la perte de recombinaison dans la région d'appauvrissement qui représente une perte considérable et qui ne peut être adéquatement modélisés en utilisant une seule diode.

Le modèle à deux diodes est présenté comme suit :

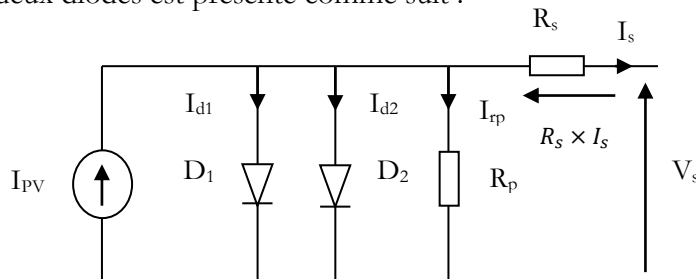


Figure 11. Circuit équivalent du modèle à deux diodes de la cellule PV.

L'équation caractéristique est déduite d'une manière directe à partir de la loi de Kirchhoff comme suit :

$$I_s = I_{pv} - I_{d1} \times \left(e^{\frac{V_s + I_s \times R_s}{\alpha_1 V_{T1}}} - 1 \right) - I_{d2} \times \left(e^{\frac{V_s + I_s \times R_s}{\alpha_2 V_{T2}}} - 1 \right) - \frac{V_s + I_s \times R_s}{R_p} \quad 1.4$$

Le modèle à une diode (empirique) est le modèle le plus courant et actuellement le plus utilisé par un grand nombre de constructeurs pour donner les caractéristiques techniques de leurs cellules solaires en raison de sa simplicité. Il permet d'exprimer l'intensité d'un module PV en fonction de la tension à ses bornes et des conditions climatiques.

Par la suite on s'intéresse seulement à ce modèle.

5. Fonctionnement à puissance maximale

Une cellule ou un ensemble de cellules photovoltaïques se caractérise par une fonction $I = f(V)$ non linéaire, cette caractéristique présente un point caractérisant la puissance maximale. Lors d'une connexion d'un générateur PV à une charge résistive, le point de fonctionnement est défini par l'intersection entre la caractéristique $I = f(V)$ du générateur PV et la charge. Mais si une connexion directe est faite entre le générateur PV et la charge, le point de fonctionnement du générateur PV ne pourra pas être piloté. Dans ce cas, c'est la charge qui déterminera le point de fonctionnement en fonction de l'impédance de la charge et du générateur photovoltaïque (GPV), alors, le système n'est pas apte de fonctionner à son point de puissance maximale (MPP).

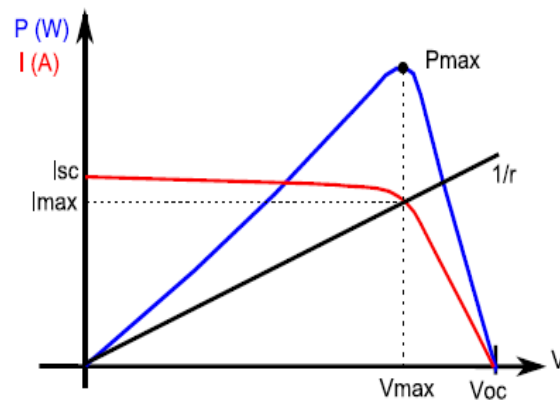


Figure 12. Caractéristiques $I(V)$ et $P(V)$ d'un générateur PV.

Pour les systèmes photovoltaïques, l'exploitation de la totalité de la puissance existante au niveau du générateur photovoltaïque (GPV) est une volonté très forte. Grâce à la disponibilité des convertisseurs photovoltaïques DC/DC ou/et DC/AC, la recherche de point de la puissance maximale est possible suivant l'utilisation des algorithmes de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui ont modifié l'impédance équivalente des convertisseurs utilisés [7-9]. Le sujet principal des algorithmes MPPT est de minimiser la distance moyenne entre le point de fonctionnement qu'il impose au système et le point réel de la puissance maximale [10, 11].

La problématique essentielle de la MPPT d'un générateur PV est l'apparition de maximums locaux suite à l'utilisation des cellules PV ayant des caractéristiques différentes, qui ont influencées fortement le fonctionnement des algorithmes MPPT.

En réalité pour un système PV, chaque cellule à sa propre caractéristique (tension à vide V_{CO} , courant de court-circuit I_{cc} et le point de puissance maximal MPP), on appelle mismatch, ces différentes caractéristiques communément de ces cellules PV. Il existe deux principaux types de mismatches : structurel et fonctionnel. Le mismatch structurel apparait quand deux cellules identiques soumises aux mêmes conditions de fonctionnement, auront des caractéristiques différentes[12, 13], et le mismatch fonctionnel, apparait suite aux conditions différentes de fonctionnement des cellules PV, tels que l'ombrages partiel ou l'apparition des points chauds sur les cellules PV, c'est-à-dire des zones de température élevée qui n'affectent qu'une seule zone du panneau et entraînent une diminution localisée de l'efficacité qui génère une puissance de sortie plus faible dans la zone affectée[13, 14].

6. Association des panneaux solaires photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont regroupées en unités plus grandes appelées modules, et les modules sont regroupés dans des unités plus grandes appelées panneaux photovoltaïques combinés en série et/ou en parallèle pour fournir la puissance de sortie souhaitée.

Pour les moyennes et grandes puissances, les panneaux photovoltaïques doivent être associés en String afin d'augmenter les grandeurs de sorties (courant et/ou la tension). Le modèle du générateur photovoltaïque étudié est composé de N_s modules en série pour augmenter la tension et de N_p modules en parallèle pour augmenter le courant, dans notre cas on utilise le modèle décrit par le circuit équivalent de la figure 13.

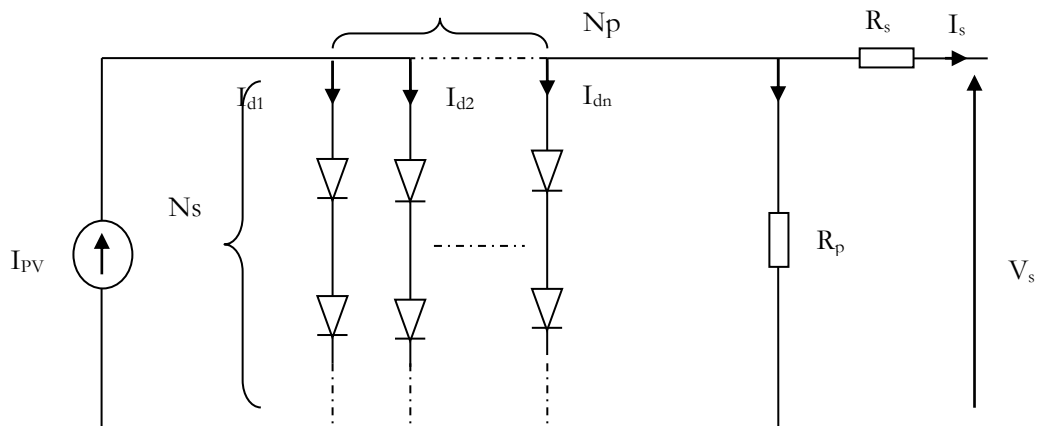


Figure 13. Circuit équivalent du modèle d'association des panneaux solaires photovoltaïques.

L'équation de courant total de sortie s'écrit comme suit :

$$I_s = N_p I_{ph} - N_p I_{RS} \left\{ \exp \left[\frac{1}{AV_{Th}} \left(\frac{V_s}{N_s} + \frac{I_s R_s}{N_p} \right) \right] - 1 \right\} - \frac{N_p}{R_p} \left(\frac{V_s}{N_s} + \frac{I_s R_s}{N_p} \right) \quad 1.5$$

Où N_p représente le nombre de cellules en parallèle et N_s modélise nombre de cellules en série.

La plupart des installations repose sur la mise en série de modules PV pour accroître la tension de sortie du générateur et optimiser le conditionnement de l'énergie électrique à très haut

rendement. Lorsque la puissance installée est importante, plusieurs rangées sont associées en parallèle [15].

6.1. Interconnexion série

Pour deux modules PV interconnectés en série et présentant des caractéristiques différentes causées par une différence de luminosité, la caractéristique $I = f(V)$ de l'ensemble sera déformée car le courant continu du module ombré est plus faible. De ce fait, la recherche de MPP de l'ensemble devient compliquée avec le risque de rester bloqué sur un MPP local de la courbe $I = f(V)$ (figure 14) [15].

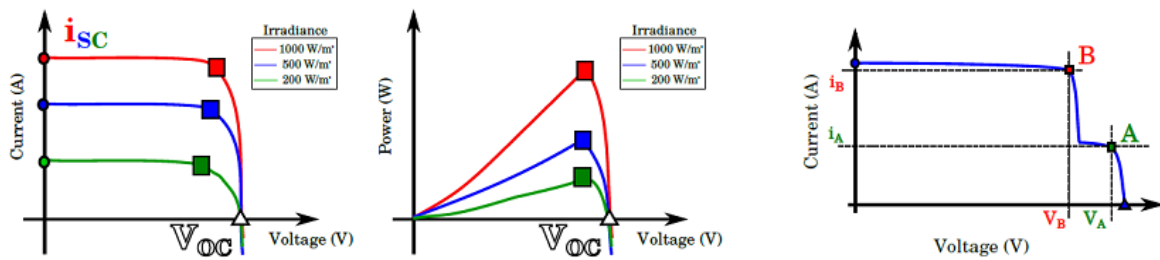


Figure 14. Influence de l'irradiation sur le courant et la puissance de sortie d'un module PV.

Le point de fonctionnement est imposé par le module correctement éclairé (I_B), le module le plus faiblement illuminé fonctionne en récepteur (charge de surintensité), avec une tension négative à ses bornes. Une grande tension négative pourrait détruire le module ombré par dissipation d'une forte puissance à cause de ce phénomène. Une diode en antiparallèle (by-pass, figure 16) est utilisée pour court-circuiter le groupement en série avec la présence d'ombrage partiel au moment de l'apparition d'une tension négative, la diode est mise en conduction lorsque la valeur de tension aux bornes de celle-ci est supérieure à la valeur de son seuil. A cet effet on perd une partie de l'énergie d'un système PV mais les panneaux correctement éclairés peuvent produire normalement. Le point de fonctionnement est imposé par le module le plus faible (I_A). Dans ce cas, la diminution de la puissance produite (perte par mismatching fonctionnel) est importante car les modules PV ayant une caractéristique I-V plus faible vont limiter le courant fourni et donc la production de l'ensemble de modules PV connectés en série.

6.2. Interconnexion parallèle

Pour deux modules PV présentant des caractéristiques différentes, connectés en parallèle, la caractéristique de l'ensemble est déformée car la tension aux bornes du module le plus chaud est plus faible que l'autre. Les deux modules étant soumis à la même tension, deux conditions de fonctionnement sont possibles (Figure 15).

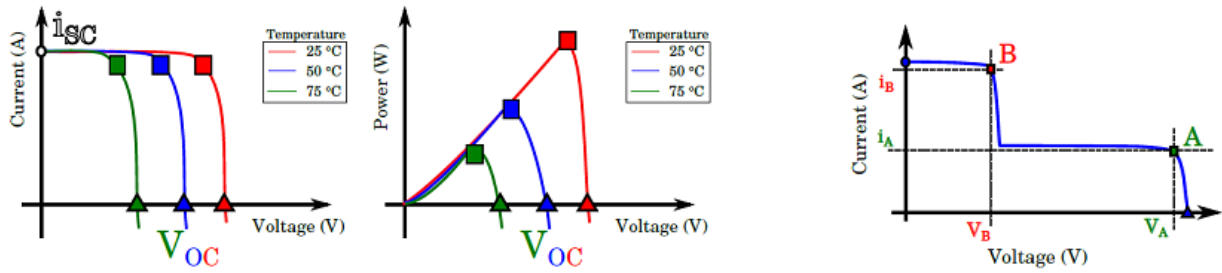


Figure 15. L'influence de la température sur la tension d'un module PV.

Le module le plus chaud impose le point de fonctionnement (V_B), la dispersion des productibles et les pertes par mismatching. Le module le moins chaud impose son point de fonctionnement (V_A), il fonctionne en récepteur (charge contre-courant), parcouru par un courant inverse très important. Ce module faiblement éclairé peut donc dissiper une puissance importante et être détruit. Pour empêcher cela, il est indispensable de mettre une diode en série (anti-retour, figure 16) avec chacun des panneaux pour empêcher la circulation d'un courant inverse. Cela conduira à une perte de d'énergie considérable. De ce fait quel que soit le type d'interconnexion entre les modules PV, les pertes par mismatching sont non négligeables si les conditions sur les modules sont différentes. En général, l'irradiation solaire peut avoir un grand impact sur le courant de sortie d'un module PV et donc les pertes par mismatching de l'ensemble en série. De son côté, la température peut causer une hétérogénéité au niveau de la tension et donc des pertes lors d'une mise en parallèle. La mise en parallèle comme la mise en série directe de cellules ou panneaux solaires reste assez critique. La mise en parallèle reste difficile à protéger. La partie suivante du chapitre considère donc différentes manières pour interconnecter les panneaux solaires par l'intermédiaire de convertisseurs statiques.

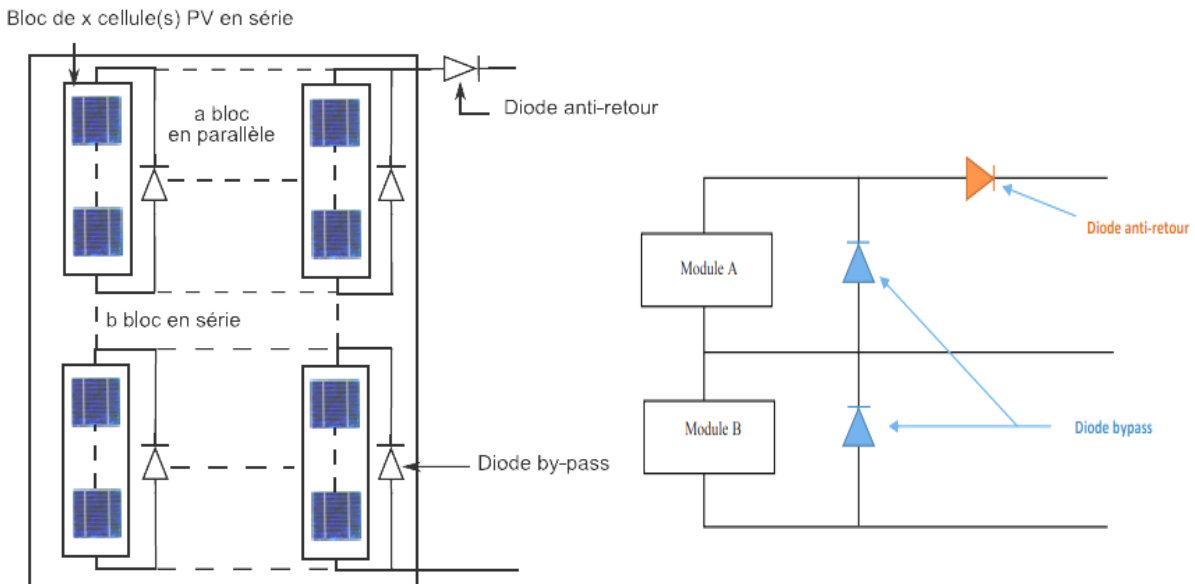


Figure 16. L'emplacement de la diode by-pass et la diode anti-retour pour un module photovoltaïque.

7. Caractérisation d'un système photovoltaïque

La caractéristique du panneau PV généralement décrite par une courbe courant-tension $I = f(V)$ et une autre courbe puissance-tension $P = f(V)$ comme montre les figures 17 et 18.

Ces caractéristiques sont obtenues en résolvant les équations des modèles présentés en haut pour certaines conditions données [16]. Le panneau PV se caractérise comme une source de tension sur le côté droit de la courbe $I = f(V)$ et comme une source de courant à la gauche de la courbe $I = f(V)$.

Caractéristiques électriques du panneau PV (American Solar Wholesale ASW-250P)	Valeur
Puissance maximale (25°C, 1000W/m ²)	250
Tension en circuit ouvert V_{co} (V)	37.4
Courant de court-circuit I_{cc} (A)	8.98
Tension au point de puissance maximale V_{mp} (V)	30.2
Courant au point de puissance maximale I_{mp} (A)	8.43

Tableau 4. Paramètres du panneau photovoltaïque en condition de test standard (STC).

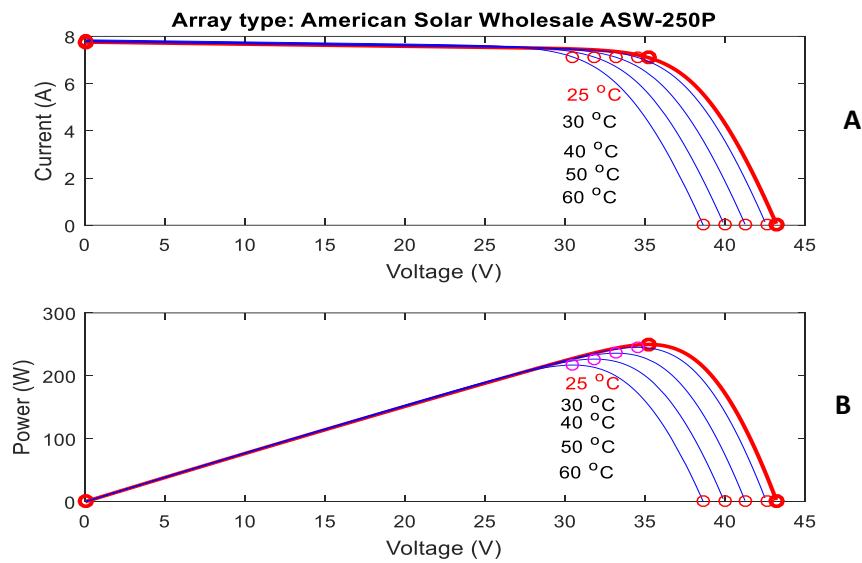


Figure 17. Effet de la température sur le courant (A) et la puissance (B) de la cellule photovoltaïque.

On remarque sur les deux figures 17 et 18 que les performances des cellules PV sont facilement affectées par des conditions environnementales (température et irradiation), dans lequel le courant de court-circuit I_{cc} dépend du niveau d'irradiation solaire, tandis que la tension de circuit ouvert V_{co} est inversement dépendante de la température [17].

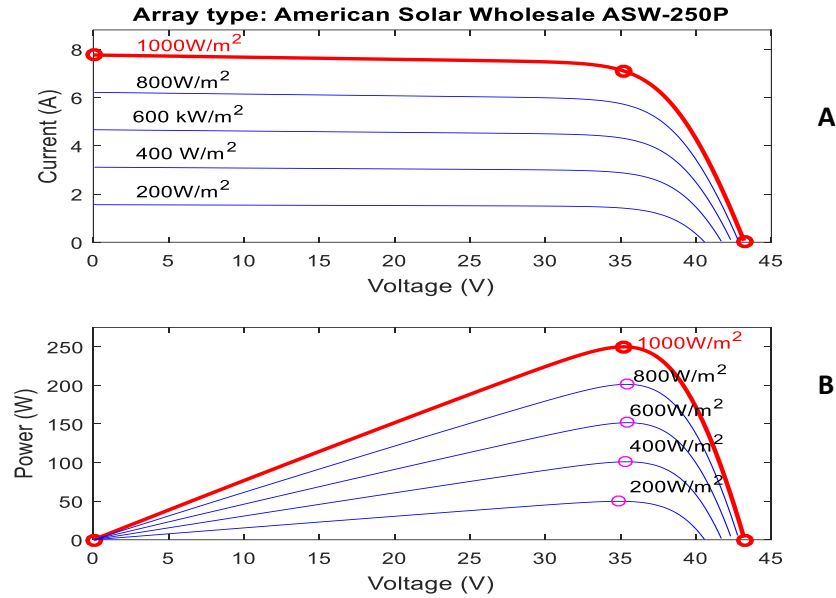


Figure 18. Effet de l'éclairement sur le courant (A) et la puissance (B) de la cellule photovoltaïque.

Suivant les caractéristiques affichées sur les figures 17 et 18, il y a un point de fonctionnement où la puissance de sortie est maximale (figure 19). Ce point est connu sous le nom de point de la puissance maximale (MPP), l'objectif recherché est de tenir les systèmes PV à fonctionner près de ce point MPP afin de bénéficier du maximum d'énergie généré.

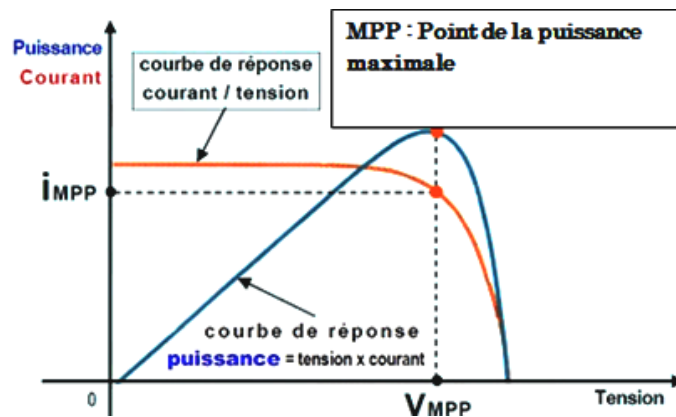


Figure 19. Point de la puissance maximale.

8. Topologies des systèmes photovoltaïques

Pour les moyennes et grandes puissances, les panneaux photovoltaïques doivent être associés en string afin d'augmenter les grandeurs de sorties (courant et/ou la tension). Plusieurs topologies d'associations sont possibles (série et/ou parallèle), telles que la topologie d'onduleur centrale, topologie à onduleur rangée et en fin topologie à hacheur rangée. Une grande diversité de topologies de champs PV existe, nous présenterons uniquement les plus utilisées et les plus intéressantes [18].

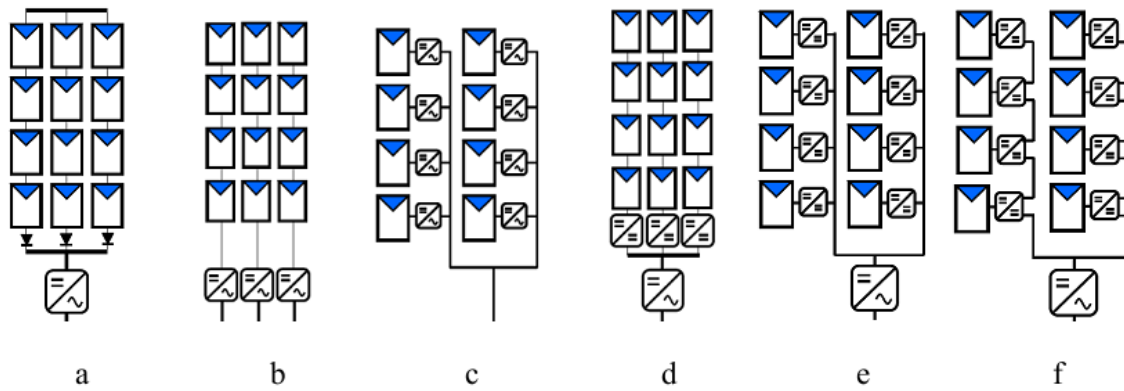


Figure 20. Différentes possibilités architecturales pour un système PV.

L'architecture **a** est la plus simple, elle met en parallèle plusieurs rangées de panneaux connectés en série (string) de modules PV sur un bus DC avec une diode anti-retour au bout de chaque rangée. Pour cette architecture, le bus continu est connecté au réseau par l'utilisation d'un convertisseur DC à faible rapport de transformation associé à un onduleur central (DC-AC centralisé). Cette topologie est retenue principalement pour les grandes gammes de puissance au-delà de quelques dizaines de kW [1]. Ce montage est très simple et moins coûteux et facile à maintenir et à surveiller. L'association en série directe de plusieurs modules sur chaque rangée permet d'éliminer le convertisseur DC élévateur, ce qui augmente le rendement. Mais, la mise en série d'un nombre important de modules PV, a un impact important sur la dispersion des énergies, compte tenu du nombre important de panneaux associés en série sur un seul point et avec un seul convertisseur commandé par une seule MPPT pour tous les modules PV.

Les topologies décentralisées et distribuées (Architecture **b** et **c**) sont devenues plus attractives car elles sont utilisées dans le but de maximiser la puissance disponible des productibles, chaque rangée ou module PV peut fonctionner à son propre MPP ce qui permet de maximiser l'exploitation de l'irradiation solaire, de plus ces architectures **b** et **c** permettent la continuité de service du système PV dans le cas de défaillance d'un onduleur contrairement à la topologie **a**.

Dans l'architecture **d** (DC distribué string _AC centralisé) l'onduleur est centralisé mais les convertisseurs DC sont décentralisés. Ce montage est plus coûteux mais il augmente la disponibilité des productibles et la fiabilité du système. Le rapport de transformation reste un peu faible à cause de l'association en série des modules de chaque rangée. La surface occupée par les PV reste plus grande par rapport à une distribution des convertisseurs DC au niveau de chaque module (DC distribué modulaire _ AC centralisé) présenté dans l'architecture **e** et **f**, ce qui maximise la productivité dans le cas de la dispersion de la température des modules PV ou dans le cas d'ombrage partiel.

Les topologies distribuées modulaires (**e** et **f**) ont une meilleure fiabilité sous la condition d'une surveillance fine et rapide, une grande liberté au niveau MPP de chaque module et un rendement meilleur pour un choix pertinent de la structure de conversion DC. La mise en série des sorties de convertisseurs DC (**f**) diminue le rapport d'élévation nécessaire des convertisseurs et la tension du bus continu reste variable à cause du courant imposé sur l'ensemble des

convertisseurs série pour une puissance donnée de chaque module, en plus la dépendance des points de fonctionnement, de la complexité de l'élaboration des lois de commande et du dimensionnement de la structure. La mise en parallèle des sorties des convertisseurs associés aux modules (e) permet de maintenir la tension de bus continu DC, ce qui permet d'intégrer facilement des éléments de stockage et de mieux gérer le flux du stockage d'énergie photovoltaïque injecté au réseau.

Dans le tableau 5 et la figure 21, on compare de façon qualitative la performance des différentes associations dans l'installation PV [15, 19].

Installation PV	Coût	Productivité	Commande	Rendement	Continuité de service	Rapport de transformation	Facilité de stockage
a	Faible	Faible	Simple	Très élevé	Faible	Non	Non
b	Moyen	Moyenne	Complicquée	Elevé	Elevée	Non	Non
c	Très élevé	Elevée	Complicquée	Elevé	Elevée	Oui	Non
d	Elevé	Moyenne	Simple	Elevé	Moyenne	Non	Non
e	Elevé	Moyenne	Complicquée	Elevé	Moyenne	Oui	Non
f	Elevé	Elevée	Simple	Elevé	Moyenne	Non	Oui

Tableau 5. Comparaison qualitative des installations PV.

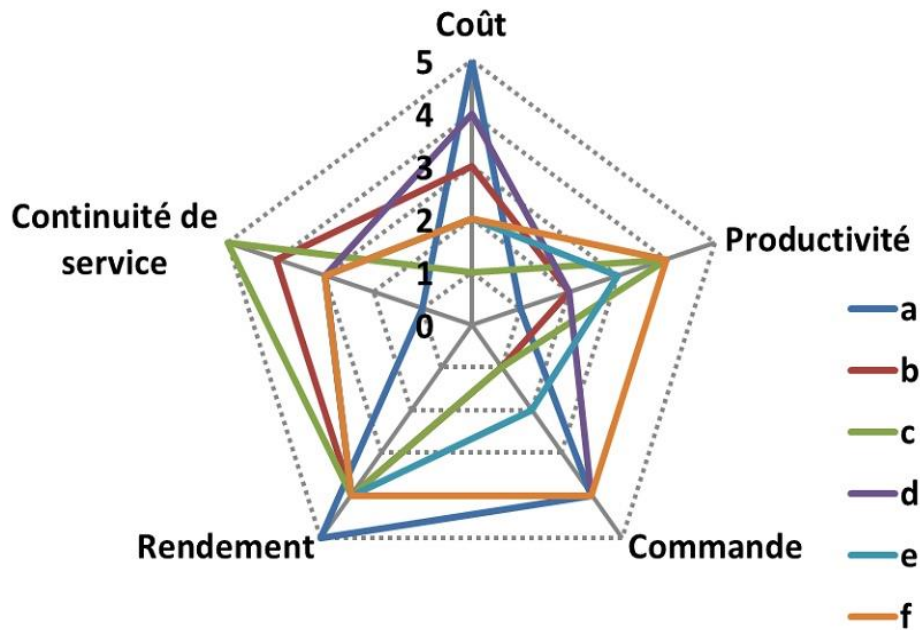


Figure 21. Comparaison qualitative des installations PV.

9. Les convertisseurs DC/DC

Dans un système de conversion des énergies photovoltaïques, les convertisseurs DC/DC sont utilisés pour bien adapter la source à la charge et pour extraire le maximum de puissance générée par les panneaux PV.

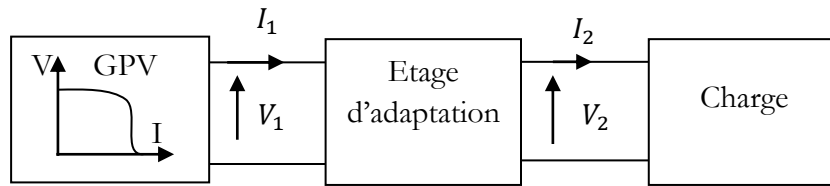


Figure 22. Schéma d'adaptation pour un système PV autonome.

10. Différentes structures des convertisseurs DC/DC photovoltaïques

Deux catégories de convertisseurs DC/DC sont distinguées en fonction de parcours de l'énergie électrique entre la source et la charge : convertisseurs réversibles et non réversibles.

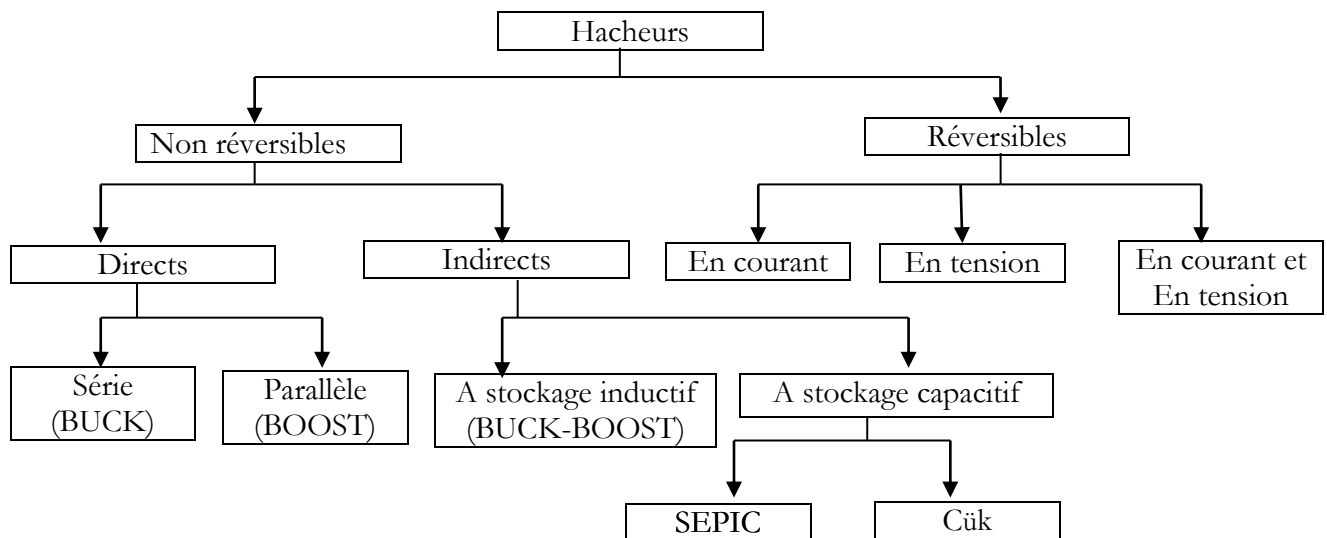


Figure 23. Différents types de convertisseurs DC-DC ou hacheurs non isolés.

- Convertisseurs DC/DC réversibles

Les convertisseurs DC/DC réversibles assurent une réversibilité en tension et/ ou courant, ils inversent le sens de parcours de l'énergie, de même la source peut devenir une charge et inversement. Ce type de comportement est très utilisé dans les systèmes d'entraînement électrique. Pour ce type de convertisseur, on distingue trois catégories : Hacheur réversible en tension, Hacheur réversible en courant et Hacheur réversible en courant et en tension. Ces derniers sont employés pour l'entraînement des moteurs MCC et ce n'est pas le sujet de notre étude.

- Convertisseurs DC/DC non réversibles

Ces convertisseurs n'assurent pas la réversibilité ni de la tension ni du courant, l'énergie ne parcourt que de la source vers la charge.

Il existe deux types :

- ❖ Les convertisseurs à liaison directe qui associent deux sources de natures différentes :

- Convertisseur dévolteur ou série (Buck converter) :

Un convertisseur dévolteur ou série (Buck, figure 24) est un convertisseur abaisseur de tension, le circuit RC modélise le récepteur de tension tandis que l'inductance L est insérée pour que l'ensemble se comporte comme un récepteur de courant continu. L'inductance d'impédance Z_L , L et la capacité C de circuit forment un filtre du second ordre, ce qui donne une tension de sortie bien filtrée (figure 24)

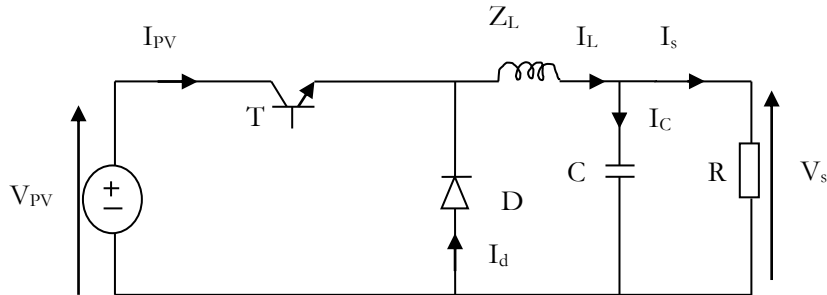


Figure 24. Convertisseur Buck.

- Convertisseur survolteur ou parallèle (Boost converter) :

Le convertisseur survolteur Boost, (figure 25), est un élévateur de tension. Il sert à établir une liaison directe entre une source de tension continue et un récepteur de tension continue. Le circuit de réception est constitué d'une résistance R et un condensateur de filtrage C montés en parallèle, une bobine d'inductance d'impédance Z_L montée en série avec l'alimentation pour la transformer en une source de courant DC.

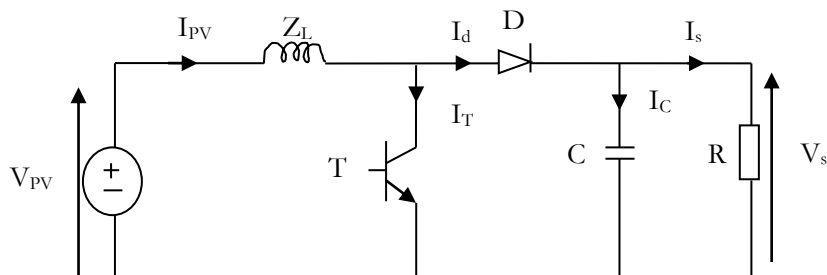


Figure 25. Convertisseur Boost.

❖ Les convertisseurs à liaison indirecte ou à accumulation qui associent deux sources de même nature :

- Convertisseur à stockage inductif ou parallèle-série (Buck-Boost converter) :

Le convertisseur à stockage inductif (Buck-Boost, figure 26) est un élévateur et abaisseur de tension. Mais c'est un montage inverseur de tension, sa tension de sortie est négative par rapport à la référence de la source. Ce circuit est très utilisé pour les appareils électroniques portatifs. Il sert à optimiser la durée d'autonomie de la batterie tout en protégeant le système.

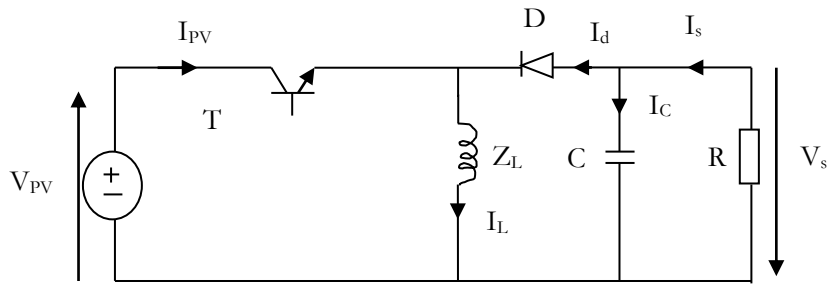


Figure 26. Convertisseur Buck-Boost.

- Convertisseur à stockage capacitif (Cük, SEPIC) :

Le convertisseur Cük est un hacheur à stockage capacitif et inverseur de tension. Il sert à abaisser ou élever la tension de sortie. C'est une liaison indirecte entre deux sources de courant continu à l'intermédiaire d'une source de tension continue (condensateur) qui accumule puis restitue au récepteur l'énergie délivrée par le générateur (figure 27).

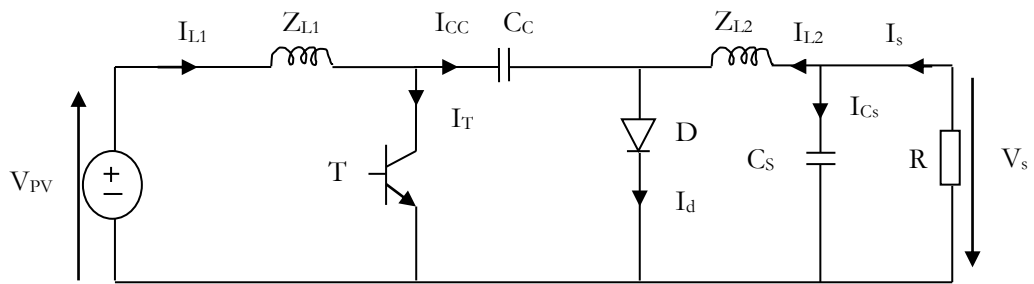


Figure 27. Convertisseur Cük.

Le convertisseur de structure SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) est adéquat à la structure de convertisseur Cuk avec la permutation de la diode et l'inductance de sortie (figure 28). Il présente des caractéristiques similaires à celles du Cuk, mais ce n'est pas un inverseur de tension [22].

Ce type de convertisseur est utilisé pour les applications de charge de batteries et pour la correction du facteur de puissance PFC pour la famille des convertisseurs AC-DC, grâce à l'inductance en série avec la source d'entrée. Ce convertisseur sera adopté dans notre étude pour ces utilités par rapport aux autres structures : dédié pour la charge des batteries, améliore le PFC, non inverseur de tension, permet d'abaisser ou élever la tension de sortie et c'est système de quatrième ordre (équation 2.62). Sa sortie est contrôlée en changeant le cycle de fonctionnement du transistor de commande T. Le contrôle de ce convertisseur sera étudié pour les futures applications avec de topologies adéquates. SEPIC est un convertisseur DC-DC possédant un gain de transfert à haute tension, une densité de puissance et un rendement élevé, une tension et des ondulations de courant réduites (Hren & Slibar en 2005). Les convertisseurs SEPIC sont largement utilisés dans les équipements périphériques et dans les applications industrielles (Jaafer et al en 2013). Il a été discuté que SEPIC devrait avoir une bonne réponse en termes de rejet des

variations de charge, des variations de tension d'entrée et même des incertitudes des paramètres. Les caractéristiques statiques et dynamiques de ces convertisseurs ont été bien discutées par Comines & Munro en 2002 [15].

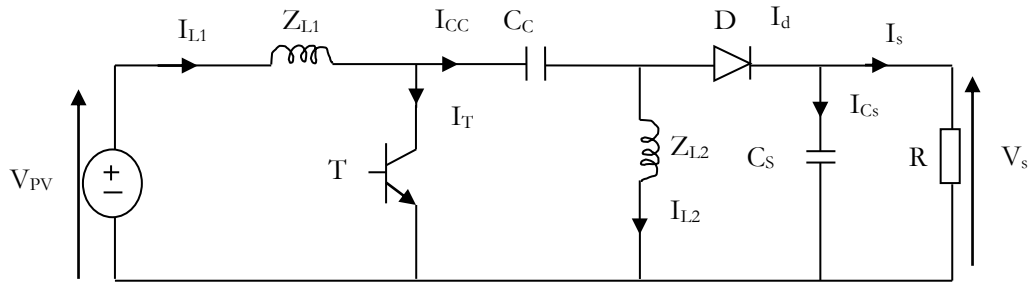


Figure 28. Convertisseur SEPIC.

Ces topologies des convertisseurs appelées topologies non isolées, car elles sont sans transformateurs d'isolement. La topologie dévolteur est utilisée pour diminuer la tension, mais dans les applications PV, la topologie survolteur (Boost converter) est très utilisée afin d'augmenter la tension. Dans un système PV raccordé au réseau, on emploie un convertisseur ou des convertisseurs survolteurs pour amplifier la tension de sortie souhaitée en amont de l'onduler. Les topologies dévolteurs-survolteurs de tension comme : Buck-Boost, Cuk et SEPIC sont utilisées pour les systèmes PV avec batteries [22].

Le tableau 6 résume les principales caractéristiques des convertisseurs statiques DC/DC [106].

Convertisseur	Gain en tension	Type de convertisseur
Buck	α	Abaisseur de tension
Boost	$\frac{1}{1 - \alpha}$	Elévateur de tension
Buck-Boost	$\frac{-\alpha}{1 - \alpha}$	Inverseur, Abaisseur et Elévateur de tension
Cuk	$\frac{-\alpha}{1 - \alpha}$	Inverseur, Abaisseur et Elévateur de tension
SEPIC	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	Abaisseur et Elévateur de tension

Tableau 6. Caractéristique des structures des convertisseurs DC/DC en mode de conduction continue.

Paramètres/convertisseur	Boost	Buck	Buck-Boost
Gain en tension	$\frac{1}{1-\alpha}$	α	$\frac{-\alpha}{1-\alpha}$
$V_{k.max}$ $ V_{d.max} $	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$	V_e	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s}{2}$
$i_{k.max}$ $i_{d.max}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2.L.f}$	$I_s + \frac{\alpha.(1-\alpha).V_e}{2.L.f}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2.L.f}$
Courant de source	Continu	Discontinu	Discontinu
Paramètres/convertisseur	Cük	SEPIC	
Gain en tension	$-\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	
$V_{k.max}$ $ V_{d.max} $	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_{Cc}}{2}$	$\frac{V_e}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_s + \Delta V_{Cc}}{2}$	
$i_{k.max}$ $i_{d.max}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2.f} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\alpha V_e}{2.f} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \right)$	
Courant de source	Continu	Continu	

Tableau 7. Caractéristique des convertisseurs DC/DC en mode de conduction continu.

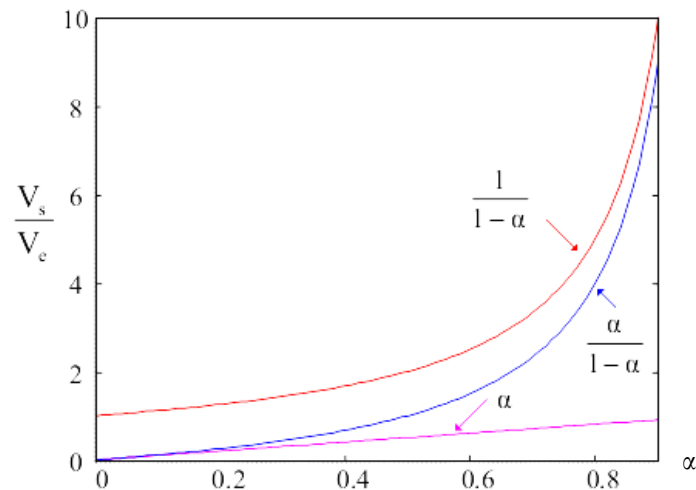


Figure 29. Evolution de rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

En pratique, les composants ne sont jamais parfaits, la figure 30 trace l'évolution du gain en tension des convertisseurs en tenant compte des éléments parasites de chaque composant.

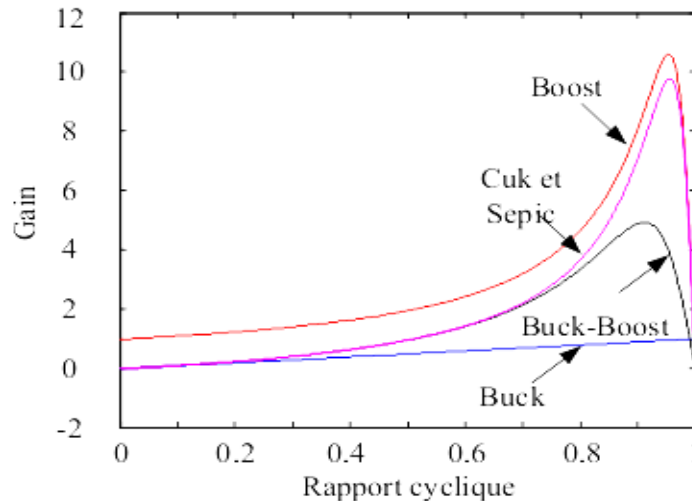


Figure 30. Evolution du gain en tension des convertisseurs en tenant compte des éléments parasites.

11. Dispositifs de stockage de l'énergie photovoltaïque

Dans les systèmes photovoltaïques autonomes, les batteries sont largement utilisées pour alimenter les charges en cas d'absence d'ensoleillement ou dans le cas de présence d'une panne au niveau du système de production d'énergie solaire. Ces batteries sont sensibles aux phénomènes de surcharge, de décharge profonde ainsi que les dérives de température et de courant. Il est alors nécessaire de les associer à un régulateur pour assurer leur protection et suivre leur seuil de charge et décharge [21].

11.1. Système photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie

Une installation photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie est une installation qui produit de l'électricité grâce au soleil, mais qui fonctionne indépendamment du réseau électrique. Dans la majorité des cas, ce système est utilisé dans les sites isolés où il serait beaucoup trop coûteux de raccorder l'habitation ou le local que l'on souhaite alimenter en électricité. La différence majeure avec une installation photovoltaïque standard (raccordée au réseau), c'est la présence des batteries. Une installation photovoltaïque autonome doit être capable de fournir de l'énergie, y compris lorsqu'il n'y a plus de soleil (la nuit ou en cas de mauvais temps). Il faut donc qu'une partie de la production journalière des modules photovoltaïques soit stockée.

Le schéma de la figure 31 présente la conception d'un modèle du contrôleur du système de chargeur photovoltaïque mis en œuvre avec le convertisseur à inductance primaire asymétrique (SEPIC). Le système photovoltaïque autonome présenté est composé d'un générateur photovoltaïque GPV avec un convertisseur du type SEPIC pour charger la batterie et un convertisseur BOOST pour alimenter la charge de sortie [21].

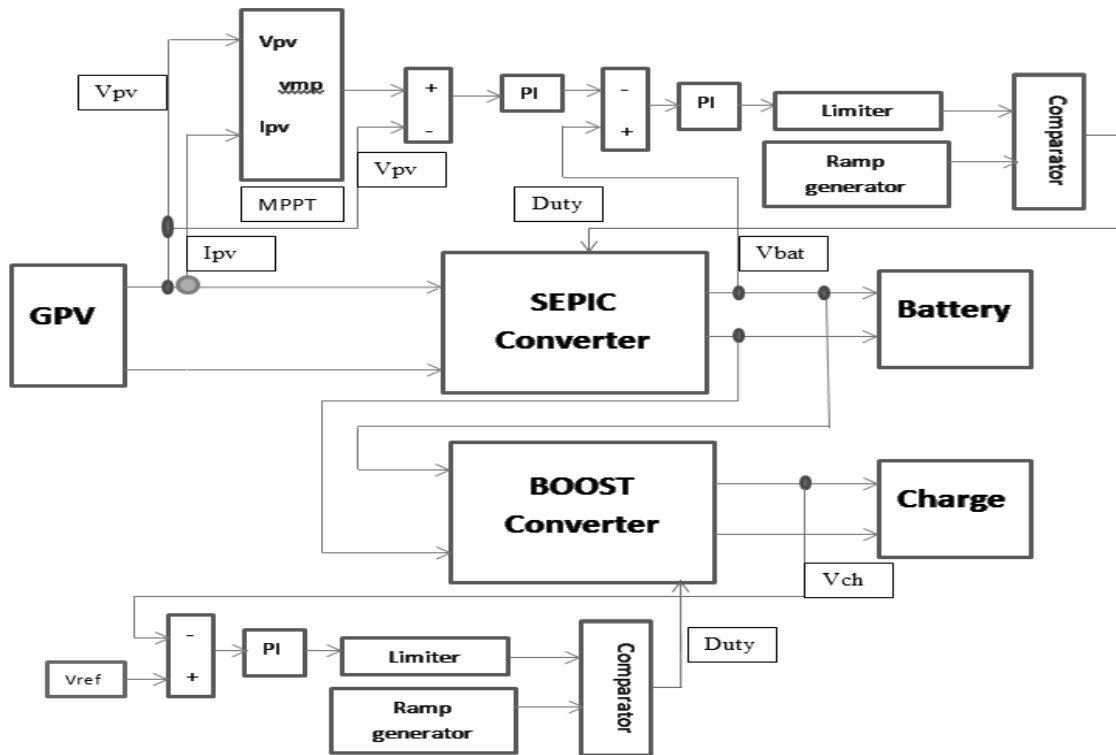


Figure 31. Schéma synoptique d'un système PV avec stockage d'énergie.

11.2. Modélisation des batteries

11.2.1. Les batteries lithium

Un accumulateur ou batterie est un équipement électrochimique qui sert à la conversion réversible d'énergie chimique en énergie électrique. Dans le cas de charge, l'énergie électrique est transformée et stockée sous forme d'énergie chimique suivant les réactions d'oxydo-réduction. Au moment de décharge, l'énergie chimique est convertie en énergie électrique, dans ce cas les réactions inverses se produisent au niveau des électrodes (la batterie fonctionne en mode générateur) [23].

Les batteries au lithium représentent une solution attractive pour les systèmes de stockage d'énergie en termes de performances, notamment d'énergie spécifique et de densité d'énergie. En effet, puisque ce type de batterie possède la tension de fonctionnement la plus élevée et en même temps, selon la classification périodique des éléments, c'est le métal le plus léger avec une masse molaire atomique de 6,94 g. La figure 32 montre le positionnement avantageux des batteries au lithium par rapport aux autres technologies relativement aux densités d'énergie massique et volumique. Ceci explique sa pénétration actuelle dans les marchés dans les différents domaines (électronique portable, aéronautique, transport terrestre, électronique domestique...) [23].

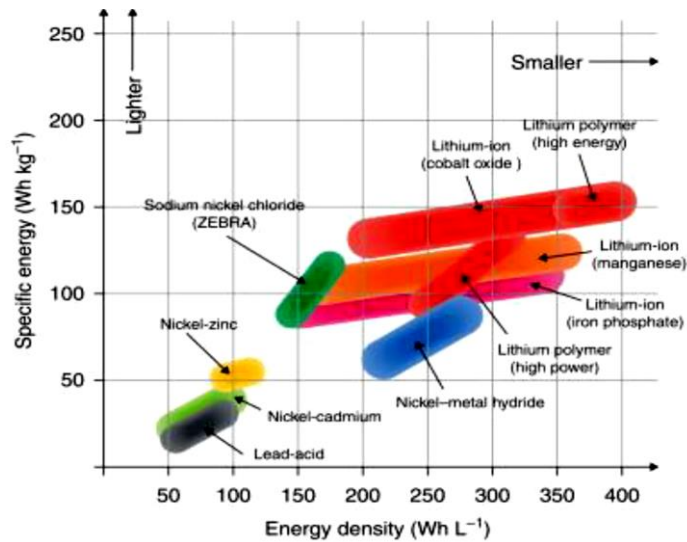


Figure 32. Positionnement en densités d'énergie massique et volumique des batteries lithium.

11.2.2. Modélisation des batteries Lithium-ion

Les batteries rechargeables sont largement utilisées dans les systèmes photovoltaïques (PV) autonomes (c'est-à-dire non connectés au réseau) pour stocker le surplus d'énergie et fournir à la charge en cas de faible production d'énergie renouvelable. Bien que le coût d'installation de la batterie soit relativement faible par rapport à celui des PV, le coût de la durée de vie de la batterie est considérablement augmenté en raison de la durée de service limitée [24], résultant en de faibles niveaux d'état de charge de la batterie (SOC) pendant de longues périodes. Le coût global du système peut-être réduit par l'utilisation des techniques de contrôle de charge / décharge de batteries appropriées, qui permettent d'atteindre un SOC de batterie élevé et, par conséquent, une durée de vie plus longue.

La batterie au lithium-ion est principalement composée de deux électrodes, électrolytes et poreuses partitions. Le matériau actif lithium-ion est fourni par un oxyde de métal de transition contenant du lithium tel que LiCoO_2 , LiNiO_2 , LiMn_2O_4 pour des électrodes positives. Le modèle de Thévenin équivalent de la batterie au lithium-ion est représenté sur la figure 33. L'impédance capacitive produite à partir de phénomènes de polarisation peut être simulée avec la résistance R et le condensateur C . Où R_1 est la résistance ohmique interne de la batterie, R_0 et C_0 sont la résistance et la capacité de polarisation [25].

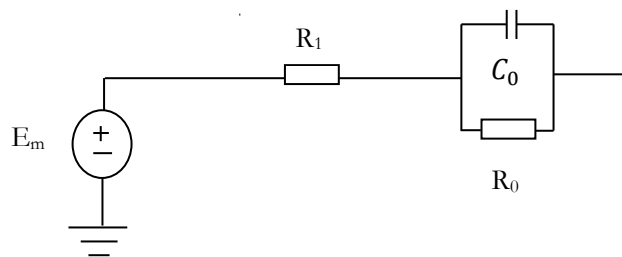


Figure 33. Circuit de Thevenin équivalent de la batterie en Lithium-ion.

Suivant le modèle de circuit équivalent de Thevenin, les équations suivantes sont obtenues :

$$E_m = R_1 i_t + R_0 i_{rt} \quad 1.6$$

$$i_t = i_{ct} + i_{rt} \tag{1.7}$$

$$i_{ct}/C_1 = R_0 \frac{di_{rt}}{dt} \tag{1.8}$$

Où E_m est la tension de circuit ouvert de la batterie, i_t est le courant de fonctionnement (quand la batterie se charge il est positif et lors de la décharge il est négatif).

Le tableau 8 montre d'autres principaux dipôles utilisés dans la modélisation des batteries mais nous intéressons au modèle 2 le plus utilisé. Le spectre d'impédance est une technique qui permet de suivre la réponse en fréquence du système étudié [23, 26].

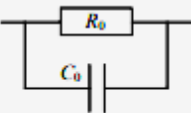
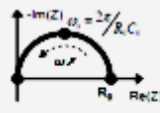
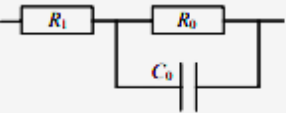
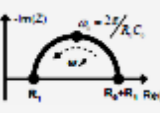
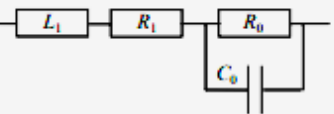
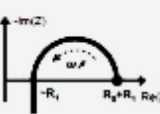
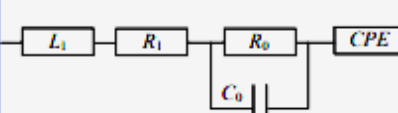
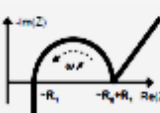
Dipôle	Impédance	Spectre d'impédance	Remarque
	$\frac{R_0}{1 + jR_0C_0\omega}$		Modélisation de la capacité double couche en parallèle avec la résistance de transfert de charge.
	$R_1 + \frac{R_0}{1 + jR_0C_0\omega}$		L'ajout d'une résistance purement ohmique R_1 décale le spectre vers la droite.
	$jL_1\omega + R_1 + \frac{R_0}{1 + jR_0C_0\omega}$		L'inductance modélise le comportement à hautes fréquences.
	$jL_1\omega + R_1 + \frac{R_0}{1 + jR_0C_0\omega} + \frac{1}{Qp^\alpha}$		Le CPE est utilisé pour fitter correctement le spectre en basses fréquences et pour tenir compte de la diffusion.

Tableau 8. Eléments d'impédance utilisés dans les modèles à base de CEE.

11.2.3. Avantages et inconvénients des batteries lithium-ion

Le tableau 9 ci-dessous résume les principaux avantages et inconvénients des batteries lithium-ion [27, 28].

Avantages	Inconvénients
Densité énergétique élevée	Problèmes de sécurité – risque d'explosion en cas d'emballement thermique
Cycle de vie important	Déchargement à haute température ou lors stockage à haut tension
Tensions élevées	Les batteries LCO ne peuvent pas être déchargées à courant élevé
Vitesses de chargement et de déchargement élevées	Nécessite des protections contre les surcharges ou décharges excessives
Résistance interne faible	Sujettes au vieillissement
Auto-déchargement assez faible	Pas de recharge rapide sous 0°C
Pas de conditions particulières lors de la première utilisation ni de maintenance	Coûts de production élevés

nécessaire	
Gamme de températures de fonctionnement étendue	
Absence de métaux lourds par rapport à d'autres types de batteries (Pb, Hg, Cd, ...)	
Légereté	

Tableau 9. Avantages et inconvénients des batteries lithium-ion.

Le tableau 10 présente les différentes caractéristiques des principales technologies d'accumulateurs [23, 29].

	Li-ion	Ni-MH	Ni-Cd	Pb-Acide
Tension nominale	3.7	1.2	1.2	2
Densité d'énergie volumique (Wh/l)	200-600	140-435	60-150	50-80
Densité d'énergie massique (Wh/Kg)	75-250	30-110	50-75	30-50
Densité de puissance (W/Kg)	100-5000	50-2000	150-230	75-300
Cycle de vie (par cycle de charge)	1000-10,000	200-1500	1000-2500	500-1200
Coût (\$/kWh)	600-2500		800-1500	200-400

Tableau 10. Caractéristiques des principales technologies d'accumulateurs.

12. Les variantes d'algorithmes MPPT de commande des convertisseurs DC/DC

Les algorithmes de poursuite de point de la puissance maximale MPPT «Maximum Power Point Tracking» permettent au système d'extraire le maximum de puissance du générateur photovoltaïque. Le principe de ces méthodes est de déplacer le point de fonctionnement en agissant sur le rapport cyclique du convertisseur statique jusqu'à se placer sur le MPP. Lors du régime transitoire ou permanent, ces commandes doivent estimer et comparer la puissance avec celle de l'instant précédent. Les performances de celles-ci sont liées à la rapidité avec laquelle le point MPP est atteint, à la manière d'osciller autour de ce même point, mais aussi à la robustesse pour éviter une divergence lors de changements brutaux d'ensoleillement ou de charge.

Dans ce mémoire, nous étudions les trois algorithmes MPPT suivants : P&O (Perturb & Observ), INC (Incrémentation de la Conductance) et FL (Fuzzy logic), pour un système photovoltaïque PV et leurs effets sur la commande MPPT des étages de conversion photovoltaïque BOOST et SEPIC pour un objectif d'avoir un taux d'ondulation des signaux faibles et un temps de réponse important du système.

La définition mathématique de l'optimum d'une fonction est le point par lequel son dérivé par rapport à une variable donnée s'annule ($\frac{dP}{dV} = 0$). Tous les algorithmes de calcul du point de puissance maximum MPP se basent sur ce principe.

12.1. Algorithme de commande P&O 'Perturbation et Observation'

12.1.1. Contexte de la commande P&O

P&O est la méthode la plus naturelle pour l'esprit de recherche du point de la puissance maximale, elle cherche la valeur optimale de la puissance par essai-erreur, en variant la valeur de la tension U et en vérifiant la puissance de sortie P, a l'objectif de maximiser P par l'augmentation au maximum de la tension U sans baisser l'intensité I. Ci-dessous l'enchaînement de l'algorithme P&O exact :

1. On commence par mesurer la puissance correspondante P_1 délivrée par le générateur PV, pour une tension V_1 fixée.
2. Après un certain temps, l'algorithme mesure également la puissance P_2 correspondante pour une tension imposée $V_2 = V_1 + \Delta V$.
3. Si $P_2 > P_1$, l'algorithme impose une tension plus grande $V_3 = V_2 + \Delta V$, sinon il abaisse la tension $V_3 = V_1 - \Delta V$.

La commande P&O est la plus utilisée dans la littérature et surtout dans la pratique en raison de sa facilité de mise en œuvre. Le principe de cet algorithme est de déplacer le point de fonctionnement en augmentant V_{pv} , lorsque dP_{pv}/dV_{pv} est positive ou en diminuant V_{pv} , lorsque dP_{pv}/dV_{pv} est négative, dont le but de faire fonctionner le système à sa puissance maximale et d'observer l'effet de cette perturbation sur la puissance générée par le générateur photovoltaïque GPV. Quatre scénarios sont envisagés (figure 34, tableau 11) ci-dessous :

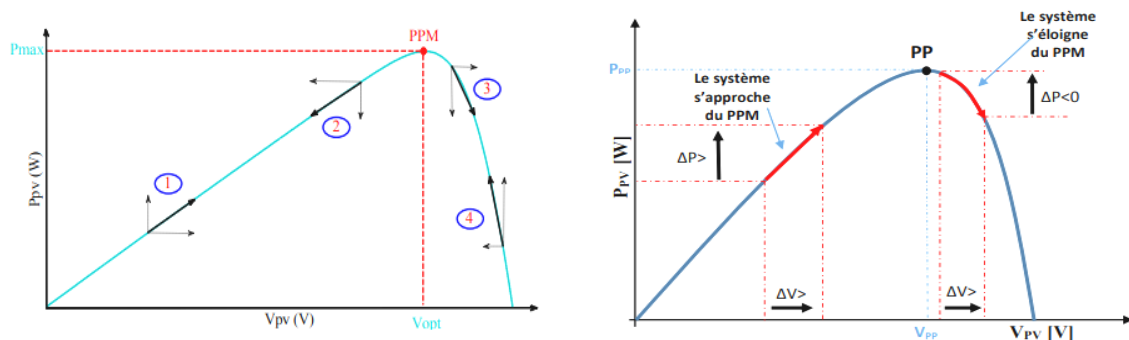


Figure 34. Quatre scénarios de fonctionnement de l'algorithme P&O.

Cas n°	ΔV_{PV}	ΔP_{PV}	$\frac{\Delta P_{PV}}{\Delta V_{PV}}$	Sens de la poursuite	Action de contrôle
1	+	+	+	Bon	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
2	-	-	+	Mauvais	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
3	+	-	-	Mauvais	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$
4	-	+	-	Bon	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$

Tableau 11. Principe quatre scénarios de l'algorithme P&O.

12.1.2. Organigramme de la commande P&O

Cet algorithme sert à effectuer une perturbation de la tension du panneau PV en agissant sur le rapport cyclique α . Suite à la perturbation faite, on calcule la puissance fournie par le panneau PV à l'instant k , après on compare cette puissance à la précédente de l'instant $(k-1)$. Si cette puissance augmente, on s'approche du point de la puissance maximale 'MPP' et la variation du rapport cyclique est maintenue dans la même direction. Au contraire, si la puissance diminue, on s'éloigne du point de puissance maximale, 'MPP'. Dans ce cas, on inverse le sens de la variation du rapport cyclique [30, 31] (figure 35).

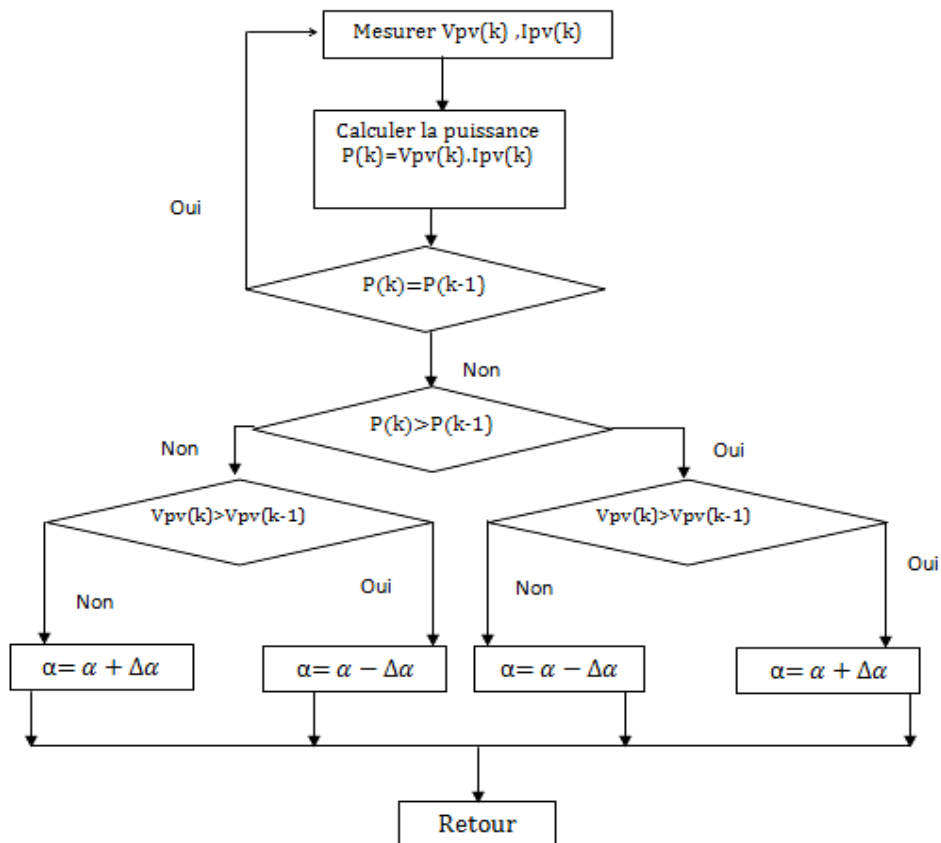


Figure 35. Organigramme de l'algorithme P&O.

12.1.3. Les limites de la méthode P&O

L'algorithme P&O est utilisé fréquemment, vu sa facilité d'implémentation. Mais il présente des problèmes d'oscillations autour du MPP en régime établi, car la recherche du PPM se répète périodiquement, ce qui oblige le système à osciller en permanence autour du MPP, une fois le point de la puissance maximale est atteint. Le taux de ces oscillations dépend largement de la largeur du pas de la perturbation [32]. Si elle est grande, le MPPT répondra rapidement aux changements soudains, mais dans les conditions stables ou lentes, les pertes seront accrues, et si elle est très petite, pendant les conditions stables et lentes les pertes seront réduites, mais dans ce cas le système n'est pas capable de suivre les changements météorologiques rapides (température et irradiation).

Un autre inconvénient de la commande P&O est présenté [34]. Sous une augmentation brutale de la radiation, la puissance du panneau augmente. Dans ce cas l'algorithme précédent travail et réagit comme si l'augmentation est produite sous l'effet de la perturbation précédente et le système continue dans cette direction comme si elle est la vraie direction. De ce fait, il s'éloigne du vrai MPP et le processus reste dans cette direction jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement, moment de retour au vrai MPP [34], (figure 36).

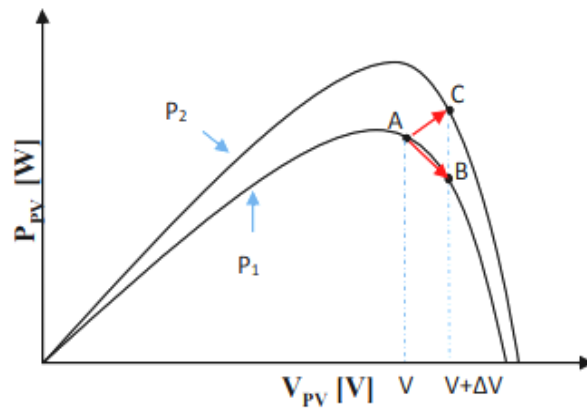


Figure 36. Divergence de la méthode P&O.

12.2. Algorithme de commande INC

12.2.1. Contexte de la commande INC

L'algorithme d'incrément de conductance (INC) est une technique MPPT classique, appelée en anglais « Incremental Conductance Algorithm », l'une des techniques où la commande MPPT fait monter le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque le long de la caractéristique $P(V)$ jusqu'à atteindre le point de la puissance maximale MPP. Il utilise deux sondes, une pour mesurer la tension V et le courant I du module PV [35].

Cet algorithme cherche toujours le point où la dérivée de la puissance P engendrée par rapport à la tension V du module est égale à zéro, le point où se trouve la puissance maximale MPP figure 37 [36, 37].

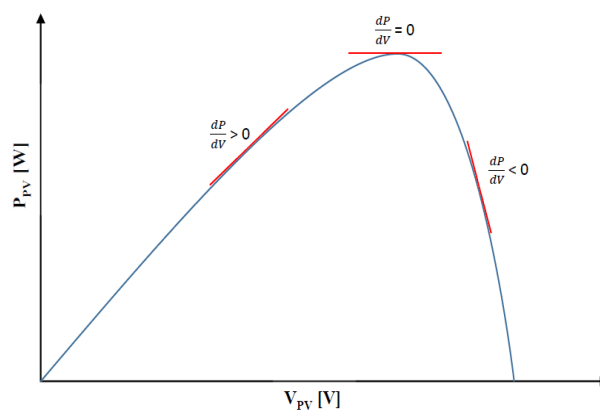


Figure 37. Caractéristique tension-puissance de panneau PV.

D'après la figure 37 on observe que :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0 & \text{au MPP} \\ \frac{dP}{dV} > 0 & \text{à gauche du MPP} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{à droite du MPP} \end{cases} \quad 1.9$$

Pour un panneau solaire PV, la puissance est donnée par :

$$P = V \times I \quad 1.10$$

Sa dérivée partielle est écrite comme suite :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad 1.11$$

Le principe de cet algorithme est basé sur la connaissance de la valeur de la conductance $G = I/V$ et sur l'incrément de la conductance (dG) pour en déduire la position du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale, 'MPP'. Si l'incrément de conductance (dG) est supérieur à l'opposé de la conductance ($-G$), on diminue le rapport cyclique. Par contre, si l'incrément de conductance est inférieur à l'opposé de la conductance, on augmente le rapport cyclique. Ce processus est répété jusqu'à atteindre le point de la puissance maximale MPP [38]. L'algorithme est illustré par l'équation suivante :

$$\frac{dP}{dV} \begin{cases} > 0, \text{ si } \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} & \text{à gauche de MPP} \\ = 0, \text{ si } \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} & \text{à MPP} \\ < 0, \text{ si } \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} & \text{à droite pour MPP} \end{cases} \quad 1.12$$

En comparant la conductance et l'incrément de la conductance, trois positions du point de fonctionnement PF peuvent être vérifiées :

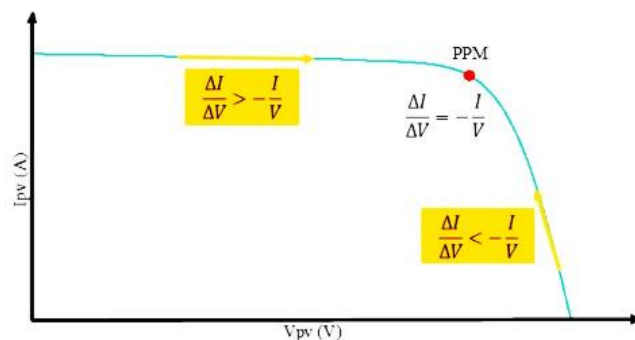


Figure 38. Caractéristique de fonctionnement de l'algorithme INC.

12.2.2. Organigramme de la commande INC

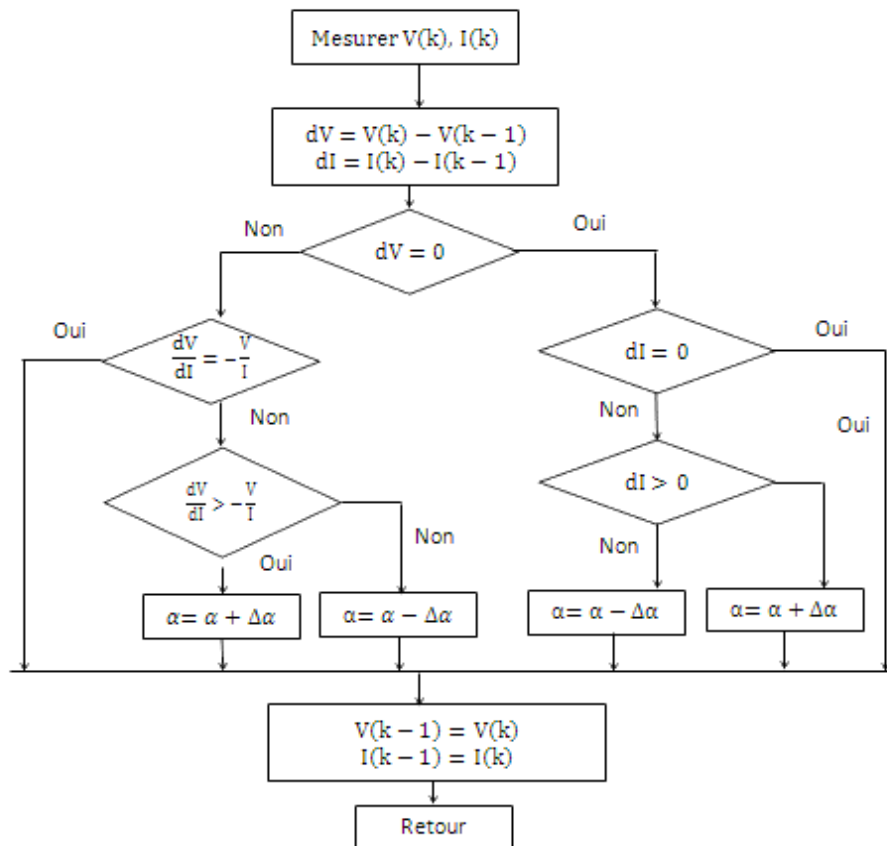


Figure 39. Organigramme de l'algorithme INC.

La tension et le courant V_{pv} et I_{pv} sont mesurés pour calculer la puissance de sortie $P(k)$ courante de la rangée. Cette valeur $P(k)$ est comparée à la valeur $P(k-1)$ de la dernière mesure. Si la puissance de sortie a augmenté, la perturbation continuera dans la même direction. Si la puissance a diminué depuis la dernière mesure, la perturbation de la tension de sortie sera renversée en direction opposée du dernier cycle. C'est-à-dire à chaque instant en comparant la valeur de la conductance avec celle de l'incrément. Si $dG > -G$, on diminue le rapport cyclique α par contre, si $dG < -G$, on augmente le rapport cyclique α et ce scénario se répète jusqu'à atteindre le PPM (figure 39).

12.2.3. Les limites de la méthode INC

En pratique, la méthode INC présente des oscillations autour du PPM, comme pour la méthode P&O, à cause de la difficulté de remplir la condition $dP/dV = 0$, en plus l'algorithme INC est plus complexe que celui du P&O, ce qui implique un temps d'exécution plus long. Une amélioration de cette méthode (INC) est proposée, c'est d'amener le point de fonctionnement près du MPP. De même on peut exécuter la méthode INC par l'utilisation de la conductance instantanée et l'incrément de la conductance pour générer un signal d'erreur [39]. Enfin cette méthode se prête à la commande par DSP ou microcontrôleur, qui garde en mémoire les valeurs

de la tension et du courant. Une autre solution est proposée, c'est de garder le même algorithme INC classique dans lequel le pas de perturbation est variable selon l'équation suivante [40] :

$$\alpha(k) = \alpha(k - 1) \pm N \times \left(\frac{P(k) - P(k - 1)}{V(k) - V(k - 1)} \right) \quad 1. 13$$

12.3. Algorithme basé sur la logique floue

12.3.1. Contexte de l'algorithme de la logique floue

Les bases théoriques de la logique floue (fuzzy logic) ont été établies au début des années 1965 par le professeur Zadeh de l'université de Californie de Berkeley.

Dans la logique floue, en même temps, une décision peut être à la fois vraie et fausse, avec un certain degré d'appartenance à chacune de ces deux croyances. Contrairement, en logique classique, les décisions sont binaires : soit vraies ou fausses. En plus en logique floue, un fait à une appartenance floue et n'a plus une appartenance stricte à une croyance.

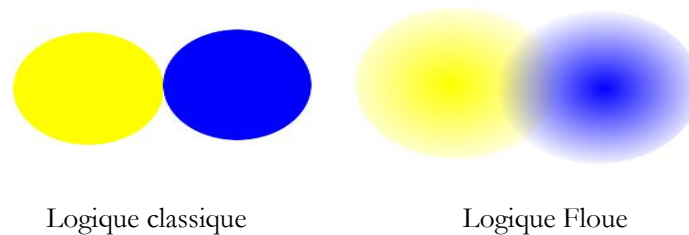


Figure 40. La logique floue VS, la logique classique.

La logique floue est une forme de logique à valeurs multiples dans laquelle les valeurs de vérité des variables peuvent être n'importe quel nombre réel entre 0 et 1. Elle fonctionne avec les valeurs d'appartenance d'une manière qui imite la logique booléenne. À cette fin, les remplacements pour les opérateurs de base ET, OU, NON doivent être disponibles. Cet algorithme est basé sur l'intelligence artificielle et représente une amélioration de l'algorithme INC au niveau de la robustesse, la stabilité et la fluidité en termes d'implémentation [41-43]. En plus la performance de la logique floue dépend du niveau d'expertise humaine [42].

Le principe de fonctionnement de la logique floue se base sur deux variables d'entrées : l'erreur E et le changement d'erreur ΔE et une variable de sortie $\Delta \alpha$. La valeur de la variable de sortie $\Delta \alpha$ est déterminée suivant la table de vérité et l'évolution des valeurs des variables d'entrée.

Les variables d'entrées de la logique floue, l'erreur E (Courant I) et le changement d'erreur ΔE (variation de courant) sont définis dans les équations ci-dessous :

$$E = I = \frac{Ppv(k) - Ppv(k - 1)}{Vpv(k) - Vpv(k - 1)} \quad 1. 14$$

$$\Delta E = \Delta I = E(k) - E(k - 1) \quad 1. 15$$

Récemment, la commande par logique floue a été utilisée dans le suivi du point de la puissance maximale MPPT, cet algorithme présente les avantages suivants : elle ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle à réguler et est une commande robuste et relativement simple à élaborer et en particulier, cette commande est mieux adaptée aux systèmes non linéaires [31]. La mise en place d'un contrôleur flou se fait en trois étapes: la fuzzification, la lecture de la table d'inférence et la défuzzification.

12.3.2. Le diagramme de la logique floue

L'approche de l'algorithme de la logique floue repose sur la décomposition d'une plage de variation d'une variable réelle sous une forme de variable linguistique et d'attribuer une fonction d'appartenance pour chaque variable. Les règles sont élaborées en fonction de l'expertise de l'opérateur humain et sont transformées après en des formes linguistiques. C'est la pertinence de ces règles qui déterminent les performances dynamiques du contrôleur [44, 45].

Le schéma synoptique ci-dessous présente le diagramme de l'algorithme de suivi de point de la puissance maximale basé sur la logique floue.

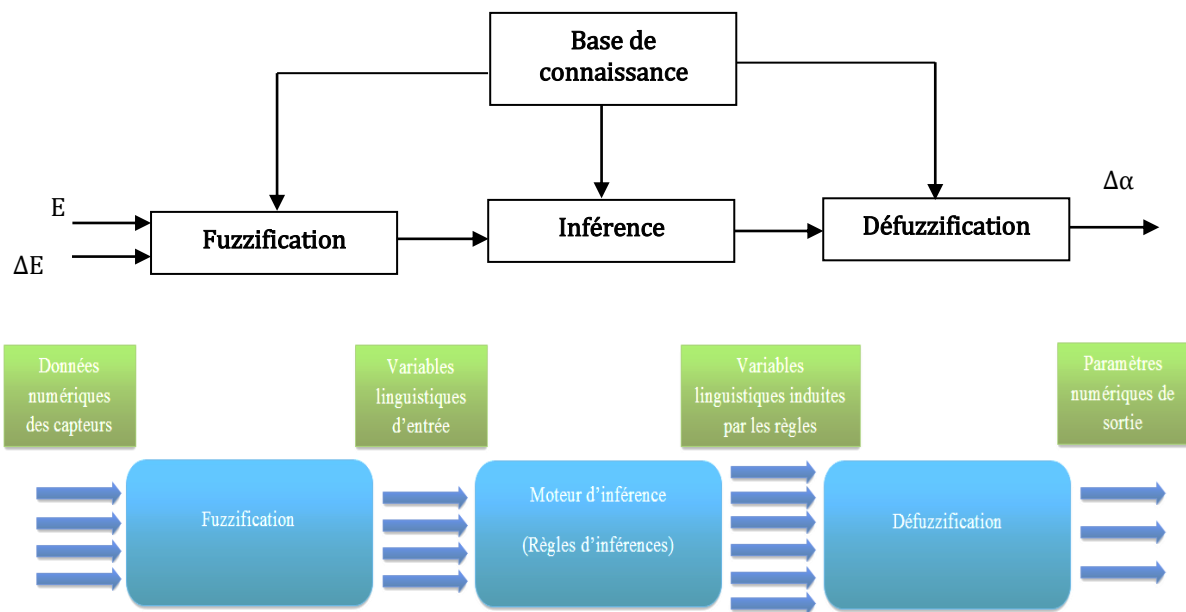


Figure 41. Schéma synoptique de l'algorithme de la logique floue.

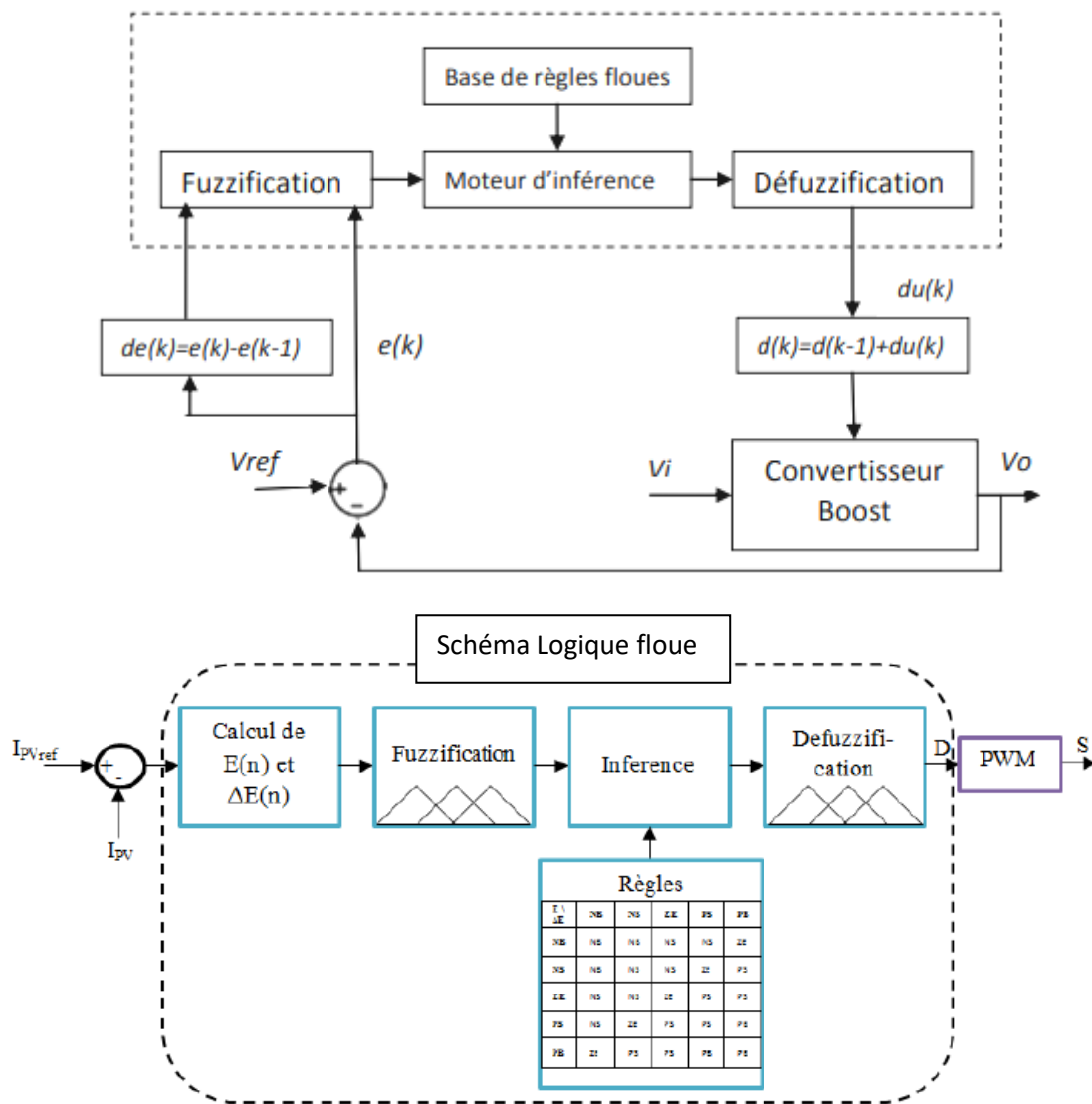


Figure 42. Schéma de principe du contrôleur flou pour convertisseurs DC-DC.

La Fuzzification permet la conversion des variables physiques d'entrée en jeux flous. Dans notre cas, nous avons deux entrées, l'erreur E et la variation de l'erreur ΔE . Ces erreurs sont calculées en fonction des valeurs instantanées de la puissance et de la tension. Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques, ces variables pouvant prendre les cinq valeurs suivantes : NB (Negative Big), NS (Negative Small), Z (Zero), PS (Positive Small), PB (Positive Big). Les formes triangulaires et trapézoïdales sont adoptées pour les fonctions d'appartenance. Au niveau de la table d'inférence on prend des décisions. En effet, on établit des relations logiques entre les entrées et la sortie tout en définissant les règles d'appartenance. Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante μ_R de la variable de sortie x_R (rapport cyclique α). Il s'agit donc d'une information floue. Il faut transformer cette information floue en une valeur déterminée qui sera appliquée à l'interface de commande du processus. Cette transformation est appelée la défuzzification.

12.3.3. Les avantages et les limites de la méthode LF

Le raisonnement au niveau de la logique floue est fait sur les variables linguistiques et non pas sur les variables numériques, c'est-à-dire sur des variables qualitatives, ce qui permet de pouvoir manipuler les connaissances en langage naturel. Donc, il y a un avantage certain à travailler en logique floue, surtout dans des systèmes qui sont difficiles à modéliser, en plus, cette commande est très avantageuse si l'on possède un bon niveau d'expertise humaine. Néanmoins, cette méthode a des inconvénients, le fait d'élaborer les connaissances sous la forme de règles en langage naturel, ne prouve pas que le système ait un comportement optimal. C'est-à-dire que cette méthode ne peut pas garantir que le système soit stable, précis ou optimal et que les règles entrées par le programmeur ne soient pas contradictoire.

De plus, la méthode de LF s'avère être très performante lors de changements des conditions météorologiques, sa précision en statique dépend fortement de la complexité de la table de vérité utilisée ce qui nécessite le choix d'un microcontrôleur ayant une grande capacité de calcul. Typiquement, cette commande présente des bonnes performances en terme de précision et de rapidité de recouvrement de PPM, mais de même entraîne une consommation énergétique non négligeable liée au microprocesseur ainsi un surcout [46, 47].

12.3.4. Commande basée sur la commande P&O associée au contrôleur PI

Le contrôleur PID (Proportional-Integral-Derivative) est largement utilisé dans les systèmes de contrôle industriels. Un contrôleur PID calcule une valeur d'erreur en tant que différence entre une variable de procédé mesurée et un point de consigne souhaité.

L'algorithme du contrôleur PID implique trois paramètres constants séparés, et est donc parfois appelé contrôle à trois termes : les valeurs proportionnelles, intégrales et dérivées, notées P, I et D. Ces valeurs peuvent être interprétées en termes de temps : P dépend de l'erreur actuelle, I sur l'accumulation des erreurs passées, et D est une prédiction des erreurs futures basées sur le taux actuel de changement d'erreur.

Un système de contrôle en boucle fermée est également connu sous le nom de système de contrôle à rétroaction. Le système de commande en boucle fermée est conçu en utilisant la commande P&O associée au contrôleur PI pour le convertisseur DC-DC SEPIC dont le but d'atteindre et maintenir la tension de sortie désirée et la compare à la tension de référence. Le régulateur PI utilisé fonctionne en générant un signal d'erreur qui est la différence entre la tension de sortie du convertisseur SEPIC et sa tension d'entrée de référence.

Le contrôleur tente de minimiser l'erreur en ajustant le processus grâce à l'utilisation d'une variable manipulée.

Un contrôleur PI est un cas particulier du contrôleur PID dans lequel la dérivée de l'erreur n'est pas utilisée. L'absence d'action dérivée rend le système plus stable dans la région en régime permanent dans le cas de données bruitées. En effet, l'action dérivée est plus sensible aux entrées à plus haute fréquence. En SEPIC, la fréquence de commutation est très élevée et par conséquent, le contrôleur PI est sélectionné dans ce travail.

Dans notre étude on s'intéresse à la régulation de la tension de sortie du convertisseur DC/DC. Le but est d'avoir une tension de sortie constante égale à une valeur de référence donnée même s'il y a des variations météorologiques. Le contrôleur PI est une solution standard pour la plupart des applications industrielles. La raison principale est sa structure relativement simple, qui peut être facilement comprise et mise en pratique. Dans ce travail, la commande P&O associée au contrôleur PI est utilisée dans une boucle de tension, pour contrôler le rapport cyclique de l'interrupteur du convertisseur DC-DC et extraire la puissance maximale du GPV. La structure de la stratégie de contrôle proposée est illustrée à la figure 43.

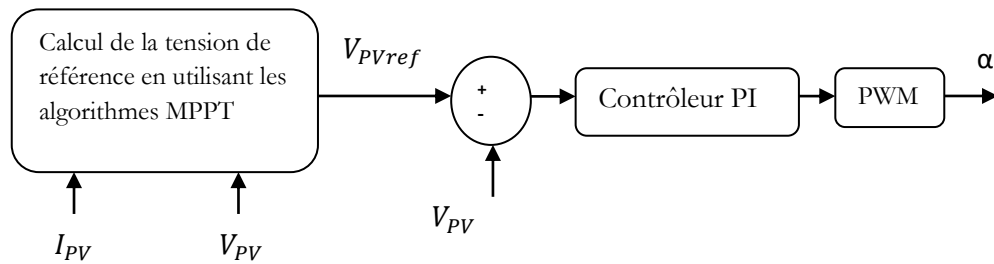


Figure 43. Schéma synoptique de la boucle de régulation avec PI classique.

L'erreur entre la tension de référence V_{PVref} et la tension mesurée V_{PV} est utilisée pour faire varier le rapport cyclique du commutateur α du convertisseur DC/DC afin de réguler sa sortie via le régulateur PI. Les gains du régulateur PI sont calculés à partir de la fonction de transfert du convertisseur DC/DC donnée.

13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fourni une brève vision sur les systèmes photovoltaïques, ensuite nous avons présenté la part du Maroc vis-à-vis des énergies renouvelables en particulier l'énergie photovoltaïque, ensuite nous avons traité la modélisation d'un générateur PV, qui est fortement influencé par des conditions climatiques (l'irradiation solaire et la température ambiante).

Par la suite nous avons étudié les différentes structures des topologies des systèmes photovoltaïques, cette étude montre que la topologie "DC distribuée string _AC centralisé" et la topologie adéquate à notre étude, vu les utilités de cette structure.

Par ailleurs nous avons effectué une étude comparative des différentes structures de la conversion DC/DC, une brève étude sur les convertisseurs réversibles et les convertisseurs irréversibles a été traitée pour montrer notre choix des convertisseurs irréversibles pour la suite de notre travail. Ce type de convertisseur est le plus utilisé dans le domaine photovoltaïque avec ses deux structures, la structure BOOST et la structure SEPIC, car nous avons besoin d'élever la tension de sortie de générateur PV et de préparer un système de stockage d'énergie.

Ensuite nous avons fait des rappels sur la structure de dispositifs de stockage d'énergies photovoltaïques et montrer l'utilité des batteries pour un système photovoltaïque autonome, une modélisation de la batterie au Lithium-ion est faite, et des équations pour déterminer ces paramètres sont définies.

Dans la dernière partie, une aperçue sur les principaux algorithmes de commande MPPT des convertisseurs DC/DC a été faite à savoir : le P&O, INC, LF et P&O avec un contrôleur PI.

Il convient de noter que dans le chapitre suivant, la modélisation et la commande des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC seront discutés en détail avec une étude comparative dont l'objectif d'avoir un taux d'ondulation des signaux de sortie très faible, un temps de réponse important et un taux d'efficacité et fiabilité très élevé.

**Chapitre II : Modélisation et commande des
structures des convertisseurs DC/DC BOOST et
SEPIC - Etude comparative**

Introduction

Un générateur photovoltaïque convertit l'énergie lumineuse en énergie électrique grâce à l'effet photovoltaïque, pour que ce générateur fournisse sa puissance maximale, des étages d'adaptation DC/DC sont associés, pilotés par des algorithmes de commande MPPT (P&O, INC, FL).

Un convertisseur électronique de puissance change sa configuration plusieurs fois sur une période de fonctionnement à cause du fait du jeu des interrupteurs, ce qui en fait un système à topologie variable. Selon ça, la représentation d'un système d'électronique de puissance part de la connaissance de la physique du comportement du système, généralement suivant des équations différentielles qui régissent ses variables d'état.

Nous considérons dans ce mémoire, des semi-conducteurs équivalents à des interrupteurs parfaits, c'est-à-dire un interrupteur à une résistance nulle à l'état passant et infinie à l'état bloqué. Dans ces conditions, nous avons pour chaque configuration de la structure, un système particulier d'équations : nous parlons ainsi de topologie variable [48].

Pour analyser, concevoir et commander une structure d'électronique de puissance, le recours à la modélisation et à la simulation dynamique sont imposées pour déterminer les équations caractérisant la structure à étudier.

Dans ce chapitre, nous faisons l'étude et la modélisation électrique des étages d'adaptation DC/DC BOOST et SEPIC en mode de conduction continue, en mode de conduction discontinue et par l'utilisation de modèle moyen de l'espace d'état, dans le but d'élaborer des équations de chaque structure et comprendre le comportement de ces convertisseurs en régime dynamique, puis on va faire une étude comparative par simulation de ces deux structures dans l'objectif d'évaluer le comportement de chaque convertisseur vis-à-vis du taux d'ondulation des signaux de sortie, le degré de temps de réponse et le taux d'efficacité et de la fiabilité pour une irradiation de $1000\text{W}/\text{m}^2$ et pour une température de 25°C .

1. Intérêt des modèles moyens

La modélisation moyenne offre une bonne alternative pour les modélisations macroscopique et fonctionnelle des convertisseurs statiques. Les modèles moyens prennent en considération les dynamiques macroscopiques et affranchissent les éléments relatifs aux commutations, ce qui permet d'ignorer les contraintes à la simulation durant les instants de commutation et de ne conserver que les dynamiques macroscopiques de fonctionnement des convertisseurs statiques uniquement. Cela résulte que les pas de temps de calcul sont nettement plus grands en simulation dynamique.

En supprimant les contraintes de modélisation liées aux commutations, ces modèles s'avèrent pleinement compatibles avec la simulation temps réel à pas fixe. Le modèle moyen est donc bien adapté à la simulation du système en temps réel ; il permet aussi l'étude des commandes (fonction de transfert) et il est utilisable en dimensionnement du système.

Pour plusieurs usages, nous avons intérêt à transformer le système original en un système qui représente macroscopiquement au mieux, les comportements dynamiques et statiques du circuit, pour le cas, le modèle moyen est tout à fait adapté. Le modèle moyen associé est appliqué pour un vaste champ que cela soit en commande, en simulation (rapide et système) ou encore en analyse des modes [48].

Ce modèle permet de répondre à trois exigences essentielles [48] :

- Une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation ;
- Une précision suffisante dans son domaine de validité ;
- La possibilité d'utilisation en boucle fermée : possibilité éventuelle de passer en fonction de transfert.

Le modèle moyen, historiquement a été publié par Middebrooke et Cuk à la fin des années 70 [107], par la suite une amélioration de la modélisation moyenne a été faite par J.Pérard, E.Toutain et M. Nougaret en 1979 [108].

Plusieurs types de modèles moyens existent selon le mode de fonctionnement, le type de conversion et selon l'usage.

Suivant la structure du convertisseur, nous calculons le modèle exact de convertisseur, ensuite selon le mode opératoire et la nature du convertisseur nous choisissons le modèle moyen adapté [49].

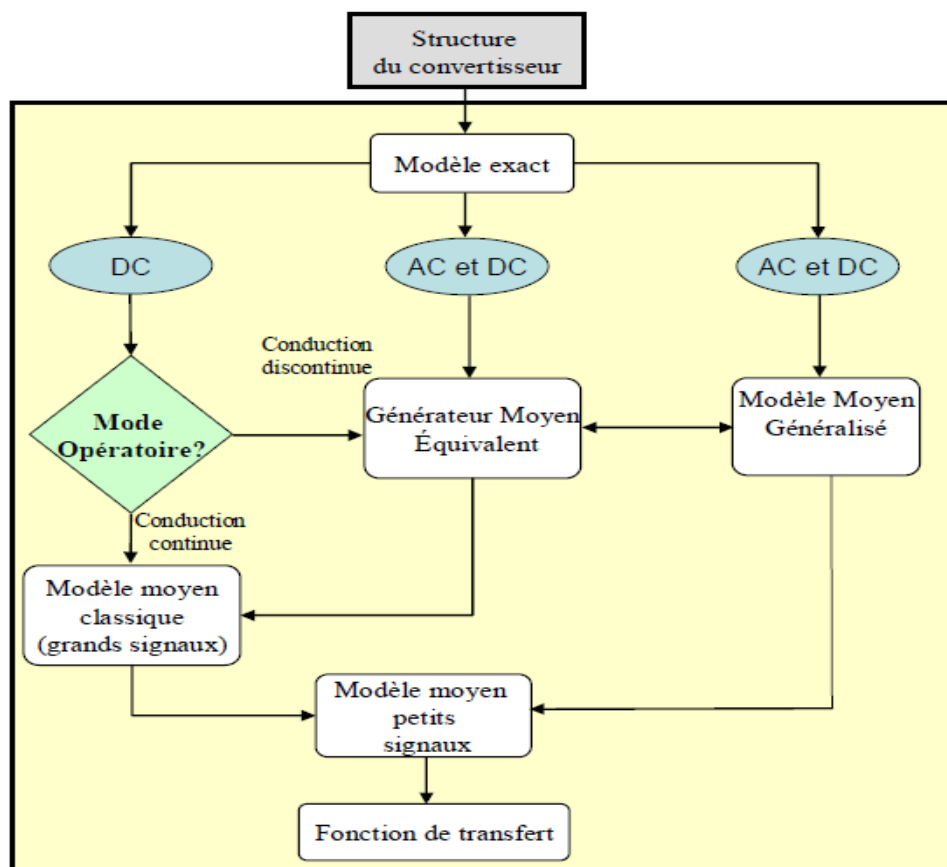


Figure 44. Classification des modèles de modélisation des structures des convertisseurs.

Suivant la structure du convertisseur, on calcule le modèle exact qui nous a permis le point de départ de la modélisation moyenne, par la suite en fonction du mode opératoire et de la nature du convertisseur, nous choisissons le modèle moyen adapté. Pour le cas des convertisseurs DC/DC fonctionnant dans le mode de la conduction continue, le modèle moyen classique grands signaux est appliqué à titre d'exemple, mais par contre c'est un modèle qui est non linéaire. Le modèle moyen petits signaux a été conçu, afin de s'affranchir de problème de la non-linéarité. Ce modèle passe par deux étapes d'approximation : la création d'une moyenne et après la linéarisation. Ce modèle souvent appliqué pour instaurer les stratégies de commande à partir du calcul de la fonction de transfert, il permet aussi l'extraction des valeurs propres moyennes du système. Pour les convertisseurs présentant un étage alternatif ou travaillant en conduction discontinue, le modèle moyen classique grands signaux ne peut pas s'appliquer. Deux d'autres modèles dérivés ont été développés pour pallier à cette insuffisance, le Générateur Moyen Equivalent (G.M.E) et le Modèle Moyen Généralisé (M.M.G). Le G.M.E est utilisé pour le cas de la conduction discontinue (variable d'état s'annulant périodiquement durant un temps non nul) ou lorsque certaines variables d'état sont à valeur moyenne nulle (variable d'état sinusoïdale par exemple). Ce modèle ne permet pas de reproduire certaines dynamiques, alors c'est un modèle de dimension réduite. Le Modèle Moyen Généralisé se base sur les valeurs moyennes des coefficients de Fourier des variables d'état considérées, la perte d'information est limitée aux harmoniques non prise en charge.

Le tableau 8 présente une synthèse comparative des différents modèles [49]:

Modèles	Hypothèse de validité et domaine de validité	Résultats fournis	Limites
Modèle exact	-Interrupteurs parfaits - Sources parfaites et éléments passifs invariants et linéaires	- Équation simple et réduite pour chaque configuration - Modèle rapide à simuler	- Modèles non linéaires - Mise en place de lois de commande - Analyse de modes - Nécessité de travailler à fréquence constante
Modèle moyen classique	-Mêmes hypothèses que pour le modèle exact - Convertisseurs ayant une période de découpage très faible devant la plus petite constante de temps du système (bon filtrage) - Convertisseurs DC-DC - Conduction continue - Matrices A, Bi et bi invariantes dans le temps pour une configuration i	- Moyenne glissante sur une fenêtre de largeur T - Modèles non linéaires - Vision macroscopique du comportement du convertisseur	- Inadapté dans certains fonctionnements (conduction discontinue, variables alternatives)
Modèle moyen petits signaux	- Mêmes hypothèses que pour le modèle exact - Valable autour d'un point de fonctionnement	- Modèles linéaires - Fonction de transfert - Extraction des	- Validité autour d'un point de fonctionnement

	- Point d'équilibre calculé en régime stationnaire	valeurs propres moyennes	
Générateur moyen équivalent	- Mêmes hypothèses que pour le modèle exact + - Réduction d'ordre sur la base de séparation des modes - Conduction discontinue - Convertisseurs DC et AC	- Modèle de dimension réduite	- Ne permet pas de reproduire certaines dynamiques en conduction continue
Modèle moyen généralisé	Mêmes hypothèses que pour le modèle exact - La période T est constante ou varie faiblement dans le temps - Variables alternatives - Convertisseurs AC et DC - Conduction continue	- Mise en évidence des régimes transitoires (Amplitude et phase) - K=0 : modèle moyen classique - K=1: fondamental - K= n ; nième harmonique - Possibilité de combiner avec le Générateur moyen équivalent	-Le modèle se complique quand le calcul est poussé pour des harmoniques de rangs supérieurs

Tableau 12. Synthèse comparative des différents modèles.

2. Hypothèses de modélisation

On admet des hypothèses simplificatrices dans la plupart des cas d'étude, dans le but de simplifier la mise en œuvre et l'utilisation des modèles. Parfois dans des cas particuliers d'étude, nous ajoutons des équations supplémentaires nécessaires à la précision souhaitée. Suivant notre système d'étude nous acceptons les trois hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont supposés parfaits, à l'état bloqué l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert et l'état passant par un court-circuit.
- Les sources soient de tension ou de courant sont supposées parfaites.
- Les éléments passifs de la structure du convertisseur sont considérés invariants et linéaires.

3. Modélisation des deux structures de convertisseurs DC/DC (SEPIC et BOOST) en régime dynamique

3.1. Modèle en mode de conduction continue

En mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance L ne s'annule jamais [50-52] et c'est le mode qui est en général le plus simple et le plus intéressant à étudier.

Pour ce mode de conduction nous admettons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont supposés parfaits sans perte.

- Le régime permanent supposé établi.
- La tension aux bornes du condensateur de sortie considérée constante au cours de la période.

3.1.1. Convertisseur BOOST en conduction continue

Le convertisseur BOOST est un convertisseur qui convertit une tension continue en une tension continue plus élevée [106].

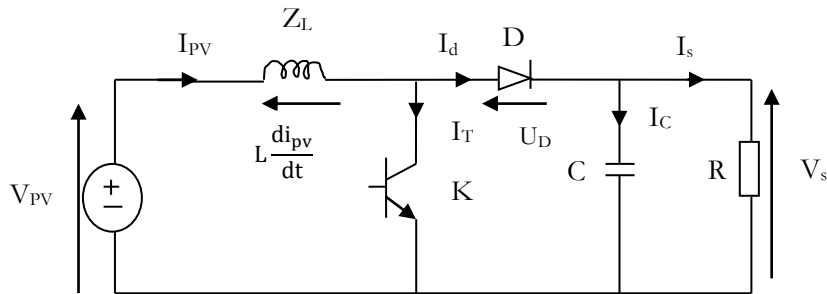


Figure 45. Convertisseur BOOST.

- **Principe de fonctionnement :**

De 0 à αT : l'interrupteur K est fermé et la diode D est bloquée, c'est la phase d'accumulation d'énergie, qui entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La charge est déconnectée de l'alimentation car la diode D est bloquée.

De αT à T : On ouvre l'interrupteur K , la diode D se met à conduire, c'est la phase de roue libre, l'inductance L se trouve alors en série avec le générateur et sa f.é.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D , le condensateur C et la charge R . Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance L [54, 55].

La figure 46 illustre les formes d'ondes du convertisseur BOOST en conduction continue.

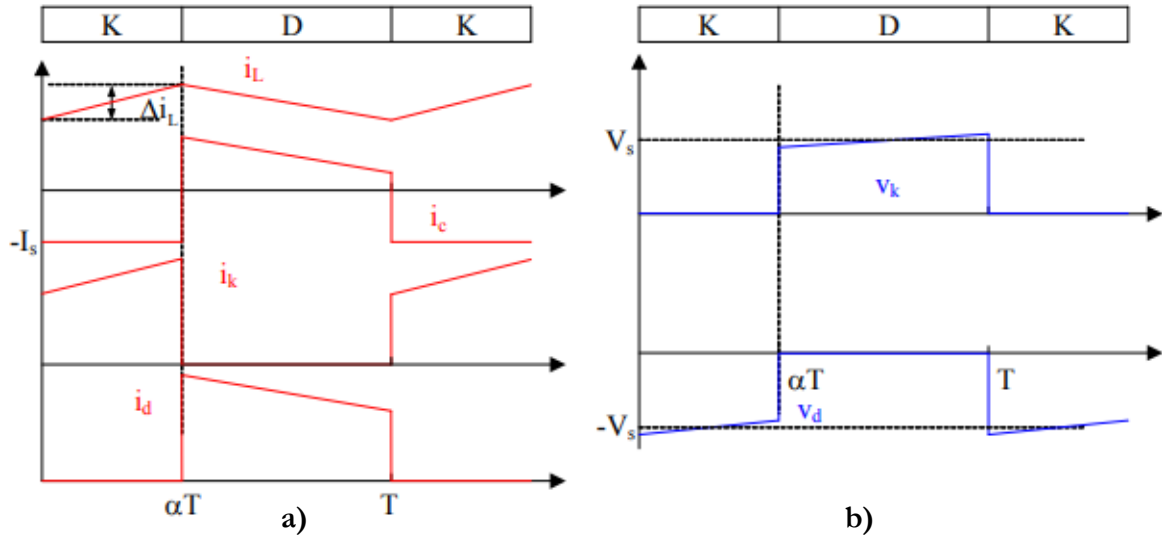


Figure 46. Formes d'ondes du convertisseur BOOST en conduction continue.

La tension de sortie du convertisseur s'écrit :

$$V_s(t) = V_{pv} - L \frac{di_{pv}}{dt} - u_D \quad 2.1$$

En régime périodique en valeur moyenne $\langle L \frac{di_{pv}}{dt} \rangle = 0$

Lorsque K est fermé ($t \in [0, \alpha T]$), $V_{pv}(t) = L \frac{di_{pv}}{dt}$ et $V_s(t) = -u_D$

Pour K ouvert ($t \in [\alpha T, T]$), la diode conduit et $u_D = 0$ si la diode est idéale,

On trouve alors :

$$\langle u_D \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T u_D(t) dt = -\frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) dt \quad 2.2$$

La présence du condensateur permet de supposer que $V_s(t)$ est pratiquement une constante valant V_{pv} . Il vient alors :

$$\langle u_D \rangle = -\alpha E, \text{ d'où } \mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{pv} + \alpha \mathbf{V}_s \text{ (en valeur moyenne)}$$

Soit :

$$\langle \mathbf{V}_s \rangle = \frac{\mathbf{V}_{pv}}{1 - \alpha} \quad 2.3$$

On obtient donc à présent une tension de sortie de valeur moyenne supérieure à la tension continue d'entrée puisque α est comprise entre 0 et 1.

3.1.2. Convertisseur SEPIC en conduction continue

Le convertisseur SEPIC est un convertisseur DC-DC qui permet de convertir une tension continue en une autre tension continue de valeur différente (plus faible ou plus grande)[56].

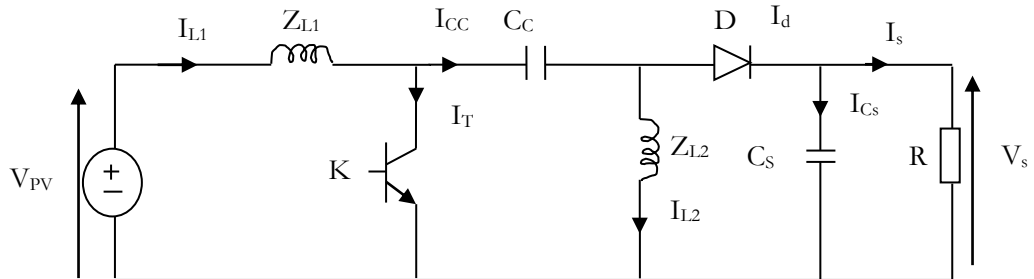


Figure 47. Convertisseur SEPIC.

• Principe de fonctionnement :

De 0 à αT : Phase d'accumulation d'énergie. On ferme l'interrupteur K, ainsi la diode D est bloquée. On applique aux bornes de l'inductance L_1 la tension d'entrée V_{PV} , le courant traversant L_1 augmente linéairement et l'énergie est stockée dans L_1 . L'énergie contenue dans le condensateur C_c passe dans l'inductance L_2 , et celle du condensateur C_s vers la charge R.

De αT à T : Phase de roue libre. On ouvre l'interrupteur K, ainsi la diode D se met à conduire. L'énergie emmagasinée dans l'inductance L_1 est restituée dans le condensateur C_c . L'énergie dans L_2 est transférée vers la charge [57, 58].

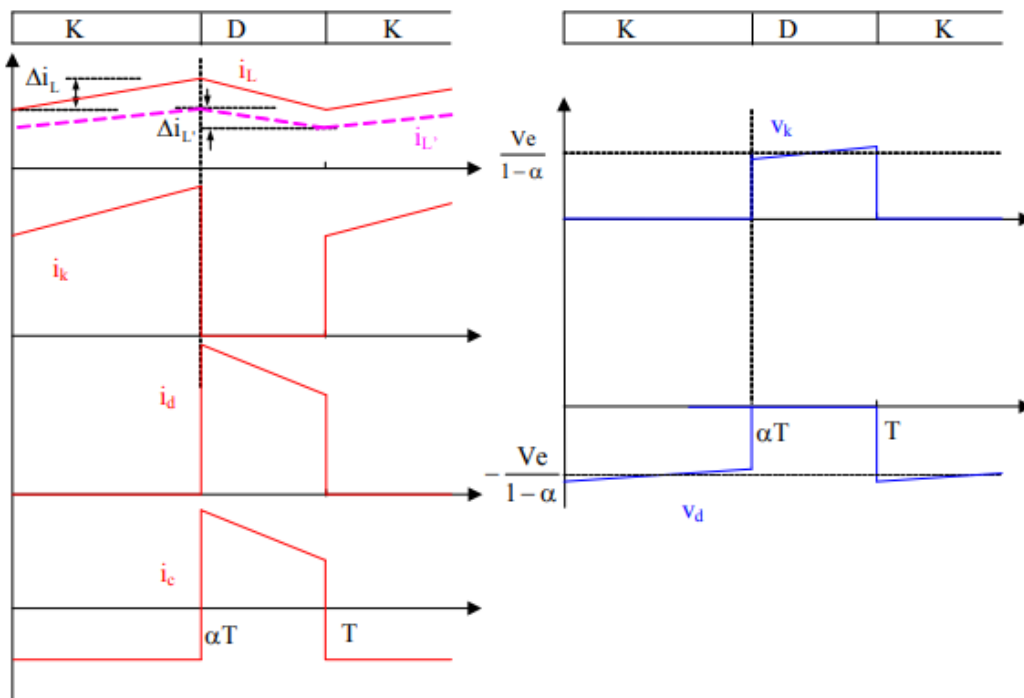


Figure 48. Formes d'ondes du convertisseur SEPIC en conduction continue.

Le convertisseur étant à l'état passant de $t=0$ à $t = \alpha T$ puis à l'état bloqué de $t= \alpha T$ à $t=T$. Les valeurs moyennes de V_{L1} et V_{L2} s'écrivent :

$$\langle V_{L1} \rangle = \alpha V_{PV} + (1 - \alpha)(V_{PV} - V_s - V_{Cc}) \quad 2.4$$

$$\langle V_{L2} \rangle = \alpha V_{Cc} - (1 - \alpha)V_s \quad 2.5$$

Comme les deux tensions sont nulles, afin de satisfaire les conditions de régime permanent c'est-à-dire $\langle V_{L1} \rangle = \langle V_{L2} \rangle = 0$ on trouve :

$$\frac{V_s}{V_{PV}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \rightarrow V_s = \frac{\alpha}{1 - \alpha} V_{PV} \quad 2.6$$

D'après l'équation 2.3, le convertisseur SEPIC joue le rôle d'un convertisseur élévateur si $\alpha > 0,5$ et le rôle d'un convertisseur abaisseur si $\alpha < 0,5$.

3.2. Mode de conduction discontinue

Plusieurs auteurs s'intéressent à l'étude des convertisseurs série, parallèle et à l'accumulation inductive fonctionnant en conduction discontinue d'une manière particulière sans souci de généralisation [59-61]. Ce mode de fonctionnement se traduit par l'annulation d'une variable d'état durant un temps supérieur à zéro [62, 63].

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible et peut-être transférée en un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inductance s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrite précédemment, est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle [64, 65].

3.2.1. Convertisseur Boost en conduction discontinue

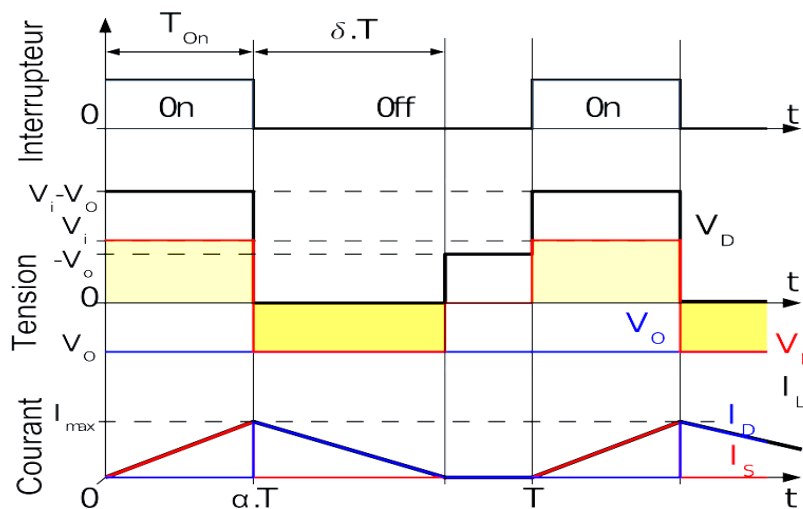


Figure 49. Formes d'ondes du convertisseur BOOST en conduction discontinue.

Le courant de l'inductance est nul au début du cycle, son maximum I_{Lmax} à $t = \alpha T$ vaut :

$$I_{Lmax} = \frac{V_{pv} \times \alpha \times T}{L} \quad 2.7$$

Pendant l'état bloqué, I_L s'annule après $\delta.T$:

$$I_{Lmax} + \frac{(V_{pv} - V_s) \times \delta \times T}{L} = 0 \quad 2.8$$

En utilisant les deux dernières équations, δ vaut :

$$\delta = \frac{V_{pv} \times \alpha}{V_s - V_{pv}} \quad 2.9$$

Le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_s = \bar{I}_D = \frac{I_{Lmax}}{2} \times \delta \quad 2.10$$

Par conséquent, le gain de la tension de sortie peut être écrit comme suit :

$$\frac{V_s}{V_{pv}} = 1 + \frac{V_{pv} \times \alpha^2 \times T}{2L \times I_s} \quad 2.11$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie.

3.2.2. Convertisseur SEPIC en conduction discontinue

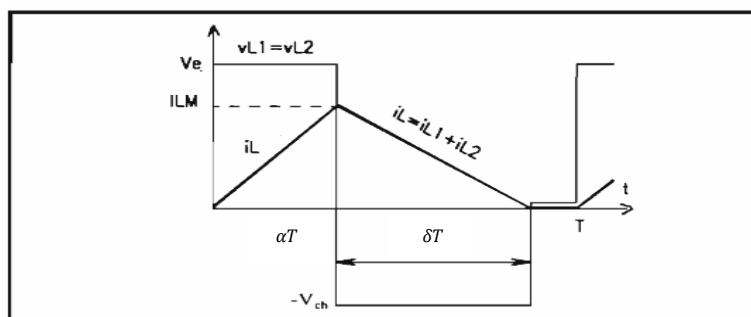


Figure 50. Formes d'ondes du convertisseur SEPIC en conduction discontinue en courant.

Le gain de la tension de sortie s'écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_s}{V_{PV}} = \frac{\alpha^2 V_{PV}}{2L_{eq} f I_s} \quad 2.12$$

Avec : $L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$

3.3. Prise en compte des résistances parasites

- Convertisseur BOOST

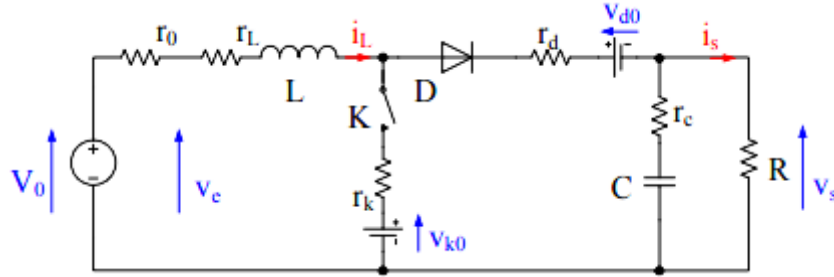


Figure 51. Convertisseur BOOST avec ses éléments parasites.

Dans l'étude précédente, la résistance interne des composants n'a pas été prise en compte. Cela signifie que toute la puissance est transmise sans perte de la source de tension vers la charge. Il existe cependant des résistances parasites dans tout le circuit à cause de la résistivité des matériaux utilisés pour sa construction. Par conséquent, une fraction de la puissance transmise par la source de tension est dissipée dans ces résistances parasites.

Dans cette étude on a ajouté uniquement R_L comme résistance parasite.

$$\overline{V_{pv}} = \overline{V_L} + \overline{V_s} \quad 2.13$$

En régime permanent

$$\overline{V_L} = L \frac{d\overline{I_L}}{dt} + R_L \times \overline{I_L} = R_L \times \overline{I_L} \quad 2.14$$

Le courant de sortie est égal à celui dans l'inductance durant l'état bloqué. Le courant moyen dans l'inductance s'écrit donc :

$$\overline{I_L} = \frac{I_s}{1 - \alpha} \rightarrow \overline{I_L} = \frac{V_s}{(1 - \alpha) \times R} \quad 2.15$$

En utilisant les équations précédentes, la tension d'entrée s'écrit :

$$V_{pv} = R_L \frac{V_s}{(1 - \alpha) \times R} + (1 - \alpha)V_s \quad 2.16$$

Cette expression peut se mettre sous la forme:

$$\frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{1}{\frac{R_L}{R(1-\alpha)} + (1-\alpha)} = \frac{R}{R_L} \frac{(1-\alpha)}{1 + \frac{R}{R_L}(1-\alpha)^2} \quad 2.17$$

Si R_L est nulle, on retrouve l'équation obtenue dans le cas idéal, mais plus R_L augmente plus le gain en tension du convertisseur diminue par rapport au cas idéal. De plus l'influence de R_L augmente avec le rapport cyclique (figure 51).

C'est-à-dire si $R_L \ll R \rightarrow \frac{V_s}{V_{pv}} = \frac{1}{(1-\alpha)}$

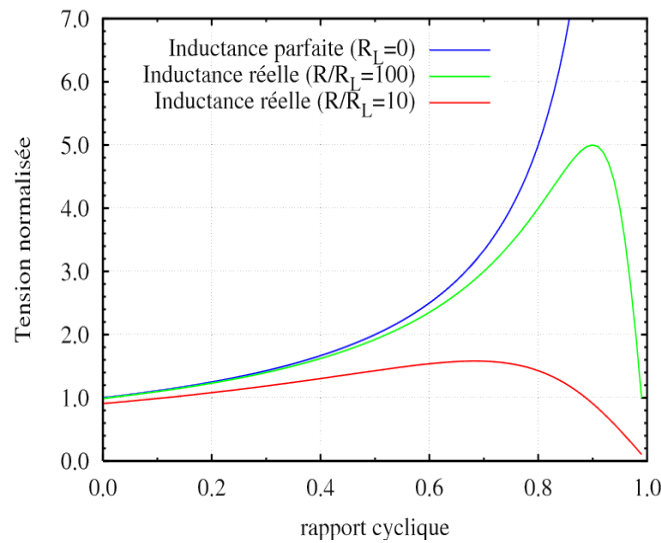


Figure 52. Effet de la résistance parasite sur la tension d'un convertisseur BOOST.

- **Convertisseur SEPIC**

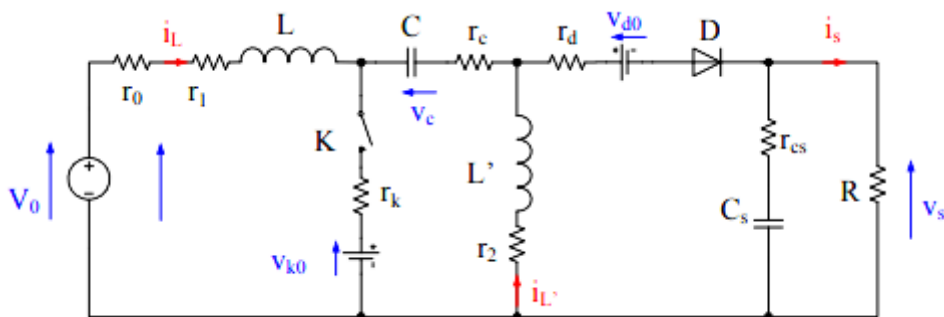


Figure 53. Convertisseur SEPIC avec ses éléments parasites.

L'étude du convertisseur SEPIC par la prise en compte de l'effet des résistances parasites est faite selon les hypothèses suivantes :

- La chute de tension aux bornes de la diode n'est pas nulle.
- Il y'a des pertes par commutations dans les semis conducteurs.

- Le condensateur de sortie ne fournit pas une tension purement constante aux bornes de la charge.

De même, dans cette étude on a ajouté uniquement R_L comme résistance parasite.

➤ Etude de l'ondulation de courant des inductances

Pendant $0 < t < \alpha T$:

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_{PV}}{L_1} \rightarrow \Delta I_{L1} = \frac{\alpha \times V_{PV}}{L_1 \times f} \quad 2.18$$

On admet que les courants dans les inductances sont de même forme donc les ondulations dans chaque inductance sont égales alors :

$$\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \frac{\alpha \times V_{PV}}{L_2 \times f} \quad 2.19$$

➤ Etude de l'ondulation de la tension des condensateurs

Pendant $0 < t < \alpha T$:

$$I_s = C_s \frac{dC_s}{dt} \rightarrow \Delta V_s = \frac{I_s \times \alpha}{C_s \times f} = \frac{\alpha^2 \times V_{PV}}{(1 - \alpha) \times R \times C_s \times f} \quad 2.20$$

Le condensateur C_c de couplage est dimensionné à partir de l'ondulation de tension crête à crête voulue définie par la formule suivante :

$$\Delta V_{C_c} = \frac{I_s \times \alpha}{C_c \times f} = \frac{\alpha^2 \times V_{PV}}{(1 - \alpha) \times R \times C_c \times f} \quad 2.21$$

En réalité, les composants de convertisseur SEPIC présentent une résistance interne, le gain en tension est limité par les résistances séries des inductances et condensateurs, dans l'équation 3.6 le gain de tension est représenté en prenant en compte seulement de la résistance interne de l'inductance d'entrée (R_{L1}) [66].

$$\frac{V_s}{V_{PV}} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha) \left(1 + \frac{R_L}{R_{ch}} \times \frac{1}{(1 - \alpha)^2}\right)} \quad 2.23$$

La figure 52 ci-dessous présente l'influence de la résistance interne de l'inductance d'entrée sur le gain en fonction du rapport cyclique α , pour un rapport cyclique unitaire, on remarque que le gain théorique tendant vers l'infini ce qui est très loin de la réalité.

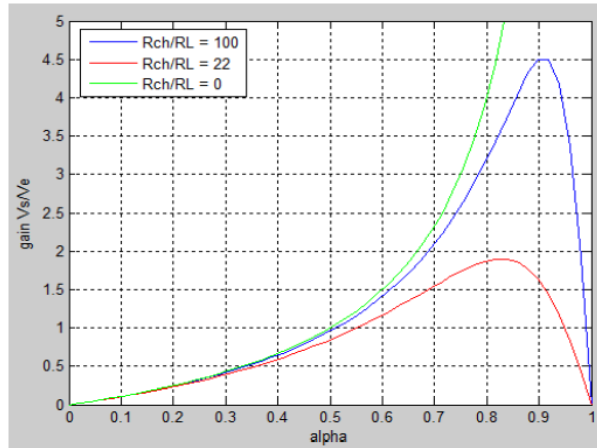


Figure 54. Évolution de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique et l'effet de la résistance parasite.

Le gain en tension suivant l'effet des résistances parasites retombe à zéro, ce qui montre l'impossibilité d'avoir des rapports d'élévations quelconques. En plus, la quantification des valeurs de ces résistances est difficile, ce qui rend la détermination du gain maximal du convertisseur un peu compliqué, mais pour pallier à ce problème, il est conseillé d'introduire un transformateur pour obtenir un rapport d'élévation plus grand.

3.4. Modèle moyen de l'espace d'état

L'étude des systèmes physiques émettant suivant le temps des signaux déterminé par des états internes non observés, a conduit à développer des modèles dits espace-état dans le domaine de traitement du signal. La représentation de l'espace d'état est appliquée à un système non linéaire, à plusieurs entrées et sorties, ce qui donne des détails sur l'état interne du système. La figure 53 ci-dessous montre la représentation de l'espace d'état [37].

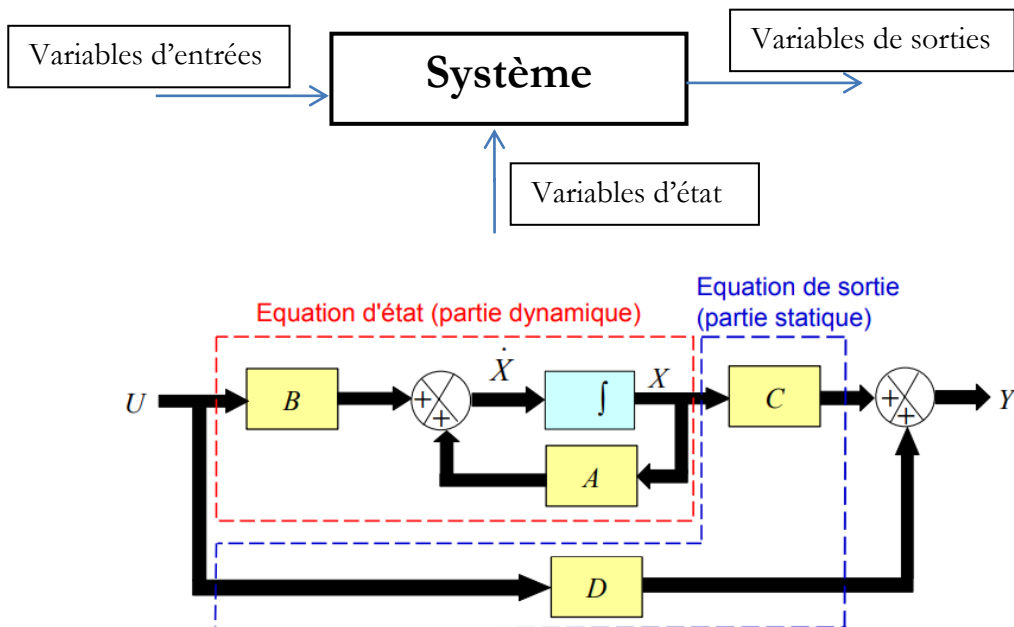


Figure 55. Représentation de modèle moyen de l'espace d'état.

Avec :

- Equation d'état = vue interne du système.
- **A** représente les interactions dynamiques entre les différents éléments internes du système.
- **B** représente l'action des entrées sur l'évolution dynamique du système.
- **C** indique les capteurs permettent d'obtenir les sorties.
- **D** indique le couplage direct entre les entrées et les sorties.

L'état d'un système à un instant t représente la mémoire minimale du passé nécessaire à la détermination du futur, est une relation entre différents paramètres physiques (appelés variables d'état) qui déterminent son état. Dans le cas d'un système linéaire, la représentation d'état se met sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad 2.24$$

Avec :

- $\mathbf{x}(t)$: Vecteur d'état
- $\mathbf{u}(t)$: Vecteur des entrées
- $\mathbf{y}(t)$: Vecteur des sorties
- **A** : matrice d'état
- **B** : matrice d'entrée
- **C** : matrice de sortie

3.4.1. Représentation moyenne d'espace d'état du convertisseur BOOST

Pour le convertisseur BOOST on a :

- Vecteur d'état : $\mathbf{x} = [x_1, x_2] = [I_L, V_c]$
- Vecteur des entrées : $\mathbf{u}(t) = V_{pv}(t)$
- Vecteur des sorties : $\mathbf{y}(t) = V_s(t)$

Durant la première phase de conduction $[0, \alpha T]$: K est fermé et D ouverte

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{pv}}{L} \quad 2.25$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{V_c}{RC} \quad 2.26$$

Alors le modèle d'état pour l'intervalle $[0, \alpha T]$:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad 2.27$$

Avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/RC \end{bmatrix} \quad 2.28$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.29$$

$$C_1 = [0 \ 1] \quad 2.30$$

Durant la deuxième phase de conduction $[\alpha T, \alpha]$: K est ouvert.

$$\dot{x}_1 = \frac{1}{L} V_{pv} - \frac{1}{L} x_2 \quad 2.31$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \quad 2.32$$

Alors le modèle d'état pour l'intervalle $[\alpha T, \alpha]$:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad 2.33$$

Avec :

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \quad 2.34$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.35$$

$$C_2 = [0 \ 1] \quad 2.36$$

La forme moyenne de \dot{x} et V_s pour toute la période s'écrit :

$$\dot{x} = Ax + BV_{pv} \quad 2.37$$

$$V_s = Cx \quad 2.38$$

Avec :

- $A = A_1\alpha + A_2(1 - D)$
- $B = B_1\alpha + B_2(1 - D)$

- $C = C_1\alpha + C_2(1 - D)$

On peut définir A et B sous la forme :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.39$$

En régime établi, l'équation $0 = AX + BU$ devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad 2.40$$

Donc le point de fonctionnement en régime permanent est défini par :

$$X = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{R_L + R(1-D)^2}{(1-D)R} \\ \frac{R_L + R(1-D)^2}{R_L + R(1-D)^2} \end{bmatrix} V_{pv} \quad 2.41$$

Donc le modèle petit signal peut être défini par l'équation :

$$\frac{d\hat{x}t}{dt} = A\hat{x}t + B\hat{u}t + ((A_1 + A_2)X + (B_1 + B_2)U)\hat{d}t \quad 2.42$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \frac{-(1-D)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{pv} + \begin{bmatrix} \frac{(1-D)R}{L} \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \frac{V_{pv}}{R_L + R(1-D)^2} \hat{d} \quad 2.43$$

La fonction de transfert de convertisseur BOOST s'écrit de cette manière par application de la transformée de Laplace :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C(SI - A)^{-1}B \quad 2.44$$

Avec $D = \alpha$

$$\frac{V_s(s)}{V_{pv}(s)} = \frac{\alpha}{RC(1-\alpha)^2} \times \frac{\frac{R(1-\alpha)^2}{L} - s}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-\alpha)^2}{LC}} \quad 2.45$$

3.4.2. Représentation moyenne d'espace d'état du convertisseur SEPIC

Pour $0 < t < \alpha T$ le transistor est en état passante :

$$V_{IN} + L_1 \frac{dL_{L1}}{dt} = 0 \rightarrow \frac{dL_{L1}}{dt} = -\frac{V_{IN}}{L_1} \quad 2.46$$

$$V_{IN} + L_1 \frac{dL_{L1}}{dt} = 0 \rightarrow \frac{dL_{L1}}{dt} = -\frac{V_{IN}}{L_1} \quad 2.47$$

$$C_{CS} \frac{dV_{CS}}{dt} + I_{L2} = 0 \rightarrow \frac{dV_{CS}}{dt} = -\frac{I_{L2}}{C_S} \quad 2.48$$

$$C_{OUT} \frac{dV_{C(OUT)}}{dt} + \frac{V_{COUT}}{R} = 0 \rightarrow \frac{dV_{C(OUT)}}{dt} = -\frac{V_{COUT}}{RC_{OUT}} \quad 2.49$$

Pour $\alpha T < t < (1-\alpha) T$ le transistor est en état bloqué :

$$-V_{IN} + L_1 \frac{dL_{L1}}{dt} + V_{CS} + V_{COUT} = 0 \rightarrow \frac{dL_{L1}}{dt} = -\frac{V_{CS}}{L_1} - \frac{V_{COUT}}{L_1} + \frac{V_{IN}}{L_1} \quad 2.50$$

$$L_2 \frac{dL_{L2}}{dt} + V_{COUT} = 0 \rightarrow \frac{dL_{L2}}{dt} = -\frac{V_{COUT}}{L_2} \quad 2.51$$

$$C_{CS} \frac{dV_{CS}}{dt} - I_{L1} = 0 \rightarrow \frac{dV_{CS}}{dt} = \frac{I_{L1}}{C_S} \quad 2.52$$

$$C_{OUT} \frac{dV_{COUT}}{dt} - I_{L1} - I_{L2} + \frac{V_{COUT}}{R} = 0 \rightarrow \frac{dV_{C(OUT)}}{dt} = -\frac{V_{COUT}}{RC_{OUT}} + \frac{I_{L1}}{C_{OUT}} + \frac{I_{L2}}{C_{OUT}} \quad 2.53$$

Si le transistor est en état ON on a :

$$\begin{bmatrix} \frac{dL_{L1}}{dt} \\ \frac{dL_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{CS}}{dt} \\ \frac{dV_{C(OUT)}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_{OUT}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{CS} \\ V_{COUT} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{IN}] \quad 2.54$$

Avec :

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_{OUT}} \end{bmatrix} \quad 2.55$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.56$$

Si le transistor est en état OFF on a :

$$\begin{bmatrix} \frac{dL_{L1}}{dt} \\ \frac{dL_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_{Cs}}{dt} \\ \frac{dV_{C(OUT)}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_{cs}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{OUT}} & \frac{1}{C_{OUT}} & 0 & -\frac{1}{RC_{OUT}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{Cs} \\ V_{COUT} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{IN}] \quad 2.57$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_{cs}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{OUT}} & \frac{1}{C_{OUT}} & 0 & -\frac{1}{RC_{OUT}} \end{bmatrix} \quad 2.58$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2.59$$

$$\mathbf{V}_{OUT} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ V_{Cs} \\ V_{COUT} \end{bmatrix} \quad 2.60$$

La fonction de transfert s'écrit de cette manière par application de la transformée de Laplace :

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = C(SI - A)^{-1}B \quad 2.61$$

$$\frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{V_S(s)}{V_{PV}(s)} = \frac{A_1s^3 + A_2s^2 + A_3s + A_4}{A_5s^4 + A_6s^3 + A_7s^2 + A_8s + A_9} \quad 2.62$$

Avec :

$$A_1 = L_1 C_S L_2 \alpha$$

$$A_2 = L_1 C_S R \alpha^2$$

$$A_3 = -\alpha^2 L_1$$

$$A_4 = \alpha^2 R$$

$$A_5 = (1 - \alpha)^2 L_1 C_S L_2 C_{OUT} R$$

$$A_6 = (1 - \alpha)^2 L_1 C_S L_2$$

$$A_7 = (1 - \alpha)^2 R (L_1 C_S (1 - \alpha)^2 + L_1 C_{OUT} (1 - \alpha)^2 + C_S L_2 (1 - \alpha)^2 + L_1 C_{OUT} \alpha^2)$$

$$A_8 = (1 - \alpha)^2 (L_2 (1 - \alpha)^2 + L_1 \alpha^2)$$

$$A_9 = (1 - \alpha)^4 R$$

Il s'agit d'une équation de 4^{ème} ordre, c'est-à-dire un système non linéaire avec des coefficients variables.

3.5. Détermination des composants du convertisseur BOOST

3.5.1. Détermination de la capacité du condensateur C

Durant la phase 1 qui dure αT , le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur de la manière suivant :

$$\Delta Q = I_s \alpha T \quad 2.63$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_s de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \Delta V_s \quad 2.64$$

Ce qui donne :

$$C = \frac{I_s \alpha T}{\Delta V_s} \quad 2.65$$

3.5.2. Détermination de la valeur de l'inductance :

On a :

$$\alpha = 1 - \frac{V_{pv}}{V_s} \quad 2.66$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête donc :

$$I_M = I_m + \frac{V_{pv}}{L} \times \alpha T \quad 2.67$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance ($\Delta I = I_M - I_m$) alors :

$$L = \frac{\alpha \times V_{pv}}{f \times \Delta I} \quad 2.68$$

3.6. Détermination des composants du convertisseur SEPIC

3.6.1. Détermination des inductances L_1 et L_2

On a de $t=0$ à $t = \alpha T$:

$$V_{pv} - L_1 \frac{di_1}{dt} = 0 \rightarrow \frac{di_1}{dt} = \frac{V_{pv}}{L_1} \quad 2.69$$

Par intégration on trouve :

$$\Delta i_1 = \frac{\alpha V_{pv}}{L_1 f} \quad 2.70$$

Cela donne :

$$L_1 = \frac{\alpha V_{pv}}{\Delta i_1 f} \quad 2.71$$

On admet que les courants dans les inductances sont de même forme donc les ondulations dans chaque inductance sont égales alors :

$$L_2 = L_1 = \frac{\alpha V_{pv}}{\Delta i_1 f} \quad 2.72$$

3.6.2. Détermination des capacités C_c et C_s

On a de $t=0$ à $t = \alpha T$:

$$i_{Cs} = i_s = C_s \frac{du_{Cs}}{dt} \quad 2.73$$

Cela donne :

$$C_2 = \frac{i_s \alpha}{\Delta u_{c2} f} \quad 2.74$$

Le condensateur C_c de couplage est dimensionné à partir de l'ondulation de tension crête à crête voulue définie par la formule suivante :

$$\Delta u_{cc} = \frac{i_s \alpha}{C_c f} \quad 2.75$$

3.6.3. Choix de l'interrupteur et de la diode

Les valeurs maximales de la tension et du courant de l'interrupteur et de la diode sont [67] :

$$V_{KM} = V_{DM} = \frac{U_e}{1 - \alpha} + \frac{\Delta V_c + \Delta U_s}{2} \quad 2.76$$

$$I_{KM} = I_{DM} = I_1 + I_2 + \frac{\Delta I_1 + \Delta I_2}{2} \quad 2.77$$

Les composants de puissance du convertisseur doivent être choisis selon des valeurs de tension et de courant supérieures aux valeurs maximales trouvées.

Le facteur de dimensionnement représente les contraintes maximales sur l'interrupteur principal par rapport à la puissance active transférée [68].

- Pour l'interrupteur :

$$F_d = \frac{V_{KM} \times I_{KM}}{P} \quad 2.78$$

- Pour la diode :

$$F_d = \frac{V_{DM} \times I_{DM}}{P} \quad 2.79$$

3.6.4. Valeurs extrêmes des grandeurs

Les valeurs minimales et maximales des courants des inductances L_1 et L_2 sont :

$$I_{1m} = I_1 - \frac{\Delta I_1}{2} \quad 2.80$$

$$I_{1\text{Max}} = I_1 + \frac{\Delta I_1}{2} \quad 2.81$$

$$I_{2\text{min}} = I_2 - \frac{\Delta I_2}{2} \quad 2.82$$

$$I_{2\text{Max}} = I_2 + \frac{\Delta I_2}{2} \quad 2.83$$

Les valeurs minimales et maximales des tensions des condensateurs C et Cs sont :

$$V_{C\text{min}} = V_c - \frac{\Delta V_c}{2} \quad 2.84$$

$$V_{C\text{Max}} = V_c + \frac{\Delta V_c}{2} \quad 2.85$$

$$V_{S\text{min}} = V_s - \frac{\Delta V_s}{2} \quad 2.86$$

$$V_{S\text{Max}} = V_s + \frac{\Delta V_s}{2} \quad 2.87$$

4. Simulation des performances électroniques des deux convertisseurs (BOOST et SEPIC)

Dans cette partie, nous entamons une étude comparative par simulation sur Matlab/Sumulink des deux structures de convertisseurs (BOOST et SEPIC), par l'utilisation de trois algorithmes de commande MPPT (PO, INC et FL), afin d'analyser les performances de chaque structure vis-à-vis de ces trois algorithmes de commande MPPT en terme de taux d'ondulation des signaux de sortie, du degré de temps de réponse et le taux d'efficacité et de la fiabilité. Pour cette étude à partir d'une tension d'entrée de 24V, nous souhaitons obtenir une tension de sortie de 48V. Le convertisseur devra délivrer une puissance de 250W. Soit $I_s=5.2$ A pour une charge $R=9.2\Omega$. La tension de sortie acceptera une ondulation de $\pm 2\%$, soit environ $\pm 1V$. La fréquence de découpage est de 100kHz. Le tableau 13 ci-dessous résume les paramètres de système à simuler.

Paramètres	Valeur
Fréquence de fonctionnement du convertisseur f (KHz)	100
Puissance de la charge P_s (W)	250
Tension d'entrée de convertisseur V_{pv} (V)	24
Tension de sortie de bus continu V_s (V)	48
Ondulations de courants : $\Delta I_1 = \Delta I_2 = (10\%).I_{pv}$	10%
Ondulation de la tension de sortie : $\Delta V_s \leq (2\%).V_s$	2%
Ondulation de la tension du condensateur : $\Delta V_c \leq (1\%).V_{pv}$	1%

Tableau 13. Paramètres du système à simuler.

Le tableau 14 illustre les caractéristiques du panneau photovoltaïque utilisé [69] :

PV caractéristiques	Valeur
Maximum power(W)	250
Open circuit Volatge Voc(V)	37.2
Short-Circuit currant Isc (A)	8.6
Voltage at maximum power point Vmp(V)	31
Current at maximum power point Imp(A)	8.12
Module Voltage (V)	24V
Cell Effeciency	17.80%.
Type of product	Polycrystalline Solar Panel
Number of Cells	60
Module Dimension (L x W x T)	1640 x 992 x 35 mm
Operating temperature range	-40 °C/80 °C

Tableau 14. Caractéristiques du panneau photovoltaïque PV.

4.1. Dimensionnement des composants des convertisseurs

Les valeurs des composants de convertisseurs BOOST et SEPIC sont regroupées dans les tableaux 15 et 16 ci-dessous :

Paramètres	Valeur
Valeur de la résistance de la charge $R = \frac{U_{out}^2}{P}$	9,2Ω
Valeur du rapport cyclique α en MCC $\alpha = \frac{V_s - V_{pv}}{V_s}$	0,5
Valeurs moyennes des courants $I_1 = \frac{I_s V_s}{V_{pv}}$	10,4A
Valeur de l'inductance $L = \frac{\alpha * V_{pv}}{f * \Delta I_1}$	115μH
Valeur de la capacité de condensateur de sortie $C_s = \frac{I_s * \alpha * T}{\Delta u_s}$	26μF

Tableau 15. Valeurs des composants de convertisseur BOOST.

Paramètres	Valeur
Valeur de la résistance de la charge $R = \frac{U_{out}^2}{P}$	9,2Ω
Valeur du rapport cyclique α en MCC $\alpha = \frac{V_s}{V_s + V_{pv}}$	0,67
Valeurs moyennes des courants $I_1 = \frac{P}{V_{pv}}$	10,41A
Valeurs moyennes des courants $I_2 = \frac{1-\alpha}{\alpha} I_1$	5,12A

Valeur de l'inductance $L1 = \frac{\alpha V_{pv}}{\Delta I_1 f}$	154,5 μ H
Valeur de l'inductance $L2 = \frac{\alpha V_{pv}}{\Delta I_2 f}$	154,5 μ H
Valeur de la capacité de condensateur couplage $C = \frac{\alpha V_S}{\Delta V_C \cdot R \cdot f}$	14,56 μ F
Valeur de la capacité de condensateur de sortie $C_S = \frac{\alpha \cdot V_S}{\Delta V_S \cdot R \cdot f}$	36,41 μ F

Tableau 16. Valeurs des composants de convertisseur SEPIC.

4.2. Critères de comparaison

L'objectif est d'évaluer le comportement des convertisseurs BOOST et SEPIC vis-à-vis les critères suivants : le taux d'ondulation des signaux de sortie, le degré de temps de réponse et le taux d'efficacité et de la fiabilité pour une irradiation de 1000W/m² et pour une température de 25°C.

4.2.1. Simulation des convertisseurs sans la commande MPPT

Les graphes de la figure 54 représentent les résultats de simulation des convertisseurs BOOST et SEPIC sur Matalab/Sumulink sans la commande MPPT en condition de test standard (STC, 25°C et 1000 W/m²).

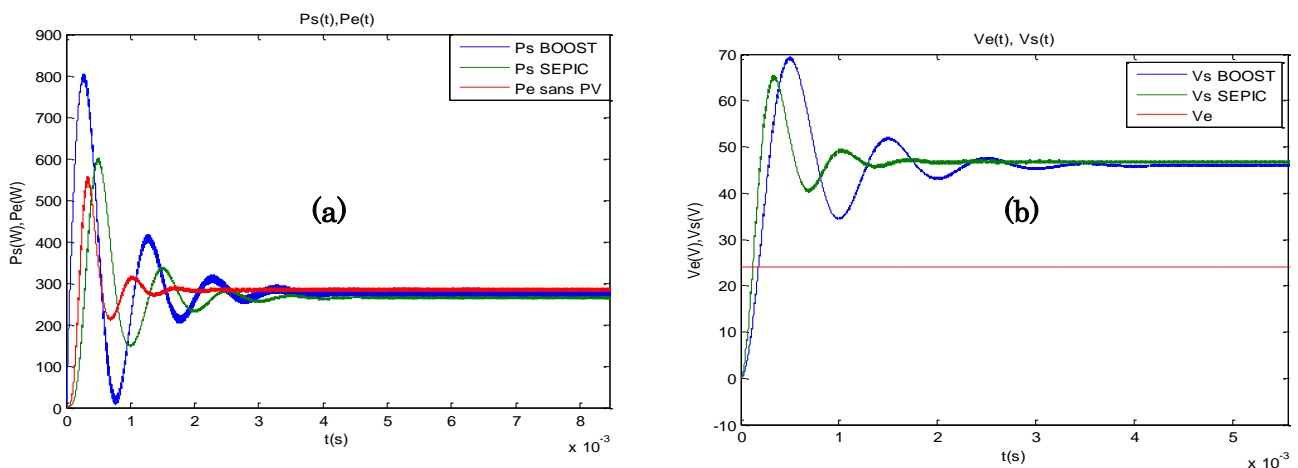


Figure 56. Puissance (a) et tension (b) d'entrée et de sortie des convertisseurs d'adaptation BOOST et SEPIC.

Suivant les résultats de simulation on remarque que, les signaux ayant des dépassements importants pendant la phase de passage de régime transitoire au régime permanent. Pour le cas de convertisseur SEPIC, on a un dépassement de 350W pour la puissance débitée à la charge et un dépassement de 17V pour la tension mesurée à la borne de la charge et un temps de réponse de 2,5ms. Pour le convertisseur BOOST on a un fort dépassement d'ordre de 500W pour la puissance et 22V pour la tension et un temps de réponse très lente de 3,5ms. Ces forts dépassements endommagent les charges branchées à la sortie du système photovoltaïque

autonome. Les signaux d'entrées, de même, ayant des forts dépassements de l'ordre 300W pour la puissance générée avec un temps de réponse lent de l'ordre de 2ms. Ces forts dépassements attaquent les composants des convertisseurs d'adaptation. Donc l'utilisation des smart algorithmes de commande MPPT s'impose.

Noté : $P_e = P_{pv}$ et $V_e = V_{pv}$

4.2.2. Simulation des convertisseurs avec la commande MPPT

Les résultats de simulation, des algorithmes précédemment étudiés, sont donnés par les figures (55, 56, 57 et 58), qui montrent les valeurs des signaux d'entrée et de sortie de la puissance et de la tension des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC pour une paire de température et d'illumination égale à (25°C, 1000 W/m²).

4.2.3. Comparaison des deux structures (BOOST et SEPIC) par les algorithmes de commande MPPT

4.2.3.1. Taux d'ondulation, temps de réponse et efficacité

Le graphe de la figure 55 affiche le signal de la puissance à la sortie des convertisseurs. Suivant la commande par l'algorithme P&O, on remarque que les deux structures possèdent le même temps de réponse avec un taux d'ondulation faible par contre le rendement du convertisseur SEPIC est meilleur par rapport au convertisseur BOOST.

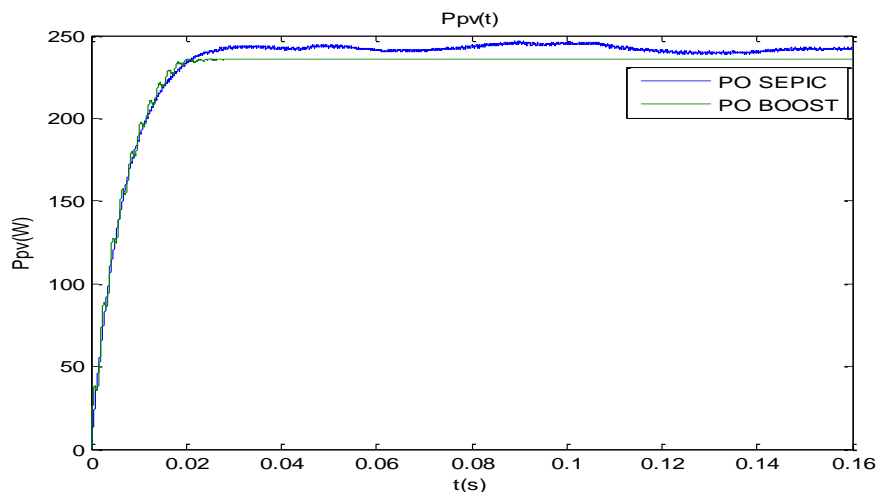


Figure 57. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant l'algorithme P&O.

La figure 56 représente le signal de la puissance à la sortie des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST, en appliquant l'algorithme INC. On remarque que le convertisseur BOOST à un temps de réponse important par rapport au convertisseur SEPIC mais son rendement est meilleur, le taux d'ondulation de signal est presque le même pour les deux structures.

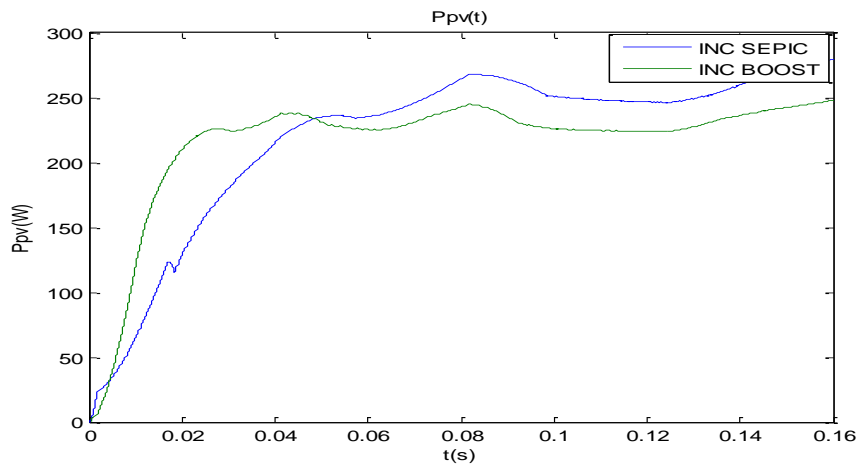


Figure 58. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant l'algorithme INC.

La figure 57 présente la forme de signal de la puissance à la sortie de convertisseur SEPIC et BOOST appliquant l'algorithme LF. D'après les résultats de cette simulation on remarque que le convertisseur SEPIC à un temps de réponse et un rendement important par rapport au convertisseur BOOST, mais il présente des ondulations au niveau de signal de sortie.

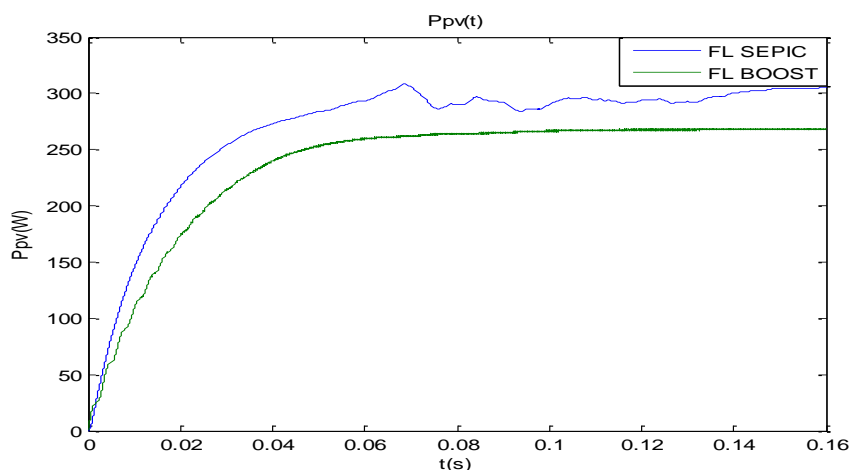


Figure 59. Comparaison des convertisseurs DC/DC SEPIC et BOOST utilisant INC algorithme.

4.2.3.2. Effet de la température et de l'éclairement

Sur la figure 58 on voit que l'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la puissance, surtout pour les grandes températures, par exemple pour 50°C on a une diminution de puissance d'ordre de 52%.

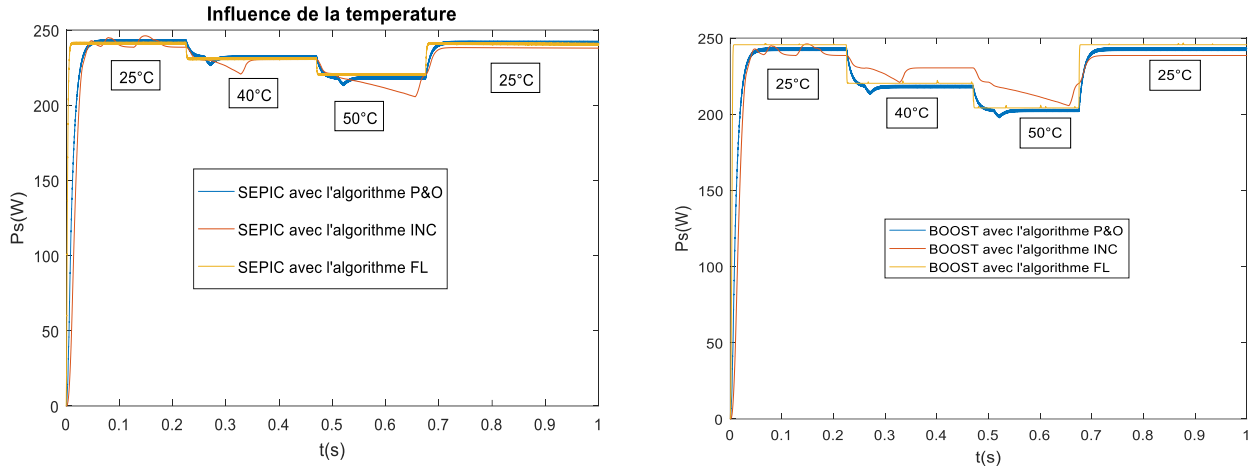


Figure 60. Effet de la température sur les structures des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC.

La figure 59 présente l'influence de l'éclairement sur la puissance de sortie de système PV autonome, on voit que la diminution de l'éclairement entraîne une diminution de la puissance, par exemple pour un éclairement de $700\text{W}/\text{m}^2$ on a une diminution de puissance de 12% par rapport à un éclairement de $1000\text{W}/\text{m}^2$.

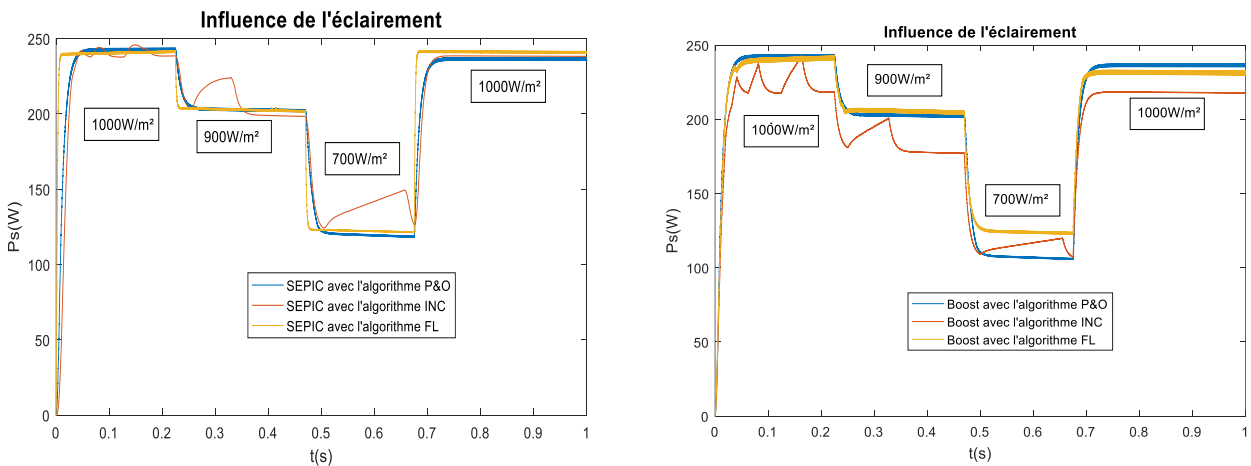


Figure 61. Effet de l'éclairement sur les structures des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC.

5. Interprétation et discussion des résultats

Les résultats de simulation montrent que le convertisseur SEPIC a un comportement important par rapport au convertisseur BOOST, il a un meilleur temps de réponse surtout par l'application des algorithmes P&O et LF, une efficacité importante d'ordre de 100% et presque le même taux d'ondulation du convertisseur BOOST.

De plus, le convertisseur SEPIC présente les avantages suivants : une isolation entre l'entrée et la sortie par le condensateur C_s qui le protège contre un court-circuit ou une surcharge en sortie, un pouvoir de couper sa tension de sortie jusqu'à 0V contrairement au convertisseur BOOST où la plus petite tension de sortie est égale à la tension d'entrée moins la tension de seuil de la diode.

Pour la commande MPPT, l'algorithme P&O est en général simple. Il ne présente pas d'oscillations autour de la valeur optimale pendant la phase permanente. Cet algorithme est bien fonctionnel avec les deux convertisseurs malgré une petite ondulation pendant la phase transitoire. L'algorithme INC semble être une amélioration de l'algorithme P&O. En effet, il se comporte mal mieux que le P&O. Il présente des ondulations soit pendant la phase de transition ou pendant la phase permanente. Cependant, c'est un algorithme plus complexe que le précédent et il a un temps de réponse un peu long que le P&O. L'algorithme basé sur la logique floue est un algorithme robuste et efficace. En effet, cet algorithme fonctionne au point optimal sans oscillations. De plus, il se caractérise par un bon comportement en état transitoire et permanent malgré un temps de réponse assez long par rapport à l'algorithme P&O. Cependant, la mise en œuvre de ce type d'algorithme est plus complexe que les algorithmes classiques. De plus, l'efficacité de cet algorithme dépend principalement de la table d'inférence.

Le tableau 17 résume les principales spécifications des convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC par l'application des trois algorithmes MPPT (P&O, INC et FL).

MPPT algorithmes	Convertisseur BOOST			Convertisseur SEPIC		
	P&O	INC	FL	P&O	INC	FL
Puissance maximale extraite	240 W	238W	240W	250 W	245W	250W
Temps de réponse	0.01s	0.03s	0 .025s	0.01s	0.04s	0 .025s
Qualité d'ondulation	Petites ondulations pendant la phase transitoire	Ondulation pendant les phases transitoire et permanent	Aucune ondulation	Petites ondulations pendant la phase transitoire	Ondulation pendant les phases transitoire et permanent	Ondulation pendant les phases transitoire et permanent
Taux de complexité	Faible	Moyenne	Grande	Faible	Moyenne	Grande
Rendement (Pextraite/Ppv)	96%	94%	96%	100%	98%	100%

Tableau 17. Comparaison de deux convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC vis-à-vis les Smart algorithmes MPPT.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé les deux structures de convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC en mode de conduction continue et discontinue et par l'utilisation d'un modèle moyen d'espace d'état. Ensuite, nous avons rappelé le principe des algorithmes MPPT (P&O, INC et FL). Enfin, nous avons terminé avec une simulation des trois différents algorithmes MPPT pour les deux structures de convertisseurs. Les résultats des simulations montrent que l'algorithme P&O donne de meilleurs résultats que l'INC pour les deux convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC. La puissance extraite et la qualité des signaux par ces algorithmes par l'utilisation de convertisseur DC/DC SEPIC et mieux par rapport au convertisseur BOOST malgré des petites ondulations que le SEPIC présente en régime permanent. Cependant, le contrôle basé sur la logique floue montre un bon comportement et de

meilleures performances par l'utilisation de convertisseur SEPIC par rapport aux autres méthodes malgré un temps de réponse un peu long par rapport à l'algorithme P&O.

Dans le chapitre suivant, nous étudions et comparons la commande de convertisseur DC/DC SEPIC en utilisant la logique floue et l'algorithme P&O associé au contrôleur PI, dans le but d'améliorer encore les performances du système PV.

**Chapitre III : Commande du convertisseur DC/DC
SEPIC utilisant la logique floue et l'algorithme P&O
associé au contrôleur PI**

Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude comparative d'un système photovoltaïque autonome utilisant les deux algorithmes MPPT suivant, logique floue et P&O associé à un contrôleur PI appliqué à un panneau photovoltaïque associé au convertisseur d'inductance primaire unipolaire «SEPIC». Le but de cette étude est de montrer l'effet du MPPT proposé sur ce système au niveau du temps de réponse, de l'ondulation des signaux et de l'efficacité de système proposé.

Le système photovoltaïque autonome étudié est composé de quatre blocs comme le montre la figure 60. Le premier bloc représente le panneau photovoltaïque, le deuxième bloc est un convertisseur SEPIC DC/DC, le troisième représente la charge et le quatrième montre le système de contrôle MPPT.

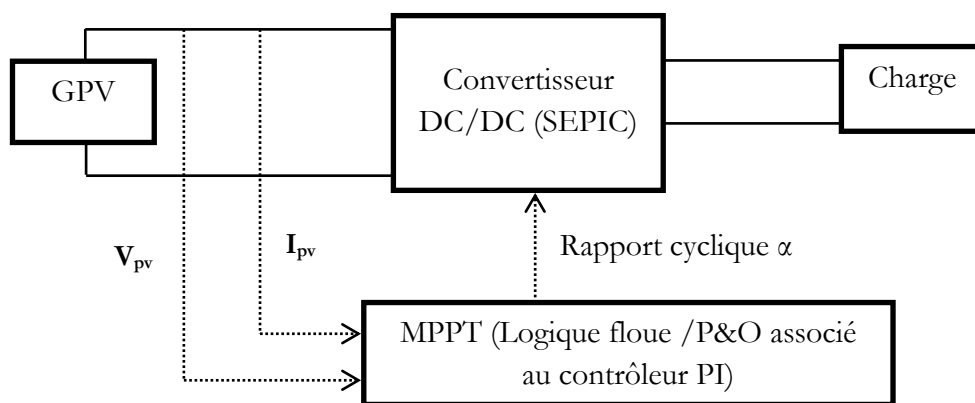


Figure 62. Schéma synoptique du système photovoltaïque proposé.

1. Comparaison des structures de commande utilisées

1.1. Commande utilisant l'algorithme de la logique floue

Récemment, la commande par la logique floue a été utilisée dans le suivi du point de la puissance maximale MPPT. Cet algorithme présente les avantages suivants : elle ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle à réguler et est une commande robuste et relativement simple à élaborer. Pour la Fuzzification, dans notre cas, nous avons deux entrées, l'erreur E et la variation de l'erreur ΔE (équations 1.14 et 1.15). La règle floue est définie comme une instruction conditionnelle sous la forme :

$$\text{If } X \text{ is } A \text{ then } Y \text{ is } B \quad 3.1$$

Pour la création de la table d'inférence, on a adapté la règle de contrôle suivante : "Si E est PB (Positive Big) et ΔE est ZO (Zero) Alors $\Delta\alpha$ est NB (Negative Big)", c'est-à-dire, "Si le point de fonctionnement est loin du point de la puissance maximale (PPM) vers le côté gauche, et le changement de la pente de la courbe $P = f(V)$ est environ Zéro ; Alors on diminue largement la variation du rapport cyclique ($\Delta\alpha$)".

Les variables d'entrées numériques utilisées prennent les cinq valeurs suivantes : NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZO (Zero), PS (Positive Small), PB (Positive Big) [70, 71].

Dans ce cas, la table d'inférence comme suit :

$\Delta E/E$	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZO
NS	NB	NB	NS	ZO	PS
ZO	NB	NS	ZO	PS	PB
PS	NS	ZO	PS	PB	PB
PB	ZO	PS	PB	PB	PB

Tableau 18. Tableau des règles d'erreur E et de changement d'erreur ΔE .

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ appelée « facteur d'appartenance ».

Les fonctions d'appartenance peuvent théoriquement prendre n'importe quelle forme. Toutefois, elles sont souvent définies par des segments de droites, et dites "linéaires par morceaux". Un ensemble flou est défini par une fonction d'appartenance c'est-à-dire un point de l'univers, x appartient à un ensemble, A avec un degré d'appartenance, $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$ (figure 61) [72].

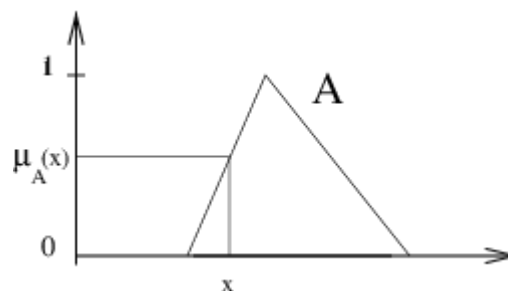


Figure 63. Ensemble flou triangulaire.

Pour la défuzzification (détermination de la valeur qui sera appliquée à l'interface de commande du processus), il existe plusieurs méthodes, parmi les plus utilisées, la méthode de la moyenne des maxima et la méthode du centre de gravité [73-75].

La méthode de la moyenne de maxima prend l'abscisse correspondant à la moyenne des abscisses ayant pour ordonnée la valeur maximale des fonctions d'appartenance. Formellement exprimée comme :

$$\alpha\% = \frac{\int_s x \cdot dx}{\int_s dx} \quad \text{avec} \quad s = \{x, \mu(x) = \sup(\mu(x))\} \quad 3.2$$

Avec :

α : Rapport cyclique

x : Un point de l'univers de la fonction d'appartenance

$\mu(x)$: Facteur d'appartenance

La méthode de centre de gravité, consiste à prendre l'abscisse correspondant au centre de gravité de la fonction d'appartenance. Formellement, l'expression de cette méthode est la suivante :

$$\alpha\% = \frac{\int_s \mu(x) \cdot x \cdot dx}{\int_s \mu(x) \cdot dx} \quad 3.3$$

Nous avons considéré la technique de la moyenne des maxima pour trouver la valeur du rapport cyclique qui sera appliquée à l'interface de commande du processus.

$$\alpha\% = 57\%$$

1.2. P&O associé au contrôleur PI

La commande MPPT est souvent combinée avec les régulateurs PI pour une meilleure précision et une bonne stabilisation. La figure 62 ci-dessous donne l'aperçu du synoptique de la commande MPPT associée au contrôleur PI utilisé pour la validation des performances du modèle PV et de l'algorithme P&O [76].

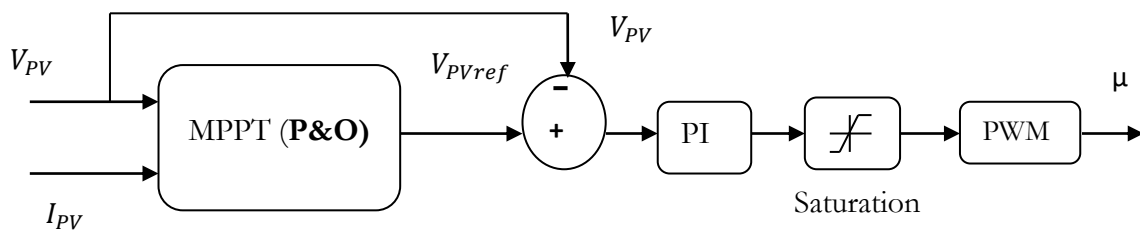


Figure 64. Contrôle du système PV par l'association MPPT-PID.

L'objectif d'utilisation du contrôleur PI avec l'algorithme de suivi PPM (MPPT) est de réduire l'erreur statique ϵ en l'ajustant automatiquement sur le rapport cyclique du convertisseur SEPIC afin d'améliorer la stabilité du convertisseur et d'améliorer sa robustesse contre les perturbations [77].

Un contrôleur PI est un cas particulier du contrôleur PID dans lequel la dérivée de l'erreur n'est pas utilisée. L'absence d'action dérivée rend le système plus stable dans la région en régime permanent où les données sont bruitées, la fréquence de commutation pour le convertisseur SEPIC est très élevée et par conséquent, le contrôleur PI, figure 63, est sélectionné dans ce travail [78, 79]. Le contrôle P&O permet d'extraire la puissance maximale du générateur PV quelle que soit la variation de l'irradiation et de la température [80].

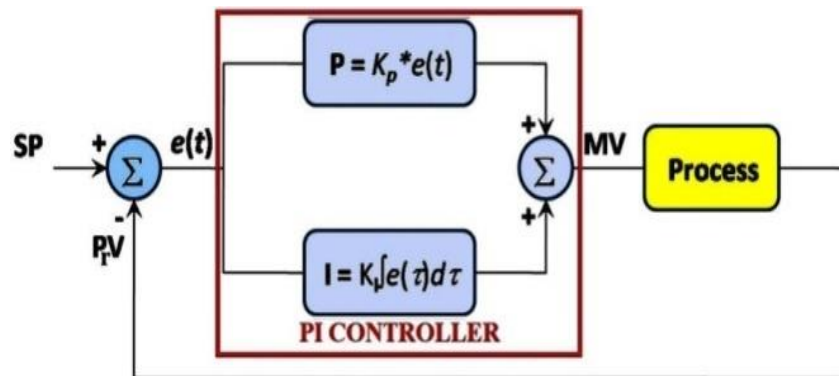


Figure 65. Schéma synoptique du contrôleur PI.

Les composants passifs (inductances et condensateurs) introduisent des non linéarités dans le convertisseur SEPIC. Par conséquent, les techniques de contrôle linéaire ne peuvent pas être appliquées directement, d'où le besoin de compensation de rétroaction, qui se fait en utilisant les techniques de contrôle linéaire.

Pour notre cas, la méthode de Ziegler et Nichols est utilisée pour déterminer les coefficients de contrôleur PI (K_i et K_p).

1.3. Méthode de Ziegler et Nichols

Ziegler et Nichols ont proposé deux approches heuristiques basées sur leur expérience et quelques simulations pour ajuster rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première méthode nécessite l'enregistrement de la réponse indicielle en boucle ouverte, alors que la deuxième demande d'amener le système bouclé à sa limite de stabilité [81, 82].

1.3.1. Mode opératoire

Le régulateur est réglé en mode automatique et la boucle sous état stabilisé. La sortie du régulateur présente une commande u_0 et la sortie du procédé indique une valeur y_0 . On affiche après la valeur u_0 sur le module de la commande manuelle et on met par la suite le régulateur en mode manuel, après on le déconnecte de la boucle, en fin une variation constante du signal de commande est envoyée sur l'entrée procédé et après on enregistre sur une table traçante la variation du signal de mesure à la sortie du procédé.

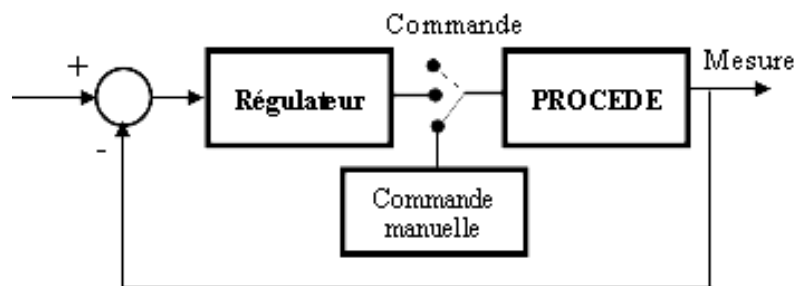


Figure 66. Méthode de Ziegler & Nichols en boucle ouverte.

1.3.2. Exploitation de la réponse indicielle

Sur l'enregistrement de la réponse indicielle, on trace le mieux possible la tangente au point d'inflexion Q de la courbe. On mesure ensuite le temps T_u correspondant au point d'intersection entre l'axe des abscisses et la tangente ainsi que le temps T_a « temps de montée de la tangente » (figure 65).

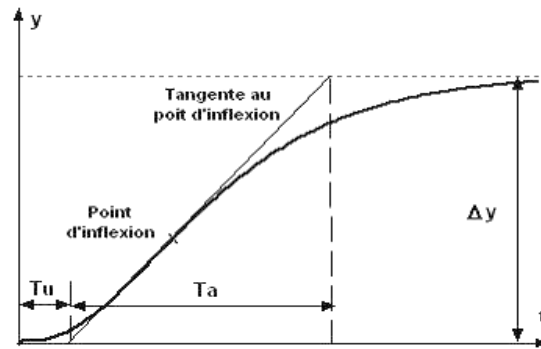


Figure 67. Exploitation de la réponse indicielle.

1.3.3. Réglage du régulateur PID

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID choisi, Ziegler & Nichols proposent de calculer les paramètres du régulateur P, PI et PID à l'aide des recommandations suivantes ($T_u=T$, $T_a=L$) :

Types de contrôleur	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$\frac{0.9T}{L}$	$\frac{L}{0,3}$	0
PID	$\frac{1.2T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Tableau 19. Paramètres de Ziegler et Nichols.

1.3.4. Réponse indicielle du convertisseur SEPIC

Pour tracer la réponse indicielle du convertisseur on a appliqué les valeurs du tableau 20.

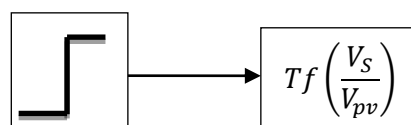


Figure 68. Schéma de réponse indicielle.

Paramètres de convertisseur SEPIC	Valeur
Rapport cyclique α	0,55
Fréquence de découpage (f_{sw})	100KHz
Valeur de l'inductance (L_1 et L_2)	200 μ H
Condensateur de sortie (C_s)	10 μ F
Condensateur de Couplage (C_c)	100 μ F
Tension d'entrée V_{pv}	35,2V
Tension de sortie V_s	68V

Tableau 20. Valeur de convertisseur DC/DC SEPIC.

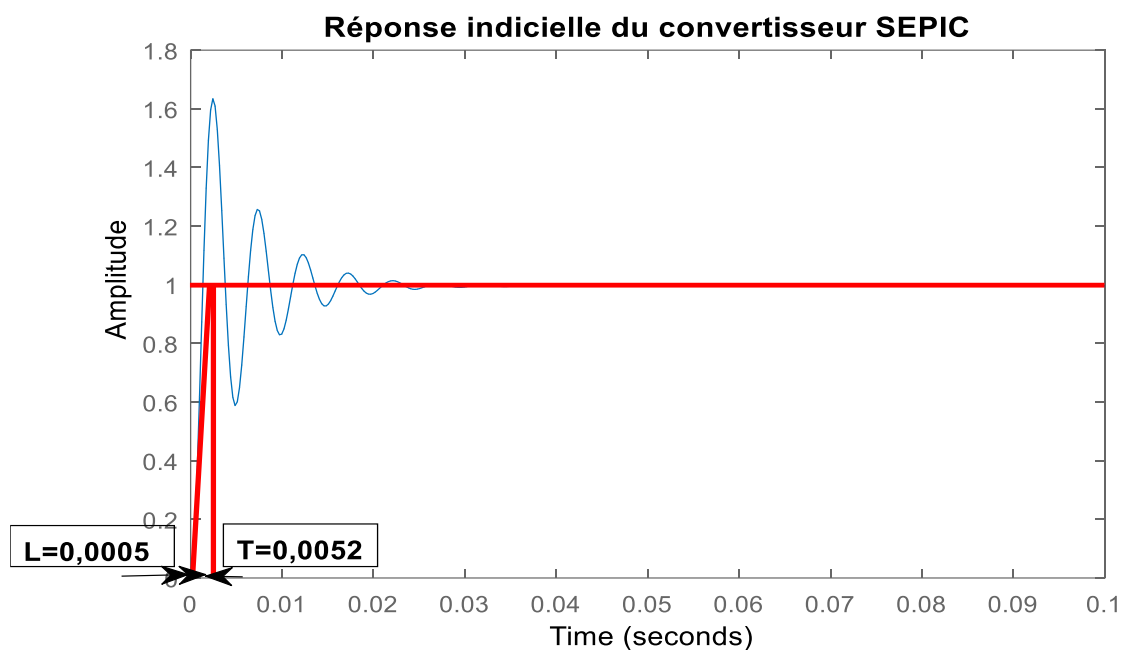


Figure 69. La réponse indicielle du convertisseur SEPIC.

A partir de la réponse indicielle et le traçage de la tangente la plus raide à la réponse, les deux constantes à savoir le temps de retard $L = 0,0005s$ et la constante de temps $T = 0,0052s$ sont obtenues.

La fonction de transfert du contrôleur PI est écrite sous la forme générale :

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad 3.4$$

En utilisant les réglages de Ziegler et Nichols, on a obtenu les valeurs de notre contrôleur PI :

$$K_p = \frac{0.9T}{L} = 9,36 \quad 3.5$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = 0.0016s$$

3.6

2. Résultats de la simulation

Les résultats de simulation présentés dans cette section sont développés à l'aide de Matlab/Simulink.

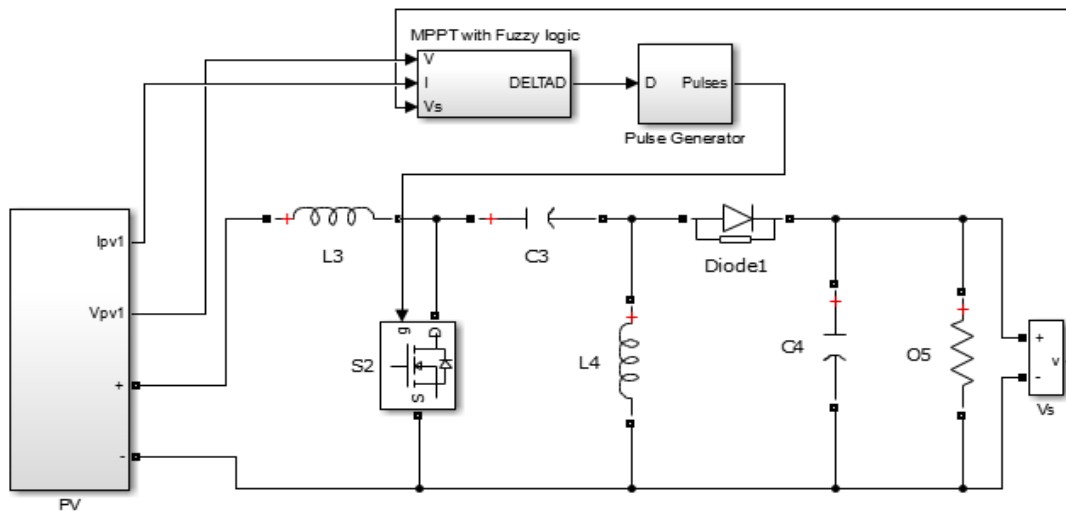


Figure 70. Convertisseur SEPIC et la commande basée sur la logique floue.

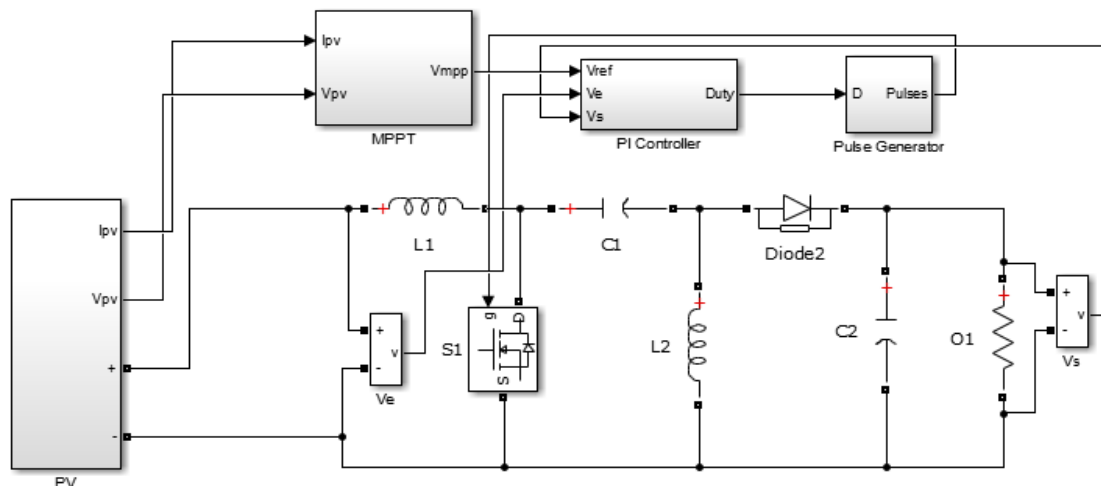


Figure 71. Convertisseur SEPIC et la commande basée sur la commande P&O associée au contrôleur PI.

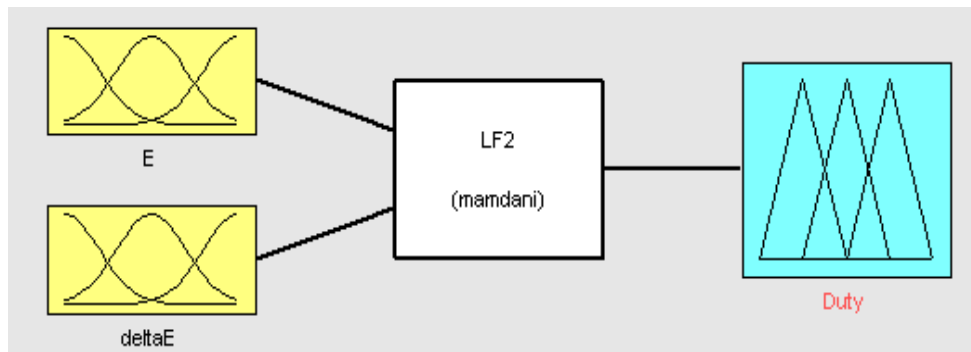


Figure 72. Diagramme de la logique floue dans l'univers MATLAB/Simulink.

Ci-dessous, les tracés des fonctions d'appartenance de l'erreur E , la variation de l'erreur ΔE et la variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$ sur MATLAB.

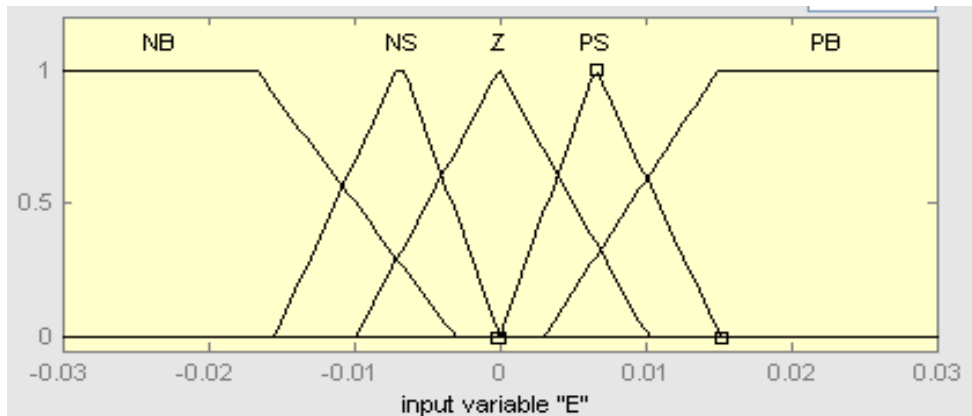


Figure 73. Tracé de la fonction d'appartenance de l'erreur E .

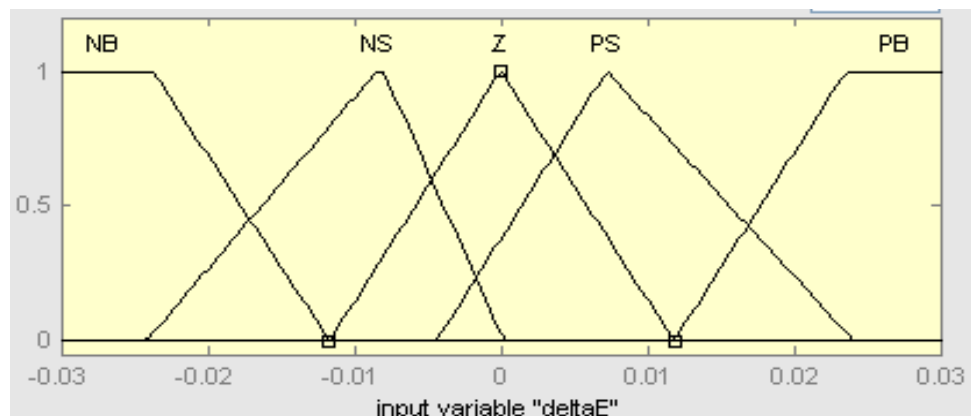


Figure 74. Tracé de la fonction d'appartenance de la variation de l'erreur ΔE .

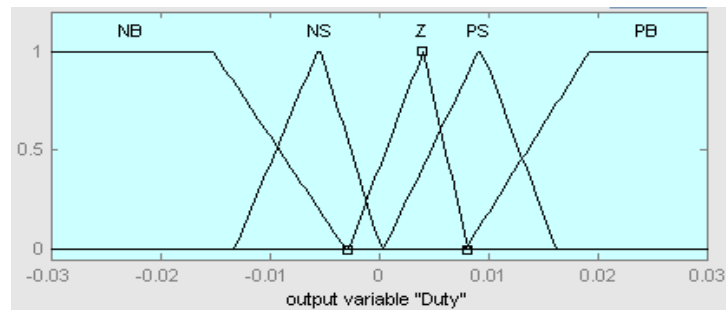


Figure 75. Tracé de la fonction d'appartenance de la variation du rapport cyclique $\Delta\alpha$.

Les figures ci-dessous tracent les graphes des résultats de comparaison des deux méthodes de commande utilisées, LF et P&O associée au contrôleur PI, utilisant le convertisseur DC-DC SEPIC. La figure 74 présente l'évolution de la tension et du courant de sortie du convertisseur SEPIC tandis que, la figure 75 trace le signal de la puissance de sortie, la figure 76 affiche les résultats d'ondulation de la puissance de sortie pour les deux commandes utilisées et la dernière figure 77 trace l'influence de l'irradiation et de la température sur les performances de convertisseur SEPIC.

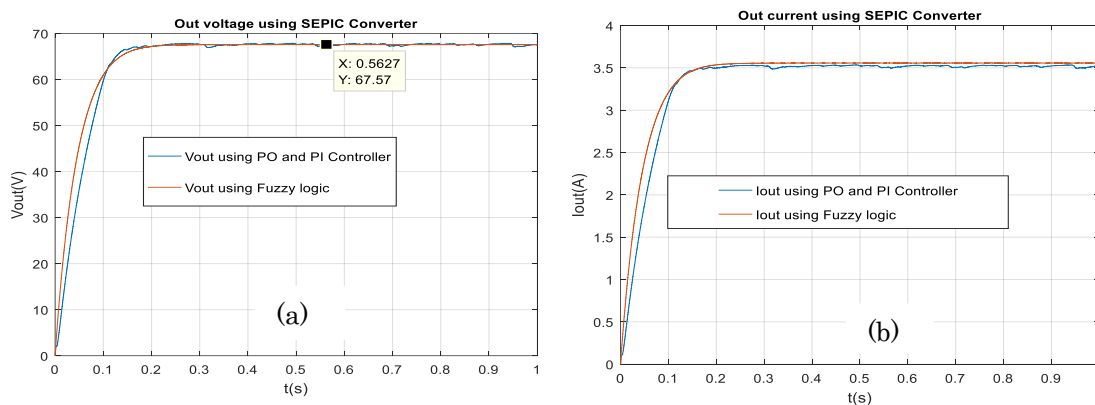


Figure 76. Simulation des paramètres de sortie Tension (a) et courant (b) pour convertisseur SEPIC DC/DC.

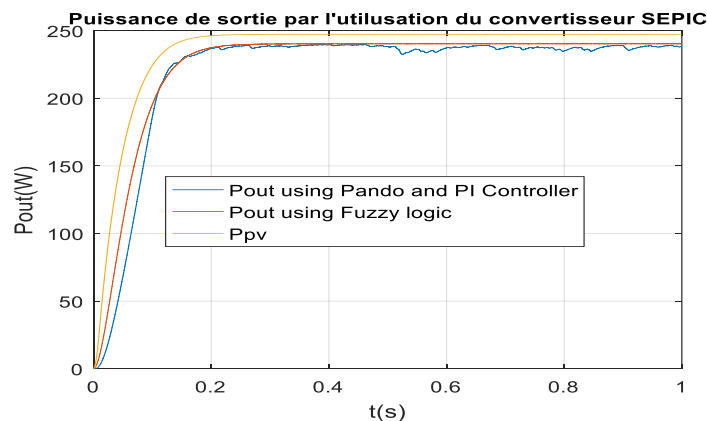


Figure 77. Comparaison des puissances de sorties de convertisseur SEPIC utilisant les algorithmes FL et P&O associé au contrôleur PI.

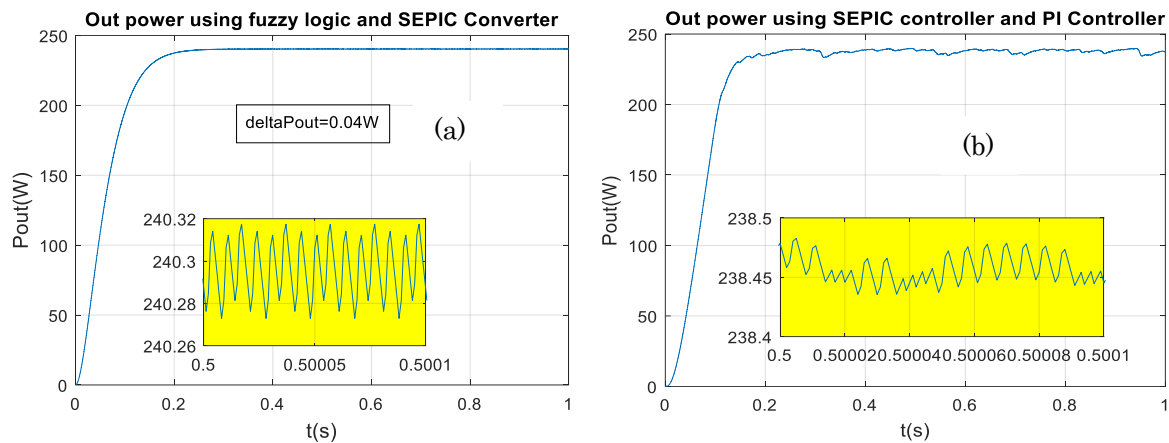


Figure 78. Ondulation de la puissance de sortie de SEPIC appliquant l'algorithme FL (a), ondulation de la puissance de sortie de SEPIC appliquant l'algorithme PI associé au contrôleur (b).

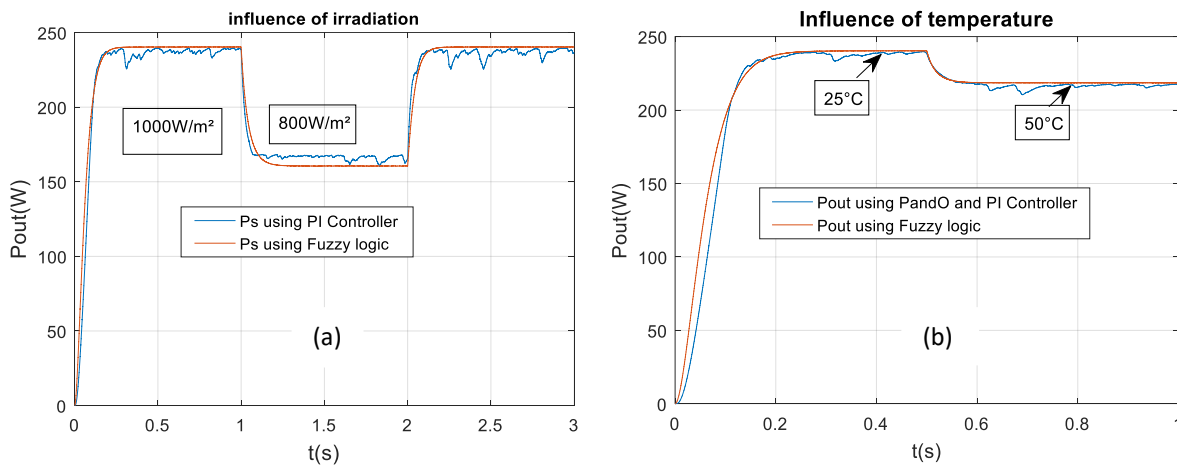


Figure 79. Influence de l'irradiation (a) Influence de température(b).

3. Interprétation et discussion des résultats

Le convertisseur d'inductance primaire asymétrique (SEPIC) est capable de fonctionner à partir d'une tension d'entrée supérieure ou inférieure à la tension de sortie régulée. En plus il a le pouvoir de fonctionner à la fois comme un convertisseur abaisseur ou élévateur. Il dispose également de composants actifs minimaux, d'un contrôleur simple et de formes d'onde de commutation verrouillées qui fournissent un fonctionnement à faible bruit. Ce convertisseur est souvent identifié par son utilisation de deux enroulements magnétiques. Ces enroulements peuvent être enroulés sur un noyau commun, comme dans le cas d'un inducteur couplé à double enroulement, ou peuvent être les enroulements séparés de deux inducteurs découplés.

L'algorithme de la logique floue est un algorithme robuste et efficace. En effet, cet algorithme fonctionne au point optimal avec un taux d'ondulation de 0,04 W autour de la moyenne. De plus, il se caractérise par un comportement transitoire faible (temps de réponse égal à 0,2s et un temps de stabilisation égal à 10ms) et un comportement en régime permanent stationnaire. La tension délivrée par cette commande est de l'ordre de 67,57V et un courant de

Chapitre III : Commande de convertisseur DC/DC SEPIC utilisant la logique floue et l'algorithme P&O associé au contrôleur PI

3,56A pour une charge de 19Ω soit une puissance de sortie de valeur 240,3W ce qui nous donne un rendement de 97% pour une puissance maximale d'extraction de 248W. De plus, l'efficacité de cet algorithme dépend principalement de la table d'inférence.

Le régulateur PI avec l'algorithme P&O a le même temps de réponse que la logique floue (0,2 s) et un taux d'ondulation de 0,056 W, soit une différence de 0,016 W par rapport à l'algorithme basé sur la logique floue, la tension de sortie est égale à 67,57 V, le courant demandé par la charge est de l'ordre de 3,53 et la puissance de sortie de cette commande est 238,45 W soit un rendement de 96% pour une charge de 19Ω .

L'augmentation de l'irradiation est directement proportionnelle à l'intensité du courant de court-circuit. En revanche, la tension en circuit ouvert ne varie pas dans les mêmes proportions ; il reste presque identique même à faible éclairage. Dans notre cas pour 1000 W/m^2 la puissance transmise à la charge est de l'ordre de 240,30W alors que pour 800W/m^2 elle est de l'ordre de 165,22W. Soit une différence de 75,08W pour l'utilisation de la commande de la logique floue. Mais pour la commande P&O associée au contrôleur PI nous avons pour un éclairage de 1000 W/m^2 une puissance de 238,45W et pour 800W/m^2 une puissance égale à 163,12W, soit une différence de 75,33W.

L'augmentation de la température provoque une diminution nette de la tension en circuit ouvert et une petite augmentation du courant de court-circuit ainsi qu'une diminution de la puissance maximale, pour la commande LF pour les deux valeurs de température, 25°C et 50°C , on trouve une différence de 15,20W tandis que pour la commande P&O associée au contrôleur PI la différence est de l'ordre de 15,41W.

Le tableau suivant résume les principales spécifications des algorithmes MPPT précédemment étudiés.

Paramètres MPPT	Algorithme LF	P&O associée au contrôleur PI
Puissance maximale extraite (W)	248 W	248W
Temps de réponse (W)	0.2s	0.2s
Temps de prise(s)	15ms	10ms
Ondulation puissance(s)	0,04W	0,056W
Tension de sortie V_{out} (V)	67,57V	67,57V
Courant de sortie I_{out} (A)	3,56A	3,35A
Puissance fournie à la charge P_{out} (W) à $1000\text{W} / \text{m}^2$	240,30W	238,45W
Rendement %	97%	96%
Puissance P_{out} à $800\text{W} / \text{m}^2$	165,22W	163,12W
$P_{out}(1000\text{W}/\text{m}^2) - P_{out}(800\text{W}/\text{m}^2)$	75,08W	75, 33W
Puissance P_{out} en 50°C	225.10W	223,04W
$P_{out}(25^\circ\text{C}) - P_{out}(50^\circ\text{C})$	15,20W	15,41W

Tableau 21. Résultats de comparaison entre les commandes LF et P&O associée au contrôleur PI.

4. Conclusion

Les résultats des simulations des deux commandes (LF et P&O associée au contrôleur PI) montrent que l'algorithme de la LF présente des résultats plus intéressants que celui de la commande P&O associée au contrôleur PI. Nous avons obtenu une efficacité de 97%, un temps de réponse de 0,2 s et un taux d'ondulation de puissance de 40 mW, tandis que pour l'algorithme P&O associée au contrôleur PI, le rendement est de l'ordre de 96% et le temps de réponse est de 0,2s et le taux d'oscillation de puissance est de 56 mW.

Le stockage d'énergie est important pour l'exploiter pendant les périodes de faible irradiation ou pendant la nuit. Dans le chapitre suivant nous étudions les systèmes photovoltaïques autonomes avec stockage d'énergie.

Chapitre IV : Systèmes photovoltaïques autonomes avec stockage d'énergie

Introduction

L'un des principaux inconvénients de l'énergie solaire est son caractère intermittent. Pour pallier à ce problème une partie de l'énergie produite sera stockée pour une utilisation permanente. Pour ce faire des batteries de stockage électrochimiques (plomb, lithium) sont utilisées.

Dans les systèmes photovoltaïques autonomes, les batteries sont largement utilisées pour alimenter les charges en cas d'absence d'ensoleillement ou dans le cas de présence d'une panne au niveau des systèmes de production de l'énergie solaire. Ces batteries sont sensibles aux phénomènes de surcharge, de décharge profonde ainsi que les dérives de température et de courant. Il est alors nécessaire de les associer à un régulateur pour assurer leur protection et suivre leurs seuils de charge et de décharge [15] [20].

Ce chapitre est consacré à l'étude d'un système photovoltaïque autonome avec un chargeur de batterie pour le stockage de l'énergie piloté par une commande MPPT avec deux correcteurs PI : un destiné au contrôle de l'état de charge-décharge de la batterie et l'autre pour adapter la tension de sortie de la batterie à la charge.

1. Architecture du système photovoltaïque autonome avec stockage

Une installation photovoltaïque autonome avec stockage d'énergie est une installation qui produit de l'électricité grâce au soleil, mais qui fonctionne indépendamment du réseau électrique. Dans la majorité des cas, ce système est utilisé dans les sites isolés où il serait beaucoup trop coûteux de raccorder l'habitation ou le local que l'on souhaite alimenter en électricité. La différence majeure avec une installation photovoltaïque standard (raccordée au réseau), c'est la présence de batteries. Une installation photovoltaïque autonome doit être capable de fournir de l'énergie, y compris lorsqu'il n'y a plus de soleil (la nuit ou en cas de mauvais temps). Il faut donc qu'une partie de la production journalière des modules photovoltaïques soit stockée.

Un système photovoltaïque (PV) autonome est composé dans son ensemble :

- d'un générateur photovoltaïque (panneaux photovoltaïques),
- d'un moyen de stockage : électrochimique (batteries) ou électrique (super capacités),
- d'un convertisseur continu/continu (CC) permettant d'alimenter le bus continu et de poursuivre le point de puissance maximum,
- d'un convertisseur CC/CA permettant d'alimenter les charges alternatives,
- d'un module de contrôle pour la charge des batteries et l'acquisition des différentes grandeurs physiques du système.

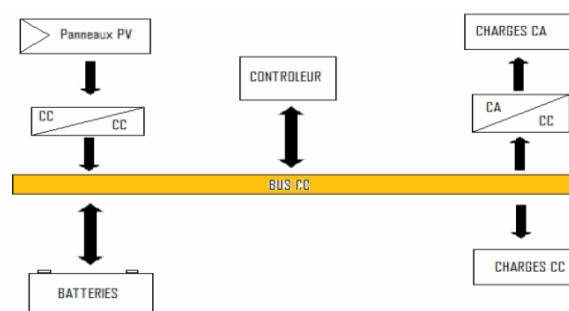


Figure 80. Synoptique du système PV autonome avec stockage d'énergie.

La Figure 79 présente la conception du modulateur et du contrôleur du système de chargeur photovoltaïque mis en œuvre avec le convertisseur à inductance primaire asymétrique (SEPIC). Le SEPIC conçu est contrôlé par la commande MPPT (P&O) pour extraire la puissance maximale du générateur PV. On a ajouté au contrôleur MPPT utilisé, un régulateur de commande PI pour gérer la boucle de charge de la batterie. Par la suite on a associé au système un convertisseur BOOST pour adapter la tension de sortie de la batterie à la charge. La modélisation de l'espace d'état est faite pour déterminer la fonction de transfert des convertisseurs (SEPIC et BOOST). Les valeurs des correcteurs PI (K_p et K_i) sont obtenues en utilisant la méthode de Ziegler Nichols [15].

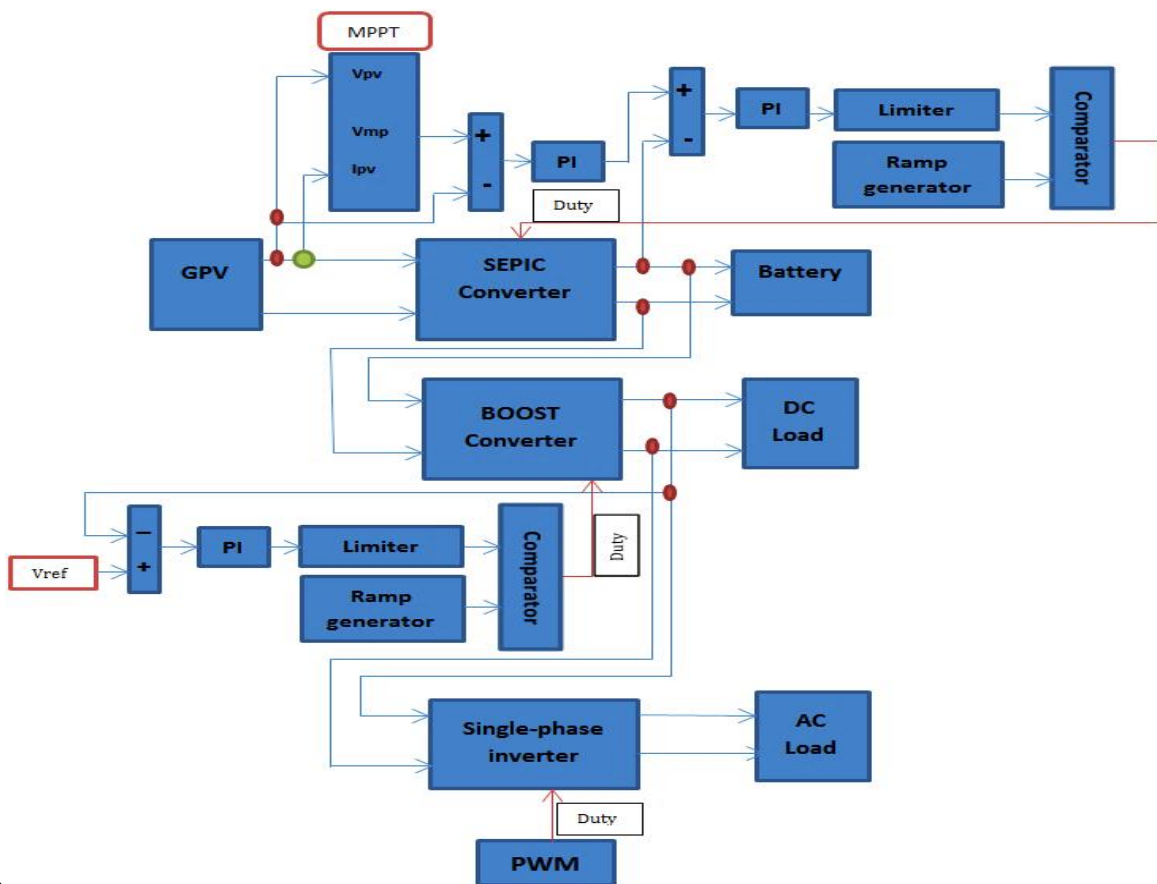


Figure 81. Diagramme synoptique du système photovoltaïque avec stockage d'énergie étudié.

1.1. Convertisseur SEPIC avec régulateur de charge de la batterie

L'utilisation du convertisseur SEPIC (qui peut jouer le rôle d'un convertisseur élévateur si $\alpha > 0.5$ ou abaisseur si $\alpha < 0.5$) s'explique par le fait que la tension délivrée par le panneau est supérieure à la tension de la batterie qui est de 24 V et par son avantage d'avoir une sortie non inversée [15]. Le régulateur PI est utilisé pour contrôler l'état de charge-décharge de la batterie.

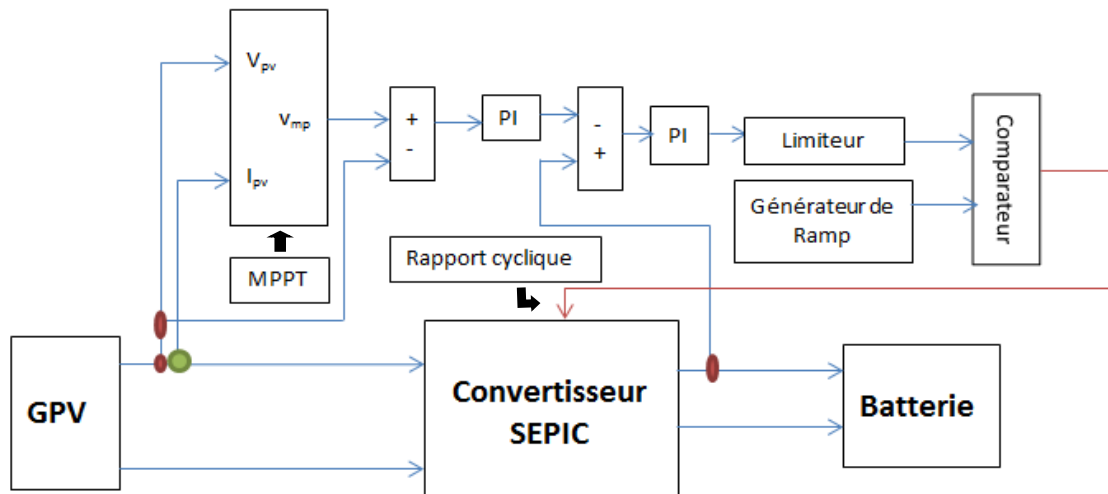


Figure 82. Système PV avec régulateur de charge batterie.

Le système autonome photovoltaïque (PV) nécessite un chargeur de batterie pour le stockage d'énergie. Le SEPIC conçu emploie la commande de mode de courant de crête avec la commande de courant généré par la régulation de la tension de PV à l'entrée de la boucle. Dans ce cas, la commande de l'interrupteur est déterminée par la boucle PV de contrôle plus l'algorithme de suivi du point de la puissance maximale (MPPT) du module et la boucle de charge de la batterie (figure 80). L'objectif du contrôle est d'équilibrer le flux d'énergie du module PV vers la batterie et la charge pour que l'énergie PV soit utilisée efficacement. En conséquence, le régulateur de tension PV, ainsi que le contrôleur MPPT adaptatif, est conçu. Un système prototype de 250 W est construit. L'efficacité des méthodes proposées est prouvée par les résultats de simulations sur MATLAB.

Un autre problème important du système de chargeur PV est le contrôle de l'équilibre de puissance qui était couramment utilisé pour les systèmes à sources multiples. Pour le système PV de charge batterie, le MPPT et la charge de la batterie doivent être gérés en parallèle et la demande de charge doit être prise en compte simultanément de sorte que la puissance PV puisse être utilisée efficacement et la batterie est correctement chargée. Ce problème est traité en tant que problème à multi-objectifs dont la quelle la puissance doit être équilibrée pour satisfaire aux exigences du contrôle MPPT et de la charge de la batterie [84].

La configuration du circuit du chargeur PV proposé est illustrée à la figure 79. Le convertisseur SEPIC utilise la commande en mode courant de crête avec une boucle de régulation de tension PV, où la commande de tension (V_{pv}) est générée en combinant la boucle de contrôle MPPT et la boucle de charge de la batterie. La combinaison du MPPT et du contrôle de la charge est utilisée pour équilibrer la puissance du système afin de charger la batterie avec trois étages, à savoir les étages à courant constant, tension constante et à charge flottante.

D'après la figure 80, la tension générée par la commande MPPT (V_{mp}) est comparée à la tension de sortie du module PV, l'erreur est alimentée dans un circuit de contrôleur PI qui est ensuite comparée avec la tension de sortie du convertisseur pour produire les impulsions de déclenchement nécessaires pour commuter l'interrupteur d'alimentation.

Pour déterminer les valeurs de K_i et K_p de correcteur PI, la réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur SEPIC est présentée sur la figure 81 en respectant les valeurs de tableau 22.

SEPIC Dimensionnement	Valeur
Rapport cyclique α	0,41
Fréquence de découpage (f_{sw})	100KHz
Valeur de l'inductance (L_1 et L_2)	200 μ H
Condensateur de sortie (C_s)	1000 μ F
Condensateur de Couplage (C_c)	47 μ F
Tension d'entrée V_{pv}	35.2V
Tension de sortie V_{out}	24V
Puissance P_{pv}	250W

Tableau 22. Paramètres de convertisseur SEPIC pour charge de batterie.

La figure suivante illustre la réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur SEPIC.

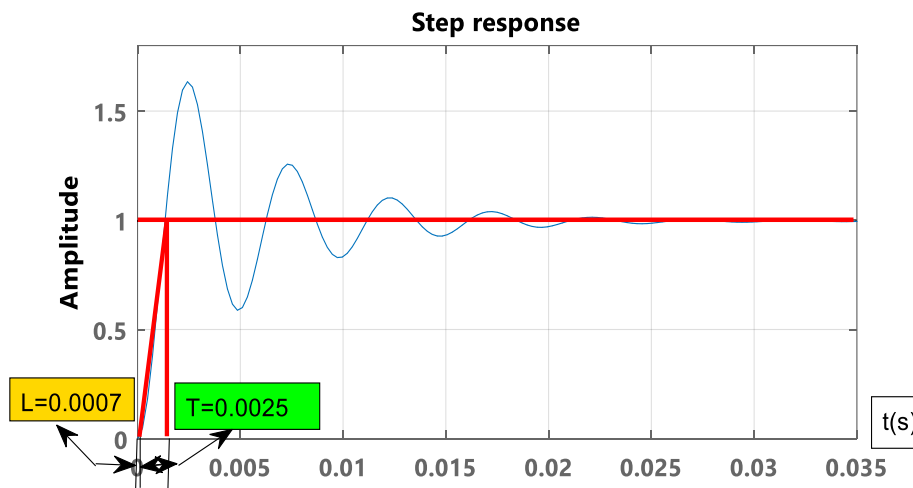


Figure 83. Réponse indicielle de convertisseur SEPIC.

A partir de la réponse indicielle, les deux constantes à savoir le temps de retard $L = 0,0007s$ et la constante de temps $T = 0,0025s$ sont obtenues.

La fonction de transfert du contrôleur PI est écrite sous forme générale :

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad 4.1$$

En utilisant les réglages de Ziegler et Nichols, on obtient les valeurs de notre contrôleur PI [85] :

$$K_p = \frac{0.9T}{L} = 3.21$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = 0.0023 \text{ s}$$

1.2. La méthode de contrôle régénérative proposée pour la charge de la batterie

Nous allons tout d'abord expliquer la méthode de contrôle du courant et de la tension constants pour charger la batterie à l'aide de convertisseur SEPIC. En utilisant la configuration illustrée dans la figure 82, le courant et la tension de la batterie sont remplacés par le courant et la tension du circuit intermédiaire. La figure 82 montre le bloc de la tension constante générale (CV) et le bloc de commande de courant constant ; le fonctionnement de ces blocs est représenté sur la figure 83. La tension du circuit intermédiaire est contrôlée par un contrôleur PI, la sortie de ce contrôleur de tension est limitée par la référence du courant souhaité pour le fonctionnement de la commande CC. Pendant le contrôle CC, comme la tension cible n'atteint pas la référence, la sortie du contrôleur de tension est saturée par le contrôleur PI. La référence de courant souhaitée pour le fonctionnement CC est ensuite insérée dans le limiteur pour régler la sortie du contrôleur de tension saturée. Cette référence de courant saturé est entrée dans le contrôleur de courant pour contrôler le courant de la batterie. Si la tension de la batterie atteint la valeur de référence, le contrôleur de tension saturée est relâché et le contrôle CV est lancé. Le fonctionnement CV réduit le courant de la batterie et, par la suite, la chute de tension due à l'impédance de la batterie est également diminuée. Par conséquent, la tension de borne ouverte de la batterie est définie comme référence de tension. La figure 83 affiche le résultat du contrôle CC-CV.

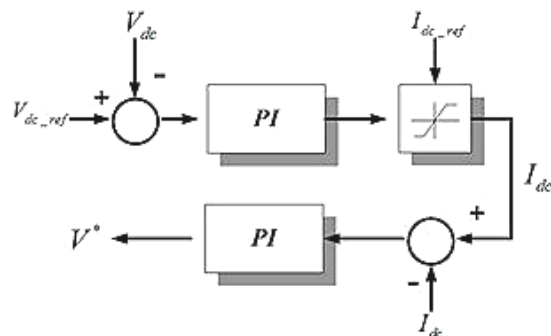


Figure 84. Schéma de la méthode de contrôle régénérative proposée pour la charge de la batterie.

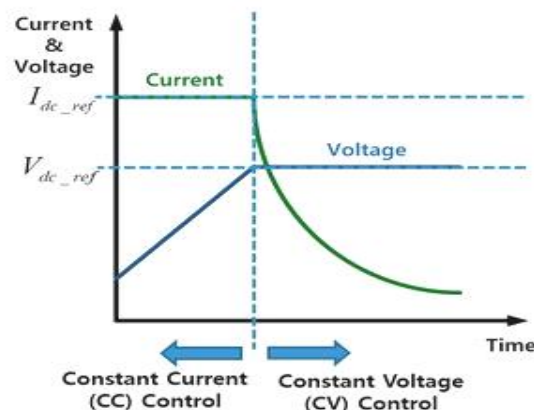


Figure 85. Graphe de tension de courant de la charge batterie.

1.3. Dimensionnement de la tension de la batterie

Nous rappelons qu'une batterie est constituée de plusieurs éléments de conversion électrochimique. Chaque élément est considéré comme un générateur de tension de 2V. En empilant ces éléments, on obtient des batteries de 6 V, 12 V, 24 V ou 48 V.

Afin de déterminer la tension adaptée de la batterie, il convient de se placer dans la configuration la plus défavorable, c'est-à-dire lorsque les batteries alimentent totalement les équipements électriques (sans aucun apport du champ photovoltaïque) [15, 71].

La formule mathématique permettant de déterminer la tension de la batterie est indiquée ci-dessous :

$$V_{bat} = \sqrt{\frac{2 \times \rho \times L \times P}{S \times \epsilon}} \quad 4.2$$

Avec :

- ρ : résistivité du matériau conducteur (cuivre ou aluminium) dans les conditions de température d'exploitation, exprimée en $\Omega.m$. On pourra considérer que $\rho_1 = 1.25 \times \rho_0$ où ρ_0 est la résistivité du conducteur à 20°C.
- L : Longueur des câbles reliant la batterie au tableau de distribution, exprimée en m.
- P : Puissance électrique, exprimée en W.
- S : Section des câbles entre la batterie et le tableau de distribution, exprimée en mm^2 .
- ϵ : Chute de tension tolérée entre la batterie et le tableau de distribution.

A partir du profil de charge/décharge à courant i constant en fonction du temps, il est possible de calculer la capacité disponible du système (figure 84). Dans le premier temps, on limite l'intensité dans la batterie au courant maximum de charge. Lorsque la tension désirée est atteinte, nous passons en limitation de tension.

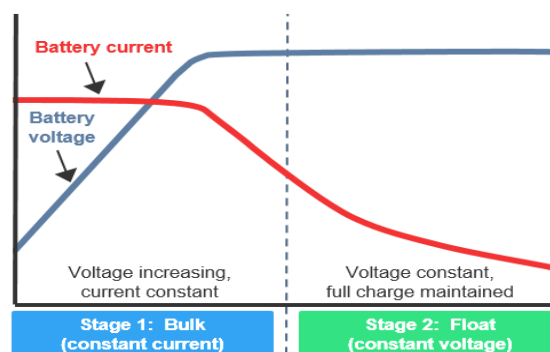


Figure 86. Profile de charge de la batterie.

Dans notre cas on a utilisé une batterie de tension :

$$V_{bat} = 24V$$

1.4. Calcul de la capacité nominale de la batterie

La capacité nominale de la batterie, notée CN (C_{10}), permet de quantifier l'autonomie de la batterie vis-à-vis de la consommation électrique des équipements.

$$C_{10} = \frac{\text{Autonomie} \times \text{Energie journalière}}{1 - \alpha_f} \quad 4.3$$

Avec :

α_f : Etat de charge finale souhaité.

C_{10} : Capacité de la batterie pour une décharge électrique de dix heures.

1.5. Détermination du temps de charge

Le temps de charge T est le temps nécessaire pour la recharge d'une batterie qui peut être estimé par :

$$T = \frac{Q}{I} \quad 4.4$$

- Q : la charge électrique maximum d'une batterie annoncée en ampères-heures(Ah)
- I : Le courant de charge nominal.

Pour notre cas, nous utilisons une batterie d'une capacité énergétique de 70 Ah avec une charge nominale de 5 ampères, donc :

$$T = \frac{70}{5} = 14h$$

Pour adapter la tension de sortie de la batterie à la charge, le convertisseur BOOST commandé par le régulateur PI est utilisé, ces paramètres sont obtenus par l'utilisation de la méthode de Ziegler et Nichols. En suivant la même procédure du convertisseur SEPIC, nous avons suivant les valeurs de tableau 23, la réponse indicielle du convertisseur BOOST.

Paramètres de convertisseur BOOST	Valeurs
Rapport cyclique α	0,5
Fréquence de coupure	100KHz
La valeur de la conductance L_1	200 μ H
La valeur de condensateur C_s	47 μ F
La tension d'entrée V_{bat}	24V
La tension de sortie V_s	48V
Charge R	10 Ω

Tableau 23. Paramètres du convertisseur BOOST.

La figure suivante illustre la réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur BOOST.

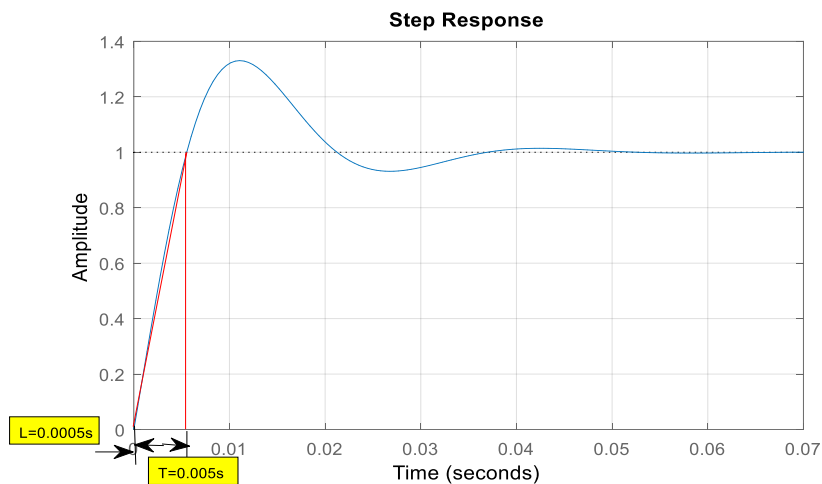


Figure 87. Réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur BOOST.

A partir de la réponse indicielle, les deux constantes à savoir (figure 85) le temps de retard $L = 0,0005s$ et la constante de temps $T = 0,005s$ sont obtenues.

En utilisant les réglages de Ziegler et Nichols (tableau 19), on obtient les valeurs de notre contrôleur PI [85, 09] :

$$K_p = \frac{0.9T}{L} = 9$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = 0.0016 \text{ s}$$

1.6. Onduleur monophasé

L'onduleur est défini comme un appareil électrique qui convertit une énergie continue en une énergie alternative. Le but de cette étude est de concevoir un onduleur de caractéristiques définies dans le tableau 24. Cet onduleur est utilisé pour alimenter les charges de nature alternative monophasée.

Paramètres d'onduleur	Valeur
Puissance	1KVA
Tension d'entrée	48 VDC
Tension de sortie	230 VAC
Fréquence	50 Hz

Tableau 24. Caractéristiques de l'onduleur monophasé utilisé.

Le schéma de circuit de l'onduleur utilisé est présenté sur la figure 86. Ce circuit est destiné à alimenter les charges alternatives monophasées.

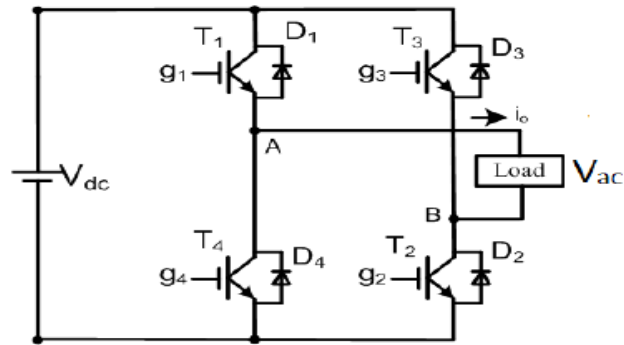


Figure 88. Schéma de principe de l'onduleur monophasé.

1.7. Principe de génération du PWM

PWM (Pulse With Modulation, figure 87) est une technique de coupure de tension ou de courant qui permet des formes quasi sinusoïdales, dont le but d'ajuster l'amplitude et la fréquence du fondamental et de rejeter les harmoniques irréversibles vers les hautes fréquences.

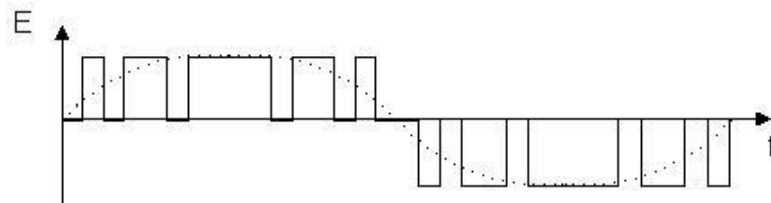


Figure 89. Modulation de largeur d'impulsion.

Dans cet onduleur, nous avons un pont de puissance avec 4 transistors : Q1, Q2, Q3 et Q4. La tension rectangulaire obtenue entre A et B est ensuite filtrée pour obtenir en sortie de l'appareil une tension sinusoïdale à faible taux de distorsion. Sur la figure 88 on a deux transistors fonctionnant à basse fréquence, soit 50 Hz (Q3 et Q4) et deux autres transistors (Q1 et Q2) fonctionnant à haute fréquence (20 kHz) du signal PWM sinusoïdal.

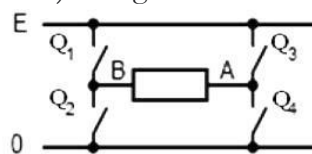


Figure 90. Pont de puissance à transistor.

2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés dans cette section sont développés à l'aide du logiciel Matlab SIMULINK. La tension de la batterie utilisée à une tension nominale de 24V (figure 89). Une charge résistive de 9.5 Ω est utilisée pour la simulation.

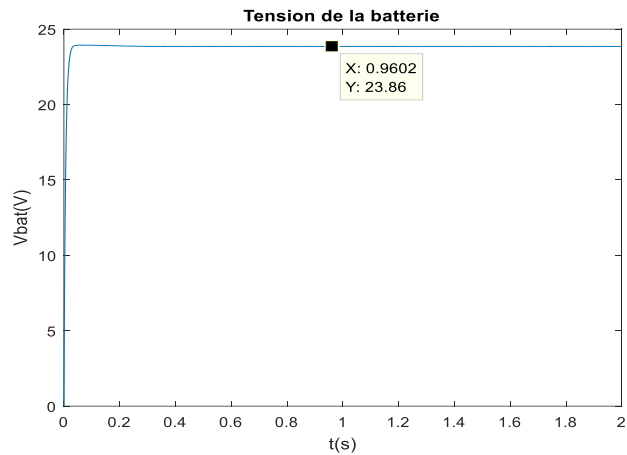


Figure 91. La tension de la batterie.

Le profil de charge de la batterie est présenté sur la figure 90.

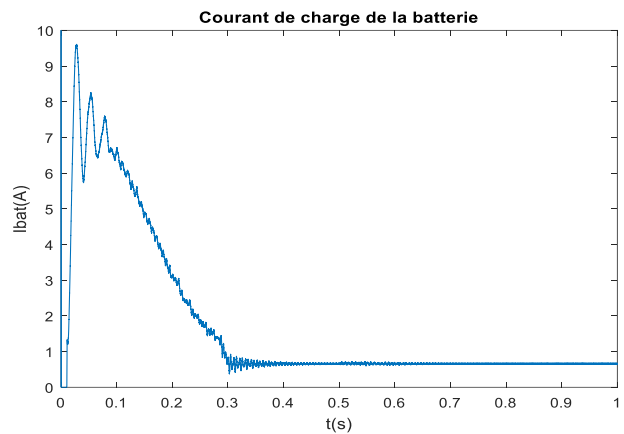


Figure 92. Courant de charge de la batterie.

Les valeurs des signaux de sortie sont présentées sur les figures ci-dessous (tension, courant et puissance).

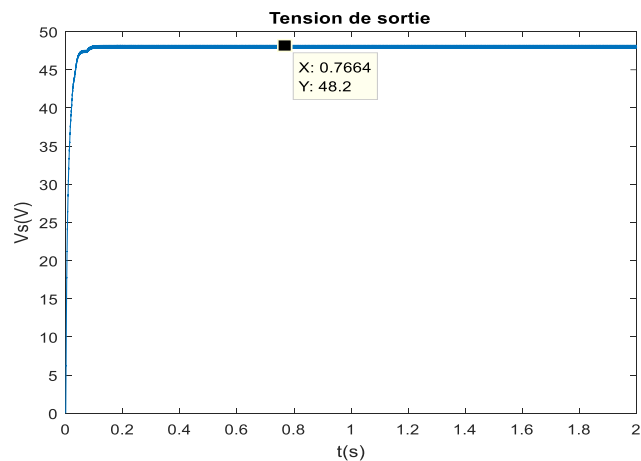


Figure 93. La tension de sortie du système PV.

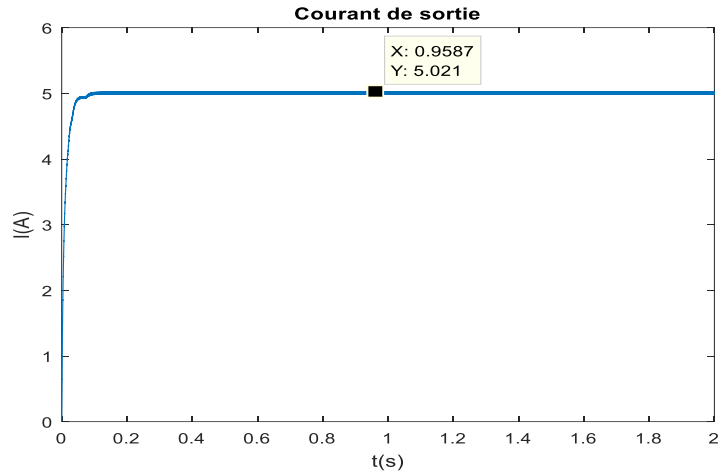


Figure 94. Courant de sortie du système PV.

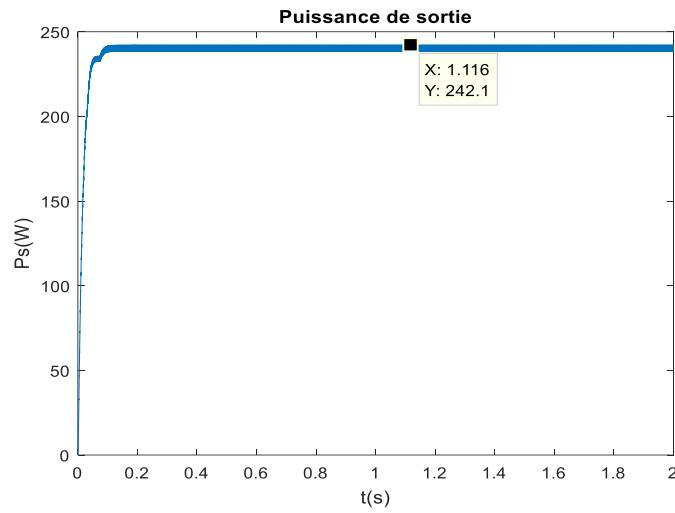


Figure 95. Puissance de sortie du système PV.

Le signal de commande de l'onduleur utilisé est présenté sur la figure 94.

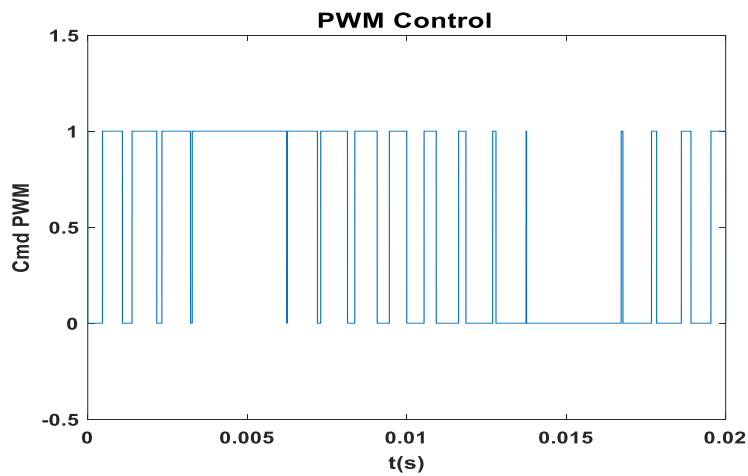


Figure 96. La forme de signal de commande PWM de commande de l'onduleur.

Sur la figure 95, on représente le signal de la tension de sortie de l'onduleur avant la filtration.

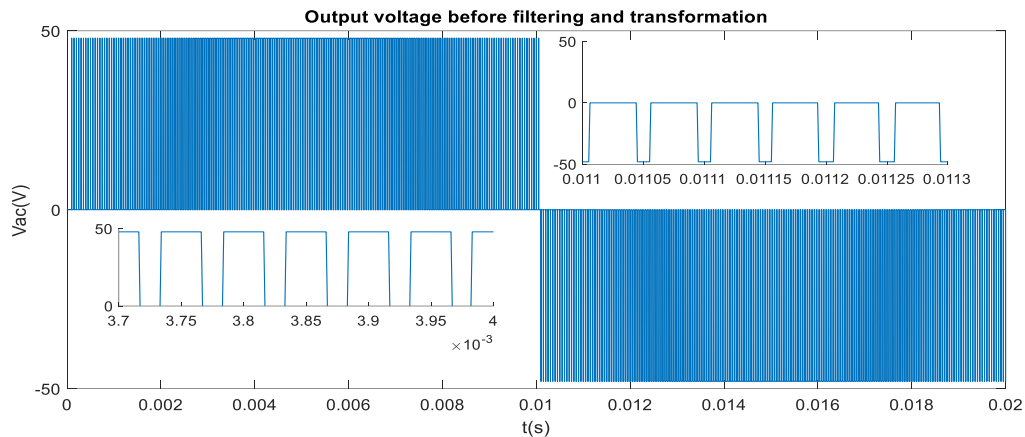


Figure 97. La tension de sortie de l'onduleur avant filtration.

La tension de sortie après filtration est illustrée sur la figure 96.

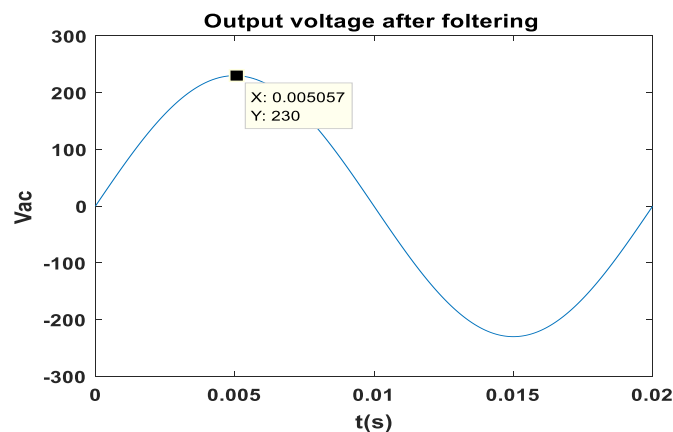


Figure 98. La tension de sortie de l'onduleur après filtration.

3. Discussion

Les résultats de simulation ont montré que le régulateur de charge-décharge de la batterie, possède une bonne capacité de régulation par l'utilisation du convertisseur SEPIC, la tension V_{bat} est de l'ordre de 23,86 V avec un temps de réponse de 0,08 s et un taux d'ondulation de 1%. Le courant I_{bat} avec charge est stabilisé à 10,34A, c'est-à-dire avec une puissance de 246,7124W et un rendement de 98,6%.

Pour le modèle du convertisseur élévateur, la figure 91 montre la réponse de tension de sortie du convertisseur BOOST pour une tension d'entrée de 24 V avec une charge de sortie de 10 Ω . Le contrôleur PI utilisé permet de stabiliser la tension de sortie V_s par comparaison avec la tension de référence 48V. D'après la simulation, on remarque qu'après 0,1s, la tension de sortie est rétablie à sa valeur de référence avec un taux d'ondulation de 1% dans le régime permanent. Le rendement du convertisseur est de l'ordre de 97% c'est-à-dire une puissance de sortie de 242W pour une charge de 10 Ω .

Le tableau suivant résume les principales spécifications du système PV avec stockage d'énergie étudiés.

Paramètres de système PV	Valeurs
Puissance maximale extraite (W)	246,7W
Tension à la borne de la batterie $V_{bat}(V)$	24V
Tension de sortie $V_s(V)$	48,21V
Tension de sortie alternative $V_{out}(V_{ac})$	230V
Temps de réponse de la tension V_{bat}	0.1s
Temps de réponse de tension V_s	0.1s
% de dépassement V_s	1%
% de dépassement V_{bat}	0%
Efficiency%	98,6%

Tableau 25. Paramètres de système PV avec stockage d'énergie.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principaux éléments du système PV autonome avec stockage d'énergie. Ensuite, nous avons dimensionné les paramètres des correcteurs PI par l'utilisation de la méthode d'espace d'état pour définir la fonction de transfert des convertisseurs DC-DC SEPIC et BOOST et après l'utilisation de la méthode de Ziegler et Nichols pour déterminer les valeurs de contrôleur PI, K_p et K_i . Enfin, nous avons terminé avec une simulation du système sous MATLAB. Les résultats des simulations montrent que le système possède un rendement de 98,6% avec un taux ondulation de 1% et un temps de réponse de 0,1s.

Pour les moyennes et grandes puissances, les panneaux photovoltaïques doivent être associés en String et de même les installations photovoltaïques peuvent se dispenser du système de stockage par batteries et injecter dans le réseau tous les surplus d'énergie produits, dans le chapitre suivant nous étudions un système photovoltaïque Multi-string centralisé préparé pour relier le système PV au réseau électrique.

Chapitre V : Systèmes photovoltaïques Multi-string à commande décentralisée

Introduction

La puissance installée des centrales solaires photovoltaïques à l'échelle mondiale, raccordées aux réseaux électriques, progresse à un rythme soutenu et le raccordement du parc photovoltaïque au réseau est dernièrement réalisé par string surtout pour les puissances importantes. Le point de puissance maximum (PPM) de chaque branche est contrôlé pour chaque étage d'entrée de convertisseur DC/DC [86-88]. Le convertisseur DC/DC assure également le découplage de tension ce qui permettra de minimiser la capacité de stockage dans le réseau. Dans ce chapitre un système photovoltaïque multi-string de vingtaines de KW de puissance est présenté, le convertisseur DC/DC intermédiaire est utilisé pour faire fonctionner le générateur photovoltaïque à son point de puissance maximale par l'utilisation des algorithmes intelligents MPPT suivi de contrôleur PI pour la régulation de la tension de bus continu vis-à-vis de la variation de la valeur de la charge de la ligne et/ou la variation des conditions climatiques, (appariation de l'ombrage partiel par exemple). On se limite uniquement au bus continu. Des modèles de simulation des structures utilisés sont développés sur Matlab_Simpower pour mettre en évidence les performances techniques des structures étudiées.

Pour les moyennes et grandes puissances, les panneaux photovoltaïques doivent être associés en String afin d'augmenter les grandeurs de sorties (courant et/ou la tension). Plusieurs topologies d'associations sont possibles (série ou/et parallèle) [89] : la topologie d'onduleur centrale, la topologie à onduleur rangée et la topologie à hacheur rangée. Quant au raccordement au réseau alternatif, des étages de conversions statiques (hacheur et onduleur) seront nécessaires pour optimiser l'extraction de l'énergie et améliorer la qualité du signal injecté tout en respectant un facteur de dimensionnement réalisant un facteur d'efficacité énergétique important. Dans le cadre de notre étude, on considère la structure de la topologie hacheur rangée qui a l'avantage d'intégrer facilement des éléments de stockage [90]. Le fait qu'un seul onduleur est utilisé comme interface avec le réseau réduit le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. Des travaux antérieurs [110], ont effectué une étude comparative des structures des convertisseurs DC/DC (SEPIC et BOOST) dans le but d'évaluer le taux d'ondulation des signaux, temps de réponse et la complexité de chaque structure dans le domaine de faible puissances (environ des centaines de W). Dans le présent chapitre, on s'intéresse à l'étude de la première structure (SEPIC) mais dans le cas d'une topologie en string, et pour une puissance plus grande et plus précisément à la régulation de la tension du bus continu vis-à-vis la variation de la charge de la ligne et la variation de l'irradiation (problème d'ombrage) [91, 92].

1. Système photovoltaïque Multi-string étudié

1.1. Description

Dans cette étude, on adopte la structure "Hacheur rangée" vue ces avantages par rapport aux autres structure [93, 94]. Cette structure utilise un convertisseur DC-DC pour connecter chaque string de modules PV à l'onduleur pour améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système. L'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. Un MPPT est appliqué pour chaque string [95, 96], ce qui limite l'influence des modules entre eux. En se limitant à l'étude de la

structure hacheur rangée alimentant un bus continu DC de tension continue d'ordre de 500VDC [97].

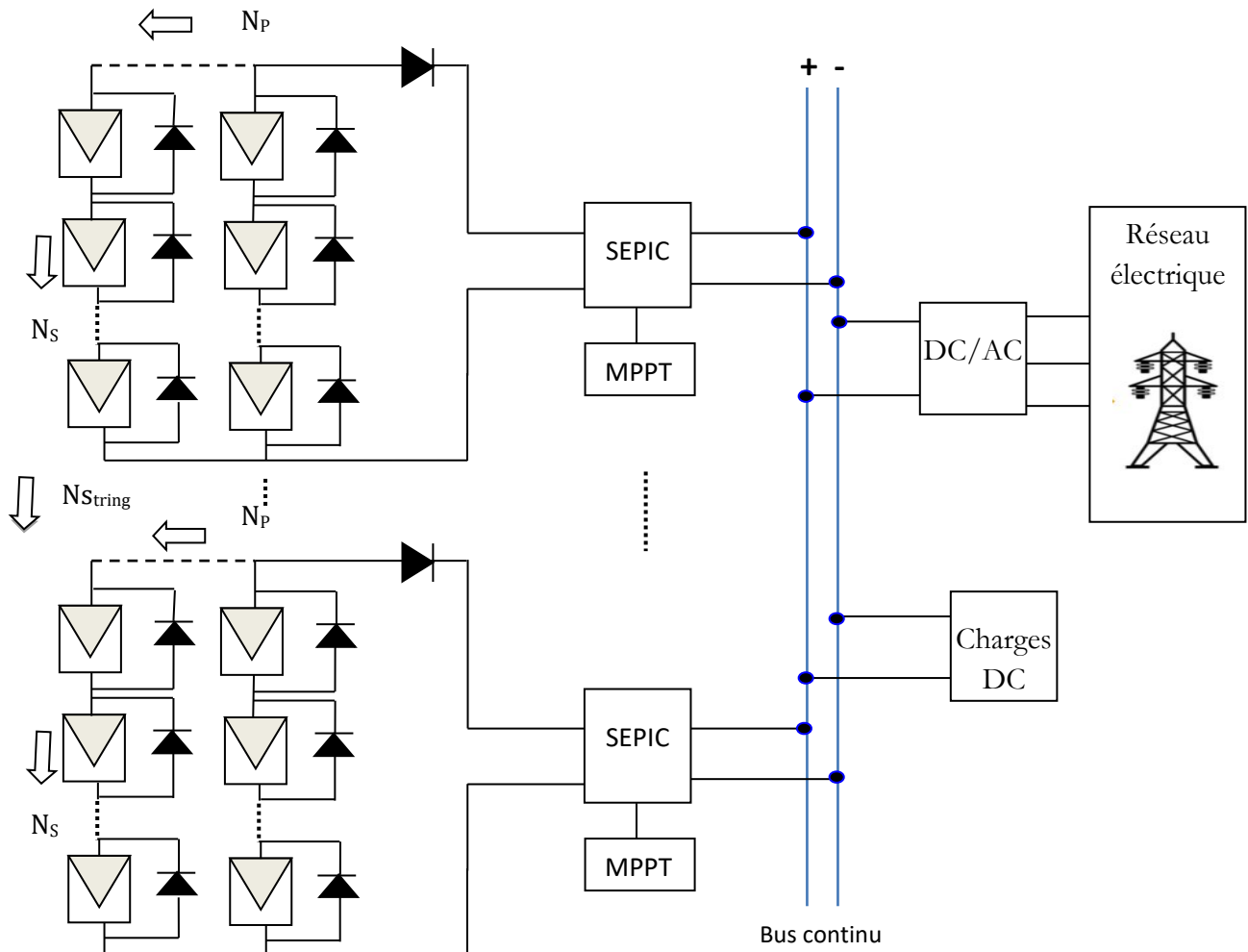


Figure 99. Schéma synoptique de système PV étudié.

Le système étudié est composé de N_s modules en série pour augmenter la tension et de N_p modules en parallèle pour augmenter le courant dont le but d'avoir à la sortie une puissance d'ordre d'une vingtaines de KW, d'une diode anti-retour protège les modules, des diodes dites by-pass dont le rôle est de court-circuiter les cellules ombragées ou en pannes [98] et des convertisseurs DC/DC SEPIC de ces utilités suivantes : une tension de sortie non-inversée (la tension de sortie à la même polarité de la tension d'entrée), une isolation entre l'entrée et la sortie (fournie par le condensateur en série) et un vrai mode d'arrêt c'est-à-dire lorsque l'interrupteur est en mode OFF, la valeur de la tension de sortie devient 0V. Notre objectif est le suivi du point de la puissance maximale en utilisant des algorithmes intelligents MPPT tout en assurant une régulation de la tension au niveau du bus continu [99, 100].

1.2. Association de String PV et le convertisseur DC-DC SEPIC

Les principaux problèmes auxquels le convertisseur statique et sa commande doivent faire face sont : l'ensoleillement non homogène (problème d'ombrage par exemple), la puissance fluctuante demandée par le bus continu, le problème des pertes de discordance (Mismatching, [101]) causées par l'interconnexion de cellules solaires ou de modules qui n'ont pas les mêmes

propriétés ou qui subissent des conditions différentes les unes des autres, la maximisation de la productibilité et du rendement. Le convertisseur DC-DC SEPIC utilisé (figure 98) amplifie la tension délivrée par les modules PV et extrait le maximum de la puissance de générateur photovoltaïque grâce à l'utilisation des smart algorithmes MPPT.

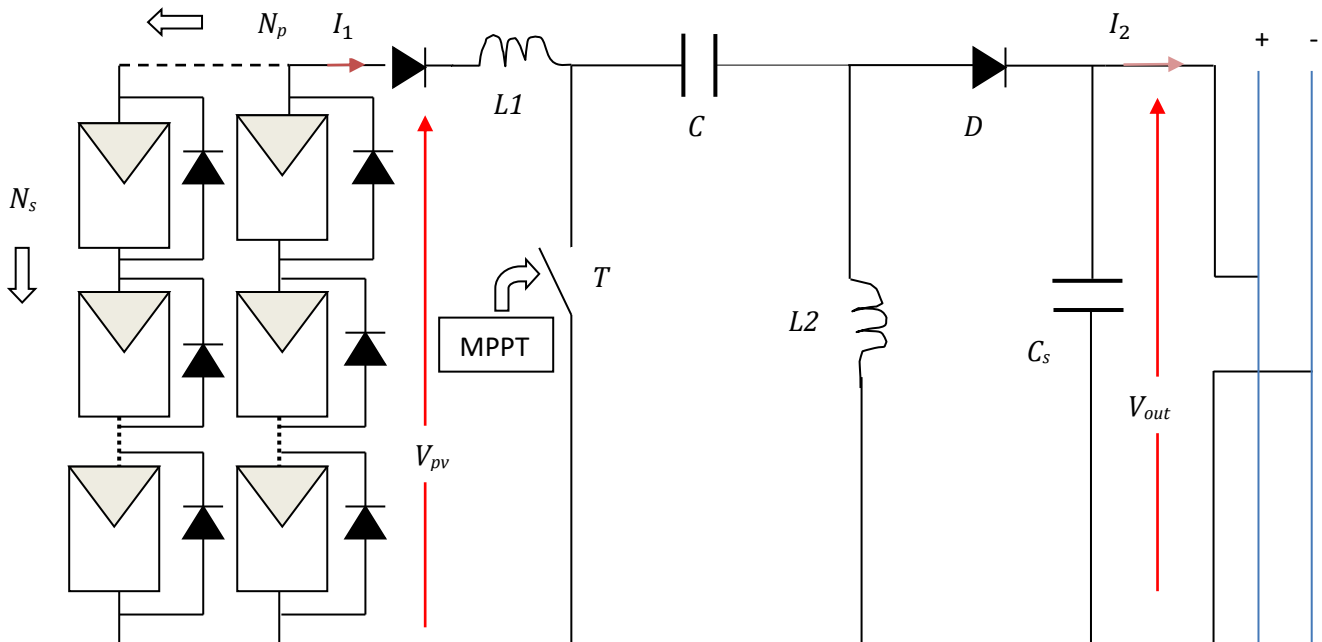


Figure 100. Schéma de principe du convertisseur DC-DC SEPIC associé au string PV.

1.3. Régulation de la tension de bus continu

Le contrôleur PI est un dispositif très important dans la régulation de la tension du bus continu. La méthode de contrôle de la tension proposée est présentée dans les paragraphes qui suivent. L'objectif est de maintenir la tension de bus continu au niveau souhaité et d'obtenir la puissance requise [102, 103].

1.3.1. Modélisation du bus continu

On modélise dans cette partie le bus continu pour des charges contenues, par exemple les charges à puissance constante (CPL). L'ensemble des sources parallèles et leurs lignes de transmission correspondantes sont modélisées par une source de tension idéale en série avec une résistance et une inductance équivalentes.

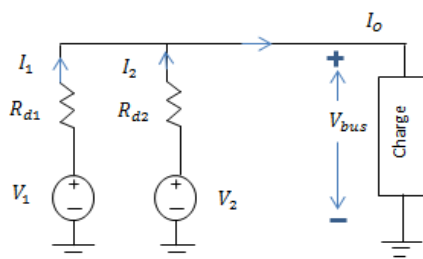


Figure 101. Modèle du bus continu avec deux sources d'alimentation parallèles en régime permanent.

Le modèle de Thévenin équivalent, en supposant que les deux sources en parallèle sont identiques et alimentant une charge, est selon la figure 100 ci-dessous :

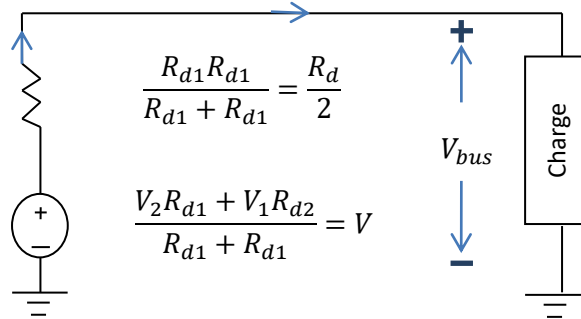


Figure 102. Modèle de Thévenin équivalent de bus continu.

L'analyse statique d'un tel circuit simplifié est réalisée en modélisant les sources d'énergie comme une source de tension V en série avec une résistance de sortie R_d , comme illustré à la figure 100. La différence de courant fourni par chaque source sur la figure 99 est :

$$I_1 - I_2 = \frac{2(V_1 - V_2)}{R_{d1} + R_{d2}} + \frac{(R_{d2} - R_{d1})}{R_{d1} + R_{d2}} I_0 \quad 5.1$$

On peut noter d'après (5.1) que la différence de courant $I_1 - I_2$ fourni par chaque source est inversement proportionnelle à $(R_{d1} + R_{d2})$. Par conséquent, à mesurer que les résistances de sortie R_{di} augmentent, le dénominateur de (9.5) augmente et, par conséquent, le partage de charge est amélioré.

$$V_{bus} = \frac{V_2 R_{d1} + V_1 R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} - \frac{R_{d1} R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} \times I_0 = V - \frac{R_d}{2} \times I_0 \quad 5.2$$

La structure explorée dans ce chapitre se compose de plusieurs sources en parallèle connectées à une charge commune via les lignes de transmission, comme illustré à la figure 101. Chaque source est modélisée comme une source de tension idéale V_i en série avec une résistance virtuelle R_{vi} et chaque ligne de transmission à une résistance R_{ti} en série avec une inductance L_{ti} . Le modèle obtenu à partir du circuit avec n sources de la figure 101 est référencé comme modèle n -sources. Les résistances des lignes de transmission peuvent être représentées par une seule résistance équivalente.

$$R_{di} = R_{vi} + R_{ti} \quad 5.3$$

L'objectif est de contrôler la résistance de sortie de la source. La résistance virtuelle $R_{vi} \gg R_{ti}$, impliquant :

$$R_{di} = R_{vi} \quad 5.4$$

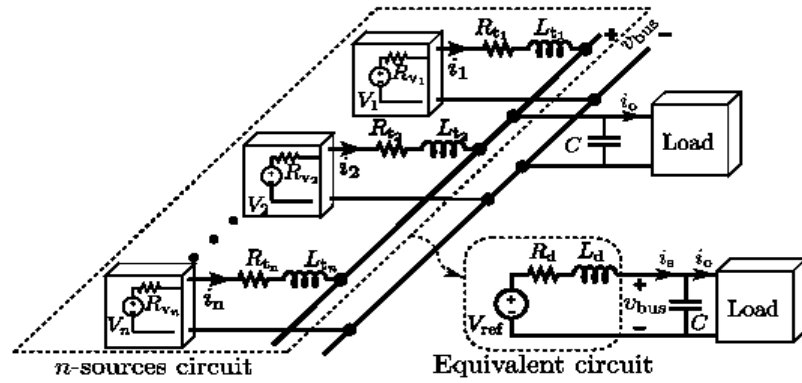


Figure 103. Modèle de la source et la ligne de transmission PV.

Sous les conditions suivantes :

$$\frac{R_{d1}}{L_{t1}} \approx \frac{R_{d2}}{L_{t2}} \approx \dots \approx \frac{R_{dn}}{L_{tn}} \quad 5.5$$

On a :

$$V_{ref} = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad 5.6$$

Pour prouver que le sous-système source peut être approché par une seule équation différentielle, nous utilisons la condition de l'équation en haut en conjonction avec le modèle n-sources. Chaque ligne de transmission devient une équation différentielle donnée par :

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{1}{L_{t1}} (V_{ref} - v_{bus}) - \frac{R_{d1}}{L_{t1}} i_1 \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{1}{L_{t2}} (V_{ref} - v_{bus}) - \frac{R_{d1}}{L_{t1}} i_2 \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{1}{L_{t2}} (V_{ref} - v_{bus}) - \frac{R_{d1}}{L_{t1}} i_n \end{aligned} \quad 5.7$$

Le courant total fourni par les sources, noté i_s , est la somme des courants de chaque ligne de transmission.

$$i_s = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad 5.8$$

1.3.2. Stratégie de commande proposée

Pour la régulation de la tension de sortie V_s de convertisseur DC/DC, quel que soit la variation des conditions climatiques (Irradiation, température ...) et quelle que soit la variation de la charge, le schéma ci-dessous est utilisé, le but de cette régulation est pour avoir la possibilité de

raccorder le système PV au réseau électrique via l'intermédiaire d'un onduleur de tension et de respecter également les tensions standard d'alimentation des charges électriques [104, 105].

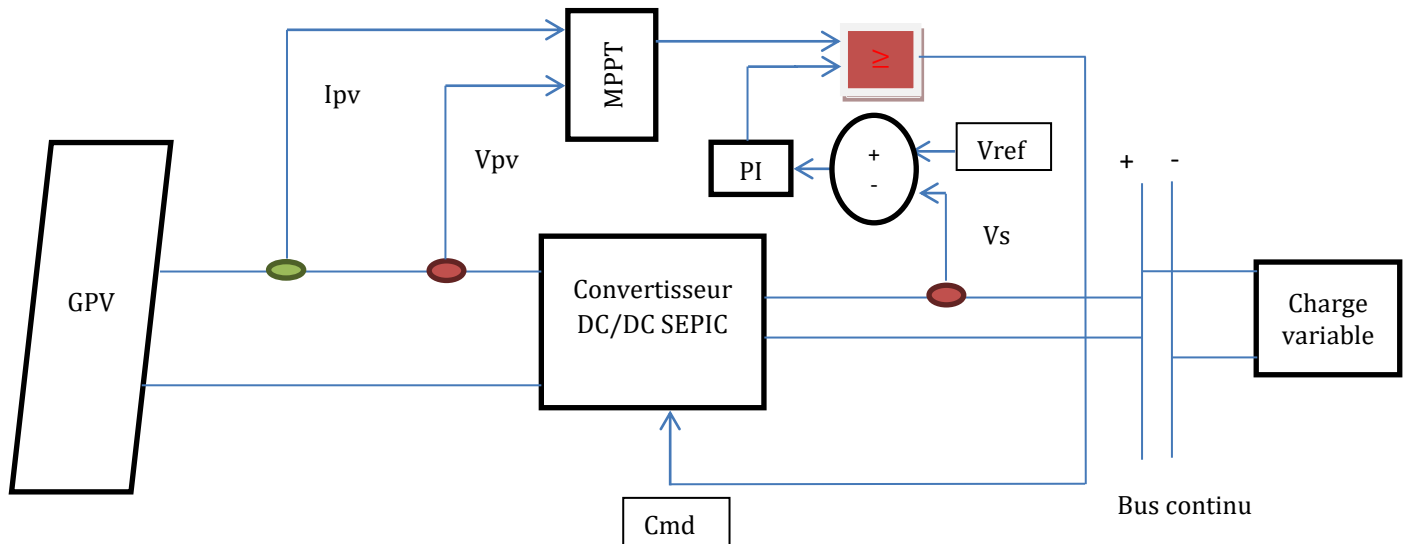


Figure 104. Schéma synoptique de maintien V_s .

L'objectif d'utiliser le contrôleur PI avec la commande MPPT est de réduire l'erreur statique ϵ afin de réguler la tension de bus continu en ajustant automatiquement le rapport cycle du convertisseur DC-DC SEPIC.

Le schéma du système est composé en plus de la source d'énergie GPV et du convertisseur d'adaptation DC-DC SEPIC, d'un soustracteur pour calculer la différence entre la consigne V_s et la tension de référence V_{ref} , d'un contrôleur PI qui génère un signal de commande qui sert à minimiser la différence entre V_s et V_{ref} dans l'objectif d'avoir $V_{ref} - V_s = 0$ et d'un comparateur pour générer un signal de commande de valeur 1 ou 0 pour piloter l'interrupteur.

Le bloc Opérateur relationnel effectue l'opération relationnelle spécifiée sur l'entrée. La valeur que nous choisissons pour le paramètre opérateur relationnel détermine si le bloc accepte un ou deux signaux d'entrée. La première entrée correspond au port d'entrée supérieur et la deuxième entrée au port d'entrée inférieur.

Les opérateurs relationnels comparent les éléments de deux tableaux et renvoient des valeurs logiques vraie ou fausse pour indiquer où se trouve la relation.

Les opérateurs relationnels sont $<$, $>$, $<=$, $>=$, $==$ et $\sim=$. Ces opérateurs relationnels effectuent des comparaisons élément par élément entre deux tableaux. Ils renvoient un tableau logique de la même taille, avec des éléments définis sur vrai (1) lorsque la relation est vraie et des éléments définis sur faux (0) là où elle ne l'est pas.

Les opérateurs $<$, $>$, $<=$ et $>=$ n'utilisent que la partie réelle de leurs opérandes pour la comparaison. Les opérateurs $==$ et $\sim=$ testent les parties réelles et imaginaires.

L'opérateur utilisé est $>=$. Il est vrai si la première entrée est supérieure ou égale à la deuxième entrée.

1.3.3. Contrôleur PI pour la régulation de la tension de bus continu

Le système de contrôle en boucle fermée est également connu sous le nom de système de contrôle à rétroaction. Le contrôleur PI est utilisé pour atteindre et maintenir la tension de sortie désirée en le comparant à la tension de référence. Le régulateur PI fonctionne en générant un signal d'erreur qui est la différence entre la tension de sortie de SEPIC et l'entrée de référence.

Dans notre cas, la commande du convertisseur DC-DC SEPIC (figure 103) est faite par l'algorithme P&O suivi de contrôleur PI dans l'objectif principal est d'extraire la puissance maximale quel que soit la variation de température et de l'irradiation et de réduire l'erreur statique ϵ en ajustant automatiquement le rapport cycle pour réguler la tension de bus continu. Tout d'abord, la modélisation de l'espace d'état est faite pour déterminer la fonction de transfert du convertisseur (équation 2.62) et ensuite les valeurs K_p et K_i sont obtenues en utilisant la méthode de Ziegler Nichols. Pour le convertisseur SEPIC, la fréquence de commutation est très élevée et par conséquent, le contrôleur PI est sélectionné dans ce travail.

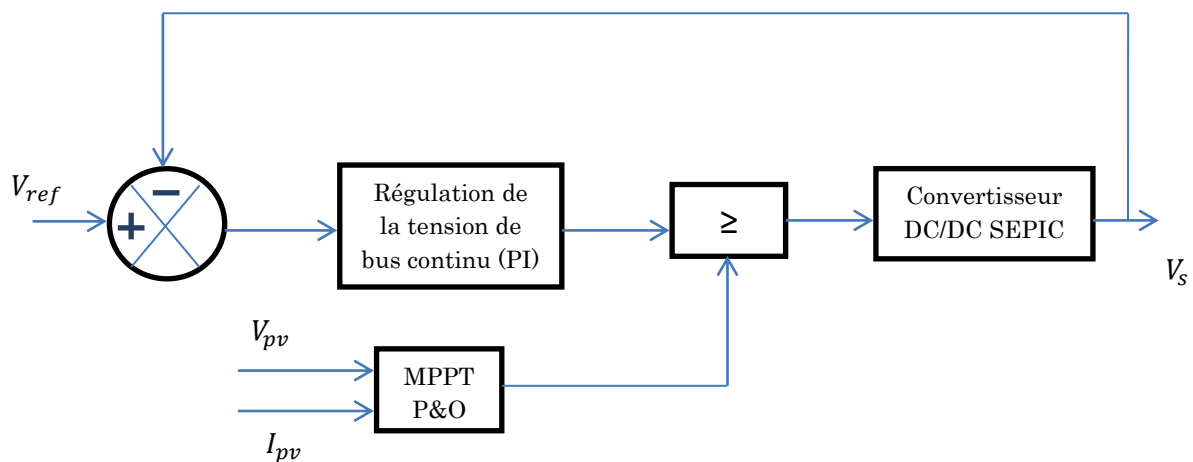


Figure 105. Schéma de régulation de la tension de bus continu.

Pour déterminer les valeurs de K_i et K_p de correcteur PI, la réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur SEPIC est donnée dans la figure 104 ci-dessous en respectant les valeurs de tableau 26.

SEPIC Dimensionnement	Valeur
Rapport cyclique α	0,65
Fréquence de découpage (f_{sw})	20KHz
Valeur de l'inductance (L_1 et L_2)	300Mh
Condensateur de sortie (C_s)	600 μ F
Condensateur de Couplage (C_c)	11.6 μ F
Tension d'entrée V_{pv}	273V
Tension de sortie V_s	500V
Puissance P_{pv}	20KW

Tableau 26. Valeur des Paramètres de convertisseur SEPIC

La figure 104 illustre la réponse indicielle en boucle ouverte du convertisseur SEPIC.

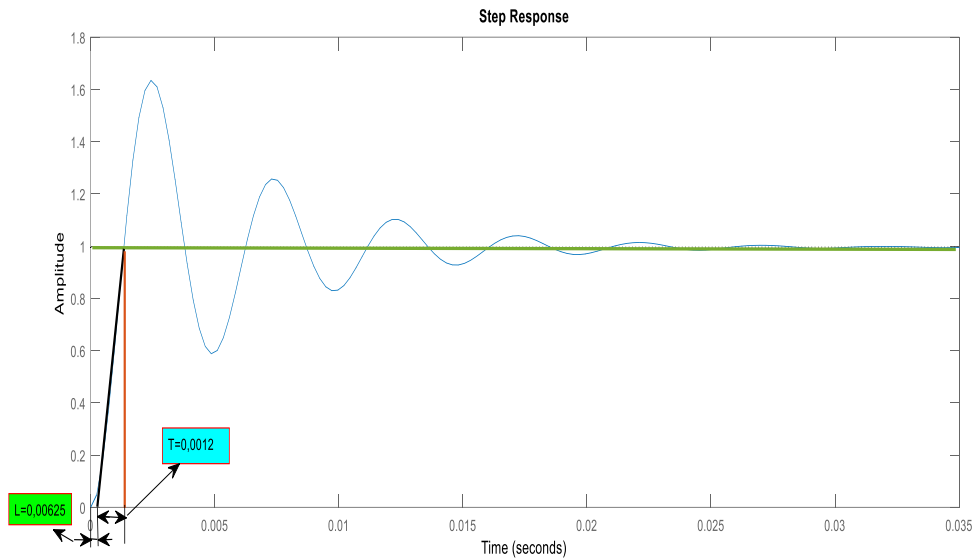


Figure 106. Réponse indicielle de convertisseur SEPIC pour string PV.

A partir de la réponse indicielle, les deux constantes à savoir le temps de retard $L = 0,000625s$ et la constante de temps $T = 0,0012s$ sont obtenues.

$$K_p = \frac{0.9T}{L} = 1.728$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = 0.00208s$$

2. Evaluation par simulation

2.1. Calcul et dimensionnement

Les tableaux 27, 28, 29 et 30 ci-dessous récapitulent les paramètres et les valeurs du système à simuler.

Paramètres	Valeur
Fréquence de fonctionnement du convertisseur f	20 KHz
Puissance de la charge P_s	20KW
Tension d'entrée de convertisseur V_{pv}	273V
Tension de sortie de bus continu V_s	500V
Ondulations de courants : $\Delta I_{pv} = 10\%.I_1$	7,32A
Ondulations de courants : $\Delta I_s = 10\%.I_2$	3,94A
Ondulations de courants : $\Delta I_L = 40\%.I_{pv}$	29,30A
Ondulation de la tension de sortie : $\Delta V_s \leq 1\%.V_s$	1%
Ondulation de la tension du condensateur : $\Delta V_c \leq 1\%.V_{pv}$	1%

Tableau 27. Paramètres de système PV à simuler.

Pour répondre à ces paramètres, le nombre de modules à mettre en série et en parallèle est le suivant:

Nombre de modules en série	5 Modules
Nombre de modules en parallèle	15 Modules

Tableau 28. Nombre de module.

Les valeurs des composants de convertisseurs SEPIC sont regroupées dans le tableau ci-dessous [15, 18] :

Paramètres	Valeur
Valeur de la résistance de la charge $R = \frac{U_s^2}{P(\text{Pour les trois strings})}$	4,16Ω
Valeur du rapport cyclique α en MCC $\alpha = \frac{U_s}{U_{pv}+U_s}$	0,65
Valeur moyenne de courant d'entrée $I_1 = \frac{P_{string}}{V_{pv}}$	73,26A
Valeur moyenne de courant de sortie $I_2 = \frac{1-\alpha}{\alpha} I_1$	39,45A
Valeur de l'inductance $L_1 = \frac{\alpha U_{pv}}{\Delta I_L f}$	$3,10 * 10^{-4} H$
Valeur de l'inductance $L_2 = \frac{\alpha U_{pv}}{\Delta I_L f}$	$3,10 * 10^{-4} H$
Valeur de la capacité de condensateur de couplage $C_C = \frac{\alpha \times I_2}{\Delta V_C \cdot f}$	$1,16 * 10^{-5} F$
Valeur de la capacité de condensateur de sorti $C_S = \frac{\alpha \times I_2}{V_{Ripple} \times 0.5 \times f}$	$6 * 10^{-4} F$

Tableau 29. Valeurs des composantes de convertisseur SEPIC.

Le tableau ci-dessous regroupe les paramètres de choix de l'interrupteur/diode et les valeurs extrêmes des grandeurs à respecter.

Paramètres	Valeur
Valeurs maximale de la tension Inter/Diode $V_{KM} = V_{DM} = \frac{V_{pv}}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_C + \Delta V_S}{2}$	783,86V
valeurs maximale du courant Inter/Diode $I_{KM} = I_{DM} = I_{pv} + I_S + \frac{\Delta I_{pv} + \Delta I_S}{2}$	118,34A
Valeur minimale de courant d'entrée $I_{pvm} = I_{pv} - \frac{\Delta I_{pv}}{2}$	69,6A
Valeur maximale du courant d'entrée $I_{pvm} = I_{pv} + \frac{\Delta I_{pv}}{2}$	76,92A
Valeur minimale du courant de sortie $I_{sm} = I_S - \frac{\Delta I_S}{2}$	37,48A
Valeur maximale du courant de sortie $I_{SM} = I_S + \frac{\Delta I_S}{2}$	41,42A
Valeur minimale de la tension de condensateur de couplage $V_{Cm} = V_C - \frac{\Delta V_C}{2}$	272,135V
Valeur maximale de la tension de condensateur de couplage $V_{CM} = V_C + \frac{\Delta V_C}{2}$	274,865V
Valeur minimale de la tension de condensateur de sortie $V_{Sm} = V_S - \frac{\Delta V_S}{2}$	497,5V
Valeur maximale de la tension de condensateur de sortie $V_{SM} = V_S + \frac{\Delta V_S}{2}$	502,5V

Tableau 30. Choix de l'interrupteur/diode et valeurs extrêmes des grandeurs.

2.2. Simulation de régulation de la tension de sortie de bus continu

Dans cette simulation, nous étudions le problème de la régulation de la tension du bus continu, suite à l'association des strings PV, vis-à-vis la variation de la charge de ligne et la variation de l'irradiation (apparition d'ombrage partiel).

Le tableau 31 regroupe les paramètres de système à simuler :

Paramètres	Valeur
Tension de sortie de bus continu à réguler V_s	500V
tension de référence V_{ref}	500V

Tableau 31. Paramètre de bus continu.

2.2.1. Résultats de simulation en fonction de variation de la charge de ligne (augmentation de la charge)

Les graphes ci-dessous représentent les signaux de tension, puissance et courant de système simulé pour une variation de charge de ligne de 25% à 50% tout en évitant une chute de tension indésirable.

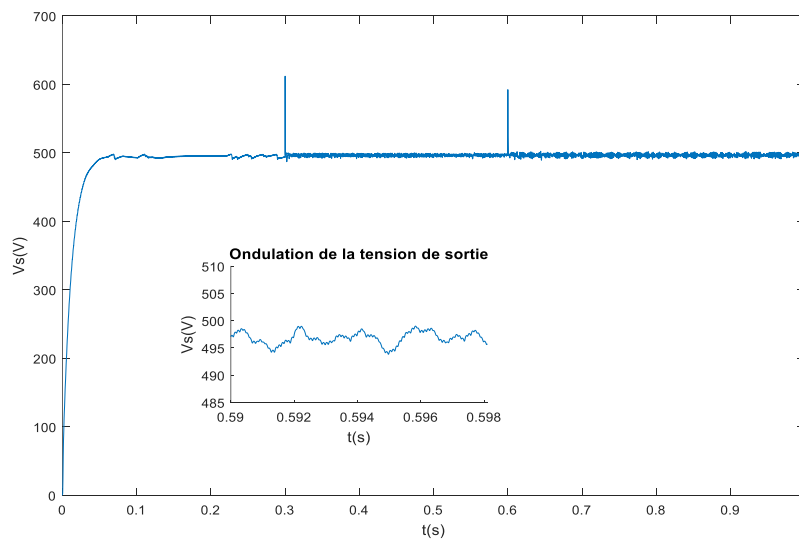


Figure 107. Tension de bus continu en fonction de la variation de la charge.

Pour le graphique de tension nous avons un pic de tension d'environ de 100V pendant un laps de temps suite au changement de la charge, l'ondulation de tension est d'ordre de 5V une valeur qui représente 1% de la valeur de la tension désiré 500V.

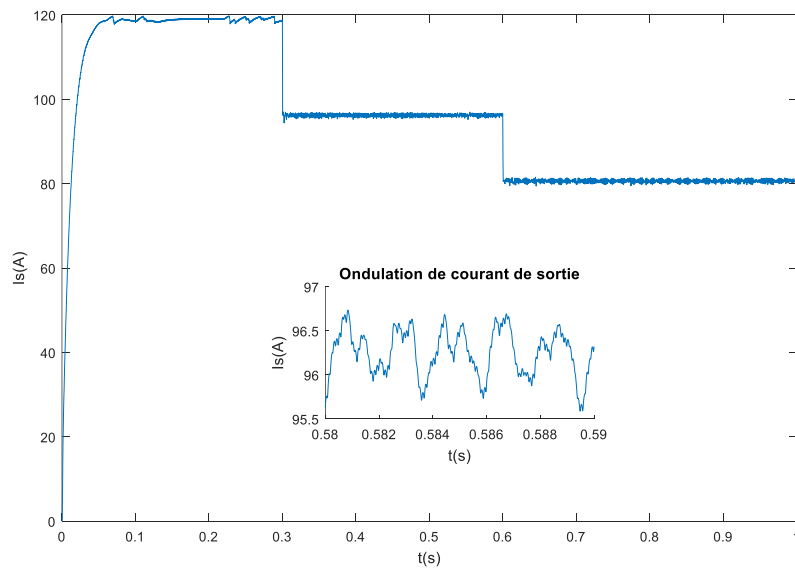


Figure 108. Courant consommé en fonction de la variation de la charge.

La figure 106 représente la forme de signal de courant pour une variation de charge de ligne, l'ondulation de courant est presque un 1A.

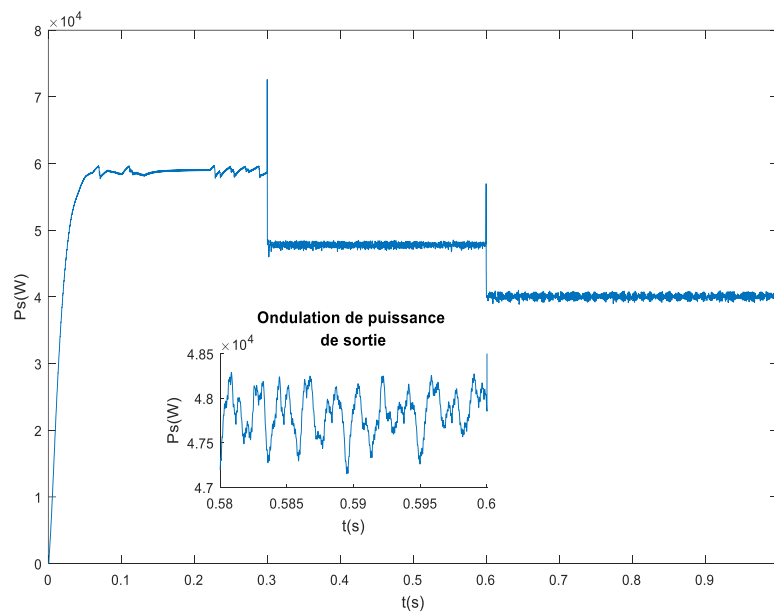


Figure 109. Puissance consommée en fonction de la variation de la charge.

Cette figure ci-dessus représente la forme de signal de la puissance aux bornes de la charge, nous avons des pics de puissance de l'ordre de 10KW mais pour un laps de temps à cause de changement de la valeur de la charge de la ligne, l'ondulation est de l'ordre de 0.12KW une valeur qui représente 0.2% de la puissance demandée par la charge.

La figure 108 représente les formes des signaux des puissances délivrées par chaque string, pour une puissance maximale de 20KW pour chaque bras de string.

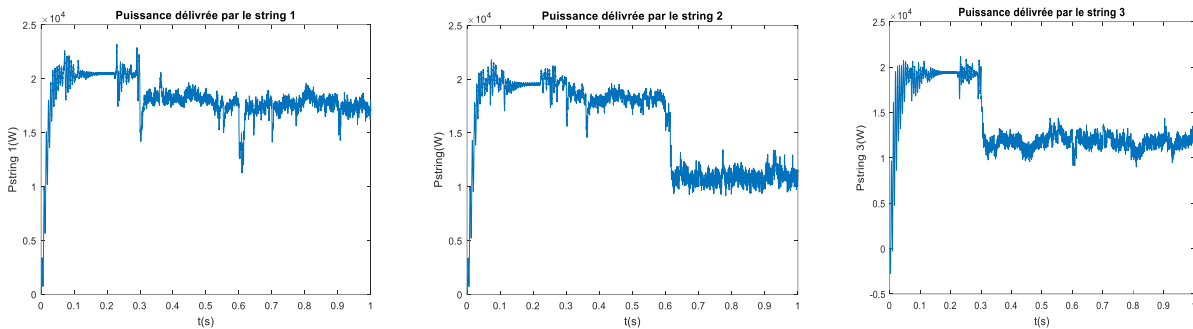


Figure 110. Puissance délivrée par chaque String.

La figure 109 présente les formes des signaux de commande de transistor pour extraire la puissance maximale des strings PV et pour la régulation de la tension de bus continu.

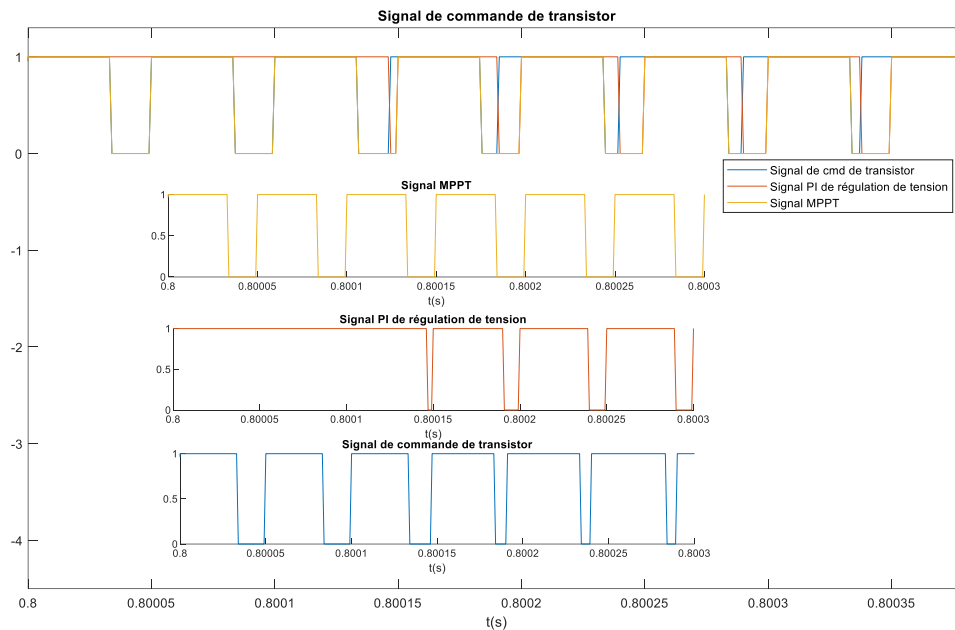


Figure 111. Forme des signaux de commande de transistor.

2.2.2. Résultats de simulation en fonction de variation de la charge de ligne (diminution de la charge)

La figure ci-dessous trace la forme de signal de puissance pour une variation de charge de ligne (diminution de la charge), l'ondulation est de l'environ 0,06KW, presque 0.1% de la puissance demandée par la charge.

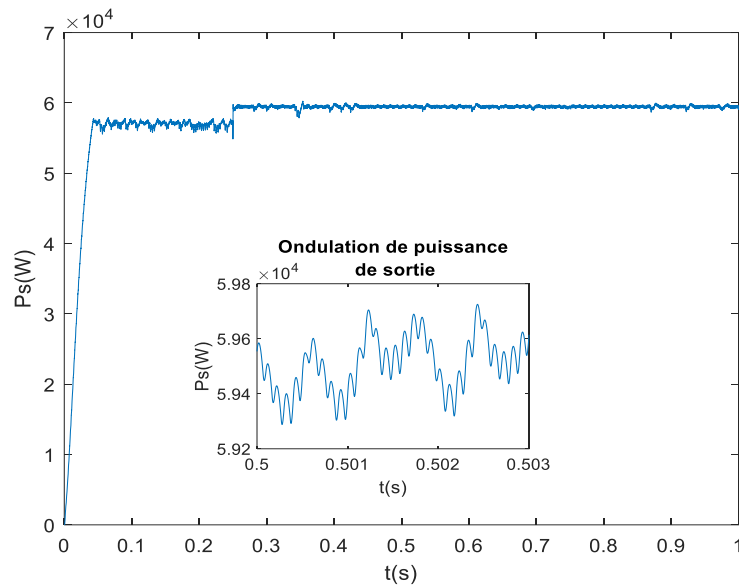


Figure 112. Puissance consommée en fonction de la variation de la charge.

La figure 111 présente la forme de signal de courant consommé par la charge, l'ondulation est de l'ordre de 0,5A presque 0,42% de courant consommé par la charge.

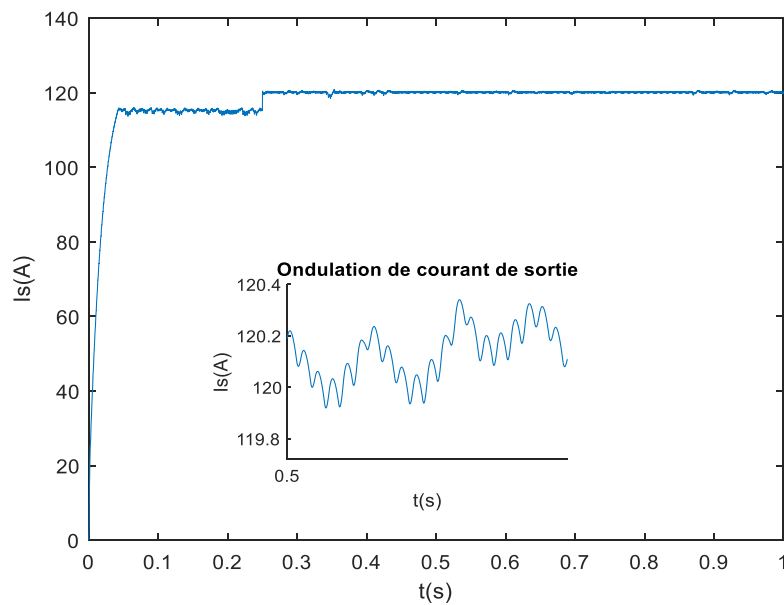


Figure 113. Courant consommé en fonction de la variation de la charge.

La figure 112 trace le signal de la tension aux bornes de la charge, nous avons un pic de 30V suite au changement de la valeur de la charge, l'ondulation de la tension est de l'environ de 3V.

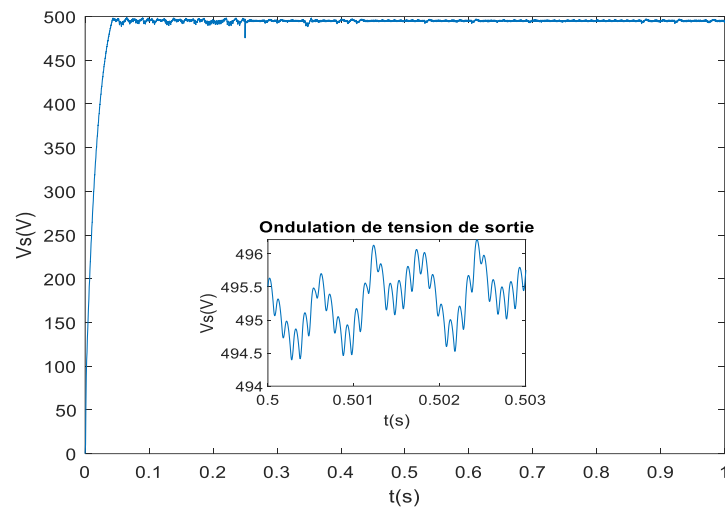


Figure 114. Tension mesurée aux bornes de bus continu en fonction de la variation de la charge.

2.2.3. Résultats de simulation en fonction de variation de l'irradiation (Ombrage partiel)

Les figures 113, 114 trace les signaux de l'irradiation, tension, courant et puissance générés par un string en fonction de variation de l'irradiation (apparition de l'ombrage partiel).

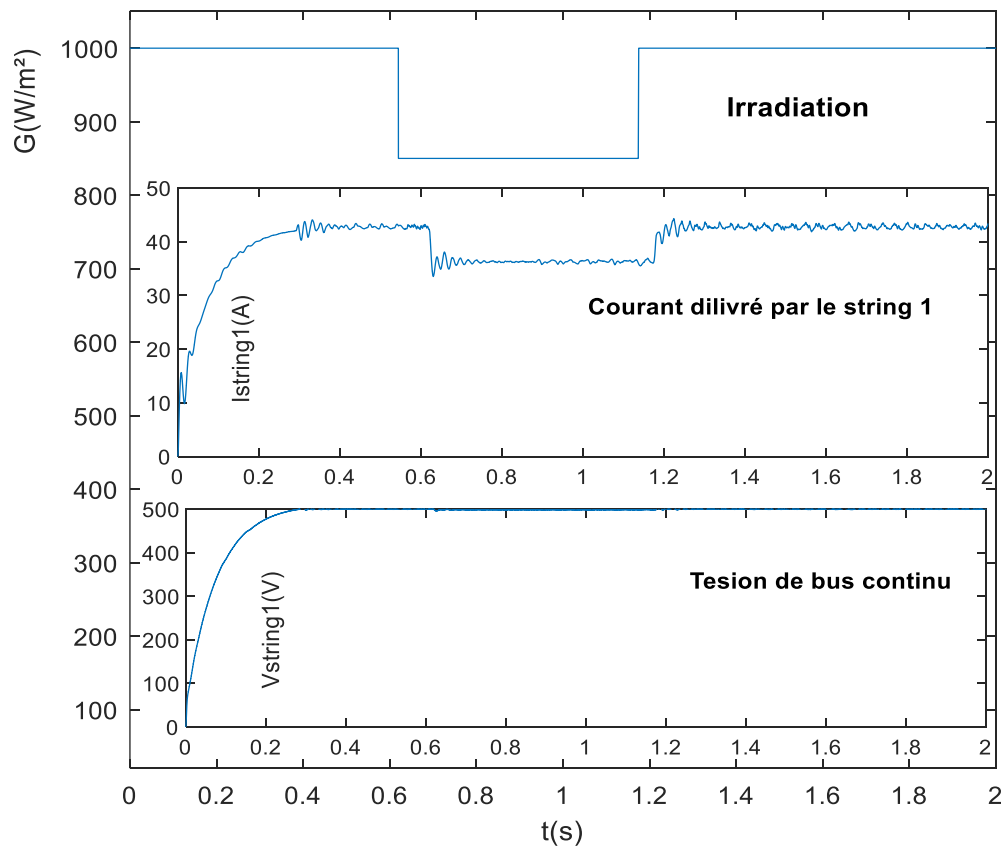


Figure 115. Forme des signaux irradiation, courant et tension délivrés par un string ombré.

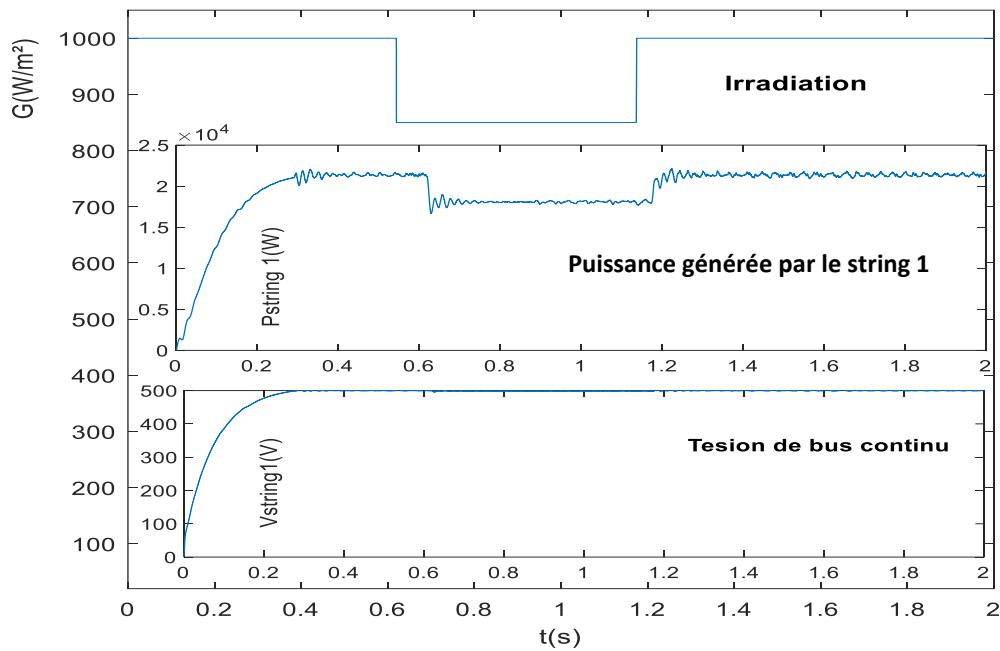


Figure 116. Forme des signaux irradiation, puissance et tension délivrés par un string ombré.

La figure 115 projette les signaux de l'irradiation, courant et tension générés par un string non ombré.

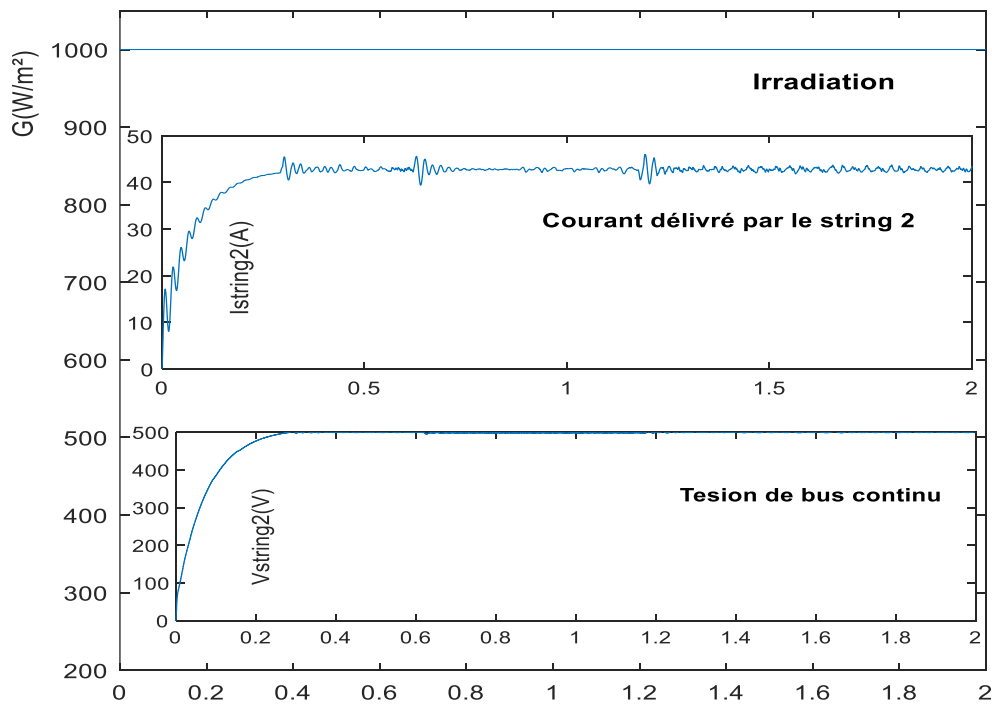


Figure117. Forme des signaux de string non ombré.

Dans les figures 116 et 117 je trace les formes des signaux courant et puissance des trois strings PV en fonction de la variation de l'ombrage.

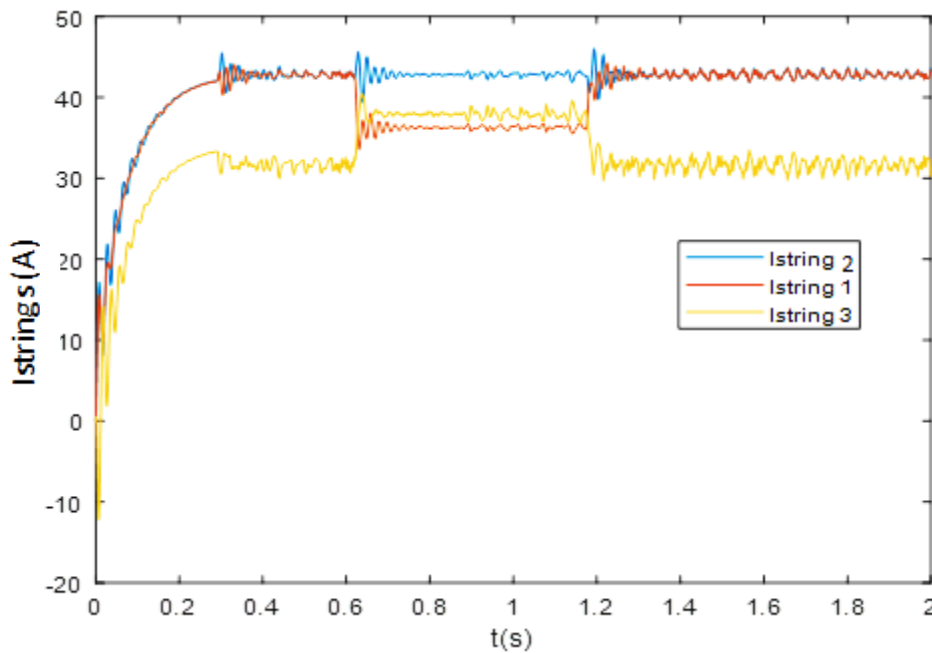


Figure 118. Forme des signaux de courant délivrée par les trois strings PV.

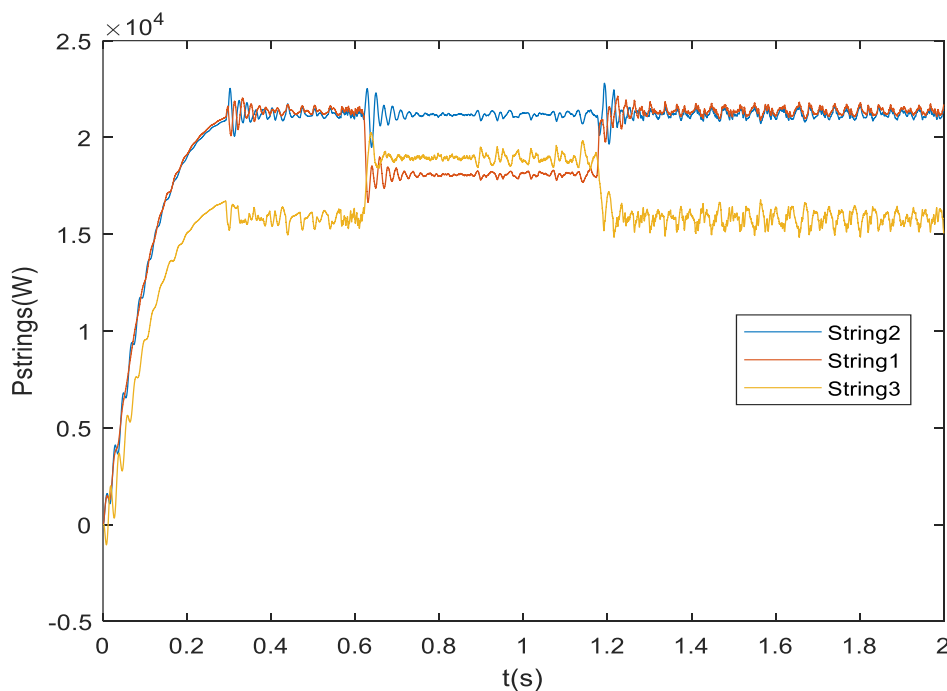


Figure 119. Forme des signaux de puissance délivrée par les trois strings PV.

La figure 118 présente les signaux de puissance, tension et courant mesurés aux bornes de la charge vis-à-vis la variation de l'irradiation, la MPPT de chaque string travail pour délivrer le courant demandé par la charge en fonction de la puissance maximale que chaque string apte de le livrer.

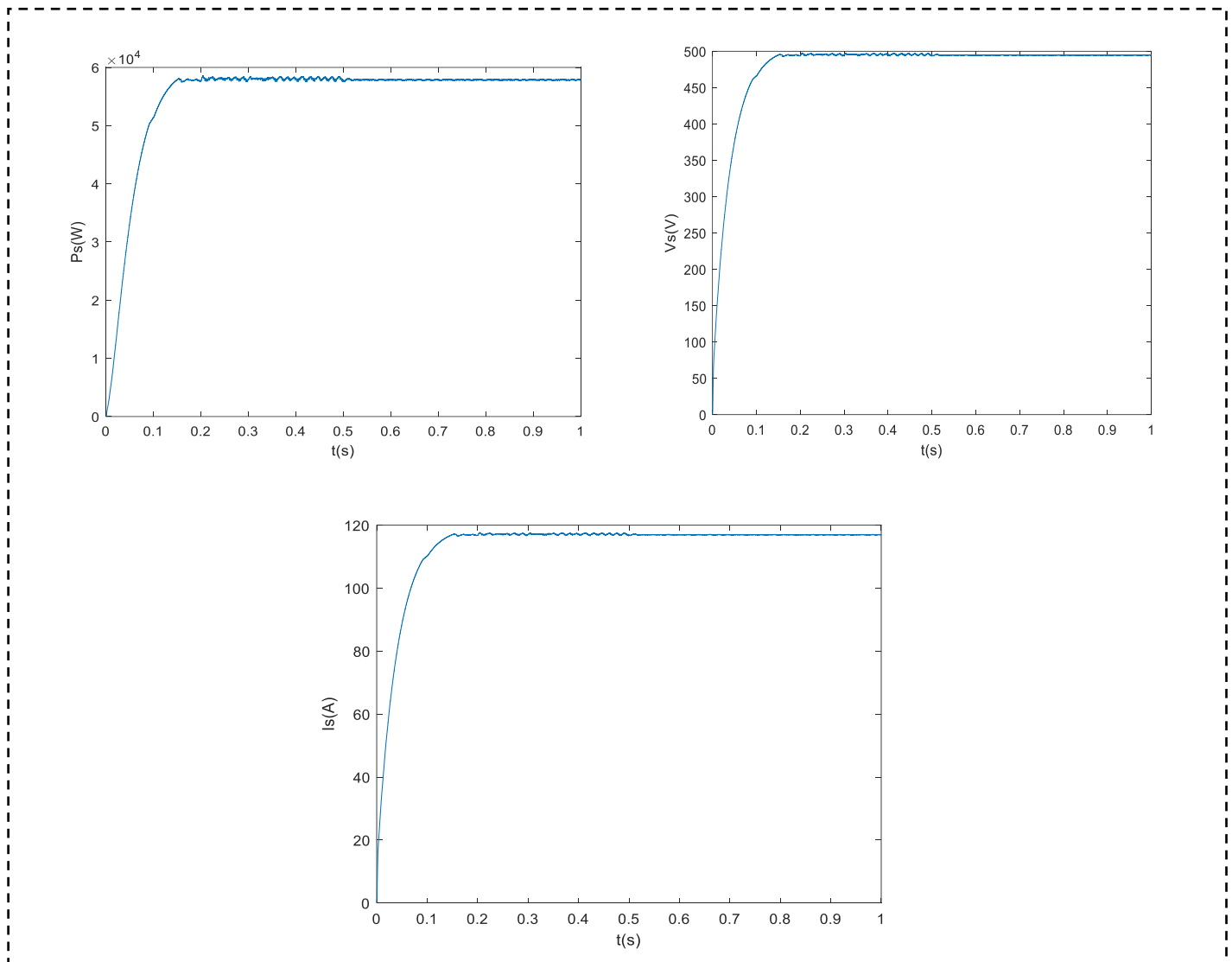


Figure 120. Puissance, tension et courant mesurés aux bornes de la charge sous l'effet de variation de l'irradiation.

3. Interprétation et discussion des résultats

Suite aux résultats de simulation (figures 110-118), on remarque que le système suit les changements de la valeur de la charge de ligne (soit au niveau de la diminution ou de l'augmentation de la charge) et gère la variation de l'irradiation (apparition d'ombrage partiel).

Au niveau de l'ondulation, pour la valeur de la tension mesurée aux bornes de la charge on a une ondulation maximale d'ordre de 5V qui ne présente que 1% de tension désirée 500V. Concernant l'ondulation de courant consommée par la charge, nous avons une ondulation maximale d'un 1A c'est-à-dire 0,83% de la valeur de courant demandé par la charge et pour l'ondulation de la puissance nous avons une ondulation maximale de 0,12 KW qui ne représente que 0,2% de la valeur de la puissance demandée par la charge.

Au moment de changement des valeurs des charges de la ligne, nous avons un pic de 100V pour la tension qui représente une augmentation de tension de 20%, et 10KW pour la puissance c'est-à-dire une augmentation de 16,7%, mais ce sont des pics qui passent durant un laps de temps et qui n'affectent pas la charge.

Pour la tension de bus continu, on remarque que la tension se stabilise presque à la valeur de tension de référence qui est égale 500V DC, quelle que soit la variation de la charge de ligne et quelle que soit la variation des conditions climatiques.

4. Avantages et inconvénients des systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Au niveau des avantages, les systèmes photovoltaïques n'ont pas besoin de stockage d'énergie ce qui éliminent le maillon le plus problématique et le plus cher d'une installation autonome. C'est en fait, le réseau dans son ensemble qui sert de réservoir d'énergie. Ce système ne présente aucun gaspillage, tout excédent est livré au réseau, de plus on n'est pas obligé de calculer méticuleusement ses besoins en électricité et de prévoir des niveaux de demande exceptionnellement très élevés, même si très rare. Quant au dimensionnement, on peut commencer petit et agrandir par la suite sans problème.

Au niveau des inconvénients, la consommation risque de redevenir relativement "invisible," et on pourrait retomber dans le piège de la consommation irréfléchie, en plus, les contraintes électriques imposées par les sociétés d'électricité peuvent être rigoureuses, et les onduleurs synchrones doivent répondre aux exigences techniques des compagnies de production et de transport d'énergie.

La présence des surtensions est liée à la manœuvre des commutateurs de changements des valeurs des charges de la ligne et qui durent de quelques dizaines microsecondes à quelques millisecondes. Pour se protéger de ces surtensions, on utilise le parafoudre, c'est le dispositif le plus commun pour parer ces surtensions.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principaux éléments d'un système PV par string préférable pour des puissances importantes d'ordre de KW, MW. Ensuite, nous avons dimensionné les différents paramètres en relation avec ce système pour une puissance d'ordre de 60 KW par string.

Pour le temps de réponse, le convertisseur SEPIC à une réponse importante d'ordre 1ms. Les valeurs des grandeurs extrêmes des tensions et courants sont presque dans le domaine dimensionné avec un taux de 96%.

La structure de convertisseur SEPIC est importante, suite aux résultats de simulation, il a un taux d'ondulation faible et un temps de réponse réduit, en plus il présente beaucoup d'avantages, il utilise deux inductances L1 et L2 pour élever ou abaisser la tension, ces inductances couplées permettent une ondulation de courant plus faible. SEPIC a une isolation entre l'entrée et la sortie via le condensateur Cs qui protège le convertisseur contre un court-circuit ou une surcharge, plus l'avantage de pouvoir couper sa tension de sortie jusqu'à 0V.

L'association des strings au bus continu utilisant le convertisseur SEPIC montre des importants résultats, stabilisation des signaux et le temps de réponse reste le même quel que soit le nombre de panneaux associé au bus continu.

Enfin la régulation de tension de bus continu utilisant un correcteur PI associé à la commande MPPT montre des importants résultats, la tension de bus continu reste stable quel que soit la variation de la charge de ligne et quel que soit la variation des conditions climatiques (Irradiation et température).

Conclusion générale et perspective

Ce travail de recherche a été consacré à l'étude théorique et à la validation par simulation sur l'univers Matlab/Simulink des structures des systèmes photovoltaïques autonomes (avec/ou sans stockage d'énergie) et raccordées au réseau électrique.

Tout d'abord une étude bibliographique sur le sujet a été établie, dans un contexte scientifique et techno-économique. Une brève vision sur les systèmes photovoltaïques a été fournie, ensuite nous avons présenté la part du Maroc vis-à-vis des énergies renouvelables, particulièrement l'énergie solaire photovoltaïque, après nous avons modélisé et étudié le générateur PV, qui est fortement influencé par des conditions climatiques (l'irradiation solaire et la température ambiante).

Par la suite une étude des différentes structures des topologies des systèmes PV a été faite, les résultats de l'étude montrent que la topologie "DC distribué string _AC centralisé" et la topologie adéquate à notre vision, vu les utilités de cette structure : elle utilise un convertisseur DC-DC pour connecter chaque string de modules PV à l'onduleur pour améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système, de plus, l'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau ce qui permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV, une MPPT se fait pour chaque string, ce qui limite l'influence des modules entre eux.

Par ailleurs, nous avons effectué une étude comparative sur les différentes structures de conversion DC/DC ainsi qu'une brève étude sur les convertisseurs réversibles et les convertisseurs irréversibles. Pour notre sujet de recherche, nous avons utilisé les convertisseurs non réversibles car ils sont utilisés dans le domaine photovoltaïque et nous avons opté pour deux structures : la structure BOOST et la structure SEPIC, vu le besoin d'élever la tension de sortie de notre générateur PV et de préparer notre système de stockage d'énergie.

Ensuite, nous avons présenté des rappels sur la structure des dispositifs de stockage d'énergies photovoltaïques et montré l'utilité des batteries pour un système photovoltaïque autonome. Une modélisation des batteries en Lithium-ion est faite, et des équations pour déterminer ces paramètres sont définies.

Un aperçu sur les différents algorithmes MPPT de commande des convertisseurs DC/DC a été établi : P&O, INC, FL et P&O associé au contrôleur PI.

Par la suite, nous avons modélisé les deux structures de convertisseurs DC/DC BOOST et SEPIC en mode de conduction continu et discontinu et par l'utilisation du modèle moyen d'espace d'état. Une simulation des différents algorithmes MPPT (P&O, INC, FL et P&O associé au contrôleur PI) pour ces deux structures de convertisseurs DC/DC BOOST et

SEPIC a été réalisée. Les résultats des simulations montrent que l'algorithme P&O donne des meilleurs résultats que l'INC. La puissance et la qualité des signaux extraites par ces algorithmes utilisant le convertisseur DC/DC SEPIC sont meilleures que celles obtenues par le convertisseur BOOST malgré les petites ondulations présentes en régime permanent par le SEPIC. Cependant, le contrôle basé sur la logique floue montre un bon comportement et de meilleures performances par rapport aux autres méthodes malgré un temps de réponse un peu long par rapport à l'algorithme P&O.

Une étude comparative d'un système photovoltaïque autonome utilisant les deux algorithmes MPPT, logique floue et P&O associé à un contrôleur PI pour un panneau photovoltaïque associé au convertisseur d'inductance primaire unipolaire «SEPIC» a été faite, dont le but de montrer l'effet du MPPT proposé sur ce système au niveau de temps de réponse, de l'ondulation des signaux et de l'efficacité de système proposé. Dans cette étude, les résultats des simulations montrent que, l'algorithme de la logique floue s'avère plus intéressant avec une efficacité de 97%, un temps de réponse de 0,2s et un taux d'ondulation de puissance de 0,04W tandis que pour l'algorithme P&O associé au contrôleur PI, le rendement est de l'ordre de 96%, le temps de réponse est de 0,2s et le taux d'oscillation est de 0,056W.

Dans les systèmes photovoltaïques autonomes, les batteries sont largement utilisées pour alimenter les charges en cas d'absence d'ensoleillement ou dans le cas de présence d'une panne au niveau de système de production d'énergie solaire. Pour le cas, nous avons décrit les principaux éléments du système PV autonome avec stockage d'énergie. Nous avons dimensionné les paramètres des correcteurs PI par l'utilisation de la méthode d'espace d'état pour définir la fonction de transfert des convertisseurs DC-DC SEPIC et BOOST, après nous avons utilisé la méthode de Ziegler et Nichols pour déterminer les valeurs de contrôleur PI, K_p et K_i . Les résultats des simulations montrent que le système possède un rendement de 98,6% avec un taux d'ondulation de 1% et un temps de réponse de 0,1s.

Les principaux éléments d'un système PV par string préférable pour des puissances importantes d'ordre de KW, MW sont déterminés et le dimensionnement des différents paramètres en relation avec ce système pour une puissance d'ordre de 20 KW par string a été établie.

La structure de convertisseur SEPIC montre plus d'importance pour la topologie hacheur rangée en string, suite aux résultats de simulation, cette structure présente un taux d'ondulation faible et un temps de réponse réduit, en plus, elle utilise deux inductances L_1 et L_2 pour élever ou abaisser la tension, ces inductances couplées permettent une ondulation de courant plus faible. Pour les smart algorithmes MPPT utilisés dans cette topologie, la LF montre de bons résultats contre les autres algorithmes PO et INC, un taux d'ondulation faible 0,51% pour ΔP_s , 0,40% pour ΔV_s et 0,28% pour ΔI_s , en plus un temps réponse minimal autour de 1ms, cette commande réduit le temps de régime transitoire et améliore le temps pour atteindre le régime permanent, en plus réduit les fluctuations à l'état statique.

L'association des strings au bus continu utilisant le convertisseur SEPIC présente de bons résultats : une stabilisation des signaux et le temps de réponse reste le même quel que soit le

nombre de panneaux associé au bus continu. L'utilisation d'un correcteur PI associé à la commande MPPT pour assurer la régulation de tension de bus continu montre de bons résultats et la tension de bus continu reste stable quel que soit la variation de la charge de ligne et quel que soit la variation des conditions climatiques.

Néanmoins, nous sommes conscients également que certains problèmes ne sont pas étudiés dans cette thèse et méritent d'être abordés ultérieurement comme par exemple :

- L'étude des onduleurs photovoltaïques pour la topologie Hacheur rangée en string car dans ce travail on s'est limité à l'étude de la partie DC pour la préparation de bus continu.
- La problématique que la MPPT d'un générateur PV présente par l'apparition de maximums locaux suite à l'utilisation des cellules PV ayant des caractéristiques différentes, qui ont influencé fortement le fonctionnement des algorithmes MPPT, on parle de l'effet de la dispersion des productibles et pertes par mismatching.
- L'étude et la gestion des systèmes hybrides qui reçoivent de l'énergie d'une ou plusieurs sources supplémentaires également indépendants des réseaux de distribution électriques, comme par exemple, la combinaison des générateurs PV à des éoliennes ou à des groupes électrogènes , ou aux deux à la fois avec des systèmes de stockage de l'énergie (batteries, super-condensateurs,...).

Références

- [1] H. Nfaoui, and A. Sayigh, "Renewable Energy in South of Morocco and Prospects", *Mediterranean Green Buildings & Renewable Energy*, Springer, chapter 51, page : 667–679, 2017.
- [2] "Stratégie Energétique Nationale Horizon 2030", Ministère de l'Energie, des Mines de l'Eau et de l'Environnement, Royaume du Maroc, 2016.
- [3] <https://www.pv-magazine.com/2021/10/11/solar-supply-demand-and-a-foreign-policy-shakeup/>.
- [4] M. Benhaddadi, and G. Olivier, "Dilemmes Energétiques", Presses de l'Université du Québec PUQ, 2008.
- [5] "STRATÉGIE NATIONALE DE L'EFFICACITÉ ÉNERGÉTIQUE 2030", Ministère de l'Energie, des Mines de l'Eau et de l'Environnement, Royaume du Maroc, Août 2020.
- [6] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert Filho, "Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays", *Power Electronics Conference*, 2009. COBEP'09. Brazilian, volume 14, page : 35–45, 2009.
- [7] Fangrui L, and all, "A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Volume 55, Pages : 2622-2626, 2008,.
- [8] N. Femia and all, "A Technique for Improving P&O MPPT Performances of Double-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, volume 56, Pages : 4473-4481, 2009.
- [9] A. Cid Pastor, "Conception et réalisation de modules photovoltaïques électroniques", Thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 29 septembre 2006.
- [10] W. Xiao and G. Dunford, "A modified adaptive hill climbing mppt method for photovoltaic power systems", *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Pages : 1957-1963, 2004.
- [11] H. Patel, and V. Agarwal "Maximum power point tracking scheme for PV systems operating under partially shaded conditions", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, volume 55, Pages : 1689–1698, 2008.
- [12] CE. Chamberlin, P. Lehman and all, "Effects of mismatch losses in photovoltaic arrays", *Solar Energy*, Volume 54, Page : 165-171, 1995.
- [13] B. Norton, "Enhancing the performance of building integrated photovoltaics ", *Solar Energy*, Volume 85, Issue 8, Pages : 1629-1664, 2011.
- [14] S. Kobayashi, T.lino, and H.Kobayashi, "Degradation of Output Characteristics of a Small Photovoltaic Module Due to Dirt Spots", *Tokyo University of Science*, IEEE, Pages : 435-439, 2007.
- [15] F. Sarrafin-Ardebili, "Nouvelles structures de conversion multicellulaires à base des transistors GaN pour la conversion DC-DC. Application au conditionnement des énergies renouvelables", Thèse, Université Grenoble Alpes, 28 mars 2017.

- [16] D. Sera, "Real-time modelling, diagnostics and optimised MPPT for residential PV systems.", Videnbasen for Aalborg Universitet VBN, Aalborg Universitet Aalborg University, Det Teknisk-Naturvidenskabelige Fakultet The Faculty of Engineering and Science, Institut for Energiteknik Department of Energy Technology, 2009.
- [17] A. Chatterjee, A. Keyhani, and D. Kapoor, "Identification of photovoltaic source models", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Volume 26, Pages : 883–889, 2011.
- [18] D. Picault, "Reduction of mismatch losses in grid-connected photovoltaic systems using alternative topologies", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 10 Decembre 2010.
- [19] S. Vighetti, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 24 Septembre 2010.
- [20] E. Ait el maati, A. Boulal, A. Radouane, and Az. Mouhsen, "Design and Control of an Autonomous PV System with Battery Storage and Single Phase Inverter using the Smart Control Followed by PI Correctors", *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, Indexed in ELSEVIER Scopus/DOI: 10.35940/ISSN: 2278–3075 (Online), Volume 8, Issue 11, Page : 3739-3746, 2019.
- [21] E. Ait el maati, A. Boulal, Ah. Mouhsen, and Az. Mouhsen, "Modeling and Control of Photovoltaic System using the Fuzzy Logic Algorithm and Single Ended Primary Inductor Converter for Maximum Power Point Tracking", *Journal of Renewable and Sustainable Energy, AIP Conference Proceedings 2056*, Volume 2056, Issue 1, Page : 020009.1-020009.10, 2018.
- [22] J. Pallier, "Dimensionnement des composants pour convertisseur SEPIC", Polytech Clermont Ferrand, Janvier 2013.
- [23] A. eddahech, "Modelisation du vieillissement et determination de l'état de sante de batteries lithium-ion pour application vehicule electrique et hybride", Thèse, Université bordeaux 1 école doctorale des sciences physiques et de l'ingénieur, 12 Décembre 2013.
- [24] E. Koutroulis, and K. Kalaitzakis, "Novel battery charging regulation system for photovoltaic applications", *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl.*, Volume 151, Pages : 191–197, 2004.
- [25] Z. Haizhou, "Modeling of Lithium-ion Battery for Charging/Discharging Characteristics Based on Circuit Model", *International Journal of Online and Biomedical Engineering (iJOE)*, Pages : 2626-8493, 2017.
- [26] V. Vivier, "Modélisation Cinétique de la Spectroscopie d'Impédance Electrochimique de Cellule Li-ion", Thèse, Sorbonne Université, Ecole doctorale 388 – Chimie Physique et Chimie Analytique de Paris, Centre Laboratoire Interfaces et Systèmes Electrochimiques (LISE) / Groupe Renault, 23 Novembre 2018.
- [27] "How do Lithium Batteries Work?", Battery University, 2016. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries, Accessed: 04-Jul-2017.
- [28] "Is Lithium-ion the Ideal Battery?", Battery University, 2010. [Online]. Available: http://batteryuniversity.com/learn/archive/is_lithium_ion_the_ideal_battery, Accessed: 01-Jun-2017.

- [29] H. L. Ferreira, R. Garde, G. Fulli, W. Kling, and J. P. Lopes, "Characterisation of electrical energy storage technologies", *Science Direct, Energy*, Volume 53, Pages 288-298, 2013.
- [30] A. Chermitti, O. Boukli-Hacene, and S. Mouhadjer, "Design of a Library of Components for Autonomous Photovoltaic System under Matlab/Simulink", *International Journal of Computer Applications*, Volume 53, Pages : 1-7, 2012.
- [31] H. Abbes, and H. Abid, "Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque", *Laboratory of Computer and Embedded Systems (Lab-CES), University of Sfax, Sfax Tunisia, Revue des Energies Renouvelables*, Volume 17, Pages 435-445, 2014.
- [32] M. Hlaili, and H. Mechergui "Comparison of Different MPPT Algorithms with a Proposed One Using a Power Estimator for Grid Connected PV Systems", *Research Article, Electrical Engineering, High National School of Engineers of Tunis, University of Tunis, international journal of photoenergy*, Volume 2016, Pages : 1-10, 2016.
- [33] F. Slama, "Modélisation d'un système multi générateurs photovoltaïques interconnectés au réseau électrique", *Mémoire, Département d'Electrotechnique, Universite Ferhat Abbas - Setif*, November 2021.
- [34] A. Oi, "design and simulation of photovoltaic water pumping system", *Thesis, Faculty of California Polytechnic State University, San Luis Obispo faculty of california polytechnic state university*, 26th September, 2005.
- [35] A. Nedjma "Conception d'une commande MPPT optimale à base d'intelligence artificielle d'un système photovoltaïque", *Thèse, Université bourgogne franche-comte, préparée à l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard*, 28 Janvier 2020.
- [36] AM. Othman, MM. El-arini, A. Ghitas, and A. Fathy, "Realworld maximum power point tracking simulation of PV system based on Fuzzy Logic control", *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, Volume 1, Issue 2, Pages : 186-194, 2012.
- [37] M. Lemoine, F. Pelgrin, "Introduction aux modèles espace-état et au filtre de kalman", *Département analyse et prévision de l'OFCE, Banque du Canada, Eurequa, Université Paris I et OFCE, Revue de l'OFCE 86*, Juillet 2003.
- [38] M.R. Sourov, U.T. Ahmed, and M.G. Rabbani, "A High Performance Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Power System Using DC-DC Boost Converter", *IOSR Journal of Engineering*, Volume 2, Page : 12 – 20, 2012.
- [39] S. Motahhir, A. Chalh, A. El Ghzizal, and A. Derouich, "Development of a Low-cost PV System using an improved INC algorithm and a PV panel Proteus model", *EST, SMBA University, Fez, Morocco, Journal of Cleaner Production*, Volume 204, Pages : 355-365, 2018.
- [40] A. Dolara, R. Faranda, and S. Leva; "energy comparison of seven mppt techniques for pv systems", *scientific research j. Electromagnetic analysis & applications, department of energy of politecnico di milano*, Pages : 152-162, 2009.
- [41] A. Tabanjat, M. Becherif, M. Emziane, D. Hissel, HS. Ramadan, and B. Mahmah, "Fuzzy logic-based water heating control methodology for the efficiency enhancement of hybrid PV-PEM electrolyser systems", *University of Technology of Belfort-Montbéliard (UTBM)*,

Références

- FCLAB FR CNRS 3539, Femto-ST UMR CNRS 6174, Belfort, France, international journal of Hydrogen Energy, Volume 40, Issue 5, Pages : 2149-2161, 2015.
- [42] A. Rezvani, and M. Gandomkar, "Modeling and control of grid connected intelligent hybrid photovoltaic system using new hybrid fuzzy-neural method", Solar Energy, Volume 127, Pages : 1-18, 2016.
- [43] N. Aouchiche, MS. Aitcheikh, M. Becherif, and MA. Ebrahim, "AI-based global MPPT for partial shaded grid connected PV plant via MFO approach", Solar Energy, , Volume 171, Pages : 593-603, 2018.
- [44] N. Aouchiche, MS. Ait Cheikh, M. Becherif, A. EM, and A. Hadjarab, "Fuzzy Logic Approach Based Mppt for the Dynamic Performance Improvement for PV Systems", Solar Power Europe, IEEE, Page : 1-7, 2017.
- [45] R. Rajesh, and MC. Mabel, "Efficiency analysis of a multi-fuzzy logic controller for the determination of operating points in a PV system", Solar Energy, Volume 99, Pages 77-87, 2014.
- [46] W. Chung-Yuen, K. Duk-Heon, K. Sei-Chan, And All, "a new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller", IEEE power electronics specialists conference, Page : 396-403, 1994.
- [47] M. Veerachary, T.Senjuand, and K. Uezato, "feedforward maximum power point tracking of pv systems using fuzzy controller", IEEE trans. On aero space and electronic systems, Volume 38, Issue 3, Pages : 969-981, 2002.
- [48] S. Manju, "Design and Modeling of Standalone Solar Photovoltaic Charging System", International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), Volume 18, Page : 41-45, 2011.
- [49] A. Merdassi "Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatroniques" Thèse, Institut polytechnique de grenoble, 15 Octobre 2009 .
- [50] J.-p. Ferrieux, and F. Forest, "Alimentation à découpage. Convertisseur à résonance", Masson, ISBN 2225845557, 1994.
- [51] R. Bausiere, F. Labrique, and G. Segquier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance" La conversion continucontinu, Technique & documentation, Volume 3, ISBN 2743001399, 1997.
- [52] M. Nicolas videau, "Convertisseurs continu-continu non isolés à haut rapport de conversion pour piles à combustible et électrolyseurs - apport des composants GaN", Thèse, Université de toulouse, Institut national polytechnique de toulouse, 5 Mai 2014.
- [53] B. M. Hasaneen, and Adel A. Elbaset Mohammed, "Design and simulation of DC/DC boost converter", 12th International Middle-East Power System Conference, IEEE, Pages : 335-340, 2008.
- [54] M. Ned, M. Undeland Tore, and P. Robbins William, "Power Electronics ,Converters Applications and Design", John Wiley & Sons, Inc., Book, 1995.

- [55] C. K. Tse, and K. M. Adams, "Qualitative analysis and control of a DC-to-DC Boost Converter Operating in Discontinuous Mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 5, Page : 323-330, 1999.
- [56] J. Leema Rose, and B. Sankaragomathi, "Design, Modeling, Analysis and Simulation of a SEPIC Converter", *Middle-East Journal of Scientific Research* 24, Page : 2302-2308, 2016.
- [57] K. Reeto Jose, A. Shivanandan, V. Venugopal and K. Devi., "DC-DC SEPIC, Converter Topologies", *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology*, 2321- Volume: 04, Issue: 05, Page : 20-23, 2015.
- [58] S. Venkatanarayanan, and M. Saravanan, "Proportional-integral Control for SEPIC Converter", *Research Jnl. of Applied Sciences, Engineering and Technology*, Page : 623-629, 2014.
- [59] S. Cuk and R.D Middlebrook, "A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode", *IEEE*, Page : 1-22, 2015.
- [60] V.Vorperian, "Simplified analysis of PMW converters using the model of PMW switch, Part II : Discontinuous conduction mode", *IEEE Trans.on Aerosp.Electron.Syst.*, Volume 26,Page : 497-505, 1990.
- [61] D. Maksimovic, and S. Cuk, "A unified analysis of PMW converters in discontinuous mode", *IEEE Trans.on Power Electron.*, Volume 6, Page : 476-490, 1991.
- [62] J. Sun, and H. Grotollen, " Averaged Modeling of switching power converters: Reformulation and theoretical basis", *Power Electronics Specialists Conference, PESC '92 Record.*, 23rd Annual IEEE , Page : 1165-1172, 1992.
- [63] J. Sun, D. Mitchell, M. Greuel, P. Krein, and R. Bass, "Modeling of PWM converters in Discontinuous Conduction Mode. A Reexamination", *Power Electronics Specialists Conference, 1998, PESC'98, Record. 29th Annual IEEE*, Volume 1, Page : 615 – 622, 2002.
- [64] J. Sun, D. M. Mitchell, F. M. Greuel, T. P. Krein, and R. M. Bass, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 16, Page : 482-492, 2001.
- [65] P. R. K. Chetty, "Current injected equivalent circuit approach to modelling and analysis of current programmed switching DC-to-DC converters (discontinuous inductor conduction mode)", *IEEE Transactions. on Industry Applications*, Volume IA-18, Page : 295-299, 1982.
- [66] J. Pallier "Dimensionnement des composants pour convertisseur SEPIC", *Projet P12AB06 : Convertisseur de tension SEPIC à commande aléatoire*, *Projet Polytech' Clermont-Ferrand*, Janvier 2013.
- [67] B. Paranthagan, M. Marimuthu, and S. Shamili, "Comparative Analysis of Performance of the SEPIC Converter Using PID and Fuzzy Logic Controllers for LED Lighting Applications", *International Journal of Emerging Technology in Computer Science & Electronics (IJETCSE)*, , Volume 12, Issue 2, Page : 34-42, 2015.
- [68] M. Birane, A. Chahmi, and C. Larbes, "Study and simulation of photovoltaic systems with differences connecting topologies of micro inverters configurations", *ICCEE'18 International conference on communications and electrical engineering*, *Alger*, Page : 1-8, Dec 2018.

- [69] <https://www.amazon.in/Powerhouse-250W-Polycrystalline-Solar-Panel/dp/B07GPQ4LJ1>, 01 Juillet; 2022.
- [70] A. El Khateb, "Fuzzy Logic Controller Based SEPIC Converter for Maximum Power Point Tracking", IEEE transactions on industry applications, Volume 50, Issue 4, Pages : 2349 – 2358, 2014.
- [71] "Panneau PV à base de silicium cristallin, BP MSX 120", [Online]. Available: http://www.soltec-solar.com/html/cms/bp/product_msx_120.pdf, Accessed: 31-Oct 2016.
- [72] A. Kaufmann, and A. P. Bonaert, "Introduction to the Theory of Fuzzy Subsets-vol. 1 Fundamental Theoretical Elements", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Volume 7, Issue 6, Pages : 495 – 496, 1977.
- [73] Z. Dragan Saletic, "Analysis of Basic Defuzzification Techniques", Technical University of Sofia, Page : 1-7, 2002.
- [74] W. Van Leekwijck, and E.E. Kerre: "Defuzzification: criteria and classification", Fuzzy Sets and Systems, [https://doi.org/10.1016/S0165-0114\(97\)00337-0](https://doi.org/10.1016/S0165-0114(97)00337-0), Volume 108, Issue 2, Pages 159-178, 1999.
- [75] T. A. Runkler: "Selection of Appropriate Defuzzification Methods Using Application Specific Properties", IEEE Trans. on Fuzzy Systems, Volume 5, Pages : 72-79, February 1997.
- [76] A yang, A., and al. "Modeling, P&O MPPT and PI contrais and performance onolysis of PV/Energy storage hybrid power system", 2018 4th Internotionol Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC), IEEE, Page : 1-6, 2018.
- [77] Ralph B. L. Gwatin, "The Techincal Writers Handbook", CA: University Science Books, Mill Valley, California, 232 pages, 2003.
- [78] N. Kumar, and N.Sharma, "Improve Performance of PV System by PID Controller", International Journal of Science, Engineering and Technology, Volume 4, Issue 1, Page : 227-232, 2016.
- [79] M. Faridun Naim Tajuddin, "State space averaging technique of power converter with digital PID controle", TENCON 2009 – 2009, IEEE Region 10 Conference, IEEE Xplore, Page : 1-6, 2009.
- [80] M.R. Sourov, U.T. Ahmed, and M.G. Rabbani, "A High Performance Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Power System Using DC-DC Boost Converter", IOSR Journal of Engineering, Volume 2, Pages : 12 – 20, 2012.
- [81] R. Mitulkumar, "Analysis of Boost Converter Using PI Control Algorithms", International Journal of Engineering Trends and Technology, Volume 3, Issue 2, Page : 71-73, 2012.
- [82] J. Ahmed, and Z. Salam, "An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency", Applied Energy, Volume 150, Pages 97-108 , 2015.
- [83] A. Bennouna, "Prospective énergétique du Maroc à l'horizon 2030", 2007.

Références

- [84] A. Tchapo Singo, "Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome", Thèse, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Département de Formation Doctorale Electronique-Electrotechnique, 3 Février 2010.
- [85] M. Etique, "Régulation automatique, Chapitre 4 : Régulateur PID" Haute Ecole d'Ingenieurs et de Gestion du canton de Vaud, Département d'électricité et d'informatique, institut d'Automatisation industrielle (iAi), <https://get-couffignal.pagesperso-orange.fr/courselectro/regulationcours.pdf>.
- [86] S. Vighetti, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 24 Septembre 2010.
- [87] D. Picault, "Reduction of mismatch losses in grid-connected photovoltaic systems using alternative topologies", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 1 Octobre 2010.
- [88] B. N. Yannick, "Modélisation des injections de puissance d'un système PV sur un réseau public, " Mémoire, Institut International d'Ingénierie de l'Eau et de l'environnement, Fondation 2iE, Juin 2012.
- [89] E. Ait el maati, A. Boulal, A. Radouane, Az. Mouhsen, "Design and Control of an Autonomous PV System with Battery Storage and Single Phase Inverter using the Smart Control Followed by PI Correctors", International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), Indexed in ELSEVIER Scopus, Volume 8, Issue 11, Pages : 3739-3746, 2019.
- [90] Az. HOUARI, "Contribution à l'étude de micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques", Thèse, Université de Lorraine, Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique, Laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy), 7 Décembre 2012.
- [91] N. Motan, M. Abu-Khaizaran, and J. Saed " Design and Modelling of a 6kW Grid-Connected Photovoltaic System – AC Stage", 2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Page : 1-7, 2018.
- [92] M. Gustavo Molina, " Modelling and Control of Grid-connected Solar Photovoltaic Systems", Institute of Electrical Energy, National University of San Juan–CONICET, Chapter 3, Page : 54-82, 2016.
- [93] M. Telidjane, "Modélisation des panneaux photovoltaïques et adaptation de la cyclostationarité pour le diagnostic", Thèse, Université de Lyon, Université de Jean Monnet Saint-Etienne, 13 Juillet 2017.
- [94] K. Vijay Sood, and H.Abdelgawad, "Power converter solutions and controls for green energy", Distributed Energy Resources in Microgrids, Chapter 14, Pages : 357-387, 2019.
- [95] S. Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, and F.Blaabjerg, "A Review of Single Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules", IEEE transactions on industry applications, Volume 41, Issue 5, Pages : 1292 – 1306, 2005.
- [96] N. Aouchiche, M S A.Cheikh, and A.Malek, "Poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de J'incrémentation de conductance et la

Références

- perturbation & observation", *Revue des Énergies Renouvelables*, Volume 16, page : 485 – 498, 2013.
- [97] L. Bun, "Détection et Localisation de Défauts pour un Système PV", Thèse, Université de grenoble, 04 Novembre 2011.
- [98] S. Nema, R. K. Nema, and G. Agnihotri, "Inverter topologies and control structure in photovoltaic applications: A review", Department of Electrical Engineering, Maulana Azad National Institute of Technology, Bhopal 91426051, India, *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, Volume 3, Issue 1, Page : 1-24, 2011.
- [99] Q. Jia, G. Yan, Y. Cai, Y. Li, and J. Zhang, "Operation and Control of a New Grid-Connected PV Systems Based on Common DC Bus", Department of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University; IEEE, Page : 1-6 , 04 January 2018.
- [100] M. Sidrach, and Ll. Mora Lopez, "Performance analysis of a grid-connected photovoltaic system", Universidad de Malaga, Malaga, Spain, [https://doi.org/10.1016/S0360-5442\(98\)00084-X](https://doi.org/10.1016/S0360-5442(98)00084-X), Elsevier Science, Volume 24, Issue 2, Pages 93-102, February 1999.
- [101] J. Jana, "A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 72, Pages : 1256-1270, 2017.
- [102] M. taïki vaïtchemé, "Modélisation et simulation d'un système de stockage intégré dans un micro-réseau autonome solaire-éolien", Mémoire, Université du quebec en abitibi temiscamingue, Juin 2019.
- [103] W. Tsai-Fu, "DC-Bus Voltage Regulation for a DC Distribution System With a Single-Phase Bidirectional Inverter", *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, volume 4, Page : 210 - 220 , March 2016.
- [104] H. Poor, "An Introduction to Signal Detection and Estimation", New York : Springer-Verlag, chapter 4, 1994.
- [105] J. S. Park, J.-H. Choi, B.-G. Gu, I.-S. Jung, E.-C. Lee, and K.-S. Ahn, "Robust DC-link voltage control scheme for photovoltaic power generation system PCS", *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, IEEE, Page : 1-4, 2009.
- [106] H. Bin, "convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible", Thèse, Institut National Polytechnique de Lorraine, 14 Mai 2009.
- [107] R.D. Middlebrook, and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stages", *Power Specialists Conference*, California Institute of Technology Pasadena, California, IEEE, Pages : 18-34, 2015.
- [108] C. Batard, "Modélisation des systèmes de conversion de l'énergie électrique dans un contexte pluridisciplinaire", Université de Nantes, Institut Universitaire de Technologie de Nantes, Rapport de Synthèse, 2 Juillet 2015.
- [109] <http://www.specialautom.net/synthese-empirique>, 01 Juillet, 2022.

Références

- [110] E. Ait el maati, H. Maker, Ah. Mouhsen, Az. Mouhsen, "Comparative study of the electronic performance of DC/DC photovoltaic converters (BOOST and SEPIC)", International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), IEEE, Pages : 1-8 , 2018.

Annexes

Choix de l'interrupteur de commande

Les graphes ci-dessous donnent les domaines d'utilisation de transistor IGBT suivant la tension de blocage, le courant et la fréquence de commutation:

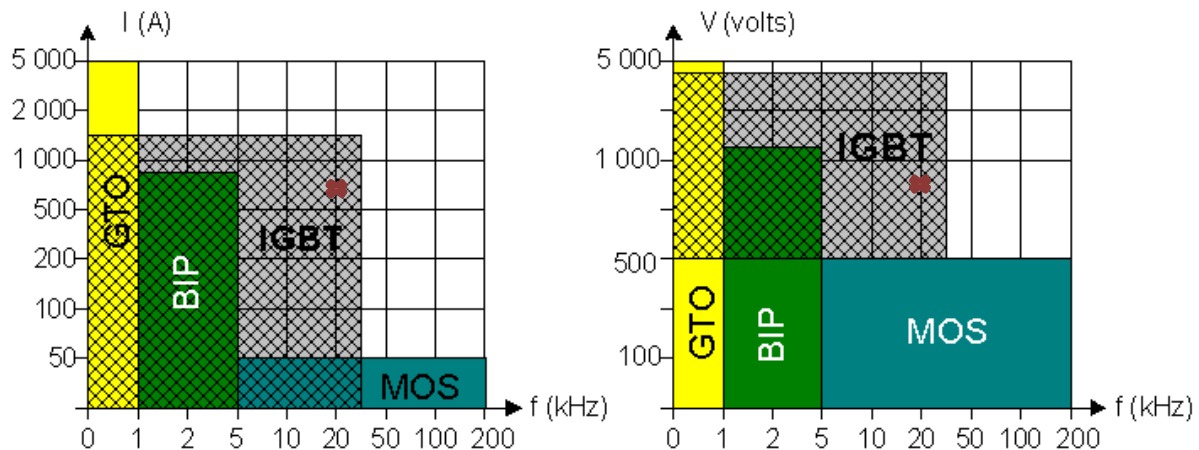


Figure 121. Choix de l'interrupteur en fonction I , V et f

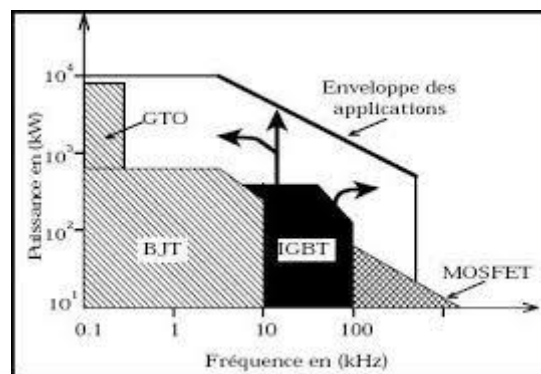


Figure 122. Choix de l'interrupteur en fonction P et f

Pour le cas de notre interrupteur on a choisi le transistor IGBT **APTGT400U170D4**, $V_{ce} = 1700V$, $I_{KM} = 800A$, $T_C = 25^\circ C$, qui reprend à nos contraintes $V_{KM} = 785,29V$, $I_{KM} = 602,13V$, $F = 20kHz$, $100kW$ [12].

Pour la diode on a choisi une diode de puissance **SV2008**.[®], $V_{RRM} = 800V$, $I_{FRM} = 800A$ qui reprend à nos contraintes $V_{KM} = 785,29V$, $I_{KM} = 602,13A$, $F = 20kHz$, $100kW$.

Tension du bus continu sans régulation

Les figures 121-124, affichent les résultats de simulation du système PV multi-string connecté à un bus continu sans régulation de tension pour deux tensions de sortie 400V et 500V et une résistance de la ligne variable.

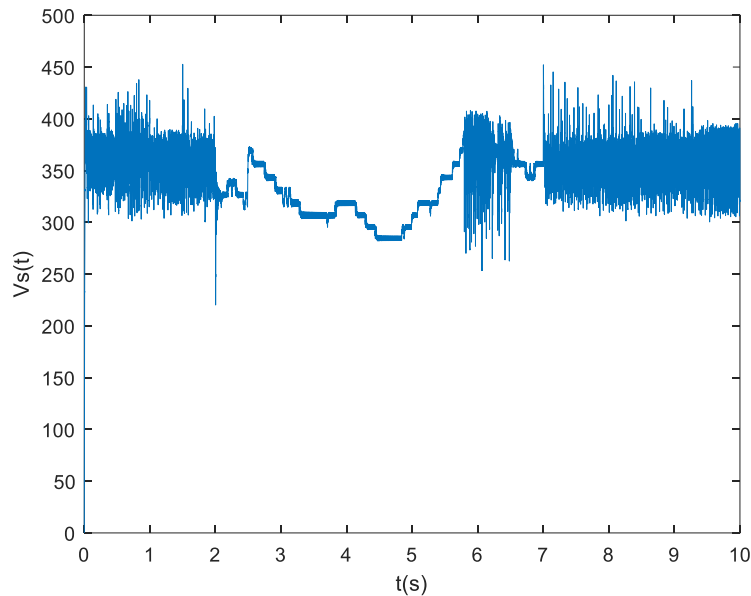


Figure 123. Tension du bus continu sans régulation.

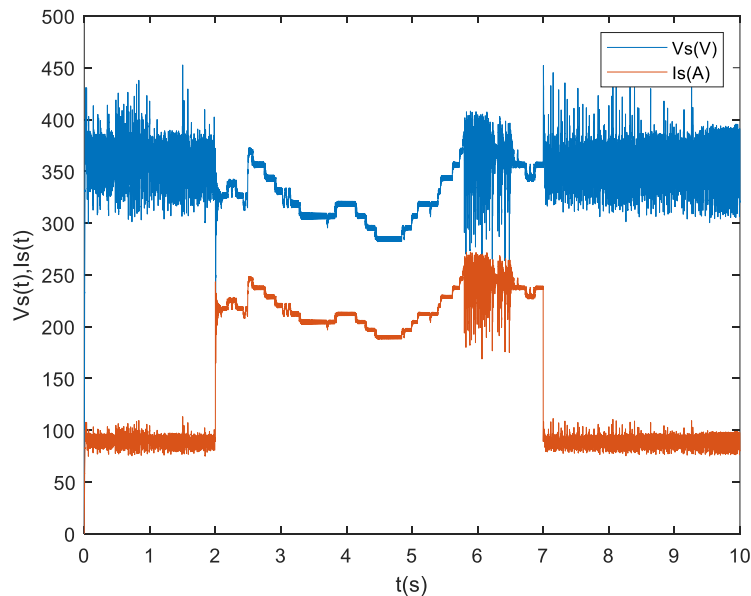


Figure 124. Tension et courant du bus continu (400V) avec variation de charge de ligne (sans régulation).

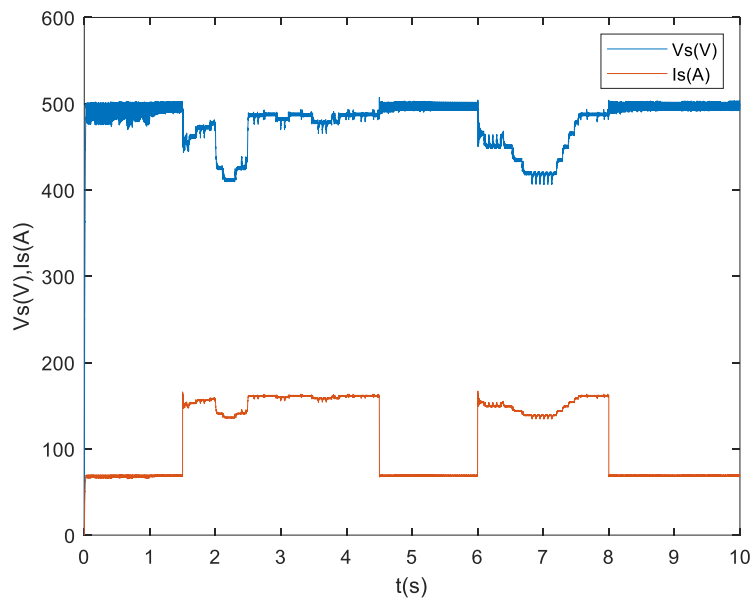


Figure 125. Tension et courant du bus continu (500V) avec variation de charge de ligne (sans régulation).

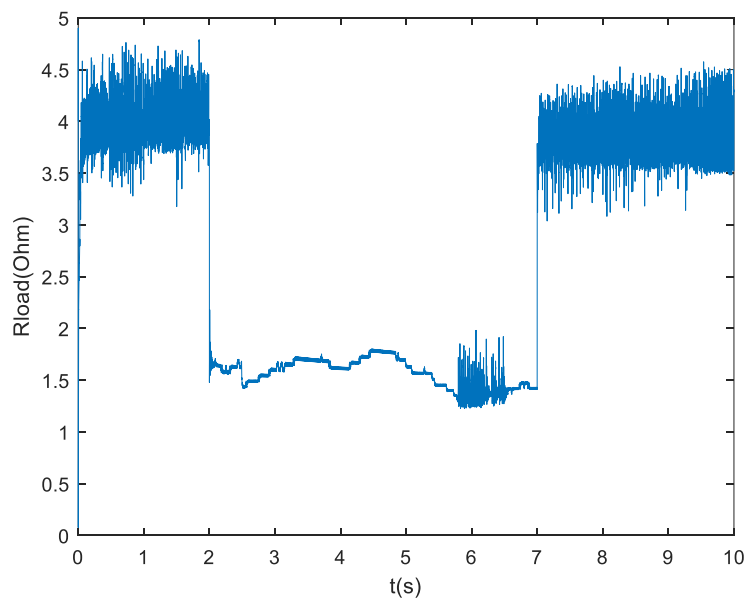


Figure 126. Valeur de la charge de la ligne en Ohm.

Tension du bus continu avec régulation

Les figures 125-128, affichent les résultats de simulation du système PV multi-string connecté à un bus continu avec régulation de tension pour une tension de sortie désiré de 500V et une résistance de la ligne variable.

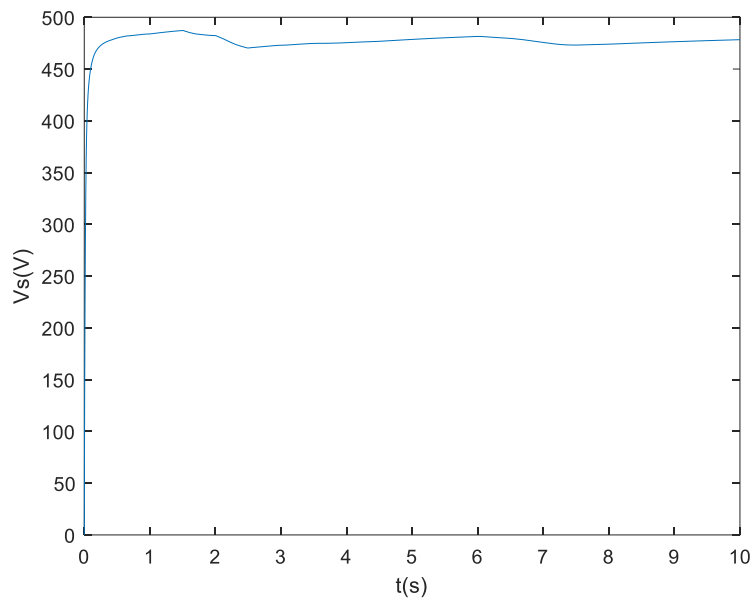


Figure 127. Tension du bus continu avec régulation.

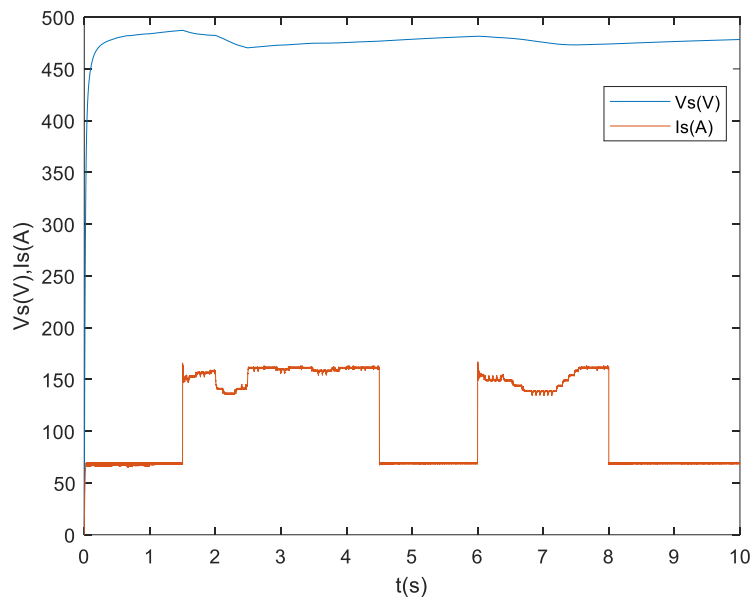


Figure 128. Tension et courant du bus continu avec régulation.

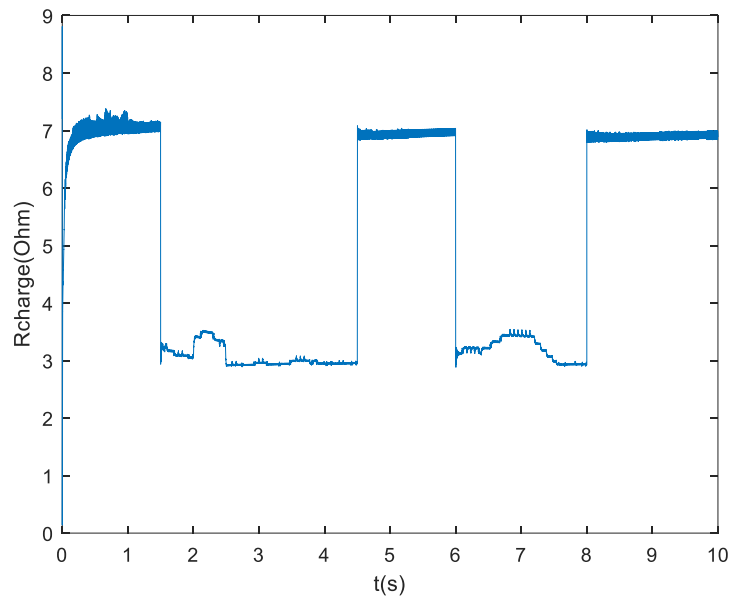


Figure 129. Valeur de la charge de la ligne en Ohm.

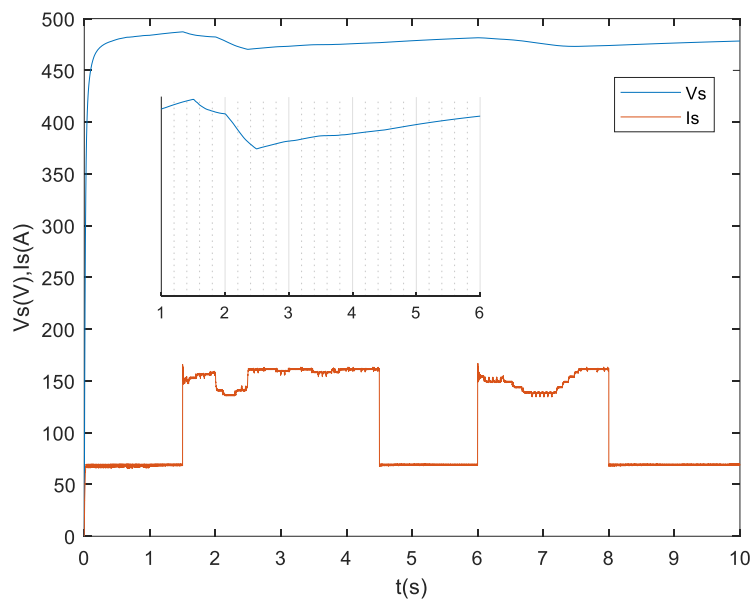


Figure 130. Tension, ondulation de tension et courant du bus continu avec régulation.

La modélisation de convertisseur SEPIC en régime petit signaux

Le schéma ci-dessous présente le modèle en petit signaux de convertisseur SEPIC.

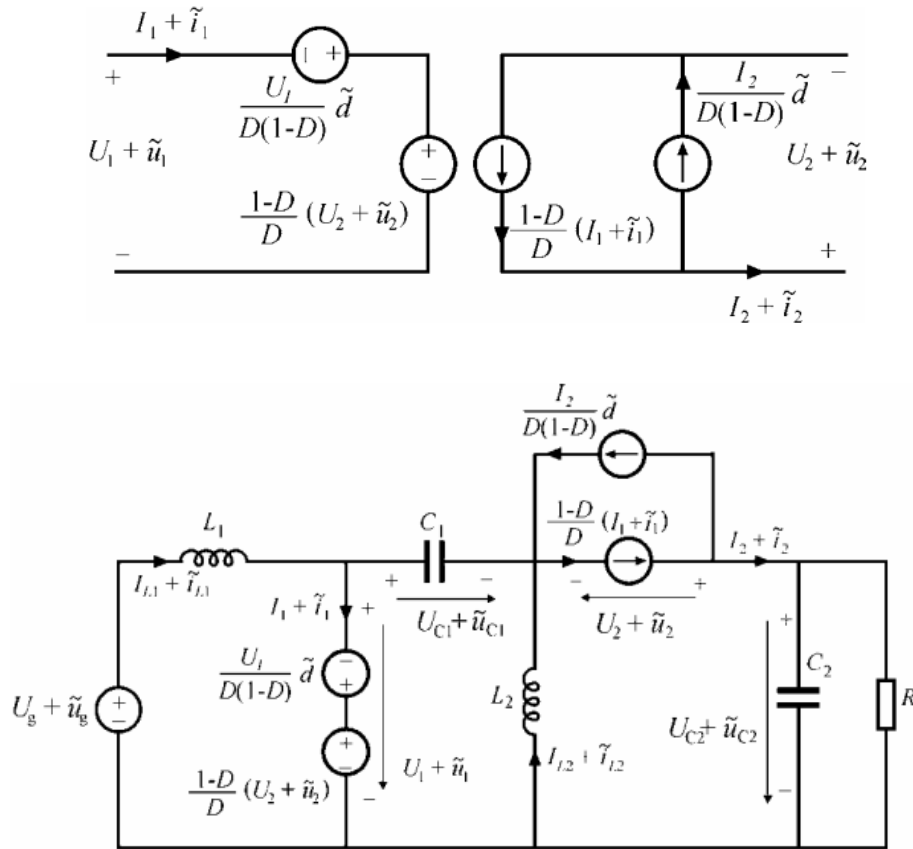


Figure 131. Convertisseur SEPIC en petit signaux.

Les équations A.1 et A.2 servent à déterminer la fonction de transfert de convertisseur SEPIC en petit signaux.

$$\frac{d(I_{L1} + \tilde{i}_{L1})}{dt} = \frac{\alpha - 1}{L_1} (U_{C1} + \tilde{u}_{C1}) + \frac{\alpha - 1}{L_1} (U_{C2} + \tilde{u}_{C2}) + \frac{1}{L_1} (U_g + \tilde{u}_g) + \frac{U_1}{L_1(1 - \alpha)} \tilde{\alpha} \quad A.1$$

$$\frac{d(I_{L2} + \tilde{i}_{L2})}{dt} = \frac{\alpha - 1}{L_2} (U_{C1} + \tilde{u}_{C1}) + \frac{\alpha - 1}{L_2} (U_{C2} + \tilde{u}_{C2}) - \frac{1}{L_2} (U_g + \tilde{u}_g) + \frac{U_1}{L_2(1 - \alpha)} \tilde{\alpha} \quad A.2$$

Fonction de transfert de convertisseur SEPIC en petit signaux :

$$\frac{V_{out}}{\alpha} = \frac{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$$

Avec :

$$a_0 = \frac{V_{pv}}{C_1 C_2 L_1 L_2}$$

$$a_1 = \frac{V_s D}{(D-1) R C_1 C_2 L_2}$$

$$a_2 = \frac{V_{pv}(L_1 + L_2)}{C_2 L_1 L_2}$$

$$a_3 = -\frac{V_s}{(1-\alpha) R C_2}$$

$$b_0 = \frac{(1-\alpha)^2}{C_1 C_2 L_1 L_2}$$

$$b_1 = \frac{1}{R C_1 C_2} \left[\frac{(\alpha-1)^2}{L_1} + \frac{\alpha^2}{L_2} \right]$$

$$b_2 = \frac{\alpha^2(C_1 + C_2)(L_1 + L_2)}{C_1 C_2 L_1 L_2} - \frac{(2\alpha-1)(C_2 L_2 + C_1 L_2 + C_1 L_1)}{C_1 C_2 L_1 L_2}$$

$$b_3 = \frac{1}{R C_2}$$

Comparaison des algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL)

La figure 130 et 131 présente une étude comparative des trois algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL), pour évaluer les performances de chaque algorithme en fonction de temps de réponse et taux d'ondulation de signal.

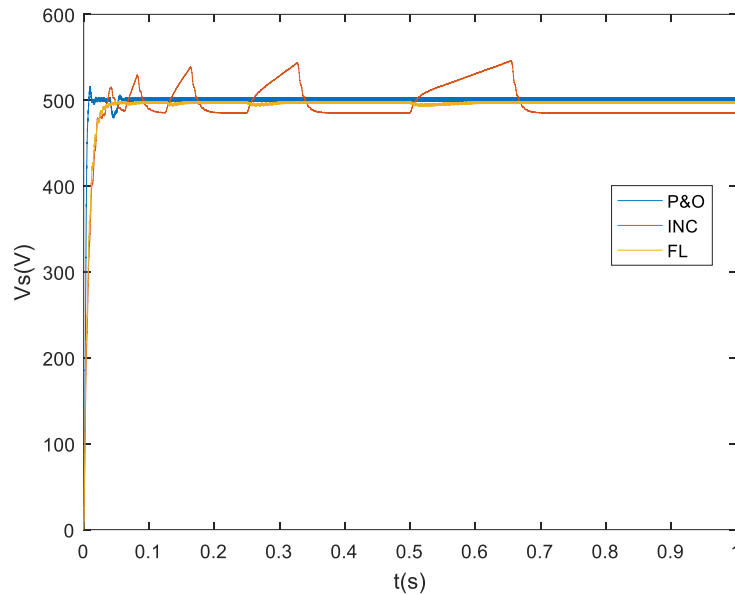


Figure 132. Comparaison des trois algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL)

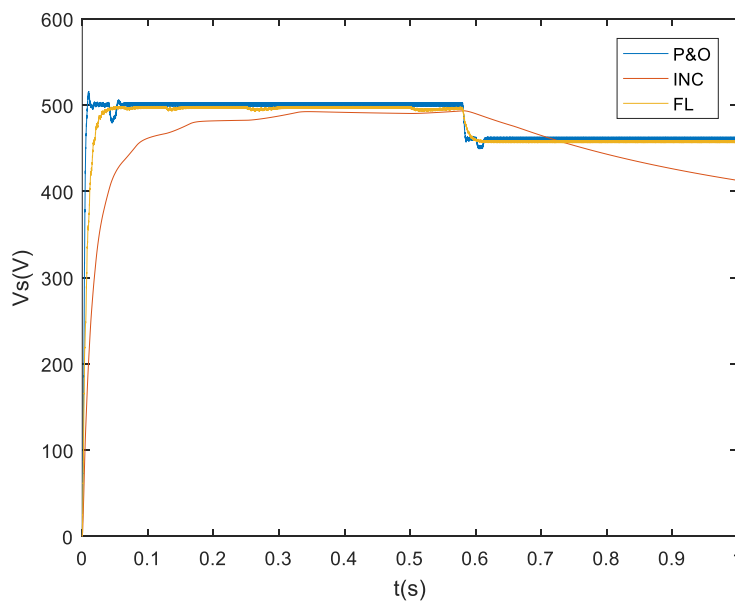


Figure 133. Comparaison des trois algorithmes de commande MPPT (P&O, INC et FL) avec variation de l'irradiation